

Основные принципы проектирования переключающих СВЧ-устройств с полупроводниковыми элементами

В.А. Неганов¹, И.А. Петров²

¹ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Российская Федерация, г. Самара
ул. Л. Толстого, 23

² ФГУП «ЦНИРТИ им. ак. А.И. Берга»
105066, Российская Федерация, г. Москва
ул. Новая Басманная, 20

В статье рассматриваются принципы проектирования многоканальных СВЧ-переключателей с полупроводниковыми элементами. Анализируются достоинства и недостатки различных схем переключателей. Показано, что применение шлейфных структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами, позволяет расширять диапазон рабочих частот, увеличивать уровни переключаемой мощности, уменьшать ослабление в открытых и увеличивать ослабление в закрытых каналах, уменьшать габариты.

Ключевые слова: шлейфные структуры, переключатели, полупроводниковые элементы.

Введение

Управляющие устройства СВЧ диапазона с полупроводниковыми элементами (ПЭ) предназначены для управления амплитудой и фазой сигналов, переключения сигналов по различным каналам. На их основе строятся различные устройства: выключатели высокочастотные (ВВЧ), аттенюаторы электрически регулируемые (АЭР), многоканальные переключатели и переключающие матрицы, фазовращатели. Управляющим устройствам посвящено достаточно большое количество работ, но остановимся только на некоторых из них, которые, по мнению автора, внесли определенный вклад в развитие теории и практической реализации данных устройств. Первые работы по управляющим устройствам появились в 50 – е годы 20 века, например [1], далее работы [2–4], из отечественных отметим работы [5–13]. Первоначально в управляющих устройствах применялись ПЭ

не предназначенные для целей управления, это были диоды с р-п переходами, диоды Ганна, ЛПД и другие. В настоящее время в управляющих устройствах, в том числе многоканальных переключателях, в качестве ПЭ применяются р-і-п диоды и полевые транзисторы с затвором Шоттки.

1. Параметры и свойства полупроводниковых элементов

Эквивалентная схема бескорпусного р-і-п диода в открытом и закрытом состояниях представлены на рис. 1, а и б, соответственно, где: r_+ и r_- резистивные сопротивления полупроводниковой структуры, C_i – емкость структуры [6].

Эквивалентная схема полевого транзистора с затвором Шоттки, представленная на рис. 1, в, более сложная [9; 10]. Но эта схема, в зависимости параллельно или последовательно транзистор включен в линию передачи, может быть пересчитана и приведена к эквивалентной схеме р-і-п диода. Поэтому, именно схемы р-і-п диода будем использовать при анализе различных вариантов построения переключателей.

Из общей теории управляющих устройств [5; 6] известно, что независимо от того, последовательно или параллельно ПЭ включен в линию передачи, при «оптимизированном» включении ослабление, вносимое устройством в открытом

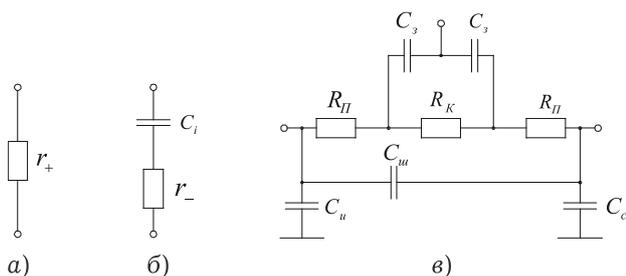


Рис. 1. Эквивалентные схемы бескорпусных ПЭ

и закрытом состояниях, связаны с параметрами полупроводниковой структуры следующим соотношением

$$\frac{\sqrt{L_3} - 1}{\sqrt{L_{II}} - 1} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_i^2 r_+ r_-} = K_{\mathcal{E}}, \quad (1)$$

где L_{II} – ослабление, вносимое переключаящим устройством в открытом состоянии; L_3 – ослабление, вносимое переключаящим устройством в закрытом состоянии; f – рабочая частота устройства; $K_{\mathcal{E}}$ – так называемое, качество полупроводникового элемента.

