УДК. 621.372.8.049.75

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Е. П. Васильев, д.т.н., профессор кафедры КТ РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru

Предлагается новая методика оптимального моделирования многоканальных переключателей с использованием матричных методов анализа и целевой функции, учитывающей два состояния функционирования с различными весовыми коэффициентами. ***Целью работы*** *является разработка эффективной методики многопараметрического синтеза микрополосковых переключателей с верификацией теоретических результатов на примере двух, трех- и четырехканального p-i-n диодных переключателей лучевого типа X-диапазона с повышенным рабочим затуханием в режиме запирания и незначительными временными затратами на вычислительный процесс. Обосновывается целесообразность использования метода многокритериальной оптимизации Флетчера – Паулла. Учитывается влияние потерь, дисперсии, шероховатости и многослойности проводников. Результаты моделирования в X-диапазоне микрополосковых переключателей с параллельным и последовательно-параллельным включением p-i-n диодов в тракт подтверждают эффективность предложенной методики.*

Ключевые слова: *методика оптимизации, целевая функция, оптимальное моделирование, микрополосковый переключатель, аналитические модели, X-диапазон.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-73-26-36

Введение

Стремительный рост информации в экономике, социальной и научной сферах требует создания эффективных систем управления и перераспределения потоков данных. Характеристики инфокоммуникационных систем зависят от качества функциональных устройств, которые являются «строительным материалом» архитектуры радиоэлектронных средств (РЭС).

При этом микрополосковые переключатели (МП) относятся к широкому классу управляющих устройств и используются в микроволновой аппаратуре, в том числе в РЭС космической связи, геоинформационных системах различного назначения, в приёмопередающих модулях, в системах резервирования, в контрольно-измерительных и медицинских приборах [1-4].

На рисунке 1, приведены две схемы построения коммутируемых фильтров, в которых реализуется дискретное управление каналами связи. При этом в каждом канале обеспечиваются требуемые АЧХ и ФЧХ, с учетом противоречивых требований: минимизации в полосе частот потерь и $КСТ_U$ в режиме пропускания и максимизации функции рабочего затухания, а также развязки между каналами в режиме запирания. Модуль коммутируемых фильтров, настроенных на различные частотные поддиапазоны (рисунок 2) [5], обеспечивает передачу информационного сигнала от источника к соответствующему приемнику. Одновременно решается задача снижения влияния паразитных возбуждений от источника, шумов от внешних электромагнитных излучений и взаимного влияния каналов.

С ростом функциональной сложности МП, при существенном влиянии в СВЧ-диапазоне конструктивно-технологических и ряда других дестабилизирующих факторов на выходные характеристики возрастают требования к точности электрических параметров и их воспроизводимости в условиях серийного производства [6]. Решение данной проблемы классическими методами, с использованием уравнений Максвелла, требует существенных затрат машинного времени, что, в свою очередь, затрудняет оптимизацию устройств. Поэтому в процессе реализации МП в микроволновом диапазоне возникает необходимость комплексного рассмотрения схемотехнических, конструкторских и технологических вопросов. При этом, не-

смотря на большой интерес к проблемам теории и практики МП [7-9], ряд важных задач до сих пор не решен.

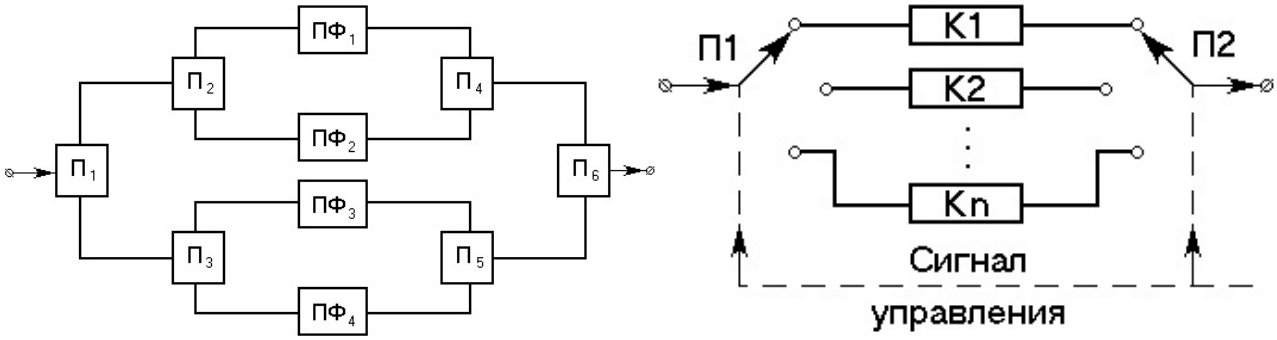

Рисунок 1 − Схемотехнические варианты построения коммутируемых фильтров
$П_1$, $П_2$, $П_3$ − идентичные переключатели; $ПФ_1$,...,$ПФ_4$ − полосовой фильтр (ПФ);
K_1,..., K_n – полосно-запирающий фильтр (ПЗФ)
Figure 1 − Circuit design options for the construction of switched filters
P1, P2, P3 − identical switches; PF1, ..., PF4 − BPF; K1, ..., Kn − BS

