

МЕТОДИКА ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ НАГРУЗОК С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ

Свириденко А.А., Янцевич М.А.

*Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, svirid2785@gmail.com
Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, yantsevich1052500@mail.ru*

Введение. В настоящее время решению проблем согласования, предсказуемо, уделяется большое внимание. Модернизация существующих образцов вооружения военной и специальной техники, создание принципиально новых образцов радиолокационных станций, беспилотных летательных аппаратов, новых систем связи является приоритетным направлением развития Вооруженных сил и в целом экономического потенциала любого государства. Проектирование радиоэлектронного оборудования, работающего в частотном диапазоне, в котором переход на цифровое обеспечение невозможен в ближайшее время, тяжело представить без решения задач согласования.

Анализ публикаций передовых отечественных и зарубежных ученых [1, 2, 3, 4], занимающихся вопросами согласования позволяет сделать вывод, что в этой области прикладной радиотехники, в настоящее время, существует ряд нерешенных проблем, а именно:

- согласование радиотехнических устройств и систем СВЧ военного и двойного назначения в условиях многоканальности и широкополосности, связанная с обеспечением оптимальных условий пространственно-временной обработки сложных широкополосных сигналов, обладающих малой мощностью;

- проблема построения адаптивных согласующих устройств, связанная с обеспечением электромагнитной совместимости в условиях активного радиопротиводействия противника;

- проблема построения широкополосных, сверхширокополосных интегральных микросхем, связанная с обеспечением повышения быстродействия вычислительной техники;

- проблема построения гибридных и монолитных интегральных схем СВЧ с оптимальными энергетическими характеристиками и максимальной плотностью упаковки, связанная с решением задач комплексной микроминиатюризации.

Как видно, основной объем нерешенных проблем, находится в диапазоне СВЧ. Это связано с несколькими причинами:

- высокие требования к точности изготовления и сложность в настройке, возрастающая с увеличением частоты;

- отсутствие точных методов синтеза СВЧ структур, что в свою очередь не позволяет развивать аналитические методы широкополосного согласования;

- высокие требования к описанию объектов согласования, что при растущей сложности последних так же ограничивает развитие аналитического подхода к решению проблемы согласования;

- требование к наличию колоссального вычислительного ресурса ЭВМ, увеличение которого тесно связано с решением ряда проблемных вопросов отмеченных выше.

Настоящая статья посвящена описанию принципиально нового, универсального, аналитического метода широкополосного согласования. Универсальность заключается в возможности его успешного применения как для цепей с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами, что в дальнейшем позволит решать отмеченные выше проблемы. В статье рассматривается применение методики для цепей с сосредоточенными параметрами.

Постановка задачи. Исходными, для согласования являются параметры комплексной нагрузки, функция коэффициента передачи мощности (Баттерворта, Чебышева, Лежандра и др.), которую требуется реализовать в результате синтеза согласующей цепи.

Комплексная нагрузка представляется волновым эквивалентом Дарлингтона (рисунок 1), все свойства которой определяются ограниченно вещественной функцией коэффициента отражения $\rho_n(s)$.

