МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

МАГОМЕДОВА МАРІЯ СЕРГІЇВНА

УДК 621.372:621.396

ДИСЕРТАЦІЯ

МЕТОД СТВОРЕННЯ АНТЕННО-ФІДЕРНОГО ТРАКТУ МОБІЛЬНОЇ ЦИФРОВОЇ ТРОПОСФЕРНО-ІОНОСФЕРНОЇ СТАНЦІЇ

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

17 «Електроніка та телекомунікації»

Подається на здобуття ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

_____ М.С. Магомедова

Науковий керівник

Зінченко Ольга Валеріївна доктор технічних наук, доцент

Київ – 2023

АНОТАЦІЯ

Магомедова М.С. Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття ступеня доктора філософії з галузі знань 17 «Електроніка та телекомунікації» за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка». – Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій Міністерства освіти і науки України, 2023.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню науково-технічних завдань, пов'язаних з підвищенням широкосмуговості антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції при збереженні високої електричної міцності.

У вступі дисертації відмічено, що у зоні бойових дій виникають завдання організації стійкого зв'язку через територію, яка не контролюється власними військовими формуваннями. З наземних типів зв'язку можливим рішенням може бути розгортання загоризонтних ліній зв'язку, що складаються з мобільних цифрових тропосферних станцій або станцій іоносферного зв'язку з використанням штучних іонізованих неоднорідностей.

Це може бути також забезпечено використанням мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. Така станція є станцією подвійного призначення, яка може використовуватися: у військових конфліктах і бойових діях; в умовах надзвичайних ситуацій, як при екологічних і техногенних катастрофах; при протидії загрозі тероризму; в інтересах трансляції TV програм на території, що неконтролюються державою або на території поза юрисдикцією держави. Тропосферна компонента станції забезпечує передачу інформації зі швидкістю до 50 Мбіт/с на лінії зв'язку з дальністю на інтервалі ~70 ... 300 км в залежності від енергетичних параметрів з імовірністю помилкового прийому 10^{-4} ... 10^{-6} і надійністю зв'язку не менше 95%. Використовується дуплексний режим прийому/передачі.

У іоносферній компоненті станції за рахунок потужного електромагнітного випромінювання забезпечується як дуплексний режим передача/прийом, так і симплексний режим. При симплексному режимі роботи можлива передача сигналів телевізійного мовлення на територіях площею $\sim 6 * 10^5$ км², тобто територіях, що дорівнюють площі території України. Також в симплексному режимі можлива передача інформації розвідувально-диверсійним групам. Відмітимо, що виникнення штучних іонізованих неоднорідностей під впливом електромагнітного поля потужної радіохвилі призводить до появи істотно нелінійного ефекту в іоносфері. Станція функціонує одночасно в принципово різних частотних діапазонах: тропосферна компонента на сантиметрових хвилях; іоносферна компонента на декаметрових хвилях.

В дисертаційній роботі відмічено, що при виникненні надзвичайних і позаштатних ситуацій радіозв'язок є основним видом зв'язку при організації управління в даній ситуації. Залежно від ситуацій, що виникають, зв'язок забезпечується на основі використання радіозв'язку декаметрових, метрових, дециметрових та сантиметрових хвиль.

Слід зауважити, що в Україні існує велика зона зараження, що утворилася після Чорнобильської катастрофи. З огляду на болотистість і лісистість місцевості для встановлення оперативного зв'язку в цьому районі доцільно використовувати тропосферні системи НВЧ діапазону. Україна не має своєї власної національної супутникової системи зв'язку, тому в цих умовах тропосферний зв'язок може виявитися єдиним засобом зв'язку. Тим більше, що Україна на сьогоднішній день зберегла науково-технічний і виробничий потенціал з розробки і виробництва цифрових тропосферних станцій.

В дисертації відмічено, що світові виробники наземного радіообладнання НВЧ діапазону мають в своєму арсеналі сучасні рішення типу тропосферного зв'язку. Однак комбінованих варіантів, які пропонували б на єдиній мобільній транспортній базі реалізацію і одного, і іншого рішення (іоносфера + тропосфера), вочевидь, не існує. Тут слід виділити оригінальне рішення корпорації Raytheon (США), яка створила мобільну цифрову станцію зв'язку DART-T (тропосфера + супутник). При зміні оперативної або надзвичайної ситуації виникає необхідність перейти з одного типу радіозв'язку на інший і рішення іоносфера+тропосфера в такій ситуації може опинитися єдино можливим. Тому, створення комбінованої станції – мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції – на єдиній транспортній платформі цілком виправдано.

В роботі показано, що створення комбінованих систем є одним з ключових завдань розвитку сучасних радіотехнічних систем. В системі організації повітряного руху цивільної авіації задача оцінки координат та параметрів руху об'єктів, що маневрують, розв'язується в наш час на основі суміщення функцій управління радіонавігаційними та радіолокаційними пристроями. Автоматизація рішення цієї задачі висуває жорсткі вимоги до технічних характеристик засобів спостереження за маневруючими об'єктами, точності навігаційних параметрів та якості траєкторної обробки. Ці вимоги в основному стосуються супроводу об'єктів, що маневрують, їх координат та вектора швидкості.

Відзначимо, що в Україні в сфері телекомунікацій проводиться робота по створенню нової мобільної комбінованої цифрової тропосфернорадіорелейної станції та мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. Особливістю мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції є єдина система управління та частотоформування для тропосферної та іоносферної компонент, розташування передавачів з вихідною потужністю Рвих ≥ 1 кВт в діапазоні НВЧ та Р_{вих} ≥ 10 кВт в діапазоні СЧ-ВЧ. Технічна реалізація такої складної телекомунікаційної системи типу іоносфера+тропосфера вимагає наукового опрацювання цілого ряду підсистем, що входять до її складу.

З дисертаційного дослідження слідує, що в першу чергу виникає потреба в науковому опрацюванні трактів ВЧ-НВЧ для такої телекомунікаційної системи. Також слід враховувати можливість роботи даної телекомунікаційної системи в складній завадовій обстановці, включаючи вплив навмисних завад. Звідси, підвищені вимоги до антенно-фідерного тракту станції.

Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція дозволяє створити мережу тропосферного зв'язку, і мережі радіозв'язку без використання ліній зв'язку, що охоплюють території в тис.км² без використання бортових ретрансляторів штучного супутника Землі. Такі території покриття можна порівняти з покриттям сигналом від штучного супутника Землі.

Тому, створення антенно-фідерного тракту для комбінованих радіотехнічних систем, таких як мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція є актуальною темою дослідження.

В першому розділі дисертації досліджено застосування штучних іонізованих неоднорідностей у іоносферному зв'язку. Проаналізовано діапазон 1,5 ... 30 МГц. який використовується v військових системах короткохвильового радіо та іоносферного зв'язку. Запропоновано новий спосіб іоносферного зв'язку, у якому існуючі недоліки іоносферного зв'язку значною мірою усунуті. Наведено схему утворення зони покриття від штучної іонізованої неоднорідності. Відзначено перспективні шляхи розвитку радіорозвідки, радіоелектронного подавлення, локації та зв'язку, засновані на процесі нелінійної взаємодії потужного електромагнітного випромінювання діапазону УКХ з іоносферою Землі. У роботі проведено розрахунок рівня випромінюваної потужності джерела, у якому утворюється штучна іонізована неоднорідність. Визначено випромінювану потужність джерела, за якої починає відігравати роль нелінійний іоносферний ефект. При створенні штучних іонізованих неоднорідностей у *F*-шарі довжина зони покриття може становити до 3000 км, а ширина ~200 км. Площа, що охоплюється наземною «плямою», становить ~ 6*105 км². Зазначимо, що моніторинг геофізичної обстановки можна здійснювати, використовуючи низькоорбітальні штучні супутники Землі. Найбільш сильний вплив джерело випромінювання надає області іоносфери, де концентрація електронів близька до критичної, але менше її. Тому нижня межа діапазону частот пов'язана з можливістю впливу на нижні шари іоносфери *D*-шару, для якого концентрація електронів знаходиться в діапазоні $10^3 \dots 10^4$ см⁻³, а верхня межа – з впливом на *E*- і *F*- шари іоносфери, для яких $10^5 \dots 10^6 \text{ см}^{-3}$. Розроблено і досліджено конструкцію вібраторної антенної решітки для іоносферної компоненти мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. При виборі типу антени для мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції взято до уваги такі основні характеристики, як широкосмуговість, коефіцієнт корисної дії, ефективність прийому при малих кутах місця, надійність і простота конструкції. Показано два варіанти конструкції вібраторної антенної решітки для мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. Вибрано варіант конструкції антенної решітки з горизонтальними вібраторами. В якості коаксіального кабелю запропоновано конструкцію, в якій внутрішній провідник має прорізі, що забезпечують широкосмуговість антенно-фідерного тракту. У конструкції вібраторної антенної решітки використовується понад 20 телескопічних стрижнів замість звичайних сталевих дротів стандартної конструкції. Положенням шунта в конструкції антенної решітки, що грає роль металевого ізолятора, вдається домогтися задовільних імпедансних характеристик у широкій смузі частот. Крім того, підвищені втрати при застосуванні вертикального вібратора пов'язані з малою ефективною висотою його підвісу над поверхнею грунту. Наприклад, якщо висота вертикального вібратора 6,5м, то це відповідає відношенням частоти до довжини хвилі 0.075 на частоті 10 МГц та 0,2 на частоті 25 МГц. В роботі наведені графіки залежності коефіцієнта корисної дії від кута місця для вертикального та горизонтального вібраторів. Наведено аналогічні залежності для горизонтального вібратора. Порівняння даних показує, що при малих кутах місця коефіцієнта корисної дії антени з горизонтальних вібраторів вище, ніж із вертикальних вібраторів. Зазначено, що у вібраторної антенної решітки декаметрового діапазону хвиль доцільно використовувати укорочені вібратори. Вібраторні антенні решітки досліджено матричним методом. Досліджено широкосмугове узгодження

активних навантажень за допомогою узгоджувального трансформатора. Наведено чисельні результати.

Вперше запропоновано методику розробки комбінованої мобільної цифрової тропосферно-іоносферної системи, наукова новизна якої полягає в формуванні штучних іонізованих неоднорідностей, що забезпечує прийом сигналів на тимчасово окупованих територіях.

У другому розділі дисертації досліджено ймовірність помилки у випадку неточного оцінювання імпульсної характеристики багатопроменевого каналу. Дослідження проведено для багатопроменевого каналу зв'язку на базі моделі відповідає відображенню дискретного каналу, ЩО безперервного двопроменевого каналу на дискретний канал з імпульсною характеристикою. Отримані чисельні результати розрахунків, які можна використовувати для розрахунку ймовірності помилки у зазначених в роботі випадках, що відрізняються співвідношенням амплітуд інтерферуючих променів. Наведені формули для розрахунків інтегралів ймовірності. Проведено дослідження впливу точності оцінки компонентів вектору імпульсної характеристики на ймовірність помилки у двопроменевому каналі з постійними параметрами. Також наведено результати дослідження впливу моделі каналу зв'язку на ймовірність помилки при різних моделях каналу зв'язку для модуляції 8PSK та величині відношення сигнал/шум 8 дБ. Розглянуто варіанти побудови імітаторів швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Описана структурна схема імітатора повільних завмирань. Розроблено структурну схему імітатора тимчасових завмирань. Досліджено поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. Розроблено конструкцію поляризатора на секторному хвилеводі з меншими габаритами діелектричної пластини та кращим коефіцієнтом стоячої хвилі зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор – прямокутний хвилевод порівняно з поляризатором на круглому хвилеводі. Показано схеми зчленування хвилеводних відрізків антенно-фідерного тракту на прямокутних хвилеводах з поляризатором на секторному хвилеводі та з поляризатором на

круглому хвилеводі. Наведено формулу постійної поширення секторного хвилеводу, частково заповненого діелектриком та ефективної діелектричної Наведено залежність проникності секторного хвилеводу. відносних діелектричних проникностей хвилеводу 3 секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі від усередненої товщини секторної діелектричної пластини. Поляризатор на секторному хвилеводі з діелектричною пластиною має перевагу перед поляризатором на круглому хвилеводі з діелектричною побудові антенно-фідерних трактів на прямокутних пластиною при Такі імітатори входять до складу мобільних цифрових хвилеводах. тропосферно-іоносферних станцій і використовуються не тільки в процесі експлуатації таких станцій, а й для науково-технічних досліджень. Досліджено особливості побудови імітаторів каналів зв'язку на прикладі імітаторів, що знайшли практичне застосування у розробників систем зв'язку. В процесі створення імітатора вибрана математична модель короткохвильового розроблена структурна схема і проведено радіоканалу. порівняння модельованих і реальних спотворень. Відповідно до математичної моделі багатопроменевого каналу запропоновано імітатор, що дозволяє дослідити реальні іоносферні та тропосферні системи та моделювати спотворення радіосигналів при їх поширенні через траси великої протяжності. Результати вимірювань швидких завмирань, що моделюються імітатором, показали хорошу відповідність чотирипараметричному закону розподілу ймовірностей. При цьому спостерігалися завмирання із глибиною від 3,3 до 22,5 дБ.

Удосконалено метод власних векторних функцій, який, на відміну від існуючих, ґрунтується на апараті спеціальних функцій математичної фізики та дозволяє досліджувати в аналітичному вигляді пристрої НВЧ з нелінійними елементами.

У третьому розділі дисертації розроблений перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповненому діелектриком, який володіє високою електричною міцністю і може застосовуватися в передавальних трактах НВЧ мобільних цифрових тропосферних станцій, мобільних станцій космічного зв'язку, мобільних цифрових тропосферних радіорелейних станцій. Схема перемикача в «трійниковому» виконанні дозволяє отримати додаткову розв'язку в 6 дБ у порівнянні з традиційним виконанням на одинарній лінії передачі НВЧ. Розв'язка на центральній частоті досягає 36 дБ. Розраховано частотні залежності щілинного мосту до різних значень середньої частоти. Визначена відносна смуга, в якої коефіцієнти передачі відрізняються від номінального значення не більше, ніж на ±0,5 дБ. Значення фази коефіцієнта передачі, перехідне ослаблення між електрично ізольованими плечима та коефіцієнта бігучої хвилі забезпечують високі характеристики в діапазоні 25 ... 45%. Розрахунок описаної схеми зводиться до визначення довжини з'єднувальних ліній *l* і величин коефіцієнтів відгалуження у направлених відгалужувачах HB1 та HB2. Режим роботи фазо-частотного пристрою має максимально-плоску амплітудно-частотну характеристику з найбільшою розв'язкою між входами на центральних частотах. Максимальну розв'язку між входами можна забезпечити поблизу центральних частот робочих смуг піддіапазонів. Досліджено схему складання сигналів антенно-фідерного тракту, в якій використовується попереднє розгалуження сигналів з постійним фазовим співвідношенням, що мають невелику зміну співвідношення амплітуд в межах одиниць відсотків.

Вперше запропоновано метод розрахунку секторного частково заповненого діелектриком хвилеводу, наукова новизна якого полягає у використанні виродженої гіпергеометричної функції та фукцій Ейрі, який, на відміну від існуючих, дозволяє створювати імітатори багатопроменевих каналів для широкосмугових НВЧ трактів.

В четвертому розділі дисертації розроблено пристрій, що може регулювати великі потужності НВЧ в передавальному тракті радіотехнічних систем. Призначення даного пристрою полягає в тому, щоб забезпечити постійність вихідної потужності передавача НВЧ, або постійність потужності на виході передавача НВЧ. Регулюючим елементом є напівпровідникова структура відкритого типу, що включена в діелектричну пластину частково заповненого діелектриком прямокутний хвилевод. Досліджено варіант включення відкритої нелінійної структури до резонансної діафрагми, що розміщена в частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Отримані чисельні результати залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття від нормованої активної складової провідності відкритої нелінійної структури при постійній реактивній складовій провідності відкритої нелінійної структури і від реактивної складової провідності відкритої нелінійної структури при постійній активній складовій провідності відкритої нелінійної структури. Ці чисельні результати свідчать про рівномірність регулювання потужності НВЧ в робочому діапазоні частот. Точність регулювання потужності досягає сотень мВт при передаванні потужності в сотні Вт. Нерівномірність регулювання потужності не перевищує величини 0,1 відносно рівня переданої потужності НВЧ в 30% робочої смуги частот. Записані умови максимального і мінімального послаблення, яке вносяться пристроєм, що регулює потужність НВЧ. Визначена реактивна провідність стику частково заповненого діелектриком прямокутного хвилевода з відрізком прямокутного хвилеводу з відкритою нелінійною структурою. Врахування провідності стику дозволяє збільшити точність розрахунку активної та реактивної провідності нелінійного елемента в резонансній діафрагмі. Особливістю розрахунку є те, що вирази для власних векторних функцій та коефіцієнтів трансформації отримані в явному вигляді, при цьому власні векторні функції частково заповненого діелектриком прямокутного хвилевода виражені через функції Матьє. Розроблено обмежувач потужності НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі, який дозволяє обмежувати великі потужності, у тому числі в тропосферній компоненті комбінованих станцій НВЧ, що не знижує електричної міцності пристрою. Включення відкритої нелінійної структури у діелектричну пластину прямокутного хвилеводу дозволяє зменшити конструктивні неоднорідності лінії передачі та уникнути звуження

робочого діапазону частот. Гранична потужність таких обмежувачів становить одиниці кВт. Досліджено електричну схему обмежувача потужності НВЧ з паралельним включенням напівпровідникових діодів у вигляді відкритої нелінійної структури в частково заповненому діелектриком прямокутному конструкція обмежувача потужності хвилеводі. Надана на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі, в якому поперечні геометричні розміри відкритої нелінійної структури збігаються з поперечними геометричними розмірами діелектричної пластини. Координатна функція, що апроксимує поле на плоско-поперечному стику діелектричної пластини і відкритої нелінійної структури в частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі, виражена через функції Матьє. В роботі досліджено плавні переходи на частково заповнених діелектриком прямокутних розрахунків хвилеводах. Результати чисельних таких переходів 3 отриманих виразів представлені графічно використанням v вигляді залежностей коефіцієнта стоячої хвилі від постійної поширення основної хвилі частково заповненому діелектриком прямокутного хвилевода. В роботі наведені розрахунки для прямолінійного переходу, утвореного розширенням частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі в Е-площині та для прямолінійного переходу, утвореного розширенням частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі в *Н*-площині. Аналіз отриманих результатів показує, що найкращий коефіцієнт стоячої хвилі має перехід, утворений розширенням частково заповненого діелектриком прямокутного хвилевода, в Е - площині з експоненціальною залежністю величини. Аналогічний перехід із квадратичною залежністю величини має також низьке значення коефіцієнта стоячої хвилі, але у вужчому діапазоні хвиль порівняно з попереднім. Для всіх досліджених переходів коефіцієнта стоячої хвилі зменшується при зменшенні кута розкриття у всьому робочому діапазоні переходів хвиль. За допомогою плавних на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі досягається можливість зменшення

коефіцієнта стоячої хвилі не тільки за рахунок підбору форми бічної поверхні хвилеводу, а й зміни поздовжнього профілю діелектрика.

Удосконалено метод розрахунку фазо-частотного пристрою, комутаційного фазообертача, пристрою регулювання потужності на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах, який, на відміну від існуючих, грунтується на використанні функцій Матьє та Бесселя, що дозволяє формувати антенно-фідерні тракти, широкосмуговість яких на 35% більше ніж в існуючих.

В роботі сформульовані основні висновки та рекомендації. Наведено список літератури і надано: акт реалізації результатів дисертаційного дослідження в СП «Інститут електроніки та зв'язку Української академії наук національного прогресу» та два акти впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес Київського фахового коледжу зв'язку та Національного авіаційного університету.

Ключові слова: мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція; антенно-фідерний тракт; НВЧ діапазон; частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевод; широкосмуговий перемикач; власна векторна функція; зовнішні параметри; лінійна поляризація; телекомунікаційна система; рознесений прийом.

ABSTRACT

Mahomedova M.S. The method of creating an antenna-feeder path of a mobile digital troposcatter-ionospheric station. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the field of knowledge 17 «Electronics and Telecommunications», specialty 172 «Telecommunications and Radio Engineering». – State University of Information and Communication Technologies Ministry of Education and Science of Ukraine, 2023.

The dissertation topic is devoted to solving of scientific and technical tasks related to increasing the bandwidth of the antenna-feeder tracts of the mobile digital troposcatter-ionosphere station while maintaining high electrical strength.

In the introduction of the dissertation, it is noted that in the combat zone, there are tasks of organizing stable communication through the territory that is not controlled by its own military formations. From the terrestrial types of communication, a possible solution may be the deployment of over-the-horizon communication lines consisting of mobile digital troposcatter stations or an ionosphere communication station using artificial ionized inhomogeneities.

This can also be ensured by using a mobile digital troposcatter-ionosphere station. Such a station is a dual-purpose station that can be used: in military conflicts and hostilities; in emergency situations, such as environmental and man-made disasters; when countering the threat of terrorism; in the interests of broadcasting TV programs in the territory not controlled by the state or in the territory outside the jurisdiction of the state. The troposcatter component of the station provides information transmission at a speed of up to 50 Mbit/s on a communication line with a range of ~70 ... 300 km depending on energy parameters with a probability of false reception of 10^{-4} ... 10^{-6} and reliability of communication connection is not less than 95%. Duplex transmit/receive mode is used.

In the ionosphere component of the station, due to powerful electromagnetic radiation, both the duplex transmission/reception mode and the simplex mode are provided. With the simplex mode of operation, it is possible to transmit television broadcast signals in territories with an area of $\sim 6 * 10^5$ km², that is, territories equal to the area of the territory of Ukraine. It is also possible to transmit information to reconnaissance and sabotage groups in simplex mode. Note that the emergence of artificial ionized inhomogeneities under the influence of the electromagnetic field of a powerful radio wave leads to the appearance of a significantly nonlinear effect in the ionosphere. The station functions simultaneously in fundamentally different frequency ranges: the troposcatter component on centimeter waves; ionosphere component on decameter waves.

In the dissertation work, it is noted that in the event of emergency and emergency situations, radio communication is the main type of communication in the organization of management in this situation. Depending on the situations that arise, communication is provided based on the use of radio communication of decameter, meter, decimeter and centimeter waves.

It should be noted that there is a large contamination zone in Ukraine, which was formed after the Chernobyl disaster. Given the swampy and forested area, it is advisable to use troposcatter systems of the microwave range to establish operational communication in this area. Ukraine does not have its own national satellite communication system, therefore, in these conditions, troposcatter communication may be the only means of communication. All the more so as Ukraine today has preserved the scientific, technical and production potential for the development and production of digital troposcatter stations.

The dissertation noted that global manufacturers of terrestrial radio equipment in the microwave range have in their arsenal modern solutions of the type of troposcatter communication. However, combined options that would offer the implementation of both solutions (ionosphere + troposphere) on a single mobile transport base obviously do not exist. Here we should highlight the original solution of the Raytheon Corporation (USA), which created a mobile digital communication station DART-T (troposphere + satellite). When an operational or emergency situation changes, it becomes necessary to switch from one type of radio communication to another, and the ionosphere+troposphere solution may be the only possible solution in such a situation. Therefore, the creation of a combined station a mobile digital troposcatter-ionosphere station - on a single transport platform is fully justified.

The work shows that the creation of combined systems is one of the key tasks of the development of modern radio engineering systems. In the civil aviation air traffic management system, the task of estimating the coordinates and movement parameters of maneuvering objects is solved nowadays on the basis of the combination of the control functions of radio navigation and radar devices. The automation of the solution to this problem imposes strict requirements on the technical characteristics of means of monitoring maneuvering objects, the accuracy of navigation parameters, and the quality of trajectory processing. These requirements mainly concern the tracking of maneuvering objects, their coordinates and the velocity vector.

It should be noted that work is underway in Ukraine in the field of telecommunications to create a new mobile combined digital troposcatter radio relay station and a mobile digital troposcatter ionosphere station. A feature of mobile digital troposcatter–ionosphere station is a single system of control and frequency shaping for troposcatter and ionosphere components, location of transmitters with output power $P_{out} \ge 1$ kW in the microwave range and $P_{out} \ge 10$ kW in the MF-HF range. The technical implementation of such a complex telecommunication system of the ionosphere+troposphere type requires the scientific study of a number of subsystems that are part of it.

It follows from the dissertation research that, first of all, there is a need for scientific processing of HF-microwave paths for such a telecommunication system. It is also necessary to take into account the possibility of operation of this telecommunication system in a complex jamming environment, including the influence of intentional jamming. Hence, increased requirements for the antenna-feeder path of the station.

The mobile digital troposcatter-ionosphere station allows you to create a troposcatter communication network and a radio communication network without the use of communication lines, covering an area of thousands of km² without the use of on-board repeaters an artificial satellite of the Earth. Such areas of coverage can be compared with the coverage of the signal from the an artificial satellite of the Earth.

Therefore, the creation of combined radio technical systems, such as a mobile digital troposcatter-ionosphere station and a mobile digital troposcatter-radio relay station, is an actual topic of research.

In the first chapter of the dissertation, the use of artificial ionized inhomogeneities in ionosphere communication is investigated. The range of 1,5 ... 30 MHz, which is used in military short-wave radio and ionosphere communication systems, is analyzed. A new method of ionosphere communication is proposed, in which the existing shortcomings of ionosphere communication are largely eliminated. The scheme of the formation of the coating zone from artificial ionized heterogeneity is given. Promising ways of development of radio reconnaissance, radio electronic suppression, location and communication, based on the process of nonlinear interaction of powerful electromagnetic radiation of the ultra short waves range with the Earth's ionosphere, have been noted. The paper calculates the radiated power level of the source in which artificial ionized heterogeneity is formed. The radiated power of the source, at which the nonlinear ionosphere effect begins to play a role, is determined. When creating artificial ionized heterogeneity in the F-layer, the length of the coverage area can be up to 3000 km, and the width ~200 km. The area covered by the terrestrial «spot» is $\sim 6*105 \text{ km}^2$. It should be noted that monitoring of the geophysical situation can be carried out using low-orbit artificial Earth satellites. The radiation source exerts the strongest influence on the ionosphere region, where the concentration of electrons is close to the critical one, but less than it. Therefore, the lower limit of the frequency range is associated with the possibility of influencing the lower layers of the *D*-layer ionosphere, for which the electron concentration is in the range $10^3 \dots 10^4$ cm⁻³, and the upper limit - with influence on E- and F- layers of the ionosphere, for which $10^5...10^6$ cm⁻³. The design of the vibrating antenna array for the ionosphere component of the mobile digital troposcatter-ionosphere station was developed and studied. When choosing the type of antenna for a mobile digital troposcatterionosphere station, such basic characteristics as broadband, efficiency, reception efficiency at small elevation angles, reliability and simplicity of design are taken into account. Two variants of the design of the vibrating antenna array for a mobile digital troposcatter-ionosphere station are shown. The variant of the design of the antenna array with horizontal vibrators was selected. As a coaxial cable, a design is

proposed in which the inner conductor has slots that ensure broadband antennafeeder path. The design of the vibrating antenna array uses more than 20 telescopic rods instead of the usual steel wires of standard construction. The position of the shunt in the design of the antenna array, which plays the role of a metal insulator, manages to achieve satisfactory impedance characteristics in a wide frequency band. In addition, increased losses when using a vertical vibrator are associated with a small effective height of its suspension above the soil surface. For example, if the height of the vertical vibrator is 6.5 m, then this corresponds to a frequency-towavelength ratio of 0.075 at a frequency of 10 MHz and 0.2 at a frequency of 25 MHz. Graphs of the dependence of the coefficient of effective action on the angle of location for vertical and horizontal vibrators are given. Similar dependencies are given for a horizontal vibrator. A comparison of the data shows that at small elevation angles, the efficiency of antennas from horizontal vibrators is higher than from vertical vibrators. It is noted that it is advisable to use shortened vibrators in the vibrating antenna array of the decameter wave range. Vibrating antenna arrays were investigated by the matrix method. Broadband matching of active loads using a matching transformer was investigated. Numerical results are presented.

For the first time, a methodology has been proposed for the development of a combined mobile digital tropospheric-ionospheric system, the scientific novelty of which lies in the formation of artificial ionized irregularities, which ensures the reception of signals in temporarily occupied territories.

In the second chapter of the dissertation, the probability of an error in case of inaccurate estimation of the impulse characteristic of a multi-beam channel is investigated. The study was carried out for a multi-beam communication channel based on a discrete channel model, which corresponds to the mapping of a continuous two-beam channel onto a discrete channel with an impulse response. Numerical results of calculations are obtained, which can be used to calculate the probability of error in the cases specified in the paper, which differ in the ratio of the amplitudes of the interfering rays. Formulas for calculating probability integrals are given. The influence of the accuracy of the estimation of the components of the

impulse response vector on the probability of an error in a two-beam channel with constant parameters was studied. The results of the study of the influence of the communication channel model on the probability of error with different communication channel models for 8PSK modulation and the value of the signal-tonoise ratio of 8 dB are also given. Options for building simulators of fast, slow and temporary fading of a multi-beam communication channel are considered. The structural scheme of the slow fading simulator is described. The structural diagram of the simulator of temporary blackouts has been developed. A polarizer on a sector waveguide partially filled with a dielectric was investigated. The construction of a polarizer on a sector waveguide with smaller dimensions of a dielectric plate and a better standing wave coefficient of the junction rectangular waveguide - polarizer rectangular waveguide compared to a polarizer on a circular waveguide has been developed. Diagrams of the articulation of waveguide sections of the antenna-feeder path on rectangular waveguides with a polarizer on a sector waveguide and with a polarizer on a circular waveguide are shown. The formula for the propagation constant of a sector waveguide partially filled with a dielectric and the effective permittivity of a sector waveguide is presented. The dependence of the relative dielectric constants of a waveguide with a sector dielectric plate, parallel and perpendicular to the plane of polarization of the incident wave, on the average thickness of the sector dielectric plate is given. A polarizer on a sector waveguide with a dielectric plate has an advantage over a polarizer on a circular waveguide with a dielectric plate when constructing antenna-feeder paths on rectangular waveguides. Such simulators are part of mobile digital troposcatter-ionosphere stations and are used not only during the operation of such stations, but also for scientific and technical research. Peculiarities of building simulators of communication channels are studied using the example of simulators that have found practical use in communication system developers. In the process of creating the simulator, a mathematical model of a short-wave radio channel was selected, a structural diagram was developed, and a comparison of simulated and real distortions was carried out. According to the mathematical model of the multi-beam channel, a simulator is proposed that allows you to study real troposcatter and ionosphere systems and simulate the distortion of radio signals during their propagation through long-distance routes. The results of measurements of fast fading simulated by the simulator showed a good fit to the fourparameter probability distribution law. At the same time, fading with a depth of 3.3 to 22.5 dB was observed.

The method of eigenvector functions has been improved, which, unlike the existing ones, is based on the apparatus of special functions of mathematical physics and allows one to study microwave devices with nonlinear elements in an analytical form.

In the third chapter of the thesis, a switch on a waveguide tee partially filled by a dielectric is developed, has high electrical strength and can be used in the microwave transmission paths of mobile digital troposcatter stations, mobile space communication stations, mobile digital troposcatter radiorelay station. The circuit of the switch in the «tee» version allows you to get an additional resolution of 6 dB compared to the traditional version on a single UHF transmission line. Resolution at the central frequency reaches 36 dB. The frequency dependences of the slotted bridge are calculated for different values of the average frequency. The relative band was determined, in which the transmission coefficient differed from the nominal value by no more than ± 0.5 dB. The value of the phase of the transmission coefficient, the transient attenuation between the electrically isolated shoulders and the coefficient of the traveling wave provide high characteristics in the range of 25 ... 45%. The calculation of the described scheme is reduced to the determination of the length of the connecting lines *l* and the values of the branching coefficients in the directional splitters DC1 and DC2. The mode of operation of the phasefrequency device has a maximally flat amplitude-frequency characteristic with the greatest resolution between the inputs at the central frequencies. The maximum resolution between the inputs can be provided near the central frequencies of the working bands of the subbands. The scheme of composing signals of the antennafeeder path, which uses the previous branching of signals with a constant phase ratio has a small change in the ratio of amplitudes within units of percent was studied.

For the first time, a method for calculating a sectoral waveguide partially filled with a dielectric has been proposed, the scientific novelty of which lies in the use of a degenerate hypergeometric function and Airy functions, which, unlike existing ones, makes it possible to create simulators of multipath channels for broadband microwave paths.

In the fourth chapter of the dissertation, a device was developed that can regulate high microwave power in the transmission path of radio engineering systems. The purpose of this device is to ensure the constancy of the output power of the microwave transmitter, or the constancy of the output power of the microwave transmitter. The regulating element is an open-type semiconductor structure included in the dielectric plate of a rectangular waveguide partially filled by dielectric. The option of including the open nonlinear structure to the resonant diaphragm, which is placed in the rectangular waveguide partially filled by dielectric, was studied. Numerical results of the dependence of the modules of the transmission coefficient and the reflection coefficient on the normalized active component of the open nonlinear structure conductivity at a constant reactive component of the open nonlinear structure conductivity and on the reactive component of the open nonlinear structure conductivity at a constant active component of the open nonlinear structure conductivity were obtained. These numerical results indicate the uniformity of microwave power regulation in the operating frequency range. The accuracy of power regulation reaches hundreds of mW when transmitting power of hundreds of watts. The unevenness of the power regulation does not exceed the value of 0.1 relative to the level of the microwave transmitted power in 30% of the operating frequency band. The conditions of the maximum and minimum attenuation, which are introduced by the device that regulates the microwave power, are recorded. The reactive conductance of the rectangular waveguide partially filled by dielectric junction with a segment of a rectangular waveguide with a open nonlinear structure is determined. Taking into

account the conductivity of the junction allows to increase the accuracy of calculating the active and reactive conductivity of the nonlinear element in the resonant diaphragm. The peculiarity of the calculation is that the expressions for the eigenvector functions and transformation coefficients are obtained in an explicit form, while the eigenvector functions of the rectangular waveguide partially filled by dielectric are expressed through Mathieu functions. A microwave power limiter has been developed on the rectangular waveguide partially filled by dielectric, which allows limiting large powers, including in the troposcatter component of combined microwave stations, which does not reduce the electrical strength of the device. The inclusion of the open nonlinear structure in the dielectric plate of the rectangular waveguide allows to reduce the structural inhomogeneities of the transmission line and avoid the narrowing of the operating frequency range. The limit power of such limiters is units of kW. The electrical scheme of the microwave power limiter with parallel inclusion of semiconductor diodes in the form of a open nonlinear structure in a rectangular waveguide partially filled by dielectric is considered. The design of the power limiter on the rectangular waveguide partially filled by dielectric is given, in which the transverse geometric dimensions of the open nonlinear structure coincide with the transverse geometric dimensions of the dielectric plate. The coordinate function that approximates the field at the plane-transverse junction of the dielectric plate and the open nonlinear structure in the rectangular waveguide partially filled by dielectric is expressed in terms of Mathieu functions. Smooth transitions on rectangular waveguides partially filled with dielectric are investigated in the work. The results of numerical calculations of such transitions using the obtained expressions are presented graphically in the form of dependences of the standing wave coefficient on the constant propagation of the main wave in a rectangular waveguide partially filled by dielectric. The work presents calculations for the rectilinear transition formed by the expansion of a rectangular waveguide partially filled by dielectric in the *E*-plane and for the rectilinear transition formed by the expansion of a rectangular waveguide partially filled by dielectric in the Hplane. The analysis of the obtained results shows that the best coefficient of the

standing wave has a transition formed by the expansion of a rectangular waveguide partially filled by dielectric in the E - plane with an exponential dependence of the value. A similar transition with a quadratic dependence of the value also has a low value of the standing wave coefficient, but in a narrower range of waves compared to the previous one. For all investigated transitions, the standing wave coefficient decreases by decrease in the opening angle in the entire working wave range. With the help of smooth transitions on a rectangular waveguide partially filled by dielectric, it is possible to reduce the standing wave coefficient not only by selecting the shape of the side surface of the waveguide, but also by changing the longitudinal profile of the dielectric.

