

ДО ПИТАННЯ ПРО ОПТИМІЗАЦІЮ ВУЗЛА З’ЄДНАННЯ ЛІНІЯ–ХВИЛЕВІД З ПРОВІДНИКОВИМ ЕЛЕМЕНТОМ ЗБУДЖУВАЧА

© Захарія Й. А., 2016

Дослідження ґрунтується на методі синтезу вузла з’єднання лінія/хвилевід. За допомогою аналізу отримано залежності ширини смуги робочих хвиль вузла з’єднання від хвильового опору коаксіальної лінії для окремих значень вхідного імпедансу вузла на виході лінії. Відповідні криві мають максимуми для певних значень хвильового опору лінії. За змінного вхідного імпедансу можна встановити найбільше значення ширини смуги вузла з’єднання серед згаданих її максимумів. Такі криві дають змогу встановити оптимальні значення хвильового опору лінії, а також перевірити оптимальність структури вузла з’єднання.

Ключові слова: з’єднання, лінія–хвилевід.

Y. Zakharia

Lviv Polytechnic National University

THE QUESTION OF LINE-WAVEGUIDE JUNCTION WITH CONDUCTING EXCITER ELEMENT OPTIMIZATION

© Zakharia Y. A., 2016

The given paper is based on the line/waveguide junction synthesis algorithm. The recommended there calculation expressions satisfy the loss free and tuning conditions for junction unit. The corresponding calculation formulas are deduced by oriented signal-flow graph method, and to the synthesis of loss free threeport with tuning reactance are used. Thus at the given middle wavelength the reflection from the junction ports are absent. For synthesis of junction unit by the algorithm mentioned above are necessary: 1) line wave resistance, 2) input impedance value at the line output port. The last quantity can be calculated by electrodynamic methods but with some difficulties.

The input impedance is dependent on the longitudinal current distribution the exciter (vibrator) conductor, and current distribution on perimeter of that conductor cross section. It is possible to find the mentioned above distributions using the current approximation by wavelet functions. Spectral analysis method permits to find only the longitudinal distribution. Multifilament exciter structure modeling gives the unadequace mistakes. Input impedance calculation includes also the influence of exciter feed and his top load (vibrator exciter). It is a problem for such complex analysis, and result (input impedance) we get in numerical form. The experimentally measured quantity of input impedance can be used for next junction synthesis.

As synthesis result we get the value of tuning reactance and wavelength band of junction unit. But the found quantities are not optimum, that’s is why they can’t supply the maximal possible wavelength band for the given junction unit.

The dependence of wavelength band from line wave resistance for given input impedance is presented in the paper graphically. That figure indicates the sharp influence of input resistance, and separately input reactance, on the junction wavelength-band width. Maximum of that band width arise at low value for negative input reactance, close to the critical quantity, when loss free condition can not be provided. For greater input reactance maximum of junction wave band width is almost independent from line wave resistance. Such the corresponding line wave resistance is to be realized. Enlargement of junction wave band

width is possible by usage of tuning reactance with corresponding frequency characteristic, or analogous exciter structure.

The input impedance value depends on the junction unit structure. Therefore above mentioned graphical figure includes the dependence on this structure. (Numerical quantity of input impedance carries that information). Thus the graphical chart can provide guidance for line wave resistance choosing, or junction unit structure choosing.

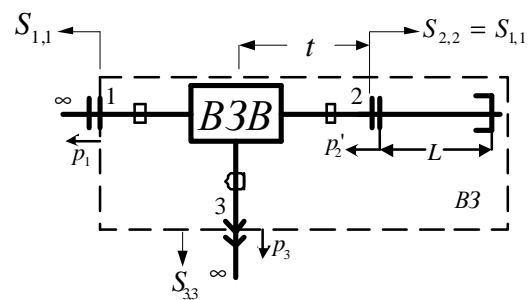
It is to emphasize, that the mentioned above conclusions are valid for arbitrary waveguide, and various exciter structure.

Key words: line/waveguide junction.

