

В. В. Козловський, д-р техн. наук, проф.
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0002-8301-5501
e-mail: vvkzeos@gmail.com;

Г. В. Мартинюк, канд. техн. наук, доц.
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0003-4234-025X
e-mail: ganna.martyniuk@gmail.com;

Яковів І. І.
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0003-1455-5747
e-mail: kzzi@nau.edu.ua

ОГЛЯД МАТЕМАТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИНТЕЗУ ШИРОКОСМУГОВИХ РОЗПОДІЛЕНИХ УЗГОДЖУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Вступ

Останнім часом значно збільшився інтерес до математичного та програмного забезпечення проектування розподілених пристроїв. Головним чином це пов'язано з необхідністю проектування надшвидкісних систем передачі інформації, коли довжина хвилі, яка відповідає переданій інформації, стає співмірною з розмірами використовуваних електричних ланцюгів. Через це традиційними методами проектування користуватися стало важко або взагалі неможливо. Дана обставина вимагає знаходження нових підходів до розробки математичного і програмного забезпечення проектування надвисокочастотних (НВЧ) пристроїв. З появою НВЧ гібридних інтегральних мікросхем (ГІС) машинне проектування стало одним з головних етапів розробки НВЧ ланцюгів: фільтрів, пристроїв узгодження, коригувальних ланцюгів, суматорів, подільників потужності тощо. Процес розробки таких пристроїв особливо ускладнився останнім часом через появу різноманітних активних і пасивних НВЧ елементів, зростання складності нових систем і необхідності більш точного проектування.

Постановка проблеми та її актуальність

Питанням розробки математичного і програмного забезпечення проектування НВЧ пристроїв присвячено багато різних публікацій, основні з яких наведені в працях [1–22]. Усі публікації відрізняються різноманітністю підходів до розробки математичного і програм-

ного забезпечення. Тому фахівцям, що займаються проектуванням НВЧ систем і не мають спеціальної математичної освіти важко розібратися в тонкощах сучасного математичного і програмного забезпечення.

Аналіз наведених літературних джерел показав, що на даний момент можна виділити кілька груп методів синтезу широкосмугових узгоджувальних ланцюгів (ШСЛ):

- аналітичні методи (Боде, Фано, Юли, Дарлінгтона, метод внесених втрат тощо) [1–5];
- чисельні методи (параметричні, структурно-параметричні);
- графоаналітичні методи.

Усі зазначені методи мають свої переваги та недоліки і використовуються при різних завданнях. У зв'язку з цим під час проектування надшвидкісних систем передачі інформації перед проектувальником виникає питання, яким методом проектування слід скористатися для вирішення того чи іншого завдання.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Як вже зазначалося, можна виділити три групи методів синтезу ШСЛ, аналіз використання яких наведено нижче.

Аналітичні методи синтезу ШСЛ припускають синтез чотириполюсника, повний опір якого може бути представлено у вигляді аналітичного виразу, отриманого в ході апроксимації необхідної характеристики коефіцієнта відбиття або функції коефіцієнта передачі потужності (КПП).

Навантаження в аналітичних методах представляються у вигляді еквівалентного ланцюга з певним опором, оскільки необхідно знати наявність і розташування нулів передачі. За результатами огляду аналітичних методів Боде, Фано, Юли, Вай Кай Ченя [3–10] встановлено, що аналітичні рішення дозволяють досліджувати вплив фізичних параметрів, початкових і граничних умов на характер рішення. Результати аналітичних рішень сприяють розробці адекватних математичних моделей досліджуваних явищ. Вони більш інформативні, обчислення рішення при будь-якому конкретному значенні аргументу можна виконати з заданою точністю. Завжди існує можливість визначення значення шуканого параметра в будь-якій точці, а не тільки у вузлах сітки інтерполяції, та одержуваний результат завжди є стійким. У той же час головним недоліком аналітичних рішень є їх обмежені можливості у вирішенні ряду складних завдань узгодження. Для синтезу ШСЛ вимагається подання (або попередня апроксимація) імпедансу навантаження у вигляді еквівалента, а функція КПП повинна бути задана за допомогою апроксимуючої функції (АФ). Процедура синтезу, як правило, є складною і призводить до неоптимальних рішень (наявність трансформатора в узгоджувальному ланцюзі). Реалізація узгоджувальних ланцюгів по заданому критерію відповідності їх ідеальним частотним і фазовим характеристикам є виключно важкою через складність розрахунків. Завдання узгодження для навантажень з нулями передачі на фіксованих частотах не є тривіальною через відсутність відповідних АФ.

