

В. М. Почерняєв¹, М. С. Магомедова², Н. М. Сивкова¹

¹ Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, Одеса, Україна

² Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна

ФАЗО-ЧАСТОТНИЙ ПРИСТРІЙ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНОМУ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНОМУ ХВИЛЕВОДІ

Анотація. У статті розглянуто зменшення величини втрат потужності у фазо-частотному пристрої на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі, на шляху забезпечення сталості відношення фаз в піддіапазонах частот при зміні тільки співвідношення амплітуд. У роботі наведено конструкцію фазо-частотного пристрою на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі із застосуванням спрямованих відгалужувачів. Показано якісний характер розподілу амплітуд сигналів у піддіапазонах частот p_1 та p_2 залежно від фази β . Побудовані залежності ККД від фазового зсуву для різних значень перехідного ослаблення двоелементного направленої відгалужувача на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі і амплітуд на середній частоті. Розраховано мінімальну величину ослаблення відбитої хвилі, що потрапляє на вхід p_2 при подачі сигналу на вхід p_1 залежно від величини частотної розстройки. Наведено формулу для перехідного ослаблення двоелементного направленої відгалужувача на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Розглянуто схему складання сигналів в антенно-фідерному тракті, в якому використовується попереднє розгалуження сигналів з постійним фазовим співвідношенням.

Ключові слова: фазо-частотний пристрій, мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція, частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевід, щілинний міст, спрямований відгалужувач.

Вступ

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 мобільну цифрову тропосферно-радіорелейну станцію (МЦТрРРС) [1]. Така станція можлива до застосування в районах стихійних лих та катастроф, в умовах гористості 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 широкосмуговості цих трактів.

Широкосмуговими антенно-фідерними трактами в діапазоні НВЧ є тракти на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах (ЧЗДПХ) [2]. Робота у кількох піддіапазонах частот зазвичай здійснюється шляхом використання частотних фільтрів НВЧ в антенно-фідерних 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.

Метою роботи є зменшення величини втрат потужності у фазо-частотному пристрої на ЧЗДПХ на шляху забезпечення сталості відношення фаз в піддіапазонах частот при зміні тільки співвідношення амплітуд.

Аналіз досліджень. Фазо-частотний пристрій на ЧЗДПХ може бути застосований при реалізації

пристроїв для яких важлива постійність відношення фаз [3, 7]. Такий пристрій може бути використаний при проведенні вимірювання фазо-частотних характеристик різних видів ґрунтів та визначення імпедансу ґрунту, як показано в роботі [4]. Також можливе застосування такого пристрою при дослідженні фазових зсувів та їх характеристик позиціонування у багаточастотній та множинній глобальній навігаційній супутниковій системі з кількома сферами [5]. Ще одним способом застосування такого пристрою може бути використання пристроїв НВЧ при визначенні місця ушкодження лінії електропередачі постійного струму високої напруги [6].

Основна частина

В роботі наведено фазо-частотний пристрій (рис. 1), що складається з двох щілинних мостів ЦМ1 і ЦМ2, з'єднаних між собою лініями передачі різної довжини l_1 та l_2 і реалізованих на ЧЗДПХ.

Як видно з рис. 1, лінія передачі l_2 складається з трьох відрізків рівномірно вигнутих у площині H ЧЗДПХ $-l_{в1}, l_{в2}, l_{в3}$. Розрахунок щілинного мосту та рівномірно вигнутих ЧЗДПХ наведено в роботі [2, §8.2 та §5.3 відповідно]. Величина втрат потужності на узгодженні навантаження визначається так:

$$P_{\text{вн}}/P_{\text{вх } p_1} = \sin^2 \frac{\pi(l_2-l_1)}{\Lambda}, \quad (1)$$

де Λ – довжина хвилі в ЧЗДПХ.