Соотношение (1) верно только для «оптимизированного» включения полупроводникового элемента в линию передачи, то есть, когда реактивные параметры полупроводникового элемента, тем или иным способом компенсированы соответствующими цепями согласования. Чем меньше C_i , r_+ и r_- , тем больше качество ПЭ на заданной частоте. Однако, требование уменьшения емкости, как правило, приводит к увеличению r_+ и r_- , а следовательно, $K_{\mathcal{E}}$ может и не увеличиваться. Уменьшение C_i уменьшает размеры ПЭ, тем самым снижает допустимую мощность рассеивания $P_{\text{расс.д.}}$.

Другим обобщенным параметром ПЭ является критическая частота $f_{\text{кр}}$, это частота на которой $K_{\mathcal{E}} = 1$ и определяется следующим выражением

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{2\pi C_i \sqrt{r_+ r_-}}. \quad (2)$$

Качество и критическая частота ПЭ характеризуют его предельные возможности.

Мощность рассеиваемая в полупроводниковых элементах не должна превышать максимально допустимую мощность рассеивания $P_{\text{расс.д.}}$, которая определяется максимальным перегревом полупроводниковой структуры. Для кремниевых р-і-п диодов максимальный перегрев полупроводниковой структуры $\theta_{\text{макс}}$ лежит в пределах до 150–180 °С. В этом случае максимально допустимая мощность рассеивания при непрерывном СВЧ сигнале, связана с максимальным перегревом полупроводниковой структуры следующим выражением

$$\theta_{\text{макс}} = \frac{8}{\pi^3} \cdot \frac{k}{\lambda_T} \cdot \frac{d}{s} \cdot P_{\text{расс.д.}}, \quad (3)$$

где, $\theta_{\text{макс}}$ – максимальный перегрев полупроводниковой структуры, λ_T – коэффициент теплопроводности, k – постоянная Больцмана, s , d – площадь и толщина полупроводниковой структуры. Из формулы (3) видно, что увели-

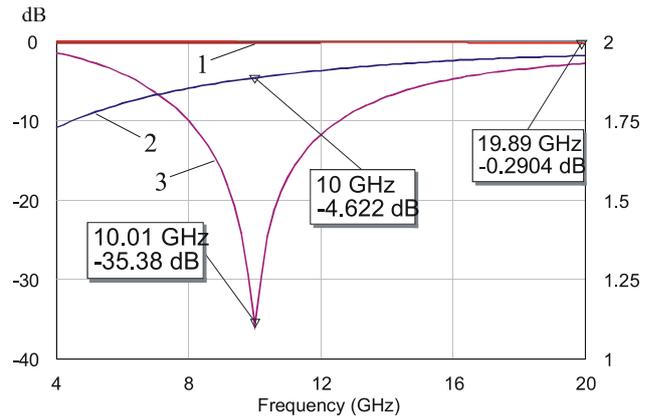


Рис. 2. Характеристики последовательного ПЭ

чение отношения s/d приводит к увеличению максимально допустимой мощности рассеивания $P_{\text{расс.д.}}$. Однако, увеличение поперечных размеров полупроводникового элемента и уменьшение толщины і-слоя увеличивает емкость полупроводниковой структуры C_i , которая ограничивает верхнюю граничную частоту переключаящего устройства.

Таким образом, чем большую емкость полупроводниковой структуры может компенсировать схема переключаящего устройства, тем меньше ослабление в открытых каналах, больше развязка и более высокий уровень коммутируемой СВЧ мощности можно получить в этом устройстве.

На рис. 2. приведены частотные характеристики ослабления одного последовательно включенного в линию передачи ПЭ с параметрами $C_i = 0,12$ пФ и $r_+ = r_- = 1,5$ Ом. Кривая 1 соответствует открытому и кривая 2 закрытому состояниям ПЭ.