Вступ

Найпростішим вузлом з'єднання (ВЗ) ліній НВЧ – хвилевода і коаксіальної лінії є ВЗ з вібраторним елементом зв'язку (збуджувачем хвилевода). В структурі такого ВЗ виокремлюємо дві частини: тривихідний вузол зв'язку з двома симетричними хвилеводними виходами і третім коаксіальним (див. рис. 1 [1]). До одного з хвилеводних виходів під'єднується реактанс настроення ВЗ у вигляді відрізка закороченого хвилевода завдовжки L . Наявність такого реактансу перетворює тривихідний вузол зв'язку на двовихідний ВЗ між другим хвилеводним і коаксіальним виходами. Водночас цей реактанс настроює ВЗ так, що на середній робочій хвилі, λ_0 , коефіцієнти відбиття від хвилеводного виходу $|p_1|$ і коаксіального виходу $|p_3|$ дорівнюють нулю (для зручності у випадку прямокутного хвилевода середню довжину робочої хвилі нормуємо відносно ширини хвилевода A ($A > B$; B – висота перерізу хвилевода) у вигляді: $q_0 = \lambda_0/2A$).

Рис. 1. Блок-схема ВЗ прямокутного хвилевода і коаксіальної лінії:
 ВЗВ – вузол зв'язку, ВЗ – вузол з'єднання;
 $|p_2|$ – коефіцієнт відбиття від реактансу настроювання; t – довжина хвилеводного плеча у вузлі зв'язку



Для синтезу ВЗ необхідно знати власний вхідний імпеданс тривихідного вузла зв'язку Z , визначений з боку коаксіального виходу за узгоджених навантажень хвилеводних виходів. У разі нормування відносно хвильового опору вакууму ($\rho_0 = 120 \pi$ Ом) одержимо: $z = Z/\rho_0$; якщо $Z = R + iX$, маємо $z = r + ix$. Таку величину отримують експериментально або в числовому вигляді розрахунково методами електродинаміки [2, 3, 7, 8]. Для запропонованого в [1] алгоритму синтезу ВЗ основною вимогою є його безвтратність, що враховано відомою системою рівнянь для S – параметрів тривихідного вузла зв'язку:

$$|S_{1,1}|^2 + |S_{1,2}|^2 + |S_{1,3}|^2 = 1; \quad (1)$$

$$2|S_{1,3}|^2 + |S_{3,3}|^2 = 1 \quad (2)$$

$$S_{1,1}S_{1,2}^* + S_{1,2}S_{1,1}^* + |S_{1,3}| = 0; \quad (3)$$

$$S_{1,2}S_{1,3}^* + S_{1,1}S_{1,3}^* + S_{1,3}S_{3,3}^* = 0 \quad (4)$$

З наведених рівнянь отримуємо допоміжні аргументи ϑ з рівняння (3) і θ з рівняння (4):

$$\cos(\varphi_{1,1} - \varphi_{1,2}) = -\frac{|S_{1,3}|^2}{2|S_{1,1}||S_{1,2}|}; \quad \vartheta = \varphi_{1,1} - \varphi_{1,2} \quad (5)$$

$$\cos \theta = \frac{|S_{1,3}|^2 - 2|S_{1,1}|^2}{2|S_{1,1}||S_{3,3}|}; \quad q = 2j_{1,3} - j_{3,3} - j_{1,1} \quad (6)$$

Для відомих вхідного імпедансу Z , хвильового опору коаксіальної лінії Z_c , а також довжини симетричних плеч t (див. рис. 1), якщо використати рівняння (2), відомими стають параметри $S_{3,3}$, та $|S_{1,3}|$. Аргумент $\varphi_{1,3}$ визначається довжиною плеча t на робочій хвилі q_o [1]. Отже, $S_{1,3} = |S_{1,3}| \exp(i\varphi_{1,3})$. Аргумент θ стає відомим, якщо визначено параметр $|S_{1,1}|$, і використовується для розрахунку аргумента $\varphi_{1,1}$. Тоді також з рівняння (1) можна визначити $|S_{1,2}|$, а з виразу (5) аргументи ϑ , і $\varphi_{1,2}$. Методом сигнальних орієнтованих графів [2], [5] тепер можна знайти коефіцієнти відбиття p_1 та p_3 :

