

05;09;12

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ В ФОРМЕ МЕАНДРА НА $S-N$ -ПЕРЕХОДЕ В ПЛЕНКЕ ВТСП

© И.Б.Вендик, В.В.Кузнецов, Т.Патцельт,
М.Ф.Ситникова, Д.В.Холодняк

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет,
197376 Санкт-Петербург, Россия
(Поступило в Редакцию 26 марта 1995 г.)

Введение

Развитие физики и техники высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП) позволяет использовать ВТСП материалы в виде тонких пленок на диэлектрических подложках для разработки СВЧ устройств, например СВЧ выключателей, работающих на переходе ВТСП материала из сверхпроводящего состояния (S -состояние) в нормальное (N -состояние).

Для эффективной работы СВЧ выключателя необходимо иметь высокое значение коммутационного качества K [1], определяемого отношением R_N/R_S (R_N и R_S — значения поверхностного сопротивления пленки ВТСП в N - и S -состояниях соответственно). Одним из возможных способов достижения высокого коммутационного качества при заданном значении $R_{S,N}$ пленки является изготовление выключателя в виде узкой и длинной свернутой в меандр полоски, включенной в разрыв микрополосковой линии [2] (рис. 1).

Расчет меандровых линий с учетом их геометрических особенностей (большой скачок ширины проводника на входах меандра, малые значения ширины проводника и расстояний между проводниками меандровой линии по сравнению с толщиной подложки) вызывает определенные трудности. Так, известные модели [3], использующие сосредоточенную емкость для описания эквивалентной реактивности скачка ширины микрополосковой линии (рис. 2, $a, б$), дают адекватное описание при условии, если отношение ширин полосковых проводников, характеризующее скачок, удовлетворяет неравенству

$$w_2/w_1 < 10. \quad (1)$$

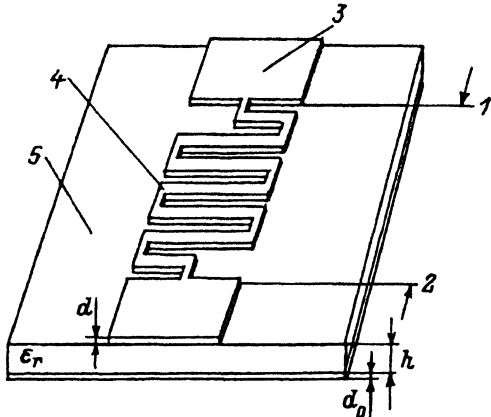


Рис. 1. Меандровая линия.

1, 2 — рифренные плоскости 1, 2; 3 — полосковый проводник $Z_0 = 50$ Ом; 4 — меандровая линия; 5 — подложка.

Для исследуемых элементов неравенство (1) заведомо не выполняется. Обычно моделирование собственно меандра выполняется при условии, что расстояние между соседними параллельными проводниками соизмеримо с толщиной подложки [4-6]. Нарушение этого соответствия не позволяет воспользоваться известными аналитическими моделями [4,6].

В связи с вышеперечисленными особенностями структуры обсуждаемых выключателей и возникла проблема моделирования меандровых элементов. В предлагаемой работе приводится сравнительный анализ решений, полученных электродинамическим моделированием распределения поля в меандровой линии, моделированием с использованием

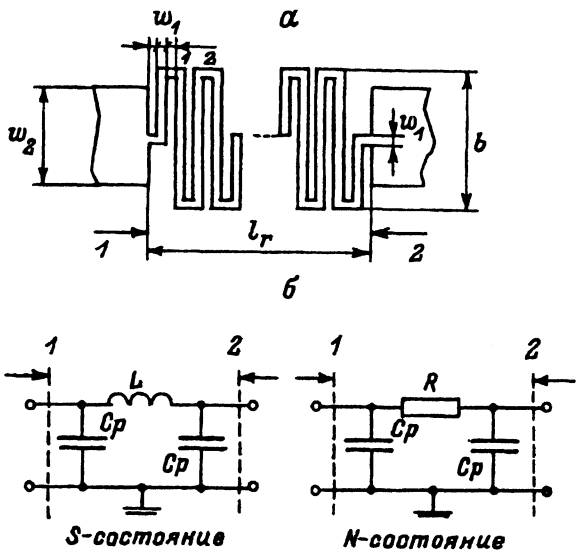


Рис. 2. Одиночная меандровая структура выключателя В (а) и ее эквивалентная схема (б).