Кривая 2 рассчитана для не оптимизированного включения ПЭ, так как емкость C_i ни каким образом не компенсируется и соотношение (1) не выполняется. В результате, ослабление вносимое закрытым ПЭ, с ростом частоты уменьшается и на частоте 10 ГГц становится менее 5 дБ. Для компенсации реактивного емкостного сопротивления ПЭ, параллельно можно подключить индуктивность для получения параллельного колебательного контура. Однако, на практике оптимизированное включение ПЭ последовательно в линию передачи, в большинстве случаев, не используется. Объясняется это двумя факторами. Во-первых, подключение параллельной индуктивности достаточно сложно реализовать, а к р-і-п диоду практически невозможно, из-за необходимости подачи на него управляющего напряжения. Во-вторых, опти-

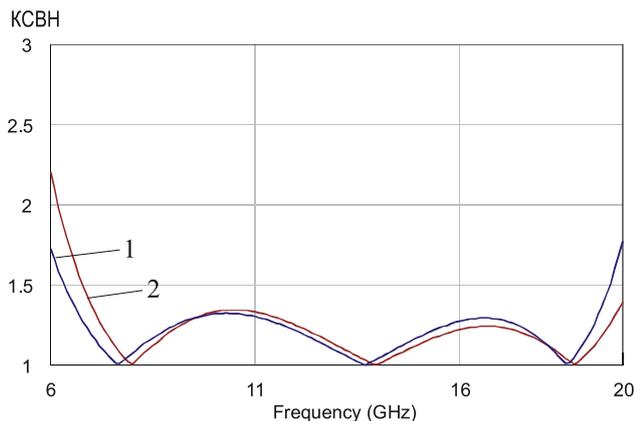


Рис. 3. Характеристики КСВН структур

мизированное включение носит резонансный характер и возможно только на одной частоте рис. 2 (кривая 3), при отклонении от которой развязка резко уменьшается. При создании широкополосных и сверхширокополосных управляющих устройств в подавляющем большинстве используется не оптимизированное последовательное включение ПЭ в линию передачи. Полупроводниковые диоды и транзисторы постоянно совершенствуются с целью снижения емкости полупроводниковой структуры. Например, серийно выпускаемый р-і-п диод 2A553A-3 имеет емкость порядка 0,03 пФ.

При параллельном включении возможности компенсации емкости ПЭ значительно расширяются. Первый способ компенсации, это когда ПЭ включается между двумя последовательными высокоомными отрезками линии передачи, которые имеют индуктивный характер и образуют с емкостью Т-образный ФНЧ. Второй способ компенсации был предложен в работе [3]. ПЭ подключается в точку подключения одного из короткозамкнутых шлейфов полосового фильтра с четвертьволновыми связями. Данный шлейф укорачивается, волновое сопротивление увеличивается и он образует с емкостью ПЭ параллельный колебательный контур с добротностью равной исходному шлейфу. Третий способ компенсации предложен в работе [11]. ПЭ подключается в точку подключения одного из шлейфов структуры с разомкнутыми шлейфами. Перечисленные способы компенсации параллельной емкости являются широкополосными и определяются выбранной структурой [13]. Если одновременно использовать два способа компенсации, то такую компенсацию будем называть двойной, а если три – тройной.

Для примера, возьмем широкополосный Т-образный короткозамкнутый шлейф [13], в кото-

ром волновое сопротивление последовательных отрезков и волновое сопротивление короткозамкнутого шлейфа, включенного между ними, равно 35 Ом. Последовательные отрезки заменим структурой, состоящей из каскадного соединения 6 П-образных четырехполюсников с разомкнутыми шлейфами. Частотная характеристика КСВН такой исходной структуры приведена на рис. 3 (кривая 1). На рис. 3 (кривая 2) приведена характеристика КСВН структуры с тройной компенсацией параллельной емкости величиной 0,5 пФ. Р-і-п диоды с такой емкостью имеют менее 1 Ом сопротивления r_+ и r_- , большую допустимую мощность рассеивания.