$$\rho_n(s) = \frac{a_n(s)}{b_n(s)} \quad (1)$$

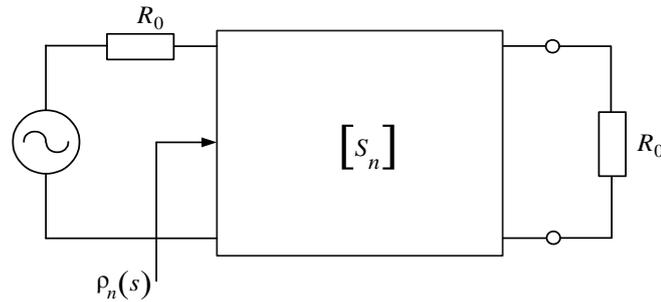


Рисунок 1 – Схема реализации функции $\rho_n(s)$

Параметры матрицы рассеяния эквивалента определяются согласно выражениям

$$\left. \begin{aligned} S_{11n}(s) &= \frac{a_n(s)}{b_n(s)}; S_{22n}(s) = -\frac{a_n(-s)}{b_n(s)}; S_{12n}(s) = \frac{n_n(s)}{b_n(s)}; \\ N_n(-s^2) &= n_n(s)n_n(-s) = b_n(s)b_n(-s) - a_n(s)a_n(-s). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $N_n(-s^2)$ представляет собой функцию, содержащую все нули передачи нагрузки – частоты на которых передача энергии в нагрузку невозможна.

Подлежащая реализации в процессе синтеза ограниченно вещественная функция входного коэффициента отражения имеет вид:

$$\rho_{in}(s) = \frac{a_{in}(s)}{b_{in}(s)}. \quad (3)$$

Для этой функции в соответствии с рисунком 2 волновые параметры эквивалента Дарлингтона равны:

$$\left. \begin{aligned} S_{11in}(s) &= \frac{a_{in}(s)}{b_{in}(s)}; S_{22in}(s) = -\frac{a_{in}(-s)}{b_{in}(s)}; S_{12in}(s) = \frac{n_{in}(s)}{b_{in}(s)}; \\ N_{in}(-s^2) &= n_{in}(s)n_{in}(-s) = b_{in}(s)b_{in}(-s) - a_{in}(s)a_{in}(-s). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

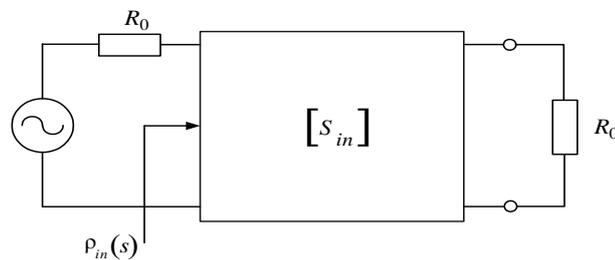


Рисунок 2 – Схема реализации функции $\rho_{in}(s)$

Заметим, что данная система s -параметров является стандартной, поскольку эти параметры определены относительно стандартных нагрузок R_0 . $N_{in}(-s^2)$ - характеризует нули передачи схемы, изображенной на рисунке 2.

Формулировка задачи состоит в следующем: необходимо доказать, что существует физически реализуемый реактивный четырехполюсник, который, будучи нагруженным на произвольную нагрузку с коэффициентом отражения $\rho_n(s)$, будет иметь функцию входного коэффициента отражения $\rho_{in}(s)$ (рисунок 3). Это означает, что необходимо найти систему s -параметров реактивного четырехполюсника и доказать возможность их физической реализуемости. Такая система была получена автором в [5] и имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{11}(s) &= -\frac{a_{in}(s)b_n(-s) - b_{in}(-s)a_n(s)}{a_{in}(-s)a_n(s) - b_{in}(s)b_n(-s)}; \\ S_{22}(s) &= \frac{a_{in}(-s)b_n(s) - b_{in}(s)a_n(-s)}{a_{in}(-s)a_n(s) - b_{in}(s)b_n(-s)}; \\ S_{12}(s) &= \frac{n(s)}{a_{in}(-s)a_n(s) - b_{in}(s)b_n(-s)}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

