

В. М. Почерняєв¹, М. С. Магомедова², Н. М. Сивкова¹, О. С. Ястреба³

¹ Національна академія Служби безпеки України, Київ, Україна

² Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна

³ Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», Полтава, Україна

ДАТЧИК ПОТУЖНОСТІ НВЧ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНИХ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНИХ ХВИЛЕВОДАХ

Анотація. У системах автоматичної стабілізації потужності функції вимірювального елемента виконує датчик потужності. Тракти приймачів модулів НВЧ для низки мобільних радіотехнічних систем пропонується реалізовувати на частково заповнених діелектриком хвильоводах. Вихідна потужність в діапазоні НВЧ є одним з найбільш важливих параметрів джерел сигналів і підсилювачів НВЧ, передавальних трактів НВЧ і радіотехнічних систем різного призначення в цілому. Від рівня вихідної потужності НВЧ залежить можливість використання джерела сигналів НВЧ у радіолокаційних станціях, наземних телекомунікаційних станціях НВЧ, супутникових системах передачі. При проектуванні радіотехнічної системи рівень потужності джерела сигналів НВЧ визначає склад радіоелектронної бази передавального тракту НВЧ, компонування антенно-фідерного тракту та установки електроживлення системи. В роботі приводяться схеми передавального тракту НВЧ радіотехнічної системи НВЧ та конструкція датчика потужності НВЧ на частково заповненому діелектриком хвильоводі. Оскільки існують радіотехнічні системи НВЧ, в тому числі цифрові тропосферні станції, які працюють у декількох піддіапазонах частот, то не обов'язково весь діапазон апроксимувати ортогональними поліномами, що мають рівнохвильовий характер. В роботі запропоновано, що для таких радіотехнічних систем НВЧ доцільніше використовувати ортогональні поліноми Лежандра та ортогональні поліноми Гегенбауера. Розрахункові дані показані у вигляді графіків, де порівнюються коефіцієнти відображення в нормованому частотному діапазоні, що отримані за поліномами четвертого та п'ятого порядків. В висновках роботи вказано, що такі датчики потужності НВЧ можуть бути застосовані в вузловій цифровій тропосферній станції, високошвидкісній цифровій тропосферній станції та у комбінованих цифрових тропосферних станціях.

Ключові слова: датчик потужності надвисоких частот, цифрові радіотехнічні системи НВЧ, ступінчатий перехід на частково заповненому діелектриком хвильоводі, поліноми Лежандра, поліноми Гегенбауера.

Вступ

Вихідна потужність в діапазоні НВЧ є одним з найбільш важливих параметрів джерел сигналів і підсилювачів НВЧ, передавальних трактів НВЧ і радіотехнічних систем різного призначення в цілому. Від рівня вихідної потужності НВЧ залежить можливість використання джерела сигналів НВЧ. У радіолокаційних станціях, наземних телекомунікаційних станціях НВЧ, супутникових системах передачі потужність передавача НВЧ визначає дальність дії системи. При проектуванні радіотехнічної системи рівень потужності джерела сигналів НВЧ визначає склад радіоелектронної бази передавального тракту НВЧ, компонування антенно-фідерного тракту та установки електроживлення системи.

У процесі дослідно-конструкторської розробки, серійного випуску виробу, контролю параметрів під час експлуатації цього виробу необхідний контроль над рівнем потужності НВЧ. Як правило, такий контроль за прохідної потужності НВЧ покладається на датчик потужності НВЧ (ДП).

У сучасних радіотехнічних системах застосовуються фазовані антенні решітки (ФАР), що складаються з великої кількості приймально-передавальних модулів НВЧ. Для забезпечення необхідних діаграм спрямованості, коефіцієнта посилення, мінімуму бічних пелюсток ФАР формується певний розподіл амплітуди сигналів приймально-передавальних модулів НВЧ. При цьому важливо забезпечити симетричне відносно центру ФАР амплітудне розподілення. Для забезпечення необхідних характеристик ФАР у різних умовах експлуатації мобільних радіотехніч-

них систем необхідно зберегти обране значення вихідної потужності кожного приймально-передавального модуля НВЧ з високою точністю. Це завдання вирішується шляхом застосування систем автоматичної стабілізації потужності (АСП). У системах АСП функції вимірювального елемента виконує ДП НВЧ. Тракти приймачів модулів НВЧ для низки мобільних радіотехнічних систем пропонується реалізовувати на частково заповнених діелектриком хвильоводах (ЧЗДХ).

