

DOI: 10.18372/2310-5461.63.18951

УДК 621.396.67(045)

Л. Я. Ільницький, д-р техн. наук, професор
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0003-0574-7296
e-mail: ludvigilnickij@gmail.com;

І. І. Михальчук, канд. техн. наук
Київський національний університет імені Тараса Шевченка
orcid.org/0000-0002-1802-7653
e-mail: inna.mykhalchuk@knu.ua;

О. А. Щербина, д-р техн. наук, доцент
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0002-6058-2749
e-mail: shcherbyna_ol@nau.edu.ua

ПРИНЦИП ЖИВЛЕННЯ ГРУПИ ВИПРОМІНЮВАЧІВ ОДНІЄЮ ЛІНІЄЮ ЖИВЛЕННЯ

Вступ

У випадках, коли певні обставини змушують використовувати мобільні радіоцентри для забезпечення зв'язку, передачі інформації, оперативного керування специфічними видами діяльності, наприклад, мобільного радіомоніторингу [1], керування безпілотними літальними апаратами [2] можуть виникнути деякі труднощі з розгортанням антенних систем. Особливо це стає критично важливим, коли радіоцентр приходить часто переносити з однієї території до іншої і якщо радіоцентр обслуговує декілька зон на різних частотних каналах. При значних радіусах зон обслуговування труднощі зростають, оскільки антенні пристрої необхідно підіймати на певну висоту над землею поверхнею.

Використовуючи живлення декількох антен одним фідером, можна зменшити час розгортання антенних пристроїв та кількість щогл, що дозволить більш раціонально використати виділену територію під радіоцентр, зменшити вартість антенних споруд і спростити умови перебазування радіоцентру, полегшити вибір місця установок щогл і т. ін. В особливих умовах експлуатації радіоцентру важливе значення може мати можливість переходу з одного радіоканалу на інший, щоб позбутися навмисних радіоперешкод, які можуть виникати в результаті протидії функціонуванню радіоцентру. У цьому випадку перехід на іншу частоту може здійснюватися без додаткових фідерів і щогл для антен.

Використання в фідері антенних систем однієї лінії передачі електромагнітних коливань вимагає виконання двох взаємно протилежних за змістом задач. Перша з них полягає в створенні таких умов для передавачів, щоб їх виходи могли

працювати на одне і теж навантаження, тобто на одну лінію передачі, не впливаючи один на одного. Друга задача полягає в тому, щоб із загального потоку електромагнітної енергії, яка передається радіочастотною лінією передачі, виокремити і подати на відповідні антенні пристрої призначені для них електромагнітні хвилі. Отже, фідер повинен мати таку будову, яка б забезпечувала електромагнітну сумісність одночасного функціонування передавачів і максимально допустимому "засміченість" основного випромінювання антен. Зрозуміло, що ці дві задачі не протирічають одна одній, оскільки радіочастотні канали, які утворюються передавачем, фідером і антенною відрізняються один від одного за частотою. Очевидно, що передавачі можуть впливати один на одного у вигляді появи інтермодуляційних випромінювань, оскільки всі передавачі навантажені однією і тією лінією передачі, а на входи антенних пристроїв можуть надходити коливання інших каналів і створювати заваду при передачі інформації.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Враховуючи важливість живлення декількох антен за допомогою однієї радіочастотної лінії і значимість тих наслідків, які виникають при застосуванні фідера, побудованого на одній лінії передачі, можемо окреслити проблеми, які пов'язані із функціонуванням багатоканального пристрою живлення систем випромінювання. В подальшому обмежимося розглядом необхідних властивостей фідера і його реалізацією на прикладі трьох антен і трьох передавачів, які є прикінцевими об'єктами фідера та утворюють три канали передачі інформації. Зрозуміло, що розроблена методика буде зберігати свою дієвість і при

збільшенні числа каналів. Крім того, розгляда- тимемо кожен канал як об'єкт, який буде функці- онувати незалежно від стану інших каналів, і йо- го технічні та економічні характеристики визна- чатимуться лише будовою та параметрами еле- ментів високочастотного тракту.

Згідно з наведеними зауваженнями, фідер у своєму складі повинен мати як мінімум лінійний пасивний безвтратний восьмиполіусник (три входи і один вихід) для об'єднання кількох неза- лежних потоків електромагнітної енергії, що ге- нерується передавачами, радіочастотну лінію передачі для транспортування електромагнітної енергії та другого восьмиполіусника (один вхід і три виходи) для виокремлення потоків енергії та підведення їх до входів антенних пристроїв. Оскільки основною ідентифікаційною ознакою кожного потоку енергії є частота коливань, то такі восьмиполіусники доцільно будувати на ос- нові смуго-пропускних фільтрів [3, 4]. Принципи побудови НВЧ фільтрів на різних типах ліній передачі детально описані в літературі [5-8]. Враховуючи висловлені щодо фідера міркування, представимо його структурну схему у вигляді, зображеному на рис. 1.