1, 2 — то же, что и на рис. 1.

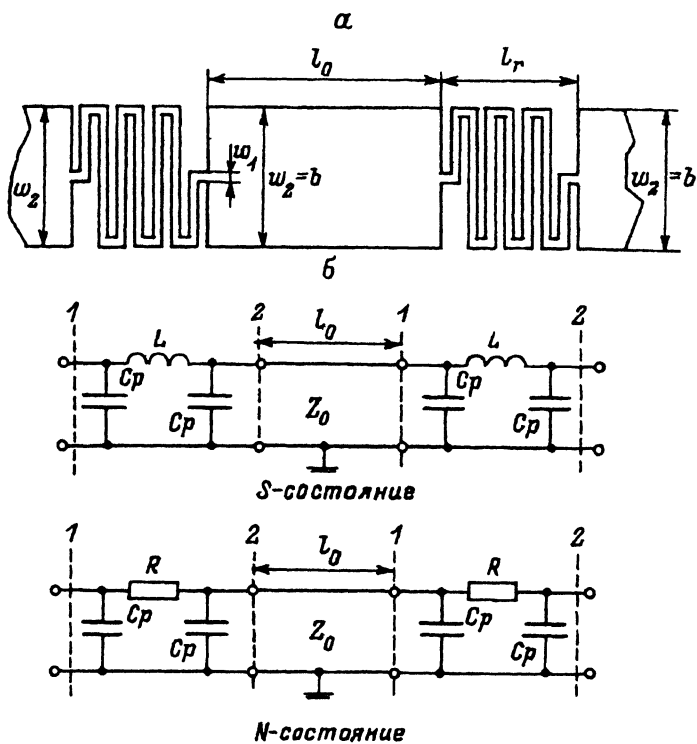


Рис. 3. Двойная меандровая структура выключателя B (а) и ее эквивалентная схема (б).

1, 2 — то же, что и на рис. 1.

традиционных моделей описания неоднородностей в микрополосковых линиях в сравнении с результатами измерения СВЧ параметров N - и S -состояний ВТСП выключателей с одиночным (A) и двойным (B) меандром (рис. 2, 3).

Моделирование $S-N$ выключателя в форме меандра

а) Электродинамическое моделирование распределения электромагнитного поля в меандровой микрополосковой линии. Электродинамическое моделирование распределения электромагнитного поля в меандровой микрополосковой линии производилось с использованием программы “em” Sonnet Software [7], позволяющей методом численного моделирования находить распределение электромагнитного поля в достаточно сложных конфигурациях неоднородностей в планарных линиях передачи СВЧ.

Результатом применения программы “em” является определение импеданса неоднородных сред [8]. Независимо от выбора положения референсных плоскостей исследуемая структура выключателя моделируется полностью, включая скачки ширины линии передачи на входах меандровой линии и собственно меандровую линию.