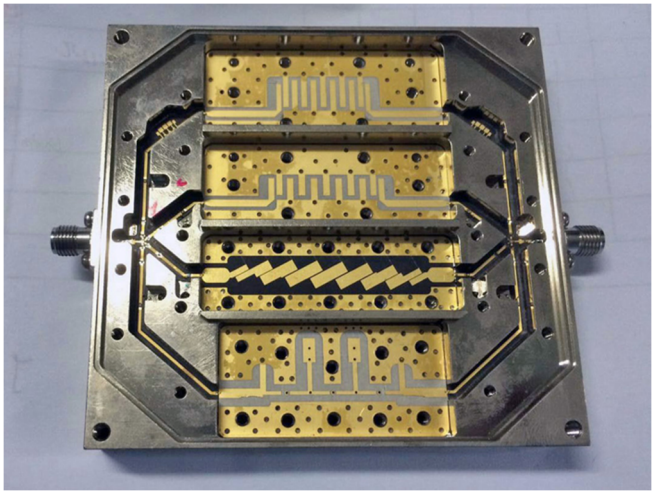

Рисунок 2 − Модуль коммутируемых фильтров
Figure 2 − Switched Filter Module

Постановка задачи

Для достижения поставленной цели в статье решается задача разработки методики оптимального моделирования МП. При этом требуется обосновать выбор метода оптимизации с учетом специфики функционирования МП. Учесть влияние на выходные характеристики потерь, дисперсии, многослойности и шероховатости проводящих поверхностей. Сконструировать целевые функции для двухрежимного функционирования и вероятностного характера распределения выходных характеристик. Экспериментально подтвердить адекватность предложенной модели на примере исследования двух-, трех- и четырехканального микрополосковых переключателей лучевого типа Х-диапазона.

Теоретические исследования

Среди методов нулевого порядка (прямого поиска) наилучшими являются методы Розенброка и Пауэлла. Первый из методов целесообразно использовать при большом числе варьируемых параметров ($\bar{k}_v > 10$, $\bar{k}_v$ − вектор варьируемых параметров), второй − при минимизации сложных целевых функций, которые характерны для МП.

Задача поиска глобального минимума с адаптацией распределения проб гарантированно решается лишь случайным перебором с $N \to \infty$, где N − число независимых испытаний. Поэтому следует отыскивать состояние, показатель качества в котором достаточно близок к

значению показателя в глобальном экстремуме. Для задач оптимизации РЭС СВЧ в большинстве случаев применяется многоэкстремальная целевая функция, близкая к квадратичной, которая реализуется численными методами и может быть как дифференцируемой, так и не дифференцируемой, а также иметь полюсы функции рабочего затухания. Поэтому для данного класса целевых функций целесообразно выбирать метод многопараметрической оптимизации Пауэлла, который не требует дифференциальных операций и гарантированно сходится за конечное число итераций для квадратичных функций. В то же время в большинстве случаев для микроволновых управляющих устройств в окрестностях точек локальных минимумов, аддитивные целевые функции близки к квадратичным. Данный метод использует в нашем случае процедуру поиска линейного минимума, основанную на методе квадратичной аппроксимации, который позволяет сократить число итераций. Случайные начальные условия реализуются методом Монте-Карло с использованием блока генератора случайных чисел.

Таким образом, при отыскании глобального экстремума применим естественный прием, а именно, комбинацию случайных начальных условий с локальным поиском. При этом поиск производится методом многопараметрической оптимизации Пауэлла совместно с методом квадратичной аппроксимации, но каждый раз из случайно выбранных начальных условий. Локальный минимум (результат, каждого локального этапа) запоминается и сравнивается с локальным минимумом последующих этапов, из которых выбирается наименьший.

Данный алгоритм случайного перебора локальных минимумов применим при их небольшом числе. Если глобальный минимум лежит на дне оврага, когда не работают локальные методы, этот метод также не пригоден, однако данный случай для рассматриваемого класса проектных задач маловероятен. При этом возникает проблема практической реализации вычислительного процесса с минимальными временными затратами и с достаточно высокой точностью, что отражает диалектическое противоречие, с которым постоянно сталкивается исследователь новой техники.

Конструирование целевой функций для многокритериальной оптимизации МП. Рассмотрим гипотетическую схему МП, включающую в себя в общем случае четырёхполюсники и восьмиполюсники, соединенные каскадно, параллельно, последовательно, последовательно-параллельно и параллельно-последовательно. Схема охватывает широкий класс конструктивно-топологических вариантов переключателей.

Введем следующие допущения: четырёхполюсники и восьмиполюсники удовлетворяют условиям физической реализуемости; если падающие волны на соответствующих зажимах отсутствуют, то и отраженные волны на этих зажимах равны нулю; подключаемые друг к другу плечи многополюсников имеют одинаковые волновые сопротивления на соответствующих общих зажимах; случайный вектор внутренних параметров системы $\tilde{\tilde{k}}_s$ имеет произвольные законы распределения.

Алгоритм анализа сведём к последовательному «сворачиванию» ветвей и восьмиполюсников в эквивалентные четырехполюсники путем тождественных преобразований матриц ***A, S, Z, Y***. В результате получим каскадное соединение эквивалентных четырехполюсников, которые преобразуются по известным правилам [11] в обобщенный результирующий четырехполюсник, через элементы матрицы-***A*** которого определим все выходные АЧХ и ФЧХ.

Осуществим учёт влияния на выходные характеристики потерь, дисперсии, шероховатости и многослойности проводников в микрополосковых линиях (МПЛ) через характеристическое сопротивление, эффективную диэлектрическую проницаемость, погонные потери и вещественную часть поверхностного сопротивления проводников.