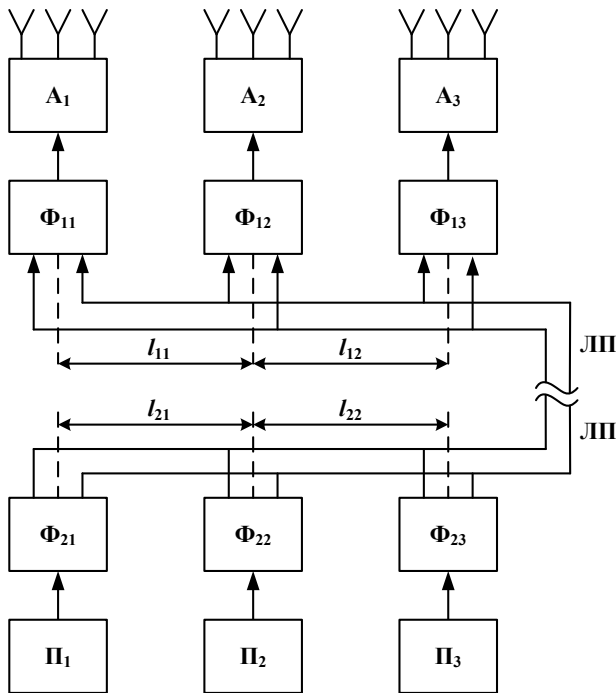


Рис. 1. Структурна схема фідера

Антенні пристрої або решітки A_1 , A_2 та A_3 разом з діаграмо-утворюючими схемами, елементами узгодження навантажень, тощо знаходяться в першому ряду структурної схеми. Живлення до них надходить з виходів смуго-пропускних фільтрів Φ_{11} , Φ_{12} , Φ_{13} . Входи фільтрів приєднані до основної лінії передачі (ЛП) на певних відстанях l_{11} та l_{12} один від одного, утворюючи розосе-

реджену схему виокремлення каналів. Передавачі Π_1 , Π_2 та Π_3 приєднуються до лінії передачі (ЛП) через смуго-пропускні фільтри Φ_{21} , Φ_{22} , Φ_{23} також за розосередженою схемою. Відстані між точками приєднання виходів фільтрів до лінії передачі l_{21} та l_{32} можуть відрізнятися від довжин відрізків l_{11} та l_{12} .

Постановка завдання

Для того щоб пристрій, побудований за при- веденою схемою, функціонував у стабільному режимі, необхідно визначити основні параметри фільтрів, які дали б можливість спроектувати і виготовити самі фільтри та аналітично обґрунту- вати вибір точок приєднання фільтрів до лінії передачі. В подальшому схему, приведену на рис. 1, будемо називати схемою із розосередже- ними вздовж радіочастотної лінії фільтрами.

Мета статті

Метою статті є обґрунтування принципу по- будови фідера зі смуго-пропускними фільтрами для багатоканального пристрою живлення сис- тем випромінювання.

Принцип побудови смуго-пропускних фільтрів

Розрахунок і проектування смуго-пропускного фільтра можливі за відомими такими величинами як ослаблення L_s у смузі частот загороджування (на заданій частоті f_s), ослаблення L_p у смузі про- пускання (прозорості) на частоті f_p , мінімальну f_{min} та максимальну f_{max} частоти смуги прозорості та значення навантажень на вхідні та вихідні за- тискачі фільтра [4, 9]. Очевидно, що з визначен- ням навантажень не виникає проблем, оскільки хвильові опори відрізків радіочастотних ліній заздалегідь відомі. Значення частот f_p , f_{min} , f_{max} визначаються загальним цільовим призначенням радіоцентру. Виходячи з цих передумов, можемо побудувати частотну характеристику фідера, призначеного для живлення трьох антенних при- строїв трьома частотними каналами. Ця частотна характеристика зображена на рис. 2 в площині ослаблення (L , дБ – частота f) і має вигляд трьох незалежних кривих, які перекривають заданий частотний діапазон. Кожна з кривих є залежністю ослаблення від частоти смуго-пропускного фільтра. Характеристики відносяться до фільтрів, які виокремлюють за частотою потоки енергії для живлення відповідних антенних пристроїв. На рис. 2 показані залежності ослаблення фі- лтрів для смуг частот $\Delta f_1 = 200-300$ МГц, $\Delta f_2 = 350-400$ МГц та $\Delta f_3 = 450-550$ МГц при різ- них вимогах до значень коефіцієнту стоячої хви-

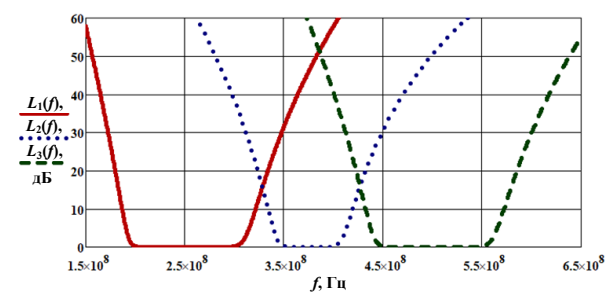
лі за напругою (КСХН) та максимального ослаблення у смузі загородження.

Характеристики для фільтрів, що забезпечують розв'язку передавачів і ущільнення трьох потоків енергії в одній радіочастотній лінії, аналогічні фільтрам виокремлення.