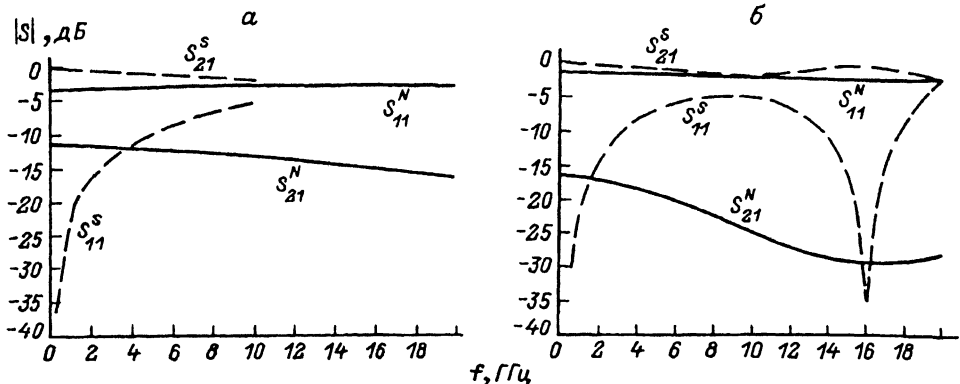


Рис. 4. Частотная зависимость S -параметров для одиночного выключателя А (а) и двойного выключателя В (б).

При моделировании референсные плоскости были выбраны в месте изменения ширины полоскового проводника (рис. 1). Поскольку в S -состоянии меандровый элемент представляет собой эквивалентную реактивность (рис. 2,б; 3,б), то при расчете параметров ВТСП выключателя в S -состоянии сопротивление проводника принималось равным нулю. В N -состоянии расчет выполнялся для ВТСП пленки с электропроводностью $\sigma = 4 \cdot 10^6$ (Ом·м) $^{-1}$ при толщине пленки 200 нм, что соответствует $R_N = 1.25$ Ом.

В процессе расчета определялись параметры матрицы рассеяния $[S]$ выключателя в диапазоне частот, т. е. модуль и аргумент коэффициентов отражения S_{11} и передачи S_{21} .

Результаты электродинамического моделирования двух меандровых структур (А и В) в S - и N -состояниях представлены в виде частотной зависимости модулей S -параметров (рис. 4). По найденным S -параметрам производилось замещение исследуемой меандровой структуры эквивалентной Π -схемой, состоящей из сосредоточенных емкостей C_p и индуктивности L для S -состояния или сосредоточенных емкостей C_p и сопротивления R для N -состояния (рис. 2,б,3,б).

Моделирование S -состояния для структур А и В с разной геометрией меандров (рис. 2,а,3,а) показало, что в достаточно широком диапазоне частот (1–10 ГГц) эквивалентные индуктивности и емкости от частоты не зависят. При дальнейшем повышении частоты возникают резонансные эффекты и представление меандрового элемента Π -схемой с фиксированными L и C параметрами оказывается неправомерным. Значения параметров R , L и C двух моделируемых меандровых структур (А и В) в диапазоне частот 1–10 ГГц приведены в таблице (строка А-2, В-3).

б) Моделирование в представлении теории цепей. Полученные численным моделированием параметры модели меандрового элемента в S - и N -состояниях могут быть использованы для расчета устройств, содержащих такой элемент, методами теории цепей. Устройства представляют в виде эквивалентной электрической цепи, используя S -параметры отдельных элементов или их эквивалентные электрические R -, L -, C -параметры. Для исследуемой меандровой структуры в S -состоянии используется эквивалентное L ,

№ п/п	Выключатель на $S-N$ -переходы	Параметры микрополосковой линии						
		материал подложки	материал пленки	ϵ	h , мкм	d , мкм	w_2 , мкм	l_0 , мм
1	A	Сапфир	Хром	6.875	0.5	1.0	485	-
2		LaAlO ₃	YRCO	23.8	0.5	0.2	165	-
3	B	LaAlO ₃	YRCO	23.8	0.5	0.2	170	0.34
4		MeO	YRCO	9.8	0.5	0.35	490	1.29

Таблица (продолжение).

№ п/п	Выключатель на $S-N$ -переходы	Параметры меандровой линии				Параметры эквивалентной схемы		
		w_1 , мкм	b , мкм	l , мм	R_N , Ом	R_N , Ом	L_s , нГн	C , пФ
1	A	15	485	3.285	0.15	32.85	1.95	0.026
2		15	495	3.150	1.25	291.0	1.00	0.05
3	B	10	170	3.800	1.250	362.0	1.20	0.05
4		15	490	4.000	0.74	200.0	1.20	0.026

C представление в виде Π -схемы. В N -состоянии меандр может быть представлен последовательным соединением резистора и двух реактивностей, обусловленных скачком ширины микрополосковой линии.

