

СИНТЕЗ ВУЗЛА З’ЄДНАННЯ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ НВЧ З ПРОВІДНИКОВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ ЗВ’ЯЗКУ

© Захарія Й. А., 2015

Пропонується числовий метод синтезу вузла з’єднання ліній передачі НВЧ з перетворенням виду TEM-хвилі на TE-хвилю у хвилеводі. При цьому результати електродинамічного аналізу елемента зв’язку ліній тут не розглядаються, а вважаються заданими. Методом теорії мереж НВЧ визначаються елементи матриці розсіювання вузла з’єднання, які використано для розрахунку ширини смуги робочих хвиль вузла. Пропонується також розширення смуги робочих хвиль вузла вибором величини хвильового опору лінії.

Ключові слова: коаксіальна лінія/хвилевід.

Y. A. Zakharia

Lviv Polytechnic National University

SYNTHESIS OF TRANSITION TWO-PORT FOR VHF TRANSMISSION LINES WITH CONDUCTING JUNCTION-ELEMENTS

© Zakharia Y. A., 2015

The transition two-port (TT) for VHF transmission lines, as is known, transforms the wave type, frequently the TEM line wave mode into TE waveguide mode, and vice versa. In TT structure the most important is line junction-element (exciter) type (vibrator, coil, a. o.), and also reactance type for TT tuning. Thus it is possible to present the TT structure as the junction-three-port (JT), whose one port is by tuning reactance loaded.

As an example in the paper is a TT with vibrator junction-element for coaxial line and rectangular waveguide considered. The tuning reactance here is a section of shorted waveguide. Main characteristic quantity for TT device is the wavelength-band width, and corresponding value of reflection coefficient. Usually for TT device the middle wavelength of band-width is given. At the designing of TT device it is necessary all efforts for wavelength-band widening to made. Such the optimization problem for geometrical sizes of TT structure elements arise.

The proposed here TT synthesis algorithm is on results of junction-element (exciter) electrodynamic's analysis based. These results are in analytical part of synthesis algorithm used. For that calculation the VHF circuit theory is applied. In high regret, the electrodynamic's analysis results we get from none closed expressions in numerical form. Therefore we are forced the numerical synthesis to realize, for which geometrical sizes of junction-element structure must be given. In our case by electrodynamic's analysis we get the value of input impedance and argument of transmission coefficient between coaxial line and waveguide JT ports. These numerical values serve for scattering matrix elements of JT calculations, use the equations for loss free structure. By aid of one contour signal flow graph reflection coefficient from TT input, and corresponding wave-band width is determined.

The mentioned above numerical synthesis algorithm expects the zero value of reflection coefficient from TT input at the middle wavelength, and correspondingly narrow wavelength-band width. The line wave-resistance value can be for that calculation sufficient low accepted.

For wavelength-band widening it is possible the optimization of arbitrary geometric size of TT structure to apply. Here for that purpose is choosing of coaxial line wave-resistance used. The enlargement of that resistance disturbs the TT structure. Then at the middle wavelength arise the reflection, and simultaneously appears greater wavelength-band width.

It is to emphasize, that up today in technical literature the TT synthesis problem is not considered. Only the electrodynamics' analysis of junction-element (exciter) is today into considerations taken. Thus we have the evidence, that the TT synthesis is by costly experimental methods realized. The presented numerical synthesis of TT structure provide the possibility for optimization, and cheaper the designing process of TT structure.

Key word: coaxial line/waveguide transition.

Вступ

Загальноприйнята схема реалізації технічного проекту має, як відомо, два етапи: розрахунково-аналітичний і контрольньо-експериментальний. Наявність першого етапу завжди здешевлює проект. Однак у випадку розроблення вузлів з'єднання (ВЗ) ліній передачі НВЧ до сьогодні віддають перевагу експериментальній частині. У загальновідомій технічній літературі розглядається електродинамічна частина проблеми—аналіз випромінювання провідникового елемента зв'язку (вібратора, витка тощо), яким закінчується лінія (коаксіальна або смужкова), в об'ємі іншої лінії передачі (хвилеводу або лінії). Отже, стає відомим вхідний імпеданс елемента зв'язку: $Z = R + iX$. Але елемент зв'язку є водночас частиною структури ВЗ, аналіз якої потребує застосування теорії мереж НВЧ.