$$p_1 = S_{1,1} + \frac{S_{1,2}^* p_2'}{1 - S_{1,1} p_2'}; \quad p_1 = |p_1| \exp(i\varphi_1); \quad p_3 = S_{3,3} + \frac{S_{1,3}^* p_2'}{1 - S_{1,1} p_2'}; \quad p_3 = |p_3| \exp(i\varphi_3). \quad (7)$$

Вище p_2' , як вказано на рис. 1, є коефіцієнтом відбиття від реактансу настроювання, якщо $q \neq q_o$.

Ідентичність $|p_1| = |p_3| = |p|$ є альтернативним виразом безвтратності двовихідного ВЗ незалежно від величини $|p|$, але аргументи j_1 і j_3 можуть відрізнятися. Коефіцієнт відбиття p_2' однаковий у виразах (7), тому, зрівнюючи ці коефіцієнти, визначені з формул для p_1 і p_3 , одержимо рівняння для визначення коефіцієнта $S_{1,1}$:

$$S_{1,1} = |p| \left(\exp(i\varphi_1) - \exp(i\varphi_3) \frac{S_{1,2}^2}{S_{1,3}^2} \right) + S_{3,3} \frac{S_{1,2}^2}{S_{1,3}^2}; \quad (8)$$

Забезпечивши $p_2' = p_{20}'$, коли $q = q_o$, а $|p| = 0$, отримуємо:

$$\frac{S_{1,1}}{S_{3,3}} = \frac{S_{1,2}^2}{S_{1,3}^2}; \quad \frac{|S_{1,1}|}{|S_{3,3}|} = \frac{|S_{1,2}|^2}{|S_{1,3}|^2}. \quad (9)$$

Для реактансу у вигляді відрізка закороченого хвильовода модуль коефіцієнта відбиття $|p_{20}'|$ дорівнює одиниці. Водночас із згаданого вище рівняння коефіцієнтів p_{20}' , і відповідно їх модулів, переконаємося, що ці модулі дорівнюють одиниці, якщо $|S_{1,1}|/|S_{3,3}| = 1$. Таке значення коефіцієнта $|S_{1,1}|$ формується за $|p| = 0$, і залишається таким, що дорівнює коефіцієнту $|S_{3,3}|$ для довільних значень коефіцієнта $|p|$. За найменших відхилень такої рівності не задовольняються умови безвтратності ($|p_1| \neq |p_3|$). Очевидно, що $|S_{1,1}| = |S_{3,3}|$ лише тоді, коли коефіцієнти $S_{1,3}$ та $S_{1,2}$ задовольняють умови безвтратності (1)–(4), (5). Тепер маємо можливість знайти аргумент $j_{1,1}$. Для $q = q_o$ довжину закороченого хвильовода $L = L_o$ знаходимо з умови, що коефіцієнт $p_{20}' = \exp(i\varphi_{20}')$ дорівнює коефіцієнту відбиття від закороченого хвильовода [1].

Ширина смуги робочих хвиль є основним параметром ВЗ. Ця ширина, як відомо, визначається різницею довжин робочих хвиль для $\lambda < \lambda_o$, і $\lambda > \lambda_o$, або Δq , якщо зміни довжини хвилі (q) обмежені умовою: $|p_1| = |p_3| = p_\partial$, де p_∂ – значення коефіцієнта відбиття для визначення

ширини смуги ВЗ. У смузі робочих хвиль ВЗ $|p_1| = |p_3| < p_0$. Нижче прийнято $p_0 = 0.1$, а ширину смуги визначатимемо відносно середньої робочої хвилі й виражатимемо в процентах: $\frac{\Delta q}{q_0} \%$. При цьому враховано залежність S – параметрів ВЗ від довжини робочої хвилі в смузі Δq .

