

К. т. н. В. И. ОБОРЖИЦКИЙ

Украина, г. Львов, НУ «Львовская политехника»  
E-mail: oborz@poly.net.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
11.06 2007 г.

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО  
(НПП «Сатурн», г. Киев)

## МЕТОД РАСЧЕТА МНОГОКАНАЛЬНЫХ ЛУЧЕВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ С СОГЛАСУЮЩИМ ОТРЕЗКОМ НА ВХОДЕ

*Предлагается метод расчета электрических параметров элементов многоканального переключателя лучевого типа, у которого входное согласование обеспечивается трансформирующим отрезком линии, расположенным перед многоплечим разветвлением.*

Применение микроволновых устройств многоканальной коммутации сигнала в структуре СВЧ-трактов радиотехнических систем различного предназначения сопровождается весьма жесткими требованиями относительно уровня развязки, диссипативных потерь, а также относительно уровня согласования на входе, особенно при увеличении числа выходных каналов.

Выполнение указанных требований в лучевых переключателях достигается путем выбора типа коммутирующих элементов (ключей) и схемы их соединения и путем использования согласующих четырехполюсников. При этом такие переключатели могут отличаться как способом реализации данных четырехполюсников, так и местом их размещения в структуре переключателя. Чаще всего, особенно в случае присоединения ключей параллельно к линии, в качестве согласующих четырехполюсников используют либо отрезки линий передачи [1], либо ступенчатые трансформаторы [2], расположенные между выходами многоплечевого разветвления и ключами.

В [3, 4] предложены методы расчета переключателя с отрезками линий передачи, нагруженными дополнительной реактивностью, а также со ступенчатым трансформатором. Известны варианты конструкций [5], у которых согласующие четырехполюсники расположены на выходах каналов после ключей.

К общим недостаткам таких способов согласования следует отнести возможность возникновения паразитных резонансов [6], вызванных наличием отрезков линий передачи в каналах переключателя. В результате снижается уровень развязки между входом переключателя и выходами закрытых каналов, возрастают вносимые потери в открытом канале, вследствие чего сужается рабочая полоса частот.

Решение указанной проблемы может быть достигнуто путем использования согласующего четырехполюсника, расположенного на входе переключателя непосредственно перед многополюсным разветвле-

нием, при минимальной длине отрезков линий, соединяющих выходы разветвления с ключами. Поэтому цель данной работы заключалась в получении аналитических соотношений, позволяющих рассчитывать электрические параметры элементов многоканальных лучевых переключателей с различными типами ключей и согласованных указанным способом.

### Структура многоканального лучевого переключателя

Лучевые  $N$ -канальные переключатели работают в режиме, когда один из выходных каналов открыт, а остальные  $N-1$  выходов закрыты. При этом структура всех каналов идентична.

В рассматриваемом случае она имеет вид, представленный на рис. 1. Здесь, как и в других вариантах конструкций переключателей, коммутационный четырехполюсник (КЧ) образован одним или несколькими ключами, соединенными по определенной схеме. Вместе с сопротивлением нагрузки  $Z_c$  (волновым сопротивлением линии передачи на выходе канала) он образует двухполюсник — обобщенный коммутационный элемент (ОКЭ) [3, 6]. В зависимости от состояния канала входной импеданс ОКЭ в сечении  $b-b$  (рис. 1) может принимать два значения —  $Z_{b-bo}$ ,  $Z_{b-bz}$ , где индекс «о» относится к открытому состоянию канала, а индекс «з» — к закрытому состоянию.

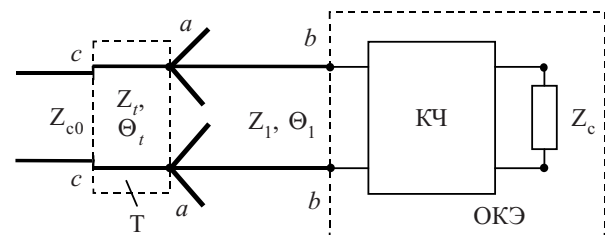


Рис. 1. Структура каналов переключателя

Отличительная особенность данной структуры заключается в том, что трансформирующий четырехполюсник Т, например в виде отрезка линии передачи (электрическая длина  $\Theta_p$ , волновое сопротивление  $Z_p$ ), с помощью которого обеспечивается входное согласование устройства, размещен на его входе перед многоканальным разветвлением линий передачи (сечение  $a-a$ ), а в каждом из каналов при необходимости используются отрезки линий (электрическая дли-

на  $Q_1$ , волновое сопротивление  $Z_1$ ), соединяющие разветвление с входом КЧ.