Аналіз літератури. Слід зазначити, що ДП НВЧ використовуються не тільки в телекомунікаційних та радіолокаційних системах [1–3], але в таких галузях науки та техніки в яких використовуються НВЧ обладнання, як вимірювальна техніка [4–6], криптографія [7], дослідження атмосфери та космічного простору [8], дослідження природних ресурсів [8–10], біофізика та медицина [11–15].

Метою роботи є створення та дослідження датчика потужності НВЧ на ЧЗДХ.

Основна частина

Враховуючи, що в роботах [16–19] побудовані та досліджені на ЧЗДХ система автоматичного регулювання потужності передавача (АРПП), пристрій управління, регулювання, обмеження потужності НВЧ, то є необхідним створення ДП на ЧЗДХ. Крім того, багатокаскадні передавальні тракти НВЧ мобільних цифрових тропосферних станцій мають у своєму складі декілька ДП (рис. 1).

На рис. 1 показаний двокаскадний передавальний тракт НВЧ радіотехнічної системи НВЧ, де ПП1, ПП2 – підсилювач потужності; НВ – направлений відгалужувач; ДП – датчики потужності;

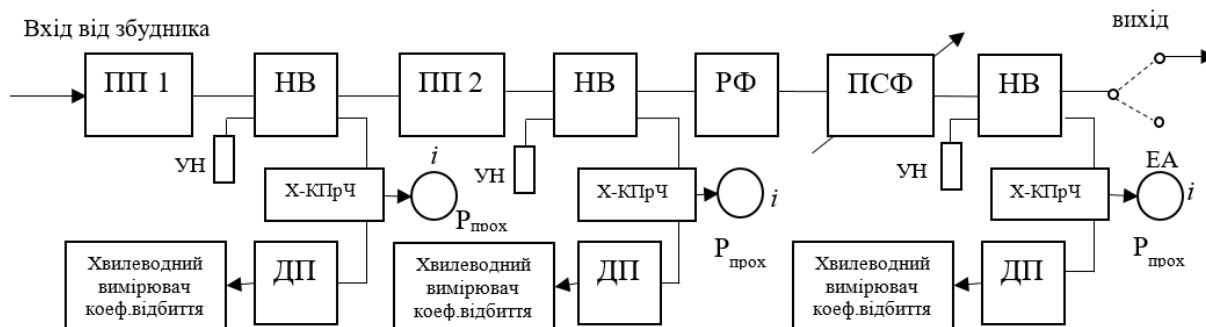


Рис. 1. Структура передавального тракту НВЧ радіотехнічної системи НВЧ

«і» – індикатор прохідної потужності $P_{\text{прох}}$; РФ – режекторний фільтр; ПСФ – смуговий фільтр, що перебудовується; ЕА – еквівалент антени; УН – узгоджувальне навантаження; Х-КПЧ – хвилеводно-коаксialний перетворювач частоти; ХВ – хвилеводний вимірювач коефіцієнта відбиття $|Г_n|$. Відмітимо, що в якості Х-КПЧ та ХВ використовуються стандартні вимірювачі, які випускаються виробниками вимірювальної техніки. Контроль за вихідною потужністю на кожному каскаді та всього тракту НВЧ в цілому полягається на ДП. Цим забезпечується також контроль системи АРПП [16], так як дана система включає пристрій управління потужності [17], пристрій регулювання потужності [18] та обмежувач потужності [19]. Дані пристрої реалізовані на ЧЗДХ.