Незамкнуті вирази для розрахунку вхідного імпедансу тривихідного вузла зв'язку, визначені методами електродинаміки, про що згадувалось вище, є причиною того, що синтез і оптимізацію ВЗ можливо реалізувати тільки в числовому вигляді. До цього змушує також трансцендентність виразів для коефіцієнтів відбиття відносно довжини робочої хвилі. Оптимізацію ВЗ ускладнює також деяка взаємозалежність параметрів ВЗ. Це робить практично нереальним аналітичний підхід до поставлених проблем. Тому тут оптимальні параметри ВЗ, за яких ширина смуги робочих хвиль ВЗ найбільша, можна встановити на основі графічних залежностей, як це зроблено нижче.

Залежність ширини смуги робочих хвиль вузла з'єднання від окремих його параметрів

Алгоритм синтезу ВЗ, запропонований у [1], дає змогу формувати порівняно просту програму обчислень. Нагадаємо, що подані значення вхідного імпедансу (Z) враховують вплив розмірів перерізу хвилевода (для прямокутного хвилевода $\zeta = B/A$), геометричних параметрів елемента зв'язку (для вібраторного елемента зв'язку – висоту вібратора h , або $v = h/B$: радіус провідника вібратора a , або $\sigma = a/A$; розташування на широкій стінці хвилевода d , або $\eta = d/A$); вплив площі торця вібратора, вплив апертури коаксіальної лінії живлення (радіуси провідників внутрішнього a_1 ; або $s = a_1/A$, і зовнішнього a_2 , або $\sigma_2 = a_2/A$, а – довжину плеча вузла зв'язку t у нормованому вигляді позначимо як $t = t'/A$). Для величин q_0, Z_c, t, Z , програма синтезу дає змогу отримати S -параметри вузла зв'язку і довжину $L = L_0$ – довжину відрізка закороченого хвилевода, як структури реактансу настроєння. Такі параметри визначають коефіцієнт відбиття $|p_3| = |f(q)|$, і відповідно ширину смуги ВЗ $\Delta q/q_0$. При цьому враховується залежність S -параметрів від довжини робочої хвилі ($S(q)$). Можна також врахувати залежність $Z(q)$, якщо вона відома. Урахування вказаних залежностей незначно змінює форму кривої $|p_3| = |f(q)|$.

Ширина смуги робочих хвиль ВЗ найбільша за малих довжин хвилеводного плеча t . Доцільно приймати $t > \sigma_2$. Однак залежність $\Delta q/q_0 = f(t)$ немонотонна, зниження ширини смуги майже наполовину відбувається стрибком, а початкове значення ширини смуги до певного значення t залишається постійним.

Довжину середньої робочої хвилі (q_0) доцільно вибирати на якомога коротшій хвилі в смузі хвилевода. Зі збільшенням q_0 ширина смуги робочих хвиль може зменшитися наполовину.

Ширина смуги робочих хвиль ВЗ за індуктивного вхідного реактансу ($x > 0$) завжди менша, ніж за ємнісного ($x < 0$). Власне тому нижче розглядатимемо ВЗ з ємнісним вхідним реактансом ($x < 0$).

Ширина смуги робочих хвиль ВЗ істотно залежить від хвильового опору коаксіальної лінії живлення елемента зв'язку Z_c , як показано на рис. 2. Розраховані за алгоритмом синтезу залежності $\Delta q/q_0 = f(Z_c)_{r,x=const}$ дають можливість зробити такі висновки:

1. Ширина смуги робочих хвиль ВЗ за незмінних r і x має максимум для певного значення хвильового опору (Z_{cM}). При цьому $(\Delta q/q_0)_M$ змінюється незначно.
2. Зменшуючи величину вхідного реактансу, досягаємо його критичного значення, за якого не задовольняються умови безвтратності, а синтез ВЗ стає неможливим. Тому для розрахунку прийнято мінімальний реактанс, близький до критичного, але $x < x_k$.

