

Оптимизация параметров СВЧ переключателей для монолитных фазовращателей и аттенюаторов

Елесин В. В., Назарова Г. Н.

Представлена методика оптимизации малосигнальных параметров переключателей на МОП транзисторах, являющихся базовым блоком для построения монолитных фазовращателей и аттенюаторов СВЧ диапазона. Проведён анализ влияния на характеристики СВЧ переключателей паразитных индуктивностей, вносимых при корпусировании кристалла.

Введение

СВЧ переключатели являются базовым блоком для построения фазовращателей (ФВ) и аттенюаторов (АТ) приёмопередающих модулей фазированных антенных решёток [1]. Частным случаем СВЧ переключателей является так называемый SPDT-ключ, представляющий собой переключатель каналов, выполненный по схеме “один в два” (single-pole double-throw) и предназначенный для контроля и направления потока СВЧ энергии из одной части схемы в другую посредством внешнего управляющего сигнала.

Для КМОП и БиКМОП технологий широкое применение находят схемы построения многоразрядных ФВ и АТ проходного типа [1]. Структурная схема одной секции ФВ (ФВС) представлена на рис. 1а. ФВС состоит из двух фазовращающих цепей, реализованных на ФНЧ и ФВЧ, а также двух SPDT-ключей (К1-2) на nМОП транзисторах (рис. 1б). Управляемые внешними цифровыми управляющими сигналами (УС) ключи осуществляют переключение между ФНЧ и ФВЧ, обеспечивая тем самым требуемый фазовый сдвиг [1]. Основными малосигнальными параметрами SPDT-ключа в открытом состоянии являются вносимые потери (IL) и потери на отражение (RL), а в закрытом состоянии - изоляция (ISO), а также среднее квадратичное отклонение (СКО) фазовой и амплитудной ошибок всего ФВ [2].

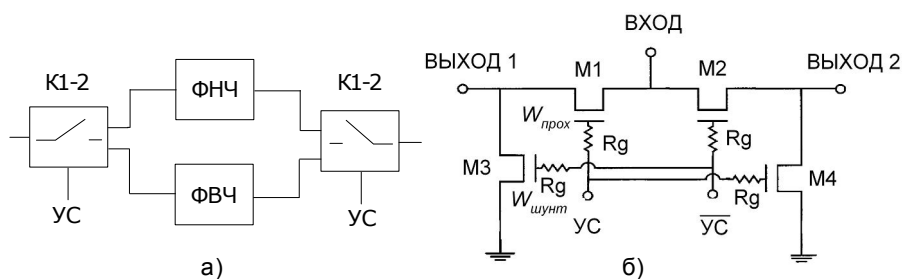


Рис. 1

Структурная схема секции фазовращателя и упрощённая схема SPDT-ключа

Классическая схема построения SPDT-ключа на радиочастотных nМОП транзисторах показана на рис. 1б. Проходной транзистор M1 (M2) с шириной $W_{\text{прох}}$ выполняет основную переключающую функцию и определяет значения IL и RL в открытом состоянии. Шунтирующий транзистор M3 (M4) с шириной $W_{\text{шунт}}$ предназначен для улучшения изоляции ключа в закрытом состоянии [3].

Постановка задачи

Для получения SPDT-ключа с требуемыми параметрами необходима методика определения значений $W_{\text{прох}}$ и $W_{\text{шунт}}$, количественно привязанная к параметрам используемой технологии. Между тем в доступной литературе указанная информация отсутствует либо освещена частично [3, 4].

В работе предложена методика определения значений $W_{\text{прох}}$ и $W_{\text{шунт}}$ при заданных на частоте f_0 максимально допустимом значении IL и минимально допустимых значениях RL и ISO. Методика применима для схем, выполненных по объёмной КМОП технологии, и продемонстрирована на примере разработки SPDT-ключа на радиочастотных nМОП транзисторах, имеющего IL не более 0,6 дБ, RL не более -20 дБ, ISO не более -30дБ и предназначенного для использования в составе монолитного ФВ S-диапазона, для реализации по КМОП технологии с проектными нормами 0,25 мкм.