The method for calculating a phase-frequency device, a switching phase shifter, and a power control device on rectangular waveguides partially filled with dielectric has been improved, which, unlike the existing ones, is based on the use of Mathieu and Bessel functions, which allows the formation of antenna-feeder paths that are 35% broadband. than in existing ones.

The main conclusions and recommendations are formulated in the work. A list of literature is given and provided: an act of implementing the results of the dissertation research in the JV «Institute of Electronics and Communication of the Ukrainian Academy of Sciences of National Progress» and two acts of implementing the results of the dissertation research into the educational process of the Kyiv Professional College of Communication and the National Aviation University.

Keywords: mobile digital troposcatter-ionosphere station; antenna-feeder part; microwave range; rectangular waveguide partially filled by dielectric; broadband switch; eigenvector function; external parameters; linear polarization; telecommunication system; scattered reception.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Патент №127524 Україна. Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція / Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Повхліб В.С., Магомедова М.С. // заяв.07.07.2021; опублік. 20.09.2023.

2. Заявка на патент № а 2023 02460, Мобільна ударна цифрова тропосферна станція/ Почерняєв В.М., Черняк А.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М.// дата подання 23.05.2023.

3. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Пристрій регулювання потужністю НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2 (02). – С. 161-171.

4. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповнений діелектриком // «The scientific heritage» ISSN 9215 – 0365, VOL 1, № 84 (84), 2022. – С. 53-57.

5. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Іоносферний зв'язок з використанням штучних іонізованих неоднорідностей// Системи управління, навігації та зв'язку, №2 (68), 2022. – С.124-128.

6. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Обмежувач потужності НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №1. – С.90-101.

7. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Switch-filter on a rectangular waveguide partially filled by dielectric // Informatyka, Automatyka, Pomiary W Gospodarce I Ochronie Środowiska, 2022. - №12(3), p.8-11.

 8. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №4 (70), 2022. – С.158-161. 9. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Вібраторна антенна решітка для мобільної цифрової іоносферної станції // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2. – С.50-58.

10. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №1 (71), 2023. – С.171-176.

11. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Error Probability of a Multipath Communication Channel With Inaccurate Estimation of the Impulse Characteristic of Such Channel// Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia, 2023.- (92), pp. 23-27.

Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2023. - №1(05). – С.20-25.

13. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Імітатор повільних завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Concepts for the development of society's scientific potential: матеріали II міжнарод. наук.-прак. конф.(Прага, Чехія 19-20 травня, 2022р.). Чехія, 2022.С.340-343.

14. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Оцінка подібності імітатора реальними іоносферними і тропосферними каналами. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали ІІІ міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія, 27 травня 2022р.). Україна – Австрія, 2022.С. 369-370.

15. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Theory and practice of science: key aspects: матеріали VI міжнарод. наук.-прак. конф. (Рим, Італія, 19-20 червня, 2022р.). Італія, 2022. С. 459-461.

16. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Особливості імітаторів каналів зв'язку. Scientific goals and purposes in XXI century: матеріали III міжнарод. наук.-прак. конф.(Сіетл, США, 19-20 липня, 2022р.). США, 2022.С.320-326.

17. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Широкосмуговий узгоджувальний трансформатор для антенної системи іоносферної станції зв'язку. Scientific trends and trends in the context of globalization: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Умео, Швеція 19-20 серпня, 2022р.). Швеція,2022. – С.359-363.

18. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор швидких завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. An integrated approach to science modernization: methods, models and multidisciplinarity: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 26 серпня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.178-180.

19. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Термісторний перетворювач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 30 вересня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.84-85.

20. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Вимірювач прохідної потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Globalization of scientific knowledge: international cooperation and integration of sciences: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 28 жовтня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.102-104.

21. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Коаксіальний термісторний перетворювач для вимірювання поглинаючої потужності. Science of postindustrial society: globalization and transformation processes: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 25 листопада, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.164-166.

22. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Парціальні діаграми спрямованості дугових антенних решіток з діелектриком. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали V міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 17 лютого, 2023р.). Україна – Австрія, 2023. – С. 282-283.

3MICT

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ
ВСТУП
РОЗДІЛ 1. МОБІЛЬНІ ЦИФРОВІ КОМБІНОВАНІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ МЕТРОВИХ, ДЕЦИМЕТРОВИХ ТА САНТИМЕТРОВИХ ДОВЖИН ХВИЛЬ
1.1. Іоносферний зв'язок, як наслідок природного стану іоносфери
 1.2. Іоносферний зв'язок з використанням штучних іонізованих неоднорідностей
 1.3. Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція, як нова комбінована телекомунікаційна система
Висновки до розділу 177
РОЗДІЛ 2. МОДЕЛЮВАННЯ БАГАТОПРОМЕНЕВИХ КАНАЛІВ ТРОПОСФЕРНОГО ТА ІОНОСФЕРНОГО ЗВ'ЯЗКУ
2.1. Ймовірність помилки багатопроменевого каналу зв'язку при неточному оцінюванні імпульсної характеристики такого каналу
2.2. Імітатори швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку на основі частково заповненому діелектриком прямокутного хвилевода
2.3. Особливості імітаторів багатопроменевих каналів зв'язку та оцінка подібності їх реальним тропосферним та іоносферним каналам зв'язку 101
Висновки до розділу 2 106
РОЗДІЛ З. АНТЕННО-ФІДЕРНІ ПРИСТРОЇ МОБІЛЬНИХ ЦИФРОВИХ КОМБІНОВАНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ 109
3.1. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі
3.2. Перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповненому діелектриком
3.3. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі
Висновки до розділу 3135
РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ МОБІЛЬНИХ ЦИФРОВИХ КОМБІНОВАНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНИХ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНИХ ХВИЛЕВОДАХ
4.1. Пристрій регулювання потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі

	4.2.	Обмежувач	потужності	на	частково	заповненому	діелектриком
	прям	юкутному хви	илеводу	•••••			
	4.3. Вимірювач прохідної потужності та термісторний перетворювач на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах						ретворювач на 157
	Висн	новки до розд	ілу 4	•••••			
(OCHO	ВНІ ВИСНОІ	ВКИ ТА РЕК	OME	ЕНДАЦІЇ		
	СПИС	ОК ВИКОРИ	СТАНИХ ДЖ	CEPE	ЕЛ		
	ДОДА	ТКИ		•••••			

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

МЦТрІС	Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція
МЦТрРРС	Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція
МЦІС	Мобільна цифрова іоносферна станція
ЧЗДПХ	Частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевод
ШІН	Штучна іонізована неоднорідність
ГСУ	Генератор сигналу управління
ΦΑΡ	Фазована антенна решітка
ВНС	Відкрита нелінійна структура
КБХ	Коефіцієнт бігучої хвилі
ΑΦΤ	Антенно-фідерний тракт
УКХ	Ультракороткі хвилі
ПУ	Пункт управління
ПЧ	Проміжна частота

ВСТУП

Актуальність теми роботи. У зоні бойових дій виникають завдання організації стійкого зв'язку через територію, яка не контролюється власними військовими формуваннями. З наземних типів зв'язку можливим рішенням може бути розгортання загоризонтних ліній зв'язку, що складаються з мобільних цифрових тропосферних станцій або станції іоносферного зв'язку з використанням штучних іонізованих неоднорідностей (ШІН).

Це може бути також забезпечено використанням мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції (МЦТрІС). Така станція є станцією подвійного призначення, і може використовуватися: у військових конфліктах і бойових діях; в умовах надзвичайних ситуацій, як при екологічних і техногенних катастрофах; при протидії загрозі тероризму; в інтересах трансляції TV програм на території, що неконтролюються державою або на території поза юрисдикцією держави. Тропосферна компонента станції забезпечує передачу інформації зі швидкістю до 50 Мбіт/с на лінії зв'язку з дальністю на інтервалі ~70 ... 300 км в залежності від енергетичних параметрів з імовірністю помилкового прийому 10^{-4} ... 10^{-6} і надійністю зв'язку не менше 95%. Використовується дуплексний режим прийому/передачі.

У іоносферній компоненті станції за рахунок потужного електромагнітного випромінювання забезпечується як дуплексний режим передача/прийом, так і симплексний режим. При симплексному режимі роботи можлива передача сигналів телевізійного мовлення на територіях площею ~6 * 10⁵ км², тобто територіях, що дорівнюють площі території України. Також в симплексному режимі можлива передача інформації розвідувально-диверсійним групам. Відмітимо, що виникнення ШІН під впливом електромагнітного поля потужної радіохвилі, що призводить до появи істотно нелінійного ефекту в іоносфері. Станція функціонує одночасно в принципово різних частотних діапазонах: тропосферна компонента на сантиметрових хвилях; іоносферна компонента на декаметрових хвилях.

При виникненні надзвичайних і позаштатних ситуацій радіозв'язок є основним видом зв'язку при організації управління в даній ситуації. Залежно від ситуацій, що виникають, зв'язок забезпечується на основі використання радіозв'язку декаметрових, метрових, дециметрових та сантиметрових хвиль.

Україні існує велика зона зараження, В що утворилася після Чорнобильської катастрофи. З огляду на болотистість і лісистість місцевості встановлення оперативного зв'язку В цьому лля районі лоцільно використовувати тропосферні системи НВЧ діапазону. Україна не має своєї власної національної супутникової системи зв'язку, тому в цих умовах тропосферний зв'язок може виявитися єдиним засобом зв'язку. Тим більше, що Україна на сьогоднішній день зберегла науково-технічний і виробничий потенціал з розробки і виробництва цифрових тропосферних станцій.

Світові виробники наземного радіообладнання НВЧ діапазону мають в своєму арсеналі сучасні рішення типу тропосферного зв'язку. Однак комбінованих варіантів, які пропонували б на єдиній мобільній транспортній базі реалізацію і одного і іншого рішення (іоносфера + тропосфера), вочевидь, не існує. Тут слід виділити оригінальне рішення корпорації Raytheon (США), яка створила мобільну цифрову станцію зв'язку DART-T (тропосфера + супутник). При зміні оперативної або надзвичайної ситуації виникає необхідність перейти з одного типу радіозв'язку на інший і рішення іоносфера+тропосфера в такій ситуації може опинитися єдино можливим. Тому, створення комбінованої станції – МЦТрІС – на єдиній транспортній платформі цілком виправдано.

Створення комбінованих систем є одним з ключових завдань розвитку сучасних радіотехнічних систем. В системі організації повітряного руху цивільної авіації задача оцінки координат та параметрів руху об'єктів, що маневрують, розв'язується в наш час на основі суміщення функцій управління радіонавігаційними та радіолокаційними пристроями. Автоматизація рішення цієї задачі висуває жорсткі вимоги до технічних характеристик засобів спостереження за об'єктами, що маневрують, точності навігаційних параметрів та якості траєкторної обробки. Ці вимоги в основному стосуються супроводу об'єктів, що маневрують, їх координат та вектора швидкості.

В Україні в сфері телекомунікацій проводиться робота по створенню нової мобільної комбінованої цифрової тропосферно-радіорелейної станції (МЦТрРРС) та МЦТрІС. Особливістю МЦТрІС є єдина система управління та частотоформування для тропосферної та іоносферної компонент, розташовання передавачів з вихідною потужністю $P_{вих} \ge 1$ кВт в діапазоні НВЧ та $P_{виx} \ge 10$ кВт в діапазоні СЧ-ВЧ. Технічна реалізація такої складної телекомунікаційної системи типу іоносфера+тропосфера вимагає наукового опрацювання цілого ряду підсистем, що входять до її складу.

В першу чергу виникає потреба в науковому опрацюванні трактів ВЧ-НВЧ для такої телекомунікаційної системи. Також слід враховувати можливість роботи даної телекомунікаційної системи в складній завадовій обстановці, включаючи вплив навмисних завад. Звідси, підвищені вимоги до антенно-фідерного тракту станції.

Науково-технічним результатом роботи є створення антенно-фідерного тракту МЦТрІС, на базі якої можуть бути організовані лінії тропосферного зв'язку, а на їх основі створена мережа тропосферного зв'язку, і мережі радіозв'язку, що охоплює територію в тис.км² без використання бортових ретрансляторів штучного супутника Землі (ШСЗ). Такі території покриття можна порівняти з покриттям сигналом від ШСЗ. Цей результат принципово відрізняється від результату, що одержаний за допомогою МЦТрІС.

Тому, створення антенно-фідерного тракту комбінованих радіотехнічних систем, як МЦТрІС є актуальною темою дослідження.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Тема дисертаційної роботи безпосередньо пов'язана з рішенням науковотехнічних завдань, які відповідають положенням Закону України «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки» (стаття 3, п.2) від 11 липня 2001 року; Закону України «Про пріоритетні напрями інноваційної діяльності в Україні» (стаття 4, п.2 і п.7) від 05 грудня 2012 року. В ході проведення наукового дослідження були враховані положення Закону України «Про електронні комунікації», Закону України «Про інноваційну діяльність», Постанови Кабінету Міністрів України «Про затвердження Національної таблиці розподілу смуг радіочастот України» та Постанови Кабінету Міністрів України «Про затвердження Плану використання радіочастотного ресурсу України».

Результати дисертаційного дослідження, висновки та рекомендації використані в проєкті «Система управління, контролю та діагностики комбінованої мобільної цифрової тропосферно-радіорелейної станції зареєстрованим 16.09.2019p. за <u>№</u>325 спецпризначення» Державною інноваційною фінансово-кредитною установою Міністерства розвитку торгівлі та сільського господарства України. економіки, Результати дисертаційної роботи використанні підприємством СП «Інститут електроніки Української академії наук національного та зв'язку прогресу», шо підтверджено актом реалізації. Результати дисертаційної роботи знайшли застосування в навчальному процесі Національного авіаційного університету, Київського фахового коледжу зв'язку, на що отримані відповідні акти впровадження.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розв'язання науково-технічного завдання, пов'язаного з підвищенням широкосмуговості антенно-фідерного тракту МЦТрІС при збереженні високої електричної міцності. При цьому сформульовано наступне науково-технічне завдання:

- проаналізувати стан та розвиток наземних мобільних комбінованих радіотехнічних систем НВЧ та науково обґрунтувати можливість забезпечення прийому сигналів на тимчасово окупованих територіях через використання ШІН;
- проаналізувати вибір лінії передачі для реалізації широкосмугового антенно-фідерного тракту високої електричної міцності;

- обрати метод теоретичного дослідження пристроїв на широкосмугових лініях передачі НВЧ;
- провести дослідження стану розробки пристроїв для широкосмугових антенно-фідерних трактів високої електричної міцності;
- оцінити ймовірність помилки в багатопроменевому каналі та розробити імітатор багатопроменевих сигналів, що дозволив об'єднати можливість аналізу хвиль з лінійною, круговою та еліптичною поляризацією;
- розробити метод дослідження пристроїв з нелінійними елементами для антенно-фідерного тракту НВЧ, що дозволяє забезпечити широкосмуговість та електричну міцність таких трактів в мобільних комбінованих радіотехнічних системах НВЧ.

Об'єкт дослідження – процес функцінування широкосмугового антеннофідерного тракту високої електричної міцності.

Предмет дослідження – мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція.

Методи дослідження. В роботі застосовано математичний апарат спеціальних функцій математичної фізики (функції Матьє, функції Бесселя, функції Ейрі, вироджена гіпергеометрична функція), метод власних функцій, математичний апарат статистичної радіотехніки (інтеграли ймовірності, функції Крампа).

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

1. Вперше запропоновано методику розробки комбінованої мобільної цифрової тропосферно-іоносферної системи, наукова новизна якої полягає в формуванні штучних іонізованих неоднорідностей, що забезпечує прийом сигналів на тимчасово окупованих територіях.

2. Удосконалено метод власних векторних функцій, який, на відміну від існуючих, ґрунтується на апараті спеціальних функцій математичної фізики та дозволяє досліджувати в аналітичному вигляді пристрої НВЧ з нелінійними елементами.

3. Вперше запропоновано метод розрахунку секторного частково заповненого діелектриком хвилеводу, наукова новизна якого полягає у використанні виродженої гіпергеометричної функції та фукцій Ейрі, який, на відміну від існуючих, дозволяє створювати імітатори багатопроменевих каналів для широкосмугових НВЧ трактів.

4. Удосконалено метод розрахунку фазо-частотного пристрою, комутаційного фазообертача, пристрою регулювання потужності на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах, який, на відміну від існуючих, грунтується на використанні функцій Матьє та Бесселя, що дозволяє формувати антенно-фідерні тракти, широкосмуговість яких на 35% більше ніж в існуючих.

Практичне значення одержаних результатів. На базі розвитку метода власних функцій, який дозволив отримати вирази власних векторних функцій в явному виді для частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів, проведено розрахунок різноманітних активних пристроїв антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції. В ході дисертаційного дослідження встановлено, що частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевод може бути основою широкосмугових антенно-фідерних трактів високої електричної міцності. Ця рекомендація поширюється не тільки на мобільній цифровій тропосферно-іоносферній станції, а й на інші мобільної комбіновані радіотехнічні системи НВЧ.

Результати дисертаційної роботи використанні при проведенні робіт по розробці багатофункціональних НВЧ пристроїв та НВЧ модулей для обладнання цифрових радіорелейних систем передачі та систем телевізійного мовлення, що підтверджено актом реалізації підприємства СП «Інститут електроніки та зв'язку Української академії наук національного прогресу». Теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи використовуються в навчальному процесі, що підтверджено актами впровадження: 1) Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій для підготовки студентів спеціальності 172 - «Телекомунікації та радіотехніка»

при проведенні лекційних та практичних занять згідно з навчальним планом закладу, а також при підготовці бакалаврських робіт; 2) Київського фахового коледжу зв'язку для підготовки студентів спеціальності 172 - «Телекомунікації та радіотехніка» при курсовому проєктуванні згідно з навчальним планом закладу; 3) Національного авіаційного університету для підготовки студентів спеціальності 172 - «Телекомунікації та радіотехніка» при проведенні лекційних та практичних занять згідно з навчальним планом закладу, а також при підготовці бакалаврських робіт.

Особистий внесок здобувача.

Основні положення та результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. Автор виконав усі теоретичні та практичні дослідження, що становлять основу дисертаційної роботи. В опублікованих роботах у співавторстві, згідно списку опублікованих праць за темою дисертації (с.24-26), здобувачу належать такі результати: [1] – запропоновано функціонування мобільних комбінованих тропосферно-іоносферних систем; [2] запропоновано функціонування мобільної цифрової _ ударної тропосферної станції; [3],[4] - отримані чисельні результати залежності модуля коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття; [5] – запропоновано функціонування мобільних комбінованих тропосферно-іоносферних систем з використанням в іоносфері штучних іонізованих неоднорідностей; [6] отримані чисельні розрахунки по визначенню зовнішніх параметрів частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів; [7],[8],[10] – розроблено схему фільтру на хвилеводних трійниках, що частково заповнені діелектриком та її аналіз; [9],[17] – запропоновано конструкцію вібраторної антени для мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції; [11] – отримані чисельні результати ймовірності помилки у випадку неточного оцінювання імпульсної характеристики багатопроменевого каналу; [12] – запропонована конструкція поляризатора на частково заповненому діелектрику секторного хвилевода; [13], [14], [15], [16], [18] – запропоновані конструкції різноманітних імітаторів сигналів та визначені їх характеристики; [19], [20],

[21] – запропоновані вимірювальні пристрої на різноманітних лініях передачі з діелектриком; [22] – отримані чисельні результати парціальних діаграм спрямованості дугових антенних решіток з діелектриком.

Апробація результатів дисертації.

Основні результати дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на 10 міжнародних науково-технічних та науково-практичних конференціях:

II Міжнародна науково-практична конференція «Concepts for the development of society's scientific potential», 2022;

III Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», 2022;

VI Міжнародній науково-практичній конференції «Theory and practice of science: key aspects», 2022;

III Міжнародна науково-практична конференція «Scientific goals and purposes in xxi century», 2022;

IV Міжнародній науково-практичній конференції «Scientific trends and trends in the context of globalization», 2022;

IV Міжнародна науково-практична конференція «An integrated approach to science modernization: methods, models and multidisciplinarity», 2022;

IV Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», 2022;

IV Міжнародної науково-практичної конференції «Globalization of scientific knowledge: international cooperation and integration of sciences», 2022;

IV Міжнародна науково-практична конференція «Science of post-industrial society: globalization and transformation processes», 2022;

V Міжнародна науково-практична конференція «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», 2023.

Публікації. Основні результати дисертації опубліковано в 20 наукових працях: 10 статей в наукових журналах, що індексується міжнародними наукометричними базами, з них: 1 – Scopus, 1 – Web of Science, 8 – фахові видання України, в тому числі 1 стаття в зарубіжному періодичному виданні;
10 публікацій у матеріалах міжнародних науково-технічних і науковопрактичних конференцій. Отримано 1 патент України на винахід. Подано 1 заявку на патент України на винахід.

Структура та обсяг дисертаційної роботи. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків та рекомендацій, списку використаних джерел, додатків і містить 55 рисунки, 7 таблиць, 6 сторінок додатків. Список використаних джерел містить 64 найменувань і займає 8 сторінок. Загальний обсяг роботи складає 187 сторінки.

РОЗДІЛ 1. МОБІЛЬНІ ЦИФРОВІ КОМБІНОВАНІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ МЕТРОВИХ, ДЕЦИМЕТРОВИХ ТА САНТИМЕТРОВИХ ДОВЖИН ХВИЛЬ

1.1. Іоносферний зв'язок, як наслідок природного стану іоносфери

Іоносферною називається іонізована частина верхньої атмосфери, розташована в області висот приблизно від 50 до 1000 км. Головною причиною її виникнення є вплив на нейтральну атмосферу високочастотного ультрафіолетового та рентгенівського випромінювання Сонця, внаслідок чого відбувається іонізація атомів та молекул. Іоносфера Землі складається із суміші газу нейтральних атомів і молекул (в основному молекулярних та атомних азоту та кисню) та квазінейтральної плазми, в якій число негативно заряджених частинок (електронів) у середньому відповідає числу позитивно заряджених іонів.

Заряджені частинки навколоземної плазми впливають на електромагнітні хвилі, що поширюються в ній, що дозволяє використовувати останні для дистанційної діагностики іоносфери.

Під час потужних сонячних спалахів спостерігається сильне поглинання сигналів на іоносферних радіолініях до повного припинення ВЧ радіозв'язку. Прогноз та мінімізація наслідків таких явищ дуже актуальні. Знання процесів, що відбуваються *D*-області, важливе для розуміння умов поширення радіохвиль надвисоких частот (НВЧ) та дуже низьких частот (ДНЧ) діапазонів та дослідження характеристик глобальної грозової активності.

Шар *E* відповідає діапазону хвиль 90-120 км. Історично він був відкритий раніше за інші верстви іоносфери і відомий ще як «шар Кеннеллі – Хевісайда». Характеристики *E*-області добре контролюються сонячним випромінюванням та близькі до властивостей моделі шару Чепмена. Основним джерелом іонізації в області є ультрафіолетове і рентгенівське випромінювання. Вдень електронна концентрація становить до 10^5 см⁻³, а вночі може падати до

 10^3 см⁻³. Нічна концентрація підтримується за рахунок дифузії електронів з *F*-області іоносфери та додаткової іонізації метеорними потоками та галактичних космічних променів (ГКП). Тому, що у освітленій *E* області фотохімічні процеси переважають над ефектами перенесення, тоді як у неосвітленій частині ці процеси можуть конкурувати [1].

На висоті *E* шару без помітного послаблення проникає сонячне рентгенівське випромінювання з $\lambda < 100$ А (переважно 40...60 А), і числом електронів в одиниці об'єму та характеризує просторово-часовий стан іоносфери.

Відповідно до сучасних уявлень іоносфера структурується наступним чином:

Шар D – це найнижча область, розташована на висотах 60-90 км. У вечірній час у нижній частині області (60-70 км) може виникати виражений шар С та «долина» на висотах 70-85 км. Вдень шар С зазвичай зникає. У верхній шару процеси фотоіонізації, частині Dпереважають ЩО контролюються рівнем сонячного випромінювання. Насамперед іонізацію там забезпечує сонячна лінія $L_{\alpha}(\lambda = 1216A)$, яка іонізує окис азоту *NO*. Крім того, рентгенівським $(\lambda < 10A)$ ультрафіолетовим жорстким та $(1028 \text{ A} < \lambda < 118 \text{ A})$ випромінюванням Сонця іонізуються молекулярні азот та кисень – N_2 и O_2 . У нижній частині області D у спокійних умовах іонізація відбувається в основному за рахунок галактичних космічних променів і слабко змінюється протягом доби. У обурених умовах додаткову іонізацію забезпечують також високоенергійні сонячні частинки, що «висипаються». Через високий коефіцієнт рекомбінації концентрація зарядженої компоненти в D-шарі значно нижча, ніж нейтральна. Плазма на цих висотах є слабкою домішкою, в денний час її концентрація зазвичай не перевищує 10³ см⁻³. Під час сонячних рентгенівських і протонних спалахів електронна концентрація в шарі і може значно зростати, аж до 10⁴ см⁻³. Крім спорадичних змін у обурені періоди, мають місце регулярні добові та сезонні варіації електронної концентрації в *D*-області, які мають різний характер для низько, середньо та

високоширотних регіонів. Усе сказане вище говорить про велике різноманіття і складності процесів, що формують розподіл N_e в області D, що підтверджує, що «варіації параметрів D-області випромінювані найменшою мірою в порівнянні з іншими висотними областями». Однією з причин цього є обмежена кількість методів діагностики параметрів D-області (метод часткових відображень, геометричні спостереження, метод резонансного розсіювання на штучних плазмових неоднорідностей). В той же час вивчення *D*-області має не тільки фундаментальне, а й прикладне значення, оскільки зміни електронної щільності там істотно впливають на поширення радіохвиль ВЧ, НВЧ і ДНЧ діапазонів. Слід зазначити, що основне поглинання ВЧ, що не відхиляє, ВЧ радіосигнали набувають саме в Д-шарі. Для визначення поглинання уявної частини х комплексного показника заломлення *n* в довгохвильове ультрафіолетове з $\lambda > 977$ А. Рентгенівське випромінювання іонізує нейтральні компоненти: N₂, O₂, O, довгохвильове - тільки O₂. У спокійних умовах за середньої сонячної активності внесок рентгенівського випромінювання невеликий, і вважатимуться, що іонізується лише одна атмосферна компонента 02. У сутінкових умовах стає важливою іонізація NO лінією $L_{\alpha}(\lambda = 1216 \text{ A})$. Оскільки глибоко проникаюча лінія L_{α} слабшає із зростанням зенітного кута Сонця набагато повільніше, ніж інтенсивність більш короткохвильового випромінювання, то незважаючи на порівняльну невелику концентрацію n(NO), добуток $I(L_{\alpha})n(NO)$ у сутінках може стати досить великим, щоб заряд q(NO) став порівнянним із $q(O_2)$. Внаслідок цього, іони NO⁺стають переважним над усіма іншими. Таким чином, *Е*-область іоносфери – це область молекулярної плазми, представленої переважно двохатомними іонами.

Е-область через свої електродинамічні властивості називається також динамо-областю, оскільки тут збуджуються горизонтальні струмові системи. Саме тут знаходиться «нижні стінки» магнітосферного та іоносферного альфвенівських резонаторів, які визначають властивості даних резонансних систем. У високих широтах в області *E* «закорочуються» магнітосферні електричні струми, тим самим визначаючи механізми іоносферномагнітосферної взаємодії.

Крім регулярного *E*-шару в діапазоні висот 90 … 150 км досить часто виникають спорадичні *E*-шари (E_s), як правило, досить тонкі утворення, товщиною близько 1 км. При цьому електронна концентрація в них може бути дуже великою, що перевищує концентрацію максимуму *E* та *F* областей. В даний час загальноприйнятою є теорія вітрового зсуву. Формування середньоширотних спорадичних шарів пояснюється «згонкою» заряджених частинок по вертикалі з накопиченням на деякій висоті, конфігурацією металевих іонів, час життя яких багаторазово перевищує час життя основних іонізованих молекулярних компонент області *E*. На сезонно-добову поведінку середньоширотних спорадичних шарів впливають також приливні варіації та планетарні хвилі.

F-область іоносфери розташована понад 130-140 км. Тут на висотках 250-450 км формується головний максимум електронної концентрації $(10^5 - 10^6 \text{см}^{-3})$. У нижній частині *F*-області на висотах 160-200 км іноді може розвиватися шар F_1 , який проявляється як виступ або перегин на профілі $N_e(h)$ між шарами E і F_2 . Шар F_1 спостерігається переважно влітку вдень і практично відсутня взимку. В області F₁ подібно до регулярного шару Е визначають фотохімічні процеси і іонізація контролюється сонячним ультрафіолетовим випромінюванням в діапазоні довжин хвиль 100A < λ < 900A. Основні іонізовані компоненти на цих висотах- азот і кисень, а переважаючими іонами є NO⁺ и O₂⁺, ті ж, що у Е-області. Починаючи з висоти 200 км процеси перенесення починають переважати на фотохімічні. Іонізування як і F₁ підтримується ультрафіолетовим випромінюванням з 100A < λ < 900A . Основна іонізована компонента це атомарний кисень, а переважний іон -0^+ . На великих висотах до нього додаються атмосферні іони водню та гелію *H*⁺та *He*⁺. У нічний час електронна концентрація підтримується за рахунок потоків плазми з протоносфери і частково фотоелектронів з освітленої магнітноспоряженої області.

Вище 200 км визначальну роль формування шару грає ефекти перенесення, максимум області F_2 формується за рахунок амбіполярної дифузії O^+ вниз, де швидкості рекомбінації вище. З огляду на «замагніченості» плазми ($\omega_{\rm H} > \nu$ гірочастоти більше частот зіткнень) дифузія здійснюється переважно вздовж магнітного поля. Тому великий вплив на вертикальний розподіл щільності плазми особливо в середніх широтах надає нейтральні вітри, що захоплюють плазму вгору і вниз. У низьких та високих широтах важливу роль відіграють дрейфи заряджених частинок у схрещених електричних та магнітних полях. Крім того, у *F*-області присутні безліч неоднорідностей різних масштабів, пов'язаних з проходженням сонячного термінатора, планетарних та внутрішніх акустико-гравітаційних хвиль, а також нестійкості різної природи, що призводять до турбулізації та іоносферної плазми.

Слід зазначити, що особливо складною областю для спостереження є «долина» між шарами Е і F, недоступна більшості традиційних методів іоносферного зондування, як до поверхні, так і з космосу. Її дослідження реалізації можливе лише складними для методами дорогими та некогерентного розсіювання, резонансного розсіювання на штучних плазмових неоднорідностях та шляхом супутникових спостережень «in situ».

Побудова короткохвильових радіо та іоносферних систем зв'язку пов'язано з низкою труднощів, обумовлених характером поширення радіохвиль у цьому діапазоні частот. Однією з основних причин є те, що висока надійність зв'язку на коротких хвилях не може бути гарантована на великій відстані (більше 50 км). Можливість організувати зв'язок великою мірою залежить від кількох факторів, таких як доба, пора року, погодні умови, сонячна активність, потужність випромінювання. Можливість здійснення налійного радіозв'язку особливо використанні актуальна при короткохвильової радіо та іоносферної апаратури зв'язку у військових цілях. Тому, внаслідок зміни умов поширення радіохвиль та рівнів випадкових перешкод існує необхідність адаптації короткохвильових радіо та

іоносферних засобів до цих змін, що є складним науково-технічним завданням. Завдання полягає в тому, як зробити цей зв'язок настільки ж надійним, як космічна, радіорелейна або провідна. Причиною ненадійності зв'язку на коротких хвилях є іоносфера, на якій і ґрунтуються дані типи зв'язку - короткохвильовий радіозв'язок та іоносферний зв'язок. Іоносфера, маючи досить складну будову, під дією сонячного випромінювання та добового обертання Землі постійно змінює свій стан, тим самим постійно змінюючи властивість відбивати і поглинати короткі хвилі. Крім мінливості іоносфери, на надійність зв'язку великий вплив має також і радіоперешкоди різного роду.

Але найскладніше і поки що не до кінця вирішене завдання – це адаптація засобів зв'язку до динаміки іоносфери. Для надійного короткохвильового радіо та іоносферного зв'язку необхідно, щоб зв'язок завжди працював на так званій оптимальній частоті. Саме її пошук, визначення та розрахунок становить найбільшу складність. Накопичений величезний експериментальний матеріал з поширення коротких радіохвиль дозволило встановити оптимальну частоту для різних годин доби та пори року. Це стосується короткохвильового радіорадіозв'язку. В іоносферному зв'язку для усунення існуючих недоліків пропонується здійснити нагрівання електромагнітним випромінюванням певної області іоносфери.

Проаналізуємо діапазон 1,5...30 МГц, що використовуються у військових системах короткохвильового радіо та іоносферного зв'язку.

Піддіапазон частот 1,5...3 МГц є «нічним». Вдень зв'язок на ньому можливий тільки з найближчими кореспондентами.

Піддіапазон частот 5 … 8 МГц багато в чому схожий з піддіапазоном 1,5 … 3 МГц, але на відміну від останнього вдень можлива дальність зв'язку на відстані до 2000 км. Зона мовчання незначна і становить кілька десятків кілометрів. У нічні години можливо практично зв'язок з будь-якої точки земної кулі. Години зміни часу доби (захід/схід) найбільш зручний для далеких сеансів зв'язку. Атмосферні перешкоди менш виражені, ніж у діапазоні 1,5 ... 3 МГц.

У піддіапазоні частот 10...15 МГц у періоди сонячної активності можливі сеанси зв'язку вдень практично з будь-якою точкою земної кулі. Влітку радіозв'язок у цьому діапазоні частот буває цілодобовим, за винятком окремих днів. Зона мовчання вночі має відстань 1500...2000 км, і тому можливі лише далекі сеанси зв'язку. У денний час дальності зв'язку зменшуються до 400...1000 км.

Піддіапазон частот 27 ... 30 МГц придатний для зв'язку у світлий час доби і, зазвичай, відкривається на кілька годин, днів або тижнів, особливо при зміні сезонів, тобто восени та навесні. Зона мовчання досягає 2000 ... 2500 км. Це зумовлено тим, що при використанні даного піддіапазону кут відбитої хвилі повинен бути малим по відношенню до іоносфери, інакше радіохвилі матимуть велике згасання в іоносфері або проходитимуть крізь іоносферу в космічний простір. Малі кути випромінювання відповідають великим стрибком радіохвилі та, відповідно, великим зонам мовчання. У періоди максимуму сонячної активності можливий зв'язок і вночі.

