

Верификация модели интегральной катушки индуктивности для СВЧ LC-фильтров в Si- и SiGe-системах на кристалле

В. В. Ерохин

В работе описывается модель проводника, которая может быть использована для построения катушек индуктивности различных конфигураций топологий в любых Si и SiGe технологических процессах. Для верификации модели произведены экспериментальные образцы тестовых катушек индуктивности в технологическом процессе SiGe БиКМОП 130 нм. Результаты испытаний микросхем показали, что характеристики опытных образцов находятся в диапазоне смоделированных значений с учетом технологического разброса. Предложенная модель имеет большую сходимость с характеристиками опытных образцов, чем 3D-моделирование топологии, при этом скорость моделирования эквивалентной схемы может на порядки превышать скорость 3D-моделирования. Точность модели обеспечивается учетом скин-эффекта и краевых эффектов в диэлектрике и в подложке. Использование эквивалентной схемы скин-эффекта позволяет производить симуляцию модели в Cadence Spectre Simulator, а также создавать модели СВЧ LC-фильтров.

Ключевые слова: модель проводника, Si, SiGe, модель катушки индуктивности, скин-эффект, краевой эффект.

1. Введение

Бурное развитие сферы беспилотных автомобилей и летательных аппаратов формирует требования к устройствам их управления и связи. Возрастают требования к габаритным размерам, потребляемой мощности и диапазону работы частот. Решением является использование устройств типа «система-на-кристалле» (СнК), где на одной подложке формируются все сложно-функциональные (СФ) аналоговые и цифровые блоки. Технологические процессы GaAs имеют малую степень интеграции (максимальное количество транзисторов в чипе измеряется десятками), поэтому они не подходят для создания сложных цифровых блоков. Si и SiGe технологические процессы имеют значительно большую степень интеграции и позволяют размещать в одном чипе десятки и сотни тысяч транзисторов, поэтому именно эти технологии подходят для разработки современных устройств типа СнК.

В широкополосных СВЧ-приемниках и передатчиках, которые используются в БПЛА, из-за плотного расположения каналов связи требуются LC-фильтры с крутизной спада АЧХ до 300 дБ/дек, следовательно, требуется использовать большое количество катушек индуктивности. Достоверность моделей катушек напрямую влияет на характеристики фильтров и на функционирование устройства в целом.

При проектировании интегральных устройств с катушками индуктивности у разработчика может возникать ряд трудностей и проблем:

- могут отсутствовать модели катушек индуктивности;
- модель может быть некорректная или иметь ошибки;
- могут отсутствовать правила экстрагирования индуктивностей.

Одним из решений является 3D-моделирование катушек индуктивности или пассивных устройств в целом. Данный метод требует дополнительного специализированного САПР, при этом 3D-моделирование требует больших вычислительных мощностей и занимают значительно больше времени (на несколько порядков), чем моделирование эквивалентных схем или экстракций топологических описаний.

В данной работе будет предложена универсальная модель проводника для построения моделей катушек индуктивности различных конструкций.

Катушки индуктивности имеют и другие СФ-блоки СВЧ широкополосных СнК, такие как малошумящие усилители мощности, LC-генераторы и др. Поэтому данная работа будет полезна при проектировании СВЧ СнК в целом.

2. Модель проводника

На рис. 1 представлена П-модель интегрального проводника. L_s – индуктивность проводника, C_{ox} – емкость проводника к подложке, C_{sub} и R_{sub} – емкость и сопротивление подложки. Схема из элементов $L_1 - L_3$ и $R_1 - R_3$ является эквивалентной схемой сопротивления проводника с учетом скин-эффекта [1–5].

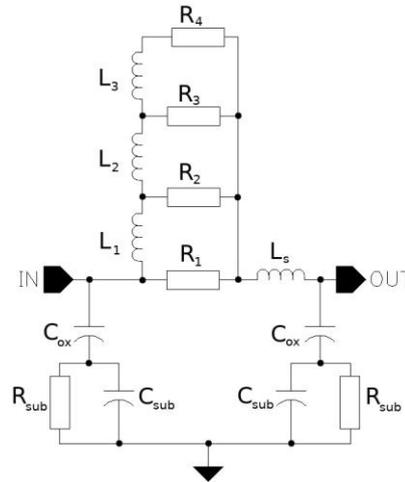


Рис. 1. П-модель интегрального проводника

2.1. Скин-эффект

С учетом скин-эффекта сопротивление проводника можно рассчитать, используя (1)–(3) [1-3]:

$$R_s(f) = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot t_{eff}}, \quad (1)$$

где l – длина, w – ширина, ρ – удельное сопротивление, t_{eff} – эффективная толщина проводника, рассчитываемая по формуле:

$$t_{eff}(f) = \delta \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right), \quad (2)$$

где t – физическая толщина проводника, δ – глубина скин-эффекта:

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot f}}, \quad (3)$$

где μ , μ_0 – относительная магнитная проницаемость и магнитная проницаемость вакуума.

На большой частоте эффективная толщина проводника стремится к величине глубины скин-эффекта:

$$t_{eff}(f_{max}) \approx \delta(f_{max}).$$

Рис. 2 характеризует модель скин-эффекта. При повышении частоты сигнала ток по проводнику распределяется неравномерно и преимущественно в поверхностном слое. $R_1 - R_4$ эквивалентны сопротивлению эффективной толщины проводника при различных частотах. От разбиения сечения проводника, т.е. от количества LR-сегментов зависит точность модели скин-эффекта. Модель 4-го уровня позволяет получить ошибку не более 2 %...5 %. Такую точность можно считать достаточной, так как ошибка модели скин-эффекта на порядок меньше, чем технологический разброс сопротивления проводников, который может достигать ± 20 %.

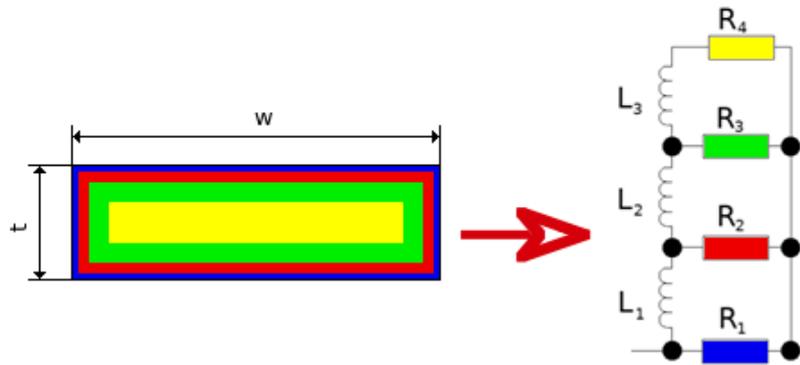


Рис. 2. Скин-эффект

Элементы схемы с частотно-зависимыми параметрами, такие как $R_s(f)$, невозможно реализовать напрямую в симуляторе Cadence Spectre, что является проблемой и в большинстве случаев при экстракции топологического описания скин-эффект абсолютно не учитывается. Представление скин-эффекта в виде эквивалентной схемы, состоящей из резисторов и катушек индуктивности, позволяет использовать ее в Spectre-моделях и производить частотные и временные моделирования в различных САПР, в том числе в Cadence Virtuoso.

