

УДК.621.372

ПРИСТРІЙ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНІСТЮ НВЧ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНИХ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНИХ ХВИЛЕВОДАХ

DOI 10.36994/2788-5518-2021-02-02-11

Почерняєв В.М., д.т.н., проф. Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, Київ, Україна. vprochernyaev@gmail.com

Сивкова Н.М. Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, Київ, Україна. natsivonat@gmail.com

Магомедова М.С. Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна. kkz.praktika@ukr.net

Анотація. У статті розроблено пристрій, що регулює потужність НВЧ в передавальному тракті радіосистем НВЧ. Призначення даного пристрою полягає в тому, щоб забезпечити постійність вихідної потужності передавача НВЧ, або постійність потужності на виході передавача НВЧ. Пристрій, що регулює потужність НВЧ реалізований на частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі і може бути застосований в радіосистемі НВЧ великих потужностей. Регулюючим елементом є напівпровідникова структура відкритого типу (відкрита нелінійна структура), що включена в діелектричну пластину частково заповненого діелектриком прямокутного хвилеводу. Геометричні поперечні розміри відкритої нелінійної структури можуть не збігатися з поперечними розмірами діелектричної пластини частково заповненого діелектриком прямокутного хвилеводу. Іншим варіантом є включення відкритої нелінійної структури до резонансної діафрагми, що розміщена в частково заповненому діелектриком прямокутному хвилеводі. Наведена еквівалентна схема розробленого пристрою. Відкрита нелінійна структура, що включена в резонансну діафрагму дозволяє забезпечити необхідну швидкодію пристрою. Індуктивна та ємкісна складові провідності резонансної діафрагми впливають на швидкодію нелінійного елемента, що в свою чергу можна забезпечити підбором розмірів резонансної діафрагми. В роботі отримані чисельні результати залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття від нормованої активної складової провідності відкритої нелінійної структури при постійній реактивній складовій провідності відкритої нелінійної структури і від реактивної складової провідності відкритої нелінійної структури при постійній активній складовій провідності відкритої нелінійної структури. Модулі та аргументи коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття отримані в явному вигляді. Записано вирази для послаблення потужності, що вноситься розробленим пристроєм. Записані умови максимального і мінімального послаблення, яке вноситься пристроєм, що регулює потужність НВЧ. Чисельні розрахунки максимального і мінімального послаблення в залежності від активної складової провідності відкритої нелінійної структури зведені в таблицю. Визначена реактивна провідність стику частково заповненого

діелектриком прямокутного хвильоводу з відрізком прямокутного хвильоводу з відкритою нелінійною структурою через суму реактивних провідностей місцевих полів. Коефіцієнти трансформації виражені через інтеграли від добутку поперечних електричних власних векторних функцій частково заповненого діелектриком прямокутного хвильоводу. Особливістю розрахунку є те, що вирази для власних векторних функцій та коефіцієнтів трансформації отримані в явному вигляді.

Ключові слова: пристрій, що регулює потужність; частково заповнений діелектриком прямокутний хвильовод; відкрита нелінійна структура; послаблення потужності; модуль коефіцієнта передачі; модуль коефіцієнта відбиття; резонансна діафрагма.

MICROWAVE POWER CONTROL DEVICE ON RECTANGULAR WAVEGUIDES PARTIALLY FILLED BY DIELECTRIC

Vitalii Pochernyaev, Dr. habil., Prof. State University of Intellectual Technologies and Communications, Kyiv, Ukraine. vpochernyaev@gmail.com

Natalia Syvkova. State University of Intellectual Technologies and Communications, Kyiv, Ukraine. natsivonat@gmail.com

Maria Mahomedova. Kyiv Professional College of Communications, Kyiv, Ukraine. kkz.praktika@ukr.net