1.2. Іоносферний зв'язок з використанням штучних іонізованих неоднорідностей

Незважаючи на експериментальні дослідження іонізованих неоднорідностей, питання точності розрахунків цього явища для практики залишається відкритим. Як і у разі природної іонізованої неоднорідності у формуванні відбитого багатопроменевого сигналу від ШІН бере участь весь спектр великомасштабних неоднорідностей електронної концентрації модифікованої іоносфери. В умовах застосування складної модуляції потужного короткохвильового радіовипромінювання зміни низькочастотної складової спектру іоносферних неоднорідностей призводять до корінних змін структури багатопроменевого відбитого сигналу. Явище ШІН може бути описано як поширення коротких радіохвиль у середовищі з великомасштабними штучними неоднорідностями діелектричної проникності. Без урахування поляризаційних ефектів відповідне хвильове рівняння має вигляд [2]:

$$\Delta E + k_0^2 \left[\varepsilon \left(\vec{r}, E_b(\vec{r}) \right) + \Delta \varepsilon \left(\vec{r}, E_b(\vec{r}) \right) \right] E = 0, \qquad (1.1)$$

де $E_b(\vec{r})$ – просторовий розподіл поля хвилі накачування, що визначає зміни у структурі діелектричної проникності іоносфери при нагріванні її потужним короткохвильовим радіовипромінюванням [2]. Як і в умовах природної іонізованої неоднорідності, розподіл електронної концентрації модифікованої іонізованої неоднорідності є випадковим локально стаціонарним за простором і часом процесом, що припускає багатопроменеве поширення коротких радіохвиль. Відмінність ШІН від природного явища полягає лише у специфіці як середніх, так і флуктуаційних характеристик діелектричної проникності штучно модифікованої іоносфери [3].

Нелінійна взаємодія полів в іоносфері виникає за умови, що величина електромагнітного поля, що падає, перевищує рівень природного поля іоносферної плазми, обумовленого тепловим рухом заряджених частинок. Це відбувається при потужності УКХ рівня кількох десятків ... сотень кВт. Виникнення ШІН під впливом поля потужної радіохвилі відноситься до розряду суттєво нелінійних іоносферних ефектів (див. формулу (1.1)), за яких енергія електромагнітної хвилі внаслідок наявності зіткнень між електронами, іонами та нейтральними молекулами переходить в енергію руху цих частинок.

Підвищення температури частинок, по-перше, електроном, призводить до двох основних процесів, що відбуваються в іоносфері: зміна балансу іонізаціїрекомбінації та витіснення електронів із нагрітої області. Перший процес відіграє основну роль у нижній іоносфері в *E*-шарі (h ~ 140 ... 160 км), другий - верхній іоносфері у *F*-шарі (h~200 ... 220 км). Зміна балансу іонізації призводить до зростання електронної концентрації. Витіснення електронів призводить, навпаки, до зменшення концентрації. Області з обуреною концентрацією розширюються вгору та вниз, утворюючи ШІН. Горизонтальний розмір ШІН визначається шириною діаграми спрямованості антени передавача, а вертикальний - потужністю нагріву та фоновими умовами на висоті нагріву.

При збільшенні потужності падаючої електромагнітної хвилі відбувається якісний стрибок у структурі ШІН. Утворюється нестаціонарна неоднорідна структура, що складається з витягнутих уздовж геомагнітного поля неоднорідностей із різними поперечними розмірами. Поперечні розміри великомасштабних неоднорідностей лежать у межах від 50 ... 100 м до 1 ... 10 км. Поздовжні розміри перевищують поперечні у десятки разів. Дрібномасштабні неоднорідності мають поперечні розміри менше довжини падучої хвилі і становлять 1 ... 30 м. Поздовжні розміри цих неоднорідностей перевищують поперечні в сотні ... тисячі разів.

Розвиток витягнутих неоднорідностей відбувається під час порядку одиниць ... десятків секунд. Релаксація ШІН після вимкнення падучої хвилі триває дещо більше. Тому, потужність, необхідна для створення витягнутих неоднорідностей більше потужності, необхідної для підтримки їх існування.

Крім того, штучна турбулізація плазми призводить до виникнення плазмових хвиль та штучного радіовипромінювання. Виникає додаткова іонізація іоносфери, що призводить до оптичного світіння та НВЧ випромінювання.

Сигнали УКХ діапазону, що розповсюджуються через турбулентні ШІН, частково розсіюються на цьому утворенні. Розсіяння має анізотропний характер. Максимум розсіювання знаходиться в ШІН, а вісь спрямована вздовж поздовжньої складової геомагнітного поля. Розсіяний на ШІН сигнал може бути прийнятий тільки в певних районах. Слід зазначити, що вздовж лінії геомагнітного поля дрібномасштабні неоднорідності з поперечними розмірами $L_{\perp} \approx \lambda/2sin\Theta$, де λ - довжина хвилі, Θ – кут між напрямком випромінювання джерела електромагнітних хвиль та віссю області перевипромінювання, яка формує «пляму» (зону покриття) на поверхні Землі, і поздовжніми розмірами $L_{\parallel} \approx L_{\perp}$ сильно витягнуті (рис.1.1). Для сигналів із частотою, що лежить у нижній частині УКХ діапазону, зона на поверхні Землі має ширину ~50...150 км (залежить від розмірів ШІН) та довжиною ~2000 км (залежить в основному від висоти ШІН). Розсіювальна здатність ШІН визначається багатьма умовами - параметрами нагріву, частотою сигналу. Зі збільшенням частоти сигналу ефект зменшується.



Рис 1.1. Схема утворення зони покриття від ШІН

Особливістю дрібномаєштабних ШІН є їх здатність інтенсивно розсіювати УКХ. Оскільки висота ШІН може досягати ~200 км над поверхнею Землі є можливість використовувати ШІН для далекого загоризонтного зв'язку, який має назву в термінах ITU - іоносферний зв'язок. Сигнали, розсіяні на ШІН, можуть бути прийняті на поверхні Землі лише тими приймачами, які розташовані в межах витягнутої в магнітно-широтному напрямку області. Довжина та ширина зони покриття на поверхні Землі Землі залежать від геомагнітних, радіофізичних та інших факторів.

Так, при створенні ШІН у *F*-шарі довжина зони покриття може становити до 3000 км, а ширина ~200 км. Площа, що охоплюється наземною «плямою», становить ~6*10⁵ км². Зазначимо, що моніторинг геофізичної обстановки

можна здійснювати, використовуючи низькоорбітальні штучні супутники Землі.

Описаний підхід дозволяє здійснювати:

 – наддальнє виявлення малопомітних цілей у повітрі та на морі (загоризонтна радіолокація) на основі штучних плазмових відбивачів (засоби наддальньої радіолокації);

– побудова системи іоносферно-тропосферного зв'язку (нова комбінована система зв'язку УКХ) та загоризонтної радіолокації, заснованих на використанні розсіювальних властивостей ШІН, що виникають при нагріванні іоносфери потужним радіовипромінюванням (комплексами типу HAARP);

 виявлення та ідентифікацію підземних об'єктів спеціального призначення (заглиблені командні пункти, склади з хімічною, бактеріологічною, ядерною зброєю, ракетні шахти), підземні комунікації.

В цілому, формування ШІН при переході обуреної області іоносфери в якісно новий стан на основі довготривалих структур, енергія яких запасається в метастабільних рівнях молекул повітря, дозволяє дестабілізувати функціонування радіоелектронної апаратури.

В даний час необхідна подальша розробка, вдосконалення принципів побудови, формулювання методологічного апарату розрахунку основних тактико-технічних характеристик:

 засобів та комплексів радіоподавлення радіозв'язку та радіолокації, що використовують нагрівання іоносфери потужним короткохвильовим радіовипромінюванням;

– нових засобів у радіорозвідці, радіолокації, зв'язку, радіоелектронній боротьбі та постановці перешкод, заснованих на нових наукових даних про фізичні механізми впливу електромагнітного випромінювання на різні шари атмосфери.

Нелінійна реакція іоносфери проявляється при перевищенні падаючого електромагнітного поля джерела випромінювання власного поля іоносфери, обумовленого тепловою енергією заряджених частинок іоносферної плазми. Проведемо розрахунок рівня випромінюваної потужності джерела, у якому утворюється ШІН. Запишемо діелектричну проникність $\tilde{\varepsilon}$ іонізованого газу [4]:

$$\tilde{\varepsilon} = 1 - \frac{n_e e^2}{m(\omega^2 + \nu^2)} - j \frac{n_e e^2 \nu}{\omega m(\omega^2 + \nu^2)},$$
(1.2)

де n_e – концентрація електронів; ω – кругова частота джерела випромінювання; ν – частота зіткнень; m – маса електрона; e – заряд електрона.

З формули (1.2) видно, що якщо становить $\nu \sim E^2$, то величина $\tilde{\varepsilon}$ починає залежати від величини напруженості електричного поля, що свідчить про прояву нелінійних ефектів.

Визначимо випромінювану потужність джерела, при якій починають грати роль нелінійні ефекти. Середня щільність потоку потужності *p* на висоті *h* записується як:

$$p = \frac{P_0 \cdot \text{KC}\mathcal{A}}{4\pi h^2},\tag{1.3}$$

де *P*₀ – потужність випромінювача (передаючого пристрою); *КСД* – коефіцієнт спрямованої дії передавальної антени.

Відомо, що [4]:

$$P = \frac{1}{2}E \cdot H,\tag{1.4}$$

де *E* та *H* – амплітуди напруженості електричного та магнітного полів. На відстані *h* >> λ маємо:

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi, \text{Om.}$$
 (1.5)

Тоді, враховуючи (1.3), (1.4), (1.5) маємо:

$$p = \frac{60 P_0 \cdot \text{KC}\mathcal{A}}{h^2} \,. \tag{1.6}$$

Визначимо з (1.6) значення $P_0 \cdot \text{КСД}$:

$$P_0 \cdot \mathsf{K}\mathsf{C}\mathcal{A} = \frac{p \cdot h^2}{60} \,. \tag{1.7}$$

В інтервалі частот 3 … 10 МГц та для висот h = 80…140 км отримаємо з (1.7) наступне наближене значення: $P_0 \cdot \text{КСД} = 10^6 \dots 10^8 \text{ Bt.}$

Зазначимо, що вибір частот у діапазоні З МГц<f<10 МГц визначається наступним чином.

1. Критична концентрація електронів $n_e^{\rm kp} \sim f^2$. Найбільш сильний вплив джерело випромінювання надає області іоносфери, де концентрація електронів близька до критичної, але менше її. Тому нижня межа діапазону частот пов'язана з можливістю впливу на нижні шари іоносфери *D*-шару, для якого концентрація електронів знаходиться в діапазоні $n_e \approx 10^3 \dots 10^4 {\rm cm}^{-3}$, а верхня межа - з впливом на *E*- і *F*- шари іоносфери, для яких $n_e \approx 10^5 \dots 10^6 {\rm cm}^{-3}$.

2. Величина питомої потужності випромінювання на висоті *h* визначається за формулою (1.3).

Щільність потоку потужності, що перевипромінюється ШІН в результаті розрахунку наступна:

$$p \approx \begin{cases} 10^2 \dots 10^3, \mathrm{Bt/m^2}, h = 80 \mathrm{км.} \\ 1 \dots 10, \mathrm{Bt/m^2}, h = 140 \mathrm{км.} \end{cases}$$

Як показали розрахунки, наявність вільних електронів навіть невисокої концентрації $n_e = 10^3 \dots 10^6 \text{ см}^{-3}$, полегшує можливість створення ШІН при впливі потужного електромагнітного випромінювання. При цьому частота випромінювання грає визначальну роль. Існує граничне значення потужності джерела, починаючи з якої виникає сильне обурення іоносфери. Умовно пороговою можна вважати потужність близько десятків ... сотень кВт.

Таким чином, існує граничне значення потужності джерела випромінювання, починаючи з якої в результаті потужного електромагнітного впливу в іоносфері на висотах 80 ... 220 км, залежно від частоти випромінювання, виникає сильне обурення іоносфери та формується просторові області збудженої іоносфери з різко зміненими фізичними параметрами.

З розрахунків випливає, що виключно серйозні вимоги при практичній реалізації мобільної цифрової іоносферної станції, здатної формувати ШІН, пред'являються до антени, що передає, і до передавального пристрою.

Один із перспективних шляхів розвитку радіорозвідки, радіоелектронного подавлення, локації та зв'язку заснований на процесі нелінійної взаємодії потужного електромагнітного випромінювання діапазону УКХ з іоносферою Землі. Технічною реалізацією цього напрямку є створення мобільної цифрової іоносферної станції, що використовує ефект ШІН. Така станція є станцією подвійного призначення і може використовуватись:

- у військових конфліктах і бойових діях;

 в умовах надзвичайних ситуацій, як при екологічних і техногенних катастрофах, так і при протидії загрозі тероризму;

– в інтересах трансляції TV програм на територіях, неконтрольованих державою або на території, поза юрисдикцією держави власника такої станції.

У ході бойових дій така мобільна цифрова іоносферна станція (МЦІС) може виконувати такі завдання:

 організація передачі циркулярних повідомлень на великі території, у тому числі за територією, яка не підконтрольна нашим військовим формуванням;

 встановлення радіозв'язку з *N*-кореспондентами без залучення ресурсів супутникового зв'язку (оренди каналів або стовбурів штучних супутників Землі, які не контролюються державою);

 постановка перешкод на великих територіях радіовипромінюючим засобам різного призначення та організація системи радіоелектронного подавлення;

 – збирання розвідданих від радіозасобів, розміщених на великих відстанях і які охоплюють великі території;

– передача необхідних даних диверсійно-розвідувальним групам, розподілених на значних за віддаленістю ділянках місцевості.

Моніторинг та виявлення ШІН є дорогим заходом, зумовленим необхідністю застосування потужних передавачів та антен з високими характеристиками спрямованості. Виявлення здійснюється за ефектом розсіювання радіохвиль на неоднорідностях електронної концентрації або за допомогою супутників радіонавігаційних систем.

Як показує аналіз перспектив розвитку військового зв'язку, наприклад, у роботі [5] зазначено, що реалізація нових технологій у військовій техніці радіозв'язку дозволяє:

створити високоефективну інтегровану автоматизовану систему зв'язку
 та управління військами та зброєю;

 – здійснити глибоку уніфікацію функцій, що реалізуються засобами цифрового радіозв'язку та високий рівень взаємозамінності типових перепрограмованих модулів.

Створенню нових мобільних радіотехнічних систем НВЧ діапазону присвячена робота [6]. У роботах [5-9] обґрунтовується шлях розвитку засобів зв'язку у напрямі розробок комбінованих станцій за типами зв'язку.

Тому, науково-технічним результатом щодо використання ефекту ШІН є створення мобільної цифрової іоносферної станції, у комбінації з іншими типами зв'язку – МЦТрІС. Це дозволяє організовувати мережі радіозв'язку в різноманітних діапазонах частот, систему радіоелектронної боротьби та радіоелектронного подавлення, збирання розвідданих та постановку перешкод, що охоплюють території в тис.км² без використання бортових ретрансляторів штучних супутників Землі.

1.3. Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція, як нова комбінована телекомунікаційна система



Рис. 1.2. Приймально-передавальний НВЧ тракт і система управління, контролю та діагностики МЦТрІС

На рис. 1.2 зображено приймально-передавальний НВЧ тракт МЦТрІС, де І та ІІ - антени тропосферної компоненти, що працюють в режимі загоризонтного зв'язку; А і Б - антени радіорелейної компоненти, що працюють в режимі прямої видимості; ПС 1Т та ПС 2Т - поляризаційні селектори тропосферної компоненти; Д 1Т, Д 2Т - дуплексери; РП - розподільник потужності; ПСФ 1Т, ПСФ 2Т, ПСФ 3Т, ПСФ 4Т - смугові фільтри з перестроюванням частоти; Прм НВЧ 1Т, Прм НВЧ 2Т, Прм НВЧ 3Т, Прм НВЧ 4Т - приймачі тропосферної компоненти; Зм1Т, 3м2Т, 3м3Т, 3м4Т - змішувачі тропосферної компоненти; ПС1Р, ПС2Р - поляризаційні селектори радіорелейної компоненти; Вих. ПСФ 1Р, Вих. ПСФ 2Р - вихідні смугові фільтри з перестроюванням частоти радіорелейної компоненти; Прм-Прд 1Р, Прм-Прд 2Р - приймачі-передавачі радіорелейної компоненти; ЕА I, ЕА II - еквіваленти антен тропосферної компоненти; Прд НВЧ 1Т, Прд НВЧ 2Т - передавачі НВЧ тропосферної компоненти; збудник-гетеродин; ПП ПЧ 1Т, ПП ПЧ 2Т, ПП ПЧ 3Т, ПП ПЧ 4Т - попередні підсилювачі проміжної частоти; система управління та контролю, що включає стаціонарний пульт управління та виносний пульт управління.

Дослідження шляхів удосконалення мобільного радіорелейного, тропосферного i космічного зв'язку показують, ЩО перспективні багатоканальні мікрохвильові радіозв'язку повинні бути тракти широкосмуговими, електрично стійкими, невеликими за вагою і розмірами і добре екранованими. Сучасне обладнання мікрохвильового багатоканального бездротового зв'язку має хвильовий тракт. Мікрохвильові пристрої на прямокутних хвилеводах, які порожнистих металевих € частиною мікрохвильового тракту, не можуть відповідати одночасним вимогам широкосмуговості, високої електричної міцності, малої ваги і малих розмірів. Виникає питання, як зменшити вагу і габарити, як досягти широкої смуги пропускання і як забезпечити хороший захист мікрохвильового тракту без зменшення або збільшення електричної мічності. Зрозуміло, що відповідь на ці питання може покращити продуктивність радіосистем. Одне з таких рішень існує, і воно полягає в частковому заповненні хвилеводу ізотропним діелектриком (рис.1.3).



Рис.1.3. Поперечний переріз хвилеводу, що частково заповнений ізотропним діелектриком

Перспективні мікрохвильові тракти на основі ЧЗДПХ включають широкий спектр мікрохвильових пристроїв та елементів. Ці пристрої з'єднуються відрізками регулярними ЧЗДПХ. Умови узгодження таких пристроїв між собою і з регулярними ЧЗДПХ можуть бути сформульовані за відомими зовнішніми параметрами таких переходів. Зовнішні параметри переходів в електродинамічному колі можна визначити за допомогою методу власних функцій [10,11]. Результати, отримані в роботі [12], дали аналітичну форму теорії ЧЗДПХ, а метод власних функцій було розвинуто стосовно приладів та елементів на ЧЗДПХ. Метод власних функцій для хвилеводних резонаторних пристроїв був запропонований членом-кореспондентом АН СРСР Г.В. Кісунько і в подвльшому математично розвинутий в роботах Цібізова К.М., Машковцева Б.М., Нікольського В.В., Почерняєва В.М, Скрипніка Л.В.

Типи /	Порожнисті	Порожнисті	Хвилеводно-	Хвилеводи з	Екрановані
ліній /	металеві	металеві	щелеві лінії	діелектриком	планарні
передачі /	хвилеводи	хвилеводи	та хвилеводи		лінії
		складної	складної		передачі
		форми	форми з		
			діелектриком		
Показники					
Широко-	-	+	+	+	+
смуговість					
Електрична міцність	+	-	-	+	-
Екранованість	+	+	+	+	+
Масогабаритні показники	-	+	+	+	+
Затухання	+	-	+-	+-	-

Таблиця 1.1. Порівняльний аналіз ліній передач НВЧ

Порівняльний аналіз електричних характеристик екранованих ліній передачі НВЧ (табл. 1.1) [45]. показує, що найкращі характеристики смуги пропускання мають гребнієві хвилеводи, частково заповнені діелектриком, які мають смугу пропускання вдвічі більшу, ніж прямокутні хвилеводи. Але прямокутні хвилеводи, частково заповнені діелектриком, в порівнянні, можуть гребнієвими хвилеводами, частково заповнені конкурувати 3 ЩО діелектриком. З точки зору електричної міцності, частково заповнений прямокутний хвилевід з діелектричною пластиною в центрі має найкращі характеристики, але за умови якщо відносна товщина вздовж широкої стінки хвилеводу $c/a \ge 0.1$. Однак, гребінчасті хвилеводи, частково заповнені діелектриком і екрановані планарні лінії передачі не можуть бути основою НВЧ трактів у багатоканальних технологіях бездротового зв'язку так як, має бути задіяна вихідна потужність в десятках Вт... одиницях кВт. Крім того,

хвилеводні щілинні лінії, також не можуть конкурувати з частково заповненими прямокутними хвилеводами за електричною міцністю.



Рис.1.4. Приймально-передавальні ПЧ та НЧ тракти МЦТрІС

На рис.1.4 показано приймально-передавальні ПЧ та НЧ тракти мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції, де присутні: М - модем; М-Д ТрС k×E1, p×OЦК - мультиплексор-демультиплексор; апаратура криптографічного захисту інформації.

До складу станції входить імітатор тропосферного та іоносферного каналу. На рис.1.5 показано імітатор тропосферного каналу та на рис.1.6 показано імітатор іоносферного каналу.



Рис.1.5. Імітатор тропосферного каналу



Рис.1.6. Імітатор іоносферного каналу



Рис. 1.7. Функціональна схема збудника-гетеродина МЦТрІС

На рис.1.7 зображено функціональну схему збудника-гетеродина, де ОКГ- опорний генератор; ППТ - підсилювально-перетворювальний тракт; СЧ - синтезатор частот; ПФТ - підсилювально-фільтруючий тракт.

Іноді в умовах екологічних та техногенних катастроф, причиною яких часто стають стихійні лиха (землетруси, виверження вулканів, цунамі, паводки, тайфуни, смерчі, урагани) необхідно передавати інформацію *N*-кореспондентам одночасно. Це можна здійснювати за допомогою супутникового зв'язку. Однак, для цього необхідно мати доступ до бортового ретранслятора ШСЗ. Як відомо, Україна не має свого ШСЗ, а передача інформації в надзвичайних ситуаціях, не тільки тих, що стосуються екологічних та технологічних катастроф, а й таких, як протидія тероризму або в умовах військових конфліктів через незахищені системи передачі, які не контролюються державою, суперечить умовам кібербезпеки.

Задача створення такої мобільної комбінованої станції, яка, з одного боку, здатна організовувати лінії зв'язку, а з іншого боку, створювати зони покриття для одночасного обслуговування *N*-кореспондентів без залучення ресурсів супутникового зв'язку (оренди каналів або стовбурів ШСЗ, які не контролюються державою) вирішується шляхом використання ШІН. Виникнення ШІН під впливом поля потужної радіохвилі відноситься до розряду істотно нелінійних іоносферних ефектів, при яких енергія електромагнітної хвилі внаслідок наявності зіткнень між електронами, іонами і нейтральними молекулами переходить в енергію руху цих частинок.

Підвищення температури частинок, по-перше, електроном, призводить до двох основних процесів, що відбуваються в іоносфері: зміна балансу іонізаціїрекомбінації і витіснення електронів з нагрітої області. Перший процес відіграє основну роль в нижній іоносфері в *E*-шарі (h~140...170 км), другий у верхній іоносфері в *F*-шарі (h~200...220 км). Зміна балансу іонізації приводить до зростання електронної концентрації. Витіснення електронів призводить, навпаки, до зменшення їх концентрації. Області зі збуреною концентрацією розширюються вгору і вниз, утворюючи ШІН. Горизонтальний розмір ШІН визначається шириною діаграми спрямованості антени передавача, що збурює іоносферу, а вертикальний - потужністю нагріву і фоновими умовами на висоті нагріву.

При збільшенні потужності нагрівної хвилі відбувається якісний стрибок в структурі ШІН. Утворюється нестаціонарна неоднорідна структура, що складається з витягнутих уздовж геомагнітного поля неоднорідностей з різними поперечними розмірами. Поперечні розміри великомасштабних неоднорідностей лежать в межах від 50...100м до 1...10км. Поздовжні розміри перевищують поперечні в десятки разів. Дрібномасштабні неоднорідності мають поперечні розміри менше довжини збурювальної хвилі і складають 1...30м. Поздовжні розміри цих неоднорідностей перевищують поперечні в сотні ... тисячі разів.

Сигнали діапазонів високої частоти – дуже високої частоти (ВЧ-ДВЧ), що поширюються через турбулентні ШІН, частково розсіюються на цій неоднорідності. Розсіювання має анізотропний характер. Максимум розсіювання знаходиться в ШІН, а вісь спрямована вздовж поздовжньої складової геомагнітного поля. Розсіяний на ШІН сигнал може бути прийнятий тільки в суворо визначених районах. Слід зазначити, що вздовж лінії геомагнітного поля дрібномасштабні неоднорідності 3 поперечними розмірами $L_1 \approx \lambda/2sin\Theta$ (λ – довжина хвилі, Θ – кут між напрямком випромінювання та віссю області перевипромінювання, яка формує зону покриття на поверхні Землі) і поздовжніми розмірами $L_{||} \gg L_{\perp}$, що сильно витягнуті. Для сигналів з частотою в ВЧ-ДВЧ діапазонах, зона покриття на поверхні Землі має ширину ~50...150 км (залежить від розмірів ШІН) та довжиною ~2000 км (залежить в основному від висоти ШІН). Розсіююча здатність ШІН визначається багатьма умовами - параметрами нагріву, частотою сигналу. Зі збільшенням частоти сигналу ефект зменшується.

Оскільки висота ШІН може досягати ~200км і вище над поверхнею Землі є можливість використовувати ШІН для дальнього загоризонтного зв'язку. Сигнали, розсіяні на ШІН, можуть бути прийняті на поверхні Землі тільки тими приймачами, які розташовані в межах витягнутої в магнітно широтному напрямку області. Довжина і ширина зони на поверхні Землі залежать від геомагнітних, радіофізичних та інших факторів. Так при створені ШІН в *F*-шарі довжина може складати до 3000 км, а ширина ~200км. Площа, охоплена наземною «плямою» складає ~6 $* 10^5$ км².

У даній роботі замість радіорелейної компоненти вводиться іоносферна компонента у вигляді ВЧ-модуля, що складається з антени А_I, дуплексера Д I, приймача радіосигналів Прм I, потужного передавача Прд I. З МЦТРРС виключаються: ПС 1Р, ПС 2Р - поляризаційні селектори радіорелейної компоненти; Вих ПСФ 1Р, Вих ПСФ 2Р - вихідні смугові фільтри з перестроюванням частоти радіорелейної компоненти; Прм-Прд 1Р, Прм-Прд 2Р - приймачі-передавачі радіорелейної компоненти.

Для більш гнучкішого управління зоною покриття та передачі/прийому від *N*-кореспондентів інформації з більш високою пропускною здатністю і на більшу дальність в передавальному тракті тропосферної компоненти введено пристрій просторово-часового кодування (ППЧасК).



Рис.1.8. Пристрій просторово-часового кодування

На рис.1.8 показано пристрій просторово-часового кодування, де ПКС – пристрій комплексного спряження; ЗП1, ЗП2 – запам'ятовуючі пристрої; К – комутатор.



Рис.1.9. Схема утворення зони покриття від ШІН

На рис.1.9 показана схема утворення зони покриття від ШІН, де МЦТрІС – мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція; ТЛЗ – тропосферна лінія зв'язку; ШІН – штучна іоносферна неоднорідність; зона покриття.

Керування роботою такою мобільною комбінованою цифровою станцією здійснюється з єдиної системи управління, контролю та діагностики з імітаторами тропосферного та іоносферного каналів (стаціонарний пульт управління, контролю та діагностики; виносний пульт управління, контролю та діагностики). Сигнали керування від пультів управління, контролю та діагностики єдиної системи управління, контролю та діагностики дозволяють формувати наступні режими роботи станції та її компонент: кінцевий режим роботи; режим ретрансляції; вузловий режим (ретрансляція з виділенням сигналів в точці ретрансляції); режим перевірки обладнання станції «по малому кільцю» – режим «автоконтролю». Імітатори тропосферного та іоносферного каналів дозволяють здійснювати режим перевірки тропосферної та іоносферної компонент, окремо один від одного, «по великому кільцю».

Цифрова тропосферна компонента з рознесенням по простору на рис. 1.2 містить дві антени з опорно-поворотними пристроями, що працюють на передачу та прийом одночасно, виходи яких підключено через розв'язуючі пристрої до трактів передачі та прийому; передавачі Прд НВЧ Т1, Т2 з'єднані з двома антенами I та II через розподільник потужності РП, між котрим та передавачами Прд НВЧ Т1, Т2 можуть бути розташовані еквіваленти антен ЕА 1, ЕА 2 для контролю вихідної потужності передавачів, які своїми входами з'єднані з виходом збудника-гетеродина, на вхід якого подаються сигнали від збудника-гетеродина змішувачі модему, сигнали подаються на а ЗМ1Т ... ЗМ4Т, виходи з'єднані з входами попередніх підсилювачів проміжної частоти ПП ПЧ 1Т ... 4Т відповідно, на входи змішувачів ЗМ 1Т ... ЗМ 4Т подаються сигнали від приймачів Прм НВЧ 1Т ... 4Т, а на входи приймачів Прм НВЧ 1Т ... 4Т подаються сигнали з виходів смугових фільтрів з 1Т ... 4Т, входи яких з'єднані частоти ПСФ перестроюванням 3 поляризаційним селектором ПС 1Т, дуплексером 1Т, дуплексером 2Т, поляризаційним селектором 2Т відповідно.

Цифрова іоносферна компонента на рис.1.2 містить антену А_I, що з'єднана з дуплексером Д I, вихід якого з'єднано з приймачем Прм I, вихід якого з'єднано з входом попереднього підсилювача проміжної частоти ПП ПЧ I, вихід якого з'єднано з мультиплексором – демультиплексором М – Д, а вхід дуплексера Д I з'єднано з виходом передавача Прд I, на вхід якого подається сигнал зі збудника-гетеродина.

Приймально-передавальний НВЧ тракт мобільної цифрової тропосферноіоносферної станції на рис.1.2 складається з 2-х антен І та ІІ, що працюють в режимі загоризонтного зв'язку і антени А_I, що працює в режимі випромінювання в іоносферу та яка підключена до дуплексера Д І, а антени І та ІІ підключені до входів поляризаційних селекторів ПС 1Т та ПС 2Т відповідно. На рис.1.2 також показано єдину систему управління, контролю та діагностики з імітаторами тропосферного та іоносферного каналів, яка містить стаціонарний та виносний пульти управління, контролю та діагностики, які виробляють сигнали керування для: збудника-гетеродина, змішувачів ЗМ 1Т ... ЗМ 4Т, приймачів Прм НВЧ 1Т...4Т, передавачів Прд НВЧ 1Т, 2Т, антен I, II та антени A_I, передавача Прд I та приймача Прм I, системи адаптації по потужності САП, системи адаптації по частоті САЧ, смугових фільтрів з ΠСΦ 1T ПСФ 4Т, системи режиму перестроюванням частоти AK. M, мультиплексора-демультиплексора «автоконтролю» модему М-Д k×E1, p×OЦК, OЦК/j. Схема збудника-гетеродина на рис.1.5 виробляє сигнали частотоформування для змішувачів ЗМ 1Т ... ЗМ 4Т, передавачів Прд НВЧ 1Т, 2Т, передавача Прд I та приймача Прм I. Схема пристрою просторово-часового кодування на рис. 1.6 забезпечує просторово-рознесену передачу сигналів. За рахунок комутації сигналів в комутаторі К виходи ППЧасК підключаються до передавачів Прд НВЧ 1T. 2Т та далі випромінюються двома антенами І та ІІ в різні інтервали часу одночасно. Приймально-передавальні ПЧ і НЧ тракти станції на рис.1.8 складаються з модему, на який надходять сигнали від ПП ПЧ1, ПП ПЧ2, ПП ПЧ3, ПП ПЧ4, збудника-гетеродину, з модему М сигнали передаються на систему адаптації по частоті САЧ, на мультиплексор-демультиплексор М-Д, на вхід якого також поступає сигнал з приймача Прм I, а на виході М-Д формуються потоки k×El, основні цифрові канали р×ОЦК, низькошвидкісні канали ОЦК/ј, інтерфейси яких реалізуються на умовах Замовника.

Сигнали, що надходять на інтерфейси мультиплексора-демультиплексора М-Д k×El, p×OЦK, OЦK/j далі надходять у вигляді групового сигналу на вхід модему, який обробляє сигнали з М-Д та трафік Ethernet 10/100/1000 Base-T і передає сигнал в збудник-гетеродин з груповою швидкістю, а також сигнали на систему адаптації по частоті САЧ, на попередні підсилювачі проміжної частоти ПП ПЧ 1Т...4T та з мультиплексора-демультиплексора М-Д надходить сигнал до передавача Прд I. Реалізація приймально-передавальних ПЧ і НЧ трактів станції передбачає використання апаратури криптографічного захисту інформації.

Таким чином, МЦТрІС забезпечує режим роботи загоризонтного зв'язку за рахунок наявності тропосферної компоненти та режим роботи створення мережі без ліній зв'язку через формування зони покриття за наявності ШІН, сформованої випромінюванням іоносферної компоненти без використання бортового ретранслятора ШСЗ. Наприклад, тропосферна компонента станції здатна збільшити дальність зв'язку за рахунок включення пристрою просторово-часового кодування (ППЧасК) на відстань приблизно до 300 км (в залежності від комплектації станції антенами (I, II) та підсилювачами потужності (Прд НВЧ 1Т, Прд НВЧ 2Т)), а іоносферна компонента забезпечує зону покриття до ~6*10⁵ км² (в залежності від комплектації станції антенною (A_I) та підсилювачем потужності (Прд I)). Особливістю даного рішення є наявність у МЦТІС єдиної системи управління, контролю та діагностики з імітаторами тропосферного та іоносферного каналів і спільного тракту частотоформування для ВЧ - ДВЧ та НВЧ діапазонів.

Використання високонаправлених антенних решіток в діапазоні декаметрових хвиль дозволяє суттєво підвищити надійність та стійкість зв'язку в цьому діапазоні, зменшивши рівень завмирання сигналу на трасі іоносферного зв'язку.

шляхів Олин i3 перспективних розвитку радіорозвідки, радіоелектронного подавлення, локації та зв'язку заснований на процесі нелінійної взаємодії потужного електромагнітного випромінювання діапазону УКХ з іоносферою Землі. Технічною реалізацією цього напрямку є створення мобільної цифрової іоносферної станції зв'язку, що використовує ефект ШІН розмір ШІН [1]. Горизонтальний визначається шириною діаграми спрямованості (ДС) антени, а вертикальний – потужністю нагріву та фоновими умовами на висоті нагріву. Для цього іоносферні станції повинні бути обладнані антенними гратами з високим коефіцієнт спрямованої дії (КСД) та ДС із низьким рівнем бічних пелюсток. Крім цього, антенна решітка для роботи в дуплексному режимі на прийомі повинна забезпечувати сектор кутів 5⁰ ... 25⁰ при дальностях понад 1000 км.

Така станція є станцією подвійного призначення і може використовуватись:

- у військових конфліктах і бойових діях;

 в умовах надзвичайних ситуацій, як при екологічних і техногенних катастрофах, так і при протидії загрозі тероризму;

- в інтересах трансляції TV програм на території, що тимчасово окуповані.

У ході бойових дій така МЦІС може виконувати такі завдання:

 організація передачі циркулярних повідомлень на великі території, у тому числі на території, які непідконтрольні нашим військовим формуванням;

встановлення радіозв'язку з *N*-кореспондентами без залучення ресурсів супутникового зв'язку (оренди каналів або стовбурів штучних супутників Землі, що не належать державі);

 постановка завад на великих територіях радіовипромінюючим засобам різного призначення та організація системи радіоелектронного подавлення;

 – збирання розвідданих від радіозасобів, розміщених на великих відстанях один від одного;

– передача необхідних даних диверсійно-розвідувальним групам, розподілених на значних за віддаленістю ділянках місцевості.

При виборі типу антени для МЦІС береться до уваги широкосмуговість, коефіцієнт корисної дії (ККД), ефективність прийому при малих кутах місця, надійність і простота конструкції.

Метою роботи є розробка антенної решітки для МЦІС.

Для МЩС пропонується використовувати вібраторну антенну решітку, конструкція якої показана на рис 1.10.