На рис. 2 показано конструкцію ДП: 1 – відкрита нелінійна структура (ВНС) [20]; 2 – діелектрична пластина; 3 – металевий прямокутний хвилевід.

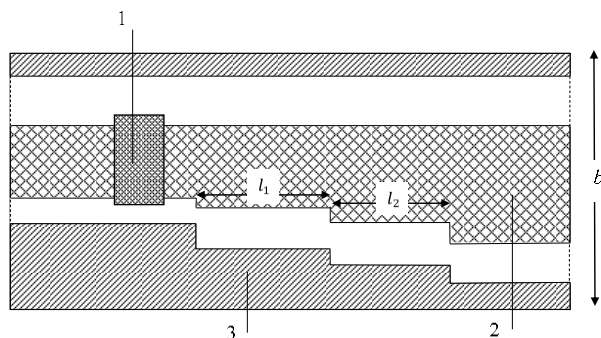


Рис. 2. Конструкція датчика потужності НВЧ

В основі розрахунку падаючої потужності, що проходить по тракту передачі НВЧ покладено співвідношення:

$$P_{\text{пад}} = P_{\text{прох}} / (1 - |\Gamma_{\text{H}}|^2),$$

де $P_{\text{прох}}$ – потужність, що надходить від НВ (потужність, що відгалужується з передаючого тракту НВЧ); $\Gamma_{\text{н}}$ – коефіцієнт відбиття від навантаження (конструкції ДМ).

Коефіцієнт відображення Γ_n визначається за такими формулами:

$$\Gamma_H = -\frac{y}{2 + y},$$

$$y = g_{\text{BHC}} + jb,$$

$$jb = jb_{\text{ВНС}} + jb_{\text{перех}},$$

де $g_{\text{ВНС}}, j b_{\text{ВНС}}$ – активна та реактивна провідність ВНС, визначені в роботах [17–19]; $j b_{\text{перех}}$ – реактивна провідність ступінчатого переходу.

З даних виразів знаходимо $|\Gamma_n|$:

$$|\Gamma_{\text{H}}| = \frac{\sqrt{[g_{\text{BHC}} + (2 + g_{\text{BHC}}) + jb^2]^2 + 4b^2}}{(2 + g_{\text{BHC}})^2 + b^2}.$$

Особливість роботи деяких радіотехнічних систем у тому, що частотний інтервал між робочими піддіапазонами не використовується. Звідси випливає, що в неробочому інтервалі частот досягнення заданого допуску на неузгодження не обов'язково, а достатньо забезпечити необхідний допуск на неузгодженість у робочих піддіапазонах частот. Так, частотні характеристики, які апроксимуються поліномами Чебишева першого роду є рівнохвильовими і мають коливальний характер у всій робочій смузі частот. Але чебишевські переходи, окрім задоволення вимог по заданому допуску на неузгодженість на граничних частотах робочої смуги, повинні задовольняти цю вимогу всередині інтервалу ще $(n - 1)$ - разів, де n – порядок полінома, тобто допуск на неузгодженість повинен досягатися у робочій смузі частот $(n - 1)$ - разів. Це накладає жорсткі вимоги на точність виготовлення чебишевських ступінчатих переходів і є серйозним недоліком при їх серійному виробництві.

З вищого викладеного випливає, що функція робочого згасання ступінчатих переходів має бути описана іншими ортогональними поліномами.

Враховуючи ускладнення конструкції ступінчатих переходів та особливості робочої смуги частот, наприклад, цифрових тропосферних станцій, доцільно мати частотну характеристику коливального, але нерівнохвильового характеру. Вибір апроксимуючого полінома ґрунтується на порівнянні властивостей поліномів Чебишева першого роду з сферичними поліномами Лежандра, ультрасферичними поліномами Гегенбауера, поліномами Чебишева другого роду, які ортогональні на інтервалі $(-1; +1)$. Ці поліноми являються рішенням лінійного диференціального рівняння другого порядку виду $(1 - x^2)y'' - (2m + 1)xy' + n(2m + n)y = 0$. При $m = 0$, маємо поліноми Чебишева першого роду $T_n(x)$, при $m = 1$ – поліноми Чебишева другого роду $U_n(x)$, при $m = 1/2$ – сферичні поліноми Лежандра $P_n(x)$ або ультрасферичні поліноми Гегенбауера виду $C_n^{1/2}(x)$.