Произвольную длинную линию опишем дифференциальными уравнениями [11] вида:

$$\frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial z^2} = L_0 C_0 \frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial t^2} + (C_0 R_0 + G_0 L_0) \frac{\partial \dot{I}}{\partial t} + G_0 R_0 \dot{I} \; ; \qquad (1)$$

$$\frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial z^2} = L_0 C_0 \frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial t^2} + (C_0 R_0 + G_0 L_0)\frac{\partial \dot{U}}{\partial t} + G_0 R_0 \dot{U} \,. \quad (2)$$

При этом напряжение *U (z)* вдоль линии изменяется, так как погонное сопротивление линии R_0 обусловливает омическое падение напряжения, а погонная индуктивность L_0 обусловливает индуктивное падение напряжения. Ток *I(z)* вдоль линии изменяется так, как одна часть тока, в виде утечки через погонную проводимость G_0, переходит на другой провод или корпус, а другая увеличивает заряд линии и замыкается между линиями через погонную ёмкость C_0 в виде тока смещения.

Для практики важны решения для гармонических функций времени, поэтому:

$$\dot{U} = \dot{U}_0 e^{j\omega t - \gamma z}, \quad (3)$$

где ω − круговая частота, γ − постоянная распространения.

Тогда для синусоидального переменного тока, подставляя (3) в (1) и (2), получаем:

$$\frac{\partial \dot{U}}{\partial z} = \dot{I}(R_0 + j\omega L_o); \;\; \frac{\partial \dot{I}}{\partial z} = \dot{U}(G_0 + j\omega C_0). \quad (4)$$

Подставляя (3) в (4), определяем постоянную распространения волны:

$$\gamma U_0 = I_0(R_0 + j\omega L_0), \qquad \gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta, \quad (5)$$

где α − погонные потери, β − фазовая постоянная.

Тогда из (5) комплексное характеристическое сопротивление определим как

$$\dot{Z}_K = \frac{U_0}{I_0} = \frac{R_0 + j\omega L_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}. \quad (6)$$

Для малых затуханий в линии справедливо:

$$\dot{Z}_K = \left[\frac{j\omega L_0(1 - j\frac{R_0}{\omega L_0})}{j\omega C_0(1 - j\frac{G_0}{\omega C_0})}\right]^{1/2} = \left(\frac{L_0}{C_0}\right)^{1/2}\left(\frac{1 - j\frac{R_0}{\omega L_0}}{1 - j\frac{G_0}{\omega C_0}}\right)^{1/2}. \quad (7)$$

С учётом приближенных выражений:

$$\left(1 - j\frac{R_0}{\omega L_0}\right)^{1/2} \approx 1 - j\frac{R_0}{2\omega L_0}; \left(1 - j\frac{G_0}{\omega C_0}\right)^{-1/2} \approx 1 + j\frac{G_0}{2\omega C_0},$$

получим

$$\dot{Z}_к = \left(\frac{L_0}{C_0}\right)^{1/2}\left[1 - j\left(\frac{R_0}{2\omega L_0} - \frac{G_0}{2\omega C_0}\right)\right] = Z\left[1 - j\left(\frac{1}{\beta}\frac{R_0}{2v_c L_0} - \frac{1}{\beta}\frac{G_0}{2v_c C_0}\right)\right] = Z\left[1 - j\left(\frac{\alpha_c}{\beta} - \frac{\alpha_d}{\beta}\right)\right], \quad (8)$$

где α_c − погонные потери в проводнике, α_d − погонные потери в диэлектрике, v_c − скорость света.

Учёт влияния дисперсии одиночной МПЛ осуществляется соотношением [12]:

$$\varepsilon_f = \varepsilon - \frac{\varepsilon - \varepsilon_э}{1 + G\left(f^2 / f_p^2\right)}, \quad (9)$$

где ε − относительная диэлектрическая проницаемость; $\varepsilon_э$ − эффективная диэлектрическая проницаемость; ε_f − эффективная диэлектрическая проницаемость с учётом дисперсии;

$f_p = \dfrac{Z}{2\mu h}$; $G \cong 0{,}6{+}0{,}009Z$ − эмпирическая функция; h − толщина подложки; Z − волновое сопротивление; μ − относительная магнитная проницаемость.

Таким образом, выражения (8), (9) позволяют более точно описывать длинные линии за счёт учёта погонных потерь и дисперсии, особенно это важно в миллиметровом и верхней части сантиметрового диапазонов.

С целью учёта качества технологии изготовления полоскового проводника при определении α_c введем понятие коэффициента потерь K_p [13]. Это даёт количественную оценку степени влияния микронеровностей поверхности на величину затухания.

$$K_p = 1 + k_\lambda (k_ш - 1), \tag{10}$$

где $k_\lambda = th\dfrac{R_a}{1{,}8d}$ − частотная поправка, зависящая от рабочей длины волны в МПЛ; R_a − среднеарифметическое отклонение микропрофиля; d − условная длина проникновения волны; $k_ш$ − коэффициент шероховатости (отношение длины микропрофиля к длине идеально гладкой поверхности).

Значение поверхностного сопротивления R_s токонесущих поверхностей возрастает в K_p раз. При этом с учётом скин-слоя справедливо $Z = K_p R_s$. Вещественную часть поверхностного сопротивления для двухслойной токонесущей поверхности (хром-золото), которая образуется при изготовлении МПЛ методами вакуумного осаждения, определим соотношением [13]:

$$R_s = \frac{R_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)^2 \exp\left(\dfrac{4t}{d}\right) + 2\left[\left(\dfrac{R_2}{R_1}\right)^2 - 1\right]\sin\left(\dfrac{2t}{d}\right)\exp\left(\dfrac{2t}{d}\right) - \left(\dfrac{R_2}{R_1} - 1\right)^2}{\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)^2 \exp\left(\dfrac{4t}{d}\right) - 2\left[\left(\dfrac{R_2}{R_1}\right)^2 - 1\right]\cos\left(\dfrac{2t}{d}\right)\exp\left(\dfrac{2t}{d}\right) + \left(\dfrac{R_2}{R_1} - 1\right)^2}, \tag{11}$$

где R_1 − удельное сопротивление адгезионного подслоя; R_2 − удельное сопротивление материала проводника; t − толщина адгезионного подслоя; d − глубина скин-слоя для материала поверхностной плёнки.