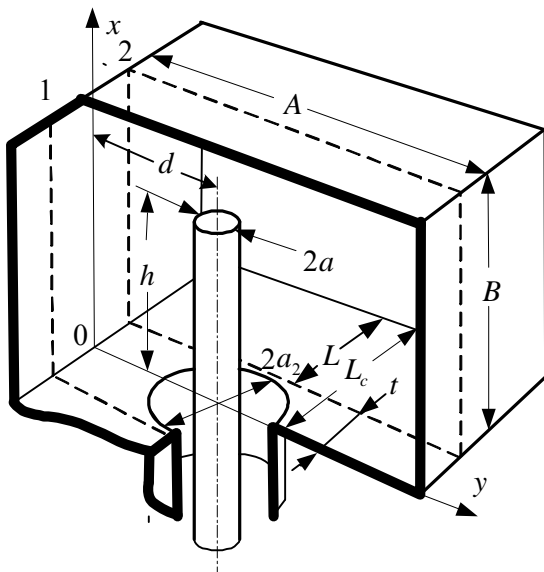


Рис. 1. Переріз конструкції вібраторного вузла з'єднання (ВЗ) коаксіальної лінії з прямокутним хвилеводом. Коаксіальний вихід вузла в площині $x = 0$ позначаємо цифрою 3

Вузол з'єднання ліній передачі НВЧ (junction, transition, сочленение, переход) має не лише перетворювати вид хвилі, наприклад ТЕМ-хвилю в лінії на ТЕ хвилю у хвилеводі, але також вносити в тракт передачі мінімальні теплові втрати і втрати на відбиття. Якщо теплові втрати практично усувають посріблюванням поверхні усіх елементів структури ВЗ, то для запобігання втратам на відбиття в структурі ВЗ на середній робочій хвилі I_o слугує реактанс настроєння Z_n . Звичайно це відрізок закороченого хвилевода довжиною L . Цей реактанс є навантаженням одного з пліч тривихідного вузла зв'язку ліній передачі (ВЗВ), як це показано на рис. 1. За наявності реактансу Z_n , ВЗ є двовихідним вузлом. На рис. 1 відповідні виходи позначено цифрами 1 і 3; реактанс настроєння під'єднаний до виходу 2 ВЗВ. Очевидно, вважаємо заданим хвильовий опір коаксіальної лінії Z_c , (вихід 3), а також поперечні розміри перерізу прямокутного хвилеводу

$A \times B$; $A > B$; (виходи 1 і 2). Вібраторний елемент зв'язку зорієнтований так, що його поле випромінювання започатковує у хвилеводі поле хвилі основного виду (TE_{10}).

Пропонований нижче метод синтезу ВЗ можна назвати числовим методом. Причиною цього є, як правило, числова форма запису вхідного імпедансу вібраторного елемента зв'язку з боку виходу 3, Z , отримана на основі електродинамічного аналізу за допомогою незамкнених виразів (див., наприклад, [4, 5]). За таких умов в процедурах синтезу не можуть бути використані розв'язки відповідних зворотних електродинамічних задач. Це означає, що для заданої ширини смуги робочих хвиль ($I_{\min} \dots I_{\max}$; $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$) числовим методом не вдається встановити необхідні геометричні розміри елементів структури ВЗ. Тому числовий синтез може бути лише контрольним для даних геометричних розмірів усіх елементів структури ВЗ. Така ситуація ускладнює оптимізацію цих геометричних розмірів з метою розширення смуги робочих хвиль (ΔI) ВЗ.