Чисельні методи синтезу припускають синтез чотириполюсника, структура якого визначена на початковому етапі або формується в процесі синтезу виходячи з цільової функції. Основною відмінністю чисельних методів від аналітичних є відсутність необхідності подання навантаження тільки у вигляді еквівалента. Чисельні методи синтезу ШСЛ поділяють на параметричні та структурно-параметричні. Основними представниками структурно-параметричного підходу є методи синтезу на основі генетичного алгоритму, а також каскадні методи (на основі апарату Т-матриці [4], канонічних моделей тощо). Використання даних методів дозволяє синтезувати безліч варіантів ШСЛ, прив'язуючись лише до порядку шуканої цільової функції. Проте при використанні структурно-параметричного методу відсутній повний контроль структури та параметрів ШСЛ, що може призвести до практично нереалізованих рішень. Одним з основних представників параметричного методу є метод

реальних (дійсних) частот [6–12]. Цей метод має безліч модифікацій [7–9] і заснований на поєднанні аналітичного і чисельного підходів до задачі синтезу.

Основна перевага даного методу по відношенню до аналітичного полягає в тому, що він не вимагає подання навантаження у вигляді еквівалентного ланцюга. Функція КПП при цьому представляється у вигляді аналітичного виразу, а узгоджувальний ланцюг синтезується за допомогою ітеративних підходів.

Графоаналітичний метод синтезу має на увазі графічне представлення характеристик лінії передачі у вигляді кругової діаграми. Суть методу полягає у включенні в ланцюг між опором генератора і навантаженням різних реактивних елементів, що змінює величину опору ланцюга, яка контролюється по діаграмі Вольперта - Сміта [8-13]. Основною перевагою даного методу по відношенню до аналітичного і чисельного методів синтезу є ілюстративність отримання простих Г- або L-образних узгоджувальних ланцюгів. Даний метод синтезу є трудомістким, не забезпечує простого механізму визначення оптимальної структури узгоджувальний ланцюга.

Таким чином, виходячи з проведеного огляду методів синтезу ШСЛ, слід відмітити:

- використання аналітичних методів дозволяє знайти розв'язання задачі синтезу ШСЛ для навантажень, що мають невисокий порядок і представлених у вигляді еквівалента, обмежуючись при цьому обраної АФ;

- параметричні і структурно-параметричні методи синтезу завжди призводять до певного результату, але вони залежать від вибору початкового наближення і способу формування цільової функції. Для цих методів єснує проблема збіжності. Можливий варіант одержання тільки локальних оптимумів;

- використання графоаналітичного методу синтезу призводить до отримання простих Г- або L-образних узгоджувальних ланцюгів, навантажених на комплексний опір. Методика є трудомісткою при розрахунку ШСЛ.

Проаналізувавши методи синтезу ШСЛ, необхідно зупинитися більш детально на математичному забезпеченні синтезу ширококутових розподілених узгоджувальних пристроїв.

Мета статті — ознайомлення фахівців з новим математичним забезпеченням синтезу узгоджувальних ланцюгів при комплексних навантаженнях і розглянути питання застосування результатів теорії узгодження зосереджених ланцюгів до побудови ширококутових узгоджувальних розподілених ланцюгів на основі неоднорідних ліній передачі.