Известно [6], что основные рабочие параметры переключателя, т. е. вносимые потери в открытом канале и развязка между входом переключателя и выходом закрытого канала, зависят от коэффициента деления мощности  $m$  между входами открытого и закрытого каналов. При *параллельном разветвлении* линий передачи этот параметр определяется отношением  $m=G_0/G_3$ , где  $G_{0,3}$  — активные составляющие комплексной проводимости канала

$$Y_{0,3} = G_{0,3} + jB_{0,3}$$

на его входе в точке разветвления (сечение  $a-a$ ),  $B_{0,3}$  — реактивные составляющие.

Максимальное значение коэффициента  $m$  не может превышать значения параметра качества  $K_{OKЭ}$ , определяемого [7, с. 254] исходя из значений  $Z_{b-bo,3}$ , которые в свою очередь рассчитываются исходя из эквивалентной схемы ключей, схемы их соединения и значения  $Z_c$ . Поскольку входная проводимость  $Y_{0,3}$ , а следовательно и коэффициент  $m$ , при заданных параметрах ОКЭ зависят от параметров соединительного отрезка  $Z_1, \Theta_1$ , то их выбор оказывает существенное влияние на достижимые значения рабочих параметров переключателя.

#### Выбор параметров соединительных отрезков

С помощью соединительного отрезка входная проводимость ОКЭ

$$Y_{b-bo,3} = 1/Z_{b-bo,3} = G_{b-bo,3} + jB_{b-bo,3}$$

трансформируется во входную проводимость канала  $Y_{0,3}$ , составляющие которой в данном случае равны:

$$G_{0,3} = Y_1^2 G_{b-bo,3} (1 + t_1^2) / D_{0,3}; \quad (1)$$

$$B_{0,3} = [Y_1^2 B_{b-bo,3} (1 - t_1^2) + Y_1 (Y_1^2 - |Y_{b-bo,3}|^2) t_1] / D_{0,3}; \quad (2)$$

где  $Y_1 = 1/Z_1$ ;  $t_1 = \text{tg} \Theta_1$ ;

$$D_{0,3} = |Y_{b-bo,3}|^2 t_1^2 - 2Y_1 B_{b-bo,3} t_1 + Y_1^2.$$

Тогда для коэффициента деления  $m$  с использованием (1) можно записать:

$$m = \frac{G_{b-bo} D_3}{G_{b-b3} D_0}. \quad (3)$$

В зависимости от требований относительно уровня рабочих параметров переключателя выбор значений параметров  $Y_1, \Theta_1$  отрезков может осуществляться в следующих вариантах.

*Преобразование к каноническому ключу.* Предельные значения рабочих параметров переключателя достигаются при  $m=K$  [6], что соответствует преобразованию его каналов к форме канонического коммутационного элемента [7, с. 254], у которого  $G_0 = KG_3$  и  $Y_{0,3} = G_{0,3}$ , т. е.  $B_0 = B_3 = 0$ . Приравняв нулю числитель выражения (2), получаем систему уравнений относительно переменных  $Y_1, t_1$ , корни которых обеспечивают выполнение последнего условия. В этом случае значения  $t_1$  определяются из решения биквадратного уравнения

$$t_1^4 - (2 + \frac{b^2}{ac}) t_1^2 + 1 = 0, \quad (4)$$

где  $b = |Y_{b-bo}|^2 - |Y_{b-b3}|^2$ ;

$$a = |Y_{b-b3}|^2 B_{b-bo} - |Y_{b-bo}|^2 B_{b-b3};$$

$$c = B_{b-bo} - B_{b-b3},$$

а волновая проводимость  $Y_1$  рассчитывается следующим образом:

$$Y_1 = \frac{bt_1}{c(1-t_1^2)}. \quad (5)$$

Значения  $t_1, Y_1$ , определенные по (4), (5), при которых проверка с помощью (1) условия  $G_0 = KG_3$  приводит к положительному результату, обеспечивают преобразование канала в канонический коммутационный элемент.