Отношения между элементами эквивалентной схемы выражаются коэффициентами K_R и K_L [4–5].

$$R_1 = R_2 \cdot K_R = R_3 \cdot K_R^2 = R_4 \cdot K_R^3, \quad (4)$$

$$L_1 = L_2 \cdot K_L = L_3 \cdot K_L^2. \quad (5)$$

Согласно формулам (1) – (3) сопротивление проводника с учетом скин-эффекта пропорционально \sqrt{f} . Для получения такой характеристики эквивалентной схемы коэффициенты выбираются в пределах: $K_R > 1$, $0 < K_L < 1$. С достаточной точностью можно принять, что $K_R = 1/K_L$.

Сопротивление эквивалентной схемы скин-эффекта при постоянном токе можно найти как параллельное сопротивление резисторов $R_1 - R_4$:

$$R_s(dc) = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{K_R}{R_1} + \frac{K_R^2}{R_1} + \frac{K_R^3}{R_1}} = \frac{R_1}{K_R^3 + K_R^2 + K_R + 1}. \quad (6)$$

На высокой частоте сопротивление эквивалентной схемы стремиться к R_1 , из этого следует, что сопротивление R_1 должно быть не меньше сопротивления скин-эффекта при максимальной частоте $R_{max} = R_s(f_{max})$. В данной работе $f_{max} = 60$ ГГц.

$$\frac{R_{\max}}{R_s(dc)} \leq K_R^3 + K_R^2 + K_R + 1. \quad (7)$$

$$\frac{t}{\delta(f_{\max})} \leq K_R^3 + K_R^2 + K_R + 1. \quad (8)$$

Полное сопротивление эквивалентной схемы описывается выражениями (9)–(14):

$$Z_{S_{L3,R4}}(j\omega) = R_4 + j\omega \cdot L_3, \quad (9)$$

$$Z_{S_{R3,L3,R4}}(j\omega) = \frac{R_3 \cdot Z_{S_{L3,R4}}(j\omega)}{R_3 + Z_{S_{L3,R4}}(j\omega)}, \quad (10)$$

$$Z_{S_{L2,R3,L3,R4}}(j\omega) = Z_{S_{R3,L3,R4}}(j\omega) + j\omega \cdot L_2, \quad (11)$$

$$Z_{S_{R2,L2,R3,L3,R4}}(j\omega) = \frac{R_2 \cdot Z_{S_{L2,R3,L3,R4}}(j\omega)}{R_2 + Z_{S_{L2,R3,L3,R4}}(j\omega)}, \quad (12)$$

$$Z_{S_{L1,R2,L2,R3,L3,R4}}(j\omega) = Z_{S_{R2,L2,R3,L3,R4}}(j\omega) + j\omega \cdot L_1, \quad (13)$$

$$Z_S(j\omega) = \frac{R_1 \cdot Z_{S_{L1,R2,L2,R3,L3,R4}}(j\omega)}{R_1 + Z_{S_{L1,R2,L2,R3,L3,R4}}(j\omega)}. \quad (14)$$

При $K_R = 1/K_L$ полное сопротивление эквивалентной схемы будет равно:

$$Z_S(j\omega) = \frac{\left[\omega^2 L_1^2 R_1^2 K_R^4 \cdot \left(K_R^4 + \frac{R_1}{R_s(dc)} \right) - R_1^4 - j\omega L_1 R_1 K_R \cdot \left[R_1^2 \left(K_R^4 + K_R^2 + \frac{R_1}{R_s(dc)} \right) - \omega^2 L_1^2 K_R^8 \right] \right]}{\left[\omega^2 L_1^2 R_1 K_R^4 \cdot \left(K_R^5 + K_R^4 + \frac{R_1}{R_s(dc)} \right) - \frac{R_1^4}{R_s(dc)} - j\omega L_1 K_R \cdot \left[\frac{R_1^3 K_R^3}{R_s(dc)} + R_1^2 \left(K_R^4 + K_R^2 + \frac{R_1}{R_s(dc)} \right) - \omega^2 L_1^2 K_R^8 \right] \right]}. \quad (15)$$

Так как $L_3 > L_2 > L_1$, то на большой частоте при $t_{\text{eff}}(f) \approx \delta(f)$ сопротивление эквивалентной схемы будет примерно равно:

$$Z_S(j\omega_{\max}) \approx \frac{\frac{R_1^2}{K_R} + R_1 \cdot j\omega_{\max} \cdot L_1}{R_1 + \frac{R_1}{K_R} + j\omega_{\max} \cdot L_1}. \quad (16)$$

Активное сопротивление при максимальной частоте:

$$R_S(f_{\max}) = \text{Re}[Z_S(j\omega_{\max})] \approx \frac{\frac{R_1^3}{K_R} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_R} \right) + \omega_{\max}^2 \cdot L_1^2 \cdot R_1}{R_1 \cdot \left(1 + \frac{1}{K_R} \right)^2 + \omega_{\max}^2 \cdot L_1^2}. \quad (17)$$

Из полученного выражения можно вычислить L_1 :

$$L_1 \approx \frac{R_1 \cdot \left(1 + \frac{1}{K_R}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{\max}} \cdot \sqrt{\frac{R_s(f_{\max}) - \frac{R_1}{K_R + 1}}{R_1 - R_s(f_{\max})}}. \quad (18)$$

В [4, 5] приведено уравнение для нахождения K_L :

$$\frac{1}{K_L^2} + \frac{1}{K_L} \cdot \left(\frac{1}{K_R} + 1\right)^2 + \left(\frac{1}{K_R^2} + \frac{1}{K_R} + 1\right)^2 = 3.175 \cdot \left(\left(\frac{1}{K_R} + 1\right) \cdot \left(\frac{1}{K_R^2} + 1\right)\right)^2. \quad (19)$$