Решение задачи

Для определения величины $W_{\text{прох}}$, оптимальной в смысле значений IL и RL, была проанализирована упрощённая малосигнальная эквивалентная схема (ЭС) nМОП транзистора в открытом состоянии, предложенная в работе [3] и представленная на рис. 2а. На основе приведённой ЭС после определённых физически обоснованных упрощений могут быть получены простые аналитические выражения для IL и RL:

$$IL = \frac{(\frac{R_{ONO}}{W} + 2Z_0)^2 + \omega^2 C_{TO}^2 [(\frac{R_{ONO}}{W} + 2Z_0)R_{BO} + (R_{ONO} + Z_0W)Z_0]^2}{(2Z_0)^2 (1 + \omega^2 C_{TO}^2 R_{BO}^2)}, \quad (1)$$

$$RL = \frac{2Z_0(1 + j\omega C_{TO}R_{BO})}{2Z_0 + \frac{R_{ONO}}{W} + j\omega C_{TO}(2R_{BO}Z_0 + Z_0^2 + R_{ONO}Z_0 + \frac{R_{ONO}R_{BO}}{W})}, \quad (2)$$

$$C_T = C_{DB} + C_{SB} + \left[\frac{(C_{GD} + C_{GS})C_{GB}}{C_{GD} + C_{GS} + C_{GB}} \right], \quad (3)$$

где ω - круговая частота, Z_0 - характеристический импеданс, $R_{ONO} = R_{ON}W$ - погонное сопротивление канала открытого транзистора, $R_{BO} = R_BW$ - погонное эффективное сопротивление подложки, $C_{TO} = \frac{C_T}{W}$ - погонная эквивалентная ёмкость открытого транзистора, определяемая выражением (3). В силу незначительности величины C_{GB} эквивалентная ёмкость $C_T = C_{DB} + C_{SB}$. Для конкретной объёмной КМОП технологии при фиксированном типе топологии величины R_{ONO} и C_{TO} предполагаются технологическими константами. Единственным источником возможной ошибки является предположение о линейной зависимости величины R_B от ширины прибора [3].

Сравнительный анализ результатов расчётов зависимостей IL и RL от W по выражениям (1), (2) и средствами САПР позволяет определить указанные константы (см. рис. 3). Для радиочастотного nМОП транзистора с фиксированной кольцевой топологией контакта к подложке из состава стандартной библиотеки КМОП технологического процесса получены следующие значения: $R_{ONO} = 0,9$ кОм-мкм, $R_{BO} = 3,2$ кОм-мкм и $C_{TO} = 0,53$ фФ/мкм. Имеющие ярко выраженный экстремум немонотонные зависимости IL и RL от W составляют основу методики оптимизации SPDT-ключа и имеют ясный физический смысл.

При малых значениях W эквивалентная ёмкость C_T мала, а потери IL и RL

определяются сопротивлением канала R_{ON} и монотонно уменьшаются с ростом W . При средних значениях W ёмкость C_T возрастает и добавляется механизм потерь, связанный с эффективным сопротивлением подложки R_B . Дальнейшее увеличение W приводит к существенному росту отражённой мощности и как следствие к возрастанию Π . Аналогично можно интерпретировать результаты для разных значений частоты.

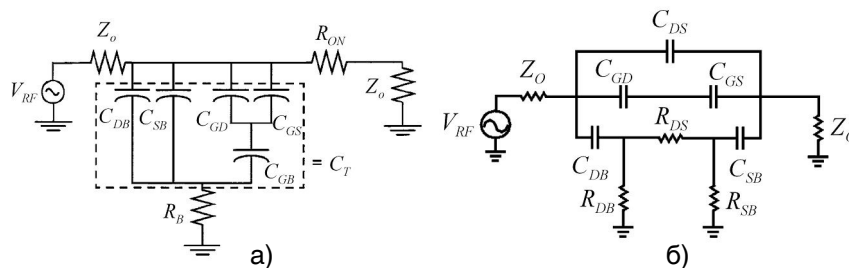


Рис. 2

Упрощённые малосигнальные эквивалентные схемы pМОП транзистора в открытом и закрытом состояниях