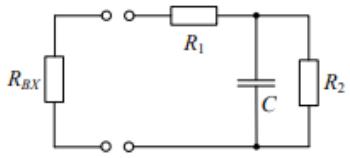
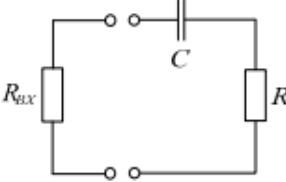
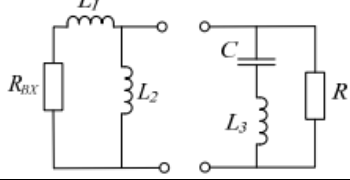
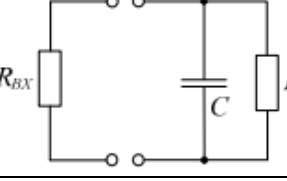
Виклад основного матеріалу

Бази даних зосереджених еквівалентних схем узгоджувальних навантажень і ШСЛ. Огляд методів широкосмугового узгодження дозволив скласти базу даних еквівалентних схем узгоджу-

вальних навантажень (табл. 1–2) за умови, що навантаженнями є: тунельні діоди, антени, польові і біполярні транзистори, різні підсилювачі потужності [1–3].

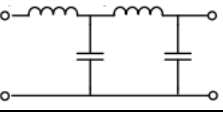
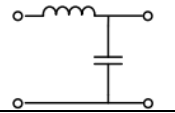
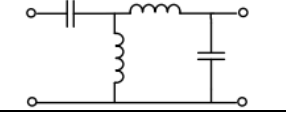
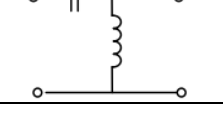
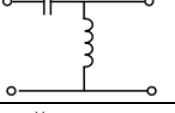
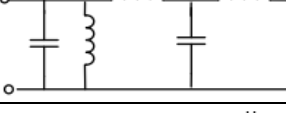
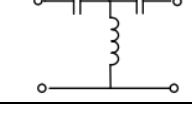
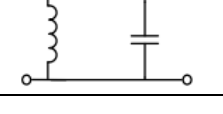
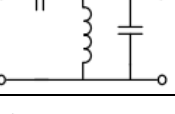
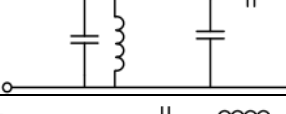
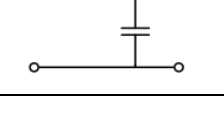
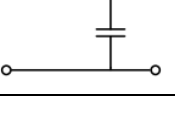

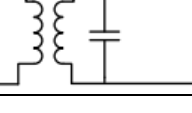
Таблиця 1

Фрагмент бази даних еквівалентних схем узгоджувальних навантажень (s-комплексна частотна змінна)

Клас навантаження	Еквівалентна схема	Функція опору навантаження
Навантаження з нулями передачі I класу (тунельні діоди, кварци)		$Z_i(s) = \frac{(R_1 + R_2) + R_1 R_2 C s}{1 + R_2 C s}$
Навантаження з нулями передачі II класу (дротові антени в діапазонах роботи довгих, середніх та коротких хвиль)		$Z_i(s) = \frac{1 + C s R}{C s}$
Навантаження з нулями передачі III класу (антени, транзистори тощо)		$Z_i(s) = \frac{R(C L s^2 + 1)}{C L s^2 + C R s + 1}$
Навантаження з нулями передачі IV класу (біполярний транзистор)		$Z_i(s) = \frac{R}{1 + C s R}$

Таблиця 2

Фрагмент бази даних ШСЛ (опір генератора активний)

Клас навантаження	Методика синтезу			
	Метод дійсних частот	Графоаналітичний метод Вольперга-Сміта	Структурно-параметричний метод на основі апарату T-матриці	Загальний метод Дарлінгтона
I клас				-
II клас				
III клас				-
IV клас				

Перспектива подальших досліджень

Сучасна теорія узгодження розвинена в основному для зосереджених ланцюгів. Головною її перевагою при відомих навантаженнях є реалізація теоретично досяжного рівня узгодження в заданій області частот. При цьому ШСЛ представляється у вигляді зосередженого ланцюга без втрат. Що стосується узгодження та фільтрації в діапазоні НВЧ, то дана задача побудови розподіленого ланцюга вирішена в основному для узгодження та фільтрації при активних навантаженнях [4–15], які не дозволяють здійснювати широкосмугове узгодження комплексних навантажень.

