

ФІДЕРНІ ПРИСТРОЇ

Фідери використовують для каналізації електромагнітної енергії від передавача до антени або від антени до приймача.

Основні вимоги, що висуваються до фідерів, такі:

1) фідер не повинен мати антенного ефекту, який полягає у випромінюванні або прийманні електромагнітних хвиль. Антенний ефект фідера призводить до спотворення діаграми спрямованості антени, збільшення втрат енергії та збільшення рівня завад;

2) фідер повинен мати максимальний ККД, тобто втрати електромагнітної енергії при передачі фідером мають бути мінімальними;

3) передача електромагнітної енергії повинна здійснюватися з мінімальною напругою в лінії;

4) передача електромагнітної енергії не повинна супроводжуватися спотвореннями сигналів.

Залежно від умов експлуатації до фідерів висувають і низку інших вимог.

Фідери характеризують різними параметрами, найістотнішими з яких є:

1) діапазон робочих частот ($f_{\min}, f_{\max}$);

2) найбільша допустима потужність $P_{\text{доп}}$;

3) коефіцієнт загасання α , який визначає ККД фідера;

4) хвильовий опір W ;

5) коефіцієнт сповільнення $\xi = \frac{v_{\text{ср}}}{c} = \frac{\lambda}{\Lambda}$, де $v_{\text{ср}}$ — фазова швидкість поширення хвилі, Λ — довжина хвилі у фідері.

20.1. Симетричні лінії

У діапазонах електромагнітних хвиль, довгих ніж десять метрів, використовують повітряні та екрановані симетричні лінії. Повітряні лінії виконують двопровідними або чотирипровідними. Двопровідна лінія складається з двох металевих проводів діаметром $2a$, розташованих на відстані d один від одного (рис. 20.1, а).

Чим менша відносна відстань $\frac{d}{\lambda}$ між проводами, тим менший антенний ефект фідера. Але зменшення відстані d знижує електричну міцність лінії; що, в свою чергу, зменшує рівень максимальної передаваної потужності. В лініях, що найчастіше використовуються, відстань між проводами вибирають в межах 40 — 50 см, а діаметр проводів — 3 — 6 мм. Хвильовий опір таких двопровідних ліній становить приблизно 600 Ом. Нижчий хвильовий опір мають чотирипровідні лінії,

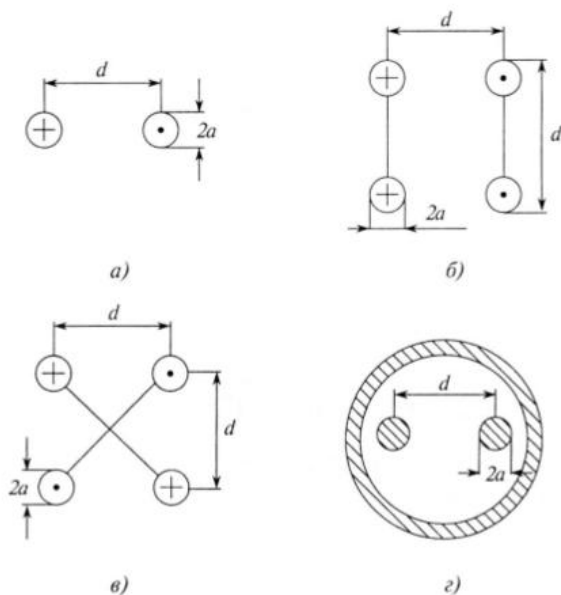


Рис.20.1

які конструктивно виконують в двох варіантах. Якщо чотири проводи лінії з'єднуються паралельними перемичками (рис.20.1,б), то таку лінію використовують переважно для живлення передавальних антен. Порівняно з двопровідною лінією передавана потужність в чотирипровідній лінії за однієї і тієї самої напруги буде в 2 рази більша. Якщо перемички розмістити по діагоналі (рис.20.1,в), то це суттєво знижує антенний ефект фідера і тому такі чотирипровідні лінії використовують, в основному, як фідери приймальних антен, або ж в приймальних антенних решітках (таких, наприклад, як приймальна антена біжучої хвилі декаметрового діапазону).

Повітряні лінії конструктивно прості, тому їх вартість незначна. У процесі експлуатації в повітряних лініях легко виявляти місця пошкоджень, не викликає труднощів і ремонт. Недоліками повітряних ліній, як було зазначено раніше, є помітний антенний ефект, а також залежність параметрів від атмосферних опадів, небезпека попадання блискавки, можливість інтенсивного випромінювання при порушенні симетрії.

Уникнути цих недоліків можна шляхом екранування симетричної лінії металевою оболонкою (рис.20.1,г). Але вартість екранованої лінії істотно збільшується. Крім того, збільшуються втрати електромагнітної енергії в лінії через наявність екрана і діелектрика, яким заповнюють простір всередині металевої оболонки.

20.2. Коаксіальна лінія

У діапазонах метрових, дециметрових і частково сантиметрових хвиль широко застосовують коаксіальну лінію, або коаксіальний кабель. Один з проводів коаксіальної лінії виконують у вигляді металевої трубки круглого перерізу. Другий провід має вигляд металевого стержня або дроту і розміщується вздовж осі в центрі металевої трубки (рис.20.2). Для фіксації положення внутрішнього проводу (центральної жили) металеву трубку або заповнюють діелектриком, або в ній встановлюють через певні відстані діелектричні шайби — ізолятори. Як видно з конструктивної схеми коаксіального кабелю — це несиметрична лінія передачі. У коаксіальній лінії використовується хвиля типу T . Щоб уникнути появи вищих типів хвиль, поперечні розміри лінії повинні задовольняти нерівність

$$0,5\pi(d + D) < \lambda_p,$$

де λ_p — робоча довжина хвилі;

d — діаметр внутрішнього провідника;

D — внутрішній діаметр металевої оболонки.

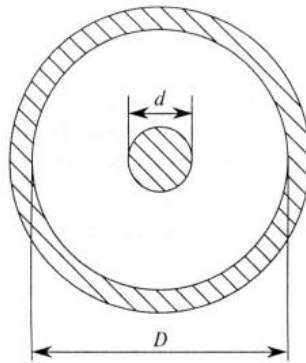


Рис.20.2

Якщо коаксіальний кабель правильно експлуатується, то він не має антенного ефекту, тобто його конструкція дає змогу каналізувати електромагнітну енергію без її випромінювання та передавати сигнали без спотворень при його опромінюванні. Характеристики і параметри коаксіальної лінії передачі не залежать від впливу навколишнього середовища. Недоліки коаксіальної лінії такі самі, як і екранованих симетричних ліній.

20.3. Хвиеводні лінії

У діапазонах хвиль, коротших ніж 10 см, широко застосовують хвиеводні лінії, які являють собою порожнисті металеві труби. Поперечний переріз таких труб може бути прямокутним, круглим, еліптичним і складнішої форми.

У прямокутному хвиеводі, поперечний переріз якого зображено на рис.20.3, а, основним типом хвилі є хвиля H_{10} .

Передача електромагнітної енергії за допомогою хвиль цього типу дає змогу використовувати хвиевід з мінімальними розмірами поперечного перерізу. Розмір вузької стінки b вибирають так, щоб виключити появу вищих типів хвиль. Коефіцієнт загасання при цьому буде мінімальним.

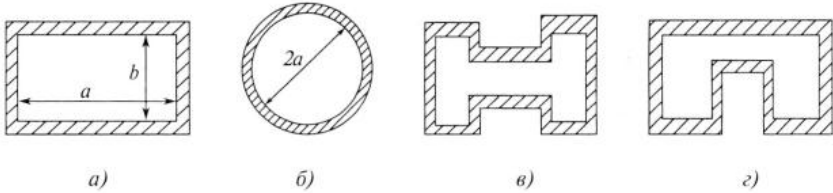


Рис.20.3

Оскільки критична хвиля типу H_{10} дорівнює $\lambda'_{кр} = 2a$, де a — розмір широкої стінки хвиеводу, а найближчого вишого типу H_{20} визначається як $\lambda''_{кр} = a$, то діапазон робочих довжин хвиль обмежується умовою

$$a < \lambda < 2a. \quad (20.1)$$

Якщо робоча довжина хвилі наближається до $\lambda'_{кр}$, то зростає коефіцієнт загасання, тому максимальну робочу довжину хвилі вибирають коротшою $\lambda'_{кр}$ на 10%. Мінімальну робочу довжину беруть приблизно на 1% більшою $\lambda''_{кр}$.

У круглому хвиеводі (рис.20.3, б) використовують хвилі типів H_{11} , E_{01} та H_{01} . Передача електромагнітної енергії за допомогою хвилі типу H_{11} дає змогу використовувати найменший розмір перерізу круглого хвиеводу. Робочий діапазон хвиль визначають умовою

$$2,61a < \lambda < 3,42a,$$

де a — внутрішній радіус хвиеводу.

Недоліком хвилі типу H_{11} є нестійкість поляризації. Наявність неоднорідностей у хвиеводі призводить до повороту площини поляризації хвилі. Тому в обертових з'єднаннях використовують хвилю типу E_{01} . Для виключення появи хвиль інших типів має задовольнятися умова

$$2,06a < \lambda < 2,61a.$$

Очевидно, що при цьому в з'єднанні може поряд з хвилею типу E_{01} існувати хвиля типу H_{11} .