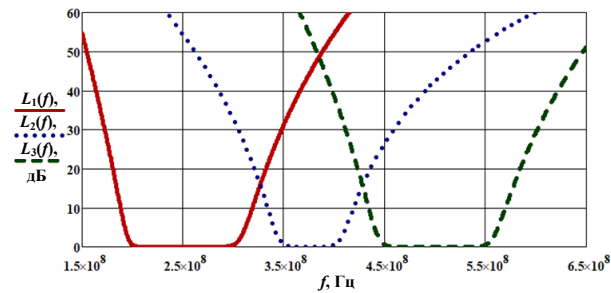
Кожен канал електромагнітної енергії має смугу прозорості, яка обмежена мінімальною частотою $f_{п1}^s$ та максимальною частотою $f_{п2}^s$, де $s = 1, 2, 3$; π – означає належність частоти до смуги пропускання (прозорості).

За цими даними визначаємо середню частоту смуги пропускання:

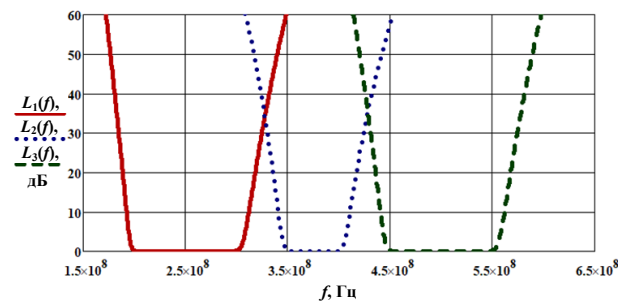
$$f_{0s} = \sqrt{f_{п1}^s f_{п2}^s}, \quad s = 1, 2, 3. \quad (1)$$



a



b



v

Рис. 2. Частотні характеристики фідера: а – при КСХН = 1,5, $L_3 = 30$ дБ; б – при КСХН = 2, $L_3 = 30$ дБ; в – при КСХН = 1,5, $L_3 = 60$ дБ

Побудова системи розділення каналів

Із технічних вимог до завадостійкості передачі інформації в каналах 1, 2 та 3 визначаємо допустимий рівень «засміченості» або рівень потужності завад, які можуть одночасно приходити

на вхід антенного пристрою, не порушуючи функціонування відповідного радіоканалу. Тобто, для першого каналу завадами можуть бути коливання з частотами f_{02}, f_{03} , для другого каналу – коливання з частотами f_{01}, f_{03} , для третього каналу – коливання з частотами f_{01}, f_{02} .

Нехай потужність живлення антен корисними сигналами становить P_1, P_2, P_3 , а допустимий рівень потужності завади повинен не перевищувати: P_3^{12} для 1-ого каналу коливаннями з частотою f_{02} , P_3^{21} для 2-ого каналу коливаннями з частотою f_{01} , P_3^{23} для 2-ого каналу коливаннями з частотою f_{03} , P_3^{32} для 3-ого каналу коливання з частотою f_{02} .

В цьому випадку смуго-пропускні фільтри повинні забезпечувати у смузі загороджування такі рівні ослаблення:

$$\left. \begin{aligned} L_3^{12} &\geq P_2/P_3^{12}; & A_3^{12} &= 10\lg L_3^{12}; \\ L_3^{21} &\geq P_1/P_3^{21}; & A_3^{21} &= 10\lg L_3^{21}; \\ L_3^{23} &\geq P_3/P_3^{23}; & A_3^{23} &= 10\lg L_3^{23}; \\ L_3^{32} &\geq P_2/P_3^{32}; & A_3^{32} &= 10\lg L_3^{32}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

У смугах прозорості значення величин A_{π}^1 , A_{π}^2 і A_{π}^3 визначаються за допустимими коефіцієнтами відбиття, КСХН у фідері, обумовлені недостатньо повним узгодженням лінії передачі і входами фільтрів. Якщо з аналізу режиму хвильових процесів у фідері відомо допустиме значення парціального КСХН в кожному частотному каналі, то коефіцієнт відбиття розраховуємо за формулою:

$$\Gamma = \frac{\text{КСХН} - 1}{\text{КСХН} + 1}, \quad (3)$$

де Γ – модуль коефіцієнта відбиття.

Комплексний коефіцієнт відбиття $\tilde{\Gamma}$ є елементом \tilde{s}_{11} матриці розсіяння чотириполосника, а ослаблення фільтра L за допомогою елементів матриці розсіяння можна визначити таким чином:

$$L = \frac{1}{|\tilde{s}_{11}|^2}. \quad (4)$$

Для безвтратного чотириполосника, яким є частотний фільтр, модулі елементів \tilde{s}_{11} і \tilde{s}_{21} пов'язані між собою рівнянням:

$$|\tilde{s}_{21}|^2 = 1 - |\tilde{s}_{11}|^2. \quad (5)$$

Отже, використовуючи рівняння (4) і (5) можемо обчислити за модулями коефіцієнтів відбиття ослаблення передачі потужності у вікнах прозорості

$$\left. \begin{aligned} L_n^1 &\leq 1/(1-\Gamma_1^2); & A_n^1 &= 10\lg L_n^1; \\ L_n^2 &\leq 1/(1-\Gamma_2^2); & A_n^2 &= 10\lg L_n^2; \\ L_n^3 &\leq 1/(1-\Gamma_3^2); & A_n^3 &= 10\lg L_n^3; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

де Γ_s при $s = 1, 2, 3$ – максимально допустимий парціальний коефіцієнт відбиття від входів фільтрів на частотах f_1, f_2, f_3 .

