

К. т. н. В. И. ОБОРЖИЦКИЙ, В. Д. ГОНТАР

Украина, НУ «Львовская политехника»
E-mail: oborz@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
15.12 2006 г. — 18.05 2007 г.

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

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДИСКРЕТНЫХ СВЧ-ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КАНАЛАМИ

Предложены подходы к решению вопросов расчета электрических параметров лучевых переключателей и схем фазовой задержки, входящих в состав рассмотренных СВЧ-фазовращателей.

Дискретные фазовращатели в виде гибридных интегральных модулей и монолитных микросхем диапазона сверхвысоких частот (СВЧ) применяются в системах радиолокации, связи, навигации, в измерительной технике и, в первую очередь, в структуре фазированных антенных решеток.

В настоящей работе рассматриваются фазовращатели с переключаемыми каналами, в качестве коммутирующих элементов (ключей) которых могут быть использованы $p-i-n$ -диоды [1, 2], полевые транзисторы в ключевом режиме [3], микроэлектромеханические структуры [4, 5], структуры на основе сегнетоэлектрических материалов, а также на основе пленок с высокотемпературной сверхпроводимостью. К важным преимуществам таких фазовращателей следует отнести возможность получения одинакового уровня потерь в различных фазовых состояниях при достаточно линейной форме фазочастотных характеристик (ФЧХ) и постоянстве дискретов фазы в широкой полосе частот. Однако достижение указанных преимуществ во многом определяется:

а) выбором типа ключей, а также нахождением необходимого их количества и схемы соединения, поскольку от этого в первую очередь зависит уровень вносимых потерь фазовращателя;

б) разработкой методов расчета двух- и многоканальных СВЧ-переключателей лучевого типа, позволяющих обеспечить требуемый уровень рабочих параметров и входное согласование при разных типах ключей и разных схемах их соединения, поскольку существующие методы расчета, как правило, ориентированы только на определенные ключи, ограничиваются определенным вариантом их соединения [1, 2, 6—9];

в) учетом факторов, влияющих на ширину рабочей полосы частот фазовращателя, обусловленных разными наклонами ФЧХ переключаемых каналов (в результате чего дискрет фазы в полосе частот отклоняется от требуемого значения [2]), а также наличием паразитных резонансов, которые приводят к появлению «провалов» [4, 9] на амплитудно-частотных характеристиках (АЧХ) фазовращателей.

В работе предлагаются возможные варианты решения указанных проблем в процессе расчета электрических параметров элементов и узлов, входящих в состав дискретных фазовращателей с переключаемыми каналами.

Особенности расчета многоканальных лучевых переключателей

В общем случае, независимо от типа используемых ключей, фазовращатели с переключаемыми каналами состоят из двух многоканальных лучевых переключателей, выходы которых соединены между собой с помощью фазосдвигающих четырехполосников, образующих каналы фазовой задержки. Каждый из лучевых переключателей чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 1. С помощью четырехполосников Т, присоединенных к выходам N -плечевого разветвления Р, достигается согласование на входе переключателя. Коммутирующие четырехполосники КЧ образованы одним или несколькими последовательными или параллельными ключами, или