Відповідно до поясненого вище, далі геометричні параметри елементів ВЗ вважатимемо заданими, зокрема поперечні розміри перерізу хвилеводу A, B , поперечні розміри перерізу коаксіальної лінії, a, a_2 , висоту і радіус провідника вібратора h, a , відстань його розташування на

широкій стінці хвилеводу d . Ці параметри можуть бути заданими у нормованому вигляді: $\frac{B}{A} = V$;

$\frac{a}{A} = s$; $\frac{a_2}{A} = s_2$; $\frac{h}{B} = n$; $\frac{d}{A} = h$; $\frac{l}{2A} = q$; $\frac{\Delta l}{2A} = \Delta q$. Для таких параметрів вважаємо розв'язаною

електродинамічну задачу, тобто відомий вхідний імпеданс Z в площині $x=0$. В задачу синтезу входить визначення довжини закороченого хвилеводу, L , за якої на робочій хвилі $q_o = \frac{l_o}{2A}$

коефіцієнт відбиття від виходів 1 і 3 дорівнює нулю ($p_{\min} = 0$), визначення ширини смуги робочих хвиль $\frac{\Delta q}{q_o}$ на заданому рівні коефіцієнта відбиття $|p| = p_o$. В процесі синтезу необхідно

встановлювати довжину t хвилевідних симетричних плеч тривихідного ВЗВ: $\frac{z}{A} = \pm t$. Оптимізацію

ВЗ з метою розширення смуги робочих хвиль можна здійснити вибором геометричних розмірів елементів ВЗВ, тобто на основі розв'язань електродинамічних задач. Однак нижче з такою метою використано значний вплив величини хвильового опору лінії на ширину смуги ВЗ.

Теоретичні основи синтезу вузла з'єднання (ВЗ)

Пропонований нижче синтез ВЗ оснований на умовах безвтратності [3]. Технічно такі умови частково забезпечуються посріблюванням поверхні усіх елементів ВЗ. Тому теплові втрати в об'ємі ВЗ відсутні, їх далі не враховуємо. Аналітично розглядаються лише втрати потужності внаслідок відбиттів. З такою метою вузол зв'язку (ВЗВ) описується елементами матриці розсіювання: коефіцієнтами відбиття від окремих виходів $S_{i,i}$; $i=1, 2, 3$ та коефіцієнтами передачі $S_{i,k}$; $k=1, 2, 3$. Підкреслимо, що в об'ємі ВЗВ відсутні нелінійні або керовані елементи. Отже, для ВЗВ дійсний принцип взаємності, за яким $S_{i,k} = S_{k,i}$. У нашому випадку два хвилевідні плеча ВЗВ симетричні, тобто $S_{1,1} = S_{2,2}$. Як відомо [2], умови безвтратності ґрунтуються на законі збереження потужності при переході через ВЗВ, і виражаються двома сумами: 1) сума квадратів модулів коефіцієнтів відбиття від певного виходу і коефіцієнтів передачі у цей вихід дорівнює одиниці; 2) сума добутків коефіцієнтів довільного стовпця матриці розсіювання на спряжені значення

відповідних коефіцієнтів будь-якого іншого стовпця цієї ж матриці дорівнює нулю. Для двовихідного безвратного, взаємного і несиметричного вузла маємо:

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

З наведених рівнянь знаходимо загальновідому закономірність для безвратного вузла:

$$|S_{1,1}| = |S_{2,2}|. \quad (2)$$

Аргументи коефіцієнтів у виразі (2) можуть бути не однакові.

Для тривихідного ВЗВ матрицю розсіювання запишемо з урахуванням безвратності, взаємності симетрії [2]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} \\ S_{1,2} & S_{1,1} & S_{1,3} \\ S_{1,3} & S_{1,3} & S_{3,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Комплексні величини a і b є нормованими хвилями основного виду в хвилеводі, відповідно вхідні й вихідні в кожному виході ВЗВ. Рівняння для умов безвратності мають вигляд [2]:

$$\begin{aligned} \text{а)} \quad & |S_{1,1}|^2 + |S_{1,2}|^2 + |S_{1,3}|^2 = 1; & \text{б)} \quad & S_{1,1}S_{1,2}^* + S_{1,2}S_{1,1}^* + |S_{1,3}|^2 = 0; \\ & 2|S_{1,3}|^2 + |S_{3,3}|^2 = 1; & & S_{1,2}S_{1,3}^* + S_{1,1}S_{1,3}^* + S_{1,3}S_{3,3}^* = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Рівняння (4) використаємо для розрахунку S-параметрів (елементів матриці розсіювання) ВЗВ, враховуючи, що вже відомі величини вхідного імпедансу Z та хвильовий опір лінії Z_c :

$$S_{3,3} = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} = |S_{3,3}| \exp(ij_{3,3}), \quad (5)$$

З рівнянь (4 а) знаходимо також модуль коефіцієнтів передачі $S_{1,3}$ і $S_{1,2}$:

$$|S_{1,3}| = \sqrt{\frac{1 - |S_{3,3}|^2}{2}}; \quad |S_{1,2}| = \sqrt{1 - |S_{1,1}|^2 - |S_{1,3}|^2}. \quad (6)$$

Аргумент $j_{1,3}$ визначаємо в електродинамічній частині синтезу як фазу напруженості поля TE_{10} виду хвилі у виході 2 відносно напруги живлення вібратора, при цьому довжину хвилевідного плеча треба прийняти: $t > S_2$. Отже, аргумент $j_{1,3}$ вважатимемо відомим.

З рівнянь (4 б) отримуємо:

$$\cos(j_{1,1} - j_{1,2}) = -\frac{|S_{1,3}|^2}{2|S_{1,1}||S_{1,2}|}; \quad J = j_{1,1} - j_{1,2}. \quad (7)$$

Аналогічно з другого рівняння (4 б) одержуємо:

$$\cos q = \frac{|S_{1,3}|^2 - 2|S_{1,1}|^2}{2|S_{1,1}||S_{3,3}|}; \quad q = 2j_{1,3} - j_{1,1} - j_{3,3}. \quad (8)$$

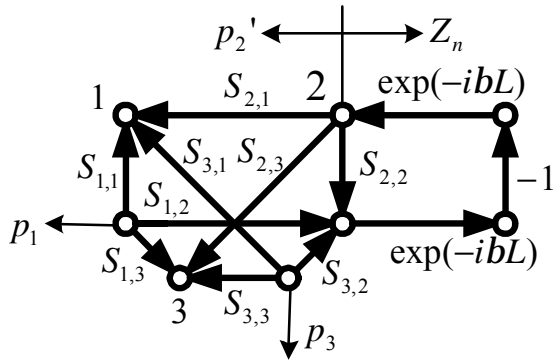


Рис. 2. Еквівалентна схема ВЗ, укладена відповідно до рис. 1. Виділено тривихідний вузол зв'язку з виходами 1, 2, 3 (ВЗВ), та реактанс настроєння (Z_n, p_2')

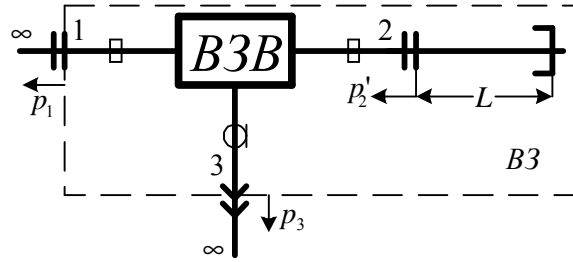


Рис. 3. Сигнальний орієнтований граф для схеми НВЧ (рис. 2)

ВЗВ з під'єднаним реактансом настроєння між виходами 1 і 3 є двовихідним вузлом (ВЗ). Якщо навантаження цих виходів узгоджені, відповідно до закономірності (2), модулі коефіцієнтів відбиття від цих виходів ідентичні:

$$|p_1| = |p_3|. \quad (9)$$

Відповідні коефіцієнти відбиття знайдемо за допомогою сигнального графу (рис. 3), побудованого для схеми ВЗ (рис. 2). За правилом визначення передачі графу знаходимо [1]:

$$p_1 = S_{1,1} + \frac{S_{1,2}^2 p_{20}'}{1 - S_{1,1} p_{20}'}; \quad p_3 = S_{3,3} + \frac{S_{1,3}^2 p_{20}'}{1 - S_{1,1} p_{20}'}. \quad (10)$$