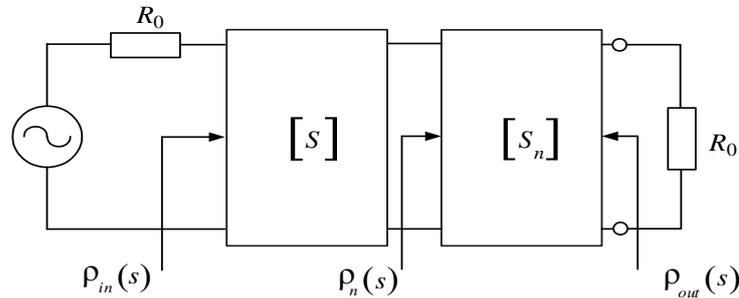


Рисунок 3 – К формулировке задачи синтеза

Система (5) является основой методики широкополосного согласования и ключевым в настоящей статье. В состав системы входят полиномы функций (1, 3). Особенностью системы является то, что на ее элементы накладываются ограничения. Ограничения на элементы системы (5), а следовательно, и ограничения на вид функции $\rho_{in}(s)$ (рисунок 3), будут определяться характером функции $\rho_n(s)$. Суть этих ограничений состоит в следующем. Элементы цепи, образующие $\rho_n(s)$, входят в состав цепи, образующей $\rho_{in}(s)$, это означает, что часть элементов реактивного четырехполюсника фиксирована. Эта часть соответствует реактивному четырехполюснику с коэффициентом отражения $\rho_n(s)$. Ввиду этого для реализации функции $\rho_{in}(s)$ необходимо выполнить условие совместимости сопротивлений которое, заключается в том, что функция $N_n(-s^2)$ должна содержать все нули функции $N_n(s^2)$ с не меньшей кратностью, причем сумма порядков нулей этих функций должна быть четным числом. Выполнение этого условия обеспечивается выбором подходящей аппроксимирующей функции коэффициента передачи.

Условия физической реализуемости волновых матриц и система ограничений. Условия физической реализуемости матрицы рассеяния означают установление принадлежности матрицы и всех ее элементов к классу ограниченно вещественных функций. Эти условия означают следующее [4]: матрица рассеяния должна соответствовать условиям недиссипативности

$$\left. \begin{aligned} S_{12}(s)S_{21}(-s) + S_{11}(s)S_{11}(-s) &= 1; \\ S_{12}(s)S_{21}(-s) + S_{22}(s)S_{22}(-s) &= 1; \\ S_{11}(-s)S_{21}(s) + S_{12}(-s)S_{22}(s) &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Первое условие физической реализуемости получено из анализа установившегося режима четырехполюсника. Его суть применительно к коэффициенту отражения заключается в том, что для того, чтоб четырехполюсник был физически реализован необходимо обеспечить рациональность $\rho(s)$ от переменной $s = i\omega$

$$\rho(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_k s^k}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_n s^n}.$$

Второе условие физической реализуемости накладывает ограничения на расположение полюсов любого элемента матрицы рассеяния (5). Для коэффициента отражения физически реализуемого четырехполюсника расположение полюсов ограничено левой полуплоскостью комплексной частоты. Относительно нулей передачи такой

определенности нет. Нули передачи могут располагаться в любой плоскости комплексной частоты. Единственное ограничение накладывает вещественность коэффициентов полинома знаменателя. Известно, что если коэффициенты полинома вещественны, то его корни комплексно сопряжены либо вещественны. Это позволяет сделать вывод, что полюса и нули коэффициента отражения физически реализуемого четырехполюсника либо комплексно сопряжены, либо вещественны.

Для проверки второго условия физической реализуемости системы s -параметров рассмотрим параметр $S_{12}(s)$. Из соотношений условия совместимости сопротивлений следует, что полином числителя $S_{12}(s)$ должен содержать все нули передачи функций $\rho_{in}(s)$ и $\rho_n(s)$. Это означает что в нулях передачи нагрузки должно выполняться условие

$$\frac{a_{in}(-s)}{b_{in}(s)} = \frac{b_{in}(-s)}{a_{in}(s)} = \frac{b_n(-s)}{a_n(s)} = \frac{a_n(-s)}{b_n(s)} \Big|_{s=s_{0n}} \quad (6)$$

Рассмотрим нули общего для всех s -параметров полинома знаменателя. В нулях передачи нагрузки они имеют место при выполнении условия:

$$\frac{a_{in}(-s)}{b_{in}(s)} = \frac{b_n(-s)}{a_n(s)} \Big|_{s=s_{0n}} \quad (7)$$