Рис.1.10. Конструкція вібраторної антенної решітки для МЦІС (варіант 1)

Антенна решітка складається із двох циліндричних вібраторів, розташованих на двовісному причепі. На щоглі кріпляться шунти у вигляді металевих ізоляторів. Вібратори у вигляді металевих дротів діаметром декількох міліметрів кріпляться до двох кінців щогли через шунти. Утворюється циліндрична вібраторна антенна решітка, що складається з двох таких циліндрів. Кількість вібраторів для діапазону ~10МГц становить 12...16 дротів. До точки з'єднання вібраторів підводиться коаксіальний кабель. З метою забезпечення широкосмугової роботи антенної решітки внутрішній провідник коаксіального кабелю має чотири прорізи, як показано на рис.1.11.



Рис.1.11. Поперечний переріз коаксіального кабелю антенно-фідерного тракту МЦІС

Конструкція дозволяє вібраторам складатися для зручності транспортування решітки антени в мобільному варіанті станції [51].

Широкосмуговість вібратора, тобто слабка зміна його імпедансу в широкому інтервалі частот забезпечується стандартним способом застосуванням багатопровідної конструкції великого діаметра (типу диполя Надененка). Зазначимо, що використання вертикального вібратора веде до зниження ККД через втрати в ґрунті. Ці втрати можна значно знизити розміщенням під антенною решіткою металевого екрану, як показано на рис.1.12. Однак це суттєво ускладнить конструкцію мобільного варіанта антенної системи, тому досліджуємо вібраторну антенну решітку, показану на рис 1.10.



Рис.1.12. Конструкція вібраторної антенної решітки для МЦІС (варіант 2)

Крім того, підвищені втрати при застосуванні вертикального вібратора пов'язані з малою ефективною висотою його підвісу над поверхнею ґрунту. Наприклад, якщо висота вертикального вібратора 6,5м, то це відповідає відношенням $h/\lambda = 0,075$ на частоті 10 МГц та $\frac{h}{\lambda} = 0,2$ на частоті 25 МГц.

При дуже малих кутах місця на низьких частотах ККД антени із горизонтальних вібраторів вищі, ніж із вертикальних. Наприклад, на частоті 5МГц при куті місця $\varphi_0 = 5^0$ ККД горизонтального вібратора приблизно на 10% вище, ніж у вертикального вібратора. Також зі зростанням частоти використання горизонтальних вібраторів дозволяє отримати істотно менше втрати за рахунок впливу ґрунту.



Рис.1.13. Графіки залежності ККД від кута місця

На рис.1.13а наведено залежності η (ККД) від кута місця φ_0 для вертикального вібратора: крива 1 – для частоти 5 МГц, крива 2 – для частоти 10 МГЦ та крива 3 – для частоти 25 МГц. Розмір $L \gg \lambda$ відповідає середнім параметрам ґрунту $\varepsilon' = 10 - i \, 10$. На рис. 1.13б наведено аналогічні залежності для горизонтального вібратора. Порівняння даних рис.1.13 показує, що при малих кутах місця ККД антени з горизонтальних вібраторів вище, ніж із вертикальних вібраторів.

У конструкції антенної решітки на рис.1.10 використовується понад 20 телескопічних стрижнів замість звичайних сталевих дротів діаметром 8 мм стандартної конструкції. Положення шунта, що грає роль металевого ізолятора, вдається домогтися оптимізації імпедансних характеристик у широкій смузі частот.

У вібратора ДС описується наступним виразом:

$$f(\theta) = 4j\sin\theta \sum_{n=1}^{M} \frac{I_n}{I_1} \cos[(2n-1)\sin\theta],$$

де θ - напрямок головного пелюстка ДС; I_1 , I_n – гармоніки струму. Опір випромінювання вібратора запишемо так:

$$R_{\Sigma} = 60 \int_0^{\pi} f(\theta) f^*(\theta) \sin \theta d\theta.$$

Якщо втрати потужності в поверхневому опорі Z вібратора відсутні, то опір випромінювання знаходиться за формулою:

$$R_{\Sigma} = \operatorname{Re} Z_a - \sum_{n=1}^{N} |I_n|^2 \operatorname{Re} Z_n.$$

Тоді, КСД та ККД такі:

$$D=30\left(kl_{\rm A}\right)^2/R_{\rm \Sigma},$$

$$\eta_a = R_{\Sigma} / Re Z_a,$$

де *D*- КСД; η_a - ККД; Z_a - вхідний опір; k – хвильове число; l_{d} – діюча довжина вібратора.

Зазначимо, що як випромінювач вібраторної антенної решітки метрового діапазонів хвиль доцільно використовувати укорочені вібратори. Відомо, що із зменшенням електричної довжини активна складова R_a вхідного опору вібратора падає пропорційно квадрату довжини $(l/\lambda)^2$, а реактивна X_a ємнісний характер і збільшується (за модулем) пропорційно λ/l . Узгодження вібратора зводиться до компенсації великого реактивного опору вібратора та трансформації активного опору кілька разів.

Оцінимо залежність вхідного опору $Z_a = R_a + jX_a$ короткого вібратора від величини індуктивного опору X_i. Зі збільшенням X_i від нуля у бік великих позитивних значень реактивна частина вхідного опору X_a переходить з області негативних в область позитивних значень через точку послідовного резонансу X_{i1}, в якій X_a = 0. При подальшому збільшенні X_i величина X_a зростає, і в точці X_{i2} спостерігається паралельний резонанс, де X_a стрибком переходить в ємнісну область і далі, асимптотично наближається до реактивного опору вібратора. Значення X_{i1} та X_{i2} залежать від z_L /l : з наближенням z_L /l до 1 величини X_{i1} та X_{i2} зміщуються у бік великих значень, одночасно з цим зменшується різниця величин $X_{i2} - X_{i1}$. Залежність активної складової R_a має вигляд резонансної кривої і досягає максимуму в точці паралельного резонансу. Підбором скорочувальної реактивності X_{H} можна компенсувати реактивну складову вхідного опору вібратора X_a і підвищити його активну складову.

З практичної точки зору найбільш цікавим є випадок, коли в плече вібратора включено навантаження $X_{\rm H}=X_{\rm H1}$, що відповідає послідовному резонансу вхідного опору. Вхідний опір є сумою збільшеного опору випромінювання і опору, зумовленого втратами в реактивності, що вкорочує. Остання складова опору не є точно опором скорочувальної реактивності, оскільки струм у точці розміщення навантаження відрізняється від струму збудження. У меншому ступені збільшення вхідного опору R_a залежить від радіусу вібратора. Так, зміна a/λ у 3 рази (від 0,001 до 0,003) призводять до зниження R_a приблизно на 20% при Q=100 та на 10% при Q=250 для $l/\lambda =$ 0,05.

Для більшого значення R_a можна рекомендувати вибрати значення $z_L / l = 0,7 \dots 0,8$, де спостерігається істотне зростання R_a , а η_a ще незначно падає. Зменшення розмірів l/λ та a/λ , а також зменшення величини Q призводить до зниження ККД вібратора. Реально досяжна величина ККД вібратора з $l/\lambda = 0,05$ при застосуванні реактивності, що скорочує, з величиною Q=250 становить 35-40%. Смуга пропускання скорочувальних навантажених вібраторів оцінюється за такою формулою:

$$2\Delta f / f_0 = k^3 l^3 / 6 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) + 1/Q,$$

де *а* – радіус вібратора.

Зазначимо, що зменшення відношення l/λ та a/λ призводить до звуження смуги пропускання вібраторів.

Вібраторні антенні решітки досліджуємо матричним методом. Якщо уявити кожен вібратор як багатополюсник (залежить від числа стрижнів в

циліндрі), то антенна решітка (рис.1.10) є каскадне з'єднання двох багатополюсників.

Нехай $[S_1]$ та $[S_2]$ - матриці розсіювання двох багатополюсників, що описують дві циліндричні вібраторні антенні решітки на рис.1.10, з'єднаних каскадно (рис.1.14), а [S] - матриця розсіювання всього з'єднання.



Рис.1.14. Каскадне з'єднання багатополюсників

Представимо [S₁] и [S₂] у блочному вигляді, розбивши матриці на клітинки:

$$[S_1] = \begin{bmatrix} [R_1] & & [T_1]_t \\ & & | \\ - & - & \div & - \\ & & | \\ [T_1] & & [R'_1] \end{bmatrix}, \qquad [S_2] = \begin{bmatrix} [R_2] & & [T_2]_t \\ & & | \\ - & - & \div & - \\ & & | \\ [T_2] & & [R'_2] \end{bmatrix},$$

Матрицю [S] також зручно уявити в блочному вигляді, розділивши її на клітинки, що відносяться до першого або другого багатополюсника:


Блоки матриці [S] пов'язані з блоками матриць [S₁] та [S₂] наступними співвідношеннями:

$$\begin{split} [R] &= [R_1] + [T_1]_t \{ [E] - [R_2] [R'_1] \}^{-1} [R_2] [T_1], \\ [T] &= [T_2] \{ [E] - [R'_1] [R_2] \}^{-1} [T_1], \\ [R'] &= [R_2] + [T_2], \{ [E] - [R'_1] [R_2] \}^{-1} [R'_1] [T_2]_t. \end{split}$$

Тут [E] - одинична матриця, порядок якої дорівнює числу з'єднань багатополюсників.

Системі випромінювачів поставимо у відповідність еквівалентний багатополюсник, який характеризуватиметься матрицею розсіювання [S]. В якості входу каскадного з'єднання виберемо реально існуючі входи вібраторів антенної решітки. Тоді блок матриці розсіювання повністю визначатиметься матрицею опорів [z].

Ефективне функціювання вібраторної антенної решітки в широкій смузі частот потребує відповідного узгоджувального пристрою. Формування заданого амплітудно-фазового розподілу в багатоелементних антенних решітках також вимагає узгоджувальних пристроїв, що працюють у широкій смузі частот. Одним із прикладів такого узгоджувального пристрою може бути схема, що представлена на рис.1.15. Така схема узгоджувального пристрою відрізняється не лише широкою смугою робочих частот, а й простотою конструкції. Зазначимо, що формування необхідного амплітудно-фазового розподілу в антенних решітках досягається шляхом використання відповідних узгоджувальних елементів. В якості таких елементів в діапазоні декаметрових та метрових хвиль використовуються узгоджувальні трансформатори або гібридні суматори.

В роботі досліджено широкосмугове узгодження двох активних навантажень за допомогою трансформатора. Еквівалентна схема такого узгоджувального трансформатора враховує індуктивність розсіювання та ємності первинної та вторинної обмоток, а також ємність зв'язку між ними.



Рис.1.15. Схема узгоджувального трансформатора

Схема на рис.1.15 з достатньою для практики точністю моделює властивості як звичайних трансформаторів, так і деякі типи трансформаторів типу довгої лінії при параметрах схеми, що не залежать від частоти [13].

Приступаючи до аналізу схеми рис.1.15, введемо позначення: Γ – вхідний коефіцієнт відбиття при навантаженні трансформатора провідністю, що дорівнює внутрішній провідності генератора; ρ - хвильовий опір трансформатора; $\rho = \sqrt{L_s/C}$, де L_s – індуктивність розсіювання; C – власна ємність, яка дорівнює $C_1 + C_2 + C_3(n-1)^2$; $\alpha = R_{\rm H}/\rho$ – коефіцієнт навантаження; f_C – частота зрізу, яка дорівнює $R_{\rm H}/4\pi L_{\mu}$, L_{μ} – індуктивність намагнічування обмотки; x – поточна частота. Крім того, позначимо $m_1 = \frac{C_1}{c}$; $m_2 = \frac{C_2}{c}$; $m_3 = \frac{C_3}{c}$.

Умови, при яких забезпечується максимально широка смуга частот. Для цього випадку маємо:

$$m_1 = 0,5[1 + 2m_3(n-1)],$$

 $m_2 = 0,5[1 - 2nm_3(n-1)].$

На рис.1.16 та 1.17 наведено залежності величини α від значень максимального коефіцієнта відбиття $|\Gamma_m|$ та $|\Gamma_m|$ від x_m , ці залежності побудовані при $nm_3 = const$ для максимально гладкої (α =1) та чебишевської (α < 1) характеристик, причому виграш у смузі пропускання, що дається застосуванням останньої, лежить у межах 1,6 ... 1,9. Ці залежності зручно використовувати під час розрахунку трансформаторів.



Рис.1.16. Графік залежності величини *α* від значень максимального коефіцієнта відбиття

Практично значення m_1, m_2 і m_3 можуть залежно від конструкції та схеми змінюватися в дуже широких межах. Якщо $C_1 = k, C_3 = k(n-1), C = kn^3$

(С наведено до первинної обмотки, k – коефіцієнт пропорційності) і використовуючи рівність $m_1 + m_2 + m_3(n-1)^2 = 1$, отримаємо:

$$M_1 = 1/n^3;$$

 $M_2 = 3(n-1)/n^2;$
 $M_3 = (n-1)/n^3.$



Рис.1.17. Графіки залежності максимального коефіцієнта відбиття від значень *x_m*

Відзначимо, що формули для M_1 , M_2 , M_3 являються наближеними. Широкосмуговий узгоджувальний трансформатор може застосовуватися в вібраторній антенній решітки, що досліджується [13].

Зазначимо, що досліджена конструкція вібраторної антенної решітки для МЦІС дозволяє реалізувати достатні для практики високі значення КСД та ККД, що відповідає результатам роботи [14]. Використання горизонтальних решіток має ширину променю приблизно $\sqrt{2\lambda/L}$, де L – довжина антени. Горизонтальна конструкція антенної решітки має порівняно слабку залежність ширини променю від довжини хвилі, пропорційну $\sqrt{\lambda}$ та відрізняється високою стійкістю електричних параметрів. Горизонтальна поляризація вібраторної антенної решітки декаметрових хвиль істотно ефективніша порівняно з вертикальною поляризацією для кутів місця $\varphi_0 < 10^0$.

Висновки до розділу 1

1. Досліджено застосування ШІН у іоносферному зв'язку. Проаналізовано діапазон 1,5 ... 30 МГц, який використовується у військових системах короткохвильового радіо та іоносферного зв'язку.

2. Запропоновано новий спосіб іоносферного зв'язку, у якому існуючі недоліки іоносферного зв'язку значною мірою усунуті. Це явище ШІН у середовищі з великомасштабними штучними неоднорідностями діелектричної проникності. Наведено схему утворення зони покриття від ШІН. Відзначено перспективні шляхи розвитку радіорозвідки, радіоелектронного подавлення, локації та зв'язку, засновані на процесі нелінійної взаємодії потужного електромагнітного випромінювання діапазону УКХ з іоносферою Землі. Нелінійна взаємодія полів в іоносфері виникає за умови, що величина електромагнітного поля, що падає, перевищує рівень природного поля іоносферної плазми, обумовленого тепловим рухом заряджених частинок. Це відбувається при потужності УКХ рівня кількох десятків ... сотень кВт. Оскільки висота ШІН може досягати ~200 км і вище над поверхнею Землі, можна використовувати штучні іонізовані неоднорідності для далекого загоризонтного зв'язку. Проведено розрахунок рівня випромінюваної потужності джерела, у якому утворюється ШІН. Визначено випромінювану потужність джерела, за якої починає відігравати роль нелінійний іоносферний ефект. При створенні ШІН у *F*-шарі довжина зони покриття може становити до 3000 км, а ширина ~200 км. Площа, що охоплюється наземною «плямою», становить ~6*105 км2. Зазначимо, що моніторинг геофізичної обстановки можна здійснювати, використовуючи низькоорбітальні штучні супутники Землі. Найбільш сильний вплив джерело випромінювання надає області

іоносфери, де концентрація електронів близька до критичної, але менше її. Тому нижня межа діапазону частот пов'язана з можливістю впливу на нижні шари іоносфери *D*-шару, для якого концентрація електронів знаходиться в діапазоні $n_e \approx 10^3 \dots 10^4 \text{ см}^{-3}$, а верхня межа - з впливом на *E*- і *F*- шари іоносфери, для яких $n_e \approx 10^5 \dots 10^6 \text{ см}^{-3}$.

3. Розроблено і досліджено конструкцію вібраторної антенної решітки для іоносферної компоненти МЦТрІС. При виборі типу антени для МЦТрІС взято до уваги такі основні характеристики, як широкосмуговість, коефіцієнт корисної дії, ефективність прийому при малих кутах місця, надійність і простота конструкції. Показано два варіанти конструкції вібраторної антенної решітки для МЦТрІС. Вибрано варіант конструкції антенної решітки з горизонтальними вібраторами. В якості коаксіального кабелю запропоновано конструкцію, в якій внутрішній провідник має прорізі, що забезпечують широкосмуговість антенно-фідерного тракту. У конструкції вібраторної антенної решітки використовується понад 20 телескопічних стрижнів замість звичайних сталевих дротів стандартної конструкції. Положенням шунта в конструкції антенної решітки, що грає роль металевого ізолятора, вдається домогтися задовільних імпедансних характеристик у широкій смузі частот. Крім того, підвищені втрати при застосуванні вертикального вібратора пов'язані з малою ефективною висотою його підвісу над поверхнею ґрунту. Наприклад, якщо висота вертикального вібратора 6,5м, то це відповідає відношенням $h/\lambda = 0,075$ на ККД від кута місця для вертикального та горизонтального вібраторів. Наведені графіки залежності ККД від кута місця для вертикального вібратора: крива 1 – для частоти 5 МГц, крива 2 – для частоти 10 МГц та крива 3 – для частоти 25 МГц. Наведено аналогічні залежності для горизонтального вібратора. Порівняння даних показує, що при малих кутах місця ККД антени з горизонтальних вібраторів вище, ніж із вертикальних вібраторів. Зазначено, що у вібраторної антенної решітки діапазону хвиль декаметрового доцільно використовувати укорочені вібратори. Вібраторні антенну решітки досліджено матричним методом.

Досліджено широкосмугове узгодження активних навантажень за допомогою узгоджувального трансформатора. Еквівалентна схема такого узгоджувального трансформатора враховує індуктивність розсіювання та ємності первинної та вторинної обмоток, а також ємність зв'язку між ними.

РОЗДІЛ 2. МОДЕЛЮВАННЯ БАГАТОПРОМЕНЕВИХ КАНАЛІВ ТРОПОСФЕРНОГО ТА ІОНОСФЕРНОГО ЗВ'ЯЗКУ

2.1. Ймовірність помилки багатопроменевого каналу зв'язку при неточному оцінюванні імпульсної характеристики такого каналу

Компоненти вектора відліків імпульсної характеристики (IX) багатопроменевого каналу є незалежними випадковими величинами, а помилки їх оцінок вважаються взаємно незалежними один від одного та від справжніх значень. Це припущення справедливе, якщо на вході приймача використовується оптимальний, узгоджений з спотвореним багатопроменевим каналом, фільтр з подальшою декореляцією вихідних відліків. Такий фільтр вкрай важко реалізувати, і замість нього на практиці використовується фільтр, узгоджений не з приймальним сигналом, що спотворений каналом, а з переданим. Зазвичай застосовується фільтр піднятого косинуса або якийсь його різновид [15-17]. Аналіз літератури цього питання наступний.

У статті [15] було досліджено два варіанти боротьби з міжсимвольною інтерференцією у багатопроменевих каналах зв'язку: застосування еквалайзера та ортогонального часового мультиплексування. Проведено порівняння застосувань еквалайзерів та ортогонального часового мультиплексування.

У статті [16] розглянуто систему управління, контролю та діагностики комбінованої радіотехнічної системи з позиції теорії складних систем. Наведено конкретні приклади комбінованих радіотехнічних систем, які працюють по багатопроменевих каналах зв'язку з використанням еквалайзерів, побудованих за критерієм мінімального середньоквадратичного відхилення (СКВ).

У статті [17] досліджується можливість використання еквалайзерів для створення керованої міжсимвольної інтерференції, як способу боротьби з подібною перешкодою, що виникає в тропосферному каналі зв'язку та фільтра піднятого косинуса. Описано систему лінійних рівнянь, рішенням якої є функція $F(\xi)$, яка описує форму сигналу.

Аналіз літератури показав, що у всіх розглянутих випадках відліки вектора IX дискретного каналу зв'язку, утвореного відображенням безперервного багатопроменевого каналу на дискретний канал, не можна вважати незалежними величинами. Аналітичний розрахунок залежності характеристик від точності оцінки параметрів каналу в даному випадку, що становить практичний інтерес, надзвичайно складний через відсутність аналітичних виразів.

При розгляді багатопроменевих каналів райсівськими завмираннями для довільних сигналів при некогерентному прийомі ймовірність помилки визначається через інтеграли виду [18,19]. Під довільними сигналами маються на увазі сигнали ортогональні, протилежні, симплексні та інші. Проблема полягає в тому, що не існує спільних функцій для *Р_{пом}* для довільних сигналів. Тому слід розглянути інтеграли від функцій виду:

$$\xi^n [\pm 1 - erf(\alpha\xi + \beta)]^m$$
,

де $n = 0, 1, 2, ..., m = 1, 2, 3, ..., \alpha \neq 0$ та β - непереривні параметри, ξ - незалежна змінна, $erf(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u exp(-t^2) dt$ - інтеграл ймовірності (α, β та ξ можуть бути і дійсними, і комплексними незалежно один від одного). Різниці ±1- $erf(\alpha\xi + \beta)$ є доповненнями $erf(\alpha\xi + \beta)$ до його можливих граничних значень ±1 відповідно до правила вибору знаків для випадків $R_e(\alpha\xi) \to \pm \infty$ за мірою наближення ξ до нескінченності заданої траєкторії на комплексній площині.

Точність оцінок IX каналу зв'язку буде характеризуватися величиною нормованого СКВ оцінки ε_h^2 .

Дослідження будемо проводити для багатопроменевого каналу зв'язку моделей дискретного каналу, що відповідає відображенню безперервного двопроменевого каналу на дискретний канал з IX виду:

$$h_{n} = \alpha \left[a_{1} \delta_{n} + a_{2} e^{j\varphi} \sum_{k=-1}^{K} \sin(n - k - \tau/T) \right], \qquad (2.1)$$

де n = 1,..., L - число променів; a_1 та a_2 - дійсні амплітуди променів; φ випадковий зсув фаз між променями; τ/T - відносна затримка в одиницях довжини символу T між променями; K >> 1. Величина K характеризує точність відображення безперервного каналу на дискретний. Величина α - нормована константа, вибирається з умови:

$$\sum_{n=1}^{L} |h_n|^2 = 1$$

Конкретно розглянемо два варіанти, що відрізняються співвідношенням амплітуд інтерферуючих променів: 1a) $a_1=a_2=1/\sqrt{2}$ та 1б) $a_1=2a_2=2/\sqrt{3}$. Дані варіанти є одними з найскладніших для оцінювання, наприклад, варіант 1a через рівність амплітуд інтерферуючих променів, що призводять до провалів АЧХ каналу до нуля.

Наведемо формулу невизначених інтегралів від вищезазначених функцій для довільних $n \ge 0$ та її окремі види для $\beta = 0$ при парних n = 2k та непарних n = 2k+1 (m = 0, 1, 2, ...):

$$\int \xi^{n}[\pm 1 - erf(\alpha\xi + \beta)]d\xi = \pm \frac{\xi^{n+1}}{n+1} - \int \xi^{n} erf(\alpha\xi + \beta)d\xi = (2.2)$$
$$= [\pm 1 - erf(\alpha\xi + \beta)] \left[\frac{\xi^{n+1}}{n+1} - \frac{n!}{(-\alpha)^{n+1}} \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{\beta^{n+1-2k}}{4^{k}k! (n+1-2k)!} \right] + O\left(N^{\frac{3}{2}}\right),$$

$$\int \xi^{2k} [\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha\xi)] d\xi = \frac{\xi^{2k+1}}{2k+1} [\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha\xi)] - \frac{\xi^{2k}}{2k+1} [\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha\xi)] - \frac{\xi^{2k}}{2$$

$$-\frac{k!\exp(-\alpha^2\xi^2)}{(2k+1)\sqrt{\pi}}\sum_{j=0}^k \frac{\xi^{2j}}{j!\,\alpha^{2k+1-2j}} + O\left(N^{\frac{3}{2}}\right),\tag{2.3}$$

$$\int \xi^{2k+1}[\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha\xi)] \, dz = \frac{\xi^{2k+2}}{2k+2} [\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha\xi)] + \frac{(2k+1)!}{(k+1)!} \times \left[\frac{\operatorname{erf}(\alpha\xi)}{(2\alpha)^{2k+2}} - \frac{\exp(-\alpha^2\xi^2)}{\sqrt{\pi}} \times \sum_{k=0}^m \frac{(j+1)! \, \xi^{2j+1}}{4^{k-j}(2j+2)! \, \alpha^{2k+1-2j}}\right] + O\left(N^{\frac{3}{2}}\right). \tag{2.4}$$

У формулі (2.2) [n/2] – ціла частина числа n/2. Ці вирази виходять з використанням формул [20] для інтегрування самого інтегралу ймовірності та його похідних зі статечною функцією. Загальна формула (2.2) тут записана (для зручності) з додаванням постійної інтеграції, що дорівнює $\mp n! F(n,\beta)/(-\alpha)^{n+1}$. Більш прості формули (2.3) та (2.4) наводяться з огляду на найбільший практичний інтерес до відповідних випадків.

Перейдемо до інтегралів виду $\xi^{n}[\pm 1 - erf(\alpha \xi + \beta)]^{m_{l}}$ для $m_{l} > 1$.

Ці вирази легко виходять з використанням інтегралів [20] від похідних статичних функцій із квадратом і кубом інтегралу ймовірності. В результаті приходимо до громіздких формул, які з урахуванням фізичних умов завдання можна подати у вигляді:

$$\int \xi^{n} \left[\pm 1 - erf(\alpha \xi + \beta) \right]^{2} d\xi = \left[\pm 1 - erf(\alpha \xi + \beta) \right]^{2} \times \left[\frac{\xi^{n+1}}{n+1} - \frac{n!}{(-\alpha)^{n+1}} \sum_{k=0}^{[n/2]} \frac{\beta^{n+1-2k}}{4^{k}k! (n+1-2k)!} \right] + O(N^{\frac{3}{2}}).$$
(2.5)

$$\int \xi^{2m} [\pm 1 - erf(\alpha\xi)]^2 d\xi = \frac{\xi^{2m+1}}{2m+1} [\pm 1 - erf(\alpha\xi)]^2 - \frac{m!}{(2m+1)\sqrt{\pi}} \{2exp(-\alpha^2\xi^2)[\pm 1 - erf(\alpha\xi)] \times$$

$$\times \sum_{k=0}^{m} \frac{\xi^{2k}}{k! \,\alpha^{2m+1-2k}} + \frac{\sqrt{2}}{\alpha^{2m+1}} \operatorname{erf}(\sqrt{2}\alpha\xi) \sum_{k=0}^{m} \frac{(2k)!}{8^{k} (k!)^{2}} - \frac{\exp(-2\alpha^{2}\xi^{2})}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{m} \frac{(2k)!}{(k!)^{2}} \sum_{l=1}^{k} \frac{(l-1)! \,\xi^{2l-1}}{8^{k-l} (2l-1)! \,\alpha^{2m+2-2l}} + O\left(N^{\frac{3}{2}}\right), \quad (2.6)$$

$$\int \xi^{2m+1} [\pm 1 - erf(\alpha\xi)]^2 d\xi$$

= $[\pm 1 - erf(\alpha\xi)]^2 \left[\frac{\xi^{2m+2}}{2m+2} - \frac{(2m+1)!}{(m+1)!(2\alpha)^{2m+2}} \right] - \frac{(2m+1)!}{(m+1)!\sqrt{\pi}} \{exp[-(\alpha^2\xi^2)][\pm 1 - erf(\alpha\xi)] \times \sum_{k=0}^{m} \frac{k! \xi^{n-2k}}{4^{m-k}(2k+1)! \alpha^{2m+1-2k}} + O\left(N^{\frac{3}{2}}\right);$ (2.7)

Отримані результати у вигляді формули (2.1)-(2.7) можна використовувати для розрахунку P_{nom} у зазначених випадках. Чисельні результати розрахунків показано на рис.2.1, 2.2 та 2.3.



Рис. 2.1. Вплив точності оцінки компонентів вектора IX на *Р_{пом}* у двопроменевому каналі з постійними параметрами (модель *16*)



Рис. 2.2. Вплив моделі каналу зв'язку на Р_{пом}

На рис. 2.1 зображені криві ймовірності помилки при неточному оцінюванні компоненту вектора IX.

Криві *Р*_{пом} при різних моделях каналу зв'язку для модуляції 8РSК та величині відношення сигнал/шум 8 дБ зображені на рис. 2.2. Видно, що при «погіршенні» виду IX каналу (збільшенні кількості провалів АЧХ каналу у смузі сигналу та зростанні їх глибини) зниження характеристики *Р*_{пом} через помилки оцінки починається при менших значеннях помилок.



Рис.2.3. Вплив точності оцінки компонента вектора IX на *P*_{пом} однопроменевому каналі з релеєвськими завмираннями

На рис. 2.3 зображені криві P_{nom} сигналів *8PSK* та *64QAM* в однопроменевому каналі з релеєвськими завмираннями. Як видно з рис.2.3, існує певна зона помилок оцінки, всередині якої їх вплив на характеристики стійкості до перешкод незначний, а при виході з неї спостерігається різке зростання величини P_{nom} . Причому помилки оцінки ε_h^2 у більшу сторону критичніші.

Вплив помилок стає помітнішим при: а) збільшенні відношення сигнал/шум у каналі; б) «погіршенні» виду IX каналу (збільшення кількості провалів АЧХ каналу у смузі сигналу та зростанні їх глибини) [53].

2.2. Імітатори швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку на основі частково заповненому діелектриком прямокутного хвилевода

дослідження пов'язано Подальше наукове 3 моделюванням багатопроменевих каналів на основі побудови імітаторів. Особливістю цих імітаторів є додаткова функція в їх використанні. Ця функція пов'язана з імітацією різновидів поляризації: лінійної, кругової, еліптичної. Так, пристрій може імітувати роботу приймання просторово-рознесених сигналів з двома лінійними поляризаціями: горизонтальною та вертикальною. Для цього розроблено поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. Відомий поляризатор на круглому хвилеводі з діелектричною пластиною збільшує коефіцієнт стоячої хвилі з'єднання НВЧ пристроїв та має збільшений подовжній розмір. Тому, для імітатора розроблено нову конструкцію поляризатора.

Розглянимо варіанти побудови імітаторів швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку.

При побудові імітатора швидких завмирань необхідно розробити пристрій, що генерують процес з чотирьохпараметричним законом розподілу амплітуди і фаз сигналу (імітатор закону розподілу); пристрій, що автоматично управляє змінами параметрів цього закону (облаштування управління параметрами - ОУП); облаштування перенесення сформованих завмирань на досліджуваний сигнал.

Передатна функція багатопроменевого каналу зв'язку, наприклад, іоносферного, є вузькосмуговий гаусовський процес, для якого є певний статистичний зв'язок між середнім модулем коефіцієнта передачі і дисперсією похідної фази. Ця статистична залежність не дозволяє окремо моделювати фазу і модуль коефіцієнта передачі, тому метод імітації швидких завмирань шляхом послідовної модуляції випадковими процесами, що відповідають змінам амплітуди і фази досліджуваного сигналу, неприйнятний.

Найбільш доцільний в даному випадку покомпонентний підхід, який заснований на тому, що завмираючий сигнал на виході гаусовського каналу на інтервалі локальної стаціонарності $T'_{n.c}$ може бути представлений у вигляді суми ортогональних складових :

$$S_{\text{BMX}}(t) = H(t)U(t)\cos[\omega t + \theta(t) + \varphi(t)] =$$
$$= [X(t) + m_x]U(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] + [Y(t) + m_y]U(t)\sin[\omega t + \varphi(t)], \quad (2.8)$$

де $S(t) = U(t)\cos [\omega t + \varphi(t)]$ – досліджуваний сигнал; $S(t) = U(t)\sin[\omega t + \varphi(t)]$ – комплексно-зв'язаний сигнал; X(t), Y(t) – незалежні нормальні випадкові процеси; H(t) – модуль коефіцієнта передачі багатопроменевого каналу;

 $\theta(t) = \operatorname{arctg}\{[Y(t) + m_y]/[X(t) + m_x]\}$ – аргумент коефіцієнта передачі багатопроменевого каналу.

Випадковий процес (2.8) може бути отриманий шляхом перемножування і потім підсумовування квадратурних складових вхідного сигналу і ортогональних компонент коефіцієнта передачі. Для цього потрібні діапазонний фазообертач на кут φ =90°; два перемножника; суматор.



Рис.2.4. Функціональна схема формувача чотирьохпараметричного закону розподілу вірогідності



Рис. 2.5. Функціональна схема облаштування управління параметрами

імітатора швидких завмирань

Функціональна схема формувача чотирьохпараметричного закону приведена на рис.2.4. Параметри m_x , m_y , σ_x^2 , σ_y^2 випадкових процесів X(t) та Y(t) управляються за допомогою регульованих підсилювачів напругою, що поступає від облаштування управління параметрами (рис. 2.5). Облаштування управління складається з генератора тактових імпульсів (ГТІ), дільника частоти (ДЧ), регістра зрушення (РЗ), дільників напруга (ДН), вибором якої забезпечуються необхідні реалізації процесів управління, і вузла узгодження (ВУ), необхідного для управління швидкими завмираннями одночасно в усіх модельованих променях розповсюдження.

Характеристики облаштування управління параметрами швидких завмирань заснований на відомій статистиці зміни глибини швидких завмирань залежно від часу доби, на статистичному матеріалі про відношення регулярних і флуктующих складових сигналу у багатопроменевому каналі.

Іоносферний канал зв'язку є багатопроменевим, для якого характерні повільні завмирання сигналу. Флуктуації огинаючого сигналу підкоряються логарифмічно-нормальному закону розподілу з параметрами, залежними від поточного часу доби, параметрів траси і системи зв'язку.

Складність реалізації імітатора повільних завмирань полягає в необхідності отримання випадкового процесу із заданим законом розподілу, миттєві значення якого мають бути незмінними впродовж тривалого інтервалу часу (більше 5 хвилин).

Можна здолати цю трудність, скориставшись відомим положенням теорії вірогідності про трансформацію одновимірної щільності вірогідності $\omega(u_{\text{вх}})$ в щільність вірогідній $\omega(u_{\text{вих}})$ при проходженні випадкового процесу через нелінійну безінерційну ланку з характеристикою $\omega(u_{\text{вих}}) = K(u_{\text{вх}})$.

В якості первинного джерела процесу із заданою одновимірною щільністю вірогідності зручно вибрати генератор псевдовипадкової послідовності імпульсів (ГПВПІ) максимальної довжини. В цьому випадку істотною гідністю імітатора повільних завмирань буде можливість забезпечити повторюваність ситуацій на виході імітатора, тобто, реалізація випадкового процесу, що спотворює досліджуваний сигнал, може бути повторена. Це забезпечує достовірність порівняльних випробувань систем зв'язку [55].

Щоб реалізувати процес з логарифмічно-нормальною одновимірною щільністю вірогідності необхідно здійснити подвійне перетворення функції, зворотної інтегралу вірогідності і виду експоненти. Реалізувати такі перетворення можна шляхом використання кусочно-лінійної апроксимації за допомогою операційних підсилювачів.



Рис 2.6. Структурна схема імітатора повільних завмирань

Імітатор повільних завмирань (рис.2.6) складається з формувача процесу з логарифмічно-нормальною одновимірною щільністю і пристрою, що забезпечує амплітудну модуляцію досліджуваного сигналу $u_{\text{вих}}(t)$ сформованим випадковим процесом.