Как уже отмечалось, известная модель скачкообразного изменения ширины проводника микрополосковой линии может адекватно описывать скачок как параллельно включенную емкость при условии, если отношение $w_2/w_1 \leq 10$. В нашем случае это отношение порядка 30 (см. таблицу). Вследствие этого для описания скачкообразного изменения ширины проводника микрополосковой линии в рассматриваемых условиях было предложено использовать модель открытого конца линии передачи, поскольку узкий проводник меандровой линии пренебрежимо мало влияет на реактивность этой нерегулярности. Эквивалентная емкость открытого конца линии передачи определяется следующим выражением [3,9]:

$$C_p = 0.412 \left(\frac{\epsilon_{\text{эфф}} + 0.3}{\epsilon_{\text{эфф}} - 0.258} \right) \left(\frac{w_2/h + 0.264}{w_2/h + 0.8} \right) h \left(\frac{\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{cZ_0} \right), \quad (2)$$

где $\epsilon_{\text{эфф}}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии шириной w_2 на диэлектрической подложке толщиной h , Z_0 — ее волновое сопротивление, c — скорость света.

Резистор, замещающий меандровую линию в N -состоянии, может быть представлен либо как передающая линия шириной w и длиной l (соответствующей полной длине развернутого меандра) с потерями, определяемыми поверхностным сопротивлением пленки R_N , либо как сосредоточенный резистор с сопротивлением R , определяемым теми

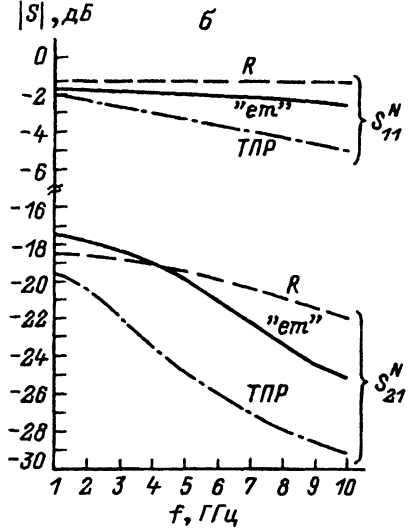
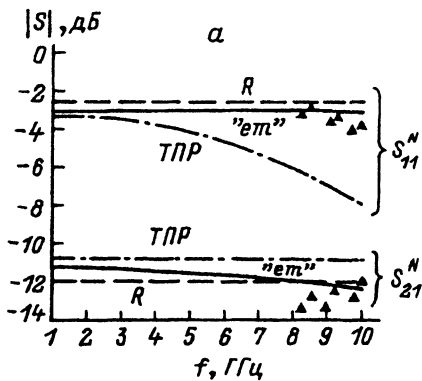


Рис. 5. Частотная зависимость S -параметров для меандровых структур выключателей А (а) и В (б).

же параметрами меандровой линии,

$$R = R_N \frac{l}{w_1}. \quad (3)$$

Результаты моделирования двух меандровых структур А-2 и В-3 в N -состоянии в представлении теории цепей в виде зависимостей коэффициентов передачи s_{12} и отражения s_{11} от частоты показаны на рис. 5. Представление меандровой линии в N -состоянии в виде сосредоточенного резистора (R) во всем исследуемом диапазоне частот удовлетворительно совпадает с результатами электродинамического моделирования. Модель меандровой линии в виде распределенной тонкопленочной резистивной линии (ТПР) дает совпадение только в нижней части частотного диапазона ($f < 3$ ГГц).