Таким образом, рассмотренные выше функции погонных потерь, входящие в матричные выражения для базовых элементов (БЭ) с учётом (11), позволяют оценить влияние технологического процесса на выходные характеристики $Y_m(\bar{k}_s, f_i)$.

Результатом компьютерного матричного анализа является получение таблично заданных функций выходных характеристик, которые определим системой уравнений:

$$Y_m = \Psi_m(\bar{k}_s, f_i), \quad m = \overline{1,n}; \quad s = \overline{1,c}; \quad i = \overline{1,p}, \tag{12}$$

где $\bar{k}_S$ − вектор внутренних параметров МП; f_i − дискретная частота; m − число внешних характеристик МП; s − число состояний МП.

Критерии эффективности МП $L_m(\bar{k}_s, f_i)$ определяются численными методами с использованием соотношений (12) и имеют вероятностный характер. На основании анализа критериев эффективности составляется аддитивная целевая функция F с учетом особенностей функционирования МП. Тогда задача оптимизации формулируется в общем виде следующим образом:

$$F(\bar{k}_s^*, f_i) = \min F(\bar{k}_s, f_i),$$
$$\bar{k}_v \in R,$$
$$R = \{\bar{k}_v \,|\, G_m(\bar{k}_s, f_i) > 0;\ \bar{k}_{vн} \le \bar{k}_v \le \bar{k}_{vв}\},$$

где $\bar{k}_s^*$ − вектор оптимальных параметров; $G_m(\bar{k}_s, f_i)$ − функции, полученные на основе критериев эффективности $L_m(\bar{k}_s, f_i)$; k_v − вектор варьируемых внутренних параметров.

Для микроволновых устройств рассматриваемого класса широко используется минимаксная (максиминная) формулировка задач параметрического синтеза, т.е. $F(k_s^*, f_i) = \min \max F(\bar{k}_s, f_i)$, которая в ряде случаев более точно формализует требования технического задания. Вектор электрических и конструкционных параметров $\bar{k}_s = \{k_{sj}\}$, $j = \overline{1,q}$ (где q – число внутренних параметров устройства при данном номере состояния s), зависящий от номера состояния S, представим в виде составного вектора $\bar{k}_s = (\bar{k}_{const}, \bar{k}_v, \bar{k}_g, \bar{k}_d)$, где каждый из субвекторов содержит параметры, относящиеся к определенной группе: $\bar{k}_{const}$ – неизменные параметры; $\bar{k}_v$ – оптимизируемые параметры (субвектор $\bar{k}_v$ может включать компоненты субвекторов $\bar{k}_g$ и $\bar{k}_d$); $\bar{k}_g$ – параметры, изменяющиеся в зависимости от номера состояния *s*; $\bar{k}_d$ – параметры, изменяющиеся под действием дестабилизирующих факторов.

При оптимизации МП с детерминистических позиций, представленных согласно декомпозиционному подходу определенным соединениям БЭ, функцию цели запишем в виде:

$$F = \sum_{i=1}^{p} \left\{ a_i Y_1^+(f_i) + b_i \left[\Delta_Y - Y_1^-(f_i) \right]^2 + c_i \left[Y_2^+(f_i) - 1 \right]^2 + d_i \left[Y_2^-(f_i) - 1 \right]^2 \right\}, \tag{13}$$

где $Y_1^+(f_i)$, $Y_1^-(f_i)$ – функции рабочего затухания в режиме пропускания и запирания соответственно; $Y_2^+(f_i)$, $Y_2^-(f_i)$ – функции коэффициентов стоячей волны в режиме пропускания и запирания соответственно; a_i, b_i, c_i, d_i – весовые коэффициенты; Δ_Y – величина, заведомо большая $Y_1^-(f_i)$.

Более точный и полный анализ основан на использовании метода Монте-Карло. При этом, выбором номинальных значений случайного субвектора $\bar{k}_v$ и его законов распределения можно обеспечить выполнение условия максимизации вероятности выхода годных изделий в дискретных частотных точках т.е.

$$\max P_c(Y_{тн} < \tilde{Y}_m < Y_{тв}), \qquad \bar{k}_v \in R = \{ \bar{k}_v \mid \mathrm{k_{jvн}} \le \mathrm{k_{jv}} \le \mathrm{k_{jvв}}, \}; f_i \in Pf, \tag{14}$$

где $\tilde{Y}_m$ – случайные выходные характеристики; $Y_{тн}$, $Y_{тв}$ – нижние и верхние допустимые значения внешних АЧХ и ФЧХ.

Решение задачи (14) методами имитационного моделирования связано с существенными затратами машинного времени. Использование неравенства Чебышева [14] позволяет существенно сократить вычислительный процесс:

$$Q\left(\left| \tilde{Y}_m - M[Y_m] \right| \ge \varepsilon_d \right) \le \frac{D[Y_m]}{\varepsilon_d^2},$$

где ε_d – половина симметричного интервала допуска; $M[Y_m], D[Y_m]$ – математическое ожидание и дисперсия выходных характеристик.

Неравенство Чебышева устанавливает, что вероятность выхода $\tilde{Y}_m$ за пределы допуска $M[Y_m] \pm \varepsilon_d$ ограничена сверху $D[Y_m]/\varepsilon_d^2$.