Найменшого загасання можна досягти, якщо передавати електромагнітну енергію круглим хвиеводом хвилею типу H_{01} . Це обумовлене тим, що поверхневі

струми при збудженні хвилі типу H_{01} протікають тільки в поперечному напрямі. Для вилучення хвиль вищих типів робочу довжину хвилі вибирають з умови

$$1,22a < \lambda < 1,64a.$$

Але така умова не виключає можливості поширення хвиль типу H_{11} , E_{01} , H_{21} та E_{11} . Тому потрібно особливу увагу звертати на конструкції збуджувальних пристроїв, які б не створювали передумов для появи хвиль небажаних типів.

У деяких випадках використовують хвилеводи Н-подібного (рис.20.3, *а*) та П-подібного (рис.20.3, *б*) перерізу. Основною хвилею в Н- та П-хвилеводах є магнітна хвиля типу H_{10} . За однакових зовнішніх розмірів з прямокутним хвилеводом критична довжина хвилі в Н- та П-хвилеводах значно більша, тому робочий діапазон хвиль таких хвилеводів ширший, іноді в 3-4 рази ширший, ніж визначається умовою (20.1). При цьому вищі типи коливань у смугі пропускання на основному типі не виникають. Такі особливості хвилеводів складного перерізу обумовлені тим, що в області виступів у внутрішній порожнині хвилеводу виникає концентрація електричного поля, еквівалентна збільшенню погонної ємності лінії. Тому зменшується фазова швидкість поширення хвилі у хвилеводі і зменшується хвильовий опір.

З іншого боку, наявність виступів викликає зменшення електричної міцності хвилеводу і збільшує коефіцієнт загасання, що є недоліком хвилеводів Н- і П-подібного перерізу.

Зважаючи на переваги таких хвилеводів, їх використовують як лінії передачі з широкою смугою пропускання на основному типі хвиль, як узгоджуючі або перехідні елементи у хвилеводно-коаксіальних з'єднаннях, як елементи фільтрів та ін. Також їх можна застосовувати як трансформатори в магнетронах для перетворення високого хвильового опору прямокутного хвилеводу в низький вихідний опір магнетрона.

Хвилеводи Н- та П-подібного перерізу працюють однаково, тому вибір того чи іншого хвилеводу залежить лише від умов застосування та зручності використання.

З кінця шестидесятих років XX століття розширюється застосування еліптичних гофрованих хвилеводів (ЕХГ). За енергетичними характеристиками вони рівноцінні прямокутним хвилеводам, а за експлуатаційними — коаксіальним кабелям з повітряно-пластмасовою ізоляцією. Їх вартість значно менша, ніж вартість прямокутного або круглого хвилеводу, вони мають меншу масу і гнучкі, відповідають експлуатаційним вимогам рухомих та стаціонарних радіозасобів сантиметрового діапазону, їх можна намотувати на барабан.

При глибині гофра, меншій ніж $0,1\lambda$, структура поля в ЕХГ аналогічна структурі поля в гладкому еліптичному хвилеводі. Основним типом хвилі є cH_{11} , де індекс «с» означає, що хвиля H_{11} парна відносно великої осі еліпса в поперечному перерізі хвилеводу. Якщо розмір великої осі еліпса $2a$, а ексцентриситет знаходиться в межах $e = 0,78 \div 0,86$, то критичну довжину хвилі основного типу визначає співвідношення

$$\lambda_{кр(cH_{11})} \cong 3,36a.$$

Залежно від значення ексцентриситету першими вищими типами хвиль можуть бути sH_{11} та cH_{21} , де індекс «s» показує, що хвиля H_{11} є непарною відносно великої осі еліпса. Структуру поля хвилі типу cH_{11} зображено на рис.20.4, *а*, на рис.20.4, *б* зображено хвилю типу sH_{11} і на рис.20.4, *в* — хвилю типу cH_{21} .

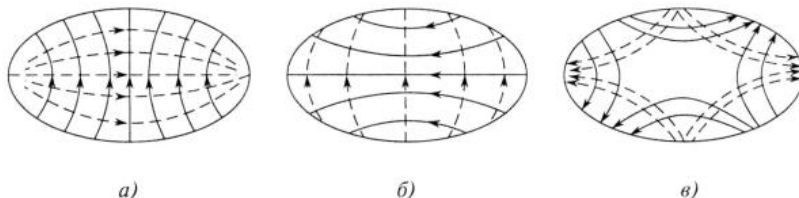


Рис. 20.4

Ширина смуги пропускання ЕХГ дещо менша від смуги пропускання в одномодовому режимі прямокутного хвильоводу (формула (20.1)), але перевищує смугу пропускання круглого хвильоводу.

За однакових параметрів поперечних перерізів ЕХГ має менший коефіцієнт загасання, ніж круглий хвильовод, а значить, лінія передачі на ЕХГ матиме більший ККД. За однакових критичних довжин хвиль коефіцієнт загасання ЕХГ менший, ніж прямокутного і круглого хвильоводів. При $e = 0,8$ величина втрат ЕХГ за однакових параметрів круглого і еліптичного хвильоводів менша від 2,25 до 1,5 рази залежно від довжини хвилі робочого діапазону.

20.4. Смушкові лінії

У діапазонах метрових, дециметрових і сантиметрових хвиль досить часто використовують смушкові лінії, що були створені ще в 50-х роках як аналог коаксialної лінії. Смушкова лінія (СЛ) складається з тонкої металевої смужки і одного або двох металевих екранів, простір між якими повністю або частково заповнюють діелектриком. Коли СЛ використовують з одною екрануючою поверхнею, її називають несиметричною (НСЛ), а з двома — симетричною (ССЛ). Найчастіше СЛ виготовляють за допомогою друкованих технологій, тому лінії, виконані на діелектричному підшарку друкованим способом, називають друкованими смушковими лініями (ДСЛ). Поява матеріалів, які мають у діапазоні НВЧ малі втрати і високу діелектричну проникність ($\epsilon > 6$), дала змогу створити мікросмушкові лінії передачі (МСЛ). Майже всі елементи НВЧ, виконані на коаксialних та хвильоводних лініях, будуються на СЛ. Це мости, відгалужувачі, фільтри, подільники, суматори, циркулятори, діодні перемикачі, фазообертачі та інші подібні пристрої.

Основні схеми конструкцій НСЛ наведено на рис.20.5. У смушкових лініях з повітряним заповненням (рис.20.5, а) металева стрічка 1 ізолювана повітряним підшарком 2 від екрана 3. Металеву стрічку закріплюють за допомогою діелектричних стовпчиків або пластинок, які розміщуються на досить великих відстанях між собою. Така СЛ має найбільшу довжину хвилі, яка залежить від коефіцієнта заповнення простору 2 діелектриком і від його діелектричної проникності. Втрати в лінії з повітряним заповненням найменші, але вони нетехнологічні.

На рис.20.5, б зображено СЛ з суцільним заповненням простору між смужкою 1 і екраном 3 діелектриком 2. Ці лінії можуть виконуватися, як ДСЛ за допомогою друкованих технологій, тобто їх виробництво може бути високотехнологічним. Довжина

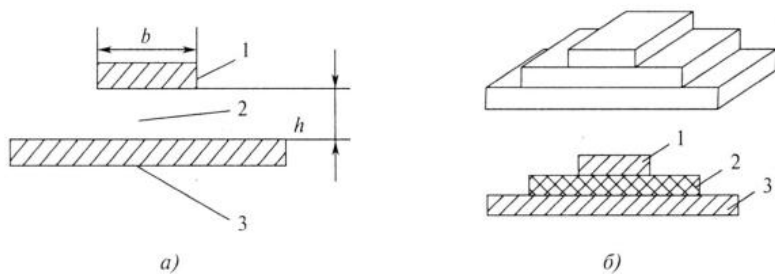


Рис. 20.5

хвилі в лінії значно менша, ніж в повітрі. Монтаж начіпних елементів не викликає труднощів. Тому така конструкція лінії передачі є основною при побудові МСЛ.

Поперечні перерізи деяких ССЛ зображено на рис.20.6. Екрануючі пластини 1 обмежують внутрішній простір лінії, в якому розміщується смужка 2. У ССЛ з повітряним заповненням (рис.20.5, а) смужка, як і в НСЛ, закріплюється за допомогою ізоляторів. Лінії із суцільним заповненням простору між екранами діелектриком 3 (рис.20.6,б) мають найменші габарити. При використанні ССЛ із суцільним заповненням діелектриком виникають труднощі при монтажі начіпних елементів. Крім того, вони можуть вносити асиметрію і викликати появу небажаних типів коливань. Лінії з повітряним і частковим заповненням діелектриком (рис.20.6,в) мають менші втрати і точність їх виготовлення менш жорстка.

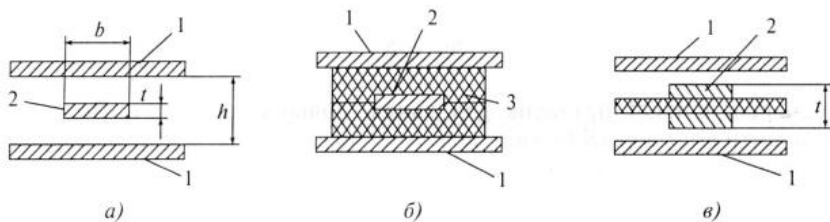


Рис. 20.6

Аналогами хвильоводів є щілинні лінії (ШЛ) і компланарні хвильоводи (КХ). Щілинна лінія (рис.20.7,а) створюється вузькою щілиною в провідному шарі 1, нанесеному на поверхню тонкої діелектричної пластини 2. Інша поверхня пластини 2 не має металевого покриття.