Сопоставляя (6) и (7) можно записать

$$-\frac{a_{in}(-s)}{b_{in}(s)} = -\frac{a_n(-s)}{b_n(s)} \Big|_{s=s_{0n}} \quad (8)$$

Левая часть этого условия представляет собой параметр $S_{22in}(s)$ эквивалента Дарлингтона для функции $\rho_{in}(s)$, правая часть представляет собой аналогичный параметр функции $\rho_n(s)$. Таким образом, условие (7) имеет определенный физический смысл, отмеченный еще в одной из первых работ по широкополосному согласованию [6]: в нулях передачи нагрузки

$$S_{22in}(s) = S_{22n}(s) \Big|_{s=s_{0n}} \quad (9)$$

Условие (8) указывает на наличие нулей передачи нагрузки в полиноме знаменателей s -параметров, что противоречит второму условию физической реализуемости. Тем не менее противоречия здесь нет, поскольку нули $n(s)$ также имеют в своем составе все нули передачи нагрузки, что ведет к их взаимному сокращению. Проводя подобные рассуждения в отношении полинома числителей других s -параметров, можно установить также наличие в нем нулей передачи нагрузки, поскольку для них также выполняется условие (6), что также ведет к их взаимному сокращению. Более детальное исследование этого вопроса проведем для различных вариантов расположения нулей передачи нагрузки. С этой целью представим параметр $S_{12}(s)$ в виде отношения полиномов

$$S_{12}(s) = \frac{n(s)}{b(s)} = \frac{n(s)}{b_0 + b_1s + \dots + b_ns^n}, \quad (10)$$

для которого $n(s) = n_{in}(s)n_n(s)$.

При выполнении первого условия физической реализуемости матрицы рассеяния (5) необходимо оценить поведение полинома знаменателя $S_{12}(s)$, который должен быть строгим полиномом Гурвица. Ниже используется определение нулей передачи в их классическом варианте. Это означает, что составляющие комплексной частоты $s_{0n} = \sigma + j\omega$ изменяются в пределах от нуля до бесконечности.

1. Нули передачи относятся к первому классу и расположены в правой полуплоскости комплексной частоты $s_{0n} = \sigma + j\omega$. Поскольку полюсы $S_{12}(s)$ ограничены мнимой осью, в полиноме $b(s)$ функции (10) таких нулей быть не может. Поэтому, для их сокращения необходимо обеспечить выполнение условия (8).

2. Нули передачи находятся в начале координат $s_{0n} = 0$. Это означает, что в числителе $S_{12}(s)$ должен быть сомножитель s^r , где r – кратность нуля передачи нагрузки. Появление полюсов $S_{12}(s)$ в нуле, возможно, когда коэффициенты младших степеней полинома $b(s)$ равны нулю.

$$b_i = 0, i = 0, 1, \dots, (r-1). \quad (11)$$

3. Нули передачи нагрузки расположены в конечных точках оси $j\omega$, исключая ноль и бесконечность. Это означает, что в числителе $S_{12}(s)$ должен быть сомножитель $(s^2 + \omega^2)^r$. Такой же сомножитель должен присутствовать и в полиноме $b(s)$. Сокращение этих сомножителей обеспечит аналитичность $b(s)$ в правой полуплоскости комплексной частоты. Для нуля передачи кратностью r производные полинома знаменателя порядка $(r-1)$ обращаются в нуль, откуда следует:

$$\frac{d^i}{ds^i} b(s) = 0, i = 0, 1, \dots, (r-1). \quad (12)$$

4. Нули передачи нагрузки находятся в бесконечности. В этом случае полином $n_n(s)$ обращается в константу и степень полинома знаменателя $S_{12}(s)$ больше степени полинома числителя (10). В свою очередь это означает, что коэффициенты старших степеней полинома $b(s)$, степень которых превышает степень полинома числителя $S_{12}(s)$, должны быть равны нулю. С учетом кратности нуля передачи в бесконечности это означает

$$b_i = 0, i = n, n-1, \dots, (n-r-1). \quad (13)$$

где n – степень полинома $b(s)$.

