

Исследование особенностей интегральных антенн

А.Г. Тимошенко, К.М. Ломовская, М.О. Суслов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», timoshenko@edu.miet.ru

Аннотация — В статье представлено исследование, посвященное особенностям проектирования интегральных антенн, выполненных по субмикронной КМДП технологии. Особое внимание в исследовании было уделено влиянию методов уменьшения напряженных состояний кристалла на параметры разрабатываемой интегральной антенны.

Ключевые слова — интегральные антенны, радиочастотная идентификация, связь между кристаллами, микрополосковые антенны.

I. ВВЕДЕНИЕ

На протяжении последнего десятилетия активное развитие телекоммуникационных устройств привело к необходимости передачи пользовательских данных большего объема. Продолжающееся при этом уменьшение топологических норм проектирования интегральных схем (ИС) способствует увеличению тактовой частоты процессоров, обрабатывающих эти данные. «Слабым звеном» при этом становится передача информации не внутри ИС, а между их набором на одной печатной плате, или между кристаллами ИС в одном корпусе-системе. Существуют различные решения этой проблемы, такие как, например, организация оптического канала связи между и внутри кристаллов ИС [1] или создание радиосвязи [2], вплоть до организации сетевого взаимодействия ИС [3].

Современные КМДП технологии позволяют создавать монолитные приемопередатчики для беспроводных систем связи в миллиметровом диапазоне длин волн. Размер антенн для таких приемопередатчиков достаточно мал, чтобы установить его внутри кристалла ИС для обеспечения высокоскоростной связи как с внешними устройствами, такими как другие ИС [4], так и для уменьшения длинных паразитных связей внутри самого кристалла.

Интегральные антенны могут использоваться не только для обеспечения высокоскоростных межсоединений, но и в составе биоимплантов для передачи управляющих сигналов, считывания показателей живленных датчиков и передачи энергии для питания электронных устройств внутри тела человека или животного.

Целью данной работы является исследование особенностей реализации интегральных антенн в составе ИС, изготовленной по субмикронной технологии. Все

исследования проводились для моделей антенн, выполненных по стандартной 0,18 мкм КМДП технологии (1,8 В/3,3 В, один поликремний, 6 слоев металлов, конденсаторы металл-диэлектрик-металл), но полученные выводы и результаты применимы для субмикронных технологий более чем с тремя слоями металлизации.

При создании антенны внутри ИС возможно использование принципа проектирования микрополосковых антенн, но при этом требуется учитывать технологические особенности создания ИС. Важным фактором здесь является полупроводниковая подложка, дополнительные слои металлизации и быстродействующие схемы, которые могут внести вклад в сигнал, который распространяется от такой антенны. Кроме того, нельзя забывать о столь важном моменте, как напряженно-деформированные состояния, возникающие при металлизации, и особенностях пассивации [5]. Последнее оказывает меньшее влияние на итоговые характеристики антенны в отличие от влияния полупроводниковой подложки и металлических слоев, особенности которых рассмотрены во втором разделе. Третий раздел посвящен особенностям проектирования интегральных антенн и созданию схем для исследования их параметров. Результаты проведенных исследований параметров антенн представлены в четвертом разделе, а выводы и направление дальнейших исследований – в пятом.

II. ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫ НА КРИСТАЛЛЕ

Увеличение габаритных размеров интегральных кристаллов и степени интеграции элементов на них, в том числе количества металлических слоев, приводит к значительному увеличению числа отказов, что особенно критично для современных быстродействующих цифровых схем обработки сигналов [6]. Одной из причин таких отказов является напряженно-деформированное состояние подложки и слоев металлизации, вызванное неравномерными коэффициентами термического расширения для различных материалов. Электромиграция частиц металла в межсоединениях, вызванная напряженными состояниями, может быть учтена и уменьшена при проектировании топологии кристалла [7–8].

Наиболее часто встречаются методы уменьшения напряженных состояний, связанные с особенностями

проектирования слоев металлизации ИС. Один из таких методов – это плотность и равномерность заполнения металлом одного слоя металлизации внутри ИС [5]. Другим способом является перфорирование – создание в широких металлических слоях прорезей, позволяющих исключить разрывы длинных проводников [9, 10]. При этом отличие в используемых материалах для различных технологий определяет только процент занимаемой площади и геометрические размеры прорезей в металлизации [5, 11].