Порівняльний аналіз ортогональних поліномів на інтервалі $(-1; +1)$ показує:

- поліноми Чебишева першого роду $T_n(x)$ ортогональні з вагою $(1 - x^2)^{-1/2}$ і має норму $\pi/2$ ($n \neq 0$), π ($n = 0$);
- поліноми Чебишева другого роду $U_n(x)$ ортогональні з вагою $(1 - x^2)^{1/2}$ і має норму $\pi/2$;
- сферичні поліноми Лежандра $P_n(x)$ ортогональні з вагою 1 і мають норму $2/(2n + 1)$;
- ультрасферичні поліноми Гегенбауера виду $C_n^{1/2}(x)$, як частний випадок ультрасферичних поліномів, що співпадає з сферичними поліномами Лежандра, ортогональні з вагою 1 і мають норму $\Gamma(n + 1)/n! (n + 1/2)$.

Ультрасферичні поліноми Гегенбауера виду $C_n^{1/2}(x)$ з вагою $(1 - x^2)^{\alpha-1/2}$ і мають норму $[\pi 2^{1-2\alpha} \Gamma(n + 2\alpha)]/[n! (n + \alpha) \Gamma(\alpha)^2]$.

В даному випадку при синтезі ступінчатих переходів будемо використовувати сферичні поліноми Лежандра $P_n(x)$ або ультрасферичні поліноми Гегенбауера виду $C_n^{(\alpha)}(x)$. Наведемо явний вигляд виразів для сферичних поліномів Лежандра для $n = 1 \dots 5$:

$$\begin{aligned} P_1(x) &= x, \\ P_2(x) &= (3x^2 - 1)/2, \\ P_3(x) &= (5x^3 - 3x)/2, \\ P_4(x) &= (35x^4 - 30x^2 + 3)/8, \\ P_5(x) &= (63x^5 - 70x^3 + 15x)/8. \end{aligned} \quad (1)$$

Частотні характеристики ступінчатих переходів можна апроксимувати різним числом членів рядів ортогональних поліномів залежно від їх вагової функції та норми і заданої точності, або виділити ділянки інтервалу, в яких при заданому допуску на неузгодженість можна використовувати поліном з меншим ступенем.

Функція робочого згасання L ступінчатого переходу має вигляд:

$$L = 1 + h^2 Q_n^2(x), \quad (2)$$

де $h = |\Gamma_n|_{\max}/\sqrt{1 - |\Gamma_n|_{\max}^2}$ – амплітудний множник; $|\Gamma_n|_{\max}$ – найбільше значення модуля коефіцієнта відображення у робочій смузі частот (допуск на неузгодженість), Q_n – поліном n -порядку, n – число ступенів узгоджувального переходу, $x = \cos\theta/S$, $\theta = \beta l$, β – фазова постійна, l – довжина ступеня, $S = \sin[\pi(\beta_B - \beta_H)/2(\beta_B + \beta_H)]$ – масштабний множник; β_B, β_H – фазові постійні на граничних частотах робочої смуги.

Аналіз (1) та (2) при $Q_n(x) = P_n(x)$ показує, що лежандрівський ступеневий перехід при коливальному характері частотної характеристики в робочій смузі має $|\Gamma_{11}| < |\Gamma_{11}|_{\max}$ в $(n-1)$ -точці всередині інтервалу. Це свідчить про те, що при серійному виробництві лежандрівським переходом можуть бути менш жорсткі вимоги щодо точності виготовлення, ніж до чебишевських переходів.

Точно повинно дотримуватися вимог допуску на неузгодження лише на граничних частотах робочої смуги, що завжди можливо.