Экспериментальные исследования

Методика оптимального моделирования МП использована в разработанной системе автоматизированного проектирования широкого класса микроволновых управляющих устройств ПОИСК-Д [10]. Это позволяет расширить возможности адаптации системы проектирования к особенностям МП, условиям их производства, а также снизить число макетных вариантов изделий и экономические затраты.

Рассмотрим наиболее эффективные схемы включения *p-i-n* диодов в каналы МП: параллельное и последовательно-параллельное.

Двухканальный переключатель выполнен на МПЛ (подложка поликор $\varepsilon = 9,6$ $h = 0,5$ мм) с центральной частотой 8 ГГц. На рисунке 3 приводятся результаты моделирования с использованием разработанного пакета ПОИСК-Д (L^+, L^-, *KCTu*) и SCompact (L^+_{sc}, L^-_{sc}, $KSTu_{sc}$), также представлены результаты оптимизации (L^+_{opt}, L^-_{opt}, $KCTu_{opt}$).

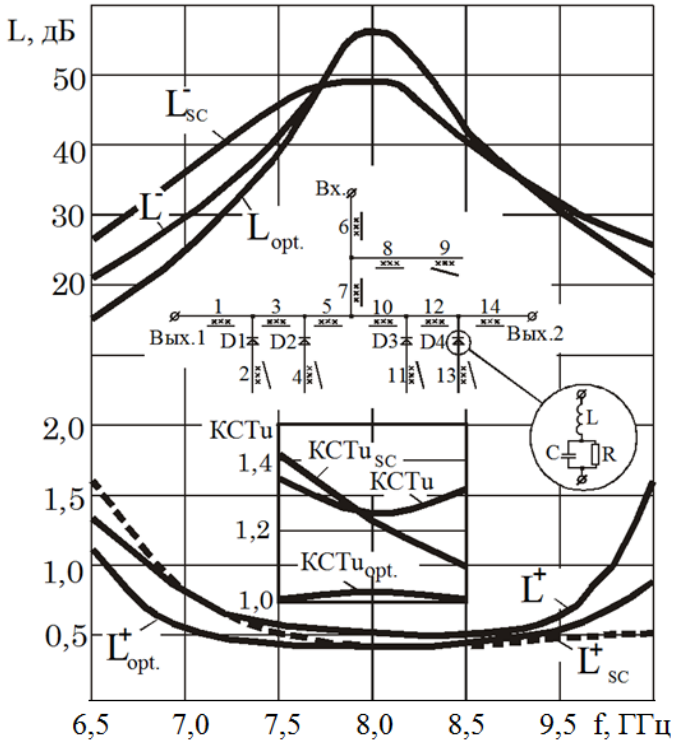

Рисунок 3 − Схема и АЧХ двухканального микрополоскового переключателя
Figure 3 − Circuit and frequency response of the dual-channel microstrip switch

Элементы эквивалентной схемы следующие: *D1 − D4 p-i-n* диоды типа 2А553А-3, сопротивление *p-i-n* диода при прямом смещении R^+=1,8 Ом, сопротивление при обратном смещении R^-=2000 Ом, индуктивность выводов $L_в$=0,25 нГн, емкость диода C =0,2 пФ. При этом расхождение основных показателей качества, просчитанных в частной области с помощью двух систем проектирования микроволновых устройств (SCompact и ПОИСК-Д), следующие: функции рабочего затухания L в режиме пропускания L^+ и запирания L^- на $f_р$ − 23 % и 49 % соответственно; относительное смещение $f_р$ на 0,1 %; отклонение по полосе запирания $V_з\big|_{40дБ}$ − 3 %. В результате оптимизации на центральной частоте функция рабочего затухания в режиме запирания L^-_{opt} остаётся без изменения, в режиме пропускания L^+ снижается на 16 % и составляет 0,47 дБ. Величина *КСТu* уменьшается на 21 %. В частотном диапазоне 20 % L^+_{opt} снизилась на 26 % и составила 0,88 дБ. Величина *КСТu*, в том же частотном диапазоне уменьшилась на 39 %. Оптимизация проводилась по 12 параметрам с применением целевой функции (13) в частотном диапазоне $f_н$=7 ГГц, $f_в$=9 ГГц, шаг частоты fh = 0,2 (10 частотных точек).

Результаты исследования трехканального переключателя (рабочая частота 12 ГГц), выполненного по технологии ГИС СВЧ на МПЛ (поликор, h = 1 мм, $\varepsilon = 9,8$) с последовательно-параллельным включением *p-i-n* диодов, представлены на рисунке 4.

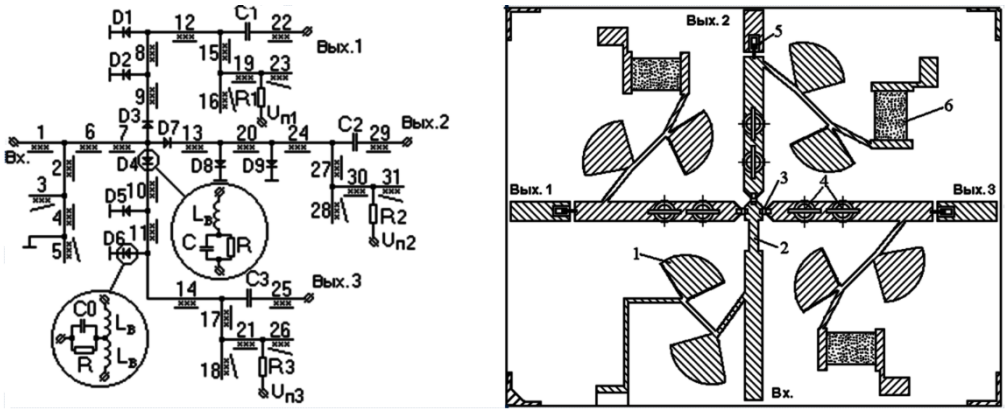

Рисунок 4 − Схема и топология трехканального микрополоскового переключателя
Figure 4 − Circuit and topology of a three-channel microstrip switch