Плотность распределения металла в слое регулируется правилами, выдаваемыми фабрикой, и, в зависимости от слоя металлизации и особенностей технологических процессов на фабрике изготовителе, может варьироваться от 20 % до 80 % (как правило, тем выше, чем ниже расположен слой) [12]. Такое количество металла рядом с антенной может непредсказуемо повлиять на ее параметры. Наиболее подходящим при этом является подход, когда разработчик топологии сам размещает дополнительную металлизацию для контроля плотности распределения металла. При этом для сохранения эффективности антенны следует избегать колец вокруг или внутри антенны и любых металлических проводников, размеры которых больше $1/8$ длины волны, на которую рассчитана антенна.

Перфорация металлических проводников позволяет сохранять целостность проводника при его низкой эластичности, вызванной его шириной [13]. В широких проводящих слоях должны быть выполнены прорезы, позволяющие уменьшать напряженные состояния, вызванные таким проводником. Обязательной перфорации подвергаются даже слои металлизации, предназначенные для соединения с контактом корпуса, кроме самого верхнего слоя [9, 11, 14].

Поддержание требуемой плотности металлизации, расположение рядом с антенной интегральной схемы, ответственной за хранение и передачу информации и прорезы в металлизации вызывают изменение характеристик антенны. Так, увеличение плотности металла может привести к изменению диаграммы направленности (ДН) за счет переотражения сигнала от фиктивных элементов металлизации, а перфорация к изменению реактивного сопротивления антенны [15].

III. РЕАЛИЗАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ И СХЕМЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Для проведения исследований был разработан набор моделей антенн с использованием программного обеспечения *Cadence*, *HFSS* и *COMSOL/RF Module*, позволяющих провести сравнительное моделирование симметричных планарных диполей различной конфигурации, выполненных по технологии 0,18 мкм КМДП в шестом (верхнем) металле. На рис. 1 представлена обобщенная модель антенны, учитывающая возможное размещение дополнительной металлизации (от 20 % до 80 % площади кристалла) и наличие прорезей перфорации на металле антенны.

Для создания интегрального симметричного диполя было выбрано соотношение $L/W \approx 10$, наиболее подходящее для реализации антенн на частоте 5,8 ГГц. Расстояние между элементами одного плеча диполя пропорционально ширине слоя металлизации и составляет не менее двух ширин слоя металлизации. Минимальное расстояние между разными плечами диполя определяется геометрическими размерами схем обработки.

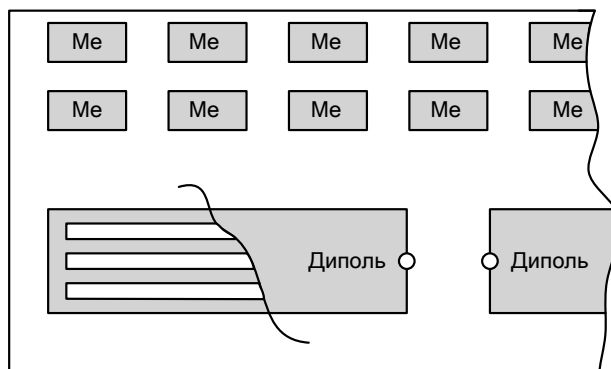


Рис. 1. Обобщенная модель для анализа интегральных антенн

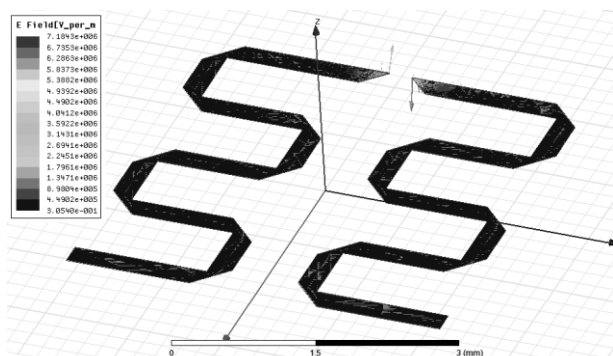


Рис. 2. Распределение напряженности поля микрополоскового интегрального планарного диполя

Действующее поле приводит к возможному нагреву области подключения антенны и изменению температурных режимов схемы обработки, поле наиболее сосредоточено на углах, где происходит поворот на 90° линии металлизации, чего можно избежать, используя методы проектирования микрополосковых линий для создания интегральных антенн [17–20]. Так в [21] предлагается, без потери передающих свойств микрополосковых линий срезать на 45° внешнюю сторону металла меняющего направление на 90° . Распределение напряженности поля в такой антенне представлено на рис. 2. Несмотря на то, что общее влияние срезания углов на диаграмму направленности (ДН) невелико, при распределении электромагнитного поля наибольшее влияние оказывают те углы, поле в которых минимально и составляет менее 3000 В/м. Для уменьшения напряженности поля и одновременного снижения влияния срезания углов на ДН, можно реализовать удаление углов только в местах максимального поля.