Оскільки ступінчаті переходи на частково заповнених діелектриком прямокутних хвильоводах (ЧЗДПХ) конструктивно складніше, ніж переходи на порожнистих прямокутних хвильоводах, недоліки переходів чебишевського типу проявляється сильніше. Тому розраховуємо ступінчаті переходи на ЧЗДПХ лежандрівського типу.

Досліджується ступінчатий перехід на ЧЗДПХ зі змінним розміром вузької стінки (стрибок поперечного перерізу хвильоводу в E – площині). Такий перехід може бути використаний для узгодження підсилювального НВЧ каскаду із НВЧ трактом на ЧЗДПХ передавального пристрою цифрової тропосферної станції сантиметрового діапазону хвиль.

Методика розрахунку конструкції ступінчатого переходу заснована на методі невизначених коефіцієнтів та методі власних функцій, застосованого до розрахунку реактивних провідностей плоскопоперечних стиків двох ЧЗДПХ. Представляючи ступінчатий перехід у вигляді взаємного, реактивного, антисиметричного чотириполосника, на підставі маємо:

$$\begin{aligned} 2hQ_n(x) &= \left(\sqrt{R} - \frac{1}{\sqrt{R}}\right) \cos^2 \beta l - \\ &- (\rho_1 \sqrt{R}/\rho_2 - \rho_2/\rho_1 \sqrt{R}) \sin^2 \beta l, \end{aligned} \quad (3)$$

де $\rho_1 = b_1/b_0$, $\rho_2 = b_2/b_0$, $R = b/b_0$, b_1, b_2 – вузькі стінки відрізка хвильоводів, що утворюють першу та другу сходинки. Представивши в (3) замість $Q_n(x)$ величину $P_2(x)$ з (1), отримаємо наступні співвідношення для амплітудного множника h та масштабного множника S :

$$\begin{aligned} h &= \rho_1 \sqrt{R}/\rho_2 - \rho_2/\rho_1 \sqrt{R}, \\ S &= 1/\sqrt{[1 + (R - 1)/h\sqrt{R}]^3}. \end{aligned} \quad (4)$$

Отримані для лежандрівського переходу вирази (4) відрізняються від аналогічних виразів для Чебишевського переходу числовими множниками. Далі знаходимо:

$$b_1 = b_0 \sqrt{h\sqrt{R}/2 + \sqrt{h^2 R/4 + R}}, \quad b_2 = b b_0/b_1. \quad (5)$$

Тепер визначимо довжини сходинок:

$$l_1 = (\pi - \tilde{b}_1)/2\beta, \quad l_2 = (\pi - \tilde{b}_2)/2\beta, \quad (6)$$

де $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2$ – нормовані реактивні провідності плоскопоперечних стиків ЧЗДПХ.

Розрахунок двоступінчатого переходу ілюструється прикладом узгодження ЧЗДПХ із поперечним перерізом $a \times b = 40 \times 20 \text{ мм}^2$, $\epsilon_r = 2,4$; $c/a = 0,2$; $d/b = 0,8$ (c, d – поперечні розміри діелектричної пластини з відносною діелектричною проникністю ϵ_r) з ЧЗДПХ з поперечним перерізом

$$a \times b_0 = 40 \times 8 \text{ мм}^2,$$

діелектрична пластина якого має такі самі відносні параметри. Допуск на неузгодженість $|\Gamma_n|_{\max} = 0,09$ ($K_{CX} \leq 1,2$) повинен дотримуватися у 10% робочої смуги. На рис. 3 показані залежності модуля коефіцієнта відбиття $|\Gamma_n|^2$ у нормованому діапазоні довжин хвиль, яку відповідають робочим частотним піддіапазоном 4,4 ... 4,6 ГГц та та 4,7 ... 4,9 ГГц радіотехнічної системи НВЧ.