Экспериментальное исследование $S-N$ -выключателей в форме меандра

Для проверки расчетных моделей были проведены экспериментальные исследования на физических моделях, имитирующих N -состояние (выключатель А-1, (см. таблицу)), и на образцах ВТСП выключателей с двойной меандровой структурой (В-4). Меандровые элементы встраивались в микрополосковые линии (рис. 1, 2, а, 3, а) и имели геометрические и электрические параметры, представленные в таблице. В качестве подложки использовались пластинки r -среза монокристаллического сапфира и пластинки монокристаллической окиси магния. Эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковых линий на подложках r -среза монокристаллического сапфира, ориентированных под углом 45° к проекции кристаллографической оси C

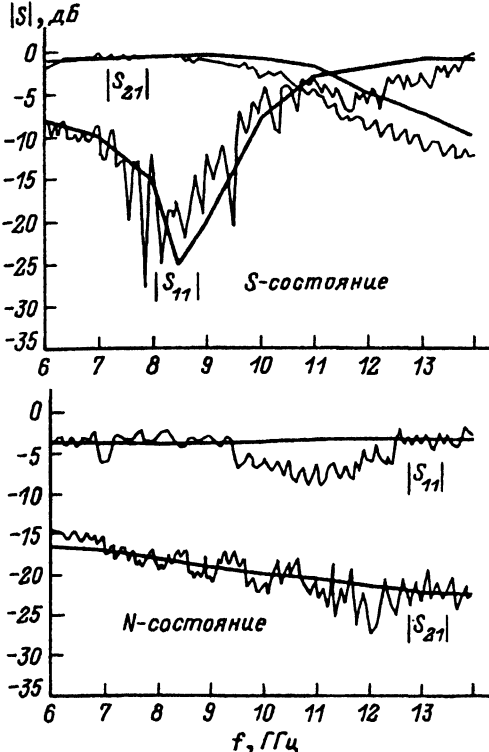


Рис. 6. Результаты измерений и моделирования выключателя с двойной меандровой структурой (В-4).

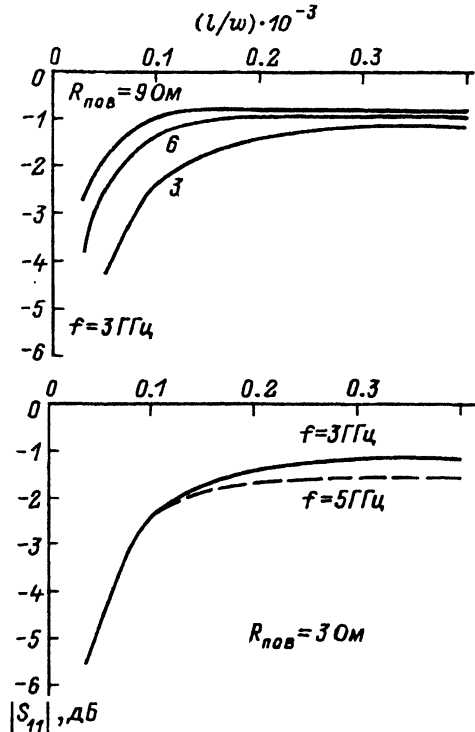


Рис. 7. Зависимость коэффициента отражения от длины меандровой линии.

сапфира на поверхность подложки, $\varepsilon_{\text{эфф}} = 6.875$ [10,11]. Нижняя сторона диэлектрической подложки металлизировалась слоем меди толщиной 1 мкм. В качестве материала проводника при моделировании N -состояния был использован хром толщиной 1 мкм, что соответствовало поверхностному сопротивлению $R_N = 0.15$ Ом. Измерения коэффициентов отражения и передачи проводились в диапазоне частот 8.5–10.5 ГГц. Погрешность измерений 10–12%. Результаты измерений приведены на рис. 5,а в виде треугольных точек.

Экспериментально исследовался двухмеандровый S – N -выключатель (В-4), выполненный на подложке MgO с использованием пленки YBCO. Переключение в N -состояние осуществлялось током 35 мА. Измерение характеристик в S -состоянии производилось при $T = 65$ К. Результаты измерений (тонкие осциллирующие линии) и моделирования в представлении теории цепей (жирные линии) для N - и S -состояний представлены на рис. 6. Параметры модели представлены в таблице.

