

УДК 004.942

А.Н. Колегов, Н.В. Морозов, Г.Г. Гошин

Оптимизация СВЧ-мультиплексера на общем волноводе

Приведена методика расчета и оптимизации мультиплексера на общем волноводе. Были синтезированы и оптимизированы матрицы связи однонагруженных и двунагруженных низкочастотных прототипов фильтров для каждого канала на примере волноводного четырехканального мультиплексера С-диапазона. Полученные матрицы связи реализованы на двухмодовых фильтрах на круглом волноводе.

Ключевые слова: мультиплексер, матрица связи, двухмодовый фильтр.

Для передачи нескольких СВЧ-сигналов (каналов) через одну антенну в связных космических аппаратах в большинстве случаев используются мультиплексеры, состоящие из двухмодовых фильтров, которые расположены на общем волноводе. В настоящее время применение таких мультиплексеров отечественного производства затруднительно ввиду отсутствия точных методик расчета и сложности настройки мультиплексеров с числом каналов более двух. Современная методика расчета такого типа мультиплексеров заключается в синтезе и оптимизации матриц связи канальных фильтров, их реализации, расчете и оптимизации межцентровых расстояний каналов, расстояний от фильтров до общего волновода и расстояния до короткозамыкателя. Применение такой методики при разработке мультиплексера не потребует дополнительных доработок конструкции в процессе настройки до получения требуемых электрических характеристик.

В зависимости от ширины защитной полосы выбирается тип НЧ-прототипа канальных фильтров. В случае если ширина защитной полосы между соседними каналами более 25% от ширины полосы пропускания каналов, применяются матрицы связи двунагруженного прототипа фильтра. В остальных случаях целесообразнее применять матрицу связи однонагруженного прототипа, более близкую к требуемым матрицам канальных фильтров, поэтому оптимизация таких фильтров займет меньшее время [1]. Тем не менее в большинстве случаев однонагруженные фильтры применяются только при расчете мультиплексеров со смежными каналами (где переходные характеристики каналов пересекаются на уровне трех децибел).

Процедура оптимизации мультиплексера при использовании однонагруженных или двунагруженных прототипов фильтров практически одинакова и состоит из нескольких этапов.

Сначала с использованием стандартной методики [2] синтезируются коэффициенты матрицы связи (которые будут одинаковы для всех каналов), а исходные межканальные расстояния (при разветвлении волновода в E -плоскости) и расстояние до короткозамыкателя рассчитываются по формуле

$$L = \frac{m \cdot \lambda_g}{2}, \quad (1)$$

где m – минимально возможное целое число, обусловленное механической реализуемостью; λ_g – длина волны в волноводе на центральной частоте канала, прилегающего к рассчитываемому отрезку волновода со стороны общего выхода. Исходные расстояния от фильтров до общего волновода принимаются равными половине длины волны на центральной частоте канала [1]. Также можно принять эти расстояния равными нулю, если возможно при реализации расположить входные диафрагмы канальных фильтров непосредственно на общем волноводе.

После построения схемы мультиплексера проводится оптимизация исходных длин до получения переходных характеристик каналов, приближенных к требуемым. Дальнейшая настройка основывается на оптимизации первых пяти параметров каждого канального фильтра (входной связи M_{S1} , межрезонаторных связей M_{12} , M_{23} и собственных связей резонаторов M_{11} , M_{22}). После этого проводится несколько циклов оптимизации всех описанных параметров до тех пор, пока обратные потери в полосе пропускания каждого канала не примут максимальных значений. При правильном выборе параметров прототипа (числа звеньев, положения нулей передачи и уровня обратных потерь в полосе пропускания) эти значения, а также значение затухания вне полосы пропускания достигнут заданного уровня.