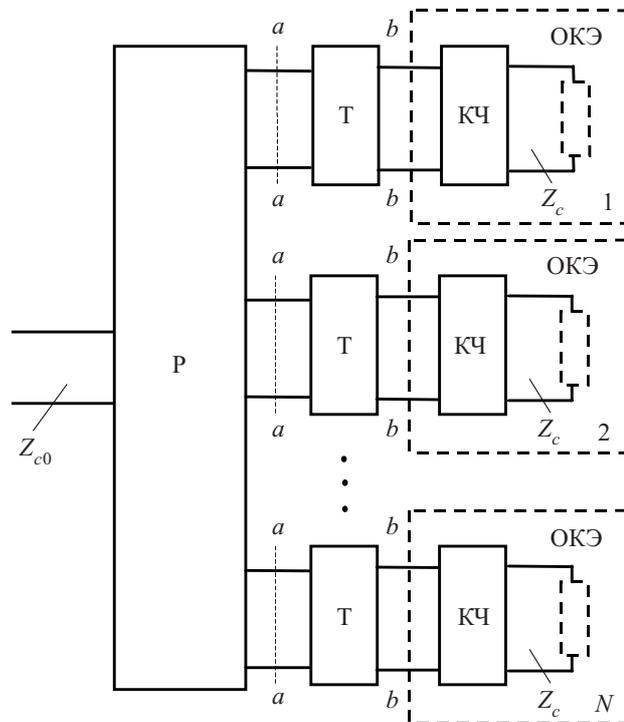


Рис. 1. Структура многоканального лучевого переключателя

же соединением ключей по комбинированной схеме. Такой четырехполосник совместно с нагрузкой в виде волнового сопротивления Z_c линии передачи на выходах переключателя образует двухполосник — обобщенный коммутирующий элемент (ОКЭ). Его входное сопротивление $Z_{b-b_0,3}$ в сечении $b-b$ зависит от состояния, в котором находится данный выход переключателя (индекс "о" отвечает открытому состоянию, индекс "з" — закрытому). Значения $Z_{b-b_0,3}$ рассчитываются исходя из эквивалентных параметров ключей ОКЭ в соответствующем состоянии, а также из схемы их соединения и значения Z_c .

К выбору типа ключей и схемы их соединения. Переключатель работает в режиме, когда один из N выходов находится в открытом состоянии, а остальные $N-1$ — в закрытом. В этом случае мощность, поступающая на вход разветвления, делится между активными составляющими $P_{o,3}$ мощностей, ответвленных в открытый и закрытый выходы, с коэффициентом деления m , равным

$$m = P_o / P_z. \quad (1)$$

При реактивном характере трансформирующего четырехполосника Γ вся ответвленная мощность P_o или P_z поступает на вход ОКЭ. Часть этой мощности проходит к выходу плеча, нагруженного сопротивлением Z_c , а другая часть P_{no} (P_{nz}) образует диссипативные потери коммутирующего четырехполосника КЧ. В этом случае с учетом (1) для рабочих параметров переключателя (таких как развязка между входом и закрытым выходом L_3 и вносимые потери в открытом канале L_o) при согласовании на входе можно записать:

$$L_3 = 10 \cdot \lg \frac{m + N - 1}{1 - P_{nz} / P_z}; \quad (2)$$

$$L_o = 10 \cdot \lg \frac{m + N - 1}{m(1 - P_{no} / P_o)}. \quad (3)$$

Максимально допустимое значение коэффициента m равно значению параметра, известному [1, 10, 11] как параметр качества K коммутационного двухполосника. В рассматриваемом случае таким двухполосником является ОКЭ. Параметр коммутационного качества K может быть рассчитан [1, с. 37; 11, с. 254] исходя из активных и реактивных составляющих $Z_{b-b_0,3}$.

Отношения мощностей $P_{no,3} / P_{o,3}$ зависят от схемной реализации коммутирующего четырехполосника. Для КЧ в виде комбинированной Γ -схемы с суммарным импедансом последовательных ключей $Z_{10,3} = R_{10,3} + jX_{10,3}$ и параллельных ключей $Z_{20,3} = R_{20,3} + jX_{20,3}$ выражение для отношения мощностей приобретает следующую форму (здесь индексы "о" и "з" отвечают открытому и закрытому состоянию ключа):

$$\frac{P_{no,3}}{P_{o,3}} = \frac{Z_c (R_{10,3} \cdot |Z_{23,0}|^2 + R_{23,0} \cdot |Z_{p0,3}|^2)}{Z_c (R_{10,3} \cdot |Z_{23,0}|^2 + R_{23,0} \cdot |Z_{p0,3}|^2) + |Z_{23,0}|^2 \cdot |Z_{p0,3}|^2}, \quad (4)$$

$$\text{где } Z_{p0,3} = R_{p0,3} + jX_{p0,3}, \quad R_{p0,3} = Z_c \frac{Z_c R_{23,0} + |Z_{23,0}|^2}{(Z_c + R_{23,0})^2 + X_{23,0}^2},$$

$$X_{p0,3} = Z_c^2 \frac{X_{23,0}}{(Z_c + R_{23,0})^2 + X_{23,0}^2}.$$

Индексы при мощностях и некоторых сопротивлениях противоположны, т. к. в этом случае закрытому (открытому) состоянию выхода отвечает открытое (закрытое) состояние ключа.