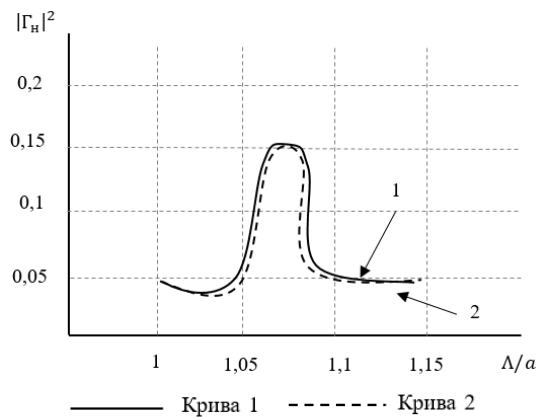


Рис. 3. Залежності модуля коефіцієнта відбиття від нормованого частотного діапазону радіотехнічної системи НВЧ

Крива 1 побудована для випадку, коли в якості апроксимуючих поліномів є поліном Лежандра $P_4(x)$ та ультрасферичний поліном Гегенбауера виду $C_4^{(1/2)}(x)$, крива 2 – коли в якості апроксимуючих поліномів є поліном Лежандра $P_5(x)$ та ультрасферичний поліном Гегенбауера виду $C_5^{(1/2)}(x)$. Ортогональні поліноми $P_4(x)$ та $C_4^{(1/2)}(x)$, як $P_5(x)$ та $C_5^{(1/2)}(x)$ точно збігаються, а апроксимація поліномами степенів $n = 4$ та $n = 5$ практично дають

однаковий результат. Така точність апроксимації дозволяє не збільшувати ступінь полінома.

Висновки

Як і вряду передавальних трактів НВЧ радіотехнічних систем НВЧ, так і в системах АСП, необхідні датчики прохідної потужності НВЧ. Цього вимагає також і фазована антенна решітка. Однак, ДП вимагають узгодження з основними трактами, що зручно робити за допомогою ступінчастих переходів. Але є особливість у робочих діапазонах частот радіотехнічних систем. Наприклад, цифрові тропосферні станції мають декілька робочих піддіапазонів частоти, інтервали між якими не використовуються. У цьому випадку, як показало дослідження, доцільно в якості апроксимуючого поліному застосовувати не чебишевські, а сферичні поліноми Лежандра або ультрасферичні поліноми Гегенбауера. Для мобільної вузлової цифрової тропосферної станції та високошвидкісної цифрової тропосферної станції, мобільної комбінованої цифрової тропосферно-радіорелейної станції та комбінованої цифрової тропосферно-космічної станції, мобільної комбінованої цифрової тропосферно-іоносферної станції розроблені ДП, які вбудовуються в передавальний тракт НВЧ зі стандартними вимірювальними пристроями [21, 22].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- AK Jha, A. Lamecki, M. Mrozowski, M. Bozzi, A Highly Sensitive Planar Microwave Sensor for Detecting Direction and Angle of Rotation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020. Vol. 68(4). P.1598-1609 <http://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2957369>
- Muñoz-Enano J., Vélez P., Gil M., Martín F. Planar Microwave Resonant Sensors: A Review and Recent Developments // Applied Sciences. 2020, Vol.10(7). P.2615. <https://doi.org/10.3390/app10072615>
- J.-H.Deng, H.Xiong, Q.Yang, M.Suo, J.-Y. Xie, H.-Q. Zhang Metasurface-Based Microwave Power Detector for Polarization Angle Detection // IEEE Sensors Journal, 2023. Vol. 23(19). pp. 22459-22465. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2023.3306462>
- Dazhen Gu NIST-Traceable Microwave Power Measurement in a Waveguide Calorimeter With Correlated Uncertainties // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019. Vol. 68, №. 6. P. 2280-2287. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8599075>
- Zhihao Chen, Yu Fu, Hiroshi Kawarada, Yuehang Xu. Microwave diamond devices technology: Field-effect transistors and modeling // National Natural Science Foundation of China, 26 August 2020. Vol.34, №1. <https://doi.org/10.1002/jnm.2800>
- E.Nazemosadat, S.García, I.Gasulla Heterogeneous multicore fiber-based microwave frequency measurement // Opt. Express, 2022. Vol. 30(15). P.26886-26895. <http://doi.org/10.1364/OE.463152>
- Shijie Song, Suen Xin Chew, Linh Nguyen, Xiaoke Yi High-resolution microwave frequency measurement based on dynamic frequency-to-power mapping // Optics Express, 2021. №29, P.42553-42568 <https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-29-26-42553&id=465714>
- Alahnomi R.A., Zakaria Z., Yussof Z.M., Althuwayb A.A., Alhegazi A., Alsariera H., Rahman N.A. Review of Recent Microwave Planar Resonator-Based Sensors: Techniques of Complex Permittivity Extraction, Applications, Open Challenges and Future Research Directions // Sensors, 2021 Vol. 21. P.2267. <https://doi.org/10.3390/s21072267>
- Li Dai, Xue Zhao, Jiuchuan Guo, Shilun Feng, Yusheng Fu, Yuejun Kang, Jinhong Guo Microfluidics-based microwave sensor // Sensors and Actuators A: Physical, 2020 Vol. 309. P. 111910 <https://doi.org/10.1016/j.sna.2020.111910>
- Kazemi N., Schofield K., Musilek P. A High-Resolution Reflective Microwave Planar Sensor for Sensing of Vanadium Electrolyte // Sensors, 2021. Vol.21. P.3759. <https://doi.org/10.3390/s21113759>
- Kandwal et al., Surface Plasmonic Feature Microwave Sensor With Highly Confined Fields for Aqueous-Glucose and Blood-Glucose Measurements // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021. Vol. 70, P.1-9. <https://doi.org/10.1109/TIM.2020.3017038>
- M.C. Cebedio, L.A. Rabioglio, I.E. Gelosi, R.A. Ribas, A.J. Uriz, J.C. Moreira Analysis and Design of a Microwave Coplanar Sensor for Non-Invasive Blood Glucose Measurements // IEEE Sensors Journal, 2020. Vol. 20(18). P.10572-10581 <https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.2993182>
- S. Kiani, P. Rezaei, M. Fakhr Dual-Frequency Microwave Resonant Sensor to Detect Noninvasive Glucose-Level Changes Through the Fingertip // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021. Vol.70. P.1-8. <https://doi.org/10.1109/TIM.2021.3052011>
- G. Govind, M. J. Akhtar Metamaterial-Inspired Microwave Microfluidic Sensor for Glucose Monitoring in Aqueous Solutions // IEEE Sensors Journal, 2019. Vol.19(24), P.11900-11907. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2019.2938853>