На примере шестизвенного однонагруженного и двунагруженного НЧ-прототипов с двумя нулями передачи на частотах $\pm j1,41$, обеспечивающими уровни затухания 30 дБ с каждой стороны полосы пропускания, и обратными потерями в полосе пропускания -27 дБ были построены схемы четырехканальных мультиплексоров С-диапазона. Коэффициенты синтезированных матриц связи представлены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Коэффициенты матрицы связи однонагруженного шестизвенного фильтра

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0,8542	0	0	0	0	0	0
1	0,8542	0	0,6141	0	-0,2579	0	0	0
2	0	0,6141	0	0,8353	0	0	0	0
3	0	0	0,8353	0	0,6488	0	0	0
4	0	-0,2579	0	0,6488	0	0,8591	0	0
5	0	0	0	0	0,8591	0	1,5983	0
6	0	0	0	0	0	1,5983	0	1,599
L	0	0	0	0	0	0	1,599	0

Таблица 2

Коэффициенты матрицы связи двунагруженного шестизвенного фильтра

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1,1307	0	0	0	0	0	0
1	1,1307	0	0,9092	0	-0,3064	0	0	0
2	0	0,9092	0	0,8241	0	0	0	0
3	0	0	0,8241	0	0,5353	0	0	0
4	0	-0,3064	0	0,5353	0	0,6437	0	0
5	0	0	0	0	0,6437	0	0,9594	0
6	0	0	0	0	0	0,9594	0	1,1307
L	0	0	0	0	0	0	1,1307	0

Полоса пропускания каждого канала выбрана 40 МГц, а каналы разнесены по частоте с интервалом 50 МГц. Таким образом, ширина защитных полос составила 25% от полосы пропускания каналов.

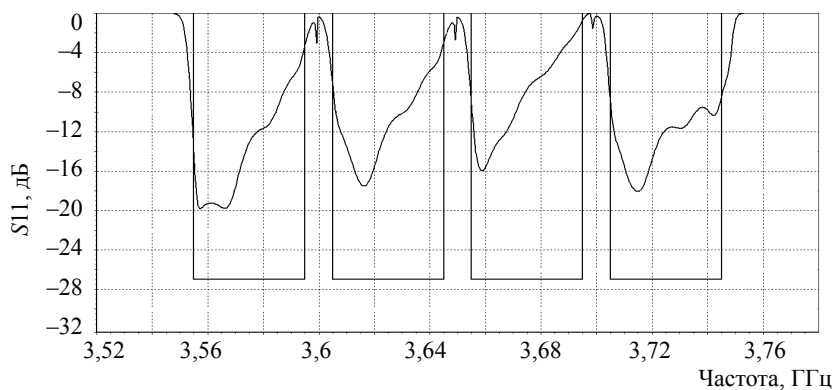


Рис. 1. Обратные потери мультиплексора на двунагруженных фильтрах до оптимизации

Характеристики обратных потерь с общего выхода до начала оптимизации канальных фильтров представлены на рис. 1, 2.

После проведения оптимизации обе схемы стали иметь практически одинаковые частотные зависимости с уровнем обратных потерь менее -25 дБ. Применение однонагруженных фильтров в данном случае незначительно ускорило процесс оптимизации из-за достаточно широких защитных полос между каналами.

При этом параметр M_{23} не настраивался отдельно для каждого канала. Полученные характеристики мультиплексора на однонагруженных фильтрах приведены на рис. 3.

После получения матриц связи производится грубый расчет геометрических параметров канальных фильтров. При этом используется аппроксимация Макдональда для магнитной поляризуемости узких щелей [3]. Для уточнения размеров щелей связи применяется метод настройки, основанный на использовании однопортовой короткозамкнутой схемы измерения [4]. Для настройки входной (выходной) щели используется схема, состоящая из подводящего волновода (который обеспечивает фазовый сдвиг), входной (выходной) щели и резонатора, настроенного на центральную частоту фильтра. Величина фазового сдвига зависит от индуктивности входной щели:

$$\phi = \frac{1}{2} \cdot \tan(2 \cdot X)^{-1}. \quad (2)$$

Но начальную длину отрезка волновода проще принять равной $\lambda_g/4$, так как при ее расчете через фазовый сдвиг для нахождения индуктивности X потребуется использовать грубо рассчитанную магнитную поляризуемость. Поэтому погрешность расчета станет значительной.