2. Переключающие устройства с последовательным включением ПЭ

Многоканальные переключатели могут быть выполнены с последовательным, последовательно-параллельным и параллельным включением ПЭ в линию передачи. Каналы переключателей могут разветвляться как из одной точки, так и состоять из последовательно разветвляющихся переключательных групп [7; 8], в последнем случае они имеют более широкую полосу рабочих частот. Для увеличения ослабления в закрытом состоянии в линию необходимо включать несколько ПЭ. В этом случае оптимальное расстояние между ПЭ определяется следующим выражением [2]

$$\ell_{omn}/\lambda_B = 1/4 - \arctg(4\pi\rho_0 f_B C_i), \quad (3)$$

где, λ_B – длина волны на верхней частоте f_B рабочего диапазона, ℓ_{omn} – оптимальное расстояние между диодами.

В работе [12] приводится пример проектирования переключателя с последовательным включением р-і-п диодов в линию передачи. Для подачи управляющих токов на диоды используются высокоомные четвертьволновые короткозамкнутые шлейфы, при этом рассматриваются три варианта. В первом варианте шлейфы подключаются традиционно, к 50-омной линии передачи. В этом случае коэффициент перекрытия по диапазону частот, по уровню КСВН не более 1,5, равен 2. Во втором варианте применена структура с каскадным включением П-образных широкополосных четырехполюсников с короткозамкнутыми шлейфами [13], коэффициент перекрытия увеличился до 3. В третьем варианте применены Т-образные четырехполюсники, коэффициент

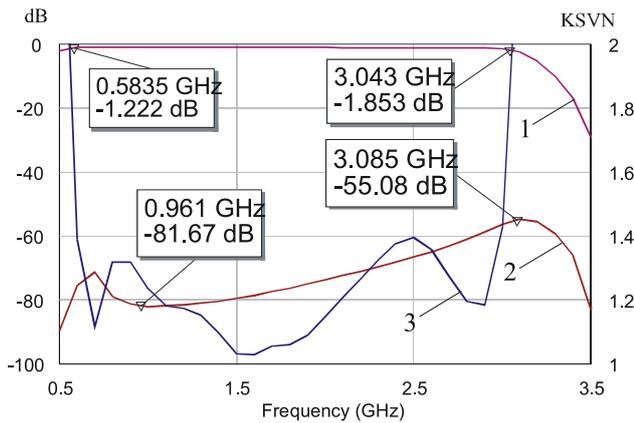


Рис. 4. Характеристики переключателя

перекрытия увеличился до 5. На рис. 4 приведены частотные характеристики двухканального переключателя, где 1 – ослабление в открытом канале, 2 – ослабление в закрытом канале, 3 – КСВН входа. В каждый канал включено по четыре последовательных ПЭ с параметрами $C_i = 0,3$ пФ и $r_+ = r_- = 1,5$ Ом. В качестве исходной применена Т-образная шлейфная структура.

Переключатели с последовательным включением ПЭ достаточно просто реализуются на полосковых линиях передачи, но основным недостатком является то, что развязка в закрытых каналах значительно уменьшается с ростом частоты. Применение ПЭ с малой емкостью и включение нескольких ПЭ в каналах приводит к увеличению ослабления в открытом канале и снижению уровне коммутируемой мощности.

3. Переключающие устройства с последовательно – параллельным включением ПЭ

На рис. 5 приведена эквивалентная схема переключателя 1×4 [11], в котором первый канал открыт, а остальные закрыты. Каналы разветвляются с последовательным включением ПЭ.