15. C. G. Juan. Study of Q_u -Based Resonant Microwave Sensors and Design of 3-D-Printed Devices Dedicated to Glucose Monitoring // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021. Vol.70, pp.1-16 <https://doi.org/10.1109/TIM.2021.3122525>
16. Почерняєв В.М., Повхліб В.С., Сивкова Н.М. Система автоматичного регулювання потужності передавача НВЧ для комбінованих мобільних цифрових тропосферно-радіорелейних станцій // Вісник НТУУ «КПІ», 2021. №84. с.40-47. <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1692>
17. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М. Пристрій управління потужністю НВЧ на частково заповненому діелектриком прямокутному хвильоводі // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2021. №1(01). с.81-89. <https://visn-icct.uu.edu.ua/index.php/icct/article/view/28/7>
18. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Пристрій регулювання потужністю НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвильоводах // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2021. №2(02). с.161-171. <https://visn-icct.uu.edu.ua/index.php/icct/article/view/49/36>
19. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Обмежувач потужності НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвильоводах // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, 2022. №1(03). С.90-101. <https://visn-icct.uu.edu.ua/index.php/icct/article/view/69/55>
20. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М. Зовнішні параметри з'єднання прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвильоводом, частково заповненим нелінійним діелектриком // Вісник Університету «Україна», 2020. №1(24). с.100-105. https://visn-it.uu.edu.ua/old_site/article.php?full=vysnyk-606f1968be142
21. Почерняєв В.М., Сивкова Н.М., Магомедова М.С. Мобільна вузлова цифрова тропосферна станція // Системи озброєння і військова техніка. 2024, №4(76). С.6-15. <https://journal-hnups.com.ua/index.php/soivt/article/view/1542/1408>
22. Почерняєв В.М., Магомедова М.С., Сивкова Н.М. Мобільні цифрові тропосферні станції з комбінуванням просторово-рознесених сигналів // Системи управління, навігації та зв'язку, 2024. №3. С. 211-215. <https://journals.nupp.edu.ua/sunz/article/view/3475/2896>