*Получение максимального значения  $m$ .* При некоторых параметрах КЧ и значениях  $Z_c$  не удается с помощью соединительного отрезка трансформировать ОКЭ в канонический ключ, поскольку расчеты по (4), (5) либо приводят к результатам, которые трудно технически реализовать, либо не дают решений в виде действительных чисел. В этом случае необходимо задать значение одного из параметров соединительных отрезков и определить, при каком значении другого параметра обеспечивается максимальное для данного случая значение коэффициента  $m = m_{\max}$ , т. е. наибольший уровень развязки и минимум вносимых потерь.

Чаще всего задается значение волнового сопротивления  $Z_1$ . Тогда из равенства  $dm/dt_1 = 0$  с учетом (3) можно записать квадратное уравнение относительно  $t_1$ :

$$at_1^2 + Y_1 bt_1 - Y_1^2 c = 0, \quad (6)$$

где коэффициенты  $a, b, c$  рассчитываются так же, как и для уравнения (4). Значение  $m_{\max}$  определяется путем подстановки  $Y_1$  и корней уравнения (6) в (3).

*Получение заданного значения  $m$ .* В некоторых случаях, связанных, например, с необходимостью изменения длины соединительного отрезка  $\Theta_1$  при желаемом значении  $Z_1$ , требуется задавать значение коэффициента  $m < m_{\max}$ . Тогда длина отрезка определяется из корней уравнения (6), коэффициенты которого рассчитываются следующим образом:

$$a = m |Y_{b-bo}|^2 G_{b-b3} - |Y_{b-b3}|^2 G_{b-bo};$$

$$b = 2(G_{b-bo} B_{b-b3} - m G_{b-b3} B_{b-bo});$$

$$c = G_{b-bo} - m G_{b-b3}.$$

Если соединительный отрезок не используется, тогда  $m = G_{b-bo} / G_{b-b3}$ .

#### Расчет согласующего трансформатора

Согласующий четырехполюсник  $T$  обеспечивает трансформацию суммарной входной проводимости  $Y_{a-a} = G_{a-a} + jB_{a-a}$  из точки разветвления (сечение  $a-a$ ) в волновую проводимость входной линии  $Y_{c0} = 1/Z_{c0}$  в сечении  $c-c$  (рис. 1). В этом случае активная и реактивная составляющие проводимости  $Y_{a-a}$  равны:

$$G_{a-a} = G_o + (N - 1)G_3;$$

$$B_{a-a} = B_o + (N - 1)B_3. \quad (7)$$

Составляющие  $G_{o,3}$  и  $B_{o,3}$  входной проводимости открытого и закрытого каналов рассчитываются по (1), (2) с использованием значений  $Z_1, \Theta_1$ , определенных одним из указанных выше способов. Если же соединительный отрезок отсутствует, тогда эти составляющие будут равны  $G_{o,3} = G_{b-bo,3}, B_{o,3} = B_{b-bo,3}$ .

В рассматриваемом случае в качестве согласующего трансформатора использован отрезок линии передачи. Выражения для расчета волновой проводимости  $Y_t = 1/Z_t$  этого отрезка и его электрической длины  $\Theta_t$ , полученные из уравнения трансформации импеданса, имеют вид

$$Y_t = \sqrt{\frac{G_{a-a} Y_{c0}^2 - |Y_{a-a}|^2 Y_{c0}}{Y_{c0} - G_{a-a}}}; \quad (8)$$

$$\Theta_t = \arctg \left( Y_t \frac{Y_{c0} - G_{a-a}}{Y_{c0} B_{a-a}} \right). \quad (9)$$

Если каналы переключателя преобразованы к каноническому виду, тогда входное согласование обеспечивается с помощью обычного четвертьволнового трансформирующего отрезка с  $Y_t^2 = G_{a-a} Y_{c0}$ , что и подтверждается выражениями (8), (9).

В случае многоканального переключателя с последовательным разветвлением линий передачи для расчетов используются соотношения (5)–(9) с заменой всех проводимостей на соответствующие сопротивления.