Решая квадратное уравнение, получим формулу:

$$K_L = \frac{\left(1 + \frac{1}{K_R}\right)^2 + \sqrt{\left(1 + \frac{1}{K_R}\right)^4 - 4 \cdot \left(\frac{1}{K_R^2} + \frac{1}{K_R} + 1\right)^2 - 12.7 \cdot \left(\frac{1}{K_R^3} + \frac{1}{K_R^2} + \frac{1}{K_R} + 1\right)^2}}{6.35 \cdot \left(\frac{1}{K_R^3} + \frac{1}{K_R^2} + \frac{1}{K_R} + 1\right)^2 - 2 \cdot \left(\frac{1}{K_R^2} + \frac{1}{K_R} + 1\right)^2}. \quad (20)$$

Алгоритм расчета эквивалентной схемы скин-эффекта:

1. Выбор минимального K_R из выражений (7), (8).
2. Расчет R_1 по формуле (6).
3. Расчет L_1 по формуле (18).
4. Расчет K_L по формуле (20).
5. Рассчитать ошибку эквивалентной схемы, и если она больше необходимой, то увеличить K_R и повторять пункты 1–5 до нахождения удовлетворительного значения ошибки.

Представленный алгоритм требует много итераций для получения ошибки не более 5 %. В данной работе для простоты вычислений было принято, что

$$K_R = \frac{1}{K_L} = 2,$$

а оптимальную величину L_1 можно найти, используя формулу (15). Полученные значения индуктивности находятся в пределах $0.9 \times L_1 \dots 0.95 \times L_1$, от индуктивности, рассчитанной по формуле (18). Это позволило получить ошибку в частотном диапазоне 1...40 ГГц не более 5 % за одну итерацию.

2.2. Паразитные емкости

Емкость проводника к подложке можно оценить по формуле плоского конденсатора, одной обкладкой которого считать нижнюю плоскость проводника, а второй обкладкой – подложку:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot t_{ox}}, \quad (21)$$

где ε_0 – электрическая постоянная, ε_r – диэлектрическая проницаемость диэлектрика, t_{ox} – толщина диэлектрика между проводником и подложкой.

Если представить, что обкладки конденсатора имеют бесконечную длину (рис. 3а), то электрическое поле существует только между обкладками и все силовые линии электрического поля равны, параллельны и перпендикулярны пластинам. Классическая формула плоского конденсатора (21) описывает такой случай и справедлива, если $t_{ox} \ll l, w$. В реальности

обкладки имеют конечную длину, и силовые линии электрического поля замыкаются не только по самому короткому пути (рис. 3б), причем на краях обкладок напряженность электрического поля больше, чем в середине. Это называют краевыми эффектами плоского конденсатора.

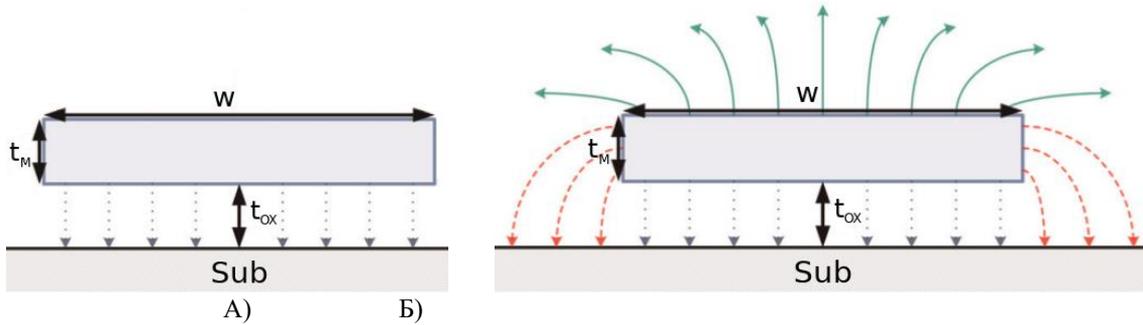


Рис. 3. Емкость к подложке без учета краевых эффектов (а) и с учетом (б)

В литературе описано множество формул учета краевых эффектов конденсаторов [6, 7]. Рассмотрим некоторые из них. Палмер аппроксимировал краевые эффекты плоского конденсатора методом Шварца–Кристоффеля для обкладок конечной длины и бесконечно малой толщины:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot t_{ox}} \cdot \left(1 + \frac{t_{ox}}{\pi \cdot l} + \frac{t_{ox}}{\pi \cdot l} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot l}{t_{ox}} \right) \right). \quad (22)$$

Позже Чанг, используя метод Шварца–Кристоффеля, смог вывести формулы емкости с учетом краевых эффектов и толщины проводника:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot w}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left(\frac{R_b}{R_a} \right), \quad (23)$$

$$R_a = \exp \left(-1 - \frac{\pi \cdot l}{2 \cdot t_{ox}} - a \tanh \left(\frac{1}{\sqrt{p}} \right) \cdot \frac{p+1}{\sqrt{p}} - \ln \left(\frac{p-1}{4p} \right) \right), \quad (24)$$

$$R_b = \eta + \frac{p+1}{2} \ln \Delta, \quad (25)$$

$$\eta = \sqrt{p} \cdot \left[\frac{\pi \cdot l}{2 \cdot t_{ox}} + \frac{p+1}{2 \cdot \sqrt{p}} \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{4}{p-1} \right) \right) - 2 \cdot a \tanh \left(\frac{1}{\sqrt{p}} \right) \right], \quad (26)$$

$$\Delta = \max(\eta, p), \quad (27)$$

$$p = 2 \cdot B^2 - 1 + \sqrt{(2 \cdot B^2 - 1)^2 - 1}, \quad (28)$$

$$B = 1 + \frac{t_M}{t_{ox}}. \quad (29)$$

Формула Палмера имеет расхождение с моделированием методом конечных элементов не более 1.3 %, а формулы Чанга – не более 1 % [6]. Технологический разброс диэлектрической проницаемости SiO₂ может достигать более 5 %, поэтому для расчета емкостей к подложке с учетом краевых эффектов целесообразно использовать формулу Палмера, которая

обеспечивает ошибку значительно меньше технологического разброса, при этом расчет значительно проще, чем по формулам Чанга.