На практиці при узгодженні комплексних опорів поступають таким чином. Виходячи з досвіду побудови ланцюгів узгодження, з інтуїтивних фізичних міркувань вибирається структура розподіленого узгоджувального пристрою, який здійснює узгодження у вузькому

діапазоні частот. Далі здійснюється оптимізація параметрів узгоджувального пристрою за критерієм мінімуму модуля коефіцієнта відбиття або максимуму коефіцієнту перетворення потужності в заданій області частот.

Такий підхід до синтезу ланцюгів узгодження вимагає високої кваліфікації фахівців і не дозволяє отримати оптимальне рішення задачі узгодження. Тому при узгодженні комплексних опорів в НВЧ діапазоні з метою досягнення гранично можливих частотних характеристик узгодження часто використовують метод еквівалентних схем, суть якого полягає в заміні зосереджених елементів узгоджувального ланцюга їх розподіленим аналогом (лінії передачі, відрізки хвильоводів).

З проведеного аналізу [14–22] випливає, що в даний час при побудові НВЧ ланцюгів узгодження найбільшого поширення набули наступні заміни елементів, представлені в табл. 3.

Таблиця 3

Бібліотека основних зосереджених елементів, реалізованих на однорідних відрізках ліній передачі

Зосереджені елементи	Реалізація
1. Прохідна послідовна індуктивність	Короткий відрізок високоомної лінії передачі
2. Прохідна паралельна ємність	Короткий відрізок низкоомної лінії передачі.
3. Прохідний послідовний контур	Напівхвильовий відрізок лінії передачі з низкоомними навантаженнями
4. Прохідний паралельний контур	Напівхвильовий відрізок лінії передачі з високоомними навантаженнями
5. Двополюсник у вигляді поодинокі індуктивності	Короткозамкнена лінія передачі завдовжки менше чверті довжини хвилі
6. Двополюсник у вигляді поодинокі ємності	Розімкнена лінія передачі завдовжки менше чверті довжини хвилі

Необхідно відмітити, що використання однорідних ліній призводить до наступних недоліків пристроїв узгодження:

1. Характеристика загасання узгоджувального ланцюга є періодичною функцією частоти. Максимальна робоча частота обмежується першим резонансом лінії передачі.

2. Періодичність характеристик пристроїв узгодження призводить до появи паразитних смуг пропускання, що веде до погіршення електромагнітної сумісності.

3. У тих випадках, коли зосереджена ємність і індуктивність приймають великі або малі значення технологічно відповідну лінію передачі реалізувати або важко, або неможливо. Наприклад, при реалізації великої індуктивності

потрібно використовувати мікросмужкову лінію з дуже вузькою смугою. Смуга може виявитися настільки вузькою, що рівень втрат буде неприпустимо великий або виникне небезпека розриву провідника. Крім того, при реалізації індуктивності в широкій області частот необхідно довжину лінії брати якомога менше, що також призводить до труднощів в реалізації смуги лінії.

Звільнитися від перерахованих недоліків в значній мірі можна, якщо замість однорідних ліній використовувати неоднорідні лінії (тобто лінії зі змінним по довжині хвильовим опором) або відрізки пов'язаних однорідних і (або) неоднорідних ліній.

При використанні відрізків неоднорідних або пов'язаних ліній шляхом підбору хвильового опору (або зв'язку в зв'язаних лініях) можна реалізувати характеристики зосереджених ланцюгів в більш широкій області частот і тим самим домогтися поліпшення якості узгодження. Однак на сьогодні відсутня бібліотека розподілених елементів, що реалізують необхідні зосереджені компоненти ланцюга узгодження.

Одним з методів побудови еквівалентних схем є заміна довгої лінії її штучним зосередженим ланцюгом [4].

У найпростішому випадку, коли електрична довжина лінії значно менше одиниці таку лінію можна представити у вигляді Г-образної ланки LC (L-поздовжній елемент, C- поперечний елемент), яка часто зустрічається в узгоджувальних ланцюгах.