Используя (4), можно записать соотношения для расчета $P_{no,3} / P_{o,3}$ схем КЧ в виде ключей, соединенных последовательно или параллельно с нагрузкой Z_c .

Таким образом, с помощью выражений (2)–(4) можно определять значения основных рабочих параметров N -канального переключателя, которые могут быть получены при том или ином типе ключей, варианте схемы их соединения, заданном значении коэффициента m и согласовании на входе. При $m=K$ рабочие параметры $L_{o,3}$ переключателя достигают предельных значений, однако часто для того, чтобы можно было реализовать желаемую схему согласования, приходится выбирать $m < K$.

К расчету согласующего четырехполосника. Входные импедансы $Z_{a-a_0,3}$ четырехполосника Γ в сечении $a-a$ (рис. 1) являются нагрузкой соответствующего выходного плеча многополосника P . Как правило, эти многополосники реализуются в виде параллельного или последовательного разветвления линий передачи. В случае более распространенного параллельного разветвления (идеализированного, т. е. без учета неоднородности в области разветвления) при идентичности всех выходных плеч условия полного согласования на входе переключателя принимают вид

$$G_o + (N - 1)G_z = Y_{c0}; \quad (5)$$

$$B_o + (N - 1)B_z = 0, \quad (6)$$

где $G_{o,3}, B_{o,3}$ — активные и реактивные составляющие входной проводимости $Y_{a-a_0,3} = 1/Z_{a-a_0,3}$; $Y_{c0} = 1/Z_{c0}$ — волновая проводимость линии на входе переключателя.

При этом коэффициент деления мощности m будет равен G_o / G_z . Тогда с учетом (5), (6), а также исходя из меры различия [11, с. 253] пары проводимостей, трансформированных через произвольный недиссипативный четырехполосник, для составляющих входной проводимости $Y_{a-a,3}$ четырехполосника Γ можно записать:

$$G_z = Y_{c0} / (m + N - 1); \quad (7)$$

$$B_z = \pm \frac{Y_{c0}}{N(m + N - 1)} \sqrt{\frac{(K - m)(Km - 1)}{K}}. \quad (8)$$

Для составляющих $Y_{a-a,0}$ с учетом (5), (6) имеем: $B_o = -(N - 1)B_z, G_o = mG_z$.

Из (8) следует, что при $m=K$ четырехполосники Γ и ОКЭ образуют канонический коммутационный элемент [11, с. 254] с парой чисто активных входных проводимостей G_o, G_z , т. к. в этом случае $B_z = B_o = 0$.

Таким образом, параметры элементов схемы четырехполюсника Т должны обеспечивать трансформацию значений входного импеданса $Z_{b-bo,3}$ ОКЭ в рассчитанные, как указано выше, значения входной проводимости $Y_{a-ao,3}$. Исходя из данного требования можно разработать методы расчета различных вариантов таких реактивных четырехполюсников. Данный подход использован в [12, 13], где предложены способы определения электрических параметров четырехполюсников в виде отрезка линии передачи с дополнительным реактивным сопротивлением или без него.

В случае когда многополюсник Р образован последовательным разветвлением линий передачи, для расчетов можно использовать соотношения (5)—(8) с заменой проводимостей на соответствующие сопротивления.

К ограничению полосы частот. Один из основных факторов, ограничивающих рабочую полосу частот переключателя, связан с резонансными явлениями на его выходах. При параллельном разветвлении линий передачи суть таких явлений состоит в том, что на определенных частотах реактивная составляющая $B_{o,3}$ входной проводимости $Y_{a-ao,3}$ становится равной нулю. При этом активная составляющая $G_{o,3}$ либо резко падает (параллельный резонанс), либо резко возрастает (последовательный резонанс). В первом случае уровень сигнала, ответвляемого в данное плечо, уменьшается, а во втором случае возрастает. Следовательно, параллельные резонансы в открытом плече и последовательные резонансы в закрытых вызывают уменьшение развязки и увеличение вносимых потерь. Для переключателя со схемой трансформирующего четырехполюсника в виде отрезка линии с волновым сопротивлением Z_r , длиной l_r , нагруженного на конце параллельной реактивной проводимостью jB , частоту этих резонансов можно определить поиском корней уравнения

$$(Y_r^2 - |Y_{so,3}|^2)t_r + Y_r B_{so,3} (1 - t_r^2) = 0, \quad (9)$$

где $Y_r = 1/Z_r$; $Y_{so,3} = 1/Z_{b-bo,3} + jB = G_{so,3} + jB_{so,3}$; $t_r = \text{tg}(\beta_l l_r)$; β_l — фазовая постоянная отрезка. При этом на частотах последовательного резонанса выполняется неравенство

$$(|Y_{so,3}|^2 - Y_r G_{so,3})t_r^2 - 2Y_r B_{so,3} t_r + Y_r (Y_r - G_{so,3}) > 0. \quad (10)$$