За формулами (2) і (6) об'єднуємо вихідні дані для розрахунку смуго-пропускних фільтрів $\Phi_{11}, \Phi_{12}, \Phi_{13}$, які забезпечують практично незалежне живлення антен однією лінією передачі.

Смуго-пропускні фільтри $\Phi_{21}, \Phi_{22}, \Phi_{23}$ об'єднують три частотні канали в одній лінії передачі і забезпечують розв'язку виходів передавачів $\Pi_1,$

Π_2 та Π_3 . В смузі прозорості ослаблення $A_{\text{пш}}^s$ при $s = 1, 2, 3$ визначаються за допустимими парціальними коефіцієнтами відбиття на частотах f_1, f_2, f_3 . Тому можемо аналогічно до формул (6) для L_n^s записати, що

$$L_{\text{пш}}^s = 1/(1-\Gamma_{\text{пс}}^2) \quad \text{при } s = 1, 2, 3, \quad (7)$$

де $\Gamma_{\text{пс}}$ – коефіцієнт відбиття, обумовлений розбіжністю значень вихідних опорів фільтрів $\Phi_{21}, \Phi_{22}, \Phi_{23}$ та значення хвильового опору лінії передачі.

Ослаблення в смугах загороджування повинні забезпечувати мінімальний рівень інтермодуляційних завад. Виходячи з норм на інтермодуляційні випромінювання та технічні характеристики конкретних передавачів з електромагнітною сумісністю, знаходимо максимально допустимі потужності коливань на частотах сусідніх каналів, які не будуть створювати недопустимі рівні завад. Позначимо ці потужності як $P_{\text{зп}}^{12}, P_{\text{зп}}^{21}, P_{\text{зп}}^{23}$ і $P_{\text{зп}}^{32}$, де індекси «зп» означають, що потужності відносяться до коливань на виході передавача в частоті загороджування, верхня перша цифра означає номер каналу, а друга цифра відноситься до номера частоти, яка може викликати інтермодуляцію. Використовуючи такий спосіб ідентифікації потужності завад, розраховуємо ослаблення у смузі загороджування (рис. 2, б).

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{зп}}^{12} &\geq P_2/P_{\text{зп}}^{12}; \\ L_{\text{зп}}^{21} &\geq P_1/P_{\text{зп}}^{21}; \\ L_{\text{зп}}^{23} &\geq P_3/P_{\text{зп}}^{23}; \\ L_{\text{зп}}^{32} &\geq P_2/P_{\text{зп}}^{32}; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

де P_1, P_2, P_3 – вихідні потужності передавачів 1-го, 2-го та 3-го каналів.

Вплив електромагнітних коливань вихідної потужності передавача 1 на передавач 3 (і навпа-

ки) немає сенсу розглядати, оскільки ослаблення фільтру в смузі загороджування збільшується при збільшенні частотного інтервалу.

Розраховані значення ослаблення за формулами (2), (6), (7) і (8) забезпечують необхідні вихідні дані для проектування смуго-пропускних фільтрів і побудови пристрою ущільнення каналів і їх виокремлення. Але, окрім смугопропускних фільтрів у пристрої як для ущільнення каналів, так і для їх виокремлення використовуються з'єднувальні відрізки радіолінії $l_{11}, l_{12}, l_{21}, l_{22}$ (рис. 1). Для аналізу їх впливу на хвильові процеси в лінії передачі використаємо фрагмент схеми, зображеної на рис. 1, який в узагальненому вигляді складається всього з двох опорів (рис. 3).

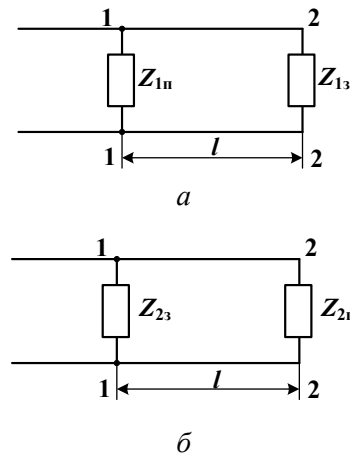


Рис. 3. Узагальнені схеми відрізків радіолінії

В першому варіанті фрагмента вважаємо, що кінцевим навантаженням двопровідної лінії є вхідний опір фільтра в смузі загороджування Z_{13} (рис. 3, а). На відстані l від кінця лінії приєднаний фільтр, який працює в смузі пропускання і його вхідний опір дорівнює Z_{1n} . Отже, рис. 3, а відноситься до аналізу хвильових процесів, які виникають на частоті f_1 (λ_1) за умови, що смугопропускний фільтр, розрахований на частоту пропускання f_1 , приєднаний до лінії передачі ближче до передавача від фільтра, що функціонує в смузі загороджування, на відстані l .