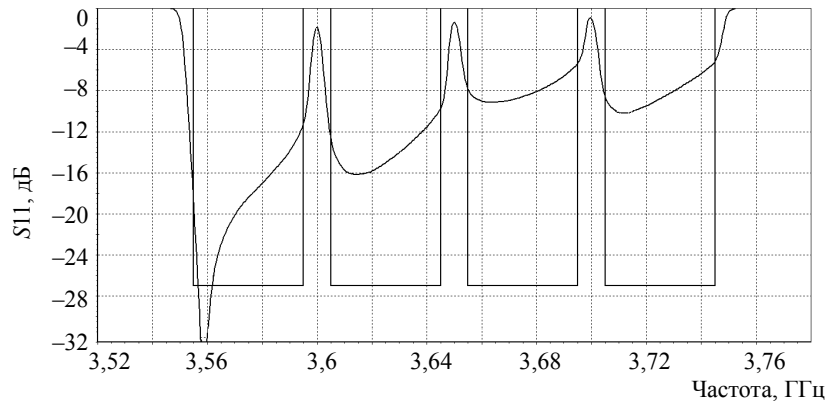


Рис. 2. Обратные потери мультиплексера на одноагруженных фильтрах до оптимизации

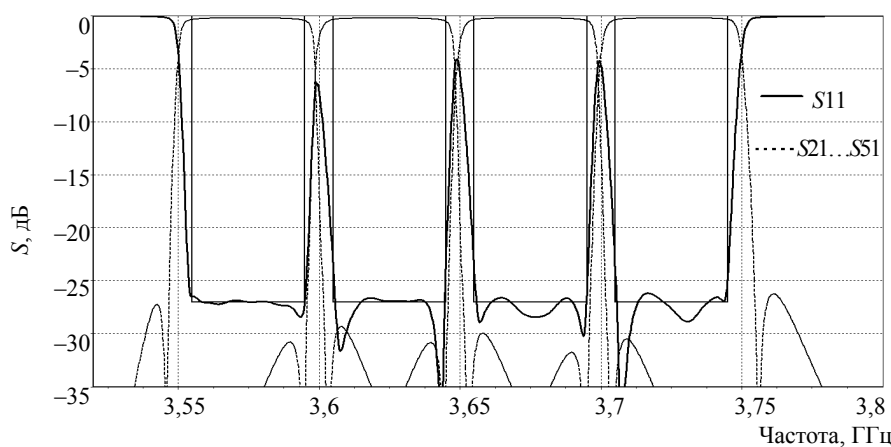


Рис. 3. Частотные зависимости мультиплексера на одноагруженных фильтрах после оптимизации

Изменяя ширину щели, длину резонатора и подводящего волновода, необходимо получить диапазон частот между значениями фазы в точках $\pm 90^\circ$ равным

$$\Delta f_{\pm 90} = M_{S1(6L)}^2 \cdot \Delta f, \quad (3)$$

где Δf – полоса пропускания фильтра, а $M_{S1(6L)}$ – коэффициент входной (выходной) связи. При этом на центральной частоте фаза настраивается на значение 180° .

После настройки фазовая характеристика этой схемы должна принять вид, как показано на рис. 4. Также настройку можно проводить, опираясь на характеристику реальной части S_{11} и S_{22} [4].

Настройка остальных щелей связи отличается тем, что используется два резонатора, между которыми расположена межрезонаторная щель или щель, обеспечивающая перекрестную связь (рис. 5). Фаза на центральной частоте в этом случае должна принять значение 0° , а диапазон частот необходимо настроить на величину

$$\Delta f_{\pm 180} = M_{ij} \cdot \Delta f. \quad (4)$$

Для более точной настройки ширин щелей, соответствующих связям M_{23} и M_{41} , вместо диафрагмы с простой щелью можно использовать диафрагму с крестообразной щелью (которая будет и в реальном фильтре). В этом случае для уточнения ширины щели, обеспечивающей связь M_{41} , диафрагма должна быть повернута на 90° . Следует отметить, что при настройке всех межрезонаторных связей необходимо в качестве входной щели использовать только щель со связью M_{S1} . На рис. 6 показана фазовая характеристика, полученная после настройки ширины щели со связью M_{23} фильтра с центральной частотой 3725 МГц (канал 4).