Если многополюсник Р образован последовательным разветвлением линий передачи, то полоса частот переключателя может ограничиваться влиянием параллельных резонансов закрытых плеч и последовательных резонансов открытого плеча. Для определения частот этих резонансов также используются выражения (9), (10) с заменой проводимостей на соответствующие сопротивления.

Особенности реализации каналов фазовой задержки сигнала

В переключаемых каналах, каждый из которых обеспечивает заданное значение набега фазы сигнала при неизменной амплитуде, используются реактивные симметричные четырехполюсники. Их тип под-

бирают так, чтобы получить максимальную линейность ФЧХ, стабильность дискрета фазы $\Delta\varphi$ и согласование в требуемой полосе частот. Стабильность $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_j$ достигается, если наклоны ФЧХ каналов на центральной частоте f_0 будут одинаковы, т. е. при условии

$$d\varphi_i / df = d\varphi_j / df |_{f=f_0}, \quad (11)$$

где φ_i, φ_j — фазы коэффициентов передачи четырехполюсников i -го и j -го каналов.

К использованию отрезков одиночных линий. Для фазовой задержки сигнала φ_i чаще всего применяют отрезки регулярных линий передачи с разной электрической длиной Θ_i [1, 4]. Если пренебречь дисперсией сигнала в линии, тогда можно записать:

$$d\varphi_i / df = -\Theta_i / f. \quad (12)$$

Из (12) следует, что условие стабильности $\Delta\varphi$ (11) не может быть выполнено при разных значениях Θ_i . Это подтверждается и тем фактом [1], что наклон ФЧХ коэффициента передачи согласованного четырехполюсника без потерь пропорционален накопленной в нем энергии, зависящей в данном случае от длины Θ_i отрезка.

Наклон ФЧХ можно изменить, присоединив параллельно к середине отрезка реактивное сопротивление jX . В этом случае наклон определяется с помощью выражения

$$\frac{d\varphi_i}{df} = -\frac{\Theta_i}{f} - \frac{x'}{1 + 4x^2}, \quad (13)$$

где $x = X/Z_{ci}$; $x' = dx/df$; Θ_i, Z_{ci} — электрическая длина и волновое сопротивление отрезка линии.

Из (13) видно, что при помощи дополнительной реактивности наклон ФЧХ только увеличивается. Возникающее при этом входное рассогласование уменьшают, реализуя реактивное сопротивление jX в виде четвертьволнового закороченного шлейфа [1, с. 81].

В качестве фазосдвигающего четырехполюсника можно применять П- или Т-ячейки из реактивных элементов, моделирующие отрезки линии передачи [2]. Однако в этом случае одновременно обеспечить требуемые значения φ_i и $d\varphi_i/df$ не представляется возможным.

К использованию отрезков связанных линий. Применение в каналах фазовой задержки сигнала устройств на базе отрезков связанных линий передачи позволяет уменьшить габариты за счет сокращения длины каналов, обеспечить необходимый уровень согласования, изменить наклон ФЧХ. В качестве таких фазовращателей с фиксированным фазовым сдвигом чаще всего используют отрезок двух связанных линий с односторонней нагрузкой, например, в виде перемычки, соединяющей соседние концы отрезка. В [14] приведен метод расчета электрических параметров устройств данного типа с компенсацией влияния разницы фазовых скоростей четной и нечетной мод, а также влияния неоднородностей мест стыковки одиночной и связанных линий благодаря применению дополнительной реактивности, от расположения которой зависит наклон ФЧХ.