Обсуждение результатов

Частотная зависимость модулей коэффициента отражения $|S_{11}^S|$ и коэффициента передачи $|S_{21}^S|$ одиночного меандрового элемента в S -состоянии (рис. 4,а) имеет вид, характерный для индуктивного элемента, включенного в линию последовательно. Более точным является

эквивалентное представление в виде П-схемы с двумя параллельными конденсаторами (рис. 2,б). Однако емкость этих конденсаторов достаточно мала (см. таблицу) и их заметное влияние на S -параметры элемента наблюдается на частотах $f > 20$ ГГц. Для элемента, содержащего два меандра, разделенных отрезком микрополосковой линии длиной l_0 , в S -состоянии наблюдаются практически полная передача и очень малый коэффициент отражения в узкой частотной области (рис. 4,б) вблизи $f = 16$ ГГц. Такой же результат получен и в эксперименте на ВТСП выключателе с двойной меандровой структурой (рис. 6). Здесь вблизи частоты $f = 8$ ГГц коэффициент передачи не превышал 0.3 дБ, при этом коэффициент отражения по напряжению менее 0.01 (-20—-25 дБ). Такое поведение объясняется взаимной компенсацией реактивности меандров через трансформирующий отрезок линии передачи и согласованием выключателя с микрополосковой линией с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Полоса частот, в которой выполняется согласование, зависит от добротности меандрового $S-N$ -элемента Q , которая определяется его средним сопротивлением R_M [12],

$$Q = \frac{\omega L}{R_M}, \quad (4)$$

где

$$R_M = \sqrt{R_S R_N} \frac{l}{w_1}. \quad (5)$$

Кроме того, на согласование влияет изменение электрической длины отрезка линии между меандрами.

Для получения более широкой полосы согласования, в которой выключатель “открыт” и обеспечивает прохождение электромагнитной волны без потерь, необходимо иметь добротность как можно ниже. Как показало моделирование различных структур, эквивалентная индуктивность меандра слабо растет с увеличением числа периодов структуры. Поэтому в соответствии с выражением (4) определяющую роль для добротности играет сопротивление R_M . Используя определение коммутационного качества $K = R_N/R_S$ [1], представим выражение (5) в следующем виде:

$$R_M = R/\sqrt{K}, \quad (6)$$

где R определяется формулой (3) и представляет полное сопротивление полоскового проводника длиной l , шириной w_1 и с поверхностным сопротивлением R_N .

Коммутационное качество не зависит от геометрии элемента и определяется только параметрами пленки ВТСП и частотой [12]. Следовательно, добротность меандрового $S-N$ -элемента в заданном частотном интервале существенно изменяется при изменении отношения l/w_1 , определяющего сопротивление R . Таким образом, увеличивая это отношение, можно уменьшить добротность меандрового $S-N$ -выключателя и увеличить полосу частот, в которой выключатель находится в “открытом” состоянии.

Имеется существенная особенность поведения $S-N$ -выключателя в “закрытом” состоянии. Моделирование N -состояния меандра (рис. 5) обнаружило, что при достаточно малом коэффициенте передачи S_{21}^N

коэффициент отражения $S_{11}^N \ll 1$ и $|S_{11}^N|^2 + |S_{21}^N|^2 < 1$, что свидетельствует о значительном поглощении мощности электромагнитной волны в самом меандровом элементе. Те же результаты получены и в эксперименте (рис. 5, а, б). В отличие от характеристик в S -состоянии здесь имеется монотонная частотная зависимость S -параметров. На рис. 7 представлены результаты расчета коэффициента отражения для меандрового элемента в N -состоянии с использованием модели тонкопленочного резистора. Коэффициент отражения изменяется в зависимости от приведенной длины l/w_1 и характеризуется "насыщением": начиная с некоторой длины для заданного поверхностного сопротивления R_N и фиксированной частоты дальнейшее увеличение длины меандровой линии не приводит к увеличению коэффициента отражения. При этом коэффициент передачи монотонно растет с ростом отношения l/w_1 . Этот эффект объясняется тем, что для длинной линии с потерями входное сопротивление равно комплексному волновому сопротивлению

$$Z_k = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{j\omega C_1}}, \quad (7)$$

где $R_1 = R_s/w_1$, L_1 и C_1 — погонные параметры линии.