Abstract. In the article, has been developed the device which regulates the microwave power in the transmitting path of microwave radio systems. The purpose of this device is to provide a constant output power of a microwave transmitter or a constant power at the output of a microwave transmitter. The device which regulates the microwave power is implemented on a rectangular waveguide partially filled by dielectric and can be used in high-power microwave radio systems. The regulating element is an open-type semiconductor structure (open nonlinear structure) included in a dielectric plate of a rectangular waveguide partially filled by dielectric. The geometric transverse dimensions of an open nonlinear structure may not coincide with the transverse dimensions of a dielectric plate of a rectangular waveguide partially filled by dielectric. Another option is to incorporate an open nonlinear structure into a resonant diaphragm located in a rectangular waveguide partially filled with a dielectric. An equivalent circuit of the developed device is given. An open nonlinear structure included in the resonant diaphragm allows for the required speed of the device. The inductive and capacitive components of the conductivity of the resonant diaphragm affect the speed of the nonlinear element, which in turn can be ensured by selecting the size of the resonant diaphragm. In the article, numerical results have been obtained for the dependence of the module of the transfer coefficient and the reflection coefficient on the normalized active component of conductivity at constant reactive component of conductivity and on the reactive component of conductivity at constant active component of conductivity. Modules and arguments of the transmission coefficient and reflection coefficient are obtained explicitly. The expressions for the power attenuation introduced by the developed device are defined. The conditions for the maximum and minimum attenuation introduced by the power control device are recorded. Numerical calculations of the maximum and minimum attenuation depending on the active component of the conductivity of an open nonlinear structure are summarized in tables. The reactive

conductivity of a joint partially filled by dielectric of a rectangular waveguide with a segment of a rectangular waveguide with an open nonlinear structure through the sum of the reactive conductivities of local fields is determined. The transformation coefficient are expressed in terms of integrals of the product of the transverse electric eigenvector functions of a rectangular waveguide partially filled by dielectric. A feature of the calculation is that the expressions for the vector eigenfunctions and transformation coefficients are obtained explicitly.

Keywords: power regulating device; rectangular waveguide partially filled by dielectric; open nonlinear structure; attenuation of power; module of transmission coefficient; module of reflection coefficient; resonant diaphragm.

Вступ

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

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

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

У радіорелейній компоненті мобільної цифрової тропосферно-радіорелейної станції (МЦТрРРС) [1] до виходу передавального НВЧ тракту підключені вимірювач амплітудно-частотної характеристики і вимірювач групового часу запізнювання. Тому, в передавальному тракті НВЧ необхідно забезпечити постійність вихідної потужності в робочій смузі частот. Для зменшення масо-габаритних показників ПРП, як і антенно-фідерний тракт станції, може бути реалізованим на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах (ЧЗДПХ).

Метою роботи є розроблення пристрою регулювання потужністю НВЧ на ЧЗДПХ, який забезпечує постійність вихідної потужності передавача НВЧ.

Виконання досліджень

Пристрій, що регулює потужність передавача НВЧ, за принципом роботи може бути, як прохідного, так і відбиваючого типу. Такий пристрій містить напівпровідникову структуру у вигляді відкритої нелінійної структури (ВНС), яка являє собою елемент з розподіленими параметрами. В об'ємі напівпровідникового елемента з розподіленими параметрами здійснюється контактна інжекція. Створення такого елемента, як відмічено у [2] не може зводитися тільки до схемотехнічної задачі, а повинно синтезуватися з іншими елементами ПРП НВЧ. Отримання плазми в значному об'ємі ВНС на основі контактної інжекції пов'язане з рядом складнощів. Для забезпечення високої однорідності та щільності плазми товщина переходів, що виконують роль інжекторів, не повинна бути великою. Наступна обставина, яку необхідно враховувати. Якщо об'єм напівпровідника ВНС використовується і в якості діелектрика, і в якості провідника, то структури переходів, що необхідні для інжекції плазми, не повинні помітно погіршувати діелектричні властивості напівпровідника при відсутності інжекції. Тому, необхіден синтез ВНС з вбудованою структурою для створення інжекційних контактів великої площі. В ПРП поперечні габаритні розміри ВНС можуть не співпадати з поперечними габаритними розмірами діелектричної пластини ЧЗДПХ. На рис.1а показана конструкція ПРП на ЧЗДПХ, на рис.1б – вигляд зі сторони вузької стінки прямокутного хвилеводу.