2.3. Подложка

Емкость подложки C_{sub} и сопротивление R_{sub} подложки можно найти по формулам [8–10]:

$$C_{sub} = \frac{\varepsilon_{sub} \cdot \varepsilon_0 \cdot l}{4 \cdot F(w, t_{sub})}, \quad (30)$$

$$F(w, t_{sub}) = \begin{cases} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left(\frac{8 \cdot t_{sub}}{w} + \frac{w}{4 \cdot t_{sub}} \right) & \text{при } \frac{t_{sub}}{w} > 1 \\ \frac{1}{\frac{w}{t_{sub}} + 2.42 - \frac{0.44 \cdot t_{sub}}{w} + \left(1 - \frac{t_{sub}}{w}\right)^6} & \text{при } \frac{t_{sub}}{w} < 1 \end{cases} \quad (31)$$

$$R_{sub} = \frac{4 \cdot F(w, t_{sub}) \cdot \rho_{sub}}{l \cdot \left[1 + \left(1 + \frac{10 \cdot t_{sub}}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \right]}, \quad (32)$$

где t_{sub} , ε_{sub} , ρ_{sub} – толщина, диэлектрическая проницаемость и удельное сопротивление подложки.

Недостатком формул (30)–(32) является то, что здесь не учитывается краевой эффект. Это значит, что особенно при малых площадях проводников рассчитанные C_{sub} и R_{sub} будут значительно (в разы) отличаться от реальных.

Формула (33) получена методом изображений и учитывает краевой эффект поля, который состоит в том, что силовые линии электрического поля распространяются внутри подложки дальше физических краев проводника [11–13].

$$C_{sub} = \frac{\varepsilon_{sub} \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot t_{sub} + \sqrt{\frac{w \cdot l}{\pi}} - \sqrt{4 \cdot t_{sub}^2 + \frac{w \cdot l}{\pi}}}. \quad (33)$$

Тестовые измерения емкостей и сопротивлений подложки показали, что формула (33) имеет большую погрешность только при площади проводника более 40000 мкм² [13].

Сопротивление подложки находится по формуле времени диэлектрической релаксации τ [7–10]:

$$R_{sub} = \frac{\tau}{C_{sub}} = \frac{\rho_{sub} \cdot \varepsilon_{sub} \cdot \varepsilon_0}{C_{sub}}. \quad (34)$$

2.4. Индуктивности

Собственную индуктивность прямого проводника прямоугольного сечения можно найти по известной формуле [13–14]:

$$L_s = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l}{w+t} \right) + 0,50049 + \frac{w+t}{3 \cdot l} \right]. \quad (35)$$

3. Модель катушки индуктивности

На рис. 4 представлены микрофотография и топология экспериментального образца катушки индуктивности, выполненного в технологическом процессе SiGe БикМОП 130 нм. Катушка индуктивности выполнена в медном слое металлизации, а контактные площадки и подводящие выводы – в алюминиевом слое.

На рисунке топологии экспериментального образца обозначены проводники и паразитные емкости между проводниками, выполненными в одном слое металлизации. Расшифровка обозначений представлена в табл. 1.

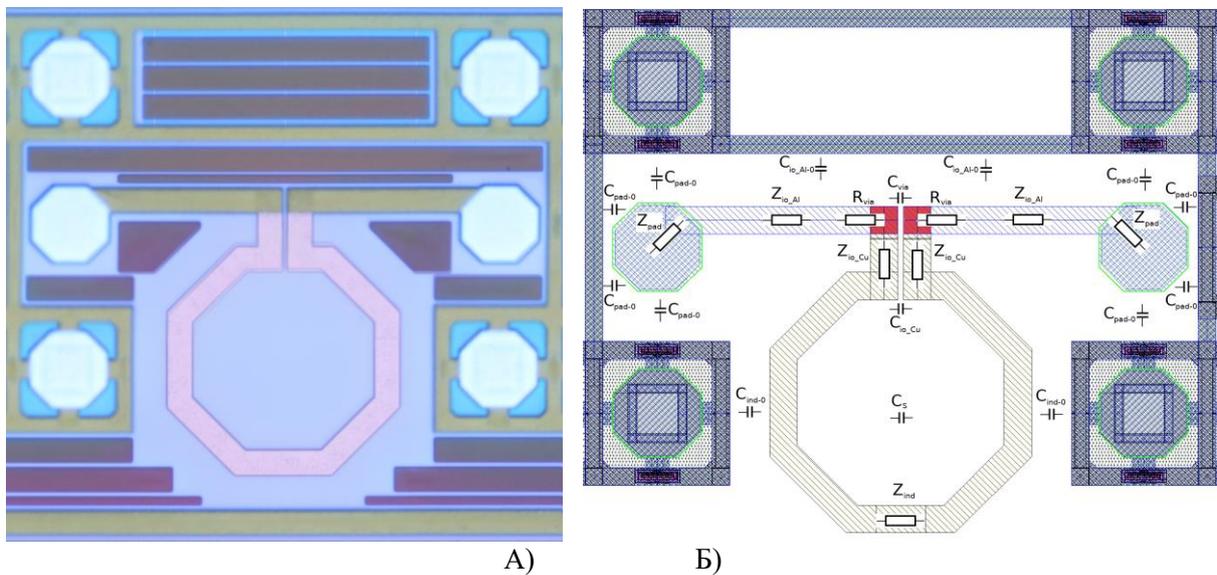


Рис. 4. Микрофотография (а) и топология (б) экспериментального образца катушки индуктивности

Проводники общего вывода (земли) дублируются во всех слоях металлизации с максимальным количеством переходных отверстий между ними, а также имеются 4 контактные площадки для подключения при измерении экспериментального образца, поэтому сопротивление проводника земли даже с учетом скин-эффекта будет стремиться к нулю и его величиной можно пренебречь.

Таблица 1. Обозначения элементов топологии

Обозначение	Расшифровка
Z_{ind}	Проводник восьмиугольной катушки индуктивности
$Z_{io\ Cu}$	Проводник вывода катушки в медном слое металлизации
$Z_{io\ Al}$	Проводник вывода катушки в алюминиевом слое металлизации
R_{via}	Сопротивление массива переходных отверстий между слоями металлизаций
C_s	Межвитковая емкость катушки
C_{via}	Емкость между переходными отверстиями двух выводов катушки
$C_{io\ Cu}$	Емкость между выводами катушки в медном слое металлизации
C_{ind-0}	Емкость между проводником катушки индуктивности и проводником земли
$C_{io\ Al-0}$	Емкость между проводником вывода катушки в алюминиевом слое и проводником земли
C_{pad-0}	Емкость между контактной площадкой и проводником земли

На рис. 5 представлена модель экспериментального образца катушки индуктивности. Для одновитковой катушки индуктивности C_s будет близок к нулю, поэтому этой емкостью можно пренебречь.

Можно заметить, что катушка индуктивности обозначена как Z_{ind} , однако нужно учесть, что индуктивность не будет равняться собственной индуктивности по формуле (35). Необходимо учесть взаимные индуктивности.