На выходах, за вторым ПЭ после последнего разветвления, включены параллельные ПЭ. Входные емкостные проводимости закрытых каналов и параллельного ПЭ, подключенные к линии передачи открытого канала, значительно ограничивают верхнюю рабочую частоту. Для их компенсации, линии передачи переключателя выполнены в виде каскадного соединения четырехполосников с разомкнутыми шлейфами. Частотные свойства таких структур, как и структур с короткозамкнутыми шлейфами, подробно описаны в работе [13]. Точки разветвления каналов и точки подключения параллельных ПЭ

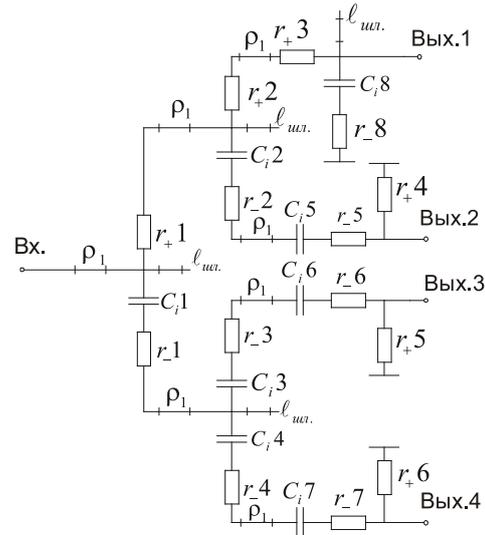


Рис. 5. Эквивалентная схема

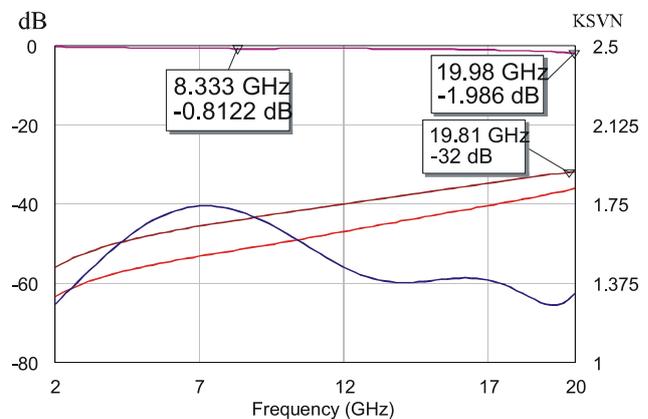


Рис. 6. Характеристики переключателя

выбираются в точках подключения разомкнутых шлейфов. Уменьшая длину шлейфов $l_{шл}$, подключенных в этих точках, можно выполнить условие $C_{исх.шл.} = C_{ук.шл.} + C_{вх.зк.}$, т. е. суммарная емкость укороченного шлейфа и емкость закрытого канала (или параллельного диода) должна быть равна емкости шлейфа исходной структуры.

На рис. 6 приведены частотные характеристики такого переключателя, рассчитанные в диапазоне от 2 до 20 ГГц. Расчеты проводились для $C_i = 0,2$ пФ, $r_+ = r_- = 1,5$ Ом. Из приведенных характеристик видно, что ослабление в открытом канале не превышает 1,6 дБ, КСВН входа не более 1,7, развязка на частоте 20 ГГц не менее 36 дБ. Для увеличения развязки на выходах можно включить дополнительные параллельные ПЭ на расстоянии $\lambda / 4$ друг от друга.

4. Переключающие устройства с параллельным включением ПЭ

Рассмотрим переключатели с параллельным включением ПЭ. В работе [3], для компенсации