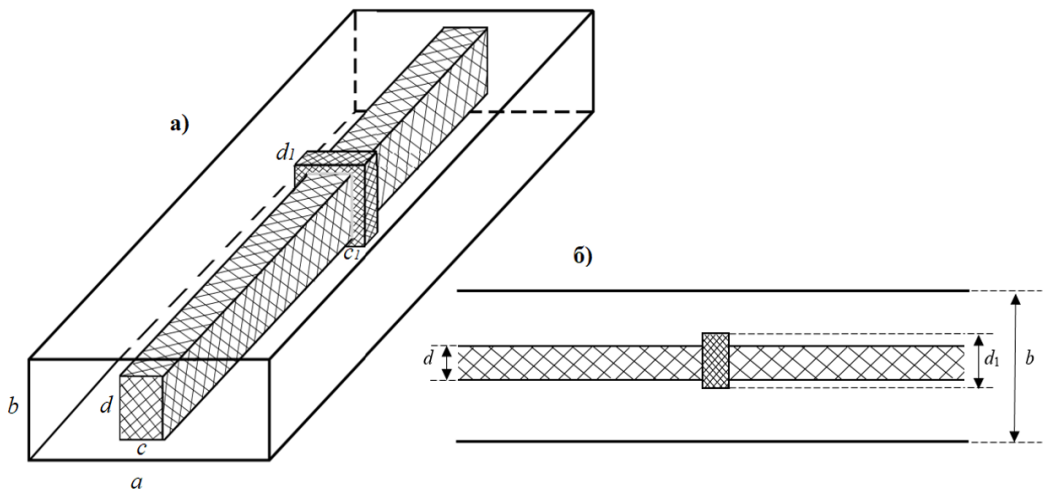


Рис. 1. Конструкція ПРП на ЧЗДПХ з ВНС без резонансної діафрагми

На рис. 1а показано можливий варіант реалізації пристрою, що регулює потужність НВЧ в прямокутному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. На рис. 1б показано вид пристрою через вузьку стінку прямокутного хвилеводу: діелектрична пластинка стикується з ВНС. Зовнішні параметри такого плоско-поперечного стику отримані в роботі [3]. Пристрій, що регулює потужність без резонансної діафрагми дозволяє регулювати більшу

потужність, що передається по хвилеводу по відношенню до хвилеводу з ввімкненою резонансною діафрагмою. Але швидкодія при наявності некомпенсованих реактивностей ВНС є недоліком такої конструкції.