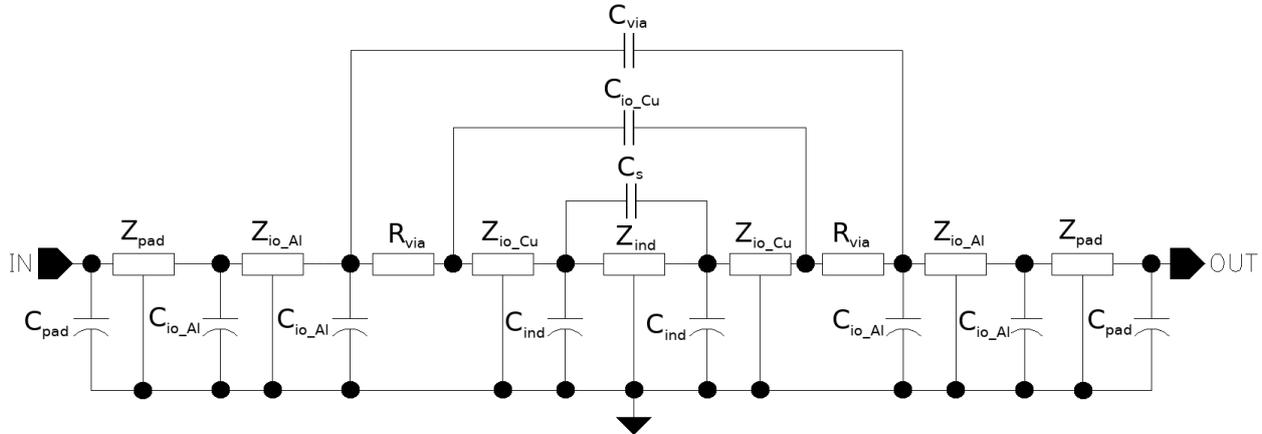


Рис. 5. Модель образца катушки индуктивности

Существует множество формул плоских катушек индуктивности [15, 16], такие как формула Уиллера, формулы, основанные на аппроксимации плотности тока, формулы, полученные в результате аппроксимации экспериментальных образцов. Недостаток этих формул заключается в том, что они узкоприменимы и имеют большие погрешности.

С большой точностью можно найти индуктивность катушек любой формы, используя метод разбиения катушки на прямые сегменты проводников и нахождения их собственных и взаимных индуктивностей [17–20].

Собственную индуктивность сегментов катушки можно найти по формуле (35), а взаимные индуктивности параллельных сегментов можно найти по формуле:

$$M_{seg} = \frac{\mu_0 \cdot Q \cdot l_{seg}}{2 \cdot \pi}, \quad (36)$$

где l_{seg} – длина сегмента, Q – коэффициент взаимной индуктивности, который рассчитывается по формуле Гровера:

$$Q = \ln \left[\frac{l_{seg}}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_{seg}}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l_{seg}} \right)^2} + \frac{GMD}{l_{seg}}, \quad (37)$$

где GMD – среднегеометрическое расстояние между сегментами, которое рассчитывается по формуле:

$$GMD = \exp \left[\ln(D) - \frac{w^2}{12 \cdot D^2} - \frac{w^4}{60 \cdot D^4} - \frac{w^6}{168 \cdot D^6} - \frac{w^8}{360 \cdot D^8} \right], \quad (38)$$

где D – расстояние между центрами сегментов.

Взаимная индуктивность между сегментами одинаковой длины, соединенными одним концом, можно найти по формуле [17]:

$$M_{a_seg} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l_{seg} \cdot \cos(\alpha) \cdot a \tanh \left(\frac{l_{seg}}{l_{seg} + y} \right), \quad (39)$$

где y – расстояние между концами сегментов:

$$y = l_{seg} \cdot \sqrt{2 + 2 \cdot \cos(\alpha)}. \quad (40)$$

Взаимная индуктивность между сегментами, расположенными под углом 90° , равна нулю, а согласно формуле (39) положительные взаимные индуктивности сегментов, расположенных под углом 45° , равны отрицательным взаимным индуктивностям, расположенным под углом 135° . Тогда полную индуктивность одновитковой симметричной восьмиугольной катушки индуктивности можно найти по формуле:

$$L_{ind} = 8 \cdot L_{seg} - 16 \cdot M_{seg}, \quad (41)$$

где L_{seg} – собственная индуктивность одного сегмента.

Выводы катушки в медном слое параллельны и находятся достаточно близко, поэтому также следует учесть их взаимную индуктивность.

Сопrotивление массива переходных отверстий можно найти по формуле:

$$R_{Via} = \frac{r_{Via}}{N_{Via}}, \quad (42)$$

где r_{Via} – сопротивление одного переходного отверстия, N_{Via} – количество переходных отверстий в одном квадратном массиве:

$$\sqrt{N_{Via}} \leq \frac{w - 2 \cdot c + b}{a + b}, \quad (43)$$

где a – длина и ширина одного переходного отверстия, b – минимальное расстояние между отверстиями, c – минимальное расстояние от отверстия до края металла.

4. Результаты измерений и моделирований

Измерения экспериментального образца проводились GSG-зондами с помощью зондовой станции MPI TS200 и векторного анализатора спектра ZVA40, имеющего рабочий диапазон от 1 кГц до 40 ГГц. Перед испытаниями образца производилась калибровка измерительной установки на специализированной калибровочной плате компании MPI.

Моделирование эквивалентной схемы катушки индуктивности (рис. 5) и моделирования экстракции топологического описания производились с помощью ПО Cadence Virtuoso, 3D-моделирование топологии катушки производилось в ПО Empire XPU.

Эффективные индуктивности и добротности экспериментального образца, модели и экстракции топологического описания были найдены по формулам (44) и (45).

$$L_{eff} = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f}, \quad (44)$$

$$Q_{eff} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{eff}}{R_{eff}} = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{\text{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}. \quad (45)$$

На рис. 6 и 7 представлены графики эффективной индуктивности и добротности. Цветными линиями представлены измерения 7 экспериментальных образцов, случайным образом выбранных из партии, сплошными линиями представлены результаты симуляции предло-

женной модели катушки индуктивности, пунктирными линиями – результаты 3D-моделирования топологии. Результаты моделирования экстракции топологического описания сильно отличаются от остальных результатов, поэтому они не приведены на графиках, а сведены в табл. 2.

Симуляции предложенной модели катушки и 3D-моделирования выполнены с учетом технологического разброса, то есть приведены графики в худшем и лучшем случаях по критерию максимальной добротности.