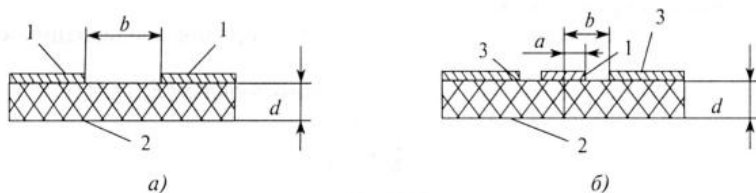


Рис. 20.7

Компланарний хвилевід (рис.20.7, б) складається з тонкої центральної смужки 1, розміщеної між двома паралельними їй заземленими пластинами 3, розміщеними на тій самій поверхні діелектричного шару 2.

При розгляді структури поля в СЛ виходять з хвильового рівняння, розв'язок якого за тих граничних умов, які виникають в СЛ, має не тільки поперечні складові магнітного та електричного полів. Причинами появи поздовжніх компонент поля є обмеженість поперечних розмірів лінії, втрати в діелектрику, неоднорідності в лінії. Тому в СЛ можуть існувати квазі T -хвиля, поверхнева та хвильоводна хвилі.

Квазі T -хвиля є основним робочим типом хвиль у симетричній (рис.20.8, а) і несиметричній СЛ (рис.20.8, б), а також у компланарному хвилеводі (рис.20.8, в). Силкові лінії електричного поля починаються і закінчуються на провідній смужці і заземлених площинах СЛ. Магнітні силкові лінії охоплюють провідну смужку, якою тече струм. Дисперсія фазової швидкості для квазі T -хвиль настільки мала, що її при розрахунках для СЛ можна не враховувати.

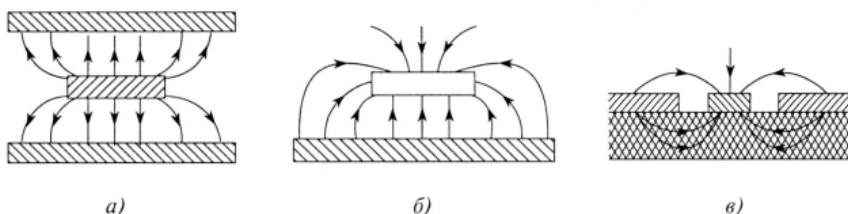


Рис. 20.8

Дисперсія в НСЛ незначна для хвиль, довгих ніж 3 см. Поздовжні компоненти поля в квазі T -хвилі малі, тому можна вважати, що при правильному виборі розмірів лінії та конструкції збуджувача хвиль в СЛ поширюється чиста T -хвиля.

При використанні НСЛ необхідно звертати увагу на те, щоб у пристроях НВЧ, побудованих на НСЛ, не виникало випромінювання і не з'являлися поверхневі хвилі. Структура полів поверхневої та хвильоводної хвиль визначається зовнішніми стінками лінії та границею діелектрик-повітря. Найнижчий тип хвильоводної хвилі має критичну довжину, яка визначається за умови

$$\lambda_{кр} = 2\sqrt{\epsilon}b,$$

де b — ширина провідної смужки.

За довжини хвилі, більшої від критичної, поширення хвильоводних хвиль неможливе.

Критична частота поверхневої хвилі найнижчого порядку (E_{01}) визначається як

$$f_{кр} \approx \frac{75}{(h\sqrt{\epsilon} - 1)},$$

де h — товщина підшарку в міліметрах.

Збуджуватися поверхнева хвиля може, коли товщина підшарку має порядок $\frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon}}$. Тому, щоб уникнути появи поверхневої хвилі, діелектричний підшарок з великою діелектричною проникністю повинен бути досить тонким.

Розподіл потоку енергії в поперечному перерізі НСЛ при $\frac{b}{h} = 1,72$ наведено на рис.20.9. Як видно з рисунка, 75% зосереджено в просторі між смужкою і заземленою пластинною. Ширина екрана a , для того щоб цей розподіл не порушувався, повинна задовольняти умову:

для ССЛ

$$a \geq b + h,$$

для НСЛ

$$a \geq 3b.$$

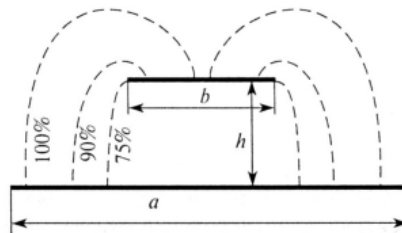


Рис. 20.9

У щілинній лінії вектор магнітного поля має як поперечну, так і поздовжню складові, тоді як вектор електричного поля має тільки поперечні складові, спрямовані від однієї смужки до іншої (рис.20.10).

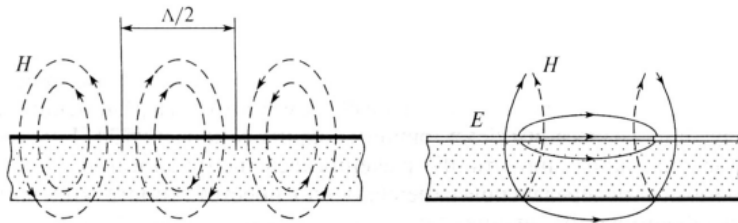


Рис.20.10

Тому в ЩЛ існують області з еліптичною поляризацією магнітного поля. Від хвильоводів ЩЛ відрізняються тим, що не мають нижньої критичної довжини хвилі. Тому в ЩЛ поширення електромагнітних хвиль можливе на всіх частотах аж до $f = 0$. Треба мати на увазі, що щілинній лінії властива дисперсія фазової швидкості.

20.5. Лінії передачі поверхневої хвилі

Лінія передачі поверхневої хвилі являє собою одиничний металевий провідник, на поверхню якого нанесено шар діелектрика. Вздовж такої лінії можуть поширюватися електромагнітні хвилі різних типів, але, з практичної точки зору, найбільший інтерес викликає основна симетрична хвиля типу E , яка переносить основну частину потужності, має мінімальне згасання і не має критичної довжини. Хвилі типу H і хвилі вищих порядків, які не мають осової симетрії, можуть поширюватися тільки за великого відносно довжини хвилі діаметра металевого провідника циліндричної форми. При зменшенні провідності напруженість електричного поля в провіднику без діелектричного покриття збільшується, що збільшує концентрацію електромагнітного поля навколо провідника. Але при цьому зростають втрати в матеріалі провідника і зменшується фазова швидкість.

Наявність шару діелектрика на поверхні провідника з високою провідністю також зменшує фазову швидкість і призводить до збільшення концентрації потужності поля поблизу лінії передачі. Але при цьому згасання хвилі суттєво зменшується. Воно залежить від втрат в діелектрику. Чим товстіший шар діелектрика, тим більша концентрація і тим більше зростають втрати. Так, наприклад, при діаметрі провідника 1 мм і товщині шару діелектрика 7,2 мм при діелектричній проникності $\epsilon = 80$ на довжині хвилі 84 см майже 92% потужності зосереджено в діелектрику і тільки 8% поширюється в навколишньому просторі.

Для збудження електромагнітних хвиль в лінії передачі можна застосувати рупор (рис. 20.11). Рупор 2 створюється із зовнішньої оболонки коаксialного кабелю 1, поперечний переріз якої поступово збільшується. Чим більший розмір розкриву рупора відносно довжини хвилі, тим краще збуджується поверхнева хвиля в лінії передачі. Внутрішній провідник коаксialного кабелю переходить в однопровідну лінію передачі 3. На прийомальному кінці також встановлюється рупор 4, з'єднаний з коаксialним кабелем 1.

Лінії передачі поверхневої хвилі або однопровідна лінія являє собою хвилевід, який принципово не відрізняється від діелектричного хвилеводу, за виключенням того, що однопровідна лінія має металевий провідник, вплив якого на передачу електромагнітних хвиль знижується при збільшенні шару діелектрика.

Лінії поверхневої хвилі мають загасання значно менше, ніж хвилеводи. Так, однопровідна лінія, виконана з провідника з пониженою провідністю діаметром 1 мм на частоті 3 ГГц, має коефіцієнт згасання 0,049 дБ/м, тобто в два рази менший, ніж у хвилеводу. Лінія з нанесеним діелектричним покриттям на частоті 30 ГГц має коефіцієнт загасання, який становить 10% значення коефіцієнта загасання у хвилеводі.

Перевагами лінії передачі поверхневих хвиль є простота конструкції, широкий діапазон робочих частот, значна електрична міцність.

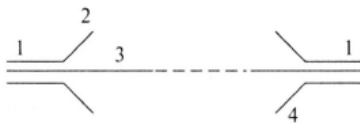


Рис.20.11

Недоліком такої лінії є те, що вона як відкритий хвилевід має відкрите електромагнітне поле, яке може впливати на розміщені поблизу об'єкти, і на неї впливають завади та наведення. Також треба враховувати, що параметри такої лінії залежать від атмосферних опадів.

20.6. Діелектричні хвилеводи

Область застосування діелектричних хвилеводів в останні десятиріччя ХХ століття невпинно розширювалася. Особливо це стосується техніки міліметрових та субміліметрових хвиль. Виключне застосування вони знаходять в оптичному діапазоні, де, власне кажучи, вони створили підґрунтя для розвитку волоконної та інтегральної оптики і волоконно-оптичних ліній зв'язку.