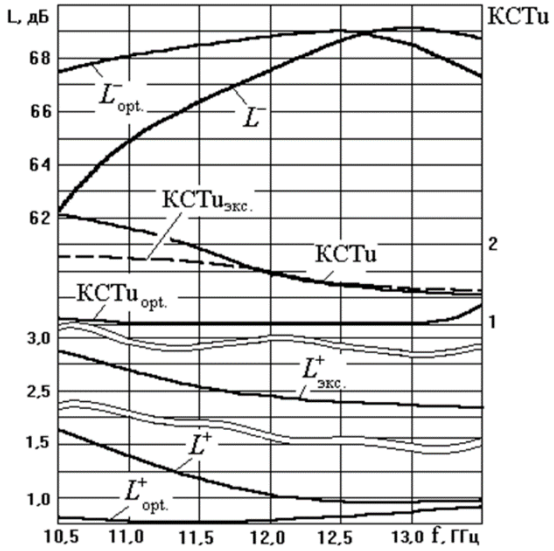

Рисунок 5 − АЧХ трехканального микрополоскового переключателя
Figure 5 − Frequency response of a three-channel microstrip switch

Эквивалентная схема включает следующие элементы: *D1*, *D2*, *D5*, *D8*, *D9* − диоды типа 2А536А-6 (элементы эквивалентной схемы диода: R^+=1,6 Ом, R^-=2000 Ом, $L_в$=0,1 нГн, C =0,16 пФ); *D3, D4, D7* − диоды типа 2А533А-3 (элементы эквивалентной схемы диода: R^+=3 Ом, R^-=2000 Ом, $L_в$=0,1 нГн, C=0,05 пФ).

В результате оптимизации на центральной частоте функция рабочего затухания в режиме запирания L^-_{opt} увеличивается на 1,2 дБ, в режиме пропускания L^+ снижается на 28 % и составляет 0,76 дБ. Величина *КСТu* уменьшается на 42 %. В частотном диапазоне 20 % L^-_{opt} увеличивается на 3,3 дБ, L^+_{opt} снижается на 42 % и составляет 0,83 дБ. Величина *КСТu* в том же частотном диапазоне уменьшается на 50 %. Оптимизация проводилась по 14 конструктивным параметрам с применением аддитивной целевой функции, учитывающей два режима функционирования (13) в частотном диапазоне $f_н$=11 ГГц, $f_в$=13 ГГц, и шагом частоты *fh*=0,1 (20 частотных точек).

Теоретические результаты моделирования трехканального переключателя с использованием системы ПОИСК-Д, в сравнении с экспериментальными данными, подтверждают адекватность используемых математических моделей и алгоритмов реальному объекту исследования.

Эквивалентная схема и топология четырехканального переключателя, выполненного по технологии ГИС СВЧ на поликоре (h = 1 мм, ε =9,8) с рабочей частотой 10 ГГц, приведены на

рисунке 6. Введены следующие обозначения: *1* − секторные резонаторы с элементами дискретной подстройки; *2* − участки компенсации неоднородности Х-соединения; *3* − отверстие для короткого замыкания; *4* − цепь подачи смещения; *5* − пленочные резисторы; *6* − участки установки *p-i-n* диода с компенсирующими выточками; *D1* − *D12* − диоды типа 2А536А-5 (элементы эквивалентной схемы диода: R^+=0,7 Ом, R^-=2000 Ом, $L_в$=0,1 нГн, C=0,3 пФ).

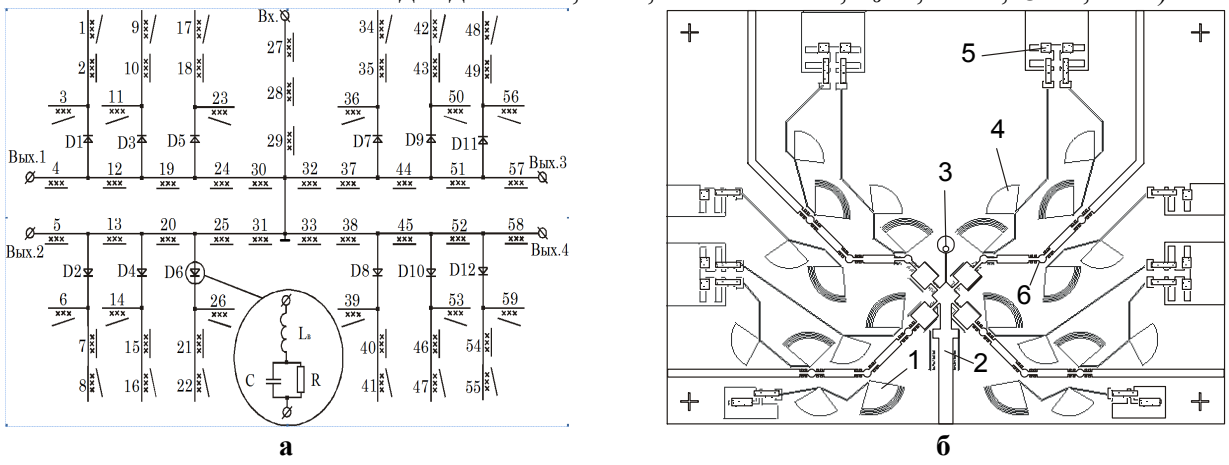

Рисунок 6 − Схема и топология четырехканального переключателя
Figure 6 − Circuit and topology of the four-channel switch

В режиме запирания канала *p-i-n* диоды подключают к микрополосковому тракту три сектора (рисунок 6, *а*), разомкнутые на конце. При этом реализуется схема ПЗФ. В процессе оптимизации ПЗФ настраивается в автоматическом режиме в полосе частот 7 − 13 ГГц на максимальный уровень заграждения, с учётом влияния остальных каналов.