Формування низькочастотного випадкового процесу з логарифмічнонормальною одновимірною щільністю здійснюється шляхом нелінійного перетворення початкового випадкового процесу. Первинний випадковий процес генерується ГПВПІ від тактового генератора (ТГ) через дільника частоти (ДЧ). З виходу ГПВПІ сигнал в паралельному цифровому коді подається на цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), на виході якого формується імпульсний випадковий процес з рівномірною одновимірною щільністю розподілу амплітуд і математичним очікуванням, відмінним від нуля. Цей процес коригується центруючим пристроєм (ЦУ) і проходить через два нелінійні перетворювачі $\Phi \Pi_1$ та $\Phi \Pi_2$, характеристики яких є відповідно функцією, зворотною інтегралу вірогідності, і експоненту. Блок множення дозволяє ввести електронне лінійне регулювання стандартного відхилення *σ*. Ручне регулювання $(PP\sigma)$ здійснюється шляхом зміни коефіцієнта зворотнього зв'язку першого функціонального перетворювача. Генератор добового ходу стандартного відхилення (ГСХо) синхронізується з єдиним часом імітатора і управляє за синусоїдальним законом протягом доби значенням стандартного відхилення через блок множення. Генератор добового ходу медіани (ΓCXV_{M}) синхронізується аналогічно ($\Gamma CX\sigma$).

Вихідні сигнали з ΓCXV_{M} і другого функціонального перетворювача, пройшовши відповідні пристрої (ПП), що погоджують, масштабуються і складаються в суматорі. Відмітимо, що $\Gamma CX\sigma$ та ΓCXV_{M} повинні мати автономні регулювання амплітуди і установки фази (УФ). Імітатор повільних завмирань сполучений з подальшими блоками за допомогою розподільника виходів (РВ).

З виходів розподільника (PB) отримуємо досліджуваний сигнал, спотворений повільними завмираннями, параметри яких схильні до добових флуктуацій. Гідність реалізації імітатора повільних завмирань за розглянутою схемою полягає в можливості повторення реалізацій випадкового процесу повільних завмирань, що позитивно позначається на об'єктивності порівняльних випробувань систем зв'язку.

Один з найбільш простих методів імітації тимчасових завмирань у багатопроменевому каналі зв'язку, наприклад, іоносферного, заснований на використанні керованої лінії затримки. Структурна схема імітатора тимчасових завмирань зображена на рис.2.7. Генератор сигналу управління (ГСУ) виробляє сигнал, розподілений нормально, з квазіперіодом, що підкоряється релеєвському закону розподілу, і управляє величиною затримки в УЛЗ. У схемі передбачений статистичний зв'язок між різними модельованими променями поширення, яка забезпечується облаштуванням статистичного зв'язку (ПСЗ).



Рис. 2.7. Структурна схема імітатора тимчасових завмирань

Статистичний зв'язок здійснюється шляхом змішення в суматорі сигналу *i*-го, що управляє, променю поширення з сигналом незалежного генератора, що управляє, сигналу управління (*i*+1)-го модельованого променю поширення. Необхідна величина статистичного зв'язку може бути забезпечена регульованим підсилювачем, що управляє співвідношенням рівнів цих сигналів. Імітатор тимчасових завмирань забезпечує випадкову затримку сигналу в інтервалі часу від 0 до $_{\Delta}$ t, розподілену за нормальним законом з квазіперіодом вимірів величини затримки $_{\Delta}$ t, що підкорюється релеєвському закону розподілу [57].

Альтернативним варіантом побудови поляризатора на круглому хвилеводі з діелектричною пластиною є конструкція поляризатора на секторному хвилеводі. Власні функції та критичні хвильові числа полого секторного хвилеводу визначені К.М.Цибізовим у першій монографії [21], потім результати досліджень секторного хвилеводу наводиться у монографіях [11,22]. На рис.2.8. показані схеми зчленування хвилеводних відрізків антенно-фідерного тракту на прямокутних хвилеводах з поляризатором на секторному хвилеводі (рис.2.8а) та з поляризатором на круглому хвилеводі (рис.2.8б). Для розрахунку характеристик поляризатора на секторному хвилеводі необхідне знання ефективної діелектричної проникності секторного хвилеводу та відповідні відносні діелектричні проникності хвилеводу з секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі [54].



Рис.2.8. Схеми, що пояснюють включення поляризатора до антеннофідерного тракту: а) поляризатора на секторному хвилеводі; б) поляризатора на круглому хвилеводі

На рис.2.8а показано: 1,7 - прямокутний хвилевод; 2 – перехід із прямокутного хвилеводу на секторний хвилевод; 3,5 – секторний хвилевод; 4 - секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком; 6 - перехід із секторного хвилеводу на прямокутний хвилевод.

На рис.2.8б показано: 1,7 - прямокутний хвилевод; 2 – перехід із прямокутного хвилеводу на круглий хвилевод; 3,5 – круглий хвилевод; 4 - круглий хвилевод з діелектричною пластиною; 6 - перехід із круглого хвилеводу на прямокутний хвилевод.

Постійне розповсюдження частково заповненого діелектриком секторного хвилеводу знайдемо у вигляді:

$$\gamma_0 = k_0 \sqrt{\varepsilon_{\rm e\varphi} - (\lambda/\lambda_{\rm \kappa p})^2}, \qquad (2.9)$$

де k_0 – хвильове число; $\varepsilon_{e\phi}$ – ефективна діелектрична проникність; λ , $\lambda_{\kappa p}$ – довжина хвилі та критична довжина хвилі відповідно.

Ефективна діелектрична проникність у (2.9) секторному хвилеводі знайдена в роботі [23]:

$$\varepsilon_{\mathrm{e}\Phi}^{\mathrm{c}} = 1 + (\varepsilon_r - 1)(R_{\mathrm{o}}\Phi/R^2\theta)[1 - \sin(2\varphi_1 + \varphi)F_c],$$

де ε_r – відносна діелектрична проникність секторної пластини; R, R_{∂} – радіус хвилеводу та радіус пластини відповідно; θ, Φ – кут сектора поперечного перерізу хвилеводу та кут сектора поперечного перерізу пластини відповідно; φ_1 - кут, що фіксує положення діелектричної пластини; F_c – комбінація функції Бесселя першого роду, визначається залежно від застосованих власних скалярних функцій секторного хвилеводу.

Нехай секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком, має $\theta = \pi/3$ та $\Phi = \pi/6$. У цьому випадку будемо використовувати власну

скалярну функцію секторного хвилеводу для хвилі *H*₃₁. Така власна скалярна функція має вигляд:

$$\psi_{h31} = C_{h31} \Im_3(\mathfrak{a}_{31} r) \cos 3(\varphi - \frac{\pi}{3})), \qquad (2.10)$$

$$C_{h31} = \sqrt{\frac{2(2-\delta_{03})}{\pi/3}} \frac{\mu_{31}}{R\sqrt{\mu_{31}^2 - \Im_3(\mu_{31})}} = \sqrt{\frac{12}{\pi}} \frac{\mu_{31}}{R\sqrt{\mu_{31}^2 - 9\Im_3(\mu_{31})}},$$

де \mathfrak{Z}_{31} - поперечне хвильове число хвилі H_{31} ; μ_{31} - перший корінь похідної функції Бесселя першого роду третього порядку.

Відносні діелектричні проникності секторного хвилеводу з секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі мають такий вигляд:

$$\varepsilon_{\parallel} = \left(\frac{\mu_{31}}{k_0 R}\right)^2 + \left(\frac{\gamma_{\parallel}}{k_0}\right)^2, \tag{2.11}$$

$$\varepsilon_{\perp} = \left(\frac{\mu_{31}}{k_0 R}\right)^2 + \left(\frac{\gamma_{\perp}}{k_0}\right)^2.$$
(2.12)

Умовні постійні поширення, що враховують відносні діелектричні проникності (2.11) та (2.12) та власна скалярна функція хвилі *H*₃₁ (2.10) мають вигляд:

$$\gamma_{\parallel} = \gamma_0 - \frac{k_0(\varepsilon_r - 1)\psi_{h31}}{2\pi\gamma_0},$$
$$\gamma_{\perp} = \gamma_0 - \frac{k_0(\varepsilon_r - 1)\psi_{h31}}{2\pi\gamma_0}.$$



Рис. 2.9. Залежність відносних діелектричних проникностей хвилеводу від усередненої товщини секторної діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2,5$ та $\varepsilon_r = 2$ за рівнем $R_d/2$

На рис.2.9 наведено залежності відносних діелектричних проникностей хвилеводу від усередненої товщини с секторної діелектричної пластини. З графіків видно, що з певної товщини пластини забезпечується максимальний фазовий набіг ортогональних векторів електричного поля. Для діелектрика з $\varepsilon_r = 2,5$ товщина пластини складає $0,19\lambda_0$, а для діелектрика з $\varepsilon_r = 2$ товщина пластини складає $0,21\lambda_0$.

Розглянемо діапазонні можливості поляризатора. Основним параметром, що характеризує його роботу, є диференціальний фазовий зсув ортогональних векторів електричного поля. Він визначається виразом:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi l}{\lambda} \left(\sqrt{\varepsilon_{\parallel} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\kappa p}}\right)^2} - \sqrt{\varepsilon_{\perp} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\kappa p}}\right)^2} \right), \qquad (2.13)$$

де *l* - довжина пластини.

Неважко помітити, що диференціальний фазовий зсув має екстремальну точку, яка обумовлюється максимальною швидкістю зміни набігу фаз і визначається за допомогою рівняння:

$$\frac{\partial}{\partial\lambda}\Delta\varphi=0.$$

Таким чином, у кожному конкретному випадку існує певне співвідношення між ε_{\parallel} та ε_{\perp} або певна товщина пластини, що забезпечує при заданій λ_0 мінімальне значення зміни β у діапазоні хвиль. Зміна довжини хвилі в обидва боки від λ_0 призводить до збільшення фазового зсуву. Знайшовши екстремум виразу (2.13), отримаємо значення для λ_0 , при якій забезпечується максимальна широкосмуговість поляризатора:

$$\lambda_{0_{max}} = \lambda_{\kappa p} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\parallel} \varepsilon_{\perp}}{\varepsilon_{\parallel} + \varepsilon_{\perp}}}.$$
(2.14)

Побудувавши за допомогою формул (2.11) та (2.12) залежність кореня виразу (2.14) від ступеня заповнення хвилеводу c при заданих середній довжині хвилі робочого діапазону λ_0 і діаметр хвилеводу, можна визначити товщину фазуючої діелектричної пластини, що забезпечує максимальну широкосмуговість. Можна також показати, що фазовий зсув на довжину хвилі для такої товщини діелектричної пластини на середній довжині хвилі визначається виразом:

$$\Delta \varphi|_{\lambda_{0_{max}}} = \frac{2\pi\lambda_{0}(\varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp})}{\lambda_{\mathrm{Kp}}\sqrt{\varepsilon_{\parallel}\varepsilon_{\perp}}}$$

Наведемо кількісну оцінку описаних положень. На рис. 2.10 і 2.11 наведені частотні залежності диференціального фазового зсуву на довжину

хвилі, розраховані для $\varepsilon_r = 2,5$ та $\varepsilon_r = 2$ за формулою (2.13) за допомогою графіку (рис.2.9).







Рис.2.11. Частотні залежності диференціального фазового зсуву, віднесений до довжини хвилі $\varepsilon_r = 2$

На рис. 2.12 представлені відповідні рис.2.10 та 2.11 залежності зміни диференціального фазового зсуву в аналізованому діапазоні хвиль від товщини пластини. При малих товщинах фазуючих пластин зменшення широкосмугового поляризатора обумовлено збільшенням фазового зсуву в довгохвильовій частині діапазону, а при великих - короткохвильової. Підбором діелектричної проникності матеріалу можна збільшити широкосмуговий поляризатор за рахунок деякого збільшення довжини пластини. Ще більшу широкосмуговість можна отримати при товстих пластинах $(c > \frac{\lambda_0}{2})$, однак при цьому збільшуються габарити поляризатора та ускладнюється узгодження поляризатора з антенно-фідерним трактом.



Рис.2.12. Відповідні рис.2.10 та 2.11 частотні залежності зміни диференціального фазового зсуву в діапазоні хвиль від усередненої товщини секторної пластини.

При товщині пластини з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_r = 2$ зміна диференціального фазового зсуву на довжину хвилі в діапазоні хвиль 45% не перевищує 6°. Визначено, що при довжині фазуючої діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2$ рівною 1,3 λ_0 забезпечується фазовий зсув у 90°. Зміна диференціального фазового зсуву діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2,5$ при смузі частот 30% склало 3°.



Рис.2.13. Залежність коефіцієнта стоячої хвилі зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор – прямокутний хвилевод від величини λ/λ₀: 1 – для поляризатора на круглому хвилеводі; 2 - для поляризатора на секторному хвилеводі

З рис.2.13 видно, що коефіцієнт стоячої хвилі для зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор на секторному хвилеводі – прямокутний хвилевод менше, ніж для зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор на круглому хвилеводі – прямокутний хвилевод на 3...5% у робочому діапазоні частот. Коефіцієнт стоячої хвилі визначається через модуль коефіцієнта відображення, який знаходиться через коефіцієнт трансформації, що є інтегралом від добутку відповідних поперечних електричних власних векторних функцій досліджуваного хвилеводу. Приклади таких розрахунків містяться в роботі [24].

Такі імітатори входять до складу МЦТрІС і використовуються не тільки в процесі експлуатації таких станцій, а й для науково-технічних досліджень. 2.3. Особливості імітаторів багатопроменевих каналів зв'язку та оцінка подібності їх реальним тропосферним та іоносферним каналам зв'язку.

У світовій практиці накопичений досвід побудови імітаторів, які моделюють багатопроменеві канали зв'язку. Хоча більшості відомих імітаторів властиві серйозні недоліки, доцільно коротко освітити загальні і специфічні особливості конкретні недоліки імітаторів, що знайшли практичне застосування у розробників систем зв'язку. Так, імітатор входить до складу мобільної комбінованої цифрової тропосферно-радіорелейної станції [25] та мобільної комбінованої цифрової тропосферно-іоносферної станції [56].

Загальні завдання, що виникають при розробці і створенні імітаторів каналів зв'язку шляхом функціонального моделювання, можна сформулювати таким чином:

- розробка або вибір математичної моделі імітованих явищ і процесів;

 вибір структурної схеми імітатора, розробленої математичної моделі, що відповідає;

 підтвердження подібності модельованих імітатором дій на досліджувані сигнали діям на реальних трасах зв'язку.

Якість рішення цих завдань визначає основні вимоги, що пред'являються до структурної схеми імітатора каналу зв'язку, що розробляється. Так, максимальної наприклад, ДЛЯ досягнені адекватності імітатора i модельованого радіоканалу математична модель каналу має бути досить строгою і максимально повною, тобто відображати усю специфіку каналу зв'язку з незначною погрішністю і мінімумом спрощень. Це призводить до ускладнення структурної схеми імітатора. При істотних спрощеннях математичної моделі каналу зв'язку структурна реалізація імітатора спрощується, проте подібності модельованих і реальних процесів на трасах зв'язку дотриматися важко. Але іноді розробникам систем зв'язку немає необхідності мати імітатор, що повністю моделює усі види дії каналу на досліджувані сигнали, а досить імітувати тільки дію, вирішальним чином передачі інформації, що впливають на якість, через конкретний канал зв'язку. Це може бути імітатор швидких завмирань та повільних завмирань [59].

Інша важлива особливість побудови структурних схем пов'язана з вибором способу моделювання радіоканалу. Відомі електронні імітатори каналів зв'язку, що дозволяють досліджувати системи зв'язку з реальними сигналами.

Перенесення спотворень на досліджуваний сигнал легше забезпечити на проміжній частоті, і більшість імітаторів каналів зв'язку функціонують при середній частоті вхідного сигналу, відмінної від частоти, що несе, досліджуваної системи зв'язку. В цьому випадку при дослідженні реальних систем зв'язку необхідно імітатор каналу зв'язку доповнити пристроями, що переносять спектр досліджуваного сигналу передавача в область проміжної частоти.

Розглянемо коротко деякі особливості побудови імітаторів каналів зв'язку на прикладі імітаторів, що знайшли практичне застосування у розробників систем зв'язку. В процесі створення імітатора вибрана математична модель короткохвильового радіоканалу, розроблена структурна схема і проведено порівняння модельованих і реальних спотворень. Питанням боротьби із завмираннями радіоканалах присвячений цілий ряд робіт [15,26-27].



Рис. 2.14. Структурна схема імітатора короткохвильового іоносферногоканалу зв'язку

Структурна схема імітатора короткохвильового іоносферного каналу зв'язку зображена на рис.2.14. Досліджуваний сигнал через лінію затримки (ЛЗ) і модулятори (М) поступає на перетворювачі (ПР1), де на нього накладаються фазові флуктуації, що формуються фазовими модуляторами (ФМ). Амплітудні спотворення формуються за допомогою підсилювачів (ПП), що управляють. Фазові модулятори і керовані підсилювачі сполучені з генератором сигналів управління (ГСУ), що виробляє випадкову напругу управління з необхідними імовірнісними і спектральними властивостями. Імітатор короткохвильового іоносферного каналу зв'язку моделює три промені поширення.

При відносній простоті структурної схеми імітатор короткохвильового і іоносферного каналу зв'язку має деякі недоліки, що знижують його ефективність, а саме: адекватність модельованих і реальних спотворень сигналів досягається в слабкому ступені; із-за роздільного моделювання амплітудних та фазових спотворень складно реалізувати, статистичний зв'язок між середнім модулем коефіцієнта передачі каналу і дисперсією похідної фази, спостережувану на реальних трасах зв'язку.

Відзначимо, що до особливостей створення імітаторів радіоканалів можна віднести також те, що електронні імітатори повинні, як правило, містити регульовані або багатовідвідні лінії затримки, необхідні для моделювання різних шляхів поширення радіохвиль через канал зв'язку. В імітаторі короткохвильового радіоканалу застосовано кремнієву лінію затримки на одиниці ... десятки мс, а в імітаторах рекомендується застосовувати ультразвукові лінії затримки на поверхневих хвилях (для сотні мс). Найчастіше створення якісного імітатора каналу зв'язку залежить від можливості виготовлення ліній затримки необхідними частотними та часовими властивостями.

Зазначимо, що при різних математичних моделях каналів зв'язку та різних цільових призначеннях імітаторів питання вибору раціональної структури імітатора каналу зв'язку є складним, що часто потребує компромісних рішень. Відповідно до математичної моделі багатопроменевого каналу запропоновано імітатор, що дозволяє дослідити реальні іоносферні та тропосферні лінії зв'язку та моделювати спотворення радіосигналів при їх поширенні через траси великої протяжності.

Швидкі завмирання контролювалися цифрового за допомогою друкуючого пристрою, керованого від цифрового вольтметра, з'єднаного через лінійний амплітудний детектор виходом підсилювача проміжної частоти (ППЧ) приймача. Статистика повільних завмирань визначалася шляхом усереднення п'ятихвилинних реалізацій процесу швидких завмирань. При вимірах вольтметр включався на автоматичний запуск через 1с. Автоматичне регулювання посилення приймача на час вимірювань було відключено і ППЧ потенціометрами ручного регулювання посилення виставлявся порівняно малий коефіцієнт передачі тракту ППЧ, щоб виключити вплив апаратури приймача на статистику.

Для визначення статистики тимчасових завмирань на його вхід подається високочастотний сигнал, промодульований амплітудою синусоїдальним коливанням з частотою f=100 кГц. Запис статистики проводився з виходу фазового детектора самописцем. На входи фазового детектора подавалися огинаючі вхідні на імітатор, які пройшли імітатор і приймач сигналів. На час цих вимірів джерела швидких та повільних завмирань в імітаторі відключалися.

При визначенні статистики швидких і повільних завмирань, що моделюються імітатором, на вхід імітатора подається високочастотний сигнал з постійною амплітудою.

Додатково досліджувалися властивості імітатора у статичному режимі за відключених джерел завмирань. При цих дослідженнях визначався вплив перетворювачів частоти на флуктуацію вихідного сигналу та вимірювалися власні шуми імітатора. Питання адекватності моделюваних імітатором завмирань реальної статистики завмирань при іоносферному та тропосферному поширенні сигналів має особливо важливе значення, тому розглянемо його більш детально.

Імітатори каналів зв'язку розробляються, як правило, багатофункціональними і дозволяють моделювати досить велику кількість трас зв'язку за різних умов поширення через них радіосигналів. У зв'язку з цим експериментально підтвердити адекватність спотворень і спостережень, що моделюються на реальних трасах зв'язку, дуже складно. Для коректного вирішення цього завдання необхідно мати велику кількість радіоліній різної протяжності за різних кліматичних та географічних умов поширення сигналів [58].

вимірювань Результати швидких завмирань, ЩО моделюються імітатором, показали хорошу відповідність (за критерієм Колмогорова) чотирипараметричному закону розподілу ймовірностей. При цьому спостерігалися завмирання із глибиною від 3,3 до 22,5 дБ. Перевірялася відповідність повільних завмирань, ЩО моделюються імітатором, логарифмічно-нормальному закону розподілу ймовірностей. Відповідність тимчасових завмирань, що моделюються імітатором, нормальному закону розподілу ймовірностей, що перевірялося за критеріями згоди Колмогорова і χ^2 . В обох випадках гіпотези не відкидалися і випадкова затримка сигналів забезпечувалася в інтервалі часу 0 ... 7 мкс з розподілом періоду запізнення за релеївською апроксимацією.

Оскільки відхилення гіпотез не спостерігалося, це дозволяє зробити висновок про подібність моделюваних імітатором і спостережуваних на реальних трасах тропосферного зв'язку сигналів.

Поетапна оцінка подібності математичної моделі реальної статистики завмирань у каналах і моделюваних імітаторів завмирань дозволяє досить повно підтвердити адекватність імітатора та реальних каналів зв'язку.

Висновки до розділу 2

1. Досліджено ймовірність помилки у випадку неточного оцінювання багатопроменевого імпульсної характеристики Дослідження каналу. проведено для багатопроменевого каналу зв'язку на базі моделі дискретного каналу, що відповідає відображенню безперервного двопроменевого каналу на дискретний канал з імпульсною характеристикою. Отримані чисельні розрахунків, які можна використовувати для розрахунку результати ймовірності помилки у зазначених в роботі випадках, що відрізняються співвідношенням амплітуд інтерферуючих променів. Наведені формули для розрахунків інтегралів ймовірності. Проведено дослідження впливу точності оцінки компонентів вектора імпульсної характеристики на ймовірність помилки у двопроменевому каналі з постійними параметрами. Також наведено результати дослідження впливу моделі каналу зв'язку на ймовірність помилки при різних моделях каналу зв'язку для модуляції 8PSK та величині відношення сигнал/шум 8 дБ. При «погіршенні» виду імпульсної характеристики каналу зниження характеристики ймовірності помилки через помилки оцінки починається при менших значеннях помилок. Надані результати дослідження ймовірності помилки сигналів 8PSK та 64QAM в однопроменевому каналі з релеєвськими завмираннями. Визначено, що вплив помилок стає помітнішим при збільшенні відношення сигнал/шум у каналі та при збільшенні кількості провалів амплітудно-частотної характеристики каналу у смузі сигналу та зростанні їх глибини.

2. Досліджено варіанти побудови імітаторів швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. В імітаторі швидких завмирань розроблено пристрої, що генерують процес з чотирьохпараметричним законом розподілу амплітуди і фаз сигналу та які автоматично управляють змінами параметрів цього закону та облаштування перенесення сформованих завмирань на досліджуваний сигнал. Описана структурна схема імітатора повільних завмирань. Імітатор тимчасових завмирань

забезпечує випадкову затримку сигналу в інтервалі часу від 0 до лt, розподілену за нормальним законом з квазіперіодом вимірів величини затримки _лt, що підкорюється релеєвському закону розподілу. Досліджено поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. Розроблено конструкцію поляризатора на секторному хвилеводі з меншими габаритами діелектричної пластини та кращим коефіцієнтом стоячої хвилі зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор – прямокутний хвилевод порівняно з поляризатором на круглому хвилеводі. Показано схеми зчленування хвилеводних відрізків антенно-фідерного тракту на прямокутних хвилеводах з поляризатором на секторному хвилеводі та з поляризатором на круглому хвилеводі. Наведено формулу постійної поширення секторного хвилеводу, частково заповненого діелектриком та ефективної діелектричної проникності секторного хвилеводу. Наведено залежність відносних діелектричних проникностей хвилеводу 3 секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі від усередненої товщини секторної діелектричної пластини. Проаналізовано секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком, який має $\theta = \pi/3$ и $\Phi = \pi/6$. Поляризатор на секторному хвилеводі з діелектричною пластиною має перевагу перед поляризатором на круглому хвилеводі з діелектричною пластиною при побудові антенно-фідерних трактів на прямокутних хвилеводах. Ця перевага полягає в досягненні меншого на 3...5% значення коефіцієнта стоячої хвилі на хвилеводному відрізку антеннофідерного тракту з поляризатором та меншою довжиною діелектричної пластини – $1,25\lambda_0$. Такі імітатори входять до складу МЦТрІС і використовуються не тільки в процесі експлуатації таких станцій, а й для науково-технічних досліджень.

3. Досліджено особливості побудови імітаторів каналів зв'язку на прикладі імітаторів, що знайшли практичне застосування у розробників систем зв'язку. В процесі створення імітатора вибрана математична модель короткохвильового радіоканалу, розроблена структурна схема і проведено

порівняння модельованих і реальних спотворень. Відповідно до математичної моделі багатопроменевого каналу запропоновано імітатор, що дозволяє дослідити реальні іоносферні та тропосферні системи та моделювати спотворення радіосигналів при їх поширенні через траси великої протяжності. Результати вимірювань швидких завмирань, що моделюються імітатором, показали хорошу відповідність чотирипараметричному закону розподілу ймовірностей. При цьому спостерігалися завмирання із глибиною від 3,3 до 22,5 дБ.
РОЗДІЛ З. АНТЕННО-ФІДЕРНІ ПРИСТРОЇ МОБІЛЬНИХ ЦИФРОВИХ КОМБІНОВАНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

3.1. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі

Комутаційні фазообертачі застосовуються в різних типах фазованих антенних решіток (ФАР). Скануючи, активні, адаптивні ФАР та їх різновиди використовуються в радіолокаційній техніці наземного та морського базування, можуть застосовуватися в комбінованих телекомунікаційних системах НВЧ діапазону [28,29]. Вимога високої електричної міцності таких фазообертачів може бути забезпечена їх реалізацією на ЧЗДПХ [52].

Сучасний розвиток ФАР різного застосування йде шляхом удосконалення діаграмоутворюючих схем, у складі яких застосовуються комутаційні фазообертачі. В роботі [30] показано застосування таких ФАР в авіаційній техніці, а в роботі [31] - для малогабаритних літальних апаратів. У роботі [32] досліджено ширококутне сканування, що досягається за допомогою ФАР у Ки-діапазоні для супутникового зв'язку. При цьому використовується різновид комутаційних фазообертачів. У роботі [33] розглянуто ФАР для діапазону 26 ГГц зі зміною кута випромінювання основної пелюстки діаграми спрямованості з використанням комутаційної схеми. У роботі [34] показано розширення діапазону сканування ФАР за такою самою схемою.

Керуючим елементом комутаційного фазообертача є *p-i-n*-діод у вигляді ВНС, включеної в резонансну діафрагму. На рис.3.1 показана резонансна діафрагма з включеною ВНС. У знеструмленому стані щілина резонансної діафрагми пропускає електромагнітну енергію, тобто незамкнутою. При протіканні струму через ВНС електромагнітні хвилі відбиваються і така цілина є замкнутою. Струм управління становить десятки ... сотні мА, розмір щілини резонансної діафрагми ~ $a^{/} \times d$. На рис.3.1а позначено: *a,b* – широка та вузька стінки прямокутного хвилеводу; *с,d* – поперечні розміри ВНС, збігаються з поперечними розмірами діелектричної пластини.



Рис. 3.1. Резонансна діафрагма з включеною ВНС

На рис.3.16 показано еквівалентну схему резонансної діафрагми з включеною ВНС, де $y_{\rm q}$ - нормована хвильова провідність ЧЗДПХ; \hat{y} – нормована хвильова провідність з ВНС.

На рис.3.2а показаний загальний вигляд комутаційного фазообертача відбивного типу з трьома резонансними діафрагмами з ВНС, на рис.3.26 показаний вид зверху цього комутаційного фазообертача.

$$y_{\mathrm{d}} = 1/z_{\mathrm{d}}, \ z_{\mathrm{d}} = 2\left(\frac{b}{a}\right)/\left(\varepsilon_{\mathrm{e}\varphi} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\mathrm{kp}}}\right)^{2}\right)^{-\frac{1}{2}},$$

де $\varepsilon_{\rm e \varphi}$ – ефективна діелектрична проникність, λ - довжина хвилі, $\lambda_{\rm kp}$ - критична довжина хвилі квазі- H_{10} .



Рис. 3.2. Конструкція комутаційного фазообертача відбиваючого типу з трьома резонансними діафрагмами з ВНС

Кількість резонансних діафрагм m пов'язано з величиною стрибка фази $\Delta \varphi$ співвідношенням:

$$m = \frac{2\pi}{\Delta\varphi} - 1. \tag{3.1}$$

Якщо необхідно мати $\Delta \varphi = \pi/2$, то це можна забезпечити трьома резонансними діафрагмами з ВНС, розташованими на відстані $l_0 \sim \Lambda/4$ один від одного, де Λ — хвилеводна довжина основної хвилі ЧЗДПХ [24].

Комутований елемент є резонансною діафрагмою з включеною ВНС (рис.3.1а). Падаюча основна хвиля ЧЗДПХ відбивається від однієї з діафрагм, замкненої струмом, що протікає через ВНС. Інші ВНС в інших діафрагмах знеструмлені. Якщо пропустити струм через наступну ВНС та інші ВНС знеструмити, то фаза відбитої хвилі на відкритому кінці відрізка ЧЗДПХ зміниться, оскільки зміниться довжина шляху для основної хвилі ЧЗДПХ. Якщо необхідний фазообертач зі стрибком фази на π , то згідно з (3.1) це можна забезпечити реалізацією одного комутованого елемента у фазообертачі.

Зазначимо, що до параметрів електрично керованого фазообертача пред'являються такі вимоги:

 потужність вихідного сигналу повинна змінюватися при перебудові фазообертача;

2) зміна фази вихідного сигналу при перебудові фазообертача має бути якомога більшим;

3) втрати потужності у фазообертачі повинні бути, як можна меншими.

У загальному випадку такий фазообертач являє собою пасивний НВЧ пристрій, що містить нелінійний опір і навантажує довільну лінію передачі з єдиним типом хвилі, що поширюється. При цьому обмеження фазообертача може бути зображений еквівалентною схемою, як на рис.3.16.

Зазначимо, що в діапазоні НВЧ застосовуються чотириполюсники з розподіленими параметрами. Аналіз ланцюгів з розподіленими параметрами дозволяє отримати для максимального за абсолютною величиною зсуву фази вираз:

$$\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}tg\frac{\Delta\varphi}{4} \le \Phi, \tag{3.2}$$

де $|\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відображення, $\Gamma = \frac{Z_{BX} - Z_0}{Z_{BX} + Z_0}$; Z_0 – хвильовий опір лінії передачі; Φ – функція, що характеризує фазоутворювальну здатність керованого елемента.

Формула (3.2) визначає гранично допустимі значення параметрів $|\Gamma|$ та $|\Delta \varphi|$ фазообертача. З формули (3.2) слід зазначити, що це параметри пов'язані з зворотньою залежністю, тобто одне їх може бути збільшено лише рахунок зменшення іншого. Величина Ф, характеризує фазутворювальну здатність керованого елемента, є величиною «якості» даного елемента.

Як випливає з (3.2), досяжні параметри фазообертача залежать тільки від властивостей керованого елемента, але не залежать від хвильового опору лінії передачі, навантаженням якої є фазообертач. Однак, використання ВНС у резонансній діафрагмі, включеній до ЧЗДПХ, дозволяє розширити гранично допустимі значення $|\Gamma|$ та $|\Delta \phi|$. Тим більше, що використання ЧЗДПХ для регулювання (підстроювання) різних параметрів набагато гнучкіше, ніж «гра» завтовшки загальної стінки щілинного мосту, як пропонується у роботі [35].

Розрахунок ступінчастого зчленування двох ЧЗДПХ представлений на рис.3.3, де Х – реактивний опір плоско-поперечного стику двох ЧЗДПХ; Z_0 – хвильовий опір ЧЗДПХ розмірами $a \times b$; Z'_0 , Λ'_0 – хвильовий опір та довжина хвилі ЧЗДПХ розмірами $a_0 \times b_0$. На рис.3.3 крива 1 побудована для $\frac{\lambda}{a_0} = 1,2$, крива 2 – $\frac{\lambda}{a_0} = 1,4$.



Рис. 3.3. Резонансні розміри діафрагми

Вибрані співвідношення розмірів ЧЗДПХ дозволяють отримати одномодові режими роботи обох хвилеводів у широкому діапазоні хвиль. Докладніше розрахунок ступінчастих переходів на ЧЗДПХ викладено у роботі [24].

Геометричні та частотні співвідношення для розрахунку обрані так, що в широкому хвилеводі $a \times b$ може поширюватися основна хвиля квазі- H_{10} і у вузькому хвилеводі $a_0 \times b_0$ одна хвиля квазі- H_{10} , що розповсюджується.

Нормована реактивна провідність поблизу резонансу визначається за формулою:

$$\hat{b} = \hat{b}_{C0} \left(\frac{\Lambda_0}{\Lambda} - \frac{\Lambda}{\Lambda_0} \right), \tag{3.3}$$

де \hat{b}_{C0} - ємнісна провідність, яка обчислюється так, начебто a'=a для резонансної довжини хвилі Λ_0 .



Рис. 3.4. Резонансні розміри діафрагми

Резонансні розміри діафрагми визначаються із співвідношення:

$$\frac{a}{b}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} = \frac{a'}{b'}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2} . \tag{3.4}$$

Знайдемо провідність діафрагми поблизу резонансу як функцію частотної розстройки:

$$\hat{b} = \frac{d\hat{b}}{d\lambda}\Big|_{0} \Delta\lambda = \frac{d\hat{b}}{d\Lambda}\Big|_{0} \cdot \frac{d\Lambda}{d\lambda}\Big|_{0} \Delta\lambda.$$

3 (3) маємо:

$$\frac{d\hat{b}}{dA} = \hat{b}_{C0} \left(-\frac{A_0}{A^2} - \frac{1}{A_0} \right)_0 = -\hat{b}_{C0} \frac{2}{A_0}.$$

Далі знаходимо:

$$\frac{d\hat{b}}{d\Lambda}\Big|_{0} = \frac{1}{\left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{0}}{2\alpha}\right)^{2}}\right]^{3}} = \left(\frac{\Lambda_{0}}{\lambda_{0}}\right)^{3}$$
(3.5)



Рис. 3.5. Схема з'єднання двох однакових хвилеводів Отже, з формули (3.5) маємо:

$$\hat{b} = \hat{b}_{C0} \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0}\right)^2 \left(-\frac{2\Delta\lambda}{\lambda_0}\right).$$
(3.6)

Еквівалентними схемами, подібними до діафрагм, мають з'єднання абсолютно однакових хвилеводів, в яких одна частина зміщена щодо іншої (рис.3.5). Зсуви, як і діафрагми, можуть мати ємнісний, індуктивний та резонансний характер і використовуються замість діафрагм, особливо у міліметровому діапазоні хвиль. Але вони можуть виникати і мимоволі при поєднанні окремих секцій хвилеводів до загального антенно-фідерного тракту. Такі зміщені з'єднання на ЧЗДПХ досліджено у роботі [24].

Досліджуваний відбивний комутаційний фазообертач може бути використаний як самостійний пристрій або як вузол в комутаційному фазообертачі прохідного типу з роздільними входом і виходом. Комутаційний фазообертач прохідного типу складається з щілинного мосту на ЧЗДПХ, кожен канал якого представляє відбивний фазообертач (рис.3.2). Загальний вигляд конструкції такого комутаційного фазообертача представлена на рис.3.6a, а вид зверху – на рис.3.6б.