Заметим, что расчет коэффициента отражения в области насыщения с использованием моделирования меандра в N -состоянии сосредоточенным резистором оказывается неправомерным.

Итак, результаты моделирования меандровой структуры в S - и N -состояниях показали, что двойная меандровая структура в S -состоянии может обеспечить режим пропускания с малыми потерями в ограниченной полосе частот и режим запирания в N -состоянии в значительной полосе частот. Однако такой выключатель является диссипативным и коэффициент отражения $S_{11}^s < 1$.

Заключение

В проведенном исследовании различных методов моделирования меандровой структуры выявлено, что электродинамическое моделирование дает возможность рассчитать параметры выключателя в форме меандра для N - и S -состояний в представлении эквивалентной Π -схемы, в состав которой входят сосредоточенные емкости C_p и индуктивность L для S -состояния или сосредоточенные емкости C_p и сопротивление R для N -состояния. Для N -состояния достаточным может быть моделирование меандрового элемента эквивалентным сосредоточенным резистором с сопротивлением R , определяемым полной длиной развернутой меандровой линии и ее поверхностным сопротивлением. В области "насыщения" коэффициент отражения выключателя определяется по формуле

$$\Gamma = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0}, \quad (8)$$

где Z_k вычисляется по (7).

Результаты моделирования N -состояния для обеих рассматриваемых структур выключателей и S -состояния для двухмеандрового выключателя согласуются с результатами измерений на экспериментальных образцах выключателей.

В работе даны рекомендации по использованию мейндрового элемента на ВТСП пленке в качестве $S-N$ -выключателя СВЧ.

Работа выполнена по проекту № 93223 Российской государственной программы и по проекту № 13N 5502A, поддержанному ВМФТ (ФРГ). Авторы благодарят ONERA/CERT (Франция) за финансовую поддержку.

Список литературы

- [1] Вендик О.Г., Козырев А.Б., Самойлова Т.Б., Попов А.Ю. Высокотемпературная сверхпроводимость. Сб. статей / Под ред. А.А.Киселева. Вып. 1. Л.: Машиностроение, 1990. С. 686.
- [2] Gal'chenko S.A., Kaparkov D.I., Kuznetsov V.V., Vendik I.B. // Proc. 23th EuMC. Madrid, 1993. P. 846-847.
- [3] Гунта К., Гарджс Р., Чаджа Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987.
- [4] Larsson M.A. // IEEE MTT. 1991. Vol. 39. N 11. P. 1855-1861.
- [5] Swanson D.G. // IEEE MTT. 1991. Vol. 39. N 6. P. 917-923.
- [6] Pregla P. // Archiv der Elektrischen Übertragung. 1967. Bd 21. H 5. S. 219-227.
- [7] EM Relise 2.4b Sonnet Software Inc. Liverpool; New York, 1993.
- [8] Ratio J.C. // Int. J. Microwave & MM-wave Computer Aided Engineering. 1991. Vol. 1. N 3. P. 282-287.
- [9] Edwards T.C. // Foundations for Microstrip Circuit Design. Chichester; New York; Brisbane; Toronto; Singapore: John Wiley & Sons, 1992.
- [10] Vendik I.B., Bendik O.G., Gevorgian S.S., Sithnikova M.F. // Intern. J. Microwave & MM-wave Computer Aided Engineering. 1994. Vol. 4. N 4. P. 374-384.
- [11] Вендик И.Б., Деленив А.Н., Календаров Э.Т., Ситникова М.Ф. // Письма ЖТФ. 1994. Т. 20. Вып. 23. С. 1-6.
- [12] Vendik I.B. // Microwave and Opt. Technol. Lett. 1994. Vol. 7. N 4. P. 644-646.