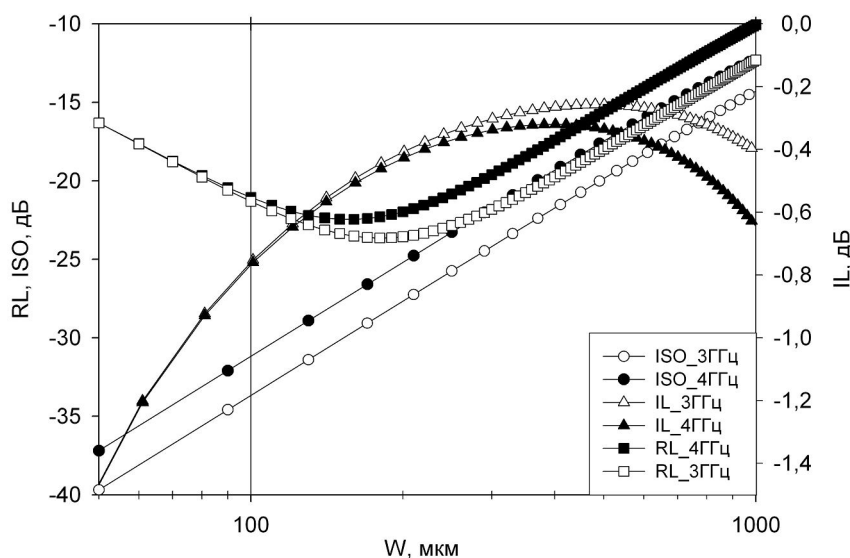


Рис. 3

Расчётные зависимости Π , RL и ISO от W для радиочастотного pМОП транзистора

Анализ значения изоляции pМОП транзистора в закрытом состоянии проводился с использованием ЭС из работы [4], показанной на рис. 2б. Согласно результатам моделирования для указанной технологии ЭС может быть сведена к простой П-образной ёмкостной цепи с величинами ёмкостей, пропорциональными W . Результаты расчётов зависимости ISO от W представляют собой монотонно убывающую зависимость и приведены на рис. 3 для двух значений частоты.

Предлагаемая методика оптимизации включает в себя три этапа.

На первом этапе проводится предварительная оценка значений ширины проходного транзистора $W_{\text{прох}}$, оптимальных с точки зрения величин Π и RL . С использованием выражений (1) и (2) или графиков на рис. 3 для заданной частоты (3 ГГц) определяются значения $W_{\text{прох}}$, соответствующие в открытом состоянии минимуму абсолютного значения Π (400 мкм) и минимуму RL (200 мкм). Величина ISO в закрытом состоянии составляет -22 и -27 дБ соответственно. Эти значения используются в качестве исходных при оптимизации всего SPDT-ключа.

На втором этапе определяется величина $W_{\text{прох}}$ и устанавливается влияние $W_{\text{шунт}}$ на основные параметры SPDT-ключа, показанного на рис. 1б. Параметром для оптимизации

является отношение $k = W_{\text{прох}}/W_{\text{шунт}}$. Выбор $W_{\text{прох}}$ и k проводится с помощью расчётных зависимостей IL , RL и ISO от $W_{\text{прох}}$, показанных на рис. 4 для SPDT-ключа при двух значениях параметра k и в качестве асимптотики для одиночного пМОП транзистора (сплошные линии).

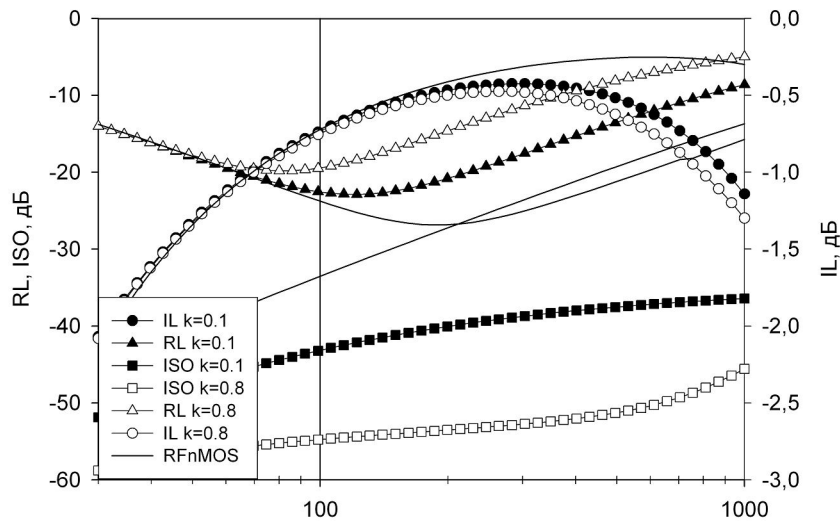


Рис. 4

Расчётные зависимости IL , RL и ISO от $W_{\text{прох}}$ для SPDT-ключа и одиночного радиочастотного пМОП транзистора на частоте 3ГГц

Согласно приведённым результатам IL SPDT-ключа в значительной мере определяется параметрами проходного транзистора. С ростом k значение $W_{\text{прох}}$, соответствующее минимуму IL , уменьшается с 400 до 250 мкм. Включение шунтирующего транзистора существенно (более чем на 20 дБ) улучшает ISO ключа, но приводит к определённой деградации RL (до 10 дБ) и сдвигу минимума RL с 250 до 100 мкм.

Окончательный выбор величины k проводится исходя из требований к ключу, определяемых конкретным приложением. В рассмотренном случае SPDT-ключа для использования в составе монолитного ФВ S-диапазона оптимальными являются значения $W_{\text{прох}} = 200$ мкм и $k = 0,1$, обеспечивающие $IL = -0,5$ дБ, $RL = -22$ дБ, $ISO = -42$ дБ.