Переваги діелектричних хвилеводів перед порожнистими металевими хвилеводами полягають в тому, що вимоги до точності виготовлення менш жорсткі, простіша технологія виробництва, менші вартість та трудомісткість. Дуже важливими якостями діелектричних хвилеводів є повна відсутність електропровідності та виключно мала теплопровідність.

Недоліком діелектричних хвилеводів як відкритих ліній передачі є потенціальна можливість появи випромінювання. Тому при їх використанні потрібно виключати застосування різних нерегулярностей (наприклад, таких як діафрагми і штирі в порожнистих металевих хвилеводах). Зміни поперечного перерізу хвилеводу мають бути плавними.

У діелектричному хвилеводі відсутні струми провідності, тому механізм поширення хвиль базується на струмах зміщення і тому основними є хвилі так званого дипольного типу.

На відміну від хвиль в металевих хвилеводах, дипольні електромагнітні хвилі мають поздовжні складові одночасно і електричного, і магнітного полів. Ці хвилі не мають критичних частот, але на будь-якій частоті не всі типи хвиль можуть існувати у хвилеводі.

З аналізу електромагнітного поля в круглому діелектричному циліндрі нескінченної довжини випливає, що у хвилеводі можуть існувати хвилі з круговою симетрією тільки типів E_{0m} і H_{0m} , де m — ціле число, та хвилі, які не мають такої симетрії ($n \neq 0$), але мають поздовжні складові векторів як E , так і H , тобто гібридні або змішані хвилі. Ці хвилі позначаються як HE , коли поле в поперечному перерізі близьке до поля типу H , або як EH , якщо поле за структурою близьке до поля хвиль типу E .

У діелектричному хвилеводі без втрат коефіцієнт поширення хвиль γ при великих значеннях відношення $\frac{a}{\lambda}$, де a — радіус поперечного перерізу хвилеводу, є уявною величиною, тобто $\gamma = i\beta$. Тут β — коефіцієнт фази хвилі в діелектрику хвилеводу.

Коефіцієнт поширення γ в діелектричних хвилеводах ніколи не буває чисто дійсною величиною, тому розміри хвилеводу або частоти, за яких хвилі певних типів набувають коефіцієнта поширення, в якому з'являється поряд з уявною і дійсна складова, називають критичними. На частотах, нижче критичної, вищі типи хвиль продовжують поширюватися в діелектричному хвилеводі, але при цьому вони випромінюються в навколишній простір.

Дипольна хвиля HE_{11} не має критичної частоти і може поширюватися в діелектричному хвилеводі за будь-якої довжини хвилі. Але при зменшенні відношення діаметра хвилеводу до довжини хвилі зменшується спрямовуюча дія

хвильоводу і структура поля наближається до структури поля у вільному просторі. При збільшенні відношення діаметра хвильоводу до довжини хвилі зростає його спрямовуюча дія, а довжина хвилі у хвильоводі істотно відрізняється від довжини хвилі у вільному просторі. З аналізу різних типів хвиль в діелектричному хвильоводі випливає, що при передачі електромагнітної енергії найбільші переваги має хвиля типу HE_{11} .

20.7. Узгодження лінії з навантаженням

Основні процеси в будь-якій лінії передачі можна наближено досліджувати за допомогою еквівалентної двопровідної лінії, яка повинна мати такий самий хвильовий опір, коефіцієнт загасання і фазову швидкість поширення хвилі, що й лінія, яку досліджують. Тому надалі основні положення теорії узгодження наводитимуться для двопровідної лінії. Точніші і повніші результати аналізу лінії передачі можна отримати лише на засадах електродинаміки, але в інженерній практиці досить часто вистачає підходу до лінії передачі з точки зору еквівалентної двопровідної лінії.

Розглянемо двопровідну лінію (рис. 20.12), яку навантажено на комплексний опір Z_H . До вхідних затисків лінії підведемо напругу від генератора. Початок координатної осі z сумістимо з перерізом лінії, до якого приєднано навантаження. Якби лінія була нескінченно довгою, то в ній існували б хвилі напруги і струму, які рухалися б від генератора на нескінченність. Такий режим роботи лінії називають режимом біжучої хвилі. Зв'язок між напругою і струмом в лінії виражається через хвильовий опір W , який визначається розподіленими параметрами лінії (погонними індуктивністю, ємністю, опором і провідністю). Будемо розглядати лінію без втрат, тобто таку лінію, в якій погонні опір і провідність дорівнюють нулю.

Коли лінія скінченна і навантажена на довільний опір, то в перерізі, де приєднано навантаження, відношення напруги до струму дорівнює опорі навантаження. Щоб задовольнити дві несумісні вимоги: перша з яких — відношення напруги біжучої хвилі до струму повинно дорівнювати хвильовому опорі лінії, а друга — відношення напруги на навантаженні до струму — опорі навантаження, виникає, крім хвилі, що падає на навантаження, ще і хвиля, відбита від навантаження. Тому в будь-якому перерізі лінії z напруга і струм визначаються сумою напруг і струмів падаючої та відбитої хвиль

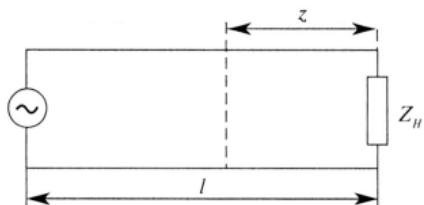


Рис. 20.12

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_z &= \dot{U}_n e^{i\beta z} + \dot{U}_B e^{-i\beta z}; \\ i_z &= \frac{1}{W} (\dot{U}_n e^{i\beta z} - \dot{U}_B e^{-i\beta z}), \end{aligned} \right\} \quad (20.2)$$

де $\dot{U}_n$ — комплексна амплітуда напруги падаючої хвилі;

$\dot{U}_B$ — комплексна амплітуда відбитої хвилі;

β — коефіцієнт фази хвилі в лінії.

Як видно з рівнянь (20.2), відношення напруги до струму падаючої або відбитої хвилі у лінії дорівнює хвильовому опору W . Напряга і струм на навантаженні визначаються при $z = 0$ і їх відношення дорівнює опору навантаження

$$\frac{\dot{U}_0}{\dot{I}_0} = W \frac{\dot{U}_\Pi + \dot{U}_B}{\dot{U}_\Pi - \dot{U}_B} = Z_H. \quad (20.3)$$

Вираз (20.3) дає змогу знайти відношення комплексної амплітуди відбитої хвилі до амплітуди падаючої хвилі на навантаженні. Для будь-якого перерізу лінії з відношення комплексних амплітуд відбитої та падаючої хвилі називають комплексним коефіцієнтом відбиття

$$\tilde{\Gamma}(z) = \frac{\dot{U}_B(z)}{\dot{U}_\Pi(z)} = -\frac{\dot{I}_B(z)}{\dot{I}_\Pi(z)}, \quad (20.4)$$

де $\dot{U}_B(z) = \dot{U}_B e^{-i\beta z}$, $\dot{I}_B(z) = \frac{1}{W} \dot{U}_B e^{-i\beta z}$ — напруга і струм відбитої хвилі в перерізі лінії, віддаленому на відстань z від навантаження;

$\dot{U}_\Pi(z) = \dot{U}_\Pi e^{i\beta z}$, $\dot{I}_\Pi(z) = \frac{1}{W} \dot{U}_\Pi e^{i\beta z}$ — напруга і струм падаючої хвилі в тому самому перерізі.

Враховуючи значення комплексних амплітуд $\dot{U}_B(z)$, $\dot{U}_\Pi(z)$ у виразі (20.4), отримаємо

$$\tilde{\Gamma}(z) = \frac{U_B}{U_\Pi} e^{-i(2\beta z + \varphi_0)} = \Gamma e^{-i(2\beta z + \varphi_0)}, \quad (20.5)$$

де Γ — модуль коефіцієнта відбиття;

φ_0 — зсув фаз комплексних амплітуд U_B і U_Π на навантаженні.

Приймаючи, що $z = 0$, з виразу (20.5) знаходимо комплексний коефіцієнт відбиття в навантаженні

$$\tilde{\Gamma}(0) = \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_\Pi} = \frac{U_B}{U_\Pi} e^{-i\varphi_0} = \Gamma e^{-i\varphi_0}. \quad (20.6)$$

З формули (20.3) визначаємо залежність коефіцієнта відбиття від опору навантаження

$$\tilde{\Gamma}(0) = \frac{Z_H - W}{Z_H + W}. \quad (20.7)$$

Відрізок лінії передачі довжиною z з навантаженням має вхідний опір, що дорівнює відношенню напруги U_z до струму I_z , значення яких беремо з рівнянь (20.2). Використовуючи коефіцієнт відбиття (20.5), одержимо

$$Z_{ex} = \frac{\dot{U}_z}{\dot{I}_z} = W \frac{1 + \tilde{\Gamma}(z)}{1 - \tilde{\Gamma}(z)}. \quad (20.8)$$

З останнього виразу маємо

$$\tilde{\Gamma}(z) = \frac{Z_{ex} - W}{Z_{ex} + W}. \quad (20.9)$$

Якщо значення координати z змінюється до нуля, то вхідний опір $Z_{\text{вх}}$ набуває значення опору навантаження Z_H , тому формула (20.9) має вигляд формули (20.7).

Для оцінки режиму роботи фідера використовують такий параметр, як коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ), під яким розуміють відношення мінімальної напруги лінії $U_{\text{мін}}$ до максимальної напруги $U_{\text{макс}}$

$$K_{\text{б.х}} = \frac{U_{\text{мін}}}{U_{\text{макс}}}. \quad (20.10)$$

З виразу (20.2) мінімальну і максимальну напруги можна подати через модуль коефіцієнта відбиття (20.5).