3. Величина x_k зменшується у разі зниження робочої складової вхідного імпедансу (r). Водночас знижується і величина Z_{cM} .

4. Значення ширини смуги $(\Delta q/q_0)_M$ в максимумах кривих для різних величин r і x_k формують криву, яка також має максимум. На рис. 2 такий максимум спостерігається за $Z_{cMM}=70$ Ом.

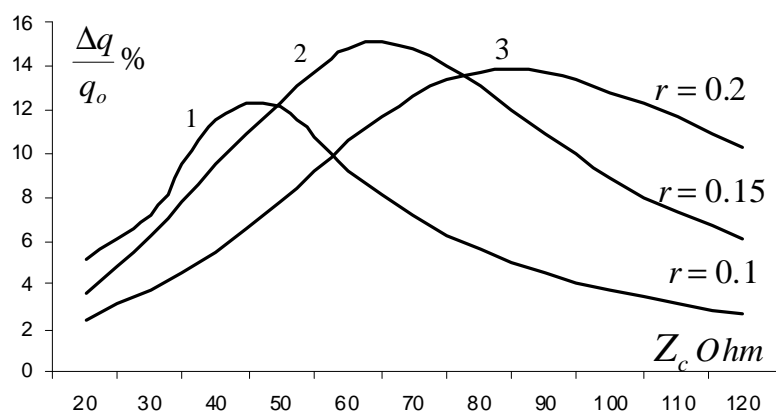


Рис. 2. Залежність смуги робочих хвиль ВЗ ($\Delta q/q_0$) на рівні $p_D = 0.1$ від величини хвильового опору коаксіальної лінії у структурі ВЗ (Z_c) за постійних значень робочої складової вхідного імпедансу (r) для відповідних підкритичних значень вхідного реактансу ($|x| > |x_k|$). Криві дані для $q_0 = 0.7$ та $t = 0.2$. Для кривої 1 $x_k = -0.08$; для кривої 2 $x_k = -0.11$; для кривої 3 $x_k = -0.15$

Не менш важлива залежність ширини смуги робочих хвиль ВЗ від величини хвильового опору коаксіальної лінії (Z_c), $\Delta q/q_0 = f(Z_c)_{r,x=const}$, за незмінного вхідного імпедансу (r і x). На основі кривих рис. 3 також підкреслимо очевидні висновки:

1. Для кожного ємнісного реактансу (x), більшого за величиною від критичного (x_k), існує максимум ширини смуги ($\Delta q/q_0$) для кожного значення r .
2. У максимумі значення r тим більше, чим більша величина $|x|$.
3. Найбільшу ширину смуги ВЗ маємо за малих реактансів, які повинні бути дещо більшими від критичного (такий підкритичний реактанс позначено як x , якщо $|x| = |x_k|$).

Під час розрахунку кривих на поданих рисунках не враховано деякої залежності вхідного імпедансу від апертури коаксіальної лінії живлення елемента зв'язку. Методами електродинаміки можна показати, що такий вплив спричиняє близько 5 % зниження $|z|$, якщо $Z_c = 20$, і 100 Ом відносно $|z|$ для $Z_c = 60$ Ом. Очевидно, за наявності даних можна враховувати цей вплив, але для загальних висновків таким малим впливом можна нехтувати.

Послідовність визначення оптимальних параметрів вузла з'єднання на основі числових вихідних даних

Задачу оптимізації ВЗ ускладнює незамкнута форма розрахункових виразів для вхідного імпедансу, отриманих методами електродинаміки. Отже, одержимо числове значення величин r і x , для певного значення хвильового опору коаксіальної лінії Z_c і середньої довжини робочої хвилі q_0 . Величини r і x визначаються структурою вузла зв'язку (структурою живлення і навантаження елемента зв'язку) і параметрами хвилевода. Ці величини можна отримати експериментально. Така

ситуація не дає змоги розв'язувати зворотної електродинамічної задачі. Виникає питання, наскільки величини r , x , Z_c оптимальні, тобто чи забезпечують максимально можливу ширину смуги ВЗ.