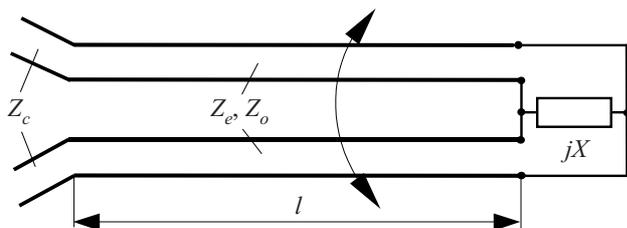


Рис. 2. Фиксированный фазовращатель на связанных линиях с параллельной нагрузкой

Представляет интерес использование подобного фиксированного фазовращателя, у которого соседние концы отрезка связанных линий присоединены к общему реактивному сопротивлению нагрузки jX (рис. 2). В этом случае требуемое значение фазового сдвига φ и входное согласование достигаются при значении X , равном

$$x = 0,5z_e(x_e - z_e \cdot \operatorname{tg}\Theta_e) / (z_e + x_e \cdot \operatorname{tg}\Theta_e), \quad (14)$$

где $x = X/Z_c$ — сопротивление нагрузки, нормированное к волновому сопротивлению Z_c входных линий; z_e, z_o — заданные значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод связанных линий, нормированные к Z_c ; Θ_e — электрическая длина отрезка связанных линий для четной моды.

Электрическая длина Θ_o для нечетной моды определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}\Theta_o = x_o / z_o, \quad (15)$$

а параметры x_e, x_o рассчитываются для требуемого сдвига фазы φ с помощью выражений

$$x_e = \sin \varphi / (1 - \cos \varphi); \quad (16)$$

$$x_o = -1 / x_e.$$

Наклон ФЧХ такого фиксированного фазовращателя определяется соотношением

$$\frac{d\varphi}{df} = -Az_e \frac{\Theta_e}{f} - Bz_o \frac{\Theta_o}{f} - Cx', \quad (17)$$

где $A = (z_e^2 + 4x^2) / A_1$; $B = 1 / (z_o^2 \cdot \sin^2 \Theta_o + \cos^2 \Theta_o)$;

$$C = 2z_e^2 / A_1; \quad x' = dx / df;$$

$$A_1 = z_e^2 \cdot \sin \Theta_e + 2x \cdot \cos \Theta_e)^2 +$$

$$+ (z_e \cdot \cos \Theta_e - 2x \cdot \sin \Theta_e)^2.$$

Как и в предыдущем случае, использование дополнительной реактивности также приводит к возрастанию наклона ФЧХ. Если сопротивление нагрузки отсутствует, то в (17) третье слагаемое будет равно нулю, а параметр $A = 1 / (z_e^2 \cdot \cos^2 \Theta_e + \sin^2 \Theta_e)$.

Для реализации каналов фазовой задержки можно использовать фиксированный фазовращатель на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками, метод расчета которого приведен в [15]. Применение такой конструкции дает возможность развязать вход и выход фазовращателя по постоянному току.

К ограничению полосы частот. Одна из причин появления на АЧХ фазовращателя “провалов” в виде

резонансного по характеру уменьшения модуля коэффициента передачи заключается в возникновении резонансов закрытого выхода переключателя. Как отмечалось выше, определяемые по (9), (10) значения частот этих резонансов зависят от структуры и параметров трансформирующего, а также коммутирующего четырехполосников и не могут быть изменены путем выбора длины фазированных отрезков. Провалы также могут вызываться резонансами, возникающими в закрытом канале фазовращателя или в его общей кольцевой структуре [9]. Поскольку их частота зависит от параметров всех элементов схемы, то при ее определении приходится обращаться к компьютерному моделированию.

Пример проектирования фазовращателя на ВТСП-пленках

Особенности использования рассмотренных выше подходов к расчету основных узлов дискретного фазовращателя с переключаемыми каналами могут быть продемонстрированы на примере [16] проектирования одноступенчатого фазовращателя в микрополосковом исполнении на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,6$ и толщиной $0,5$ мм, обеспечивающего дискрет фазы $\Delta\varphi = 90^\circ$ в полосе частот со средним значением 10 ГГц. Функцию ключей выполняют пленки с ВТСП — высокотемпературной сверхпроводимостью (YBCO). Их длина $0,5$ мм, ширина 10 мкм, толщина $0,2$ мкм, эквивалентные параметры составляют [17]: сопротивление в сверхпроводящем состоянии $R_S = 0,068$ Ом, сопротивление в нормальном состоянии $R_N = 339,4$ Ом, последовательная индуктивность $L = 0,57$ нГ.