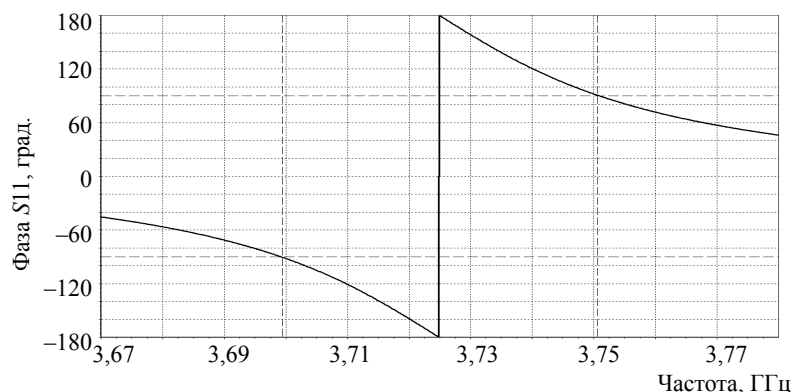


Рис. 4. Фазовая характеристика после настройки ширины входной щели канала 1

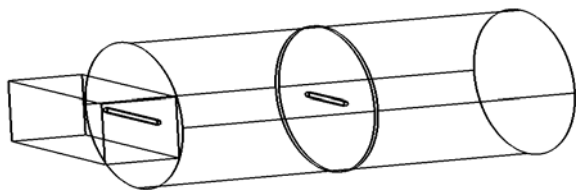


Рис. 5. 3D-модель для корректировки ширины щелей

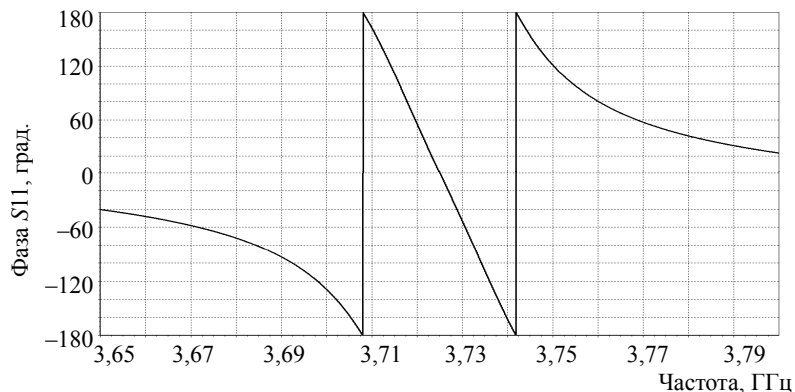


Рис. 6. Фазовая характеристика после настройки ширины межрезонаторной щели канала 4

дой последующей связи фаза на центральной частоте будет менять свое значение с 0 на 180° и наоборот. Настройка последнего винта связи, который будет находиться по центру фильтра между входом и выходом (в нашем случае это связь M_{34}), производится по характеристике обратных потерь $|S_{11}|$.

Таблица 3

Результаты настройки щелей связи канала 4 (однагрязненный фильтр)

	M_{S1}	M_{23}	M_{14}	M_{45}	M_{6L}
Коэффициент связи (до оптимизации)	0,8542	0,8353	-0,2579	0,8591	1,599
Коэффициент связи (после оптимизации)	1,1307	0,846	-0,2579	0,8591	1,599
Δf , МГц	51,139	33,84	10,316	34,364	102,272
Ширина щели связи (расчетная), мм	32,4	24,2	17,9	24,3	33,9
Ширина щели связи (уточненная), мм	34	25	18	24,8	35,9

Частотные зависимости настроенной схемы фильтра четвертого канала (после оптимизации в составе мультиплексера) приведены на рис. 7. А на рис. 8 представлены характеристики изготовленного макета этого фильтра после настройки последнего винта связи. Измерения проводились на векторном анализаторе цепей с калибровочным набором WR-229. При этом применялись волноводные переходы с WR-229 на сечение 58×25 мм длиной 125 мм, которые не учитывались при калибровке.