### Примеры расчета переключателей

Использование предлагаемого метода может быть продемонстрировано на примерах расчета электрических параметров и компьютерного моделирования на их основе переключателей с разными типами ключей и разным числом выходов.

*Пример 1.* Рассматривается вариант двухканального переключателя, аналогичного приведенному в [6], функцию ключей которого выполняют пленки с высокотемпературной сверхпроводимостью (ВТСП). Отличие состоит в том, что в переключателе [6] согласующие четырехполосники в виде отрезка линии передачи с параллельным реактивным шлейфом расположены в каждом канале между выходом параллельного разветвления линий и последовательно присоединенным ключом.

В процессе расчета переключателя с трансформирующим отрезком на входе установлено, что при данном типе ключей и 50-омных линиях на выходах каналов преобразование их к каноническому виду не представляется возможным из-за недопустимых значений  $Z_1$ . Поэтому при расчетах потребовалось задать значения волновых сопротивлений  $Z_c$  и  $Z_1$ .

На рис. 2 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) коэффициентов передачи с входа переключателя на открытый  $|S_{21}|$  и закрытый  $|S_{31}|$  выходы, полученные в результате компьютерного моделирования при  $Z_{c0} = 50$  Ом,  $Z_c = 70$  Ом,  $m = 4,6$ ,

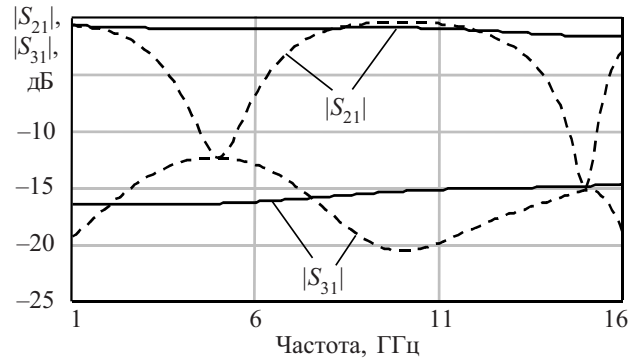


Рис. 2. АЧХ открытого ( $|S_{21}|$ ) и закрытого ( $|S_{31}|$ ) каналов переключателя с ВТСП-пленками

$Z_1 = 40$  Ом,  $\Theta_1 = 2^\circ$ ,  $Z_t = 68,8$  Ом,  $\Theta_t = 133,3^\circ$ . Пунктирные кривые на рис. 2 относятся к переключателю [6].

Из приведенных результатов видно, что использование согласующего отрезка на входе позволило избежать длинных отрезков линий в каналах переключателя и, следовательно, исключить возникновение резонансов закрытых каналов, из-за которых на АЧХ [6] появляются «провалы», сужающие рабочую полосу частот переключателя. Снижение по сравнению с [6] на расчетной частоте 10 ГГц уровня развязки и увеличение вносимых потерь связано с меньшим значением параметра качества, равного в данном случае  $K = 5,85$ , и соответственно с меньшим значением коэффициента  $m$ .

*Пример 2.* Рассматривается вариант переключателя с  $N = 4$ , в качестве ключей которого использованы выключатели микроэлектромеханической системы (МЭМС) контактного типа с параметрами [2]: сопротивление в нижнем состоянии  $R_d = 1$  Ом, емкость в верхнем состоянии  $C_u = 0,002$  пФ. Электрические параметры элементов такого переключателя, рассчитанные при  $Z_{c0} = 50$  Ом,  $Z_c = 70$  Ом,  $m = 10898$  ( $K = 11040$ ) на частоте 15 ГГц, составили:  $Z_1 = 75$  Ом,  $\Theta_1 = 4,05^\circ$ ,  $Z_t = 75,46$  Ом,  $\Theta_t = 8,14^\circ$ . АЧХ его коэффициентов передачи, полученные в результате компьютерного моделирования, приведены на рис. 3. Там же приведена частотная характеристика обратных потерь (модуля коэффициента отражения  $|S_{11}|$ ) на входе переключателя. По сравнению с примером 1 данный переключатель отличается высоким уровнем развязки и