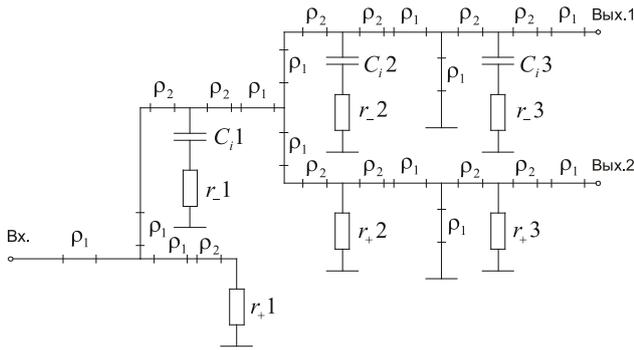


Рис. 7. Эквивалентная схема

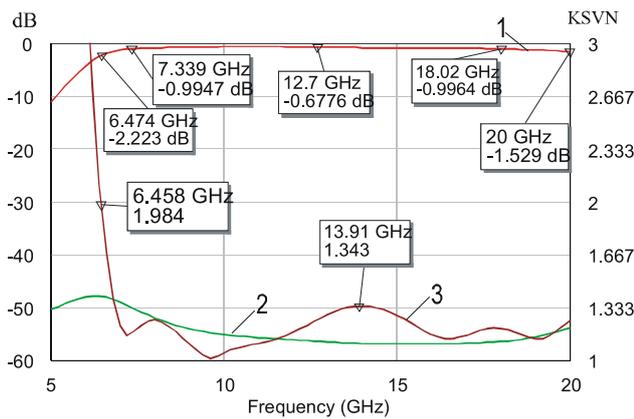


Рис. 8. Характеристики переключателя

емкостей параллельных ПЭ, предложено использовать полосовой фильтр с четвертьволновыми короткозамкнутыми шлейфами и связями. В работе [4] такой фильтр был применен для создания р-і-п диодного переключателя. Переключатели на основе полосового фильтра реализуются на воздушно-полосковой линии передачи и часто применяются для переключения высоких (до сотен ватт) уровней мощности в непрерывном режиме. Для создания подобных переключателей также можно использовать структуру, состоящую из каскадного соединения П-образных широкополосных четырехполюсников с короткозамкнутыми шлейфами. Как показано в работе [13], коэффициент перекрытия по диапазону рабочих частот не будет превышать 2,2.

На рис. 7 приведена эквивалентная схема открытого канала переключателя 1×4 с параллельным включением ПЭ в линию передачи [8]. Первый канал открыт остальные закрыты, два последних канала условно не показаны.

В качестве исходной здесь применена структура, состоящая из каскадного соединения Т-образных широкополосных четырехполюсников с короткозамкнутыми шлейфами [8; 13]. Коэффициент перекрытия по диапазону рабо-

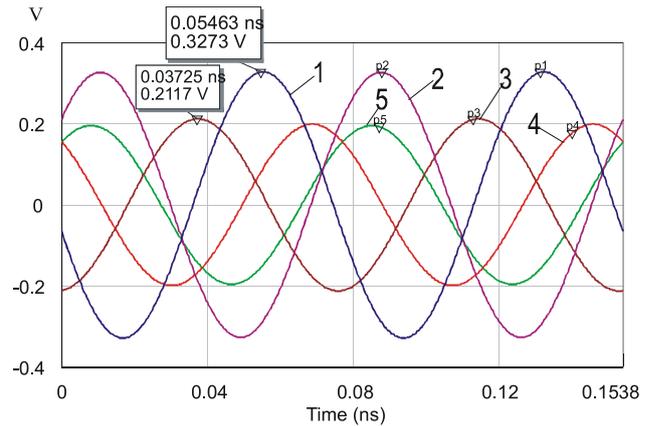


Рис. 9. Мгновенные значения напряжений на r_+ и r_-

чих частот такого переключателя может достигать 3,5. Для расширения частотного диапазона нормированное волновое сопротивление отрезков, обозначенных ρ_1 менее 0,8. Отрезки, обозначенные ρ_2 , имеют нормированное волновое сопротивление более 1 и служат для компенсации емкостей ПЭ, подключенных к линии передачи открытого канала. На рис. 8 приведены частотные характеристики переключателя, рассчитанные от 5 до 20 ГГц. Расчеты проводились для ПЭ с параметрами: $C_i = 0.2$ пФ, $r_+ = r_- = 1.5$ Ом, допустимая мощность рассеивания $P_{доп.рас.} = 2$ Вт. Примерно такие параметры имеет р-і-п диод 2А546А-5. В диапазоне от 6,5 до 18 ГГц КСВН входа переключателя не превышает 1,4, ослабления открытого канала менее 1 дБ, развязка соседнего канала более 50 дБ.