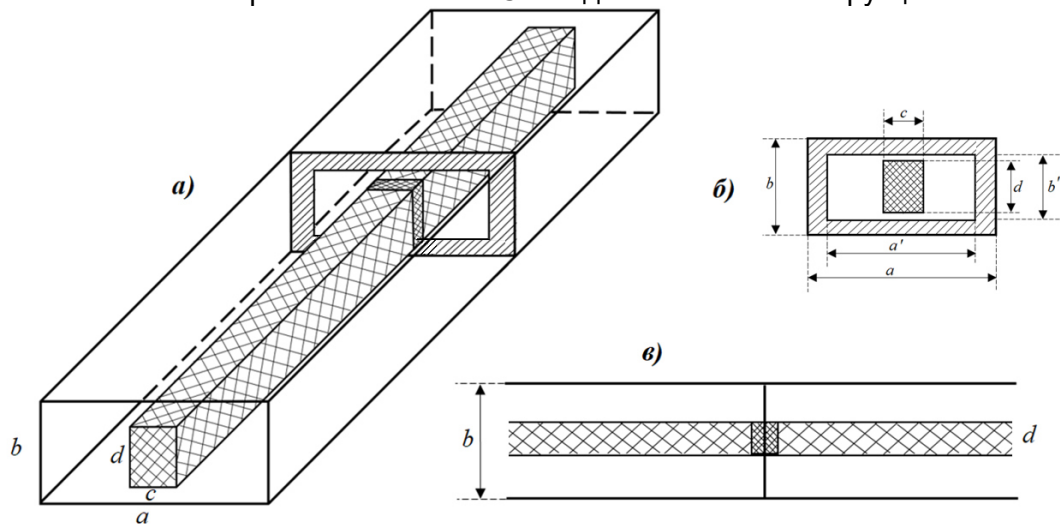


Рис. 2. Конструкція РПР на ЧЗДПХ з ВНС, що ввімкнена в резонансну діафрагму

На рис. 2а показана конструкція пристрою, що регулює потужність на ЧЗДПХ з ввімкненою ВНС в резонансну діафрагму. На рис.2б показано поперечний переріз з резонансною діафрагмою, в яку ввімкнена ВНС. На рис.2в показано вид пристрою через вузьку стінку прямокутного хвилеводу: діелектрична пластина стикується з ВНС, яка розміщена в резонансній діафрагмі, при цьому геометричні розміри ВНС та діелектричної пластини співпадають. Відмітимо, що напівпровідниковий елемент відкритого типу - ВНС, яка вбудована в резонансну діафрагму може забезпечувати більш широкий динамічний діапазон регулювання потужності передавача НВЧ та більшу швидкодію. Тому, в роботі досліджено саме таку конструкцію.

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

$$T = \frac{2}{2 + y_{\Sigma}}, \Gamma = -\frac{y_{\Sigma}}{2 + y_{\Sigma}}, \quad (1)$$

$$y_{\Sigma} = g_{\text{ВНС}} + jb_{\Sigma},$$

$$jb_{\Sigma} = jb_{\text{ВНС}} + jb_p + 2jb_c,$$

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

Знайдемо формулу для реактивної провідності b_p через відносне розналяштування поблизу резонансної частоти (2):

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

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

Після математичних перетворень отримаємо величину b_p поблизу резонанса, як функцію розналаштування (3):

$$b_p = \frac{2\beta b}{\pi} \operatorname{Incosec} \frac{\pi a'}{2b} \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2 \left(-\frac{2\Delta\lambda}{\lambda_0} \right). \quad (3)$$

Реактивна провідність стику b_c у формулі (1) визначається через суму реактивних провідностей місцевих полів [4]:

$$b_c = \left(\frac{1}{N_0^2} \right) \sum_{v=1}^{\infty} N_k Y_k, \quad (4)$$

де N_0, N_k – коефіцієнти трансформації; індекс «0» відноситься до основної хвилі, що розповсюджується; індекс « k » – до місцевих полів; Y_k – характеристична проникність хвиль, що не розповсюджуються та беруть участь в формуванні місцевих полів (4). Вирази для коефіцієнтів трансформації (5) мають вигляд [4]:

$$N_0 = \int_S \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_H dS, \quad (5)$$

$$N_k = \int_S \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_v ds.$$

де $\bar{\mathcal{E}}_H$ – поперечна електрична власна векторна функція прямокутного хвильоводу з ВНС [3]; $\bar{\mathcal{E}}_{h_{10}}, \bar{\mathcal{E}}_v$ – поперечна електрична власна векторна функція ЧЗДПХ основної квазі-Н10 хвилі і вищих типів хвиль відповідно [4]; S – площа площини поперечного перерізу стику ЧЗДПХ і нелінійного елемента.