Рис. 3.6. Конструкції комутаційного фазообертача прохідного типу

На рис.3.6 показані роздільні вхід та вихід такого фазообертача. У разі розташування резонансних діафрагм з ВНС на рівних відстанях l_0 один від одного найменша величина стрибка фази визначається за формулою:

$$\Delta \varphi = 2K\beta l_0,$$

де *l*₀ – відстань між діафрагмами; *β* - фазова постійна ЧЗДПХ [24]; *К* – параметр «якості» ВНС. Величина *К* визначається наступним чином:

$$K = \frac{y'_{min}}{y'_{max}},$$

де y' - активна частина провідності \hat{y} , яка під впливом керуючого напруження змінюється від y'_{min} до y'_{max} .

Зазначимо, що до особливостей розрахунку комутаційного фазообертача прохідного типу, на відміну від комутаційного фазообертача відбивного типу, відноситься облік особливостей розрахунку щілинного мосту на ЧЗДПХ.

Відомо, що хвилевідний щілинний міст набув у техніці НВЧ широкого поширення. Проте нині відсутні інженерні методи аналізу та синтезу щілинного мосту на ЧЗДПХ.

Дослідження моста проводиться комбінованим методом, що поєднує теорію електричних ланцюгів із розв'язанням електродинамічної задачі. Теорія електричних ланцюгів дає можливість спростити електродинамічну задачу розрахунку щілинного мосту на ЧЗДПХ та дозволяє провести аналіз та синтез пристрою.

Щілинний міст на ЧЗДПХ являє собою пристрій, утворений двома ЧЗДПХ у загальній вузькій стінці яких знаходиться вікно зв'язку. Вихідні хвилеводи, що мають ширину і допускають поширення тільки основної хвилі квазі- H_{10} , характеризуються хвильовим опором Z_1 , а також довжиною хвилі в хвилеводі Λ_1 . Вікно зв'язку утворює загальний хвилевід шириною 2*a*, в якому поряд із хвилею квазі- H_{10} може поширюватися хвиля квазі- H_{20} . Хвильовий опір цього хвилеводу для хвилі квазі- H_{10} дорівнює $Z_1^{/}$, а хвилі квазі- $H_{20} - Z_2 = Z_1/2$.

Довжини хвиль у хвилеводі відповідно рівні:

$$\Lambda_{1} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\lambda / \lambda_{\mathrm{KpH}_{10}}\right)^{2}}, \ \Lambda_{2} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\lambda / \lambda_{\mathrm{KpH}_{20}}\right)^{2}},$$

де $\lambda_{\text{крH}_{10}}$, $\lambda_{\text{крH}_{20}}$ – критичні довжини хвиль квазі- H_{10} та квазі- H_{20} відповідно.

Залежно від способу узгодження у загальному хвилеводі розміщуються різні реактивні узгоджувальні елементи у вигляді ємнісних або індуктивних штирів, провідність яких дорівнює *jB*. При збудженні щілинного моста з боку плеча 1 у загальному хвилеводі, поряд з хвилею квазі - H_{10} виникає хвиля квазі- H_{20} . Зважаючи на наявність узгоджувальних елементів відображення у плечі 1 не виникають, і тому потужності, що переносяться кожною хвилею, виявляються однаковими. У перерізі загального хвилеводу, що примикає до хвилеводу плеча 1, електричні поля хвиль квазі- H_{10} та квазі- H_{20} мають однакові фази, а в перерізі, що примикає до хвилеводу плеча 2 - знаходяться у протифази. Тому плече 2 не збуджується і виявляється електрично розв'язаним від плеча 1. Аналогічно, плечі 3 і 4 також виявляються електрично розв'язаними.

Хвилі квазі- H_{10} та квазі- H_{20} поширюються у загальному хвилеводі з різними фазовими швидкостями і збуджують у хвилеводах плечей 3 і 4 електричні поля, однакові по амплітуді, фазовий кут між якими визначається зсувом фаз між хвилями квазі- H_{10} та квазі- H_{20} на виході загального хвилеводу, тобто довжиною загального хвилеводу. Якщо цю довжину вибрати таким чином (з урахуванням впливу узгоджувальних елементів), щоб різниця фаз між полями склала ±90°, результуючі поля хвилеводів плечей 3 і 4 виявляються однаковими. Вибираючи належним чином величину різниці фаз

між полями, можемо отримати міст із будь-яким за величиною коефіцієнтом поділу.

Коефіцієнт розподілу мосту k_0 на середній частоті f_0 визначається формулою (3.7):

$$k_0 = P_4/P_3 = tg^2[(\varphi_1 - \varphi_2)/2],$$
 (3.7)

де P_3 та P_4 - потужності, що виділилися в плечах 3 і 4 при збудженні щілинного моста з боку плеча 1; φ_i - фазовий кут *i*-го свого значення матриці розсіювання мосту.

Баланс моста здійснюється за допомогою одного реактивного елемента, розташованого в центрі загального широкого хвилеводу.

Наближена формула визначення на середній частоті нормованої величини реактивної провідності узгоджувального елемента, що забезпечує баланс моста, записується в наступному вигляді:

$$b = -\frac{2k(k^2 - 4)tg\frac{\pi l}{\Lambda_1}}{k^2 + 4tg^2\frac{\pi l}{\Lambda_1}}.$$
(3.8)

де $b = B/Y_1, Y_1 = 1/Z_1, k = Z_2/Z_1, l$ – довжина отвору зв'язку.

Довжина отвору зв'язку знаходиться за формулою:

$$l = \frac{1}{4} (\frac{1}{\Lambda_1} - \frac{1}{\Lambda_2})^{-1}.$$

За допомогою узгоджувального елемента можна отримати баланс щілинного мосту для будь-якої довжини *l* загального хвилеводу. Провідність узгоджувального елемента має індуктивний характер при $0 < \theta_1 < \frac{\pi}{2}$ і ємнісний при $\frac{\pi}{2} < \theta_1 < \pi$. Розмір θ_1 визначається так:

$$\theta_1 = \frac{2\pi l}{\Lambda_1}$$

Зокрема, коли $\theta_1 = \pi/2$, то b = 0.

Електричні параметри комутаційних фазообертачів, і зокрема щілинного мосту, знаходимо за формулами:

а) коефіцієнт бігучої хвилі на вхідному плечі:

$$K \mathsf{E} \mathsf{X} = (1 - |\Gamma|) / (1 + |\Gamma|),$$

б) перехідне ослаблення між електрично ізольованими плечима:

$$|C|^2 = 10 \log \frac{1}{|C|^2}$$

в) коефіцієнти передачі між електрично зв'язаними плечима:

$$|D|^2 = 10lg \frac{1}{|D|^2}$$

г) фаза коефіцієнта передачі:

$$\varphi = \arg D$$
.

При розрахунку частотна залежність ємнісного елемента приймається рівною $b = b_0 (\Lambda^2 / \lambda^2)$. Величиною *D* позначений також коефіцієнт передачі комутаційного фазообертача відбиваючого типу.

Частотні залежності щілинного мосту розраховані до різних значень середньої частоти. Визначалася відносна смуга $2\Delta f/f_0$, в якої коефіцієнти передачі $|D|^2$ відрізнявся від номінального значення не більше, ніж на $\pm 0,5$ дБ. Далі були значення фази коефіцієнта передачі, перехідне ослаблення між електрично ізольованими плечима $|C|^2$ та коефіцієнта бігучої хвилі КБХ. Зазначені параметри на середній частоті залежно від a/λ_0 , наведено на рис.3.7, де криві 1 відносяться до фазообертача відбиваючого типу, криві 2 – фазообертача прохідного типу.



Рис. 3.7. Частотні та фазові характеристики фазообертачів

Порівнюючи відповідні криві, можна відзначити, що фазообертач прохідного типу на щілинному мості з узгоджуючим реактивним елементом в отворі зв'язку має більш високі частотні характеристики, ніж фазообертач відбиваючого типу.

Відзначимо, що конструктивно фазообертач прохідного типу є більш складним пристроєм, ніж фазообертач відбиваючого типу. Вибір конкретного типу комутаційного фазообертача на ЧЗДПХ здійснюється у процесі проектування конкретної конструкції ФАР. У фазообертача прохідного типу на середній частоті швидше змінюються частотні характеристики зі зміною a/λ_0 в порівнянні з аналогічними характеристиками фазообертача відбиваючого типу.

3.2. Перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповненому діелектриком

Перспективним напрямком розвитку мобільних засобів зв'язку НВЧ діапазону є комбіновані НВЧ системи, як наприклад, МЦТрРРС [28,29]. Поперше, в таких станціях реалізується просторово-рознесений прийом і просторово-рознесена передача сигналів, що призводить до «ускладнення» антенно-фідерному тракту. По-друге, тракти НВЧ, в основному, реалізуються на ЧЗДПХ, що володіють високою електричною міцністю. В роботі [36] для МЦТрРРС розроблений широкосмуговий перемикач на ЧЗДПХ. Однак в деяких випадках в перемикачах НВЧ потрібна реалізація високих значень розв'язки. Цього можна досягти в конструкціях перемикачів на хвилеводних трійниках [47].

На рис. 3.8 показана конструкція перемикача на *H*-трійнику, реалізованого на ЧЗДПХ: а) - загальний вигляд конструкції; b) - вид зверху; c) - еквівалентна схема перемикача. На рис.3.8 позначені: *а, в*- широка і вузька стінки прямокутного хвилеводу; *с, d* - розміри діелектричної пластини, що не торкається стінок прямокутного хвилеводу і має відносну діелектричну проникність ε_r ; ВНС з відносною діелектричною проникністю ε_d , включена в діелектричну пластину і має ті ж геометричні розміри, що і діелектрична пластина; y_0 - нормована хвильова провідність полого прямокутного хвилеводу; y_1 - нормована хвильова провідність ЧЗДПХ; y_{BHC} - нормована провідність ВНС; y_c - нормована провідність плоско-поперечного стику основного хвилеводу і бічного плеча *H*-трійника; *N* - коефіцієнт трансформації.



Рис.3.8. Конструкція перемикача на *H*-трійнику

Управління кожної ВНС здійснюється через поздовжні невипромінюючі щілини широкої стінки ЧЗДПХ. Величина опору ВНС складає одиниці *Ом* при наявності керуючого напруги і тисячі *Ом* при його відсутності. Принцип роботи ВНС описаний в [36].

Як відомо, розв'язка визначається [24]:

$$\mathcal{L} = |T_{11}|. \tag{3.9}$$

Вираз (3.9) також можна записати в вигляді:

$$\mathcal{L} = 20 \lg |T_{11}|.$$

Елемент Т₁₁ матриці передачі запишемо наступним чином:

$$|T_{11}|^2 = (1+\hat{y})^2/4\hat{y}^2,$$

 $\hat{y} = 2y_{\rm BHC} + (\frac{1}{N})^2 y_c.$

Нормована провідність *у*_{BHC} и *у*_c розраховуються за формулами роботи [36]. Розрахунок коефіцієнта трансформації *N* здійснюється наступним чином:

$$N^{2} = N_{0}^{2} + N_{k}^{2},$$

$$N_{0} = \int_{S} \overline{\Im_{h}} \overline{\mathcal{E}}_{h_{10}} dS,$$

$$N_{k} = \int_{S} \overline{\Im_{h}} \overline{\mathcal{E}}_{k} dS,$$

$$\overline{\Im}_{h} = \overline{\mathcal{E}}_{h_{10}} + \overline{\mathcal{E}}_{h_{30}},$$

$$\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} = \sqrt{128/ab(64+q^2+p^2+q^2p^2)} \frac{1}{\varkappa_{h_{10}}} * \mathcal{F},$$

$$\mathcal{F} = \left\{ \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} - \left(\frac{p\pi}{2a}\right) * \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{3q\pi}{ba}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} * \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{3q\pi}{ba}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} + \left(\frac{3qp\pi}{16a}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} + \left(\frac{3qp\pi}{16a}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi y}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{\pi}{a} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{\pi}{a} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{\pi}{a} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{\pi}{a} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{b} \right] \bar{y}^0 + \frac{\pi}{a} \left[\left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} + \frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi}{a} + \frac{\pi}{a$$

$$+\left[\left(\frac{p\pi}{b}\right)\cos\frac{\pi x}{a}\sin\frac{2\pi y}{b}-\left(\frac{2qp\pi}{8b}\right)\cos\frac{3\pi x}{a}\sin\frac{2\pi y}{b}\right]\bar{x}^{0}\right]$$

$$\bar{\varepsilon}_{h30} = \sqrt{128/ab(64+q^2+p^2+q^2p^2)} \cdot \frac{1}{x_{h30}} \cdot \mathcal{I}$$

$$\mathcal{I} = \left\{ \left[\frac{p\pi}{b} \cos \frac{3\pi}{a} x \sin \frac{2\pi}{b} y - \frac{qp\pi}{16b} \left(\cos \frac{5\pi}{a} x - 2\cos \frac{\pi}{a} \right) \times \sin \frac{2\pi}{b} y \right] \overline{x^0} + \left[\frac{3\pi}{a} \times \sin \frac{3\pi}{a} x - \frac{3p\pi}{2a} \sin \frac{3\pi}{a} x \cos \frac{2\pi}{b} y - \frac{q\pi}{8a} \left(\frac{5}{2} \sin \frac{5\pi}{a} x - \sin \frac{\pi}{a} x \right) \right. \\ \left. + \frac{qp\pi}{16a} \left(\frac{5}{2} \sin \frac{5\pi}{a} x - \sin \frac{\pi}{a} x \right) \times \cos \frac{2\pi}{b} y \right] \overline{y^0} \right\}.$$

де $\overline{\Im}_h$ - координатна функція, що апроксимує поле на умовній межі стику ЧЗДПХ і бічного плеча *H*-трійника; $\overline{\mathcal{E}}_{h_{10}}$, $\overline{\mathcal{E}}_{h_{30}}$ - поперечні електричні власні векторні функції частково заповненого прямокутного хвилеводу; $S = a \times e$.

Щодо вибору координатної функції, апроксимуючої електричне поле на умовній межі стику ЧЗДПХ (основного хвилеводу) і бічного плеча H-трійника. Оскільки з'єднання, яке розглядається має отвір, в боковій стінці основного хвилеводу H-трійника збігається з поперечним перерізом бічного плеча (допоміжного хвилеводу), то в якості координатної функції виберемо суму поперечних електричних власних векторних функцій ЧЗДПХ для хвиль квазі- H_{10} і квазі- H_{30} .

На рис. 3.9 показана залежність коефіцієнта трансформації N від параметра $2a/\Lambda$, де Λ - довжина хвилі в бічному плечі H-трійника. Графік рис.3.9 можливо використовувати в чисельних розрахунках в широкому діапазоні частот НВЧ.



Рис. 3.9. Графік залежності коефіцієнта трансформації N від параметра $2a/\Lambda$

На рис. 3.10 показана залежність розв'язки від відносної частоти розбудови f/f_0 , де f- поточна частота, f_0 - центральна частота робочого діапазону. Розв'язка на центральній частоті f_0 досягає 36дБ.



Рис. 3.10. Графік залежності розв'язки від відносної частоти розбудови f/f_0

Відзначимо, що розроблений перемикач на хвилеводному трійнику частково заповненому діелектриком, володіє високою електричною міцністю і може застосовуватися в передавальних трактах НВЧ мобільних цифрових тропосферних станцій, мобільних станцій космічного зв'язку, МЦТрРРС. Схема перемикача в «трійниковому» виконанні дозволяє отримати додаткову розв'язку в 6 дБ у порівнянні з традиційним виконанням на одинарній лінії передачі НВЧ.

3.3. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі

У надзвичайних ситуаціях виникає потреба в мобільних цифрових станціях НВЧ, що швидко розгортаються та здатні одночасно встановлювати прямі зв'язки і організовувати прив'язки до стаціонарних вузлів зв'язку. Для цих цілей розроблено МЦТрРРС [28]. Така станція можлива до застосування в районах стихійних лих та катастроф, в умовах гористої та важкопрохідної місцевості, а також у зоні військового конфлікту та бойових дій. У таких комбінованих станціях НВЧ виникає завдання частотного ущільнення антенно-фідерного тракту, що пов'язане з забезпеченням широкосмугості цих трактів.

Широкосмуговими антенно-фідерними трактами в діапазоні НВЧ є тракти на ЧЗДПХ [24]. Робота у кількох піддіапазонах частот зазвичай здійснюється шляхом використання частотних фільтрів НВЧ в антеннофідерних трактах станцій. При малих інтервалах частот між робочими смугами піддіапазонів, що використовуються, зростають втрати у фільтрах. Якщо застосовувати замість частотних фільтрів НВЧ фазо-частотні пристрої, втрати потужності будуть визначатися ставленням робочої смуги частот до рознесення середніх частот використовуваних піддіапазонів [50].

Фазо-частотний пристрій на ЧЗДПХ може бути застосований при реалізації пристроїв для яких важлива постійність відношення фаз [37,38]. Такий пристрій може бути використаний при проведенні вимірювання фазочастотних характеристик різних видів ґрунтів та визначення імпедансу ґрунту, як показано в роботі [39]. Також можливе застосування такого пристрою при дослідженні фазових зсувів та їх характеристик позиціонування у багаточастотній та множинній глобальній навігаційній супутниковій системі з кількома сферами [40]. Ще одним способом застосування такого пристрою може бути використання пристроїв НВЧ при визначенні місця ушкодження лінії електропередачі постійного струму високої напруги [41].

На рис.3.11 наведено фазо - частотний пристрій, що складається з двох щілинних мостів ЩМ1 та ЩМ2, з'єднаних між собою лініями передачі різної довжини l_1 та l_2 і реалізованих на ЧЗДПХ.



Рис.3.11. Фазо - частотний пристрій

Як видно з рис.3.11, лінія передачі l_2 складається з трьох відрізків рівномірно вигнутих у площині *H* ЧЗДПХ $-l_{B1}$, l_{B2} , l_{B3} . Розрахунок щілинного мосту та рівномірно вигнутих ЧЗДПХ наведено в роботі [24, §8.2 та §5.3 відповідно]. Величина втрат потужності на узгоджені навантаження визначається так:

$$P_{\rm yh}/P_{\rm BX\,\Pi 1} = \sin^2 \frac{\pi (l_2 - l_1)}{\Lambda},\tag{3.10}$$

де Л – довжина хвилі в ЧЗДПХ.

3 формули (3.10) випливає, що величина втрат зростає із зростанням відношення $\Delta f_{\pi 1}/2(f_{\pi 2} - f_{\pi 1})$, оскільки $(l_2 - l_1)/\Lambda = \Delta f_{\pi 1}/2(f_{\pi 2} - f_{\pi 1})$. Наприклад, це суттєво для антенно-фідерних трактів мобільних цифрових тропосферних станцій та комбінованих МЦТрРРС, де два піддіапазони частот ~4,4 ... 4,65 ГГц та ~4,65 ... 4,9 ГГц розміщуються в смузі частот 4,4 ... 4,9 ГГц.



Рис.3.12. Конструкція фазо-частотного пристрою на ЧЗДПХ із застосуванням спрямованих відгалужувачів

На рис.3.12 наведена конструкція фазо-частотного пристрою на ЧЗДПХ із застосуванням спрямованих відгалужувачів. Спрямовані відгалужувачі НВ1 та НВ2 мають однакові коефіцієнти відгалуження (перехідне ослаблення) та з'єднані між собою двома ЧЗДПХ довжиною *l*. Сигнали P_1 та P_2 надходять у НВ3 по ЧЗДПХ рівної довжини ($l_{B4} + l_{01} = l_{B5} + l_{02}$).



Рис.3.13. Графік розподілу амплітуд сигналів

На рис. 3.13 показаний якісний характер розподілу амплітуд сигналів (*E*) у піддіапазонах частот п1 та п2 в залежності від фази βl . У смузі частот $2\Delta f_{n1}$ сигнали, що надходять із входу 1, мають приблизно однакові амплітуди і такий фазовий зсув, при якому сигнали складаються і надходять на вихід HB3. У смузі частот $2\Delta f_{n2}$ такі ж умови мають місце для сигналів, що надходять зі входу 2. ККД фазо-частотного пристрою наступний:

ККД_{п1} =
$$P_{\rm H}/P_{\rm BX \, n1}$$
, ККД_{п2} = $P_{\rm H}/P_{\rm BX \, n2}$.



Рис.3.14. Графік залежності ККД від фазового зсуву

На рис. 3.14 побудовані залежності ККД від фазового зсуву для різних значень перехідного ослаблення двоелементного направленого відгалужувача на ЧЗДПХ і амплітуд на середній частоті.

Розрахункова формула для перехідного ослаблення двоелементного направленого відгалужувача на ЧЗДПХ наступна [24, §8.3]:

$$\begin{aligned} \tau &= \left\{ sin^2 2\beta_{h10} l \left(K_2 \frac{\chi_{h10}}{\chi_{h20}} + K_1 \right)^2 \left[sin^2 2\beta_{h10} l \left(K_2 \frac{\chi_{h10}}{\chi_{h20}} + K_1 \right)^2 - 2L_1 \right] \right. \\ &+ \left. L_1^2 \left[L_1^2 + 4sin^2 2\beta_{h10} l \left(K_2 \frac{\chi_{h10}}{\chi_{h20}} + K_1 \right) \right] \right\}^{-\frac{1}{2}}, \end{aligned}$$

$$K_{1} = \left[\frac{2\pi^{2}}{\beta_{h10}a} \sqrt{\frac{2l}{a}} / (\pi^{2} - (2\beta_{h10}l)^{2}\right] / y_{11},$$

$$K_2 = \left[\frac{4\pi^2}{\beta_{h10}a} \sqrt{\frac{2l}{a}} / (4\pi^2 - (2\beta_{h10}l)^2)\right] / y_{22},$$

$$L_{1} = K_{1}(1 + \cos 2\beta_{h10}l) - K_{2}\frac{\chi_{h10}}{\chi_{h20}}(1 - \cos 2\beta_{h10}l),$$
$$L_{2} = K_{1}(1 + \cos 2\beta_{h10}l) + K_{2}\frac{\chi_{h10}}{\chi_{h20}}(1 - \cos 2\beta_{h10}l),$$

$$y_{11} = \frac{2}{\beta_{h10}a} \left[ctg\pi t \ 1 - \frac{1}{\pi W_1} + \frac{\pi^2}{l^2} \sum_{m=1} \frac{\chi_{mo}^2}{2\beta_{mo}l} \frac{(1 - e^{-j2\beta_{h10}l})}{(\beta_{mo}^2 + (\frac{\pi}{2l})^2)^2} \right],$$

$$y_{22} = \frac{2}{\beta_{h10}a} \left[ctg\pi t \ 2 - \frac{1}{\pi W_2} + \frac{\pi^2}{l^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\chi_{mo}^2}{2\beta_{mo}l} \frac{(1 - e^{-j2\beta_{h10}l})}{(\beta_{mo}^2 + (\frac{\pi}{2l})^2)^2} \right],$$

$$W_1 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{\mathrm{e}\phi} - \left(\frac{\pi}{2l}\right)^2 / \left(\frac{\pi}{a}\right)},$$

$$W_2 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{\mathrm{e}\phi} - \left(\frac{\pi}{l}\right)^2 / \left(\frac{2\pi}{a}\right)}.$$

де χ_{h10} , β_{h10} – поперечні та поздовжні хвильові числа хвилі квазі - H_{10} на ЧЗДПХ відповідно; χ_{h20} – поперечне хвильове число хвилі квазі - H_{20} на ЧЗДПХ; a – широка стінка хвилеводу.

Зазначимо, що на середній частоті $f_{0\pi 1}$ втрати дорівнюють нулю і зростають із розтройкою (різко нелінійно при $\beta l - \varphi = (2n + 1)\pi$). Це значення відповідає розтройці по частоті, що дорівнює половині рознесення середніх частот сигналів, що складаються. Зі зростанням перехідного ослаблення $\tau = 0,5 \dots 0,7$ графіки мають провали на середній частоті.

Важливий параметр системи додавання сигналів - величина розв'язки між їх джерелами. Схема рис.3.12 забезпечує повну розв'язку входів P_1 та P_2 при ідеальних відгалужувачах і відсутності відбитків від навантаження. При неповному узгодженні навантаження відбиті сигнали, повертаючись у схему, діляться між входами P_1 та P_2 у тому співвідношенні, у якому ділиться прямий сигнал між виходом і узгоджувальним навантаженням. Мінімальною величиною ослаблення відбитої хвилі, що потрапляє на вхід P_2 при подачі сигналу на вхід P_1 є величина \mathcal{L} .



Рис.3.15. Графік залежності частотної розстройки

Розраховані криві зміни \mathcal{L} в залежності частотної розстройки $\frac{2\Delta f_{\pi_1}}{f_{\pi_2}-f_{\pi_1}}$ наведено на рис. 3.15. У схемі рис.3.12 мінімальна розв'язка по відбитій хвилі виходить досить високою: при $2\Delta f_{\pi_1} = 0,5$ ($f_{\pi_2} - f_{\pi_1}$) – величина $\mathcal{L} = 23$ дБ.

Розрахунок описаної схеми зводиться до визначення довжини з'єднувальних ліній *l* і величин коефіцієнтів відгалуження у відгалужувачах HB1 та HB2 за заданими середніми частотами f_{n1}, f_{n2} сигналів і робочими смугами пропускання $2\Delta f_{n1} = 2\Delta f_{n2} = 2\Delta f$.

Відповідно до рис.3.13 довжина сполучних ліній повинна задовольняти наступним співвідношенням:

$$(2n + 0.5)\pi + \varphi_{\pi 1} = 2\pi\beta_{\pi 1}l (2n + 1.5)\pi + \varphi_{\pi 2} = 2\pi\beta_{\pi 2}l$$

де $\varphi_{\pi 1}$, $\varphi_{\pi 2}$ - фазові зрушення у відгалужувачах у лініях l для частот $f_{\pi 1}$ та $f_{\pi 2}$; n – ціле число.

Режим роботи фазо-частотного пристрою має максимально-плоску амплітудно-частотну характеристику з найбільшою розв'язкою між входами на центральних частотах. Максимальну розв'язку між входами можна забезпечити поблизу центральних частот робочих смуг піддіапазонів. Досліджено схему складання сигналів (рис.3.12) антенно-фідерного тракту, в якій використовується попереднє розгалуження сигналів з постійним фазовим співвідношенням, має невелику зміну співвідношення амплітуд в межах одиниць відсотків.

Висновки до розділу 3

1. Досліджено комутаційний фазообертач на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів. Частотні залежності щілинного мосту на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів, на якому базується комутаційний фазообертач, розраховані до різних значень середньої частоти. Визначена відносна смуга, в якої коефіцієнти передачі відрізнявся від номінального значення не більше, ніж на ±0,5 дБ. Значення фази коефіцієнта передачі, перехідне ослаблення між електрично ізольованими КБХ плечима та коефіцієнта бігучої хвилі забезпечують високі характеристики в діапазоні 25 ... 45%. Зазначені параметри на середній частоті залежно від a/λ_0 , наведено на рис.3.7, де криві 1 відносяться до фазообертача відбиваючого типу, криві 2 – фазообертача прохідного типу.

2. Розроблений перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповненому діелектриком, що володіє високою електричною міцністю і може застосовуватися в передавальних трактах НВЧ мобільних цифрових тропосферних станцій, мобільних цифрових тропосферно-іоносферних станцій та мобільних цифрових тропосферно-радіорелейних станцій. Схема перемикача в «трійниковому» виконанні дозволяє отримати додаткову розв'язку в 6 дБ у порівнянні з традиційним виконанням на одинарній лінії передачі НВЧ. Розв'язка на центральній частоті досягає 36дБ.

3. Розроблено фазо-частотний пристрій на ЧЗДПХ. Фазо-частотний пристрій на ЧЗДПХ може бути застосований при реалізації пристроїв для яких важлива постійність відношення фаз. У схемі конструкції фазо-частотного пристрою на ЧЗДПХ із застосуванням спрямованих відгалужувачів мінімальна розв'язка по відбитій хвилі слідуюча: при $2\Delta f_{n1} = 0,5$ ($f_{n2} - f_{n1}$) –

величина $\mathcal{L} = 23$ дБ. Розрахунок описаної схеми зводиться до визначення довжини з'єднувальних ліній і величин коефіцієнтів відгалуження у i відгалужувачах HB1 HB2 направлених за заданими середніми частотами $f_{\pi 1}, f_{\pi 2}$ сигналів і робочими смугами пропускання. Режим роботи фазо-частотного пристрою має максимально плоску амплітудно-частотну характеристику з найбільшою розв'язкою між входами на центральних частотах. Максимальну розв'язку між входами можна забезпечити поблизу центральних частот робочих смуг піддіапазонів. Досліджено схему складання сигналів антенно-фідерного тракту, в якій використовується попереднє розгалуження сигналів з постійним фазовим співвідношенням, має невелику зміну співвідношення амплітуд в межах одиниць відсотків.

РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ МОБІЛЬНИХ ЦИФРОВИХ КОМБІНОВАНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНИХ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНИХ ХВИЛЕВОДАХ

4.1. Пристрій регулювання потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі

У замкненій адаптивній системі (ЗАС) здійснюється управління характеристиками каналу зв'язку на прийомі, вироблення сигналів управління і їх передача по лінії зворотного зв'язку на передавачі. Поряд з усуненням перевантаження вхідних каскадів приймача, економія споживаної електроенергії внаслідок зниження потужності передавача є основним фактором, що визначає ефективність ЗАС.

Зниження потужності передавача може призводити до зростання потужності шумів в каналі зв'язку. Необхідно так вибрати пороги регулювання ЗАС, щоб збільшення було незначним. Це можна робити по повільним змінам сигналу в каналі зв'язку, наприклад, в тропосферному. Система ЗАС працює таким чином, що при перевищенні по швидким завмирання значення сигналу на вході приймача, потужність передавача станції – кореспондента знижується в межах діапазону регулювання, підтримуючи сигнали на заданому рівні.

Розрізняють два види пристроїв: пристрій управління потужністю (ПУП) і пристрій регулювання потужністю (ПРП). Призначення ПУП НВЧ полягає в зміні потужності НВЧ на виході передавача НВЧ таким чином в залежності від стану траси поширення сигналу, щоб забезпечувати постійність вхідного сигналу на вході приймача НВЧ. Призначення ПРП НВЧ полягає в тому, щоб забезпечувати постійність вихідної потужності передавача НВЧ або постійність потужності на виході передавача НВЧ [46].

У радіорелейній компоненті МЦТрРРС [28] до виходу передавального НВЧ тракту підключені вимірювач амплітудно-частотної характеристики і вимірювач групового часу запізнювання. Тому, в передавальному тракті НВЧ необхідно забезпечити постійність вихідної потужності в робочій смузі частот. Для зменшення масо-габаритних показників ПРП, як і антенно-фідерний тракт станції, може бути реалізованим на ЧЗДПХ.

Пристрій, що регулює потужність передавача НВЧ, за принципом роботи може бути, як прохідного, так і відбиваючого типу. Такий пристрій містить напівпровідникову структуру у вигляді відкритої нелінійної структури (ВНС), елемент з розподіленими параметрами. собою Β об'ємі яка являє напівпровідникового елемента з розподіленими параметрами здійснюється контактна інжекція. Створення такого елемента, як відмічено у [42] не може зводитися тільки до схемотехнічної задачі, а повинно синтезуватися з іншими елементами ПРП НВЧ. Отримання плазми в значному об'ємі ВНС на основі контактної інжекції пов'язане з рядом складнощів. Для забезпечення високої однорідності та щільності плазми товщина переходів, що виконують роль інжекторів, не повинна бути великою. Наступна обставина, яку необхідно враховувати. Якщо об'єм напівпровідника ВНС використовується і в якості діелектрика, і в якості провідника, то структури переходів, що необхідні для інжекції плазми, не повинні помітно погіршувати діелектричні властивості напівпровідника при відсутності інжекції. Тому, необхідно синтез ВНС з вбудованою структурою для створення інжекційних контактів великої площі. В ПРП поперечні габаритні розміри ВНС можуть не співпадати з поперечними габаритними розмірами діелектричної пластини ЧЗДПХ. На рис.4.1а показана конструкція ПРП на ЧЗДПХ, на рис.4.16 – вигляд зі сторони вузької стінки прямокутного хвилеводу.



Рис. 4.1. Конструкція ПРП на ЧЗДПХ з ВНС без резонансної діафрагми

На рис.4.1а показано можливий варіант реалізації пристрою, що регулює потужність НВЧ в прямокутному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. На рис. 4.16 показано вид пристрою через вузьку стінку прямокутного хвилеводу: діелектрична пластина стикується з ВНС. Зовнішні параметри такого плоско-поперечного стику отримані в роботі [43]. Пристрій, що регулює потужність без резонансної діафрагми дозволяє регулювати більшу потужність, що передається по хвилеводу по відношенню до хвилеводу з ввімкненою резонансною діафрагмою. Але швидкодія при наявності некомпенсованих реактивностей ВНС є недоліком такої конструкції.

На рис.4.2а показана конструкція пристрою, що регулює потужність на ЧЗДПХ з ввімкненою ВНС в резонансну діафрагму. На рис.4.2б показано поперечний переріз з резонансною діафрагмою, в яку ввімкнена ВНС. На рис.4.2в показано вид пристрою через вузьку стінку прямокутного хвилеводу: діелектрична пластина стикується з ВНС, яка розміщена в резонансній діафрагмі, при цьому геометричні розміри ВНС та діелектричної пластини співпадають. Відмітимо, що напівпровідниковий елемент відкритого типу – ВНС, яка вбудована в резонансну діафрагму може забезпечувати більш широкий динамічний діапазон регулювання потужності передавача НВЧ та більшу швидкодію. Тому, в роботі досліджено саме таку конструкцію.



Рис. 4.2. Конструкція РПР на ЧЗДПХ з ВНС, що ввімкнена в резонансну діафрагму

При узгоджених вхідних і вихідних комплексних коефіцієнтах передачі *T* і комплексних коефіцієнтах відбиття *Г* від ВНС в резонансній діафрагмі наступний:

$$T = \frac{2}{2 + y_{\Sigma}}, \quad \Gamma = -\frac{y_{\Sigma}}{2 + y_{\Sigma}},$$

$$y_{\Sigma} = g_{BHC} + jb_{\Sigma},$$
(4.1)

де $y_{\Sigma} = g_{\Sigma} + jb_{\Sigma}$; g_{BHC} , b_{BHC} – активна і реактивна провідність нелінійного елемента; b_{Σ} - реактивна провідність нелінійного елемента в резонансній діафрагмі; b_p - реактивна провідність резонансної діафрагми; b_c – реактивна провідність стику.

 $jb_{\Sigma} = jb_{\rm BHC} + jb_p + 2jb_c$,

Знайдемо формулу для реактивної провідності *b*_p через відносне розналаштування поблизу резонансної частоти:

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \approx \frac{2\Delta f}{f_0} \approx -\frac{2\Delta\lambda}{\lambda_0},$$

де f_0 , λ_0 - резонансна частота і резонансна довжина хвилі відповідно.