На рис. 9 приведены графики мгновенных напряжений на активных сопротивлениях диодов при СВЧ сигнале на входе мощностью 1 Вт на частоте 13 ГГц. Кривые 1 и 2 соответствуют напряжениям на резисторах r_{+1} и r_{+2} , а кривые 3, 4 и 5 на резисторах r_{-1} , r_{-2} и r_{-3} .

Максимальное мгновенное напряжение на сопротивлении r_{+1} и равно 0,33 В. Аналогично можно определить напряжения на других частотах, например, 7 и 20 ГГц. Эти напряжения, соответственно, равны 0,55, и 0,44 В. Зная максимальные напряжения на сопротивлениях ПЭ, можно определить коэффициент η , характеризующий, какая часть от входной мощности рассеивается на сопротивлении. Этот коэффициент равен

$$\eta = P_{расс.д.} / P_{вх.} = U_{макс.}^2 / 2rP_{вх.}, \quad (4)$$

где, $P_{расс.д.}$ – мощность, рассеиваемая на диоде, $P_{вх.}$ – мощность на входе устройства, $U_{макс.}$ – мгновенное максимальное значение напряжения на сопротивление. Учитывая, что напряжения

r_+1 получены при $P_{вх.} = 1$ Вт, коэффициент η для частот 7, 13 и 20 ГГц будут, соответственно, равны 0,1, 0,036 и 0,065.

Зная коэффициент η и допустимую мощность рассеивания $P_{доп.рас.}$ ПЭ, можно рассчитать допустимую мощность на входе переключателя по следующей формуле

$$P_{вх.доп.} = P_{доп.рас.} / \eta_{макс.} \quad (5)$$

Таким образом, допустима коммутируемая мощность на входе переключателя, на соответствующих частотах, равна 20, 55 и 31 Вт. Максимальную мощность переключатель коммутирует в центральной части рабочего диапазона, на краях диапазона коммутируемая мощность уменьшается, но даже на частоте 20 ГГц не менее 30 Вт.

Заключение

1. Переключатели с последовательным включением ПЭ легко реализуются на полосковых линиях передачи, но развязка в закрытом канале может резко уменьшаться с ростом частоты. Для увеличения развязки необходимо применять ПЭ с малой емкостью и включать в линию несколько ПЭ, однако при этом увеличивается ослабление в открытом канале.

2. В переключателях с последовательно-параллельным включением ПЭ легко получить высокую развязку в закрытых каналах. Применение структур с разомкнутыми шлейфами позволяет компенсировать емкостные проводимости закрытых каналов и параллельных ПЭ, что снижает ослабление в открытом канале.

3. Переключатели с параллельным включением ПЭ являются наиболее оптимальными с точки зрения получения минимального ослабления в открытом канале и максимальной развязки в закрытом. При использовании в качестве исходных структур ППФ или каскадного соединения П-образных шлейфных четырехполосников, коэффициент перекрытия по диапазону частот около 2. При использовании каскадного соединения Т-образных шлейфных четырехполосников, коэффициент перекрытия по диапазону частот до 3,5.