Наприклад, користуючись результатами [4], можна показати, що лінії з квадратичним хвильовим опором

$$Z_a(\tau) = a_0 + a_1\tau + a_2\tau^2, \quad 0 \leq \tau \leq t_1,$$

де a_0, a_1, a_2 — постійні коефіцієнти; τ — поточний час затримки; t_1 — повний час затримки, відповідає Г-образний ланцюг з поздовжньою індуктивністю L_1 і поперечною ємністю C_1 :

$$L_1 = a_0 t_1 + \frac{1}{2} a_1 (t_1)^2 + \frac{1}{3} a_2 (t_1)^3,$$

$$C_1 = 2 \frac{\arctg\left(\frac{2t_1 a_2 + a_1}{\sqrt{4a_0 a_2 - (a_1)^2}}\right) - \arctg\left(\frac{a_1}{\sqrt{4a_0 a_2 - (a_1)^2}}\right)}{\sqrt{4a_0 a_2 - (a_1)^2}}.$$

Змінюючи коефіцієнти a_0, a_1, a_2 можна міняти елементи L_1, C_1 без зміни повного часу затримки t_1 .

Висновки

Проведений огляд математичного забезпечення свідчить про різноманіття підходів до синтезу ланцюгів узгодження в діапазоні НВЧ.

Одним з перспективних методів проектування широкопалосових узгоджувальних ланцюгів НВЧ є метод еквівалентних схем, при якому зосередженим узгоджувальним ланкам ставиться у відповідність неоднорідна лінія передачі.

Це дозволяє вирішувати завдання широкопалосового узгодження на основі відомих методів загальної теорії узгодження, що в ряді випадків спрощує синтез узгоджувального ланцюга і дозволяє безпосередньо від зосередженого аналога перейти до розподіленого ланцюга.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Dubovik I. A., Boykachev P. V., Isaev V. O., Dmitrenko A. A. Methods for synthesis of matching circuits for broadband radio devices with unstable load impedance. *Doklady BGUIR*. 2021. 19(1). P. 61–69.
- [2] Pozar D. M. *Microwave engineering*: 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012. 756 p.
- [3] Youla D.C. A new theory of broadband matching. *IEEE Trans.* 1964.11(1). P. 30–50.
- [4] Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. М: Советское Радио, 1964. 535 с.
- [5] Филлипович Г. А. Согласование широкополосного сопротивления. Минск, 2004.
- [6] Васильев А. Д. Структурно-параметрический синтез многополосных схем согласования фильтрации на основе Т-матричного аппарата. *Вестник Военной академии республики Беларусь*. 2010. 1. С. 3–80.
- [7] Gupta K.C., Garg R., Chadha R. *Computer – aided design of microwave circuits*. A.H., Inc. 1987, 432 p.
- [8] Yarman B.S. Real frequency broadband matching using linear programming. *RCA Rev.* 1982. 43(4). P. 626–654.
- [9] Курушин А. А., Коган Б. Л. Проектирование микроволновых устройств с использованием электронной диаграммы Смита. М.: МЭИ, 2008.
- [10] Yarman B. S. *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*. Hoboken, NJ: Wiley; 2010.
- [11] Курочкин А. Е. Теоретические основы активных магнитных антенн. Минск, 2003.
- [12] Bakshi U. A., Bakshi A. V. *Electromagnetic Waves and Transmission Lines Technical Publications*, 2009. 916 p.
- [13] Самуилов А. А., Черкашин М. В., Бабак Л. И. Методика «Визуального» проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок. *Доклады ТУСУРа*, № 2 (28), 2013. С. 30–38.
- [14] Самуилов А. А., Бабак Л. И., Шеерман Ф. И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей для СВЧ МИС 2012. *Доклады ТУСУРа*, № 2 (26), часть 2, 2012. С. 127–137.
- [15] Самуилов А. А. Программа «визуального» проектирования корректирующих и согласующих цепей LOCUS на базе среды Indesys. *Доклады ТУСУРа*. № 2 (26), часть 2. 2012. С. 119–126.
- [16] Kurushin A. *Basic Course of Design of Microwave Devices using CST STUDIO SUITE*. - Moscow, “One-Book”, 2014. 433p.
- [17] Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств *ДОКЛАДЫ БГУИР*. № 18 (2). 2020. С. 70–78.