Використовуючи вирази (20.2) і (20.5), з формули (20.10) знаходимо зв'язок між КБХ і модулем коефіцієнта відбиття

$$K_{\text{б.х}} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}. \quad (20.11)$$

Якщо навантаження активне ($Z_H = R_H$), то модуль коефіцієнта відбиття з виразу (20.9) визначається так

$$\Gamma = \frac{|R_H - W|}{R_H + W}. \quad (20.12)$$

Вираз (20.12) дає змогу знайти прямий зв'язок між активним навантаженням і КБХ. Дійсно, враховуючи (20.12), з виразу (20.11) при $R_H < W$ отримуємо

$$K_{\text{б.х}} = \frac{R_H}{W}, \quad (20.13)$$

а при $R_H > W$

$$K_{\text{б.х}} = \frac{W}{R_H}. \quad (20.14)$$

З виразу (20.8) випливає, що в тих перерізах, де аргумент коефіцієнта відбиття кратний 2π , вихідний опір відрізка лінії активний і сягає максимального значення

$$R_{\text{вх.макс}} = W \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{W}{K_{\text{б.х}}}. \quad (20.15)$$

У цьому перерізі спостерігається пучність напруги.

У перерізі, де аргумент коефіцієнта відбиття становить величину $2\beta z + \varphi_0 = (2s + 1)\pi$ при $s = 0, 1, 2, \dots$, спостерігається вузол напруги, а вхідний опір відрізка лінії мінімальний і сягає значення

$$R_{\text{вх.мін}} = W \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} = WK_{\text{б.х}}. \quad (20.16)$$

Співвідношення (20.13) — (20.16) використовуються для узгодження лінії з навантаженням.

Найкращі умови передачі електромагнітної енергії фідерами створюються в режимі біжучої хвилі. У цьому випадку навантаження і фідер узгоджені один з одним.

Отже, узгодження — це перетворення опору навантаження на опір, що дорівнює хвильовому опору лінії, і встановлення в лінії режиму біжучої хвилі напруги та струму.

Переваги режиму біжучої хвилі полягають у тому, що:

1) передача заданої потужності P в узгодженій лінії відбувається з мінімальною напругою. При неузгодженому навантаженні напруга в лінії істотно збільшується, що може викликати пробій ізоляції та руйнування лінії передачі.

Потужність, що передається неузгодженою лінією, за формулою (20.15) визначається як

$$P = \frac{U_{\max}^2}{2R_{\text{вх. max}}} = \frac{U_{\max}^2}{2W} K_{\text{б.х.}} \quad (20.17)$$

Якщо лінія узгоджена, то

$$P = \frac{U^2}{2W}. \quad (20.18)$$

Прирівняємо праві частини рівнянь (20.17) і (20.18) і знайдемо відношення напруги в неузгодженій лінії $U_{\max}$ до напруги в узгодженій лінії

$$\frac{U_{\max}}{U} = \frac{1}{\sqrt{K_{\text{б.х.}}}}.$$

З останнього виразу випливає, що напруга в неузгодженій лінії збільшується в $1/\sqrt{K_{\text{б.х.}}}$ рази;

2) вхідний опір лінії за досить великого КБХ (доброго узгодження) має досить значну активну складову і мало залежить від довжини хвилі та довжини лінії. Оскільки вхідний опір лінії є навантаженням генератора, то режим біжучої хвилі в лінії забезпечує сталі значення опору навантаження і стабільність роботи генератора;

3) в узгодженій лінії втрати потужності при передачі її від генератора до навантаження мінімальні.

У разі коли лінія неузгоджена та її коефіцієнт загасання дорівнює α , коефіцієнт корисної дії η_{ϕ} визначається як

$$\eta_{\phi} = e^{-2\alpha l} \frac{1 - \Gamma^2}{1 - \Gamma^2 e^{-4\alpha l}},$$

де l — довжина фідера.

Для узгодженої лінії модуль коефіцієнта відбиття Γ дорівнює нулю, тому

$$\eta_{\phi} = e^{-2\alpha l}.$$

Порівнюючи ці дві формули, можна зробити висновок, що чим більша інтенсивність відбитої хвилі, тим менший ККД.

20.8. Вузькосмугові узгоджувальні пристрої

У тому разі, коли довжина хвилі при передачі електромагнітної енергії фідером не змінюється, використовують вузькосмугові узгоджувальні пристрої. Принцип дії таких узгоджувальних пристроїв полягає в тому, що лінія передачі приєднується до навантаження через пристрій, який створює додаткову відбиту хвилю. Фазу і амплітуду додаткової хвилі підбирають так, щоб в результаті інтерференції з хвилею, яка відбивається від навантаження, обидві хвилі повністю компенсувалися.

У різних типах передачі часто використовують чвертьхвильовий трансформатор, що являє собою відрізок лінії, довжина якого дорівнює чверті довжини хвилі. Для визначення вхідного опору чвертьхвильового відрізка лінії Z_T скористаємося формулою (20.8). З виразу (20.5) за довжини лінії $z = \Lambda/4$ маємо

$$\tilde{\Gamma}(Z = \Lambda/4) = -\Gamma e^{-i\varphi_0} = -\tilde{\Gamma}(0).$$

Якщо лінія навантажена активним опором R_H , то з формули (20.7) знаходимо, що коефіцієнт відбиття від навантаження

$$\tilde{\Gamma}(0) = \frac{R_H - W_T}{R_H + W_T},$$

де W_T — хвильовий опір чвертьхвильової лінії. Підставимо значення коефіцієнта відбиття при $z = \Lambda/4$ у формулу (20.8) і отримуємо

$$Z_T = W_T \frac{1 - \tilde{\Gamma}(0)}{1 + \tilde{\Gamma}(0)} = \frac{W_T^2}{R_H}. \quad (20.19)$$

Схему, за якою включається чвертьхвильовий трансформатор при активному опорі навантаження, наведено на рис. 20.13, а. Очевидно, що для створення режиму біжучої хвилі в основному фідері з хвильовим опором W необхідно, щоб вхідний опір трансформатора Z_T дорівнював W . З формули (20.19) знаходимо хвильовий опір трансформатора W_T , який забезпечує узгодження лінії з навантаженням,

$$W_T = \sqrt{WR_H}. \quad (20.20)$$

Якщо навантаження фідера має комплексний характер, то можна використовувати залежність вхідного опору лінії від її відносної довжини. А саме, в певних

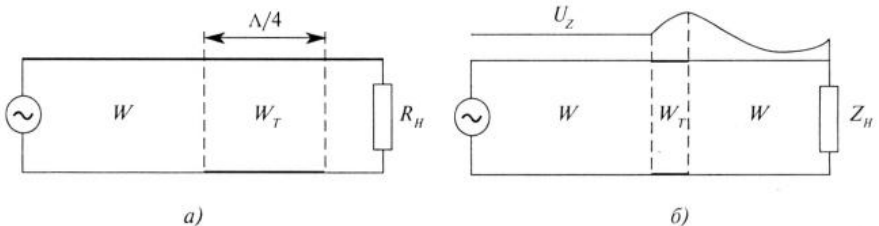


Рис.20.13

перерізах лінії, де спостерігаються пучності і вузли, вхідний опір лінії незалежно від навантаження чисто активний (формули (20.15) та (20.16)). Тому чвертьхвильовий трансформатор потрібно включати в розрив лінії, де виникає найближчий до навантаження вузол або найближча пучність напруги (рис.20.13,б). Хвильовий опір трансформатора визначають з формули (20.14) при заміні опору R_H на відповідне значення вхідного опору відрізка лінії. Так, при включенні трансформатора в перерізі, де виникає максимум напруги (рис.20.13,б), в формулу (20.20) підставимо значення опору $R_{\text{ex.max}}$ з виразу (20.15) і одержимо хвильовий опір

$$W_T = W \frac{1}{\sqrt{K_{\delta,x}}}.$$

Якщо включити трансформатор в розриві від мінімуму напруги в напрямі до генератора, то хвильовий опір повинен дорівнювати

$$W_T = W \sqrt{K_{\delta,x}}.$$

За такого способу узгодження відбита хвиля поширюється від навантаження до чвертьхвильового трансформатора, а в фідері від генератора до чвертьхвильового трансформатора встановлюється режим біжучої хвилі.

Іншим пристроєм, за допомогою якого узгоджується навантаження з фідером, є реактивний шлейф. Головною підставою для його застосування є залежність вхідного опору відрізка лінії від його довжини z . Використовуючи цю залежність, знаходимо такий переріз лінії av (рис.20.14), для якого активна складова вхідної провідності дорівнюватиме $1/W$. Якщо за допомогою відрізка лінії l_w , що має дуже малі втрати, скомпенсувати реактивну складову вхідної провідності лінії передачі від точок av до навантаження, то в фідері від генератора до точок av встановлюється режим біжучої хвилі.