Таким образом, при выполнении условий физической реализуемости степени полиномов s -параметров, исходно определенных в соответствии с (5) понижаются для каждого нуля передачи нагрузки. Выражения (9), (11-13) составляют систему ограничений на широкополосное согласование для различного класса нагрузок.

Методика широкополосного согласования. Выше кратко изложены принципы формирования ограничений на широкополосное согласование для нагрузок с нулями различного класса. Ограничения основаны на необходимости выполнения условий физической реализуемости, обобщенной матрицы рассеяния (5), в процессе синтеза. Однако сами ограничения и разработанная обобщенная матрица рассеяния являются лишь инструментом, посредством которого производится реализация процедуры решения задачи согласования.

Ниже описана методика решения задачи широкополосного согласования на основе обобщенной матрицы рассеяния (5). На рисунке 4 изображена блок-схема решения задачи согласования.

Блок 1. Выполнение первого этапа в решении задачи согласования подробно описано в разделе «Постановка задачи». Исходными являются значения ширины полосы согласования, коэффициент передачи мощности и его неравномерности в этой полосе, а так же параметры нагрузки.

Блок 2. Оценка параметров согласуемой нагрузки заключается в определении количества нулей передачи нагрузки, содержащихся в функции $N_n(-s^2)$, а так же их принадлежности к одному из классов.

Блок 3. По результатам оценки параметров нагрузки, производится выбор аппроксимации (если не задано по условию задачи) функции коэффициента передачи мощности, а так же порядок этой функции.

Блок 4. Процедура факторизации коэффициента отражения представляет собой выделение функции $\rho_{in}(s)$ из функции коэффициента передачи.

Блок 5. Подстановка полиномов функций $\rho_{in}(s)$ и $\rho_n(s)$ в систему (5) приводит к параметрам требуемой для согласования цепи. Однако в этом случае система (5) обладает

избыточностью (более высоким порядком, чем требуется для согласования).