Після математичних перетворень отримаємо величину b_p поблизу резонанса, як функцію розналаштування:

$$b_p = rac{2eta b}{\pi} lncosec rac{\pi a'}{2b} \Big(rac{\Lambda_0}{\lambda_0} \Big)^2 \Big(-rac{2\Delta\lambda}{\lambda_0} \Big).$$

Реактивна провідність стику *b*_c у формулі (4.1) визначається через суму реактивних провідностей місцевих полів [24]:

$$b_{\rm c} = (1/N_0^2) \sum_{\nu=1}^{\infty} N_k Y_k,$$

де N_0 , N_k — коефіцієнти трансформації; індекс «0» відноситься до основної хвилі, що розповсюджується; індекс «k» — до місцевих полів; Y_k — характеристична проникність хвиль, що не розповсюджуються та беруть участь в формуванні місцевих полів. Вираз для коефіцієнтів трансформації має вигляд [24]:

$$N_0 = \int_S \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_H dS,$$

де $\bar{\mathcal{E}}_H$ – поперечна електрична власна векторна функція прямокутного хвилеводу з ВНС [43].

$$N_k = \int_{S} \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_{\nu} ds.$$

де $\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}}$, $\bar{\mathcal{E}}_{\nu}$ – поперечна електрична власна векторна функція ЧЗДПХ основної квазі- H_{10} хвилі і вищих типів хвиль відповідно [24]; S – площа площини поперечного перерізу стику ЧЗДПХ і нелінійного елемента.

Власна скалярна функція квазі-*Н*₁₀ хвилі ЧЗДПХ:

$$\bar{\psi}_{h_{10}} = \left(\sqrt{128/ab(64+q^2+p^2+q^2p^2)}\right) Ce_1(q,\xi)Ce_0(p,\eta),$$

де Ce_1 , Ce_0 - парні функції Матьє першого та нульового порядку; q, p – параметри заповнення ЧЗДПХ; a, b – широка та вузька стінка прямокутного хвилеводу відповідно; ξ, η – узагальнені поперечні координати. Власна векторна функція ЧЗДПХ знаходиться з виразу:

$$\bar{\mathcal{E}}_h = (1/\varkappa_h) [\nabla \psi_h \bar{z}_0].$$

Власна векторна функція для квазі- H_{10} хвилі ЧЗДПХ $\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}}$ має наступний вигляд:

$$\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} = \sqrt{128/(64+q^2)} \ Se_1(x,q)\bar{z}^0, \tag{4.2}$$

де Se₁ – непарна функція Матьє першого роду, q – параметр заповнення ЧЗДПХ.

Модулі та аргументи коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (4.1) мають такий вигляд:

$$|T| = \frac{2}{\sqrt{(2+g_{\Sigma})^{2} + b_{\Sigma}^{2}}},$$

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{[g_{\Sigma}(2+g_{\Sigma}) + b_{\Sigma}^{2}]^{2} + 4b_{\Sigma}^{2}}}{[(2+g_{\Sigma})^{2} + b_{\Sigma}^{2}]},$$

$$\varphi_{T} = -\operatorname{arctg}\left[\frac{b_{\Sigma}}{2+g_{\Sigma}}\right],$$

$$\varphi_{\Gamma} = \pi + \operatorname{arctg}\left[\frac{2b_{\Sigma}}{g_{\Sigma}(2+g_{\Sigma}) + b_{\Sigma}^{2}}\right].$$
(4.3)

Залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (4.3) від нормованої активної провідності при постійній реактивній провідності і від реактивної провідності при постійній активній провідності зведені в таблиці 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1. Залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (4.7) від нормованої активної провідності при постійній реактивній провідності

T	1	0,7	0,45	0,8	0,65	0,43	0,93	0,58	0,35	0,81	0,55	0,33
g	0	0	0	0,5	0,5	0,5	0	2	4	0	2	4
b	0	2	4	0	2	4	0,5	0,5	0,5	1	1	1

Таблиця 4.2. Залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (4.7) від нормованої реактивної провідності при постійній активній провідності

Γ	0	0,44	0,7	0	0,43	0,64	0,21	0,38	0,58	0,47	0,48	0,56
	U		0,93			0,77			0,62			0,63
g	0	0	0	0,5	0,5	0,5	0	1	$\frac{2}{3}$	0	1	$\frac{2}{3}$
b	0	1	$\frac{2}{3}$	0	1	$\frac{2}{3}$	0,5	0,5	0,5	1	1	1

Включення нелінійного елемента в резонансну діафрагму переслідує наступну мету. Основним фактором, що визначає швидкодію нелінійного елемента, а значить зменшення $\tau_{A\Pi}$, є час відновлення зворотного опору при переході з провідного стану в непровідний. Для цього формують управляючі імпульси зворотного потоку з крутими фронтами, що сприяє якнайшвидшому розсмоктуванню накопиченого заряду в напівпровідниковому елементі під час протікання управляючого струму. Збільшенню швидкодії також сприяє індуктивна складова провідності резонансної діафрагми, так як прискорює розсмоктування накопиченого заряду. Постійна часу ланцюга живлення напівпровідникового елемента впливає на швидкодію нелінійного елемента. Підбором ємнісної складової провідності резонансної діафрагми можна збільшити швидкодію регулюючого пристрою. Практична значимість включення нелінійного елемента в резонансну діафрагму в ЧЗДПХ полягає в тому, що індуктивною і ємкісною складовими провідності резонансної діафрагми можна впливати на швидкодію нелінійного елемента, а це визначається підбором розмірів резонансної діафрагми і геометричних розмірів діелектричної пластини та її діелектричної проникності ε_r . Така конструкція ПРП (рис.4.1) дозволяє мати $\tau_{P\Pi}$ в діапазоні від одиниць мкс до одиниць мс.

Ємність ВНС в значній мірі визначає частотний діапазон (широкосмуговість) елемента та для матеріалів GaAs, GaNi лежить в межах 0,1...0,8 пФ. Величина апаратурної затримки $\tau_{A\Pi}$ в основному буде визначатися часом затримки в регулюючому пристрої $\tau_{P\Pi}$, що можна визначити за формулою: $\tau_{P\Pi} = Y_{\Sigma}/C_{BHC}$, де $C_{BHC} - \epsilon$ мність ВНС. Звідси видно, що величина $\tau_{A\Pi} \approx \tau_{P\Pi}$ та багато в чому буде визначатися не тільки якістю підібраного нелінійного елемента, але і провідністю Y_{Σ} , що залежить від запропонованого схемотехнічного рішення. Зазначимо, що у формулі (4.1) величина $y_{\Sigma} = Y_{\Sigma}/Y_0$, де $Y_0 - хвильова провідність ЧЗДПХ.$

Пристрій регулювання потужності НВЧ з чисто активною провідністю має більш кращі характеристики, ніж пристрій регулювання потужності НВЧ
з чисто реактивною провідністю. Якщо ПРП НВЧ, як пристрій прохідного типу, має і активну і реактивну складові провідності, то характеристики ПРП погіршуються: коефіцієнт передачі зменшується, а коефіцієнт відбиття збільшується. В цілому, основним недоліком ПРП НВЧ прохідного типу є порівняно великий коефіцієнт відбиття.

Еквівалентна схема ПРП на ЧЗДПХ, в якому ВНС вбудована в резонансну діафрагму показана на рис.4.3.



Рис. 4.3. Еквівалентна схема включення ВНС в ЧЗДПХ

На еквівалентній схемі показана провідність ВНС в резонансній діафрагмі у_Σ та нормовану хвильову провідність ЧЗДПХ, яка має вигляд:

$$y_{\partial} = \frac{Y_{\partial}}{Y_{\partial}},$$

$$Y_{\partial} = \frac{\beta}{120\pi k_0 \sqrt{\varepsilon_{\rm eb}}},$$

де k_0 – хвильове число, $\varepsilon_{\rm e\phi}$ – ефективна діелектрична проникність, β – фазова постійна.

Послаблення по потужності, що вносить ПРП (рис.4.1а) наступне:

$$\mathcal{L} = \left| \frac{1 + \Gamma_1 \exp\left(\frac{j4\pi l}{\Lambda}\right)}{(1 + \Gamma_1)(1 + \Gamma_2)} \right|^2, \tag{4.4}$$

$$\mathcal{L} = \left| \left(1 + \frac{y_{\Sigma}}{2} \right)^2 - \frac{Y^4}{4} \exp \frac{j4\pi l}{\Lambda} \right|^2.$$
(4.5)

Розкриваючи величину у_Σ з формули (4.5), можна записати вираз для максимального послаблення сигналу:

$$\mathcal{L}_{max} = \left(1 + g_{\rm BHC} + \frac{g_{\rm BHC}^2}{2} + \frac{b_{\Sigma}^2}{2}\right)^2.$$
 (4.6)

При цьому умова максимального послаблення (4.7) записується в наступному вигляді:

$$\frac{4\pi l}{\Lambda} + 2 \operatorname{arctg}\left(\frac{b_{\Sigma}}{2 + g_{\mathrm{BHC}}}\right) - 2 \operatorname{arctg}\frac{b_{\Sigma}}{g_{\mathrm{BHC}}} = (2k - 1)\pi, \qquad (4.7)$$

де k = 1,2,3,

У разі чисто активної провідності нелінійних елементів величина максимального послаблення з виразу (4.7) виходить:

$$\mathcal{L}_{max} = \left(1 + g_{\rm BHC} + \frac{g_{\rm BHC}^2}{2}\right). \tag{4.8}$$

Умова (4.8) в цьому випадку трансформується в наступне:

$$l = (2k - 1)\Lambda/4.$$

Умова мінімального послаблення записується так:

$$\frac{4\pi l}{\Lambda} + 2 \operatorname{arctg}\left(\frac{b_{\Sigma}}{2 + g_{\mathrm{BHC}}}\right) - 2 \operatorname{arctg}\frac{b_{\Sigma}}{g_{\mathrm{BHC}}} = 2\pi k \tag{4.9}$$

Мінімальне послаблення (4.9) у разі чисто активної провідності ВНС має наступний вигляд:

$$\mathcal{L}_{min} = (1 + g_{\rm BHC})^2$$

При чисто активній провідності нелінійного елементу маємо: $l = k\Lambda/2$.

Таблиця 4.3. Розрахунок без врахування b_c

$g_{ m BHC}$	0	1	2	3	4
\mathcal{L}_{min}	0	5	10	15	19
\mathcal{L}_{max}	0	10	30	70	93

З урахуванням реактивної провідності плоско-поперечного стику хвилеводів, умови максимального (4.7) і мінімального (4.9) послаблення матимуть наступний вигляд відповідно.

Таблиця 4.4. Розрахунок з врахуванням b_c

$g_{ m BHC}$	0	1	2	3	4
\mathcal{L}_{min}	0	7	12	17	21
\mathcal{L}_{max}	0	12	35	77	103

Врахування провідності стику b_c дозволяє збільшити точність розрахунку активної та реактивної провідності нелінійного елемента в резонансній діафрагмі y_{Σ} . З таблиць 4.3 та 4.4 видно, що, при врахуванні реактивної провідності плоско-поперечного стику хвилеводів, значення максимального і мінімального послаблення, наприклад при фіксованій активній провідності $g_{BHC} = 4$, збільшується на ~10%.

Відзначимо, що реалізація ПРП на ЧЗДПХ дозволяє «компенсувати» недолік, який вносить резонансна діафрагма – звуження робочої смуги частот. Розширити робочу смугу частот вдається за рахунок властивостей використаної лінії передачі – ЧЗДПХ. Розроблена конструкція дозволяє збільшити швидкодію пристрою, так як відсутні елементи, які компенсують реактивність ВНС, ланцюги управління виведені через невипромінюючі щілини в широких стінках хвилеводу, а їх лінійних розмір в каналі прямокутного хвилеводу складає < $\sim 0,2b$. Реалізація напівпровідникового елемента у вигляді ВНС дозволяє мати низький коефіцієнт стоячої хвилі пристрою. Таким чином, розроблений ПРП НВЧ можно рекомендувати до використання в передавальних трактах НВЧ комбінованих радіотехнічних систем НВЧ, в тому числі і МЦТрРРС [44].

4.2. Обмежувач потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводу

У надзвичайних ситуаціях виникає потреба в станціях НВЧ, що швидко розгортаються, які здатні одночасно встановлювати прямі зв'язки і організовувати прив'язки до стаціонарних вузлів зв'язку. Для цих цілей розроблено МЦТрРРС [28,29]. Така станція можлива до застосування в районах стихійних лих та катастроф, в умовах гористої та важкопрохідної місцевості, а також у зоні військового конфлікту та бойових дій. У таких комбінованих станціях НВЧ виникає завдання обмеження впливу просочування потужності НВЧ від однієї компоненти станції до іншої.

Обмежувачі потужності, які являють собою феритові пристрої або пристрої на напівпровідникових елементах, так само призначені для захисту вхідних ланцюгів приймачів НВЧ, зниження до безпечного рівня потужності, що надійшла на їх вхід, де як перші каскади використовуються підсилювачі або змішувачі [48]. Досліджуються напівпровідникові обмежувачі потужності на ЧЗДПХ. Гранична потужність таких обмежувачів становить одиниці кВт. Діодний обмежувач потужності має два стани: пропускання - при малій потужності сигналу і замикання - при великій потужності. Перехід з одного стану в інший грунтується на нелінійних властивостях напівпровідникових діодів НВЧ і здійснюється за допомогою зовнішньої напруги, що управляє.

В хвилеводних пристроях в якості управляючого елемента зручно використовувати ВНС (нелінійний опір відкритого типу). Шляхом зміни електропровідних властивостей напівпровідникових матеріалів діелектричне середовище переходить в прохідне середовище. Управління НВЧ потужністю здійснюється на основі взаємодії змінної щільності плазми напівпровідника з коливаннями НВЧ поля хвилеводу шляхом зміни управляючої напруги, що подається на ВНС.

Нелінійний опір у вигляді ВНС можна включити в лінію передачі паралельно або послідовно. На рис.4.4а показано паралельне включення ВНС в ЧЗДПХ. На рис.4.4б показано управління ВНС через прохідну щілину в широкій стінці прямокутного хвилеводу (ВНС на рисунку відсутня). Таке включення має два плоско-поперечних стика прямокутного хвилеводу, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвилеводом, частково заповненим нелінійним діелектриком, тобто хвилеводом з ВНС.



Рис. 4.4. Конструкція включення ВНС в ЧЗДПХ

Параметри обмежувачів потужності НВЧ поділяються на дві групи: високого та низького рівнів потужності. Параметри обмежувачів потужності НВЧ для високого рівня потужності: великі втрати замикання L_3 , що характеризують ослаблення сигналу під час проходження через обмежувач; мала потужність, що просочується, на виході обмежувача; малий час відновлення τ_{soc} , яка визначає тривалість переходу обмежувача від режиму замикання до режиму пропускання. Параметри обмежувачів потужності НВЧ для низького рівня: малі втрати пропускання L_n при малій вхідній потужності; мінімальна величина коефіцієнта відбиття від входу; широка смуга робочих частот; поріг обмеження P_{nop} , який визначається потужністю сигналу на вході, під впливом якого втрати пропускання збільшуються вдвічі порівняно із втратами пропускання за мінімальної потужності.

Обмежувальні діоди НВЧ використовують напівпровідникові структури типу p-n або p-i-n. У хвилеводному виконанні це ВНС. Відмінності p-n і p-i-nструктур призводять до відмінності робочого рівня потужності (p-i-n вище) і швидкодії (p-n вище). Відмінність у рівні потужності пояснюється значно більшим обсягом p-i-n-структури (при одній і тій же величині ємності діода обсяг p-i-n-структури на 3-4 порядки більший за обсяг p-n-структури), а менша швидкодія зумовлена накопиченням в *i*-шарі великого заряду неосновних носіїв, час розсмоктування τ_{soc} яких велике. Час розсмоктування у *p-i-n*-діодів з різною товщиною *i*-шару лежить у межах від одиниць до десятків мікросекунд, а у *p-n*-діодів - у межах від одиниць до десятків наносекунд.

Частота, на якій втрати пропускання дорівнюють втратам замикання ($L_{\pi} = L_3$), є критичною частотою діода:

$$f_{\rm kp} = (2\pi C_j \sqrt{R_{\rm 3ak} R_{\rm Big}})^{-1},$$

де $R_{3a\kappa} \sim C_j^2$, $C_j =$ сотни н Φ , $R_{\text{від}} \sim 0.25 R_{3a\kappa}$.

Потужність, що поглинається діодом і розсіюється у вигляді тепла, пов'язана з падаючою на обмежувач середньою НВЧ потужністю *P*_{пад} виразом:

$$P_{\text{pac.}\pi(3)} = 2P_{\text{пад}}(\sqrt{L_{\pi(3)}} \pm 1)/L_{\pi(3)}, \qquad (4.10)$$

де *L*_п — втрати пропускання; *L*₃ — втрати замикання.

Втрати в лінії з паралельно увімкненим діодом:

$$L_{\pi(3)} = [1 + z_0 / (2R_{33\kappa})]^2, \qquad (4.11)$$

де z₀ — хвильовий опір лінії передачі.

У режимі замикання:

$$L_3 = [1 + z_0 / (2R_{\rm Big})]^2. \tag{4.12}$$

Формула (4.11) и (4.12) входить в формулу (4.9).

На рис.4.5 показана електрична схема обмежувача потужності НВЧ.



Рис. 4.5. Електрична схема обмежувача потужності НВЧ

Для підвищення ефективності управління в схему обмежувачів потужності НВЧ вводять додатково змішувальний діод *V3* (рис.4.5), який внаслідок більшої, ніж у *p-i-n-*діодів чутливості до НВЧ потужності, відкривається при меншому рівні падаючої потужності, ніж *p-i-n*-діоди *V1* та *V2*. На рис.4.5 показано паралельне включення діодів до ЧЗДПХ.



Рис. 4.6. Конструкція обмежувача потужності на ЧЗДПХ

На рис. 4.6 показана конструкція обмежувача потужності на ЧЗДПХ, де *a*, *b* – широка та вузька стінки прямокутного хвилеводу; *c*,*d* - геометричні розміри діелектричної пластини щодо широкої та вузької стінки хвилеводу відповідно; *U_o* - керуюча напруга; *V1, V2, V3* - відкриті нелінійні структури. Поперечні геометричні розміри ВНС збігаються з поперечними геометричними розмірами діелектричної пластини.

Як показано в роботі [36] електродинамічний розрахунок обмежувача потужності НВЧ на ЧЗДПХ, конструкція якого показана на рис.4.6 може бути проведений за такою методикою. Обмеження потужності НВЧ здійснюється за заданим рівнем ослаблення сигналу:

$$\mathcal{L} = 20 \lg |T_{11}|,$$

$$|T_{11}|^2 = (1+\hat{y})^2/4\hat{y}^2,$$

$$\hat{y} = 3y_{\text{BHC}} + \left(\frac{1}{N}\right)^2 (y_{01} + y_{02}),$$

де y_{BHC} – нормована провідність ВНС [36]; y₀₁, y₀₂ – нормовані провідності відрізків 1 та 2 ЧЗДПВ відповідно [24].

Коефіцієнт трансформації *N* визначається таким чином:

$$N = 2(N_{\nu 1}^2 + N_{\nu 2}^2 + N_{\nu 3}^2)^{1/2}.$$

Коефіцієнти трансформації стиків:

$$\begin{split} N_{\rm v1} &= N_{\rm v2} = N_{\rm v3} = (N_0^2 + N_k^2)^{1/2}, \\ N_0 &= \int_S \overline{\Im_h} \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} dS, \\ N_k &= \int_S \overline{\Im_h} \bar{\mathcal{E}}_k dS, \\ \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} &= \sqrt{128/ab(64 + q^2 + p^2 + q^2p^2)} \, * \frac{1}{\varkappa_{h_{10}}} * \mathcal{F} \,, \end{split}$$

$$\mathcal{F} = \left\{ \begin{bmatrix} \left(\frac{\pi}{a}\right) \sin \frac{\pi x}{a} - \left(\frac{p\pi}{2a}\right) * \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{3q\pi}{ba}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} * \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \right] \\ - \\ - \left(\frac{3q\pi}{ba}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} + \left(\frac{3qp\pi}{16a}\right) \sin \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \right] \\ \bar{y}^{0} + \\ + \left[\left(\frac{p\pi}{b}\right) \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{2qp\pi}{8b}\right) \cos \frac{3\pi x}{a} \sin \frac{2\pi y}{b} \right] \\ \bar{x}^{0} \right\}, \\ \bar{\varepsilon}_{h30} = \sqrt{128/ab(64 + q^{2} + p^{2} + q^{2}p^{2})} * \frac{1}{x_{h30}} * \mathcal{I}, \quad (4.13) \\ \mathcal{I} = \left\{ \begin{bmatrix} \frac{p\pi}{b} \cos \frac{3\pi}{a} x \sin \frac{2\pi}{b} y - \frac{qp\pi}{16b} \left(\cos \frac{5\pi}{a} x - 2\cos \frac{\pi}{a} \right) \times \sin \frac{2\pi}{b} y \right) \\ \bar{x}^{0} + \left[\frac{3\pi}{a} \times x \sin \frac{3\pi}{a} x - \frac{3p\pi}{2a} \sin \frac{3\pi}{a} x \cos \frac{2\pi}{b} y - \frac{q\pi}{8a} \left(\frac{5}{2} \sin \frac{5\pi}{a} x - \sin \frac{\pi}{a} x \right) \right. \\ + \frac{qp\pi}{16a} \left(\frac{5}{2} \sin \frac{5\pi}{a} x - \sin \frac{\pi}{a} x \right) \times \cos \frac{2\pi}{b} y \right] \\ \bar{y}^{0} \right\}, \\ \bar{\varepsilon}_{h_{50}} = \sqrt{128/ab(64 + q^{2} + p^{2} + q^{2}p^{2})} * \frac{1}{x_{h_{50}}} * K, \\ K = \left[\left(\frac{p\pi}{b}\right) \cos \frac{5\pi}{a} * \sin \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{qp\pi}{8b}\right) K_{1} \sin \frac{2\pi y}{b} \right] \\ \bar{x}^{0} + \\ + \left(\frac{5\pi}{a}\right) \sin \frac{5\pi x}{a} + \left(\frac{qp\pi}{16a}\right) K_{2} \cos \frac{2\pi y}{b} - \frac{qp\pi}{8a} - \left(\frac{5p\pi}{2a} \sin \frac{5\pi}{a} * \cos \frac{2\pi y}{b}\right) \\ K_{1} = \frac{1}{3} \cos \frac{7\pi x}{a} - \frac{1}{2} \cos \frac{3\pi x}{a}, \\ K_{2} = \frac{7}{3} \sin \frac{7\pi x}{a} - \frac{3}{2} \sin \frac{3\pi x}{a}. \end{cases}$$

В якості функції $\bar{\mathcal{E}}_k$ беремо функції $\bar{\mathcal{E}}_{h_{30}}$ та $\bar{\mathcal{E}}_{h_{50}}$.

Координатна функція, що апроксимує поле на стику ЧЗДПХ та ВНС записується наступним чином:

$$\overline{\Im}_{h} = \bar{\mathcal{E}}_{h_{10(\text{BHC})}} + \bar{\mathcal{E}}_{h_{30(\text{BHC})}} + \bar{\mathcal{E}}_{h_{50(\text{BHC})}}.$$
(4.14)

Поперечні електричні векторні власні функції, що входять у формулу (4.14), відрізняються від записаних у формулі (4.13) тим, що у формулах з «ВНС» як критичні хвильові числа або поперечні хвильові числа використовуються хвильові числа ВНС, як хвилевода з нелінійним діелектриком. Помножувачі $\frac{1}{\varkappa_{h_{10}}}, \frac{1}{\varkappa_{h_{30}}}, \frac{1}{\varkappa_{h_{50}}}$ замінюються на $\frac{1}{\varkappa_{H}}$ из [43].

Однак слід враховувати, що величина $\hat{\varkappa}_{\rm H}$ у трьох вище наведених поперечних електичних НВЧ відрізнятиметься значно ефективною діелектричною проникністю [24].

Величини $\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}}, \bar{\mathcal{E}}_{h_{30}}, \bar{\mathcal{E}}_{h_{50}}$ – поперечні електричні векторні власні функції ЧЗДПХ.

Нормована провідність ВНС, при якій настає поріг обмеження:

$$y_{\text{nop.BHC}} = \frac{y_{\text{BHC}}}{y_{\text{BHC}} (4\sqrt{y_{\text{BHC}}} + 1) - 1},$$

де у_{ВНС}— нормована провідність ВНС. Нормування здійснюється хвильовою провідністю ЧЗДПХ.

Ємність закритого діода можна компенсувати такими способами:

1) послідовним включенням індуктивності;

2) послідовним включенням шлейфу [36].

При виборі типу ліній, які можна раціонально використовувати в приймачах комбінованих станціях НВЧ, слід враховувати, що перехід з одного типу лінії на інший збільшує втрати сигналу і звужує смугу частот. Тому необхідна розробка ряду пристроїв із нелінійними елементами на ЧЗДПХ. У тропосферних компонентах комбінованих станцій НВЧ використовуються відносно великі потужності. Тому заходи 1), 2) застосовувати необов'язково.

При різних неоднорідностях (поворотах, стрибках хвильових опорів) виникають вищі типи хвиль, які за резонансного зв'язку збільшують втрати

окремих частотах і створюють фазові спотворення. Для боротьби з цим конструкцію приймального пристрою слід виконувати не резонансні розміри. Якщо розглядати приймач, реалізований на хвилеводах з діелектриком, то приймачі можуть виникати коливання хвиль типу *E* при відкритих входах і виходах. Визначення характеристик цих коливань – складна електродинамічна задача. Приблизно можна вважати, що резонанси хвиль цього типу з'являються при робочій довжині хвилі:

$$\lambda_{\rm pe3} \approx 2D/(L^2 + G^2)^{1/2},$$

 $D = 1/\sqrt{\varepsilon_{\rm e\phi}},$

де G, L — габарити хвилеводного пристрою; $\varepsilon_{e\phi}$ — ефективна діелектрична проникність для основної хвилі.

Відзначимо, що наявність конструктивних неоднорідностей лінії передачі призводить до звуження робочого діапазону частот. Уникнути цього вдається включенням ВНС у пластину ЧЗДПХ. Ланцюг живлення тонких провідників, довжина яких дорівнює непарному числу чвертьхвильових відрізків, що проходить через середину широкої стінки хвилеводу паралельно вузькій стінці має довжину не більше 0,2b і не збільшує коефіцієнт стоячої хвилі пристрою. Вибрана ВНС є елементом з розподіленими параметрами та має електричну міцність практично таку ж, як ЧЗДПХ. Як відомо, електрична міцність ЧЗДПХ вища за електричну міцність порожнистого прямокутного хвилеводу в широкому діапазоні змін параметрів діелектричної пластини [12].

Слід зазначити, що розробка обмежувача потужності на ЧЗДПХ з ВНС не є звичайним схемотехнічним завданням. Конструювання має проводитися, ґрунтуючись на вирішенні ключової задачі по плоскоперечному стику двох хвилеводів: з лінійним та нелінійним діелектриком [43]. Обмежувачі потужності на ЧЗДПХ дозволяють обмежувати великі потужності, у тому числі в тропосферній компоненті комбінованих станцій НВЧ, що не знижує електричної міцності пристрою.

4.3. Вимірювач прохідної потужності та термісторний перетворювач на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах

Зондовий метод являється одним із ефективного методу вимірювання прохідної потужності. Під прохідною потужністю розуміють потужність, що розсіюється в навантаженні лінії передачі. Досліджує вимірювач потужності, що використовує зондовий метод для ЧЗДПХ [60].

Під зондом розуміють пристрій, що містить перетворювач елемент зв'язку. Розміри елемента зв'язку вибирають такими, щоб його вплив на поле в лінії передачі і втрати, що вносяться, були малі. Зонд характеризується коефіцієнтом перетворення та амплітудною характеристикою. За допомогою зондів у хвилеводах вимірюють величину, пропорційну напруженості поля, а потужність, що проходить, визначають за відомими співвідношеннями між напруженістю поля і потужністю, що проходить в навантаження з урахуванням коефіцієнта зв'язку зонда з полем НВЧ.

Для вимірювання прохідної потужності набули поширення зондові пристрої, що є відрізками НВЧ трактів з вмонтованими в них на певній відстані один від одного зондами. Зонди, як правило, калібрують за відомою потужністю, що розсіюється узгодженим навантаженням. Оскільки зонди реагують на розподіл поля вздовж хвилеводу, то при реальних навантаженнях виникає похибка у вимірі прохідної потужності, обумовлена появою стоячої хвилі в лінії передачі. Це похибка неузгодженості.

Похибка неузгодженості залежить від числа зондів, місця їх розташування щодо навантаження, електричної відстані між ними, модуля та фази коефіцієнта відображення навантаження. Якщо ці параметри відомі, можна ввести виправлення до показань вимірювального пристрою. Це, безперечно, ускладнює процес вимірювання. На практиці найчастіше обмежуються визначенням максимального значення похибки неузгодженості.

Найменша похибка неузгодженості виникає при використанні двозондового пристрою. Якщо зонди розташовані один від одного на відстані Л/4, то похибка неузгодженості на цій довжині хвилі не залежить від місця розташування зондів відносно навантаження:

$$\delta_{\text{Hey3rog}} = [2|\Gamma_{\text{H}}|^2/(1-|\Gamma_{\text{H}}|^2)].$$

Це дає можливість вводити виправлення, знаючи модуль коефіцієнта відображення навантаження.

При використанні двозондового пристрою у смузі частот $\pm \Delta_{n}$ та введення поправки на середній частоті максимальне значення похибки неузгодженості у смузі частот Δ_{n} для хвилеводної системи на ЧЗДПХ складе:

$$\delta_{\text{неузгод max}} = \pm \left\{ \frac{2|\Gamma_{\text{H}}|\cos\left[\pi \frac{\Lambda_{max}}{\Lambda_{min}}/(1 + \frac{\Lambda_{max}}{\Lambda_{min}})\right]}{1 - |\Gamma_{\text{H}}|^2} \right\},$$
$$\Lambda = \frac{2\pi}{\beta}. [24].$$

Вводячи поправку, слід пам'ятати, що при цьому виникає похибка, зумовлена неточністю виміру |Г_н|.

При аналізі двозондової системи передбачалося, що зв'язок зондів з лінією передачі однакова і характеристики перетворювачів ідентичні. Однак на практиці ці умови здійснити складно у діапазоні частот хвилеводу. Завдання полегшується, якщо хвилевід частково заповнити діелектриком.



Одним із способів зменшення похибки неузгодженості під час роботи в смузі частот є використання системи $N_{3агал}$ зондів у вигляді нееквідистантно розташованих ґрат з відстанями між ними, що задаються корінням полінома Чебишева (рис. 4.7):

$$L_{k} = \Lambda/4 \left[1 + x_{k} \left(\frac{\Lambda_{max}}{\Lambda_{min}} - 1 \right) / \left(\frac{\Lambda_{max}}{\Lambda_{min}} + 1 \right) \right],$$

де L_k – відстань між першим зондом і k-ой ґратой; $x_k - k$ -й корінь полінома Чебишева n- й степені; n – число ґрат; Λ – хвилеводна довжина хвилі.

Число зондів в k-ой ґраті $N_k = 2^{k-1}$. Загальна кількість зондів у всіх ґратах $N_{3агал} = 2^n$. Зонди розташовують у ґратах виходячи з умов $2^{n-1} < m \le 2^n$, де m – порядковий номер зонда.

В табл. 4.5 наведено розрахункові значення максимальної похибки неузгодженості для двох зондових пристроїв на ЧЗДПХ (хвилевод 23×10 мм діелектрична пластина c = a/4, d = 0.8b).

Γ ₁₁	$\delta_{ m Hey3rodmax}$				
1 11	Хвилевод з нееквідистантно розташованих двома				
	ґратами				
	Порожній хвилевод	ЧЗДПХ			
0,05	0,9	0,4			
0,1	2,8	0,8			
0,05	0,5	0,1			
0,1	2,0	0,2			
0,05	0,75	0,25			
0,1	2,45	0,45			

Таблиця 4.5. Розрахункові значення максимальної похибки неузгодженості для двох зондових пристроїв на ЧЗДПХ

Зазначимо, що у ЧЗДПХ похибка неузгодженості значно зменшується порівняно з порожнім хвилеводом.

Аналогічний результат при дослідженні хвилеводного маємо термісторного перетворювача, який представляє відрізок ЧЗДПХ i3 включеними на кінці термочутливими елементами. Плавні переходи на ЧЗДПХ досліджено у роботі [24]. Вважаємо, що хвилеводний перехід утворюється монотонно розширюється від джерела збудження ЧЗДПХ з діелектриком, що не стосується стін прямокутного хвилеводу і не змінює значення діелектричної проникності. У кожному з узгоджених ЧЗДПХ поширюється хвиля лише основного типу. Такий хвилеводний перехід, як відрізок нерегулярного хвилеводу, представимо у вигляді еквівалентного чотириполюсника. Вхідний власний коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$ та *КСХ*, які є зовнішніми параметрами переходу, знайдемо через функцію місцевих відображень N(z):

$$\begin{aligned} \operatorname{KCX} &= (1+|S_{11}|)/(1-|S_{11}|), \\ S_{11} &= \int_0^l N(z) \exp\left(2j \int_0^l \sqrt{k_0^2 \varepsilon(z) - x^2} dz\right), \\ N(z) &= (1/2) \left\lfloor (1/x^2) \oint_L \left(\tilde{c} \widetilde{\Psi}/l\right)^2 tg\varphi dl - d \left(\ln \sqrt{k_0^2 \varepsilon(z) - x^2}/dz\right) \right\rfloor, \end{aligned}$$

де $k_0 = 2\pi/\lambda$, $x = 2\pi/\lambda_{KP}$; λ - довжина хвилі у вільному просторі; λ_{KP} критична довжина хвилі; l - довжина хвилеводного переходу; z - поздовжня координата; L - контур поперечного перерізу ЧЗДПХ; $\tilde{\Psi}_h$ - власна скалярна функція ЧЗДПХ змінного перерізу для основної хвилі, φ - кут розкриття (кут між нормаллю до бічної поверхні хвилеводу і нормаллю до контуру поперечного перерізу хвилеводу); $\varepsilon(z)$ - функція, що визначає залежність діелектричної проникності від поздовжньої координати. Власну скалярну функцію $\tilde{\Psi}_h$, представимо у вигляді: $\tilde{\Psi}_h \approx U_h \Psi_h$, де U_h - амплітудний коефіцієнт; Ψ_h - власна скалярна функція регулярного ЧЗДПХ для основної хвилі.

Для прямолінійного переходу, що утворений розширенням ЧЗДПХ в *Е*-площині амплітудні коефіцієнти мають вираз через функції Ейрі:

$$U_h = (1/kz) \sqrt[4]{-t\varphi^2 z} [Au(t) + Bv(t)]$$

де u(t), v(t) - функції Ейрі; $A = \sqrt{\pi}/3^{2/3} \Gamma(2/3)$; $B = \sqrt{\pi}/3^{1/3} \Gamma(1/3)$; Ггамма – функція. Використання двох лінійно незалежних рішень пояснюється тим, що при негативних значеннях аргументу функції Ейрі мають коливальний характер, що відповідає галузі поширення хвиль. Зазначимо, що функції Ейрі від негативного аргументу виражаються через більш використовувані функції Бесселя першого роду порядку 1/3 та – 1/3 від речового аргументу, або через функції Бесселя першого та другого роду порядку 1/3 від речового аргументу. Для прямолінійного переходу, що утворений розширенням ЧЗДПХ в *Н*площині амплітудні коефіцієнти мають вираз через вироджену гіпергеометричну функцію:

$$U_h = z^{-1/2} exp(-s_1 z/2)_1 F_1\left(\frac{4s_2^2 + s_1^2}{16k\sqrt{\varphi_1\varphi_2}}, \frac{1}{4}, -k\sqrt{\varphi_1\varphi_2}z^2\right)$$

Цей результат важливий для практики, оскільки переходи між ЧЗДПХ, зазвичай, мають пірамідальний характер. Переваги рішень, отриманих через функції Ейрі та вироджену гіпергеометричну функцію полягають у тому, що при обчисленнях можна скористатися значеннями та графіками цих функцій.