Як відомо [10, 11], вхідний опір навантаженої лінії залежить від коефіцієнта відбиття від навантаження і довжини лінії l

$$Z_{\text{вх}} = W \frac{1 + \Gamma e^{-i\varphi}}{1 - \Gamma e^{-i\varphi}}, \quad (9)$$

де W – хвильовий опір лінії передачі; Γ – модуль коефіцієнта відбиття; $\varphi = 2,3l + \varphi_0$ – фаза коефіцієнта відбиття; $\beta = 2\pi/\lambda$ – хвильовий коефіцієнт в лінії; λ – довжина хвилі в лінії; φ_0 – фаза коефіцієнта відбиття в точках 2-2 приєднання навантаження.

Використовуючи формули (4) і (5), знаходимо зв'язок між модулем коефіцієнта відбиття і ослабленням фільтра:

$$\Gamma = \sqrt{1 - |\tilde{s}_{21}|^2} = \sqrt{\frac{L-1}{L}}. \quad (10)$$

Стосовно схеми, зображеної на рис. 3, а, коефіцієнти відбиття на основі відношення (10) набувають вигляду:

в перерізі 1–1 від опору Z_{1n}

$$\Gamma_{1n} = \sqrt{\frac{L_{1n}-1}{L_{1n}}}; \quad (11)$$

в перерізі 2–2 від опору Z_{13}

$$\Gamma_{13} = \sqrt{\frac{L_{13}-1}{L_{13}}}. \quad (12)$$

Оскільки електромагнітні хвилі відбиваються від опора Z_{1n} в смузі прозорості, а від опора Z_{13} – у смузі загороджування, то для ослаблень справедливою є нерівність

$$L_{13} \gg L_{1n}. \quad (13)$$

З формули (9) випливає, що модуль опору навантаження на лінію передачі дорівнює

$$|Z_{13}| = W \left| \frac{1 + \Gamma_{13} e^{-i\varphi_0}}{1 - \Gamma_{13} e^{-i\varphi_0}} \right|. \quad (14)$$

Для спрощення аналізу прийемо, що $\varphi_0 = 0$. Тоді опір шлейфа довжиною l , який шунтує вхідний опір фільтра, що працює в смузі пропускання, стає залежним лише від довжини шлейфа l :

$$Z'_{13} = W \frac{1 + \Gamma_{13} e^{-i2\beta l}}{1 - \Gamma_{13} e^{-i2\beta l}}, \quad (15, a)$$

а його модуль дорівнюватиме

$$|Z'_{13}| = W \frac{\sqrt{(1 + 2\Gamma_{13} \cos 2\beta l + \Gamma_{13}^2)}}{\sqrt{(1 - 2\Gamma_{13} \cos 2\beta l + \Gamma_{13}^2)}}. \quad (15, б)$$

За формулою (15, б) побудовано графіки залежності модуля опору шлейфа від відносної довжини шлейфа (рис. 4).

Модуль опору фільтра в смузі пропускання через коефіцієнт відбиття (11) визначається як

$$|Z'_{1n}| = W \frac{\sqrt{(1 + 2\Gamma_{1n} + \Gamma_{1n}^2)}}{\sqrt{(1 - 2\Gamma_{1n} + \Gamma_{1n}^2)}} = W \frac{1 + \Gamma_{1n}}{1 - \Gamma_{1n}}, \quad (16)$$

де Γ_{1n} визначений за формулою (11).

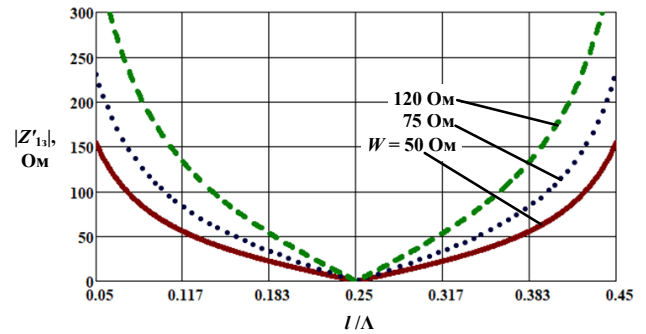


Рис. 4. Залежність модуля опору шлейфа від відносної довжини шлейфа

В перерізі лінії передачі 1–1 (рис. 3) опори Z_{13} і Z_{1n} приєднуються паралельно. Щоб оцінити вплив сумарного опору на режим хвильового процесу лінії передачі розглянемо два крайніх значення опору $|Z'_{13}|$ при $\cos 2\beta l = \pm 1$. Отже,

$$\left. \begin{aligned} Z'_{13\max} &= W \frac{1 + \Gamma_{13}}{1 - \Gamma_{13}}, \quad 2\beta l = 2\pi m; \\ Z'_{13\min} &= W \frac{1 - \Gamma_{13}}{1 + \Gamma_{13}}, \quad 2\beta l = (2m + 1)\pi, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

де $m \in \mathbb{N}$.