Расчет электрических параметров такого двухканального переключателя с последовательным подсоединением ключей и трансформирующими четырехполосниками, обеспечивающими согласование с входной линией переключателя ($Z_{c0} = 50$ Ом), в виде отрезка линии передачи с параллельной реактивностью осуществлялся по методу [12]. Для получения допустимых значений волнового сопротивления этого отрезка при сохранении минимальных потерь и требуемой развязки пришлось уменьшить сопротивление нагрузки ключей Z_c до значения 37 Ом. В этом случае параметр качества ОКЭ равен $K = 10,15$, что согласно (2), (3) дает следующие предельные значения рабочих параметров: $L_0 = 0,42$ дБ, $L_3 = 20,2$ дБ.

В результате расчетов и компенсации влияния неоднородности разветвления по методу [12] получены значения волнового сопротивления трансформирующего отрезка $Z_t = 77,7$ Ом, его электрической длины $\Theta_t = 139,4^\circ$ и дополнительной реактивности $B = 0,0076$ См, реализуемой в виде разомкнутого шлейфа.

На рис. 3 приведены АЧХ коэффициентов передачи с входа переключателя на открытый $|S_{21}|$ и закрытый $|S_{31}|$ выходы. Пунктирные кривые относятся к переключателю с идеализированным (без учета неоднородности) разветвлением, а сплошные линии — к переключателю со скомпенсированным влиянием этой неоднородности. Как видно из рисунка, результаты расчетов L_0 и L_3 подтверждаются результатами компьютерного моделирования. Рабочая полоса переключателя

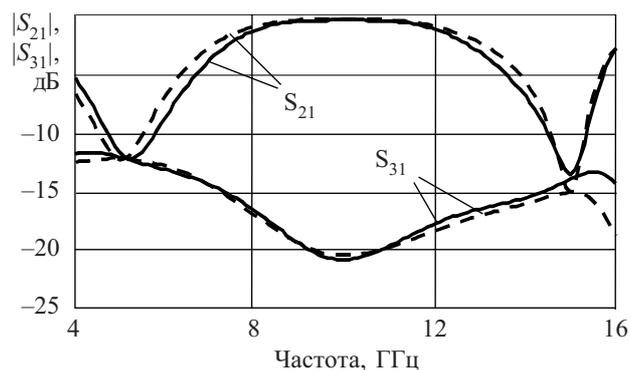


Рис. 3. АЧХ открытого ($|S_{21}|$) и закрытого ($|S_{31}|$) выходов переключателя

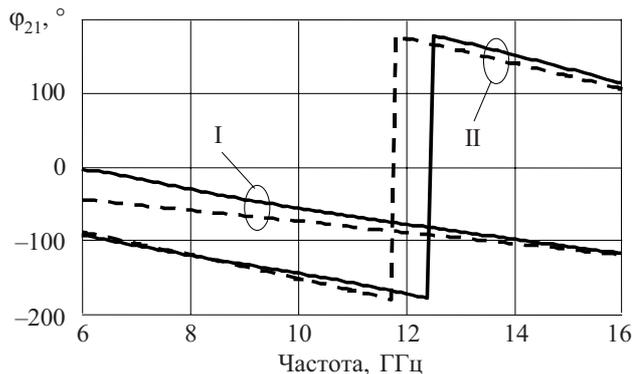


Рис. 4. ФЧХ каналов фазовой задержки (канал I — 70° , канал II — 160°)