З формули (1) випливає, що величина втрат зростає із зростанням відношення

$$\frac{\Delta f_{p1}}{2(f_{p2}-f_{p1})},$$

оскільки

$$\frac{l_2-l_1}{\Lambda} = \frac{\Delta f_{p1}}{2(f_{p2}-f_{p1})}.$$

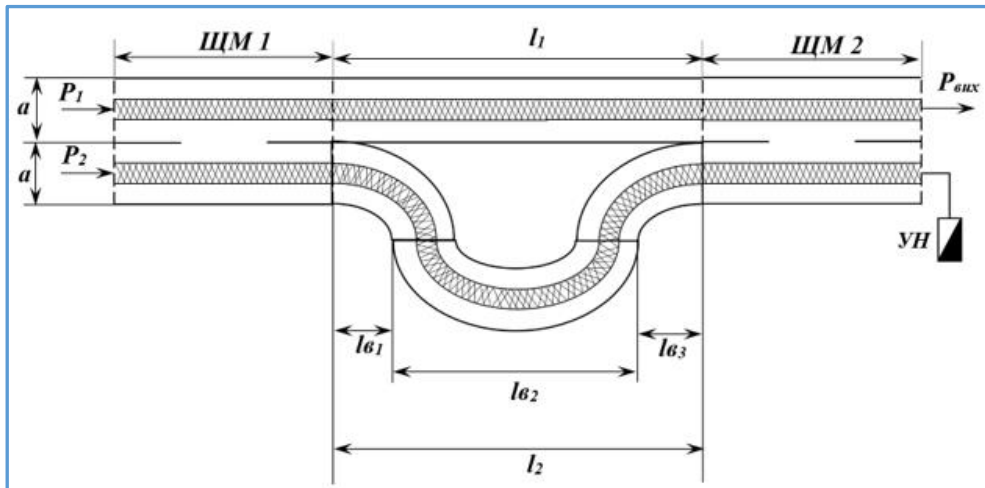


Рис. 1. Фазо-частотний пристрій

Наприклад, це суттєво для антенно-фідерних трактів мобільних цифрових тропосферних станцій та комбінованих МЦТрРРС, де два піддіпазони частот ~4,4 ... 4,65 ГГц та ~4,65 ... 4,9 ГГц розміщуються в смузі частот 4,4 ... 4,9 ГГц.

На рис. 2 наведена конструкція фазо-частотного пристрою на ЧЗДПХ із застосуванням спрямованих відгалужувачів.

Спрямовані відгалужувачі НВ1 та НВ2 мають однакові коефіцієнти відгалуження (перехідне осла-

блення) та з'єднані між собою двома ЧЗДПХ довжиною l .

Сигнали P_1 та P_2 надходять у НВ3 по ЧЗДПХ рівної довжини ($l_{в4} + l_{о1} = l_{в5} + l_{о2}$).

На рис. 3 показаний якісний характер розподілу амплітуд сигналів (E) у піддіпазонах частот $\pi 1$ та $\pi 2$ в залежності від фази βl . У смузі частот $2\Delta f_{\pi 1}$ сигнали, що надходять із входу 1, мають приблизно однакові амплітуди і такий фазовий зсув, при якому сигнали складаються і надходять на вихід НВ3.

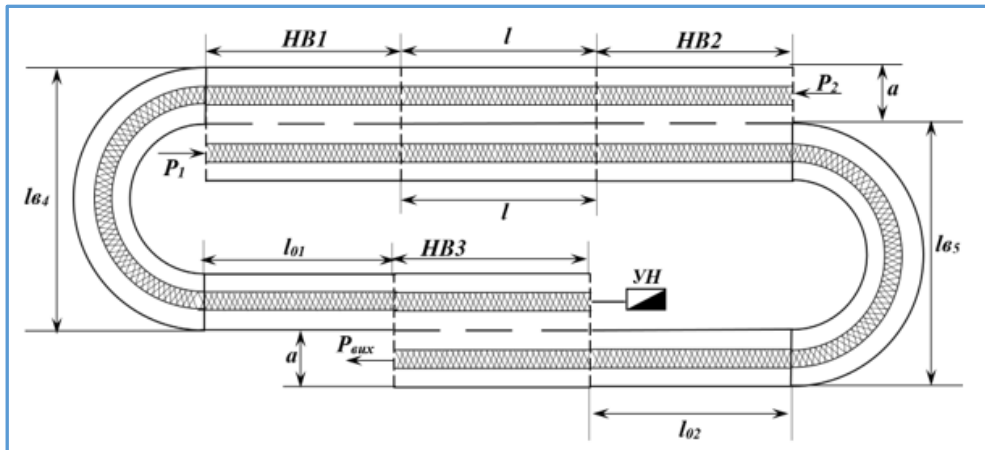


Рис. 2. Конструкція фазо-частотного пристрою на ЧЗДПХ

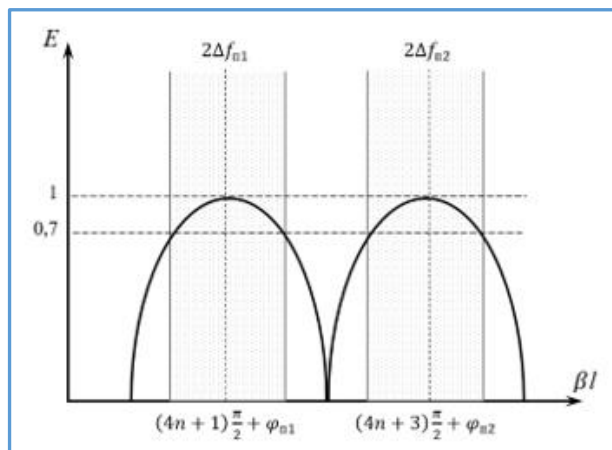


Рис. 3. Якісний характер розподілу амплітуд сигналів

У смузі частот $2\Delta f_{\pi 2}$ такі ж умови мають місце для сигналів, що надходять зі входу 2. Коефіцієнт корисної дії (ККД) фазо-частотного пристрою наступний:

$$ККД_{\pi 1} = P_{н} / P_{вх \pi 1}, \quad ККД_{\pi 2} = P_{н} / P_{вх \pi 2}.$$