Власна скалярна функція (6) квазі-Н10 хвилі ЧЗДПХ:

$$\bar{\psi}_{h_{10}} = \left(\sqrt{\frac{128}{ab(64 + q^2 + p^2 + q^2 p^2)}} \right) Ce_1(q, \xi) Ce_0(p, \eta), \quad (6)$$

де Ce_1, Ce_0 - парні функції Мат'є першого та нульового порядку; q, p – параметри заповнення ЧЗДПХ; a, b – широка та вузька стінка прямокутного хвильоводу відповідно; ξ, η – узагальнені поперечні координати. Власна векторна функція (7) для квазі-Н10 хвилі ЧЗДПХ знаходиться з виразу:

$$\bar{\mathcal{E}}_h = \left(\frac{1}{\kappa_h} \right) [\nabla \psi_h \bar{z}_0]. \quad (7)$$

Модулі та аргументи коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (1) мають такий вигляд:

$$\begin{aligned}
 |T| &= \frac{2}{\sqrt{(2+g_{\Sigma})^2 + b_{\Sigma}^2}}, \\
 |\Gamma| &= \frac{\sqrt{[g_{\Sigma}(2+g_{\Sigma}) + b_{\Sigma}^2]^2 + 4b_{\Sigma}^2}}{[(2+g_{\Sigma})^2 + b_{\Sigma}^2]}, \\
 \varphi_T &= -\arctg \left[\frac{b_{\Sigma}}{2+g_{\Sigma}} \right], \\
 \varphi_{\Gamma} &= \pi + \arctg \left[\frac{2b_{\Sigma}}{g_{\Sigma}(2+g_{\Sigma}) + b_{\Sigma}^2} \right].
 \end{aligned} \tag{8}$$

Залежності модулів коефіцієнта передачі та коефіцієнта відбиття у формулі (8) від нормованої активної провідності при постійній реактивній провідності і від реактивної провідності при постійній активній провідності зведені в таблиці 1 та 2.

*Таблиця 1.
Залежності модулів коефіцієнта передачі та
коефіцієнта відбиття у формулі (8) від
нормованої активної провідності при
постійній реактивній провідності*

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

*Таблиця 2.
Залежності модулів коефіцієнта передачі
та коефіцієнта відбиття у формулі (8)
від нормованої реактивної провідності
при постійній активній провідності*

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

Включення нелінійного елемента в резонансну діафрагму переслідує наступну мету. Основним фактором, що визначає швидкодію нелінійного елемента, а значить зменшення $\tau_{АП}$, є час відновлення зворотного опору при переході з провідного стану в непровідний. Для цього формують управляючі імпульси зворотного потоку з крутими фронтами, що сприяє якнайшвидшому розсмоктуванню накопиченого заряду в напівпровідниковому елементі під час

протікання управляючого струму. Збільшенню швидкодії також сприяє індуктивна складова провідності резонансної діафрагми, так як прискорює розсмоктування накопиченого заряду. Постійна часу ланцюга живлення напівпровідникового елемента впливає на швидкодію нелінійного елемента. Підбором ємнісної складової провідності резонансної діафрагми можна збільшити швидкодію регулюючого пристрою. Практична значимість включення нелінійного елемента в резонансну діафрагму в ЧЗДПХ полягає в тому, що індуктивною і ємнісною складовими провідності резонансної діафрагми можна впливати на швидкодію нелінійного елемента, а це визначається підбором розмірів резонансної діафрагми і геометричних розмірів діелектричної пластини та її діелектричної проникності ϵ_r . Така конструкція ПРП (рис.2) дозволяє мати $\tau_{\text{РП}}$ в діапазоні від одиниць мкс до одиниць мс.

Ємність ВНС в значній мірі визначає частотний діапазон (широкопasmовість) елемента та для матеріалів GaAs, GaNі лежить в межах 0,1...0,8 пФ. Величина апаратурної затримки $\tau_{\text{АП}}$ в основному буде визначатися часом затримки в регулюючому пристрої $\tau_{\text{РП}}$, що можна визначити за формулою: $\tau_{\text{РП}} = \frac{Y_{\Sigma}}{C_{\text{ВНС}}}$, де $C_{\text{ВНС}}$ – ємність ВНС. Звідси видно, що величина $\tau_{\text{АП}} \approx \tau_{\text{РП}}$ та багато в чому буде визначатися не тільки якістю підбраного нелінійного елемента, але і провідністю Y_{Σ} , що залежить від запропонованого схемотехнічного рішення.

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

Еквівалентна схема ПРП на ЧЗДПХ, в якому ВНС вбудована в резонансну діафрагму показана на рис.3.