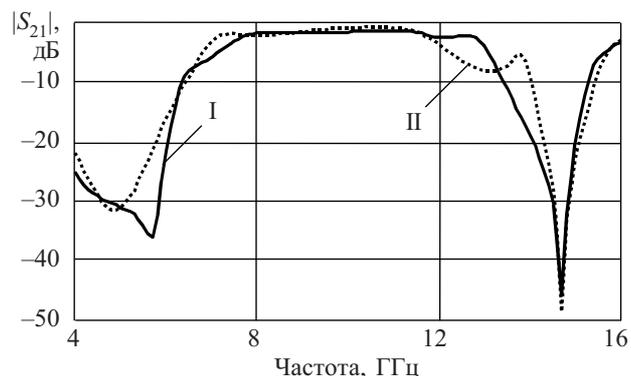


Рис. 5. АЧХ фазовращателя в двух его состояниях

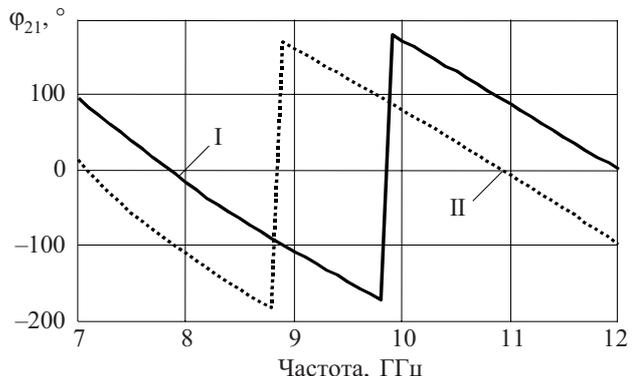


Рис. 6. ФЧХ фазовращателя в двух его состояниях

чателя ограничена с двух сторон частотами последовательных резонансов закрытого выхода, которые согласно (9), (10) равны 5,02 и 14,98 ГГц, что также совпадает с результатами моделирования.

При разработке четырехполосников для каналов фазовой задержки использованы два варианта их реализации. В первом случае выбран отрезок одиночной линии передачи с параметрами: $Z_c=37$ Ом, $\Theta_I=\varphi_I=70^\circ$. Согласно (12), наклон ФЧХ такого отрезка составляет $-7^\circ/\text{ГГц}$, что подтверждается пунктирной кривой I на рис. 4. Во втором канале для уменьшения размеров использован фиксированный фазовращатель на базе отрезка связанных линий передачи (рис. 2) с волновыми сопротивлениями $Z_c=38,5$ Ом, $Z_o=29$ Ом. ФЧХ такого отрезка, обеспечивающего $\varphi_{II}=160^\circ$ без дополнительной реактивности и с параметрами, полученными по методу [14] с компенсацией влияния неоднородностей стыков и влияния соединительной перемычки, показана на рис. 4 пунктирной кривой II.

Необходимые для коммутации ключей управляющие сигналы подаются в каждый из каналов фазовращателя через фильтры нижних частот, подсоединенные к середине фазирующих отрезков, что приводит к изменению их частотных характеристик. Показанная на рис. 4 сплошной линией кривая II соответствует ФЧХ канала с отрезком связанных линий, полученной с учетом такого влияния. Для увеличения наклона ФЧХ первого канала и приближения его к наклону характеристики второго канала было использовано входное сопротивление цепи управления в этом

канале как дополнительная параллельная реактивность, равная, согласно (13), значению $X=-37$ Ом (рис. 4, сплошная кривая I).

На рис. 5 представлены АЧХ коэффициента передачи фазовращателя с указанными выше электрическими параметрами переключателя и фазирующих цепей при распространении сигнала по каналам I и II, полученные в результате компьютерного моделиро-

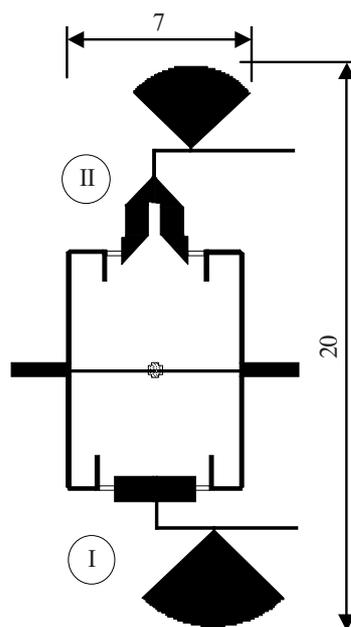


Рис. 7. Топология фазовращателя

вания. Полоса частот фазовращателя ограничивается снизу и сверху провалами за счет последовательных резонансов закрытого выхода переключателя (см. рис. 3). В пределах полосы 8—11 ГГц вносимые потери в двух состояниях не превышают 1,5 дБ.

На рис. 6 представлены фазочастотные характеристики для двух состояний фазовращателя. Из рисунка видно, что благодаря выравниванию наклонов ФЧХ каналов стабильность дискрета фазы в полосе частот 8—11 ГГц обеспечивается на уровне $\pm 2^\circ$.