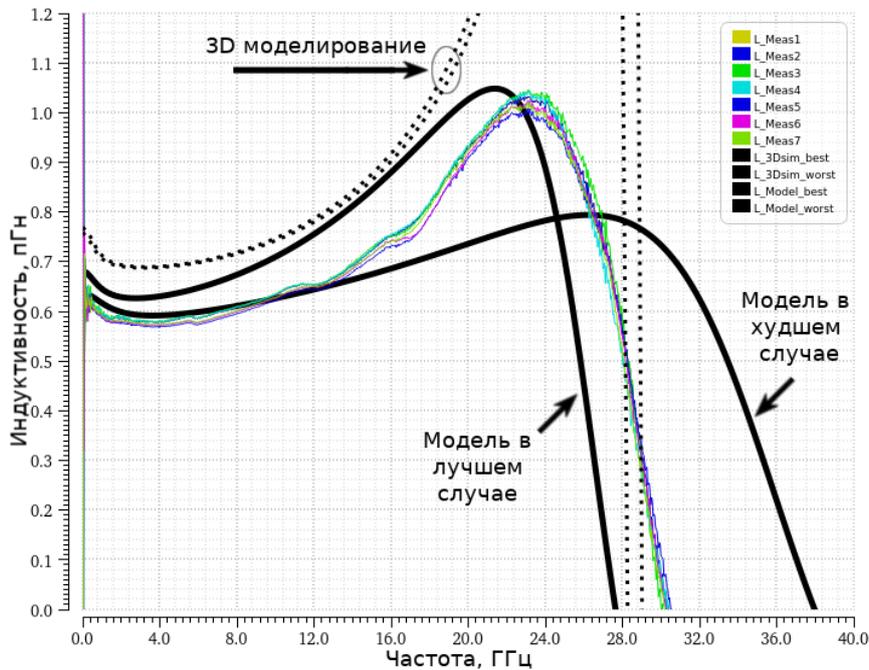


Рис. 6. График эффективной индуктивности

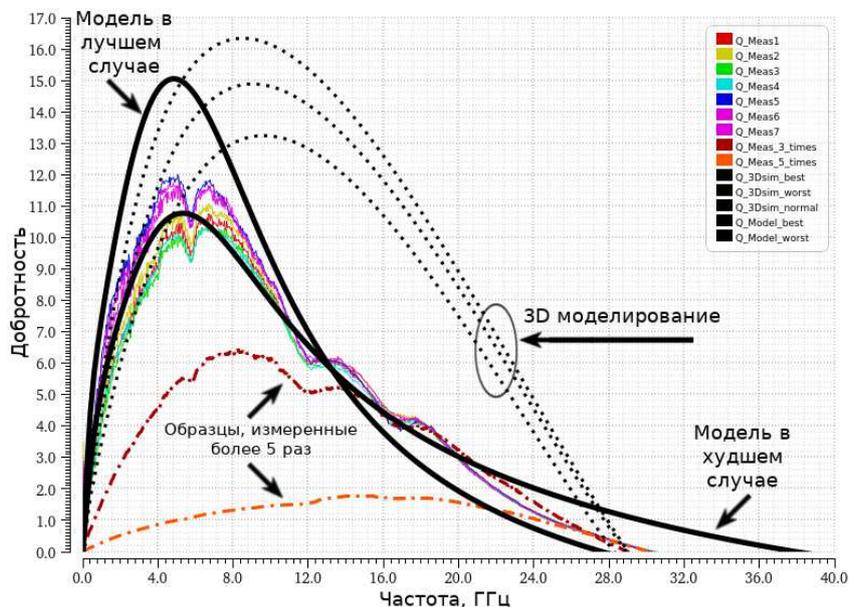


Рис. 7. График эффективной добротности

Таблица 2. Результаты моделирования экстракции топологического описания

Параметр	$L_{eff}(1 \text{ ГГц}), \text{ пГн}$	$f_r, \text{ ГГц}$	Q_{max}	$f(Q_{max}), \text{ ГГц}$
Значение	569	20.3	56.6	11.5

5. Обсуждение результатов

Полученные данные показывают, что предложенная модель имеет большое сходение с измерениями экспериментального образца. Результаты 3D-моделирования имеют величину добротности и резонансную частоту, близкие к реальному образцу, но частота максимальной добротности отличается в два раза и значение индуктивности на 15 % больше. Результаты моделирования экстракции топологического описания значительно отличаются от результатов испытаний: максимальная добротность в пять раз больше, частота максимальной добротности в два раза больше, резонансная частота в полтора раза меньше. В результате анализа файлов экстракции было выявлено, что правила экстракции, предоставляемые заводом-изготовителем, предусматривают упрощенное экстрагирование подложки, вследствие чего результаты моделирования экстракции сильно отличаются от реальной микросхемы.

На графике эффективной добротности видно, что некоторые реальные образцы имеют максимальную добротность меньше, чем предложенная модель в худшем случае технологического разброса. Отчасти это может быть вызвано относительной простотой модели, так как учтены не все паразитные элементы, но более вероятно влияние контактного сопротивления зондов с контактными площадками. На рис. 7 приведены графики добротности экспериментальных образцов после нескольких контактов зондов с площадками, где видно, что измеренные добротности уменьшаются, следовательно, увеличивается контактное сопротивление. Как и говорилось ранее, перед измерениями была произведена калибровка на специализированной калибровочной пластине, однако материалом проводника является золото, которое значительно тверже алюминия, из которого изготовлены контактные площадки.

На рис. 8 представлены контактные площадки после измерений и их Z-профили, показывающие рельеф контактных площадок. Видно, что глубина проникновения зондов составляет 3 мкм, что является толщиной слоя металлизации, в котором располагаются контактные площадки. Это может вызывать контактные сопротивления, сопоставимые с активным сопротивлением катушки индуктивности.