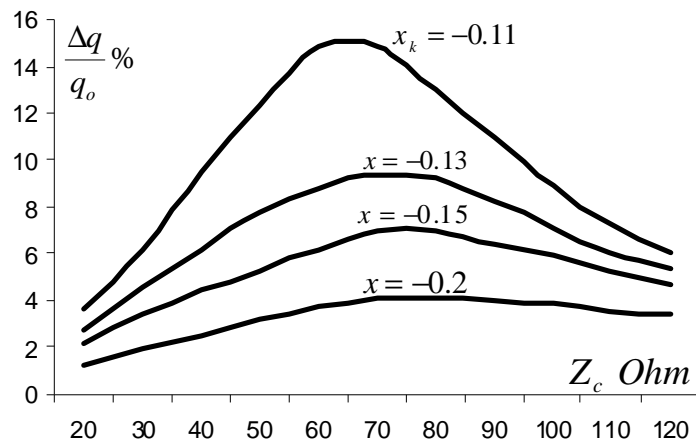


Рис. 3. Залежність ширини смуги робочих хвиль ($\Delta q/q_0$) на рівні $r_0 = 0.1$ від величини хвильового опору (Z_c) коаксіальної лінії у структурі ВЗ за незмінної робочої складової вхідного імпедансу $r = 0.15$. Криві розраховано для $q_0 = 0.7$ і $t = 0.2$

Відповідно до алгоритму, запропонованого в [1], отримуємо значення ширини смуги робочих хвиль для поданих параметрів ВЗ, з урахуванням залежності S -параметрів від довжини робочої хвилі в смугі ВЗ. Незалежно від системи обчислень відповідна програма обчислень нескладна і дає змогу отримати довільну криву з показаних на рис. 2 і 3.

Початково вважаємо заданими усі необхідні величини: q_0 , t , Z_c , r , x , а також межі їх зміни.

1. Для обчислень треба встановити значення x_k . Це означає, що у згаданій програмі обчислень треба зменшувати $|x|$ до значення $x = x_k$, за якого не задовольняються умови безвтратності ВЗ, і програма не працює. Обчислення ширини смуги треба виконувати за $|x| > |x_k|$, але якомога ближчого до $|x_k|$.

2. Для виявлення оптимальності значення хвильового опору будемо залежність $\Delta q/q_0 = f(Z_c)_{r,x=const}$.

3. Точка максимуму на такій кривій вказує оптимальне значення хвильового опору Z_{cM} (рис. 2).

4. Громіздкішою є побудова кривої $(\Delta q/q_0)_M = f(Z_{cM})$, максимум якої вказує оптимальне значення Z_{cMM} за умови, що величини r і x тут змінюються. Остання крива вказує також оптимальні значення величин r_{MM} і x_{MM} .

5. З відповідної кривої рис. 2 для $Z_{cM} = Z_{cMM}$ знаходимо максимально можливе значення ширини смуги $(\Delta q/q_0)_M$.

Наведену вище послідовність обчислень оптимальних параметрів ВЗ можна вважати алгоритмом числового пошуку таких параметрів, або числової оптимізації структури ВЗ. Водночас під час цих розрахунків визначається довжина закороченого хвилевода (L_0), який є реактансом настроєння ВЗ, що також можна вважати синтезом у найпростішому вигляді.

Висновки

У запропонованій вище послідовності розрахунку ширини смуги ВЗ враховано залежність S -параметрів від довжини робочої хвилі, $S(q)$, а не лише $S(q_0)$, як в [1] для вузькосмугових ВЗ. Використання числових взаємозалежностей змушує подавати їх графічно. В такому вигляді ці

взаємозв'язки виявляють оптимальні параметри ВЗ. Пропонований числовий метод придатний для хвилеводів довільного типу і довільної структури елемента зв'язку, а також за довільної структури реактансу настроєння, якщо відомий відповідний вхідний імпеданс вузла зв'язку.