Для реализации в интегральном виде была выбрана антенна – симметричный диполь (рис. 3). Интегральная антенна вошла в состав тестового кристалла совместно со схемой для исследования характеристик разработанной антенны и возможности ее применения для систем радиочастотной идентификации. Размер разработанного кристалла составил 5 мм × 5 мм. Антенна разрабатывалась для перспективного диапазона частот в системах радиочастотной идентификации 5,8 ГГц, с учётом обеспечения наибольшей эффективности на данной частоте.

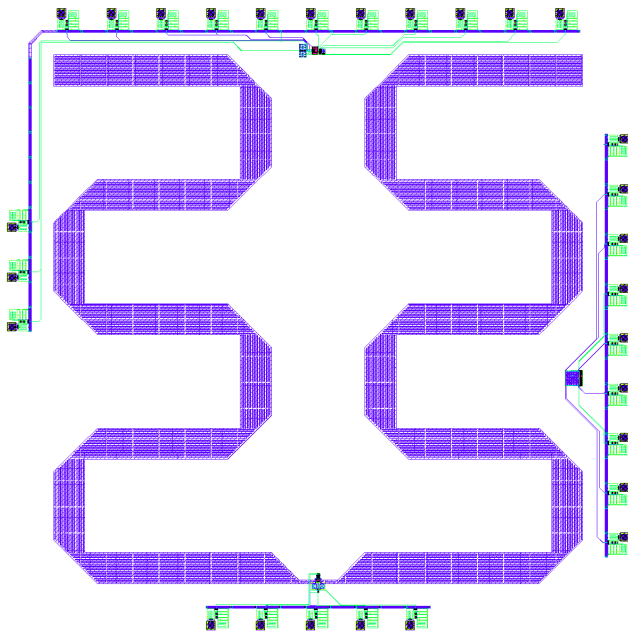


Рис. 3. Топология разработанной антенны – симметричного вибратора

Для проведения исследований интегральных планарных антенн необходимо использовать набор вспомогательных схем, позволяющих управлять антенной в режиме передатчика и считывать полученные данные в режиме приёмника. На рис. 4 приведена предлагаемая схема для исследования параметров разработанной антенны (WA1), где $IN1$ – вход модулятора, $Vdda$ – положительное напряжение питания, $IO1$ – выход преобразователя, $IN2$ – управление генератором, gnd – земля. В данной схеме реализована фазовая манипуляция на базе варикапа в виде МДП n -канального транзистора с закороченными терминалами стока и истока [22]. Транзистор $VT2$, находящийся в пологом режиме, реализует сопротивление, шунтирующее постоянную составляющую напряжения. Данные через инвертор поступают на затвор варикапа и, как видно из схемы на рис. 4, изменяют емкость $C1$ на ΔC . Это приводит к изменению частоты полюса данной схемы. На рис. 5 показано, что это меняет фазу отраженного сигнала на $12,4^\circ$ на расчетной частоте 5,8 ГГц. Другие характеристики: сопротивление транзистора $VT2$ $R_{VT2} = 75$ Ом, емкость варикапа 117/53 фФ ($\Delta C1 = 64$ фФ), паразитная емкость в узле подключения варикапа $C_{par} = 120/160$ фФ.