Список литературы

1. Armistead M.A., Spencer E.G., Hatcher R.D. Microwave semi-conductor switch // Proc. IRE. 1956. Vol. 44. P. 1875.
2. Carver R.V. Theory of TEM diode switching // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1961. Vol. MTT-9. № 3. P. 224–238.
3. Ficher R.F. Broadband Microwave Diode switches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1965. Vol. MTT-13. № 5. P. 706–709.
4. White J.E., Mortenson K.E. Diode SRDT switch at high power with octave microwave bandwidth // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1968. Vol. MTT-16. № 1.
5. СВЧ-устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет / под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. М.: Сов. радио, 1969.
6. Полупроводниковые диоды для управления СВЧ-мощностью / Л.С. Либерман [и др.] // Радиотехника. 1972. Т. 27. № 5.
7. Воробьевский Е.М. Многоканальный переключатель. Авторское свидетельство, № 451150, Н01р 1/10. Заявлено 06.04.1972. Опубликовано 25.11.1975, бюллетень № 43.
8. Петров И.А. Многоканальный переключатель. Авторское свидетельство № 881902 Н01Р 1/15. Приоритет от 06.09.1976. Опубликовано 15.11.1981, бюллетень № 42.
9. Чижов А.И., Орлов О.С. Расчет и анализ характеристик широкополосных дискретных фазовращателей // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1983. Вып. 5. С. 13–16.
10. Выключатели СВЧ на полевых транзисторах с затвором Шоттки / О.С. Орлов [и др.] // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1986. Вып. 3. С. 50–54.
11. Петров И.А. Многоканальные СВЧ-переключатели с полупроводниковыми элементами на основе широкополосных согласующих структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 4. С. 60–66.
12. Неганов В.А., Петров И.А. Проектирование шлейфных структур СВЧ на основе теоремы о каскадном включении реактивных симметричных четырехполосников // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2014. Т. 17. № 3. С. 71–75.
13. Петров И.А. Частотные свойства реактивных симметричных четырехполосников на основе шлейфных структур / Электронный журнал «Журнал радиоэлектроники». М.: ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2014, № 1. 21 с. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/contents.html>

The cardinal principles of the designing multi canales microwave switches with semiconductor element are considered

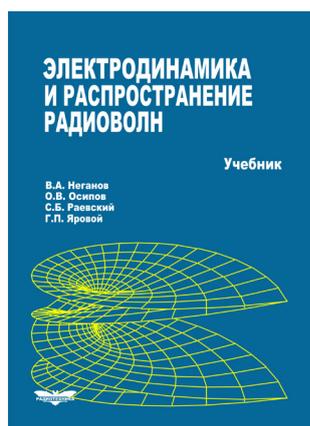
V.A. Neganov, I.A. Petrov

The Cardinal principles of the designing multi canales microwave switches with semiconductor element are considered in this article. Value and defect of the different schemes of the switches are given analysis. Using Shunting Structures with short-circuit and open-circuit stub, allows to increase the range a worker frequencies, enlarge the level to power, reduce the weakening in opened and enlarge the weakening in closed channel, reduce the size.

Keywords: shunting structures, switching devices, semiconductor elements.

Неганов, В.А.

Электродинамика и распространение радиоволн: учебник / В.А. Неганов [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – Изд. 4-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с.



ISBN 978-5-88070-154-4

УДК 537.87(075.3)

ББК 22.3

Н 41

Книга написана активно работающими в области электродинамики учеными. Излагаются теория электромагнитного поля с акцентом на радиотехническую электродинамику и анализ волновых процессов; рассматриваются отражение и преломление волн, излучение и дифракция; описываются основные закономерности распространения электромагнитных волн в различных безграничных средах (изотропных, анизотропных, диспергирующих, неоднородных), в направляющих и резонансных структурах, в природных условиях. Осуждаются методы математического моделирования в электродинамике, опирающегося на применение ЭВМ.

Отличительной особенностью книги является обсуждение современных проблем электродинамики: расчет электромагнитных волн в ближних зонах излучающих структур (самосогласованный метод расчета), комплексных волн в волноведущих структурах и др.

Предназначается для студентов радиотехнических и радиофизических специальностей вузов, а также инженеров-радиотехников и радиофизиков.