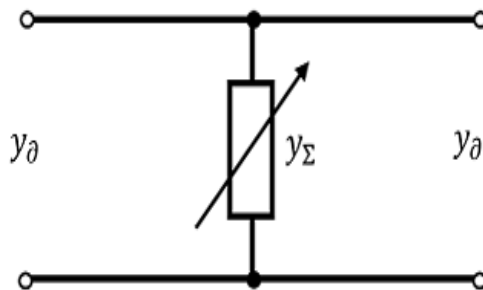


Рис. 3. Еквівалентна схема включення ВНС в ЧЗДПХ

На еквівалентній схемі показана провідність ВНС в резонансній діафрагмі y_{Σ} та нормована хвильова провідність ЧЗДПХ, яка має вигляд (9):

$$y_{\partial} = \frac{Y_{\partial}}{Y_{\partial}}, \quad (9)$$

$$Y_{\partial} = \frac{\beta}{120\pi k_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}, \quad (9)$$

де k_0 – хвильове число, $\varepsilon_{\text{эф}}$ – ефективна діелектрична проникність, β – фазова постійна.

Послаблення по потужності (10), що вносить ПРП (рис.2а) наступне:

$$\mathcal{L} = \left| \frac{1 + \Gamma_1 e^{j4\pi l / \Lambda}}{(1 + \Gamma_1)(1 + \Gamma_2)} \right|^2, \quad (10)$$

де Γ_1, Γ_2 – комплексні коефіцієнти відбиття від нелінійного елемента. Якщо у формулі (10) $\Gamma_1 = \Gamma_2$, і враховуючи, що $1 + \Gamma_1 = \frac{2}{2 + y_{\Sigma}}$, отримаємо:

$$\mathcal{L} = \left| \left(1 + \frac{y_{\Sigma}}{2}\right)^2 - \frac{Y^4}{4} e^{j4\pi l / \Lambda} \right|^2. \quad (11)$$

Розкриваючи величину y_{Σ} з формули (11), можна записати вираз для максимального послаблення сигналу:

$$\mathcal{L}_{\max} = \left(1 + g_{\text{ВНС}} + \frac{g_{\text{ВНС}}^2}{2} + \frac{b_{\Sigma}^2}{2}\right)^2. \quad (12)$$

При цьому умова максимального послаблення (12) записується в наступному вигляді:

$$\frac{4\pi l}{\Lambda} + 2\arctg\left(\frac{b_{\Sigma}}{2 + g_{\text{ВНС}}}\right) - 2\arctg\frac{b_{\Sigma}}{g_{\text{ВНС}}} = (2k - 1)\pi, \quad (13)$$

де $k = 1, 2, 3, \dots$

У разі чисто активної провідності нелінійних елементів величина максимального послаблення з виразу (13) виходить:

$$\mathcal{L}_{\max} = \left(1 + g_{\text{ВНС}} + \frac{g_{\text{ВНС}}^2}{2}\right). \quad (14)$$

Умова (14) в цьому випадку трансформується в наступне (15):

$$l = \frac{(2k - 1)\Lambda}{4} \quad (15)$$

Умова мінімального послаблення записується так:

$$\frac{4\pi l}{\Lambda} + 2\arctg\left(\frac{b_{\Sigma}}{2 + g_{\text{ВНС}}}\right) - 2\arctg\frac{b_{\Sigma}}{g_{\text{ВНС}}} = 2\pi k. \quad (16)$$

Мінімальне послаблення (16) у разі чисто активної провідності ВНС має наступний вигляд:

$$\mathcal{L}_{\min} = (1 + g_{\text{ВНС}})^2. \quad (17)$$

При чисто активній провідності нелінійного елемента маємо: $l = \frac{k\Lambda}{2}$.

Таблиця 3.
Розрахунок без врахування b_c

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

З урахуванням реактивної провідності плоско-поперечного стику хвильоводів, умови максимального (13) і мінімального (16) послаблення матимуть наступний вигляд відповідно.