Received (Надійшла) 27.07.2025

Accepted for publication (Прийнята до друку) 15.10.2025

ВІДОМОСТІ ПРО АВТОРІВ / ABOUT THE AUTHORS

Почерняєв Віталій Миколайович – доктор технічних наук, професор, професор кафедри, Національна академія Служби безпеки України, Київ, Україна;

Vitaly Pochernyaev – Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Department, National Academy of the Security Service of Ukraine, Kyiv, Ukraine;

e-mail: vpochernyaev@gmail.com; ORCID Author ID: <https://orcid.org/0000-0001-7130-8668>;

Scopus Author ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=6603517180>.

Магомедова Марія Сергіївна – доктор філософії, викладач вищої категорії, Київський фаховий коледж зв'язку, Україна;

Mariia Mahomedova – PhD, Higher Category Teacher, Kyiv Professional College of Communications, Kyiv, Ukraine;

e-mail: kkz.praktika@ukr.net; ORCID Author ID: <https://orcid.org/0000-0003-1936-5555>.

Сивкова Наталія Максимівна – доктор філософії, доцент кафедри, Національна академія Служби безпеки України, Київ, Україна;

Natalia Syvkova – PhD, Associate Professor of the Department, National Academy of the Security Service of Ukraine, Kyiv, Ukraine;

e-mail: natsivonat@gmail.com; ORCID Author ID: <https://orcid.org/0000-0002-4934-4109>;

Scopus Author ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=57223023373>.

Ястреба Олег Сергійович – аспірант кафедри автоматики, електроніки та телекомунікацій, Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», Полтава, Україна;

Oleh Yastreba – postgraduate student of the Department of Automation, Electronics and Telecommunications, National University "Yuri Kondratyuk Poltava Polytechnic", Poltava, Ukraine;

e-mail: ol.yastr17@gmail.com; ORCID Author ID: <https://orcid.org/0000-0003-3911-4109401>.

Power microwave sensor on partially filled rectangular waveguides by dielectric

Vitaly Pochernyaev, Mariia Mahomedova, Natalia Syvkova, Oleh Yastreba

Abstract. In automatic power stabilization systems the functions of the measuring element are performed by a power sensor. It is proposed to implement the microwave module receiver paths for a number of mobile radio engineering systems on partially filled waveguides by dielectric. The output power in the microwave range is one of the most important parameters of microwave signal sources and amplifiers, microwave transmitting paths and radioengineering systems of various purposes in general. The ability to use a microwave signal source depends on the level of microwave output power. In radar stations, ground-based microwave telecommunication stations and satellite transmission systems the microwave transmitter power determines the range of the system. The article presents the schemes of the microwave transmission path of a digital troposcatter station and the design of a microwave power sensor on a waveguide partially filled by dielectric. Since there are microwave radiosystems, including digital troposcatter stations, operating in several frequency subranges, it is not necessary to approximate the entire range with orthogonal polynomials of equalwave nature. The article suggests that for such microwave radio systems it is more appropriate to use Legendre orthogonal polynomials and Gegenbauer orthogonal polynomials. The calculated data are shown in the form of graphs, where the mapping coefficients obtained from fourth- and fifthorder polynomials are compared. The conclusions of the article indicate that such microwave power sensors can be used in a nodal digital troposcatter station, a highspeed digital troposcatter station and in combined digital troposcatter stations.

Keywords: power microwave sensor, digital microwave radiosystems, step transition on a partially filled waveguide by dielectric, Legendre polynomials, Gegenbauer polynomials.