Використовуючи вирази (16) і (17), знаходимо загальне навантаження на лінію передачі в перерізі 1–1

$$\begin{aligned} Z'_{11\max} &= W \left(\frac{1}{Z_{1n}} + \frac{1}{Z'_{13\max}} \right)^{-1} = \\ &= W \frac{(1 + \Gamma_{1n})(1 + \Gamma_{13})}{2(1 - \Gamma_{1n}\Gamma_{13})}; \end{aligned} \quad (18, a)$$

$$\begin{aligned} Z'_{11\min} &= W \left(\frac{1}{Z_{1n}} + \frac{1}{Z'_{13\min}} \right)^{-1} = \\ &= W \frac{(1 + \Gamma_{1n})(1 - \Gamma_{13})}{2(1 + \Gamma_{1n}\Gamma_{13})}. \end{aligned} \quad (18, б)$$

Оскільки справедлива для фільтрів умова (13), яку можемо конкретизувати таким чином: $L_{1n} \rightarrow 0$ і $L_{13} \rightarrow 1$, то граничні значення опору Z'_{11} з виразів (18) дорівнюватимуть

$$Z'_{11\max} \cong W \frac{1 + \Gamma_{1n}}{1 - \Gamma_{1n}} \approx W, \quad (19, a)$$

$$Z'_{11\min} \cong 0. \quad (19, б)$$

Вирази (19) характеризують сильний вплив довжини лінії l на режим лінії передачі. Очевидно, що при функціонуванні лінії передачі на частоті f_1 , яка знаходиться в смузі пропускання

фільтра в перерізі 1-1, необхідно вибрати довжину шлейфа l_1 з рівняння $2\beta l = 2\pi m$, тобто

$$l = \Lambda m / 2, \text{ де } m \in N, \quad (20)$$

а це означає, що на довжині l (за умови, що $\varphi_0 = 0$) повинно вкладатися ціле число півдовжин хвиль того каналу частот, вихід якого із загальної лінії передачі знаходиться ближче до передавача, чим прикінцеве навантаження фідера.

Дещо по іншому впливають вхідні опори смуго-пропускних фільтрів на канали, частоти f_2 складових коливань яких будуть знаходитись у смузі пропускання прикінцевого фільтра. Цей випадок ілюструється на рис. 3, б. Вхідний опір фільтрів в кінці лінії (переріз 2-2) в смузі пропускання визначатиметься через ослаблення L_{2n} і в перерізі 1-1 становитиме значення

$$Z'_{2n} = W \frac{1 + \Gamma_{2n} e^{-i\varphi}}{1 - \Gamma_{2n} e^{-i\varphi}}, \quad (21)$$

де $\varphi = 2\beta l = 4\pi l / \Lambda_2$; Λ_2 – довжина хвилі в лінії передачі при частоті коливань f_2 .

В залежності від відношення l / Λ_2 опір змінюється від максимального значення

$$|Z''_{2n\max}| = W \frac{1 + \Gamma_{2n}}{1 - \Gamma_{2n}} \quad (22)$$

до мінімального значення

$$|Z''_{2n\min}| = W \frac{1 - \Gamma_{2n}}{1 + \Gamma_{2n}}. \quad (23)$$

Фільтр, приєднаний до лінії в перерізі 1-1, можемо розглядати як зосереджену неоднорідність і його вхідний опір в смузі загороджування на частоті f_2 буде утворювати відповідну відбиту хвилю. Значення цього опору дорівнюватиме

$$|Z_{23}| = W \frac{1 + \Gamma_{23}}{1 - \Gamma_{23}}, \quad (24)$$

де Γ_{23} – коефіцієнт відбиття від входу фільтра у смузі загороджування на частоті f_2 .

Опір паралельного з'єднання опорів Z_{2n} і Z_{23} буде в залежності від величини l / Λ_2 змінюватися в межах від

$$Z''_{11\max} = W \frac{(1 + \Gamma_{2n})(1 + \Gamma_{23})}{2(1 - \Gamma_{2n}\Gamma_{23})} \quad (25)$$

до

$$Z''_{11\min} = W \frac{(1 - \Gamma_{2n})(1 + \Gamma_{23})}{2(1 + \Gamma_{2n}\Gamma_{23})}. \quad (26)$$

Як було зазначено раніше, граничні значення коефіцієнтів відбиття дорівнюють $\Gamma_{2n} \approx 0$, $\Gamma_{23} \approx 1$. Отже, наближено можемо вважати, що $\Gamma_{23} = 1$, тоді з формул (25) і (26) отримаємо

$$\left. \begin{aligned} Z''_{11\max} &\approx W \frac{1 + \Gamma_{2n}}{1 - \Gamma_{2n}}; \\ Z''_{11\min} &\approx W \frac{1 - \Gamma_{2n}}{1 + \Gamma_{2n}}. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

З формул (27) випливає висновок, що у другому варіанті функціонування фільтрів (рис. 3, а) відстань між ними не впливає на режим роботи лінії передачі.

Повертаючись до схеми, зображеної на рис. 1, можемо на основі викладеного аналізу, записати згідно з (20) такі вимоги до відрізків лінії l_{11} і l_{12} :

$$\left. \begin{aligned} l_{11} &= m\Lambda_2 / 2; \\ (l_{11} + l_{12}) &= m\Lambda_3 / 2, \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

де Λ_2 – довжина хвилі в лінії передачі на частоті f_2 другого каналу; Λ_3 – довжина хвилі в лінії передачі на частоті f_3 третього каналу; $m \in N$.