На рис. 4 побудовані залежності ККД від фазового зсуву для різних значень перехідного ослаблення двоелементного направлено відгалужувача на ЧЗДПХ і амплітуд на середній частоті. Розрахункова формула для перехідного ослаблення двоелементного направлено відгалужувача на ЧЗДПХ наступна [2, §8.3] (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 хвильоводу):

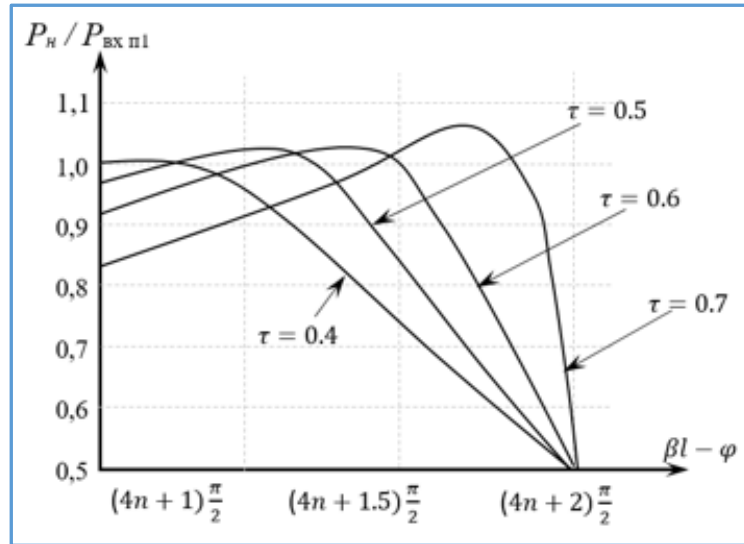


Рис. 4. Залежність ККД від фазового зсуву

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

$$K_1 = \left[\frac{2\pi^2}{\beta_{h10} a} \sqrt{\frac{2l}{a}} / (\pi^2 - (2\beta_{h10} l)^2) \right] / y_{11},$$

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

$$L_1 = K_1 (1 + \cos 2\beta_{h10} l) - K_2 \frac{\chi_{h10}}{\chi_{h10}} (1 - \cos 2\beta_{h10} l),$$

$$L_2 = K_1 (1 + \cos 2\beta_{h10} l) + K_2 \frac{\chi_{h10}}{\chi_{h10}} (1 - \cos 2\beta_{h10} l),$$

$$y_{11} = \frac{2}{\beta_{h10} a} \left[\operatorname{ctg} \pi t 1 - \frac{1}{\pi W_1} + \frac{\pi^2}{l^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\chi_{m0}^2 (1 - e^{-j2\beta_{h10} l})}{2\beta_{m0} l (\beta_{m0}^2 + (\frac{\pi}{2l})^2)^2} \right],$$

$$y_{22} = \frac{2}{\beta_{h10} a} \left[\operatorname{ctg} \pi t 2 - \frac{1}{\pi W_2} + \frac{\pi^2}{l^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\chi_{m0}^2 (1 - e^{-j2\beta_{h10} l})}{2\beta_{m0} l (\beta_{m0}^2 + (\frac{\pi}{2l})^2)^2} \right],$$

$$W_1 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{\text{эф}} - \left(\frac{\pi}{2l}\right)^2} / \left(\frac{\pi}{a}\right), \quad W_2 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{\text{эф}} - \left(\frac{\pi}{l}\right)^2} / \left(\frac{2\pi}{a}\right).$$

Значимо, що на середній частоті $f_{0п1}$ втрати дорівнюють нулю і зростають із розладкою (різко нелінійно при $\beta l - \varphi = (2n + 1)\pi$). Це значення відповідає розладці 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. 2 забезпечує повну розв'язку входів п1 і п2 при ідеальних відгалужувачах і відсутності відбитків від навантаження.