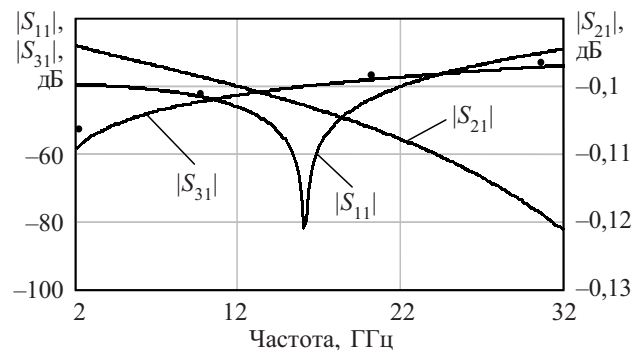


Рис. 3. АЧХ открытого ( $|S_{21}|$ ), закрытого ( $|S_{31}|$ ) каналов и входного коэффициента отражения ( $|S_{11}|$ ) переключателя с МЭМС-ключами

малыми вносимыми потерями, что обусловлено большим значением параметра качества его ОКЭ.

Полученные результаты хорошо соответствуют приведенным в [2] результатам моделирования и экспериментальных исследований (на рис. 3 — точки для  $|S_{31}|$ ) подобного варианта переключателя, реализованного в микрополосковом исполнении на GaAs-подложке толщиной 200 мкм. Здесь для согласования использована более сложная схема с трансформирующим отрезком на входе и со ступенчатыми трансформаторами в каждом из каналов переключателя.

### Заключение

Предложенный метод расчета дает возможность определять электрические параметры элементов многоканального переключателя лучевого типа, при которых может быть обеспечен предельный (путем преобразования каналов к каноническому виду) или максимально допустимый уровень его рабочих параметров. Использование простой схемы входного согласования позволяет избежать возможности возникновения паразитных резонансов и тем самым расширить рабочую полосу частот.

Приведенные примеры расчета и компьютерного моделирования подтверждают целесообразность при-

менения данного метода в процессе проектирования многоканальных лучевых переключателей.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах.— М.: Радио и связь, 1987.
2. Tan G.-L., Mihailovich R. E., Hacker J. B. et al. Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2003.— Vol. 51.— N 1.— P. 297—304.
3. Оборжицкий В. Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка».— 2004.— № 508.— С. 207—215.
4. Oborzhytskyy V. I. Design of SPMT switches matched by means of transforming four-poles // Proc. of 6th Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques ICATT'07.— Sevastopol.— 2007.— P. 137—139.
5. Shigematsu T., Suematsu N., Takeuchi N. et al. A 6—18 GHz 20W SPDT switch using shunt discrete PIN-diodes // MTT-S International Microwave Symposium.— Denver, Colorado, USA.— 1997.— Digest 2.— P. 527—530.
6. Оборжицкий В. И., Гонтар В. Д. Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2007.— № 2.— С. 23—28.
7. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ.— М.: Высш. школа, 1981.

### НОВЫЕ КНИГИ

#### НОВЫЕ КНИГИ



Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч. 2 / Под ред. В. И. Меркулова.— М.: Радиотехника, 2007.— 304 с., ил.

Рассмотрены методы синтеза оптимальных и упрощенных алгоритмов оценивания дальности и скорости в радиолокационных системах при сопровождении воздушных целей. Приведены алгоритмы функционирования и результаты исследований эффективности комплексных, многоконтурных, адаптивных и двухдиапазонных измерителей дальности и ее производных, в том числе и при автоматическом сопровождении целей в режиме обзора.

Для научных сотрудников и инженеров, связанных с проектированием и эксплуатацией радиолокационных систем и систем радиуправления, а также для преподавателей, аспирантов и студентов радиотехнических факультетов высших учебных заведений.

#### НОВЫЕ КНИГИ



Верба В. С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования.— М.: Радиотехника, 2007.— 360 с., ил.

Данная монография — первая книга из серии «Системы мониторинга воздушного, космического пространства и земной поверхности» — посвящена анализу современного состояния и развития отечественных и зарубежных радиолокационных систем воздушного базирования; содержит результаты многолетних теоретических и экспериментальных исследований автора, посвященных различным аспектам изучения и разработки бортовых локационных систем.

Предназначена для специалистов в области радиолокации, а также аспирантов и студентов старших курсов высших учебных заведений радиотехнического профиля.