Отримані співвідношення між відрізками з'єднувальних ліній і довжинами хвиль для розосередженого приєднання фільтрів до лінії передачі, щоб виокремити канали живлення антен, будуть справедливими і для розосередженого приєднання фільтрів ущільнення каналів з виходів передавачів (рис. 1). В цьому випадку хвиля з виходу фільтра Φ_{21} з частотою f_1 поширюється по лінії передачі, зустрічаючи на своєму шляху дві неоднорідності в точках приєднання фільтрів 2-го і 3-го каналів, які на частоті f_1 працюють в смузі загороджування, тобто, це хвильовий процес, який характерний для процесу, що відбувається у схемі рис. 3, б. Для другого каналу (рис. 1, вихід фільтра Φ_{22}) схема поширення хвиль аналогічна схемі, яка характерна для рис. 3, а, тобто, в точках приєднання фільтра Φ_{22} приєднується ще шлейф, кінцевим навантаженням якого є опір фільтра Φ_{21} у смузі загороджування. Тому довжина відрізка l_{21} повинна задовольняти з довжиною хвилі в лінії Λ_2 першу умову (28). Очевидно, що загальна довжина відрізків $l_{21} + l_{22}$ мусять задовольняти другу умову (28).

Схема живлення декількох антен однією лінією передачі (рис. 1) є схемою з розосередженим включенням смуго-пропускних фільтрів в лінію передачі. Вона досить проста, її розрахунок зводиться до вибору довжин відрізків лінії між двома послідовно приєднаними фільтрами виокремлення каналів. Крім того, необхідно відмітити ще

і таку якість як гнучкість – можливість розширення числа каналів або заміни частот каналів.

Але з формули (15, б) впливає інший варіант побудови фідера з схемами ущільнення і виокремлення каналів. Якщо прийняти в цій формулі, що $2\beta l = 0$, то отримаємо першу формулу із системи (17). В цьому випадку всі з'єднувальні лінії будуть дорівнювати нулю, тобто, входи всіх фільтрів виокремлення каналів з'єднуються паралельно, а також всі виходи смуго-пропускних фільтрів передавачів з'єднуються паралельно. Таким чином фільтри компонуються у два блоки: блок ущільнення каналів (БУК) і блок виокремлення каналів (БВК). Лінія передачі в такому випадку матиме прикінцеві елементи у вигляді частото-залежних багатополіусників (рис. 5).



Рис. 5. Блокове представлення фільтрів

Така схема є схемою фідера з зосередженим розташуванням фільтрів. До довжин ліній, які з'єднують виходи передавачів і входи блока БУК, а також до ліній, які з'єднують виходи БВК з входами антенних систем ніяких особливих умов або вимог не висувається. Довжини їх вибирають лише з урахуванням технічної доцільності розташування передавачів або антен. Схема лінії передачі з зосередженими фільтрами дає змогу закрити блоки (БУК і БВК) герметичними контейнерами і захистити всі фільтри від будь-яких метеорологічних впливів.

Висновки

За результатами аналізу способу живлення декількох антен з допомогою ущільнення і виокремлення каналів частотними фільтрами встановлено:

1. Можливість побудови фідера з однією лінією передачі двома способами: з розосередженими і зосередженими смуго-пропускними фільтрами.

2. Позитивними якостями пристрою на розосереджених фільтрах є можливість швидкої зміни частот одного чи двох каналів без будь-якого втручання в архітектуру інших каналів, високий рівень ремонтпридатності, зручність приєднання фідера до антен тощо.

3. Перевагами пристроїв з зосередженими фільтрами є компактність розташування фільтрів, можливість надійного захисту блока фільтрів від механічних та метеорологічних впливів, спрощення монтажу антенної споруди і т. і.

4. Визначені способи отримання вихідних даних для розрахунку смуго-пропускних фільтрів, які призначені для ущільнення і виокремлення частотних каналів.

5. Розроблені умови мінімізації впливу фільтрів у каналах, основні частоти яких знаходяться в смугах загороджування, на режим роботи загальної (основної) лінії передачі.