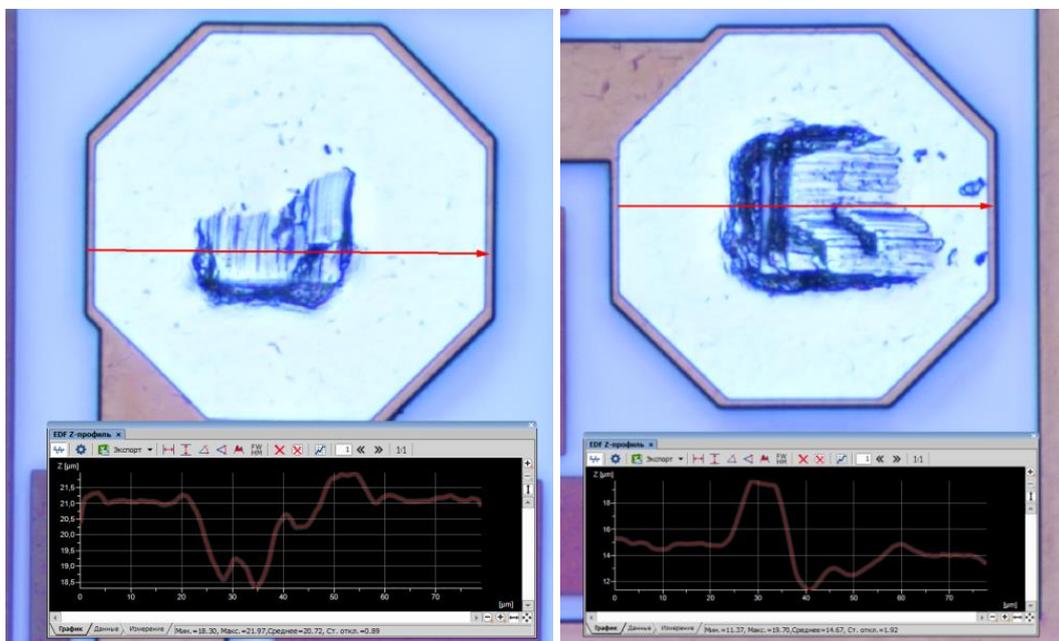


Рис. 8. Контактные площадки после измерений

Для исключения контактного сопротивления между зондами и площадками следует производить калибровку непосредственно на чипе, в котором выполнено исследуемое устройство, однако это требует выделения большой площади кристалла, которая будет не задействована в работе устройства. На практике волновое сопротивление устройств составляет 50

Ом, и доли ома контактного сопротивления не оказывают серьезного влияния на результаты испытаний.

С учетом контактного сопротивления можно с уверенностью сказать, что характеристики экспериментального образца находятся в пределах лучшего и худшего случаев предложенной модели.

6. Заключение

Предложенная модель показывает сходимость с экспериментальным образцом лучше, чем 3D-моделирование и значительно лучше экстракции топологического описания. Это свидетельствует о том, что модели, представленные заводом-изготовителем, а также правила экстрагирования могут недостоверно отражать реальные характеристики интегральных индуктивностей.

Данная работа может являться основой для создания конфигурируемой Spectre-модели проводника и катушки индуктивности, так как здесь используется эквивалентная схема скин-эффекта с частотно независимыми параметрами элементов.

В результате проведенной работы было выявлено, что для получения достоверной модели проводников и катушек индуктивности достаточно использовать П-модель проводника с учетом скин-эффекта, краевых эффектов и эффектов в подложке. Дальнейшее усложнение и уточнение модели приводит к увеличению точности, которую невозможно оценить ввиду того, что технологический разброс значительно больше.

Полученные данные актуальны при разработке интегральных СВЧ LC-фильтров, а также могут быть применены и при разработке других аналоговых СФ-блоков СВЧ СнК.

Литература

1. *Ruehli A. E., Antonini G., Jiang L.* Skin-Effect Model for Round Wires in PEEC // Proc. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe). Rome, Italy, 2012. P. 6.
2. *Ren-Jia Chan, Jyh-Chyurn Guo.* Analysis and Modeling of Skin and Proximity Effects for Millimeter-Wave Inductors Design in Nanoscale Si CMOS // Proc. 9th European Microwave Integrated Circuit Conference. Rome, Italy, 2014. P. 13–16.
3. *Rotella F. M., Blaschke V., Howard D.* A Broad-Band Scalable Lumped-Element Inductor Model Using Analytic Expressions to Incorporate Skin Effect, Substrate Loss, and Proximity Effect // Digest. International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 2002. P. 471–474.
4. *Cao Yu, Groves R. A., Zamdmer N. D.* Frequency-Independent Equivalent Circuit Model for On-chip Spiral Inductors // Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Orlando, FL, USA, 2002. P. 217–220.
5. *Kim S., Neikirk D. P.* Compact Equivalent Circuit Model for the Skin Effect // Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA, 1996. P. 1815–1818.
6. *Elsaadi M., Tayel M. B., Steenson D. P.* An Empirical Formula of Fringing Field Capacitance for MEMS Tunable Capacitor Actuators // Proc. IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (MI-STA), Tripoli, Libya, 2021. P. 674–678.
7. *Ehud Yariv.* Edge corrections for parallel-plate capacitors // European Journal of Applied Mathematics, Cambridge, England, 2020. P. 226–241.
8. *Ting Chen, Jin He, Pengwei Chen, Xuanyu Chen, Hao Wang, Sheng Chang, Qijun Huang.* Accurate Modeling of Three-Port Center-tapped Octagonal Inductors for SPDT Switch Design in

- 0.13- μm BiCMOS // Proc. IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), Nanjing, China, 2016. P. 4.
9. *Wei Yi Lim, M. Annamalai Arasu, M. Kumarasamy Raja.* Modeling of Two Port Center-tapped to ground and Three Port scalable symmetrical inductor // Proc. International Symposium on Integrated Circuits (ISIC), Singapore, 2014. P. 540–543.
 10. *Chen J., Liou J. J.* Improved and Physics-Based Model for Symmetrical Spiral Inductors // IEEE Transactions on Electron Devices. 2006. V. 53, Is. 6. P. 1300–1309.
 11. *Goni A., del Pino J., Gonzalez B., Hernandez A.* An Analytical Model of Electric Substrate Losses for Planar Spiral Inductors on Silicon // IEEE Transactions on Electron Devices. 2007. V. 54, Is. 3. P. 546–553.
 12. *Jeyaraman S., Vanukuru V., Nair D. R., Chakravorty A.* A Substrate Model for On-Chip Tapered Spiral Inductors with Forward and Reverse Excitations // IEEE Transactions on Electron Devices. 2019. V. 66, Is. 1. P. 4.
 13. *Jeyaraman S., Vanukuru V., Nair D. R., Chakravorty A.* Compact Modeling of Series Stacked Tapered Spiral Inductors // Proc. IEEE 19th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), Orlando, FL, USA, 2019. P. 3.
 14. *Passos F., Fino M. H., and Moreno E. R.* Fully Analytical Characterization of the Series Inductance of Tapered Integrated Inductors // International Journal of Electronics and Telecommunications, Poland, 2014. P. 73–77.
 15. *Fino M. H.* Using an Integrated Inductor Model in Qucs // Proc. 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), Lublin, Poland, 2014. P. 66–69.
 16. *Zolog M., Pitica D., Pop O.* Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards // Proc. 30th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Cluj-Napoca, Romania, 2007. P. 308–313.
 17. *Koutsoyannopoulos Y. K., Papananos Y.* Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 2000. V. 47, Is. 8. P. 699–713.
 18. *Chen J., Liou J. J.* On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview // Journal of Semiconductor Technology and Science. 2004. P. 149–167.
 19. *Shaltout A. H., Gregori S.* Optimizing the Inductance Time-Constant Ratio of Polygonal Integrated Inductors // Proc. IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Windsor, ON, Canada, 2018. P. 448–451.
 20. *Heng-Ming Hsu, Jen-Zien Chang, Hung-Chi Chien.* Coupling Effect of On-Chip Inductor with Variable Metal Width // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. V. 17, Is. 7. P. 498–500.