Для визначення місця приєднання шлейфа знайдемо вхідну провідність лінії передачі. Щоб спростити вираз перенесемо початок координат від точок приєднання навантаження Z_H (рис.20.14) до перерізу лінії з пучністю. Нову координату позначимо через z' . Тоді, як випливає з формул (20.12) і (20.15), коефіцієнт відбиття від навантаження (при $z' = 0$), опір якого дорівнює $R_{\text{ex.max}}$, визначається як

$$\Gamma = \frac{1 - K_{\delta,x}}{1 + K_{\delta,x}}. \quad (20.21)$$

З рівняння (20.2) в новій системі координат і з урахуванням того, що $U_B/U_H = \Gamma$, знаходимо вхідну провідність

$$Y_{\text{вх}} = \frac{1}{W} \frac{e^{i\beta z'} - \Gamma e^{-i\beta z'}}{e^{i\beta z'} + \Gamma e^{-i\beta z'}}. \quad (20.22)$$

Підставимо значення коефіцієнта відбиття (20.21) і представимо експоненційні функції тригонометричними, що дасть змогу привести вираз (20.22) до вигляду

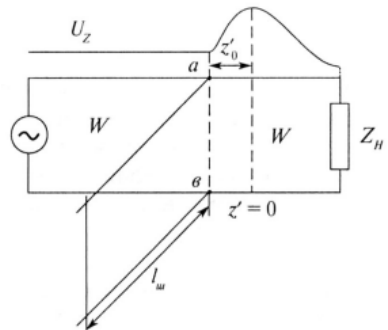


Рис.20.14

$$Y_{ax} = \frac{1}{W} \frac{K_{\bar{\sigma},x} \cos \beta z' + i \sin \beta z'}{\cos \beta z' + i K_{\bar{\sigma},x} \sin \beta z'} = \frac{1}{W} \frac{K_{\bar{\sigma},x} + i 0,5(1 - K_{\bar{\sigma},x}^2) \sin 2\beta z'}{\cos^2 \beta z' + K_{\bar{\sigma},x}^2 \sin^2 \beta z'}. \quad (20.23)$$

Прирівнюючи дійсну складову вхідної провідності (20.23) зворотній величині хвильового опору лінії передачі, знаходимо відрізок z'_0 (рис.20.14)

$$\frac{1}{W} = \frac{1}{W} \frac{K_{\bar{\sigma},x}}{\cos^2 \beta z'_0 + K_{\bar{\sigma},x}^2 \sin^2 \beta z'_0}.$$

Звідси

$$z'_0 = \frac{1}{\beta} \operatorname{arccotg} \sqrt{K_{\bar{\sigma},x}}.$$

Використовуючи значення z'_0 , з формули (20.23) знаходимо реактивну складову вхідної провідності лінії в точках *ав*.

$$b(z'_0) = \frac{1}{W} \frac{0,5(1 - K_{\bar{\sigma},x}^2) \sin 2\beta z'_0}{\cos^2 \beta z'_0 + K_{\bar{\sigma},x}^2 \sin^2 \beta z'_0} = \frac{1}{W} \frac{1 - K_{\bar{\sigma},x}}{\sqrt{K_{\bar{\sigma},x}}}. \quad (20.24)$$

Реактивна складова (20.24) повинна скомпенсуватися вхідною провідністю шлейфа b_w , тому цю вимогу аналітично записуємо у вигляді

$$b_w = -b(z'_0). \quad (20.25)$$

Якщо шлейф короткозамкнений, то $\Gamma = -1$, і з загального виразу (20.22) для вхідної провідності лінії маємо

$$b_w = -\frac{1}{W_w} \operatorname{ctg} \beta l_w, \quad (20.26)$$

де прийнято, що $z' = l_w$ — довжині шлейфа.

Підставимо значення $b(z'_0)$ з виразу (20.24) і b_w з виразу (20.26) в умову (20.25). У результаті отримуємо

$$\operatorname{tg} \beta l_w = \frac{W}{W_w} \frac{\sqrt{K_{\bar{\sigma},x}}}{1 - K_{\bar{\sigma},x}}.$$

Отже, наведені формули визначають положення перерізу *ав*, до якого приєднується реактивний шлейф, та довжину шлейфа, щоб створити у фідері від генератора до точок *ав* режим біжучої хвилі.

При узгодженні за допомогою шлейфа змінність опору навантаження вимагає зміни місця включення і довжини шлейфа. Якщо лінія відкрита, то це не викликає особливих труднощів. Але коли лінія замкнена, наприклад, при використанні коаксіального кабелю, то перенесення місця включення шлейфа небажане. Щоб не переміщувати точок під'єднання шлейфа, використовують дво- і тришлейфові узгоджувальні пристрої. Схему тришлейфного узгодження наведено на рис. 20.15. Для узгодження на одній довжині хвилі досить всього двох шлейфів. Якщо активна складова провідності навантаження G_H менша $1/W$, то використовують 1-й і 2-й

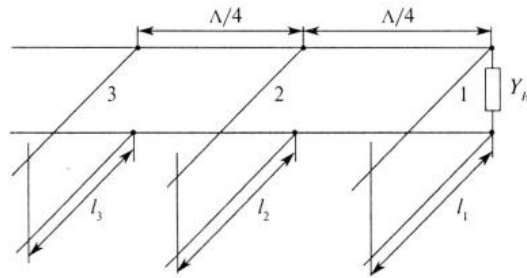


Рис.20.15

шлейфи. Якщо $G_H > 1/W$, то використовують 2-й і 3-й шлейфи. Розглянемо випадок, коли $G_H < 1/W$. Довжину третього шлейфа встановлюють такою, що дорівнює чверті довжини хвилі ($l_3 = 0,25\lambda$), і його вплив на режим роботи фідера можна не враховувати. За допомогою довжини першого шлейфа l_1 змінюємо реактивну складову провідності навантаження, що викликає зміщення вздовж лінії максимумів напруги, а також зміну $K_{б.х}$ в лінії. Отже, для заданої провідності Y_H можна підібрати таку довжину l_1 , за якої в перерізі лінії 2 активна складова вхідної провідності відрізка фідера від точок 2 до навантаження дорівнюватиме $1/W$. Тоді реактивну складову вхідної провідності скомпенсуємо за допомогою 2-го шлейфа, внаслідок чого у фідері встановлюється режим біжучої хвилі.

20.9. Широкопasmові узгоджувальні пристрої

Задача узгодження лінії передачі з навантаженням в певній смузі частот значно складніша, ніж вузькосмугового узгодження. У деяких антен активні та реактивні складові вхідного опору дуже залежать від довжини хвилі. У таких випадках використовують метод компенсуючого чотириполосника. Навантаження приєднується до лінії (рис.20.16, а) через спеціальний чотириполосник, параметри якого підбирають так, щоб в заданій смузі частот компенсувати реактивну складову навантаження і трансформувати активну складову в значення хвильового опору лінії. Чотириполосник залежно від робочого діапазону хвиль може будуватися на елементах із зосередженими параметрами або на елементах з розподіленими

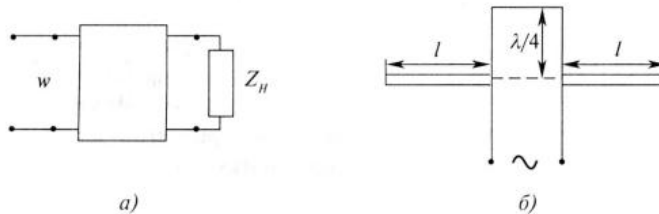


Рис.20.16

параметрами. Проілюструвати використання цього методу можна на прикладі антени літакового висотоміра (підрозділ 10.1). Принципову схему узгодження зображено на рис.20.16, б. Симетричний вібратор з плечима довжиною l приєднується до чвертьхвильового короткозамкненого відрізка лінії і до фідера. Довжина плеча становить $l = 0,25\lambda$. Вихідний опір вібратора в смузі довжин хвиль, близьких до власної довжини хвилі, еквівалентний опору послідовного коливального кола. А вхідний опір чвертьхвильового відрізка лінії еквівалентний опору паралельного коливального кола. Тому при відхиленні довжини хвилі від резонансної з'являється реактивна складова вхідного опору вібратора, яка матиме протилежний знак від знака реактивної складової вхідного опору чвертьхвильового відрізка, що також виникає в цьому випадку. Наприклад, при вкороченні хвилі вібратор має ємнісну реактивну складову опору, а відрізок лінії — індуктивну складову. Якщо певним чином підібрати хвильовий опір відрізка лінії, то можна досягти компенсації реактивної складової вхідного опору вібратора в заданій смузі частот.

У разі коли опір навантаження має, в основному, активний характер, то можна застосувати для узгодження плавні або східчасті переходи. На рис.20.17 зображено плавний перехід, виконаний на відрізку експоненціальної лінії. Погонні параметри лінії змінюються плавно за експоненціальним законом. Тому хвильовий опір залежить від координати перерізу, в якому визначається цей параметр,

$$W(z) = W_0 e^{bz}, \quad (20.27)$$

де W_0 — хвильовий опір на початку лінії;

b — стала, що характеризує степінь зміни параметрів вздовж лінії.