Таблиця 4.
Розрахунок з врахуванням b_c

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

Врахування провідності стику b_c дозволяє збільшити точність розрахунку активної та реактивної провідності нелінійного елемента в резонансній діаграмі y_{Σ} . З таблиць 3 та 4 видно, що, при врахуванні реактивної провідності плоско-поперечного стику хвильоводів, значення максимального і мінімального послаблення, наприклад при фіксованій активній провідності $g_{ВНС} = 4$, збільшується на $\sim 10\%$.

Висновки

На закінчення відзначимо, що реалізація ПРП на ЧЗДПХ дозволяє «компенсувати» недолік, який вносить резонансна діафрагма – звуження робочої смуги частот. Розширити робочу смугу частот вдається за рахунок властивостей використаної лінії передачі – ЧЗДПХ. Розроблена конструкція дозволяє збільшити швидкодію пристрою, так як відсутні елементи, які компенсують реактивність ВНС, ланцюги управління виведені через невидпромінюючі щілини в широких стінках хвильоводу, а їх лінійних розмір в каналі прямокутного хвильоводу складає $< \sim 0,2b$. Реалізація напівпровідникового елемента у вигляді ВНС дозволяє мати низький коефіцієнт стоячої хвилі пристрою. Таким чином, розроблений ПРП НВЧ можна рекомендувати до використання в передавальних трактах НВЧ комбінованих радіотехнічних систем НВЧ, в тому числі і МЦТрРРС [5].

Література

1. Патент 112217 Україна, С2. Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С. Заявник і патентовласник Почерняєв В.М., Повхліб В.С.; заявл. 12.09.2014; опубл. 10.08.2016 // Бюл. № 15.
2. Почерняєв, В.М. Пристрій управління потужністю НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвильоводі / В.М.Почерняєв., Н.М. Сивкова. // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології. – Київ, 2021. – № 1 (01). – С.84-91.
3. Почерняєв, В.М. Зовнішні параметри з'єднання прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвильоводом, частково заповненим

нелінійним діелектриком / В.М. Почерняєв., Н.М. Сивкова // Вісник Університету «Україна». – Київ, 2020. - №1 (24). – С.100-105.

4. Почерняєв, В.Н. Устройства на частично заполненных диэлектриком волноводах / Почерняєв В.Н. – К: УКНИПСК, 2000. – 224с.

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

References

1. Patent 112217 Ukrayina, C2. Mobilna cifrova troposferno-radio-relejna stanciya / V.M. Pochernyaev. V.S. Povhlib Zayavnik i patentovlasnik Pochernyaev V.M., Povhlib V.S.; zayavl. 12.09.2014; opubl. 10.08.2016 // Byul. № 15.

2. Pochernyaev, V.M. Pristrij upravlinnya potuzhnisty NVCh na chastkovo zapovnenomu dielektrikom pryamokutnomu hvilevodi / V.M, Pochernyaev, N.M. Syvkova // Infokomunikacijni ta komp'yuterni tehnologiyi. – Kiyiv, 2021. – № 1 (01). – S.84-91.

3. Pochernyaev, V.M. Zovnishni parametri z'yednannya pryamokutnogo hvilevoda, chastkovo zapovnenogo liniynim dielektrikom z pryamokutnim hvilevodom, chastkovo zapovnenim nelineijnim dielektrikom / V.M. Pochernyaev, N.M. Syvkova// Visnik Universitetu «Ukrayina». – Kiyiv, 2020. - №1 (24). – С.100-105.

4. Pochernyaev,V.N. Ustrojstva na chastichno zapolnennyh dielektrikom volnovodah / V.N. Pochernyaev– K: UKNIPSK, 2000. – 224s.

5. Pochernyaev, V.N. Mobilnaya cifrovaya stanciya SVCh diapazona dvojnogo naznacheniya / V.N. Pochernyaev., V.S. Povhleb // Naukovi praci ONAZ im.O.S.Popova. – Odesa, 2014. – №2. – S. 76-82.