На рис. 7 приведен общий вид топологии фазовращателя. Цепи подачи управляющего сигнала замыкаются на массу через высокоомные четвертьволновые закороченные шлейфы, присоединенные к разветвлениям линий. Габариты устройства не превышают 7×20 мм.

Заключение

Рассмотренные в работе подходы позволяют в процессе расчета фазовращателей:

а) выбирать коммутирующие элементы и схемы их соединения исходя из расчета предельных значений потерь и развязки переключателя;

б) определять электрические параметры трансформирующих четырехполюсников в составе переключателя, а также значения резонансных частот его выходов, ограничивающие широкополосность фазовращателя;

в) выбирать вариант реализации каналов фазовой задержки, определять и корректировать наклон их ФЧХ с целью стабилизации дискрета фазы в рабочей полосе частот.

Возможность и целесообразность применения описанных подходов подтверждаются примером проектирования дискретного фазовращателя с переключаемыми ВТСП-пленками каналами.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А. СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на $p-i-n$ -диодах в интегральном исполнении. — М.: Радио и связь, 1984.
2. Капитонова П. В., Серебрякова Е. В., Холодник Д. В., Вендик И. Б. Микроэлектронные СВЧ-устройства на основе искусственных линий передачи с отрицательной дисперсией / Мат-лы 16-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006). — Севастополь. — 2006. — С. 610—612.
3. Campbell C. F., Brown S. A. A compact 5-bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2000. — Vol. 48, N 12. — P. 2652—2656.

4. 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 // Ibid. — 2003. — Vol. 51, N 1. — P. 297—304.
5. Hacker J. B., Mihailovich R. E., Kim M., DeNatale J. F. A K-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network // Ibid. — 2003. — Vol. 51, N 1. — P. 305—308.
6. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. — М.: Радио и связь, 1987.
7. Балыко А. К., Богданов Ю. М., Васильев В. И. и др. Проектирование монолитного двухканального переключателя СВЧ // Радиотехника. — 2004. — № 2. — С. 40—46.
8. Петров А. С. Предельные соотношения для твердотельных многоканальных переключателей лучевого типа // Радиотехника и электроника. — 1997. — Т. 42, № 5. — С. 553—558.
9. Оборжицкий В. И. Реалізація комп'ютерного проектування дискретних НВЧ фазообертачів з комутуючими МЕМС елементами в інтегральному виконанні // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». — 2005. — № 522. — С. 90—97.
10. Vendik I., Vendik O., Kollberg E. Commutation quality factor of two-state switching devices // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2000. — Vol. 48, N 5. — P. 802—808.
11. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1981.
12. Оборжицкий В. Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». — 2004. — № 508. — С. 207—215.
13. Оборжицкий В. И. Синтез параметров СВЧ переключателей методом трансформации импеданса с компенсацией влияния неоднородности разветвления / Мат-лы 14-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2004). — Севастополь. — 2004. — С. 439—440.
14. Оборжицкий В. И., Самсонок О. В. Метод синтеза фиксированных фазовращателей на базе нагруженного отрезка связанных линий передачи / Мат-лы 15-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005). — Севастополь. — 2005. — С. 533—534.
15. Оборжицкий В. И. Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками / Мат-лы 16-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006). — Севастополь. — 2006. — С. 531—532.
16. Оборжицкий В. И., Гонтар В. Д. Проектирование дискретных СВЧ фазовращателей на переключаемых ВТС-пленками линиях / Тр. науч.-практич. конф. «СИЭТ-2006». Т. II. — Одесса. — 2006. — С. 72.
17. Vendik I. B., Vendik O. G., Kollberg E. G., Sherman V. O. Theory of digital phase shifters based on high- T_c superconducting films // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1999. — Vol. 47, N 10. — P. 1553—1562.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



К. Б. Джуринский. Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ. — М.: Техносфера, 2006. — 216 с.

В книге впервые систематизированы и обобщены данные по отечественным и зарубежным радиокомпонентам для современной микроэлектроники СВЧ. На основе обширного фактического материала автор рассмотрел конструкцию и основные параметры современных отечественных и зарубежных радиокомпонентов: коаксиально-микроразветвляющих переходов, кабельных соединителей, адаптеров, высокочастотных и низкочастотных вводов, изоляционных стоек, фильтров помех.