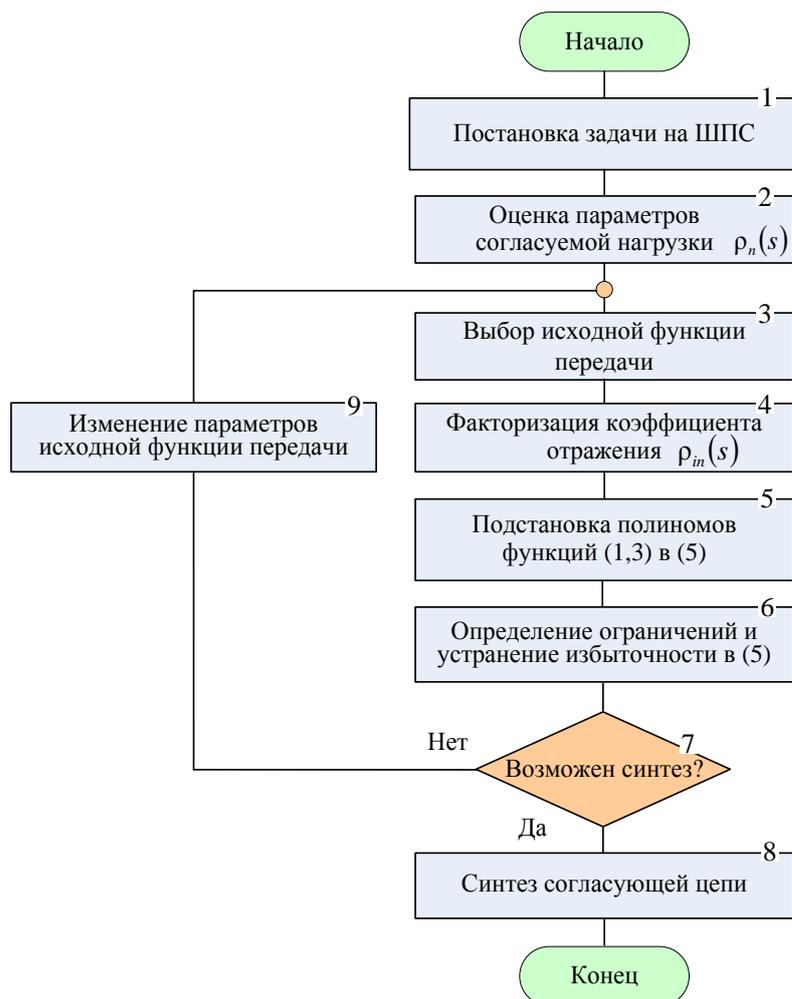


Рисунок 4 – Блок-схема решение задачи согласования

Блок 6. На основании оценки нулей передачи нагрузки составляется система равенств и (или) неравенств (выражения (9), (11-13)), в результате решения которой происходит понижение порядка s - параметров согласующей цепи. Тем самым выполняются условия физической реализуемости реактивного четырехполюсника.

Блок 7. Положительное решение системы ограничений приводит к очередному этапу задачи согласования – синтезу реактивного четырехполюсника.

Блок 8. Синтез цепи производится, как правило, одним из классических методов (Кауэра, Фостера).

Блок 9. В случае, если не получено положительное решение системы ограничений, производится изменение порядка исходной функции либо изменение ее аппроксимации.

Пример. Для дальнейшего раскрытия сути методики широкополосного согласования приведем пример реализации алгоритма, изображенного на рисунке 4 для нагрузки четвертого класса. Развитие теории широкополосного согласования началось с исследования этого класса нагрузок. Для этого же класса нагрузок впервые было получено фундаментальное ограничение на широкополосное согласование [6].

1. *Постановка задачи.* Требуется рассчитать согласующую цепь без потерь, соединяющую нагрузку, изображенную на рисунке 5, с генератором имеющим стандартное внутреннее сопротивление и получить второго порядка баттервортовскую характеристику передачи мощности. Граничная частота ω_c .

2. *Оценка параметров нагрузки.* Схема нагрузки, изображенная на рисунке 5 и имеет один нуль передачи в бесконечности.

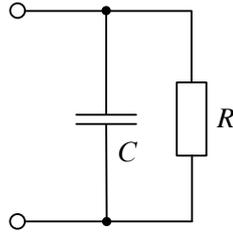


Рисунок 5 – Низкочастотная нагрузка четвертого класса

Нормированный коэффициент отражения нагрузки соответствует выражению:

$$\rho_n(s) = \frac{a_n(s)}{b_n(s)} = \frac{a_0 + a_1s}{b_0 + b_1s} = \frac{R - RCs - 1}{R + RCs + 1}. \quad (14)$$

Функция $N_n(-s^2)$ для этой нагрузки имеет вид

$$N_n(-s^2) = b_0^2 - a_0^2$$

3. *Выбор исходной функции передачи.* Исходная функция передачи может быть задана по условию, либо выбираться в результате оценки характера нагрузки. Исходя из условий задачи входной нормированный коэффициент отражения, соответствующий баттервортовской характеристике второго порядка, имеет вид

$$\rho_{in}(s) = \frac{a_{in}(s)}{b_{in}(s)} = \frac{\delta^2 - \sqrt{2}\delta s + s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (15)$$

4. *Определение s - параметров согласующей цепи.* Подставим значение полиномов функций (15-16) в (5). В результате получим значение s - параметров требуемой согласующей цепи.