Отримані тут результати показують, що у разі настроювання ВЗ з вібраторним елементом зв'язку за допомогою відрізка закороченого хвилевода у найкращому випадку забезпечується ширина смуги 15–16 % щодо довжини середньої хвилі (див. рис. 2). Такий результат отримано, однак, без урахування залежності складових вхідного імпедансу від довжини робочої хвилі, що дещо розширяє цю смугу. Отже, щоб забезпечити більшу 15–20 % смугу ВЗ, необхідно застосовувати реактанс настроєння складної структури (див., наприклад, [4]), або елемент зв'язку з відповідними характеристиками $r(q)$ і $x_k(q)$ (див [6]). Проблемою залишається достатньо адекватний реальному розрахунок вхідного імпедансу тривихідного вузла зв'язку з урахуванням усіх факторів впливу [2], [3], [7], [8].

1. Захарія Й. А. Синтез вузла з'єднання лінії передачі НВЧ з провідниковими елементами зв'язку // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації. 2015. № 818. С. 41–48.
2. Захарія Й. А. Вплив структури живлення на випромінювання збуджувачів електромагнітних хвиль // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації. 2009. № 534. С. 69–73.
3. Захарія Й. А. Урахування впливу торцевого заряду випромінювача у хвилеводі при використанні ниткоподібної моделі структури // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації. 2008. № 618. С. 31–36.
4. Захарія Й. А. К выбору структуры узла настройки перехода линия – волновод // Межвед. Научно-техн. сборник "Радиотехника", вып. 87. Харьков: Вища школа, 1988. С. 114–120.
5. Силаев М. А., Брянецев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. Москва, 1976. С. 248.
6. Bialkowski M. E. Analysis of disk-type resonator mounts in parallel plate and rectangular waveguides/AEU // (Archiv der elektrischen Ubertragung). 1984. Vol. 36 H. 5. P. 306–310.
7. Jarem J. M. A multifilament method of moments solution for the input impedance of a probe excited semi – infinite waveguide / IEEE,Trans. on theory and techniques. 1987. Vol. MTT 35. No. 1. P. 14–19.
8. Williamson A. G. Coaxially feed hollow probe in rectangular waveguide // Proc. IEE 10, H. 132. August 1985. P. 273–282.

References

1. Zakharia Y.A. Synthesis junction of microwave transmission lines wiring connection elements / Y.A. Zakharia // Journal of the National University "Lviv Polytechnic". No. 818 : Electronics and Telecommunications. 2015. P. 41–48.
2. Zakharia Y.A. The influence of power structures to radiation of electromagnetic waves exciters / Y.A. Zakharia // Journal of the National University "Lviv Polytechnic". No. 534 : Electronics and Telecommunications. 2009. P. 69–73.
3. Zakharia Y.A. Considering the influence of mechanical radiator in charge waveguide models using threadlike structures / Y.A. Zakharia // Journal of the National university "Lviv polytechnic". No. 618 : Electronics and Telecommunications. 2008. P. 31–36.
4. Zakharia Y.A. By the choice of the transition adjustment assembly line structure – waveguide / Y. A. Zakharia // Interdepartmental. Scientific – Techno .. compilation "Radio", issue 87, ed. "Vishcha school" In Kharkov. state. un-te, Kharkov, 1988, pp. 114–120.
5. Silajev M. A., Brjancev S. F. Applying of matrices and graphs for VHF devices analysis. M., 1976. P. 248.
6. Bialkowski M.E. Analysis of disk-type resonator mounts in parallel plate and rectangular waveguides/AEU / M. E. Bialkowski // (Archiv der elektrischen Ubertragung), vol. 36 H. 5, 1984. P. 306-310.
7. Jarem J.M. A multifilament method of moments solution for the input impedance of a probe excited semi – infinite waveguide // IEEE,Trans. on theory and techniques 1987 – vol. MTT 35, No. 1. P. 14–19.
8. Williamson A. G. Coaxially feed hollow probe in rectangular waveguide / A .G. Williamson // Proc. IEE 10, H. 132, August 1985. – P. 273–282.