Оскільки при $z = l$ хвильовий опір повинен дорівнювати опору навантаження R_H , то з залежності (20.27) визначаємо

$$bl = \ln \frac{R_H}{W_0}.$$

З аналізу експоненціальної лінії, навантаженої на опір R_H , впливає, що модуль коефіцієнта відбиття на початку лінії дорівнює

$$\Gamma(0) = \left| \ln \frac{R_H}{W_0} \right| \frac{|\sin \beta l|}{2\beta l}.$$

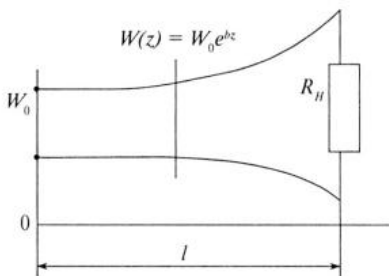


Рис.20.17

На рис. 20.18 показано залежність модуля коефіцієнта відбиття, приведенного до логарифма відношення опорів, від відносної довжини експоненціальної лінії

$$|\Gamma_H(0)| = \frac{2\Gamma(0)}{\left| \ln \frac{R_H}{W_0} \right|} = f\left(\frac{l}{\lambda}\right).$$

Як видно з рис.20.18, коефіцієнт відбиття на початку лінії перетворюється в нуль тільки для фіксованих довжин хвиль

$$\beta l = p\pi, \quad p = 1, 2, 3, \dots$$

У діапазоні частот коефіцієнт відбиття відрізнятиметься від нуля і його максимум сягає значення

$$\Gamma_{\max}(0) = \frac{1}{2\beta l} \left| \ln \frac{R_H}{W_0} \right|. \quad (20.28)$$

Виходячи з допустимого значення коефіцієнта відбиття, з формули (20.28) для заданих параметрів $K_{6,x}$, W_0 , R_H знаходимо довжину експоненціального трансформатора, а з формули (20.27) — сталу b .

Нарівні з експоненціальними трансформаторами використовують ймовірнісні трансформатори. Залежність погонних параметрів ймовірнісних трансформаторів від довжини лінії виражається інтегралом ймовірності.

Дуже часто з точки зору підвищення технологічності виготовлення ліній зі змінними параметрами перевагу надають східчастим переходам, в яких погонні параметри змінюються ступенями. Східчасті трансформатори еквівалентні трансформаторам з плавною зміною параметрів при кількості сходинок близько 8 — 10.

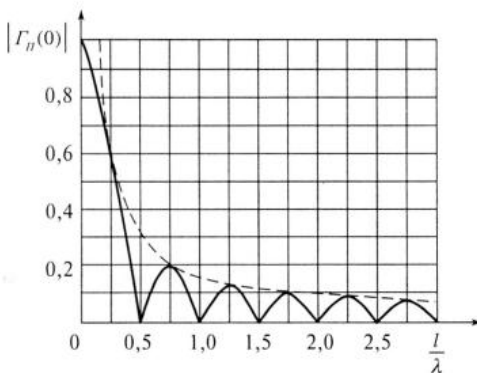


Рис.20.18

20.10. Симетруючі пристрої

Двопровідна симетрична лінія має помітний антенний ефект, інтенсивність якого збільшується при зменшенні довжини хвилі. Щоб уникнути антенного ефекту фідера в діапазонах метрових та коротших хвиль, використовують коаксіальні кабелі та хвелеводи. Безпосереднє приєднання симетричної антени до коаксіального кабелю викликає низку негативних явищ, що порушують нормальне функціонування антенно-фідерного пристрою. Так, наприклад, при підключенні до симетричного вібратора коаксіального кабелю (рис.20.19) при протіканні струму живлення спостерігають такі явища. Струм живлення, що тече центральним провідником I_1 , в будь-якому перерізі повинен дорівнювати струму I_2 , що тече у зворотному напрямі внутрішньою поверхнею зовнішнього провідника — металевою оболонкою кабелю. Струм I_1 повністю потрапляє на плече вібратора, приєднане до центрального провідника. Струм I_2 частково потрапляє на плече вібратора, приєднане до металевої оболонки кабелю, а частково затікає на зовнішню

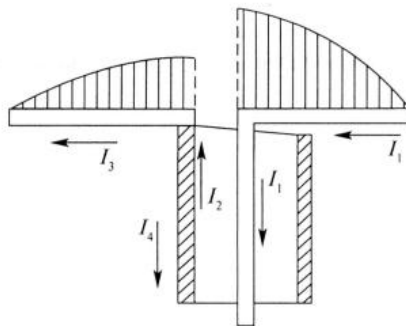


Рис.20.19

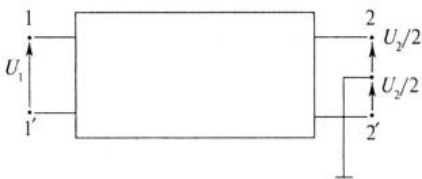


Рис.20.20

поверхню кабелю. Тому струм I_3 розгалужується на струми I_3 і I_4 . Струм у лівому плечі вібратора I_3 буде меншим від струму в правому плечі I_1 , що обумовлює асиметрію в збудженні вібратора. У зв'язку з цим спотворюється діаграма спрямованості і змінюється вхідний опір антени. Струм I_4 викликає появу антенного ефекту фідера, що ще більше спотворює діаграму спрямованості вібратора. Тому безпосереднє приєднання симетричної антени до несиметричної лінії передачі є недопустимим.

Отже, коаксіальний кабель необхідно приєднувати до входу симетричної антени за допомогою спеціального симетруючого пристрою, який в загальному вигляді можна подати чотирьохполюсником. Особливість такого чотирьохполюсника (рис.20.20) полягає в тому, що одна пара його затискачів $1 - 1'$ є несиметричними, тобто один з цих затискачів завжди має нульовий потенціал. Інша пара затискачів $2 - 2'$ — симетрична. Якщо до затискачів $1 - 1'$ підвести несиметричну напругу U_1 , то на вихідних затискачах $2 - 2'$ утворюється напруга U_2 , що має дві однакові за амплітудою і протифазні стосовно точки нульового потенціалу складові. Це дає можливість несиметричною лінією передачі живити симетричні антени, не порушуючи симетрію розподілу струмів і напруг.

Симетруючі чотирьохполюсники можна виконати на елементах із зосередженими параметрами: котушках індуктивності, конденсаторах, трансформаторах. Такі симетруючі пристрої використовують почасти в дециметровому діапазоні, а, в основному, в декаметровому, в метровому та більш довгохвильових діапазонах.

Досить простим симетруючим пристроєм є симетруючий трансформатор (рис.20.21, а). У первинній обмотці затискач $1'$ має потенціал екрана. Між первинною і вторинною обмотками закладають електростатичний екран, що являє собою незамкнений виток фольги або одношарову обмотку, яка одним кінцем приєднується до затискача з нульовим потенціалом. Електростатичний екран усуває безпосередній ємнісний зв'язок між первинною і вторинною обмотками, що зберігає симетрію складових вихідної напруги, оскільки ємність витків вторинної обмотки відносно екрана не порушує її конструктивної симетрії. Кількість витків первинної обмотки N_1 вибирають так, щоб індуктивний опір був в декілька разів (5...10) більше від повного опору R_1 , що приєднується до затиска-

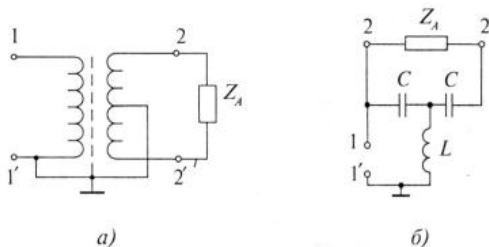


Рис.20.21

чів 1 – 1'. Узгодження з навантаженням R_2 забезпечується коефіцієнтом трансформації n , який визначають з виразу

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}},$$

де N_2 — кількість витків вторинної обмотки.

На рис.20.21, б зображено симетруючий пристрій, виконаний у вигляді Т-подібного чотириполісника. Вхідний опір одноланкової схеми визначають як

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_A}{2 \left(2 + \frac{Z_A}{iX} \right)},$$

де Z_A — опір навантаження;

$X = \frac{1}{\omega C}$ — реактивний опір конденсатора.

Значення індуктивності L вибирають з відношення

$$\omega^2 LC = 0,5.$$

Якщо $X \gg Z_A$, то вхідний опір навантаженого симетруючого пристрою становитиме

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_A}{4},$$

а напруга на затискачах 2 – 2' буде в два рази більшою від напруги на затискачах 1 – 1'.

Крім одноланкових використовують і багатоланкові симетруючі чотириполісники, оскільки втрати потужності в них дуже малі.

У діапазонах метрових і коротших хвиль симетруючі пристрої будують на колах з розосередженими параметрами. Так, при живленні симетричного вібратора коаксіальним кабелем часто як симетруючий пристрій застосовують «чвертьхвильовий стакан» (рис.20.22, а). Конструкція «чвертьхвильового стакана» має вигляд

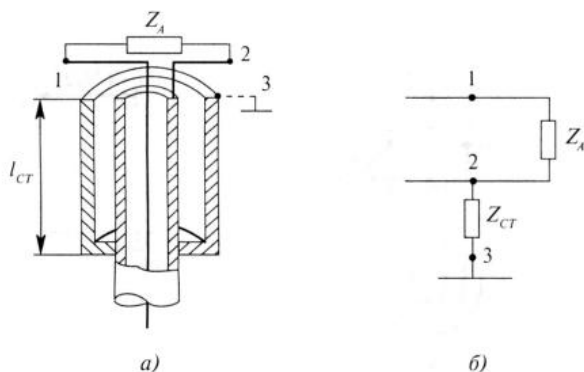


Рис. 20.22

металевого циліндра довжиною, що дорівнює чверті довжини хвилі. Всередині циліндра прокладають коаксіальний кабель таким чином, щоб між його зовнішньою металевою оболонкою і стінками циліндра залишався невеликий проміжок, який ізолює стакан від зовнішньої оболонки кабелю. Нижній торець циліндра припаюють до зовнішньої оболонки кабелю.