Як зазначено вище, на середній робочій хвилі I_o (або q_o) коефіцієнти p_1 і p_3 мають дорівнювати нулю за того самого значення коефіцієнта відбиття від настроювального реактансу з коефіцієнтом відбиття p_{20}' . За таких умов з використанням виразів (10) приходимо до рівняння:

$$\frac{S_{1,2}^2}{S_{1,1}} = \frac{S_{1,3}^2}{S_{3,3}}. \quad (11)$$

Водночас має задовольнятися закономірність (9). Підставляючи у рівняння (9) вирази (10) і (11), одержимо:

$$|S_{1,1}| = |S_{3,3}|. \quad (12)$$

Результат (12) вказує, що, якщо на хвилі I_o забезпечено нульові значення коефіцієнтів відбиття від виходів 1 і 3 за допомогою реактансу настроєння ВЗ, процеси в мережі НВЧ відбуваються так, що коефіцієнти відбиття (12) стають ідентичними. В протилежному випадку неможливо задовольнити закономірність (9).

Коефіцієнти відбиття p_{20}' у виразах (10) відносяться до того самого реактансу настроєння і повинні бути ідентичними як за модулем, так і за аргументом. Отже, для $q = q_o$, коли $p_1 = 0$, і $p_3 = 0$, маємо:

$$(p_{20}')_1 = (p_{20}')_3; \quad (p_{20}')_1 = \frac{S_{1,1}}{S_{1,1}^2 - S_{1,2}^2}; \quad (p_{20}')_3 = \frac{S_{3,3}}{S_{1,1} S_{3,3} - S_{1,3}^2}. \quad (13)$$

Звідси, за використання виразів (7) і (8), модулі цих коефіцієнтів дорівнюють одиниці, а їх аргументи однакові й дорівнюють $-\mathbf{j}_{3,3}$:

$$\frac{|S_{1,1}|}{\left| |S_{1,1}|^2 - |S_{1,2}|^2 \exp(i2\mathcal{J}) \right|} = \frac{|S_{3,3}|}{\left| |S_{1,1}| |S_{2,3}| - |S_{1,3}|^2 \exp(iq) \right|} = 1; \mathbf{j}'_{20} = -\mathbf{j}_{3,3}. \quad (14)$$

Аргумент \mathbf{j}'_{20} використаємо для розрахунку довжини закороченого хвилеводу L як структури реактансу настроєння:

$$p'_{20} = \exp(p - i2pG_o \frac{L}{A}). \quad (15)$$

Вище величина G_o визначає фазовий коефіцієнт TE_{10} хвилі у прямокутному хвилеводі:

$g = i \frac{P}{A} G_o$, де

$$G_o = \sqrt{\frac{1}{q_o^2} - 1}. \quad (16)$$

Прирівнюючи аргументи у виразах (15) і (14), знаходимо:

$$\frac{L}{A} = \frac{p - \mathbf{j}'_{20}}{2pG_o}. \quad (17)$$

Вище зазначено, що аргумент $\mathbf{j}_{1,3}$ визначаємо в процесі електродинамічного аналізу, приймаючи довжину хвилевідного плеча ВЗВ $t > s_2$. В смузі довжин робочих хвиль загальна довжина цього плеча і закороченого відрізка хвилеводу (реактансу настроєння) дорівнює сумі:

$$L_c = L + t. \quad (18)$$

У смузі довжин робочої хвилі розміри L і L_c вважатимемо незмінними. Тоді незмінною залишається довжина плеча ВЗВ, t .