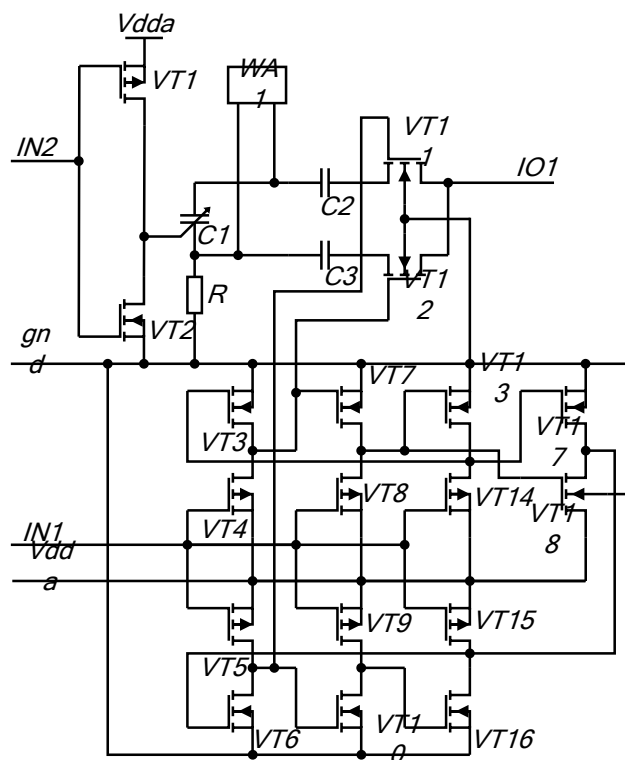


Рис. 4. Предлагаемая схема для исследования параметров разработанной антенны

Временное моделирование дает спектр, в котором должна прослеживаться как несущая (5,8 ГГц), так и её сумма и разность с информационной частотой [22].

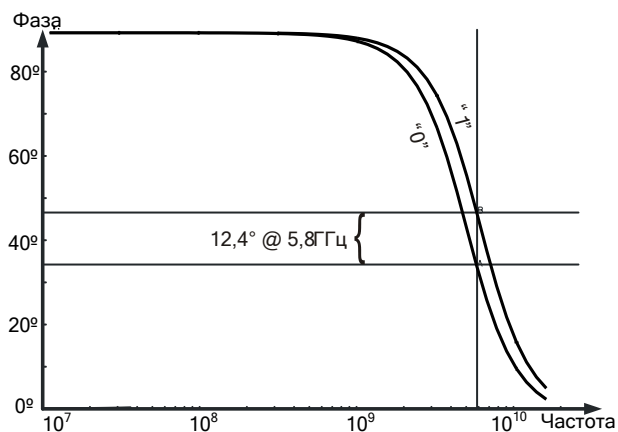


Рис. 5. Реакция на изменение входного сигнала полностью дифференциального модулятора

Устройство модулятора позволяет использовать в качестве информационного сигнала сигнал частотой до 1 МГц, далее характеристики ухудшаются и для сигнала частотой 30 МГц их можно считать неприемлемыми. Более высокая частота разносит сумму и разность дальше от центральной частоты, однако разрешающая способность спектрографов позволяет различить на такой частоте две составляющие, отстоящие друг от друга на 50 Гц. Поэтому в данном случае в качестве входных данных используется меандр с периодом 1 мкс (частотой 1 МГц), шириной импульса 500 нс.

Синусоида как управляющий сигнал дает меньше шумов в спектре, поэтому спектр в районе 5,8 ГГц будет иметь более четкий вид (рис. 6а). Постоянное смещение входного информационного сигнала 900 мВ, частота 1 МГц, размах 10 мВ. В составе модулятора присутствует усилитель, обеспечивающий минимальное усиление на 34 дБ, поэтому увеличение предложенных параметров способно привести к возникновению режима насыщения, и результирующий спектр будет совпадать со спектром сигнала, представленным на рис. 6б.

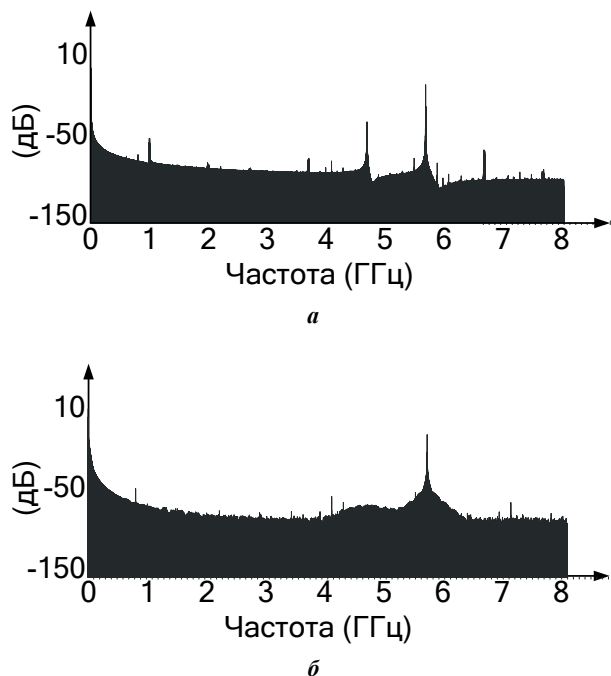


Рис. 6. Спектр сигнала, формируемого на антенне модулятором, при синусоидальном управляющем сигнале (а) и при меандре (б)