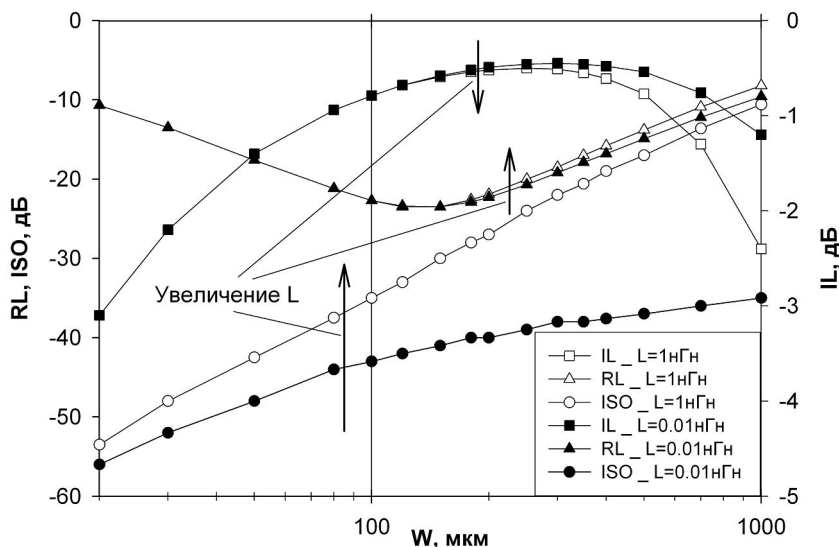


Рис. 5

Расчётные зависимости IL , RL и ISO от $W_{\text{прох}}$ для SPDT-ключа (3ГГц, $k = 0,1$) при двух значениях паразитной индуктивности на землю

Важным аспектом при проектировании СВЧ схем, предназначенных для корпусного исполнения, является учёт паразитных индуктивностей соединительных проволочек, а также элементов конструкции и выводов корпуса [5]. Особое внимание следует уделять эффективной индуктивности на землю. Для иллюстрации влияния паразитной индуктивности на характеристики SPDT-ключа на рис. 5 показаны расчётные зависимости IL , RL и ISO от $W_{\text{прох}}$ при $k = 0,1$ и частоте 3 ГГц для двух значений паразитной индуктивности (0,01 нГн и 1 нГн), соединяющей истоки шунтирующих транзисторов с землей. Приведённые результаты свидетельствуют об отсутствии существенного влияния указанной индуктивности на IL и RL в области оптимальных значений $W_{\text{прох}}$ (< 250 мкм). Между тем серьезная деградация ISO с -42 дБ до -28 дБ в значительной степени устраняет положительный эффект, обусловленный включением шунтирующих транзисторов М3 и М4.

Заключение

Предложенная методика позволяет по аналитическим выражениям или наглядным графикам оперативно определять топологические размеры проходных и шунтирующих транзисторов, оптимальные с точки зрения значений всего набора малосигнальных S-параметров SPDT-ключей. Представлены результаты расчёта монолитного SPDT-ключа на МОП транзисторах с проектными нормами 0,25 мкм, имеющего на частоте 3 ГГц величину вносимых потерь не более 0,5 дБ и изоляцию не хуже -40 дБ. Количественно определено влияние паразитных индуктивностей на изоляцию ключа.

Литература

1. Г. Н. Назарова, Д. В. Громов, В. В. Елесин, В. В. Репин, Л. П. Ионов, М. С. Бычков. Особенности проектирования монолитных фазовращателей С-диапазона для ППМ АФАР // Научная сессия МИФИ-2008. Сб. научн. трудов. - М.: МИФИ, 2008, т. 8, с. 85-86.
2. M. A. Morton, J. P. Comeau, J. D. Cressler, M. Mitchell, and J. Papapolymerou. Sources of Phase Error and Design Considerations for Silicon-Based Monolithic High-Pass/Low-Pass Microwave Phase Shifters. - IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2006, vol. 54, No. 12, pp. 4032-4039.
3. F.-J. Huang, K. O. A 0.5-mm CMOS T/R Switch for 900-MHz Wireless Applications. - IEEE J. of Solid-State Circuits, 2001, vol. 36, No. 3, pp. 486-492.
4. Z.-B. Li and K. K. O. 15-GHz Fully Integrated NMOS Switches in a 0.13- μm CMOS process. - IEEE J. of Solid-State Circuits, 2005, vol. 40, No. 11, pp. 2323-2328.
5. Елесин В. В., Назарова Г. Н., Чуков Г. В. Расчётно-экспериментальное моделирование СВЧ характеристик металлокерамических корпусов ИС// Электроника, микро- и наноэлектроника. Сб. научн. трудов. - М.: МИФИ, 2008, с. 102-109.