*Статья поступила в редакцию 7.06.2022;
переработанный вариант – 24.06.2022.*

Ерохин Виктор Валерьевич

научный сотрудник НИИРП НИЛ «Системы на кристалле» ОмГТУ (644050, Омск, просп. Мира, 11), e-mail: viktor_erohin@mail.ru.

Integrated Inductor Model Verification for Microwave LC-filters in Si and SiGe Systems on a Chip

Viktor V. Erokhin

Research scientist, «Systems on Chip» research laboratory, Omsk State Technical University (OmSTU, Omsk, Russia), viktor_erohin@mail.ru.

In this paper, the conductor model that can be used to design of various inductor layout configurations for any Si and SiGe technological processes is considered. The experimental prototypes of the test inductors were produced in the standard SiGe BiCMOS 130 nm process to verify the model. The chips measuring results showed that the characteristics of the prototypes taking into account the manufacturing tolerance are in the range of model simulated values. It has been found that the proposed model has a better convergence with the prototypes characteristics than 3D modeling. The equivalent circuit simulation speed can be orders of magnitude higher than the 3D simulation speed. The proposed model accuracy is achieved by taking into account the skin-effect and edge-effects in the dielectric and substrate. Using the skin-effect equivalent circuit the model can be run in Cadence Specter Simulator. It is necessary for the microwave LC-filters development.

Keywords: conductor model, Si, SiGe, inductor model, skin-effect, edge-effect.

References

1. Albert E. Ruehli, Giulio Antonini, Lijun Jiang. Skin-Effect Model for Round Wires in PEEC. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rome, Italy, 2012, 6 p.
2. Ren-Jia Chan, Jyh-Chyurn Guo. Analysis and Modeling of Skin and Proximity Effects for Millimeter-Wave Inductors Design in Nanoscale Si CMOS. *9th European Microwave Integrated Circuit Conference*, Rome, Italy, 2014, pp. 13-16.
3. F.M. Rotella, V. Blaschke, D. Howard. A Broad-Band Scalable Lumped-Element Inductor Model Using Analytic Expressions to Incorporate Skin Effect, Substrate Loss, and Proximity Effect. *Digest. International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, USA, 2002, pp. 471-474.
4. Yu Cao, R.A. Groves, N.D. Zamdmmer. Frequency-Independent Equivalent Circuit Model for On-chip Spiral Inductors. *Proceedings of the IEEE 2002 Custom Integrated Circuits Conference*, Orlando, FL, USA, 2002, pp. 217-220.
5. S. Kim, D.P. Neikirk. Compact Equivalent Circuit Model for the Skin Effect. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, USA, 1996, pp. 1815-1818.
6. Mussa. Elsaadi, Mazhar B. Tayel, D. P. Steenson. An Empirical Formula of Fringing Field Capacitance for MEMS Tunable Capacitor Actuators. *IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA*, Tripoli, Libya, 2021, pp. 674-678.
7. Ehud Yariv. Edge corrections for parallel-plate capacitors. *European Journal of Applied Mathematics*, Cambridge, England, 2020, pp. 226-241.
8. Ting Chen, Jin He, Pengwei Chen, Xuanyu Chen, Hao Wang, Sheng Chang, Qijun Huang. Accurate Modeling of Three-Port Center-tapped Octagonal Inductors for SPDT Switch Design in 0.13- μm BiCMOS. *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, Nanjing, China, 2016, 4 p.
9. Wei Yi Lim, M. Annamalai Arasu, M. Kumarasamy Raja. Modeling of Two Port Center-tapped to ground and Three Port scalable symmetrical inductor. *International Symposium on Integrated Circuits (ISIC)*, Singapore, 2014, pp. 540-543.
10. Ji Chen, J.J. Liou. Improved and Physics-Based Model for Symmetrical Spiral Inductors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, iss. 6, 2006, pp. 1300-1309.
11. Amaya Goni, Javier del Pino, Benito Gonzalez, Antonio Hernandez. An Analytical Model of Electric Substrate Losses for Planar Spiral Inductors on Silicon. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, iss. 3, 2007, pp. 546-553.

12. J. Sathyasree, Venkata Vanukuru, Deleep R. Nair, Anjan Chakravorty. A Substrate Model for On-Chip Tapered Spiral Inductors with Forward and Reverse Excitations. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 66, iss. 1, 2019, 4 p.
13. Sathyasree Jeyaraman, Venkata Vanukuru, Deleep Nair, Anjan Chakravorty. Compact Modeling of Series Stacked Tapered Spiral Inductors. *IEEE 19th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Orlando, FL, USA, 2019, 3 p.
14. Fabio Passos, M. Helena Fino, and Elisenda R. Moreno. Fully Analytical Characterization of the Series Inductance of Tapered Integrated Inductors. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, Poland, 2014, pp. 73-77.
15. Maria Helena Fino. Using an Integrated Inductor Model in Qucs. *Proceedings of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES)*, Lublin, Poland, 2014, pp. 66-69.
16. Monica Zolog, Dan Pitica, Ovidiu Pop. Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards. *30th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, Cluj-Napoca, Romania, 2007, pp. 308-313.
17. Y.K. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos. Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, iss. 8, 2000, pp. 699-713.
18. Ji Chen, J.J. Liou. On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview. *Journal of Semiconductor Technology and Science*, 2004, pp. 149-167.
19. Ahmed H. Shaltout, Stefano Gregori. Optimizing the Inductance Time-Constant Ratio of Polygonal Integrated Inductors. *IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Windsor, ON, Canada, 2018, pp. 448-451.
20. Heng-Ming Hsu, Jen-Zien Chang, Hung-Chi Chien. Coupling Effect of On-Chip Inductor with Variable Metal Width. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, iss. 7, 2007, pp. 498-500.