Для врахованих вище умов, і зокрема, за $q = q_o$, $p_1 = 0$, і $p_3 = 0$, смуга довжин робочих хвиль $\frac{\Delta q}{q_o}$ є найвужчою. Очевидно, у разі зміни довжини робочої хвилі змінюються S -параметри

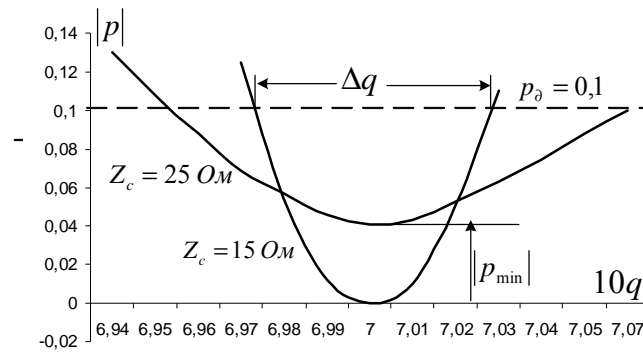
ВЗВ, однак для $\frac{\Delta q}{q_o} < 10\%$ цим можна нехтувати, а довжину робочої хвилі враховувати лише у

виразі для p'_2 (15), підставляючи у величину G (16) поточне значення q , замість q_o . Тоді граничні значення q_{\min} і q_{\max} визначаємо із трансцендентного рівняння:

$$\left| S_{3,3} + \frac{S_{1,3}^2 p'_2}{1 - S_{1,1} p'_2} \right| = p_\partial; (f(q) = p_\partial). \quad (19)$$

Останнє рівняння записується за допомогою дійсних чисел, тому дає можливість застосувати програми розв'язування трансцендентних рівнянь.

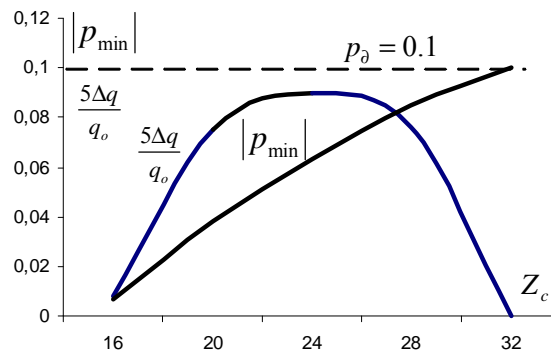
Рис. 4. Характеристики ВЗ з тонким циліндричним вібратором для двох значень хвильового опору лінії $Z_c = 25 \text{ Ом}$ та $Z_c = 15 \text{ Ом}$. Параметри вібратора: $n = 0.7$; $s = 0.05$; $h = 0.5$; $V = 0,52$



Якщо $\frac{\Delta q}{q_0} > 10 \%$, для кожної довжини робочої хвилі (q) доцільно повторити розрахунок

вхідного імпедансу й аргументу коефіцієнта передачі ($Z, j_{1,3}$), а далі усіх S — параметрів ВЗВ. Довжина закороченого хвильовода (L) і сумарна довжина плеча (L_c) залишаються незмінними. Для кожного q також задовольняється закономірність (9), а водночас і умова (12).

Рис. 5. Залежності електричних параметрів ВЗ $|p_{\min}|$ і $\frac{\Delta q}{q_0}$ від величини хвильового опору лінії Z_c для тонкого вібратора: $q_0 = 0.7$, $p_d = 0.1$, $Z_{c0} = 32 \text{ Ом}$, $Z_{co} = 15 \text{ Ом}$. Геометричні параметри ВЗ з тонким вібратором: $s = 0.05$; $n = 0.7$; $h = 0.5$; $V = 0.52$