- [18] Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза многополосных согласующих устройств *ДОКЛАДЫ БГУИР*. № 7–8 (126). 2019. С. 65–72.
- [19] Шашок В. Н. Синтез цепей с нарастающе волновой функцией передачи. *Доклады БГУИР*. № 8 (62). 2011. С. 51–58.
- [20] Петров И. А. Широкополосные согласующие структуры и их применение в устройствах СВЧ. *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. Т. 13, № 2.2010. С. 52–57.
- [21] Петров И. А. Проектирование устройств СВЧ путем совмещения их с широкополосными согласующими структурами. *Сборник научных трудов ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга*. Т.5, Ч.2. 2011. С. 34–61.
- [22] Неганов В. А., Петров И. А. Структурный синтез сверхширокополосных делителей мощности СВЧ. Тезисы докладов и сообщений X Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов» (11–17 сентября 2011, г. Самара). С. 97–98.

Козловський В. В., Мартинюк Г. В., Яковів І. І.

ОГЛЯД МАТЕМАТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИНТЕЗУ ШИРОКОСМУГОВИХ РОЗПОДІЛЕНИХ УЗГОДЖУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Останнім часом значно збільшився інтерес до математичного та програмного забезпечення проектування розподілених пристроїв. Головним чином це пов'язано з необхідністю проектування надшвидкісних систем передачі інформації, коли довжина хвилі, яка відповідає передачній інформації, стає співмірною з розмірами використовуваних електричних ланцюгів і традиційними методами проектування користуватися стало важко або взагалі неможливо. Дана обставина вимагає знаходження нових підходів до розробки математичного і програмного забезпечення проектування надвисокочастотних пристроїв. З появою надвисокочастотних гібридних інтегральних мікросхем машинне проектування стало одним з головних етапів розробки надвисокочастотних ланцюгів: фільтрів, пристроїв узгодження, коригувальних ланцюгів, суматорів, подільників потужності тощо. Процес розробки таких пристроїв особливо ускладнився останнім часом через появу різноманітних активних і пасивних надвисокочастотних елементів, зростання складності нових систем і необхідності більш точного проектування.

У статті здійснено аналітичний огляд математичного забезпечення синтезу узгоджувальних ланцюгів при комплексних навантаженнях і розглянути питання застосування результатів теорії узгодження зосереджених ланцюгів до побудови широкосмугових узгоджувальних розподілених ланцюгів на основі неоднорідних ліній передачі. Показано, що вибором залежності хвильового опору від координати можна в широкому діапазоні частот домогтися еквівалентності зосередженого і розподіленого ланцюга. Це дає можливість використовувати результати теорії узгодження зосереджених ланцюгів при проектуванні розподілених узгоджувальних пристроїв НВЧ.

Ключові слова: математичне забезпечення; база даних; узгоджувальний пристрій; метод, синтез.

Kozlovskiy V., Martyniuk H., Yakoviv I.

REVIEW OF MATHEMATICAL SUPPORT FOR SYNTHESIS OF BROADBAND DISTRIBUTED MATCHING DEVICES

Recently, there has been a significant increase in interest in mathematical and software design for distributed devices. This is mainly due to the need to design ultra-high-speed information transmission systems. In such systems, the wavelength that corresponds to the transmitted information becomes commensurable with the sizes of the electrical circuits. It has become difficult or even impossible for them to use traditional design methods. This circumstance required finding new approaches to the development of mathematical and software design for microwave devices. With the advent of microwave hybrid integrated circuits, machine design has become one of the main stages in the development of microwave circuits: filters, matching devices, correcting circuits, adders and power dividers, etc. The development process of such devices has become especially complicated recently due to the emergence of a variety of active and passive microwave elements, the increasing complexity of new systems and the need for more accurate design.

The article provides an analytical review of the mathematical software for the synthesis of matching circuits under complex loads and considers the application of the results of the theory of lumped circuits matching to the construction of broadband matching distributed circuits based on heterogeneous transmission lines. It is shown that by choosing the dependence of the wave impedance on the coordinate, it is possible to achieve the equivalence of a lumped and distributed circuit in a wide frequency range. This makes it possible to use the results of the theory of matching of lumped circuits in the design of distributed matching microwave devices.

Keywords: mathematical software; database; matching device; method; synthesis.

Стаття надійшла до редакції 01.05.2021 р.

Прийнято до друку 09.06.2021 р.