Рис. 4.8. Залежність КСХ від постійного поширення у основної хвилі ЧЗДПХ

$$U_{h} = z^{-1} exp\left(-\frac{z}{2}\right)_{1} 1F_{1}\left(-\frac{1}{2}k\sqrt{\varphi}, -x, 2k\sqrt{\varphi}expz\right).$$

Результати чисельних розрахунків переходів з використанням отриманих виразів для U_h представлені графічно у вигляді залежностей *КСХ* від постійного поширення у основної хвилі ЧЗДПХ. На рис. 4.8 криві 1,2

побудовані для прямолінійного переходу, утвореного розширенням ЧЗДПХ в *Е*-площині, а криві *3,4* для прямолінійного переходу, утвореного розширенням ЧЗДПХ в *Н*-площині.

Криві 1,3 на рис.4.8 побудовані для $\varphi = \pi/6$, а криві 2,4 – для $\varphi = \pi/3$. Аналіз отриманих результатів показує, що найкращий *КСХ* має перехід, утворений розширенням ЧЗДПХ в *E* - площині з експонентною залежністю $\varepsilon(z)$. Аналогічний перехід із квадратичною залежністю $\varepsilon(z)$ має також низьке значення *КСХ*, але у вужчому діапазоні хвиль порівняно з попереднім.

Для всіх досліджених переходів *КСХ* при зменшенні кута розкриття зменшується у всьому робочому діапазоні хвиль.

За допомогою плавних переходів на ЧЗДПХ досягається можливість зменшення *КСХ* не тільки як підбором форми бічної поверхні хвилеводу, а й зміною поздовжнього профілю діелектрика [61].



Рис.4.9. Конструкція термісторного перетворювача на ЧЗДПХ 1 – відрізок ЧЗДПХ; 2 – термісторна вставка; 3 – короткозамикач; 4 – контакт; 5 – діелектрична вставка.

До переходу на ЧЗДПХ за допомогою короткозамикача 3 притискається термісторна вставка 2. У зазорі вставки монтується робочий термістор. Один вихід термістора припаюють до корпусу вставки, другий – до контакту 4, що

утворює з гребенем корпусу вставки ємності C_{κ} , таку, що опір струмам НВЧ мало порівняно з опором термістора. Завдяки такій конструкції вставки можливе включення термістора у ланцюг НВЧ та схему моста постійного струму. Короткозамикач має камеру, конфігурація якої забезпечує гарне узгодження перетворювача з трактом. Тонкостінний корпус плавного переходу на ЧЗДПХ, виготовлений гальванічним нарощуванням, опресований пластмасою, що забезпечує достатню теплову розв'язку між входом перетворювача та вставками. Перетворювач укладений у пластмасовий кожух, який захищає вставки від механічних впливів та різких короткочасних змін температури навколишнього середовища [62].

Для вимірювання потужності в діапазоні частот 37,5 ... 78,33 ГГц застосовують перетворювачі з термісторами циліндричної форми, що мають жорсткі допуски на довжину та діаметр. Робочий термістор монтується безпосередньо на кінці хвилеводного плавного переходу. Через малі розміри хвилеводу частина робочого тіла термістора розташовується в зазорі між гребнями хвилеводу, а частина – у втулці, утворюючи короткозамкнутий коаксіальний відрізок. Втулка ізольована від корпусу слюдяною прокладкою, що забезпечує включення термістора до схеми моста постійного струму. На корпусі хвилеводу у безпосередній близькості від робочого термістора розміщується термокомпенсаційний термістор.

Як правило, термісторні перетворювачі є виносними та приєднуються до вимірювальних блоків.

Опір термістора на постійному струмі для хвилеводних перетворювачів може суттєво відрізнятися від повного опору НВЧ, особливо на частотах вище 5 ГГц. У зв'язку з цим для досягнення узгодження робочий опір термістора доводиться встановлювати відмінним від характеристичного опору лінії передачі.

Як було зазначено, в термісторних перетворювачах має місце нееквівалентність заміщення НВЧ потужності потужністю постійного струму, обумовлена:

 – різним розподілом НВЧ потужності та замінної потужності в робочому тілі термістора та його виходах;

втратами НВЧ потужності в роз'ємах та відрізки передаючої лінії,
 втратами на випромінювання;

- дією термо-ЕРС, що виникає під час розігріву термістора.

Відзначимо, що існує ще одне джерело нееквівалентності заміщення, властиве лише перетворювачем з двома термочутливими елементами і зумовлене не ідентичності характеристик елементів. Нееквівалентність заміщення залежно від діапазону частот та рівня вимірюваної НВЧ потужності може бути великою, і при вимірах її необхідно враховувати.

Відзначимо перевагу таких перетворювачів: широкий робочий діапазон частот; порівняно висока чутливість; задовільна точність виміру. Із недоліків – малий динамічний діапазон.

Висновки до розділу 4

1. Розроблено пристрій, що може регулювати великі потужності НВЧ в передавальному тракті радіотехнічних систем. Призначення даного пристрою полягає в тому, щоб забезпечити постійність вихідної потужності передавача НВЧ, або постійність потужності на виході передавача НВЧ. Регулюючим елементом є напівпровідникова структура відкритого типу, що включена в діелектричну пластину ЧЗДПХ. Досліджено варіант включення ВНС до резонансної діафрагми, що розміщена в ЧЗДПХ. Наведена еквівалентна схема розробленого пристрою. Отримані чисельні результати залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття від нормованої активної складової провідності ВНС при постійній реактивній складовій провідності ВНС і від реактивної складової провідності ВНС при постійній активній складовій провідності ВНС. Ці чисельні результати свідчать про рівномірність регулювання потужності НВЧ в робочому діапазоні частот. Точність регулювання потужності досягає сотень мВт при передаванні потужності в сотні Вт. Нерівномірність регулювання потужності не перевищує величини 0,1 відносно рівня передаваємої потужності НВЧ в 30% робочої полоси частот. Записані умови максимального і мінімального послаблення, яке вносяться пристроєм, що регулює потужність НВЧ. Визначена реактивна провідність стику ЧЗДПХ з відрізком прямокутного хвилеводу з ВНС через суму реактивних провідностей місцевих полів. Врахування провідності стику дозволяє збільшити точність розрахунку активної та реактивної провідності нелінійного елемента в резонансній діафрагмі. З таблиць 4.3 та 4.4 видно, що, при врахуванні реактивної провідності плоско-поперечного стику хвилеводів, значення максимального і мінімального послаблення, наприклад при активній провідності $g_{\rm BHC} = 4$ збільшується фіксованій на ~10%. Особливістю розрахунку є те, що вирази для власних векторних функцій та коефіцієнтів трансформації отримані в явному вигляді, при цьому власні векторні функції ЧЗДПХ виражені через функції Матьє. Розроблена конструкція дозволяє збільшити швидкодію пристрою на 12%, так як відсутні елементи, які компенсують реактивність ВНС, ланцюги управління виведені через невипромінюючі щілини в широких стінках хвилеводу, а їх лінійних розмір в каналі прямокутного хвилеводу складає < ~0,2b. Реалізація напівпровідникового елемента у вигляді ВНС дозволяє мати коефіцієнт стоячої хвилі ≥1,1.

2. Розроблено обмежувач потужності НВЧ на ЧЗДПХ, який дозволяє обмежувати великі потужності, у тому числі в тропосферній компоненті комбінованих станцій НВЧ, що не знижує електричної міцності пристрою. Включення ВНС у діелектричну пластину прямокутного хвилеводу дозволяє зменшити конструктивні неоднорідності лінії передачі та уникнути звуження робочого діапазону частот. Гранична потужність таких обмежувачів становить одиниці кВт. Розглянута електрична схема обмежувача потужності НВЧ з паралельним включенням напівпровідникових діодів у вигляді ВНС в ЧЗДПХ. Надана конструкція обмежувача потужності на ЧЗДПХ, в якому поперечні геометричні розміри ВНС збігаються з поперечними геометричними розмірами діелектричної пластини. Наведена формула для визначення

обмеження потужності НВЧ. Координатна функція, що апроксимує поле на плоско-поперечному стику діелектричної пластини і ВНС в ЧЗДПХ, виражена через функції Матьє. Використання виразу (4.13) забезпечує точність розрахунків в межах 3%. Надана формула визначення значення нормованої провідності ВНС при якій настає поріг обмеження. Вибір координатної функції та власних векторних функцій, що виражені через функції Матьє дозволяють забезпечити точність порогу обмеження до сотень мВт при потужностях сотні Вт ... одиниці кВт.

3. Результати чисельних розрахунків переходів з використанням отриманих виразів для U_h представлені графічно у вигляді залежностей *КСХ* від постійного поширення у основної хвилі ЧЗДПХ. На рис. 4.8 криві 1,2 побудовані для прямолінійного переходу, утвореного розширенням ЧЗДПХ в *E*-площині, а криві 3,4 для прямолінійного переходу, утвореного розширенням ЧЗДПХ в *H*-площині. Криві 1,3 на рис.4.8 побудовані для $\varphi = \pi/6$, а криві 2,4 – для $\varphi = \pi/3$,. Аналіз отриманих результатів показує, що найкращий *КСХ* має перехід, утворений розширенням ЧЗДПХ в *E* - площині з експонентною залежністю. Аналогічний перехід із квадратичною залежністю має також низьке значення *КСХ*, але у вужчому діапазоні хвиль порівняно з попереднім. Для всіх досліджених переходів *КСХ* при зменшенні кута розкриття зменшується у всьому робочому діапазоні хвиль. За допомогою плавних переходів на ЧЗДПХ досягається можливість зменшення *КСХ* не тільки як підбором форми бічної поверхні хвилеводу, а й зміною поздовжнього профілю діелектрика.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ

1. Проаналізовано стан та розвиток наземних мобільних комбінованих радіотехнічних систем НВЧ. Запропоновано створення нової комбінованої станції - МЦТрІС. Іоносферна компонента такої станції використовує штучні іонізовані неоднорідності, що утворюються в іоносфері. Такі штучні іоносферні неоднорідності дозволяють забезпечувати покриття сигналом території в тис.км². Науково обґрунтовано можливість забезпечення прийому сигналів на таких по площі територіях, що важливо для тимчасово окупованих територій.

2. Розроблено і досліджено конструкцію вібраторної антенної решітки для іоносферної компоненти МЦТрІС. При виборі типу антени для МЦТрІС взято до уваги такі основні характеристики, як широкосмуговість, коефіцієнт корисної дії, ефективність прийому при малих кутах місця, надійність і простота конструкції. Показано два варіанти конструкції вібраторної антенної решітки для МЦТрІС. Вибрано варіант конструкції антенної решітки з горизонтальними вібраторами.

3. Проведено аналіз ліній передач НВЧ та визначено, що найкращими за електричною міцністю та діапазонними властивостями є частково заповнені прямокутні хвилеводи. З проведеного аналізу випливає, що найбільш повною вимогою відповідають НВЧ тракти на ЧЗДПХ. Тому основою НВЧ трактів техніки багатоканального радіозв'язку може бути ЧЗДПХ, діелектрична пластина якого не торкається стінок хвилеводу. Перспективні НВЧ тракти радіотехнічних систем на ЧЗДПХ включають велику різноманітність активних і пасивних пристроїв НВЧ. Плоско-поперечний стик цих хвилеводів досліджено при різних геометричних розмірах діелектричних брусків і їх відносних діелектричних проникностей. Ha стику ЛВОХ хвилеволів змінювалися не тільки геометричні розміри діелектричних брусків вздовж широкої і вузької стінок хвилеводу, а й їх відносна діелектрична проникність. Точність результатів коефіцієнта відбиття чисельних модуля від досліджуваного плоско-поперечного стику отримані при врахуванні чотирьох вищих типів хвиль приблизно на 7% вище ніж при врахуванні тільки двох вищих типів хвиль. Розрахунки показують, що ще більше збільшення числа вищих типів хвиль практично не відображається на точності обчислень.

4. Досліджено ймовірність помилки у випадку неточного оцінювання імпульсної характеристики багатопроменевого каналу. Наведені формули для розрахунків інтегралів ймовірності. Проведено дослідження впливу точності оцінки компонентів вектора імпульсної характеристики на ймовірність помилки у двопроменевому каналі з постійними параметрами. Отримані результати дослідження впливу моделі каналу зв'язку на ймовірність помилки при різних моделях каналу зв'язку для модуляції 8PSK та величині відношення сигнал/шум 8 дБ. При «погіршенні» виду імпульсної характеристики каналу зниження характеристики ймовірності помилки через помилки оцінки починається при менших значеннях помилок. Отримані результати дослідження ймовірності помилки сигналів **8PSK** та 64QAM В однопроменевому каналі з релеєвськими завмираннями.

5. Досліджено варіанти побудови імітаторів швидких, повільних та тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. В імітаторі швидких розроблено завмирань пристрої, ЩО генеруює процес 3 чотирьохпараметричним законом розподілу амплітуди і фаз сигналу та що автоматично управляє змінами параметрів цього закону та облаштування перенесення сформованих завмирань на досліджуваний сигнал. Описана структурна схема імітатора повільних завмирань. Розроблено імітатор багатопроменевих сигналів, що дозволив об'єднати можливість аналізу хвиль з лінійною, круговою та еліптичною поляризацією. Імітатор включає поляризатор на секторному хвилеводі з діелектричною пластиною та має перевагу перед відомим поляризатором на круглому хвилеводі в досягнені меншого на 3...5% значення КСХ у хвилеводному тракті. Відповідно до математичної моделі багатопроменевого каналу запропоновано імітатор, що

дозволяє дослідити реальні іоносферні та тропосферні системи та моделювати спотворення радіосигналів при їх поширенні через траси великої протяжності.

6. Проведено дослідження стану розробки пристроїв для широкосмугових антенно-фідерних трактів високої електричної міцності. В третьому розділі дисертації розроблено комутаційний фазообертач на ЧЗДПХ; перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповненому діелектриком; фазо-частотний пристрій на ЧЗДПХ. Розроблені пристрої мають смугу пропускання до 45% та розв'язки на центральній частоті більше 30дБ.

7. В роботі розвинуто метод власних функцій, як метод теоретичного дослідження пристроїв на ЧЗДПХ. В якості координатної функції, що апроксимує поле на плоско-поперечному стику ЧЗДПХ використовується комбінація поперечних електричних власних векторних функцій основної хвилі квазі- H_{10} та хвиль квазі- H_{m0} . Ці функції записуються через функції Матьє. В роботі досліджено точність отриманих результатів в залежності від кількості членів ряду в якій розкладуються функції Матьє. При вирішені внутрішніх задач електродинаміки в дисертації застосовано апарат спеціальних функцій математичної фізики таких як функції Ейрі, функції Бесселя виражена гіпергеометрична функція.

8. Розроблено методику розрахунків пристроїв з нелінійними елементами антенно-фідерного НВЧ, забезпечити для тракту ЩО дозволяє широкосмуговість та електричну міцність таких трактів в мобільних комбінованих радіотехнічних системах НВЧ. В четвертому розділі дисертації потужності на ЧЗДХ; обмежувач розроблено пристрої регулювання потужності на ЧЗДПХ; вимірювач прохідної потужності на ЧЗДПХ. Розроблені пристрої можуть використовуватися в передавальних трактах з великою потужність НВЧ комбінованих радіотехнічних систем. Ці пристрої містять відкриті нелінійні структури. Методика розрахунку даних пристроїв базується на використанні методу власних функцій та функцій Матьє. Власні векторні функції ЧЗДПХ на яких базуються ці пристрої мають аналітичний

вигляд та записані в явному виді. Це дозволяє контролювати точність розрахунків.

9. В роботі надані рекомендації щодо розрахунків складних хвилеводних пристроїв з нелінійними елементами та приклади вибору координатих функцій, що апроксимує поле на плоско-поперечному стику ЧЗДПХ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Іоносферний зв'язок з використанням штучних іонізованих неоднорідностей. Системи управління, навігації та зв'язку, 2022. №2 (68). – С.124-128.

2. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. - М.: Наука, 1967.

3. Алимов В. А., Ерухимов Л. М. // Изв. ВУЗов. Радиофизика, 1995, т. 38, №12. - С. 1227-1235.

4. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. - М.: Наука, 2009.

5. Почерняев В.Н. Состояние и направления развития мобильных цифровых радиорелейных систем/ В.Н. Почерняев, В.С. Повхлеб // Озброєння і військова техніка, 2018. - №1(53). -С.183-188.

6. Почерняев В.Н. Состояние и направления развития мобильных цифровых тропосферных систем связи/ В.Н.Почерняев, В.С. Повхлеб // Озброєння і військова техніка, 2018. - №2(54). -С.51-60.

7. [Електронний ресурс]//–Режим доступу:https://www.comsoc.org/publications/magazines/ieee-communications-standards-magazine/cfp/wireless-and-radio-communications

8. [Електронний ресурс]//–Режим доступу:https://milcom2021.milcom.org/technical-program/plenary-panels

9. [Електронний ресурс] // – Режим доступу: <u>https://globecom2021.ieee-</u> globecom.org/program/industry-panels#ipa-05

10. Кисунько Г.В. Электродинамика полых систем / Г.В. Кисунько. – Л:ВАС, 1949. – 426с.

Машковцев Б.М. Теория волноводов / Б.М. Машковцев, К.Н. Цибизов,
 Б.Ф. Емелин. – М:Наука, 1966. – 351с.

12. Почерняєв В.Н., Цибизов К.Н. Теория сложных волноводов. – Киев: Науковий світ, 2003. – 224с.

13. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Широкосмуговий узгоджувальний трансформатор для антенної системи іоносферної станції зв'язку. *Scientific trends and trends in the context of globalization*: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Умео, Швеція 19-20 серпня, 2022р.). Швеція, 2022. – С.359-363.

14. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток. Москва: Радио и связь, 1994. – 412с.

15. Почерняєв В.М., Зайченко В.В. Боротьба з міжсимвольною інтерференцією за допомогою еквалайзерів та ортогонального часового мультиплексування// Системи управління, навігації та зв'язку, №4(56), 2019. – С.141-145

16. Почерняєв В.М., Зайченко В.В., Повхліб В.С. Система управління, контролю та діагностики для комбінованої радіотехнічної системи // Системи управління, навігації та зв'язку,№2 (64), 2021. – С. 161-165.

17. Почерняев В.Н., Зайченко В.В. Применение эквалайзеров для устранения межсимвольной интерференции в тропосферных каналах связи// Научные труды Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова, 2019. - №1. – С.39-47.

18. Волков Л.И., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. Учебное пособие. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 392 с.: ил. — ISBN: 5-88405-071-2.

19. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. - М. : Радио и связь, 2000. - 800 с. - ISBN 5-256-01434-Х.

20. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. В. 3 т. Т.2. Специальные функции – 2-е изд., исправ. – М.:ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 664с. – ISBN 5-9221-0324-5.

21. Коган Н.Л., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н. Сложные волноводные системы.-Л.:Судпромгиз,1963.-356 с.

22. Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф. Теория волноводов. – М.:Наука, 1966. – 351с.

 23. Почерняев В.Н., Скрыпник Л.В. Фазовые постоянные частично заполненных цилиндрических волноводов. Радиоэлектроника, 1996. №11. С.67–70.

24. Почерняев В.Н. Устройства на частично заполненных диэлектриком волноводах. – Киев: УКНИПСК, 2000. – 224с.

25. Почерняєв В. М., Повхліб В. С., Зайченко В. В. Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція, Патент України, заявл. 23.09.17, рішення на видачу патенту на винахід від 23.09.2019 №21741/3А/19, реєстраійний номер заявки а 2017 08722.

26. Почерняев В. Н. Борьба с замираниями сигнала в мобильных системах связи, Зв'язок, № 7, 2004.- С.34-36.

27. Почерняев В.Н., Повхлеб В.С., Зайченко В.В. Экспериментальное исследование устойчивости системы управления мобильной цифровой тропосферно-радиорелейной станцией при воздействии различных мешающих сигналов//Системи управління, навігації та зв'язку,№5,2017.- С. 146-153.

28. Патент №112217 Україна. С2. Мобільна цифрова тропосфернорадіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С.; заявл. 12.09.2014; опубл. 10.08.2016 // Бюл.№ 15.

29. Патент №120288 Україна. Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С., Зайченко В.В.; заявл. 29.08.2017; опублік. 11.11.2019 // Бюл.№ 21.

30. Sudhakar Rao. Phased Array Antennas For Aircraft Applications/ Sudhakar Rao, Ameesh Pandya, Calen Ostroot// IEEE Indian Conference on Antennas and Propogation (InCAP), 2018.

31. Sergei Maltsev. Technique for Tuning a Phased Array Antenna of Airborne Radars of Small-Sized Aircrafts /Sergei Maltsev, Mykola Shcherbakov, Oleh Voitovych, Ganna Veselovska-Maiboroda, Sergei Labazov, Anna Linkova//IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW),2020.

32. Kamil Yavuz Kapusuz. Low-profile scalable phased array antenna at Ku-band for mobile satellite communications/Kamil Yavuz Kapusuz, Yakup Şen,Metehan Bulut, İlter Karadede, Uğur Oğuz// IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), 2016.

33. Y.C. Mark Tan. 64-Elements mmWave Detachable Phased Array Antenna for 5G 26GHz Band/Y.C. Mark Tan; NG Guan Hong// IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020.

34. Enrico Tolin. Phase Shifters Design for Scan Range Extension of Rotman Lens Beamforming Based Antenna Arrays/ Enrico Tolin,Francesca Vipiana,Oliver Litschke, Simona Bruni// IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018.

35. Лозяной В.И. Расчет фазовращателя на основе щелевого моста / Лозяной В.И., Прохода И.Г., Прудкий В.П., Рябчий В.Д. //Радиэлетроника, 1983, №2, С.95-96 (Изв. высш. учебн. заведений)

36. Pochernyaev V., Syvkova N. Broadband switch on partially filled by dielectric rectangular waveguide // The scientific heritage ISSN 9215 – 0365, 2021. – VOL 1. – N_{2} 60(60). – PP.49 52.

37. Sotner R., Jerabek J., Langhammer L., Polak L., Jaikla W., Prommee P.
Operational Frequency Bandwidth Rescalable Implementations of Constant Phase
Devices // 29th International Conference Radioelektronika
(RADIOELEKTRONIKA), Pardubice, Czech Republic, 16-18 April 2019. - pp.1-6.

38. Meifang Cai. Optimization Algorithm and Realization of the Phase Frequency Characteristics of Passive Network / 6th International Conference on Electronic, Mechanical, Information and Management, 2016. – pp. 1190-1193.

39. Xiaobin Cao, Zhongmei Li, Shiwei Yao. Analysis on the Phase Frequency Characteristic of Soil Impedance // Energy and Power Engineerin, 2018. - Vol.10. -No.04. - 8p. 40. Tianjun Liu, Hua Chen, Qusen Chen, Weiping Jiang, Denis Laurichesse, Xiangdong An & Tao Geng. Characteristics of phase bias from CNES and its application in multi-frequency and multi-GNSS precise point positioning with ambiguity resolution // GPS Solut 25, 58 (2021).

41. Congshan Li, Ping He. Fault-location method for HVDC transmission lines based on phase frequency characteristics // IET Generation, Transmission & Distribution, 2018. – Volume 12. - №4. - pp.912-916.

42. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М. Пристрій управління потужністю НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі // Вісник Університету «Україна». – 2020. – № 2.

43. Почерняєв В.М. Зовнішні параметри з'єднання прямокутного хвилевода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвилеводом, частково заповненим нелінійним діелектриком / Почерняєв В.М., Сивкова Н.М. // Вісник Університету «Україна». – Київ, 2020. - №1 (24). – С.100-105.

44. Почерняев В.Н., Повхлеб В.С. Мобильная цифровая станция СВЧ диапазона двойного назначения // Наукові праці ОНАЗ ім.О.С.Попова. – 2014. – №2. – С. 76-82.

45. Почерняев В.Н. Размышляя о телекоммуникациях ... : сборник статей. – Киев: Внешторгиздат, 2007. – 101с.

46. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Пристрій регулювання потужністю НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2 (02). – С. 161-171.

47. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповнений діелектриком // «The scientific heritage» ISSN 9215 – 0365, VOL 1, № 84 (84), 2022. – С. 53-57.

48. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Обмежувач потужності НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №1. – С.90-101.

49. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Switch-filter on a rectangular waveguide partially filled by dielectric // Informatyka, Automatyka, Pomiary W Gospodarce I Ochronie Środowiska, 2022. - №12(3), p.8-11.

50. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №4 (70), 2022.- С.158-161.

51. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Вібраторна антенна решітка для мобільної цифрової іоносферної станції // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2. – С.50-58.

52. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №1 (71), 2023. – С.171-176.

53. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Error Probability of a Multipath Communication Channel With Inaccurate Estimation of the Impulse Characteristic of Such Channel// Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia, 2023.- (92), pp. 23-27.

54. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2023. - №1(05). – С.20-25.

55. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Імітатор повільних завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Concepts for the development of society's scientific potential: матеріали II міжнарод. наук.-прак. конф.(Прага, Чехія 19-20 травня, 2022р.). Чехія, 2022. – С.340-343.

56. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Оцінка подібності імітатора реальними іоносферними і тропосферними каналами. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали Ш міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія, 27 травня 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С. 369-370. 57. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Theory and practice of science: key aspects: матеріали VI міжнарод. наук.-прак. конф. (Рим, Італія, 19-20 червня, 2022р.). Італія, 2022. – С. 459-461.

58. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Особливості імітаторів каналів зв'язку. Scientific goals and purposes in XXI century: матеріали III міжнарод. наук.-прак. конф.(Сіетл, США, 19-20 липня, 2022р.). США, 2022. – С.320-326.

59. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор швидких завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. An integrated approach to science modernization: methods, models and multidisciplinarity: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 26 серпня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.178-180.

60. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Термісторний перетворювач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 30 вересня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.84-85.

61. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Вимірювач прохідної потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Globalization of scientific knowledge: international cooperation and integration of sciences: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 28 жовтня, 2022р.).Україна – Австрія, 2022. – С.102-104.

62. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Коаксіальний термісторний перетворювач для вимірювання поглинаючої потужності. Science of postindustrial society: globalization and transformation processes: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 25 листопада, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.164-166.

63. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Парціальні діаграми спрямованості дугових антенних решіток з діелектриком. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали V міжнарод.

наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 17 лютого, 2023р.). Україна – Австрія, 2023. – С. 282-283.

64. Патент №127524 Україна. Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція / Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Повхліб В.С., Магомедова М.С. // заяв.07.07.2021; опублік. 20.09.2023

додатки

1. Акт реалізації результатів дисертаційної роботи при виконанні	1 стор.
робіт по розробці багатофункціональних НВЧ пристроїв та	
НВЧ модулей для обладнання радіорелейного зв'язку,	
телевізійного мовлення та цифрових систем передачі	
середнього радіуса дії.	
2. Акт впровадження результатів дисертаційного дослідження в	1 стор.
навчальний процес кафедри «Мобільних та	
відеоінформаційних технологій» Державного університету	
інформаційно-комунікаційних технологій	
3. Акт впровадження результатів дисертаційного дослідження в	1 стор.
навчальний процес циклової комісії «Кібербезпеки,	
телекомунікацій та радіотехніки» Київського фахового	
коледжу зв'язку.	
4. Акт впровадження результатів дисертаційного дослідження в	1 стор.
навчальний процес кафедри «Телекомунікаційних та	
радіоелектронних систем» Національного авіаційного	
університету	
5. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості	3 стор.
про апробацію результатів дисертації.	
ЗАТВЕРДЖУЮ Директор СП «Інститут електроніки та зв'язку Української академії наук національного прогресу» KPaina се Теодор НАРИТНИК HCTRIS TA 3B 73KV YEPAIHCSEOI ARAZEMII «12» 09 2023p. наук національного прогресу фікаціяний 123837 V 3 H АКТ

реалізації результатів дисертаційної роботи Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції»

Результати наукового дослідження, що отримані Магомедовою Марією Сергіївною у дисертаційній роботі «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції» використані при виконанні робіт по розробці багатофункціональних НВЧ пристроїв та НВЧ модулей для перспективних засобів наземних телекомунікаційних систем включаючи комбіновані радіотехнічні системи НВЧ. Результати, висновки та рекомендації даної дисертаційної роботи можуть використовуватися при розробці (модернізації) сучасних засобів метрових, дециметрових, сантиметрових та міліметрових довжин хвиль.

Технічний директор

Богдан СОКУЛЬСЬКИЙ

Провідний науковий співробітник

Олексій ЛУТЧАК

ЗАТВЕРДЖУЮ



про впровадження результатів дисертаційного дослідження Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції»

Комісія у складі:

голова – директор Навчально-наукового інституту телекомунікацій, кандидат технічних наук, доцент Кравченко В.І.; члени комісії – завідувач кафедри мобільних та відеоінформаційних технологій, кандидата технічних наук, доцент Руденко Н.В.; завідувач кафедри інженерії програмного забезпечення автоматизованих систем, доктор технічних наук, професор Сторчак К.П.

склали даний Акт про те, що результати дисертаційної роботи Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції» впроваджені в навчальний процес кафедри мобільних та відеоінформаційних технологій Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій

Зокрема, матеріали дисертації увійшли до складу лекційних та практичних занять дисциплін «Системи зв'язку і навігації» та «Супутникові та радіорелейні системи передачі», які викладаються за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка», а також при підготовці бакалаврських робіт.

Голова комісії

Директор ННІТ, кандидат технічних наук, доцент

Члени комісії

Зав. кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій, кандидат технічних наук, доцент

Зав. кафедри інженерії програмного забезпечення автоматизованих систем, доктор технічних наук, професор

Владислав КРАВЧЕНКО

Наталія РУДЕНКО

Каміла СТОРЧАК

ХОВИЙ КО ЗАТВЕРДЖУЮ Директор Київського фахового коледжу зв'язку Світлана ЧЕЧУРО 08 2023p.

АКТ про впровадження результатів дисертаційного дослідження Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції»

Комісія у складі:

Голова – заступник директора з навчальної роботи, к.т.н. Шматко В.С.;

Члени комісії – викладач-методист вищої категорії, голова циклової комісії «Кібербезпеки, телекомунікацій та радіотехніки» к.т.н., доцент Харлай Л.О.; завідувач навчально-методичної лабораторії, д.т.н. Манько О.О.

цим Актом засвідчує, що результати дисертаційного дослідження Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції» та окремі публікації впроваджені в навчальний процес в цикловій комісії «Кібербезпеки, телекомунікацій та радіотехніки» Київського фахового коледжу зв'язку для підготовки студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка». Зокрема, положення дисертаційного дослідження були використані викладачами комісії при курсовому проектуванні з дисципліни «Звукове та телевізійне мовлення».

Голова комісії Заступник директора з навчальної роботи, к.т.н.

Володимир ШМАТКО

Члени комісії

Голова циклової комісії «Кібербезпеки, телекомунікацій та радіотехніки» к.т.н., доцент

Завідувач навчально-методичної лабораторії, д.т.н., професор

Людмила ХАРЛАЙ Олександр МАНЬКО

ЗАТВЕРДЖУЮ Декан Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій НАУ Сергій ЗАВГОРОДНІЙ 05 2023p.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферно-іоносферної станції»

Комісія у складі: голова – завідувач кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем, д.т.н., професор Одарченко Р.С.; члени комісії – д.т.н., професор Заліський М.Ю., к.т.н., доцент Бахтіяров Д.І. склали цей Акт, що результати дисертаційної роботи Магомедової Марії Сергіївни на тему: «Метод створення антенно-фідерного тракту мобільної цифрової тропосферноіоносферної станції» впроваджені в навчальний процес кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Національного авіаційного університету.

Зокрема, матеріали дисертації увійшли до складу лекційних та практичних занять дисциплін «Системи мобільного радіозв'язку» та «Перспективні методи та технології радіодоступу», які викладаються за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка», а також при підготовці бакалаврських робіт.

Голова комісії

Зав. кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем д.т.н., проф. Роман ОДАРЧЕНКО

Члени комісії

Максим ЗАЛІСЬКИЙ

Денис БАХТІЯРОВ

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Патент №127524 Україна. Мобільна цифрова тропосферно-іоносферна станція / Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Повхліб В.С., Магомедова М.С. // заяв.07.07.2021; опублік. 20.09.2023.

2. Заявка на патент № а 2023 02460, Мобільна ударна цифрова тропосферна станція/ Почерняєв В.М., Черняк А.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М.// дата подання 23.05.2023.

3. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Пристрій регулювання потужністю НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2 (02). – С. 161-171.

4. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Перемикач на хвилеводному трійнику, частково заповнений діелектриком // «The scientific heritage» ISSN 9215 – 0365, VOL 1, № 84 (84), 2022. – С. 53-57.

5. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Іоносферний зв'язок з використанням штучних іонізованих неоднорідностей// Системи управління, навігації та зв'язку, №2 (68), 2022.- С.124-128.

6. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Обмежувач потужності НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №1. – С.90-101.

7. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Switch-filter on a rectangular waveguide partially filled by dielectric // Informatyka, Automatyka, Pomiary W Gospodarce I Ochronie Środowiska, 2022. - №12(3), p.8-11.

8. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №4 (70), 2022.- С.158-161.

9. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Вібраторна антенна решітка для мобільної цифрової іоносферної станції // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. - №2. – С.50-58.

10. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі// Системи управління, навігації та зв'язку, №1 (71), 2023. – С.171-176.

11. Pochernyaev V., Syvkova N., Mahomedova M. Error Probability of a Multipath Communication Channel With Inaccurate Estimation of the Impulse Characteristic of Such Channel// Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia, 2023.- (92), pp. 23-27.

Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2023. - №1(05). – С.20-25.

13. Почерняєв В.М., Магомедова М.С. Імітатор повільних завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Concepts for the development of society's scientific potential: матеріали II міжнарод. наук.-прак. конф.(Прага, Чехія 19-20 травня, 2022р.). Чехія, 2022.С.340-343.

14. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Оцінка подібності імітатора реальними іоносферними і тропосферними каналами. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали ІІІ міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія, 27 травня 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С. 369-370.

15. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор тимчасових завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. Theory and practice of science: key aspects: матеріали VI міжнарод. наук.-прак. конф. (Рим, Італія, 19-20 червня, 2022р.). Італія, 2022. – С. 459-461.

Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Особливості імітаторів каналів
зв'язку. Scientific goals and purposes in XXI century: матеріали ІІІ міжнарод.
наук.-прак. конф.(Сіетл, США, 19-20 липня, 2022р.). США, 2022. – С.320-326.

17. Магомедова M.C., Почерняєв B.M. Широкосмуговий узгоджувальний трансформатор для антенної системи іоносферної станції зв'язку. Scientific trends and trends in the context of globalization: матеріали IV Швеція 19-20 міжнарод. наук.-прак. конф. (Умео, серпня, 2022р.).Швеція,2022. – С.359-363.

18. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Імітатор швидких завмирань багатопроменевого каналу зв'язку. An integrated approach to science modernization: methods, models and multidisciplinarity: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 26 серпня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.178-180.

19. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Термісторний перетворювач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 30 вересня, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.84-85.

20. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Вимірювач прохідної потужності на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Globalization of scientific knowledge: international cooperation and integration of sciences: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 28 жовтня, 2022р.).Україна – Австрія, 2022. – С.102-104.

21. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Коаксіальний термісторний перетворювач для вимірювання поглинаючої потужності. Science of postindustrial society: globalization and transformation processes: матеріали IV міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 25 листопада, 2022р.). Україна – Австрія, 2022. – С.164-166.

22. Магомедова М.С., Почерняєв В.М. Парціальні діаграми спрямованості дугових антенних решіток з діелектриком. Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities: матеріали V міжнарод. наук.-прак. конф. (Вінниця, Україна - Відень, Австрія 17 лютого, 2023р.). Україна – Австрія, 2023. – С. 282-283.