З метою розширення смуги довжин робочих хвиль можна здійснювати оптимізацію за окремими параметрами ВЗВ. Можна також застосовувати реактанс настроєння складної структури [3]. Тут розглянемо оптимізацію вибору хвильового опору лінії Z_c . Якщо довжина L_c незмінна збільшення хвильового опору лінії призводить до розбалансування ВЗ, тобто до наявності відбиття від ВЗ ($|p_3| = |p_{\min}|$) на середній робочій довжині робочої хвилі ($q = q_0$), а водночас до розширення смуги робочих хвиль, як показано на рис. 4. Смуга довжин робочих хвиль (Δq) дорівнює нулю, якщо $|p_{\min}| = p_d$, де p_d є модулем коефіцієнта відбиття, прийнятого для визначення ширини смуги довжин хвиль ВЗ. За допомогою програми синтезу ВЗ можна елементарно побудувати залежності $|p_{\min}| = f(Z_c)$, а також $\frac{\Delta q}{q_0} = f(Z_c)$, як показано на рис. 5. Якщо $|p_{\min}| = p_d$, коли $\frac{\Delta q}{q_0} = 0$, хвильовий опір позначимо як Z_{c0} . Початкове значення хвильового опору, для якого при $|p_{\min}| = 0$ і смуга ВЗ є найвужчою, позначимо як Z_{co} . Доцільно приймати початкове значення Z_c достатньо малим, так щоб $Z_c = Z_{co} < Z_{c0}$. Тоді залежність $\frac{\Delta q}{q_0} = f(Z_c)$ має широкий плоский максимум, як показано на рис. 5. Очевидно, будувати залежності (рис. 5) немає необхідності, бо практична

лінійність залежності $|p_{\min}| = f(Z_c)$ дає змогу знайти Z_{c0} , а оптимальне значення хвильового опору можна вибрати в межах $Z_c \approx (0.65-0.85) Z_{c0}$ і остаточно визначити ширину смуги довжин робочих хвиль. У наведеному прикладі вибору Z_c максимальне значення хвильового опору лінії $Z_{c\max} > Z_{c0}$. Нерідко $Z_{c\max} < Z_{c0}$ і обумовлені появою $\cos J$ або $\cos q$, більших від одиниці. Відповідне значення $\frac{\Delta q}{q_0}$ міститься звичайно на початковій частині залежності $\frac{\Delta q}{q_0} = f(Z_c)$, що зростає. Очевидно, тоді значення хвильового опору доцільно приймати близьким до $Z_{c\max}$.

Висновки

Подано приклад числового синтезу ВЗ. Адекватність пропонованого підходу до проблеми синтезу зумовлена двома факторами: забезпеченням умов безвтратності ВЗ і точністю обчислень параметрів методами електродинаміки (вхідний імпеданс Z та аргумент $j_{1,3}$). Очевидно, для синтезу необхідно формувати загальну програму обчислень, використовуючи швидкісні програми числових процедур. Оптимальним може бути пропонований метод розширення смуги довжин робочих хвиль для найпростішої структури ВЗ. Тому завжди залишаються актуальними методи розширення смуги вдосконаленням як структури елемента зв'язку, так і реактансу настроєння ВЗ.

1. Захарія Й. А. *Методи прикладної електродинаміки* / Захарія Й. А. - Львів : Бескид Біт, 2003. - С. 350. 2. Захарія Й. А., Кобилянська О. В. *Умова безвтратності надвисокочастотного багатополіусника в задачах синтезу вузлів з'єднань ліній передачі* / Й. А. Захарія, О. В. Кобилянська // *Вісник Національного університету "Львівська політехніка"*. - 2009. - № 645: *Радіоелектроніка та телекомунікації*. - С. 108-115. 3. Захарія Й. А. *К выбору структуры узла настройки перехода линия-волновод* / Й. А. Захария // *Радиотехника: республ. междувед. научно-техн. сб.* - 1988. - Вып. 87. - С. 114-120. 4. Jarem J. M. *A multifilament method-of-moments solution for the input impedance of a probe excited semi-infinite waveguide* / J.M. Jarem // *Trans. on Microwave theory and techniques (IEEE.)* - 1987. - Vol. MTT-35, № 1. - P. 14-19. 5. Williamson A.G. *Coaxially feed hollow probe in rectangular waveguide driven from a coaxial line* / A.G. Williamson // *IEEE, August 1989 : proc. IEEE.* - 1989. - № 10, H. 132. - P. 273-282.