Для сравнения на рисунке 7 показаны результаты моделирования до и после оптимизации, а также экспериментальные АЧХ неоптимизированной конструкции четырехканального переключателя. Функции L^+ и *КСТu* отличаются от результатов эксперимента в допустимых для СВЧ диапазона пределах.

В результате оптимизации на центральной частоте функция рабочего затухания режиме пропускания L^+ снижается на 75 % и составляет 0,76 дБ. Величина *КСТu* уменьшается на 76 %. В частотном диапазоне 20 % L^+_{opt} снижается на 46 %. Величина *КСТu* в том же частотном диапазоне уменьшается на 75 %. Оптимизация проводилась по 18 параметрам с применением целевой функции (13) в частотном диапазоне $f_н$=7 ГГц, $f_в$=13 ГГц и шагом изменения частоты *fh* = 0,1 ГГц.

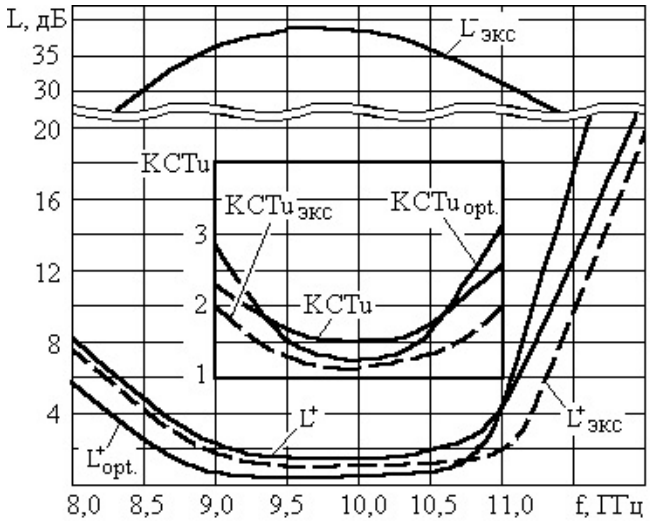

Рисунок 7 − АЧХ четырехканального микрополоскового переключателя
Figure 7 − Frequency response of a four-channel microstrip switch

Учёт влияния неоднородности в виде Х-образного соединения МПЛ в результате оптимизации топологии МП привел к необходимости создания компенсационных индуктивных и ёмкостных участков МПЛ (рисунок 6, *б*).

Заключение

Приводится автоматизированная методика оптимизации МП на полупроводниковых элементах. Аналитические модели БЭ учитывают потери, дисперсию, шероховатость и многослойность проводящих поверхностей. Предложено для сокращения вычислительных затрат и стабилизации оптимизационного процесса использовать интеграцию методов Флетчера – Пауэлла, квадратичной аппроксимации и Монте-Карло. Сконструирована целевая функция, которая учитывает особенности функционирования МП. С помощью разработанной методики получены схемотехнические модели с параллельным и последовательно-параллельным включением *p-i-n* диодов для двух-, трёх- и четырехканального МП в Х-диапазоне. МП изготовлены на поликоре по технологии гибридных интегральных схем. Результаты экспериментов подтвердили достаточную для практики точность моделирования МП (< 10 %). Теоретические результаты оптимизации МП позволили повысить более чем на 40 % основные показатели качества.

Библиографический список

1. **Кочемасов В., Кирпиченков А.** Твердотельные СВЧ-переключатели // Электроника, наука, технология, бизнес. 2018. №1. С. 116-124.

2. **Владимиров В. М., Кулинич С. Н., Савин А. К. и др.** Одиннадцатиканальный широкополосный СВЧ переключатель // Материалы 13-й Международной Крымской конференции. 2003. С. 177-180.

3. **Вайсблат А. В.** Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. М: Радио и связь, 1987. 120 с.

4. **Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А**. СВЧ фазовращатели и преключатели: Особенности создания на p-i-n диодах в интегральном исполнении. М.: Радио и связь, 1984. 184 с.

5. Stuck in the Middle: How to Choose Your Next Bandpass Filter. [Электронный ресурс]. URL:https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21120720/stuck-in-the-middle-how-to-choose-your-next-bandpass-filter (Дата обращения 05.06.2020).

6. **Петров А. С.** Предельные соотношения для твердотельных многоканальных переключателей лучевого типа // Радиотехника и электроника. 1997. № 5 (т. 45). С. 553-558.

7. **Byung-Jun Jang**. Voltage-Controlled PIN Diode Attenuator with a Temperature-Compensation Circuit // IEEE microwave and wireless components letters. 2003, vol. 13, no. 1, pp. 7-9.

8. **Sang-Hyun Park and Young-Wan Choi.** Significantly Enhanced Isolation of SPDT Switch Using Punched Hole Structure // IEEE microwave and wireless components letters. 2003, vol. 13, no. 2, pp. 75-77.

9. **Christen Rauscher.** Reconfigurable Bandpass Filter With a Three-to-One Switchable Passband Width // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 2003, vol. 51, no. 2, pp. 573-577.