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ АНТЕНН

Исследование параметров высокочастотных диполей было проведено согласно методике, предложенной в [23]. Для анализа антенн было проведено моделирование и оценка следующих параметров: диаграмма направленности, входной импеданс антенны, коэффициент отражения входной мощности, эффективность антенны и излучаемая мощность. Для проведения анализа были выбраны следующие параметры:

- длина волны 52 мм, что соответствует перспективному для систем радиочастотной идентификации диапазону 5725 ÷ 5875 МГц [24] ($L = 26$ мм);
- границы частот моделирования от 1 ГГц до 11 ГГц;
- соотношение длины антенны к длине волны 0,5;
- соотношение длины антенны L к максимальному размеру поперечного сечения W (рис. 1): 4,35, 10, 25 и 200 [25].

Диаграмма направленности, согласно [26], – это графическое представление зависимости коэффициента усиления антенны или коэффициента направленного действия антенны от направления антенны в заданной плоскости. При анализе диполей будем использовать диаграмму направленности, как зависимость модуля комплексной амплитуды вектора напряженности электрической компоненты электромагнитного поля, создаваемого антенной в дальней зоне, от угловых координат точки наблюдения в горизонтальной плоскости. Зависимость, создаваемая антенной в дальней зоне, от угловых координат точки наблюдения в вертикальной плоскости для диполей совпадает с горизонтальной плоскостью и не учитывалась [23].

Входной импеданс антенны [27] служит показателем эффективности использования антенны на выбранной частоте. Согласование импедансов антенны и схемы для исследования интегральных антенн [22] способно увеличить КПД передачи информации за счет увеличения излучаемой или принимаемой мощности.

Входной коэффициент отражения мощности S_{11} – один из S-параметров [28], дополняющий параметр входного импеданса антенны, подключенной к согласованной нагрузке [29].

Эффективность антенны по сути является коэффициентом полезного действия данной антенны и выражается в процентах сигнала, поступающего в основной лепесток, от всего приходящего сигнала. Поскольку исследуемые антенны не являются активными, эффективность антенны лучше подходит для анализа, чем коэффициент усиления антенны [29].

Излучаемая антенной мощность – это эффективно-излучаемая мощность – величина усредненной во времени мощности, излучаемой антенной через границу излучения [28].

Исследования проводились для модели без прорезей и дополнительной металлизации, для антенн с 20 % и 80 % металлизацией и для антенн с прорезями, конфигурация и расположение которых определяются правилами проектирования. Моделирование антенны с дополнительной металлизацией проводилось для добавления металлизации в том же слое металла, в котором находится антенна, и во всех слоях металлизации, при этом результаты отличались менее чем на 10 %; расстояние между «фиктивной» металлизацией и антенной регламентировалось технологическими правилами проектирования; для моделирования эффектов влияния полупроводниковой подложки, диэлектрических слоев и нижних слоев металлизации использовались стандартные модели, реализованные в САПР HFSS и COMSOL/RF Module.

Исследование диаграмм направленности данных моделей антенн (рис. 7) указывает на значительное их изменение при увеличении площади «фиктивной» металлизации вплоть до 80 %. Несимметричность ДН для модели антенны с прорезями обусловлена использова-

нием экстрагированных данных из топологии ИС, в которых была учтена несимметричность подключения плеч антенны (выводы блока WA1 на рис. 4).