Завдяки такій конструкції зовнішня поверхня металевої оболонки кабелю і внутрішня поверхня циліндра створюють чвертьхвильову короткозамкнену лінію, вхідний опір якої Z_{CT} надзвичайно високий. Отже, еквівалентна схема (рис.20.22, б) «чвертьхвильового стакана» — це двопровідна симетрична лінія, навантажена на опір Z_A (вхідний опір симетричної антени). Один із затискачів лінії (2) через вхідний опір стакану Z_{CT} приєднується в точці 3 до екрана з нульовим потенціалом. Вхідний опір «чвертьхвильового стакана», як для будь-якої короткозамкненої лінії без втрат, визначається за формулою

$$Z_{CT} = Z_{2-3} = iW_{CT} \operatorname{tg} kl_{CT},$$

де W_{CT} — хвильовий опір лінії, створеної зовнішньою оболонкою кабелю і металевим циліндром;

l_{CT} — довжина циліндра.

Коли $Z_{CT} \gg Z_A$, то струми не затікають на зовнішню поверхню металевого циліндра, потенціал якої зберігається таким, що дорівнює нулю. Тому відрізок коаксіального кабелю від нижнього торця циліндра до затискачів 1 — 2 можна розглядати як симетричну лінію. Як видно з виразу для вхідного опору чвертьхвильової коротко-

замкненої лінії, Z_{CT} максимального значення сягає тільки за умови, що $l_{CT} = \frac{\lambda}{4}$, тому такий симетруючий пристрій задовільно працює у вузькій смузі частот.

Широко поширеним є симетруючий пристрій, відомий під назвою «У-коліна» (рис.20.23, а). Він являє собою відрізок коаксіального кабелю, довжина якого дорівнює половині довжини хвилі. У точці 1 центральний провідник приєднується до затискача навантаження Z_A . У точці 2 до центрального провідника приєднується другий затискач навантаження і до цієї точки приєднується також фідер. Відстань між точками 1 і 2 дорівнює половині довжини хвилі (рис.20.23, б), тому хвиля напруги, проходячи цей шлях, змінює фазу на протилежну. Отже, як видно з еквівалентної схеми, зображеної на рис.20.23, б, до затискачів навантаження прикладені напруги у

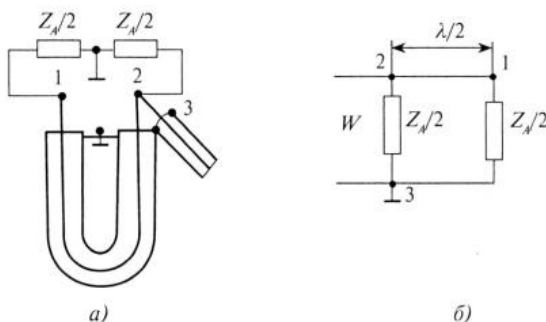


Рис.20.23

протифазі, але з однаковими амплітудами відносно нульового потенціалу. Оскільки живлення симетричне відносно нульового потенціалу екрана, то вхідний опір можна розглядати як послідовно з'єднані два опори $Z_A/2$, в точці з'єднання яких потенціал дорівнюватиме нулю. Вхідний опір відрізка лінії довжиною $\lambda/2$, навантаженого на опір $Z_A/2$, дорівнюватиме опору навантаження, тобто $Z_A/2$. З цього випливає, що в точках 2 — 3 основний фідер навантажується паралельним з'єднанням вхідного опору «U-коліна» $Z_A/2$ і частиною опору навантаження $Z_A/2$. Таким чином, опір навантаження для основного фідера становитиме $Z_H = Z_A/4$. Отже, «U-коліно» трансформує вхідний опір антени Z_A у відношенні 1 : 4. Очевидно, що «U-коліно» також є вузькосмуговим симетруючим пристроєм, тому що при зміні довжини хвилі порушується протифазність напруг у точках 1 і 2.

У ширшому діапазоні працює симетруючий шлейф (рис.20.24, а), який виконують з металевого стержня 2 з діаметром, що дорівнює діаметру зовнішньої оболонки коаксіального кабелю 1. Стержень разом із зовнішньою оболонкою кабелю створює двопровідну симетричну короткозамкнену лінію. Оскільки струми стержня і зовнішньої поверхні оболонки кабелю замикаються через перемичку 3, то нижче перемички струми зовнішньою поверхнею коаксіального кабелю не протікатимуть. Розглянемо розподіл струмів у симетруючому пристрої. Струм I_e , який протікає внутрішньою поверхнею оболонки кабелю, розгалужується на струм I_{A1} , що тече через навантаження Z_A , і на струм I_1 , що затікає на зовнішню поверхню оболонки кабелю. Струм I_H , що протікає центральним провідником, складається зі струму I_{A2} , що витікає з опору навантаження, і струму I_2 , що протікає стержнем.

Очевидно, що $I_e = I_{A1} + I_1$ і $I_H = I_{A2} + I_2$. Враховуючи, що в будь-якому перерізі струми кабелів I_e і I_H дорівнюють один одному, можна записати

$$I_{A1} + I_1 = I_{A2} + I_2.$$

Оскільки, стержень 2 має такий самий діаметр і форму перерізу, як і зовнішня поверхня кабелю, то завдяки геометричній симетрії струм I_1 дорівнює струму I_2 .

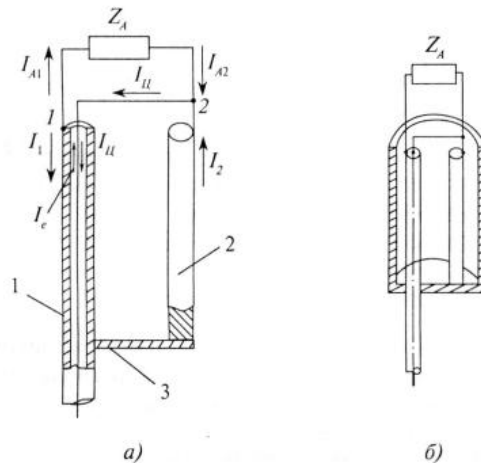


Рис.20.24

З цієї рівності випливає, що $I_{A1} = I_{A2}$ незалежно від довжини хвилі, тобто навантаження живиться симетрично в широкій смузі частот. Вхідний опір симетруючого шлейфа (в точках 1 — 2) визначається як вхідний опір короткозамкнутої двопровідної лінії. Отже, коли довжина шлейфа дорівнює чверті довжини хвилі, вхідний опір симетруючої приставки не впливає на опір навантаження фідера.

Оскільки на симетрію такого пристрою можуть впливати різні предмети, що знаходяться біля шлейфа, то для усунення такого впливу симетруючий шлейф вміщують в екрануючий металевий стакан (рис. 20.24, б), який можна безпосередньо приєднувати до предметів з нульовим потенціалом.

У дециметровому та сантиметровому діапазонах хвиль використовують симетруючу щілину (рис. 20.25). На рис. 20.25, а зображено симетруючий пристрій, в якому живлення плечей вібратора здійснюється за допомогою чвертьхвильової щілини. Поздовжня щілина в коаксіальному кабелі не збуджується, оскільки при використанні основного типу хвилі в кабелі течуть тільки поздовжні струми. Тому в точці *a* центральний провідник перемичкою замикається на зовнішній провідник. При цьому в кабелі збуджується коаксіально-хвильоводна хвиля типу H_{11} , яка має поздовжню складову напруженості магнітного поля. На внутрішній поверхні металевої оболонки виникають поперечні струми, що пов'язані з поздовжньою складовою напруженості магнітного поля. Хвиля типу H_{11} у зв'язку з тим, що діаметр коаксіальної лінії беруть меншим від критичного, при віддаленні від короткозамикача (від точки *a*) швидко загасає. Отже, поперечні струми інтенсивно збуджуватимуть щілини, завдяки тому між окрайками щілин з'являться напруги $U_{ш}$ (рис. 20.25, в). Оскільки напруги $U_{ш}$ синфазні і однаково спрямовані, то режим роботи половинок розрізаної щілинами оболонки буде аналогічним режиму симетричної двопровідної лінії. Довжина цієї лінії, що створена ділянками 1 та 2 зовнішньої оболонки кабелю (рис. 20.25, а), дорівнює чверті довжини хвилі. Тому симетричний вібратор ізольований від зовнішньої оболонки коаксіального кабелю.

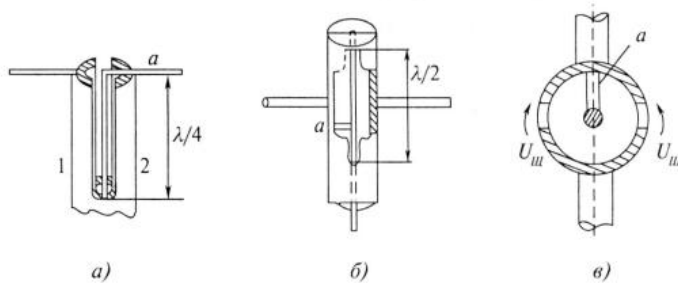


Рис. 20.25

На рис. 20.25, б наведено схему симетруючої півхвильової щілини, яка має певні переваги перед чвертьхвильовою щілиною. Півхвильова щілина працює в більш широкій смузі частот і в такому симетруючому пристрої відсутнє випромінювання з відкритого кінця кабелю. Крім того, змінюючи положення короткозамикача (точку *a*), можна розширити границі узгодження фідера з навантаженням. Іноді щілинні симетруючі пристрої розміщують в екрані, щоб позбутися випромінювання щілини.