$$S_{11} = -\frac{[a_0 - b_0\delta^2] - [\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0]s + [a_0 - b_0 - \sqrt{2}(a_1 + b_1\delta)]s^2}{[b_0 - a_0\delta^2] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s + [b_0 - a_0 - \sqrt{2}(b_1 + a_1\delta)]s^2};$$

$$S_{22} = \frac{-[a_0 - b_0\delta^2] + [\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0]s - [a_0 - b_0 - \sqrt{2}(a_1 + b_1\delta)]s^2}{[b_0 - a_0\delta^2] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s + [b_0 - a_0 - \sqrt{2}(b_1 + a_1\delta)]s^2};$$

$$S_{12} = \frac{\sqrt{b_0^2 - a_0^2} \sqrt{1 - \delta^4}}{[b_0 - a_0\delta^2] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s + [b_0 - a_0 - \sqrt{2}(b_1 + a_1\delta)]s^2}.$$

5. *Определение ограничений.* Ограничение на согласование для низкочастотной нагрузки, определяется согласно выражения (13)

$$\frac{A_n}{A_{n-1}} (b_0 - a_0) - (b_1 + a_1\delta) \geq 0, \quad (16)$$

где A_n и A_{n-1} – коэффициенты полинома Баттерворта.

В случае, если выражение (16) выполняется со знаком равенства происходит понижение порядка s - параметров согласующей цепи и они принимают вид

$$S_{11} = -\frac{[a_0 - b_0\delta^2] - [\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0]s}{[b_0\delta^2 - a_0] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s};$$

$$S_{22} = \frac{-[a_0 - b_0\delta^2] + [\sqrt{2}a_0 - a_1 - b_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta b_0]s}{[b_0\delta^2 - a_0] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s};$$

$$S_{12} = \frac{\sqrt{b_0^2 - a_0^2} \sqrt{1 - \delta^4}}{[b_0\delta^2 - a_0] + [\sqrt{2}b_0 - b_1 - a_1\delta^2 - \sqrt{2}\delta a_0]s}.$$

В этом случае роль одного из элементов согласующей цепи выполняет реактивный элемент нагрузки.

6. *Синтез согласующей цепи.* В случае если удалось разрешить ограничение с заданной функцией коэффициента передачи необходимо произвести синтез согласующей цепи одним из известных методов (Кауэра, Фостера). Если же ограничение, либо система ограничений не разрешена, необходимо изменить порядок функции передачи, либо изменить вид аппроксимации.

Выводы. Представлена методика широкополосного согласования нагрузок с сосредоточенными параметрами. Методика является продолжением развития классического синтеза по Дарлингтону, а так же обобщенного метода Дарлингтона. В основе методики лежат полученные ранее автором параметры рассеяния четырехполюсника, требующегося для согласования комплексной нагрузки и обеспечения заданного коэффициента передачи.

Представлена система ограничений для различного класса нагрузок. Требование в разрешении системы ограничений обусловлено необходимостью выполнения условий физической реализуемости параметров рассеивания согласующего четырехполюсника.

Дальнейшим развитием настоящей методики является ее распространение на цепи с распределенными параметрами. Отличие здесь будет лишь в методах синтеза на конечном этапе проектирования.

Литература

1. Воропаев, Ю.П. Синтез широкополосных согласующих устройств с использованием среднего гармонического значения коэффициента преобразования мощности / Ю.П. Воропаев, А.Д. Васильев, И.М. Мещеряков // Радиотехника и электроника. – 2009. – № 7. – С. 853–863.

2. Девятков, Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих цепей: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Г.Н. Девятков; Новосибирский гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2006. – 36 с.

3. Онищук, А.Г. Согласование радиотехнических устройств: учеб. пособие: в 3 ч. / А.Г. Онищук, И.И. Забеньков. – Минск: БГУИР, 1997. – Ч.3. – 104 с.

4. Yarman, B.S. Design of ultra wideband antenna matching networks / B.S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2008. – 308 p.

5. Свириденко, А.А. Описание широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния / А.А. Свириденко // Доклады БГУИР. – 2017/ - № 5. – С. 26-32.

6. Фано, Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Р. Фано; перевод с англ., под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Советское радио, – 1965. – 72 с.