ЛІТЕРАТУРА

1. Іванов В. О., Щербина О. А., Задорожний О. С. Електронні пристрої радіомоніторингу: навч. посібник. Київ: НАУ, 2024. 128 с.
2. Shcherbyna O., Zadorozhnyi O., Stetsyshin O. Passive Antenna Arrays in UAV Communication Systems. *International Journal of Computer Network and Information Security(IJCNIS)*, 2024. Vol. 16, No. 4, pp. 31–51. DOI:10.5815/ijcnis.2024.04.03.
3. Крушевський Ю. В., Гаврілов Д. В. Основи радіоелектроніки. Ч. 2: навч. посібник. Вінниця: ВНТУ, 2008. 164 с.
4. Бондаренко І. М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч. 1. Елементи та пристрої НВЧ-тракту: навч. посібник для студентів ВНЗ. Харків: ХНУРЕ, 2017. 152 с.
5. Williams A. B., Taylor F. J. Electronic Filter Design Handbook. 4th Edition. McGraw Hill, 2006. 775 p.
6. Banerjee A. Automated Electronic Filter Design. With Emphasis on Distributed Filters. 2nd Edition. Springer International Publishing, 2018. 129 p.
7. Bianchi G. Electronic Filter Simulation & Design. McGraw-Hill Education, 2007. 606 p.
8. Hercules G. Dimopoulos. Analog Electronic Filters. Theory, Design and Synthesis. Springer Netherlands, 2011. 498 p.
9. Ільницький Л. Я., Савченко О. Я., Сібрук Л. В. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
10. Дробахін О. О., Рябчій В. Д., Салтиков Д. Ю. Навчальний посібник до вивчення курсу «Техніка та електроніка НВЧ». Елементи мікрохвильової техніки. Дніпропетровськ: РВВ ДНУ, 2012. 80 с.
11. David M. Pozar. Microwave Engineering. 4th Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2012. 756 p.

Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А.

ПРИНЦИП ЖИВЛЕННЯ ДЕКІЛЬКОХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ ОДНІЄЮ ЛІНІЄЮ ЖИВЛЕННЯ

У деяких випадках при використанні мобільних радіоцентрів для забезпечення зв'язку, передачі інформації, оперативного керування специфічними видами діяльності, виникають труднощі з розгортанням антенних систем. Особливо це критично важливе, коли радіоцентр приходиться часто переносити з однієї локації до іншої і якщо радіоцентр обслуговує декілька зон на різних частотних каналах. При значних радіусах зон обслуговування труднощі зростають, оскільки антенні пристрої необхідно підіймати на певну висоту над землею поверхнею. Використовуючи живлення декількох антен одним фідером, можна зменшити час розгортання антенних пристроїв та кількість щогл, що дозволить більш раціонально використати виділену територію під радіоцентр, зменшити вартість антенних споруд і спростити умови перебазування радіоцентру, полегшити вибір місця установок щогл і т. ін. Враховуючи важливість живлення декількох антен за допомогою однієї радіочастотної лінії і значимість тих наслідків, які виникають при застосуванні фідера, побудованого на одній лінії передачі, в даній статті було окреслено проблеми і шляхи їх вирішення, які пов'язані із функціонуванням багатоканального пристрою живлення систем випромінювання. Згідно з наведеними зауваженнями, фідер у своєму складі повинен мати як мінімум лінійний пасивний безвтратний восьмиполюсник (три входи і один вихід) для об'єднання кількох незалежних потоків електромагнітної енергії, що генерується передавачами, радіочастотну лінію передачі для транспортування електромагнітної енергії та другого восьмиполюсника (один вхід і три виходи) для виокремлення потоків енергії та підведення їх до входів антенних пристроїв. Оскільки основною ідентифікаційною ознакою кожного потоку енергії є частота коливань, то такі восьмиполюсники доцільно будувати на основі смуго-пропускних фільтрів. Для того, щоб фідерний пристрій функціонував у стабільному режимі, в даній роботі визначено основні параметри фільтрів, які дали б можливість спроектувати і виготовити самі фільтри та аналітично обґрунтувати вибір точок приєднання фільтрів до лінії передачі.

Ключові слова: смуго-пропускний фільтр; лінії передачі; коефіцієнт стоячої хвилі; коефіцієнт ослаблення; вхідний опір.

Іlitsky L., Mykhalchuk I., Shcherbyna O.

THE PRINCIPLE OF POWERING SEVERAL EMITTERS WITH ONE POWER LINE

In some cases, when using mobile radio centers to provide communications, information transmission, and operational management of specific activity types, difficulties arise with antenna systems deployment. This is especially critical when the radio center has to be frequently moved from one location to another and if the radio center serves several zones on different frequency channels. With a significant radius of the service area, the difficulties increase, since the antenna devices must be raised to the certain height above the earth's surface. Using the power supply of several antennas from one feeder, it is possible to reduce the deployment time of antenna devices and the number of masts, which will allow more rational use of the allocated territory for the radio center, reduce the cost of antenna structures and simplify the conditions for relocating the radio center, facilitate the choice of the location for installing masts, etc. Considering the importance of feeding several antennas using single radio frequency line and the significance of the consequences that arise when using the feeder built on single transmission line, this article identifies the problems and solutions associated with the operation of the multi-channel power supply device for radiation systems. According to the above comments, the feeder must have at least linear passive lossless eight-port network (three inputs and one output) for combining several independent flows of electromagnetic energy generated by transmitters, the radio frequency transmission line for transporting electromagnetic energy, and second eight-port network (one input and three outputs) for isolating energy flows and feeding them to the inputs of antenna devices. Since the main identification feature of each energy flow is the oscillation frequency, it is advisable to build such eight-terminal networks based on bandpass filters. In order for the feeder device to function in a stable mode, this work defines the main parameters of the filters, allowing to design and manufacture the filters themselves and analytically justify the choice of filter connection points to the transmission line.

Keywords: band-pass filter; transmission lines; standing wave ratio; attenuation factor; input impedance.

Стаття надійшла до редакції 26.08.2024 р.

Прийнято до друку 11.09.2024 р.