При неповному узгодженні навантаження відбиті сигнали, повертаючись у схему, діляться між входами п1 і п2 у тому співвідношенні, у якому ділиться прямий сигнал між виходом і узгоджуваль-

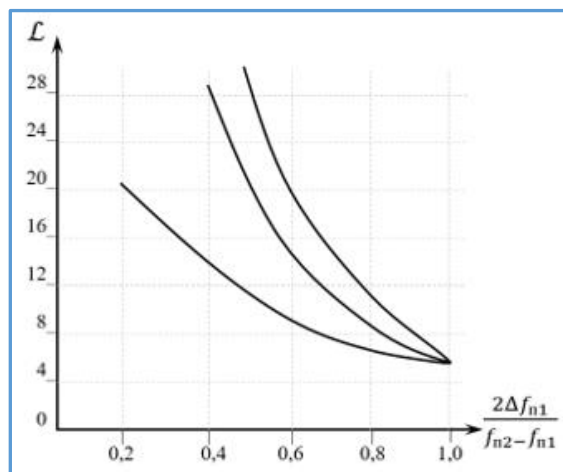
ним навантаженням. Мінімальною величиною ослаблення відбитої хвилі, що потрапляє на вхід п2 при подачі сигналу на вхід п1 є величина \mathcal{L} .

Розраховані криві зміни \mathcal{L} в залежності від частотної розладки $\frac{2\Delta f_{п1}}{f_{п2} - f_{п1}}$ наведено на рис. 5. У схемі рис. 2 мінімальна розв'язка по відбитій хвилі виходить досить високою:

при $2\Delta f_{п1} = 0,5 (f_{п2} - f_{п1})$ - величина $\mathcal{L} = 23\text{дБ}$.

Розрахунок описаної схеми зводиться до визначення довжини з'єднувальних ліній l і величини коефіцієнтів відгалуження у відгалужувачах НВ1 і НВ2 за заданими середніми частотами $f_{п1}, f_{п2}$ сигналів і робочими смугами пропускання

$$2\Delta f_{п1} = 2\Delta f_{п2} = 2\Delta f.$$

Рис. 4. Розраховані криві зміни \mathcal{L}

Відповідно до рис. 3 довжина сполучних ліній повинна задовольняти наступним співвідношенням:

$$\begin{aligned} (2n + 0,5)\pi + \varphi_{n1} &= 2\pi\beta_{n1}l \\ (2n + 1,5)\pi + \varphi_{n2} &= 2\pi\beta_{n2}l' \end{aligned}$$

де $\varphi_{n1}, \varphi_{n2}$ - фазові зрушення у відгалужувачах у лініях l для частот f_{n1} та f_{n2} ; n - ціле число.

Висновки

Режим роботи фазо-частотного пристрою має максимально плоску амплітудно-частотну характе-

ристику з найбільшою розв'язкою між входами на центральних частотах.

Максимальну розв'язку між входами можна забезпечити поблизу центральних частот робочих смуг піддіапазонів.

Розглянута схема складання сигналів (рис. 2) антено-фідерного тракту, в якій використовується попереднє розгалуження сигналів з постійним фазовим співвідношенням, має невелику зміну співвідношення амплітуд.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Патент №112217 Україна. С2. Мобільна цифров тропосферно-радіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С.; заявл. 12.09.2014; опубл. 10.08.2016 // Бюл.№ 15.
2. Почерняєв В.Н. Устройства на частично заполненных диэлектриком волноводах. – Киев: УКНИПСК, 2000. – 224с.
3. 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.
4. 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.
5. 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).
6. 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.
7. 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.

Received (Надійшла) 19.09.2022

Accepted for publication (Прийнята до друку) 23.11.2022

Phase-frequency device on a rectangular waveguide partially filled by dielectric

V. Pochernyaev, M. Mahomedova, N. Syvkova

Annotation. The article considers a decrease in the magnitude of power losses in a phase-frequency device on a rectangular waveguide partially filled by dielectric on the way to ensuring the constancy of the phase ratio for both frequency subranges when only the amplitude ratio changes. The paper presents the design of a phase-frequency device based on a rectangular waveguide partially filled by dielectric using directional couplers. The qualitative nature of the distribution of signal amplitudes in the frequency subranges 1 and 2 depending on the phase βl is shown. The dependences of the efficiency on the phase shift for various values of the transient attenuation of a two-element directional coupler on a rectangular waveguide partially filled by dielectric and amplitudes at the middle frequency are plotted. The minimum value of the attenuation of the reflected wave that enters the input n_2 when a signal is applied to the input n_1 is calculated depending on the magnitude of the frequency detuning. A formula is proposed for the transient attenuation of a two-element directional coupler on a rectangular waveguide partially filled by dielectric. The scheme of signal addition in the antenna-feeder path, which uses a preliminary branching of signals with a constant phase ratio, is considered.

Keywords: phase-frequency device, mobile digital troposcatter – radiorelay station, rectangular waveguide partially filled by dielectric, slotted bridge, directional coupler.