10. **Васильев Е. П.** Архитектура и сравнительные характеристики системы проектирования микроволновых устройств ПОИСК-Д // Информационные технологии. 1998. № 11. С. 22-26.

11. **Шаров Г. А.** Основы теории сверхвысокочастотных линий передачи, цепей и устройств. М.: Горячая линия-Телеком. 2016. 470 с.

12. **Getsinger W. J.** Dispersion of parallel coupled microstrip // IEEE Trans. microwave theory and tech. 1973, vol. 21, no. 3, pp. 144-145.

13. **Бушминский И. П.** Изготовление элементов конструкций СВЧ. М.: Высш. шк., 1974. 304 с.

14. **Бондаренко П. С., Горелова Г. В., Кацко И. А.** Теория вероятностей и математическая статистика: учебное пособие / под ред. И. А. Кацко, А. И. Трублина. М.: КНОРУС, 2017. 390 с.

UDC 621.372.8.049.75

MODELING OF MICROWAVE MULTI-CHANNEL SWITCHES

E. P. Vasilyev, Dr. Sc. (Tech.), full professor, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru

In this paper, we propose a new technique for optimal modeling of multichannel switches using matrix analysis methods and an target function that takes into account two functioning states with different weighting factors. ***The aim of the work*** *is to develop an effective method for multi-parameter synthesis of microstrip switches with verification of theoretical results using two, three and four-channel p-i-n diode switches beam type X-band with increased working attenuation in the locking mode and with little time for the computing process. The feasibility of using the Fletcher-Paul method of multicriteria optimization is substantiated. The influence of losses, dispersion, roughness and multilayer conductors is taken into account. The simulation results in the X-band of microstrip switches with parallel and series-parallel connection of p-i-n diodes in the path confirm the effectiveness of the proposed method.*

Key words: *optimization technique, target function, optimal modeling, microstrip switch, analytical models, X-band.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-73-26-36

References

1. **Kochemasov V., Kirpichenkov A.** Tverdotel'nye SVCH-pereklyuchateli. *Elektronika, nauka, tekhnologiya, biznes.* 2018, no. 1. pp. 116-124. (in Russian).

2. **Vladimirov V. M., Kulinich S. N., Savin A. K. i dr.** Odinnadcatikanal'nyj shirokopolos-nyj SVCH pereklyuchatel'. *Materialy 13-j Mezhdunarodnoj Krymskoj konferencii*. 2003, pp. 177-180. (in Russian).

3. **Vajsblat A. V.** *Kommutacionnye ustrojstva SVCH na poluprovodnikovyh diodah*. (Microwave Switching Devices with Semiconductor Diodes), Moscow, Radio i svyaz', 1987, 120 p. (in Russian).

4. **Hizha G. S., Vendik I. B., Serebryakova E. A.** *SVCH fazovrashchateli i preklyuchateli: Osobennosti sozdaniya na p-i-n diodah v integral'nom ispolnenii.* (Microwave phase shifters and switches: Features of creation on p-i-n diodes in integrated design), Moscow, Radio i svyaz', 1984, 184 p. (in Russian).

5. Stuck in the Middle: How to Choose Your Next Bandpass Filter. [Elektronnyj resurs]. URL:https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21120720/stuck-in-the-middle-how-to-choose-yo-ur-next-bandpass-filter (Data obrashcheniya 05.06.2020).

6. **Petrov A. S.** Predel'nye sootnosheniya dlya tverdotel'nyh mnogokanal'nyh pereklyuchatelej luchevogo tipa. *Radiotekhnika i elektronika*, 1997, no. 5 (vol. 45), pp. 553-558. (in Russian).

7. **Byung-Jun Jang.** Voltage-Controlled PIN Diode Attenuator with a Temperature-Compensation Circuit. *IEEE microwave and wireless components letters.* 2003, vol. 13, no. 1, pp. 7-9.

8. **Sang-Hyun Park and Young-Wan Choi.** Significantly Enhanced Isolation of SPDT Switch Using Punched Hole Structure. *IEEE microwave and wireless components letters*. 2003, vol. 13, no. 2, pp. 75-77.

9. **Christen Rauscher.** Reconfigurable Bandpass Filter With a Three-to-One Switchable Passband Width. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*. 2003, vol. 51, no. 2, pp. 573-577.

10. **Vasil'ev E. P.** Arhitektura i sravnitel'nye harakteristiki sistemy proektirovaniya mik-rovolnovyh ustrojstv POISK-D. *Informacionnye tekhnologii*. 1998, no. 11, pp. 22-26. (in Russian).

11. **Sharov G. A.** *Osnovy teorii sverhvysokochastotnyh linij peredachi, cepej i ustrojstv*. (Fundamentals of the theory of microwave transmission lines, circuits and devices), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2016, 470 p. (in Russian).

12. **Getsinger W.J.** Dispersion of parallel coupled microstrip. *IEEE Trans. microwave theory and tech*. 1973, vol. 21, no. 3, pp. 144-145.

13. **Bushminskij I. P**. *Izgotovlenie elementov konstrukcij SVCH.* (Production of microwave structural elements), Moscow, vyssh. shk. 1974, 304 p. (in Russian).

14. **Bondarenko P. S., Gorelova G. V., Kacko I. A.** *Teoriya veroyatnostej i matematicheskaya statistika: uchebnoe posobie*. (Probability Theory and Mathematical Statistics: A Tutorial), pod red. I. A. Kacko, A. I. Trublina, Moscow, KNORUS, 2017, 390 p. (in Russian).