Для «уменьшения» этих длин до расчетных применялась функция удлинения портов (port extension). В ходе настройки винтов было замечено хорошее совпадение частотных зависимостей с расчетны-

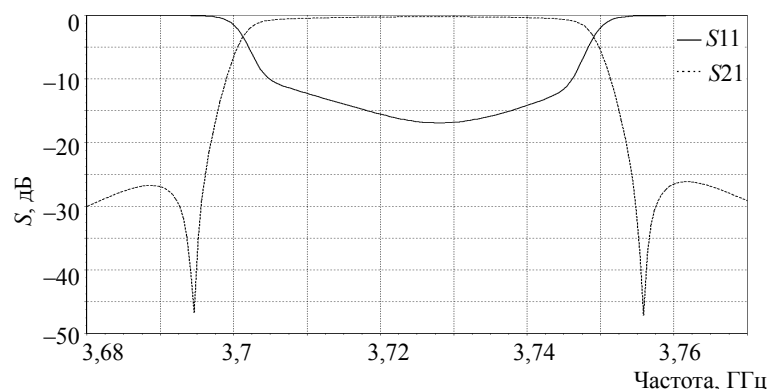


Рис. 7. Частотные зависимости фильтра канала 4 после оптимизации в составе мультиплексера

ми. Незначительные неточности обусловлены достаточно грубыми допусками при изготовлении макета. При сравнении рис. 7 и 8 можно сделать вывод, что изготовленные по такой методике каналные фильтры должны показывать хорошие результаты после настройки в составе мультиплексера.

Таким образом, после сборки мультиплексера из настроенных каналных фильтров (межканальные расстояния и расстояния от фильтров до общего волновода получены в ходе оптимизации матриц связи фильтров) останется лишь подстроить его на заданные характеристики с помощью настроечных винтов и винтов связи фильтров. При этом никаких дополнительных доработок конструкции не потребуется.

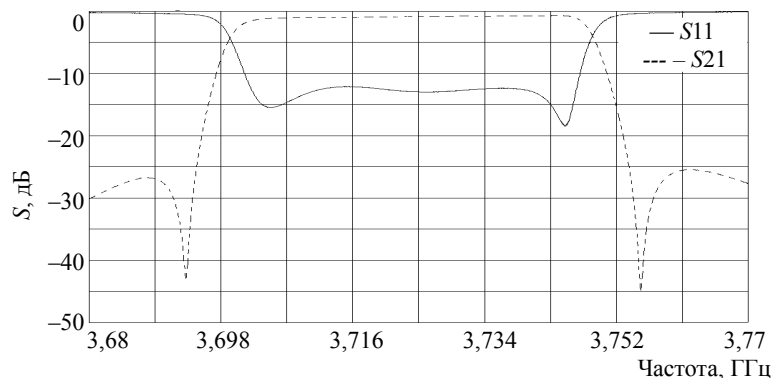


Рис. 8. Частотные зависимости изготовленного фильтра канала 4

Литература

1. Cameron R.J. Design of manifold-coupled multiplexers / R.J. Cameron, M. Yu // IEEE Microwave magazine. – 2007. – Vol. 8, № 5. – P. 46–59.
2. Cameron R.J. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – Vol. 51, № 1. – P. 1–10.
3. McDonald N. A. Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1988. – Vol. 36, № 7. – P. 1141–1144.
4. Kahng S. A dual-mode narrow-band channel filter and group-delay equalizer for a Ka-band satellite transponder / S. Kahng, M.S. Uhm, S.P. Lee // ETRI Journal. – 2003. – Vol. 25, № 5. – P. 379–386.

Колегов Александр Николаевич

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа,
инженер-конструктор 3-й кат. ОАО «ИСС», г. Железнодорожск
Тел.: (391-9) 76-46-42
Эл. почта: Aleksaurus@ya.ru

Морозов Николай Владимирович

Инженер-конструктор 3-й кат. ОАО «ИСС»
Тел.: (391-9) 76-46-42
Эл. почта: valkeriy@ya.ru

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа
Тел.: (382-2) 70-15-18
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Kolegov A.N., Morozov N.V., Goshin G.G.

Optimization of manifold-coupled multiplexer

The methods for calculation and optimization of manifold-coupled multiplexer are presented. Coupling matrix of single-terminated and double-terminated LF-prototype for all channel are synthesized and optimized on the example of C-band waveguide four-channel multiplexer. The received coupling matrix are realized on dual-mode waveguide filters.

Keywords: multiplexer, coupling matrix, dualmode filter.