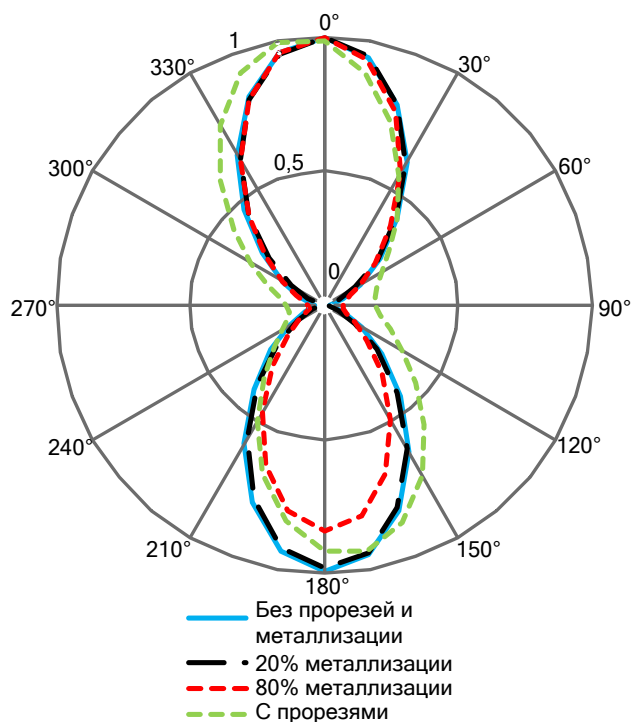


Рис. 7. Диаграммы направленности исследуемых моделей антенн

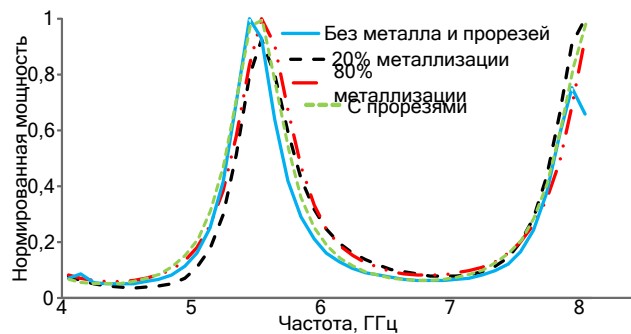


Рис. 8. Нормированная мощность исследуемых моделей антенн

Изначально при проектировании антенны ставилась задача обеспечения лучших характеристик на частотах около 5,8 ГГц, что является нетривиальной задачей для интегральной реализации антенны в таком диапазоне частот [30]. Результаты исследований мощности представлены на рис. 8. Из графиков видно, что для всех моделей нормированная мощность сохраняется на приемлемом уровне (не менее 0,7) в окрестностях искомой частоты.

Аналогично можно получить результаты исследований коэффициента отражения входной мощности разработанной антенны (рис. 9). Параметры импеданса антенны были использованы для создания схем сопряжения и обработки сигналов, получаемых при анализе симметричного планарного интегрального вибратора,

что позволяет увеличить КПД передачи информации за счет увеличения излучаемой или принимаемой мощности. Импеданс планарных антенн представляет собой преимущественно емкостную нагрузку, но при этом имеет индуктивную составляющую на высоких частотах для $L/W = 10$, что позволяет согласовывать антенну активным сопротивлением на частоте около 5,8 ГГц. Для выбранного диапазона частот входной импеданс разработанной антенны равен $Z = A + j \cdot B$, где $A = 20,8 \pm 0,5 \text{ Ом}$, $B = 3,5 \pm 0,5 \text{ Ом}$. Увеличение или уменьшение соотношения длины антенны к максимальному размеру поперечного сечения не приводит к значительному увеличению индуктивной составляющей за счет равномерного уменьшения емкости элементов антенны, что затрудняет согласование интегральной антенны и ведет к деградации частотных характеристик.

Эффективность же используемых антенн тем выше, чем больше используется дополнительная металлизация и больше прорезей перфорации в металле антенны (рис. 10). Важно отметить, что, несмотря на 80 % дополнительной металлизации и прорези перфорации в металле, разработанная конфигурация антенны обеспечивает эффективность антенны на уровне выше, чем 60 %.

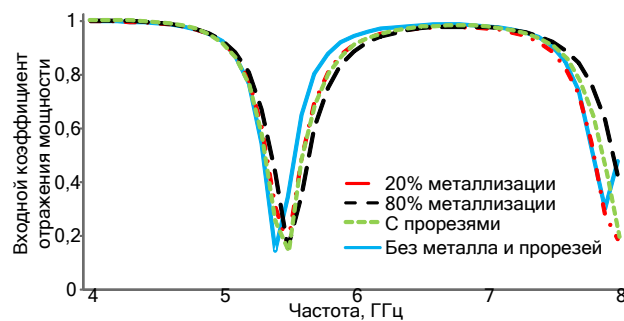


Рис. 9. Параметр S_{11} исследуемых моделей антенн

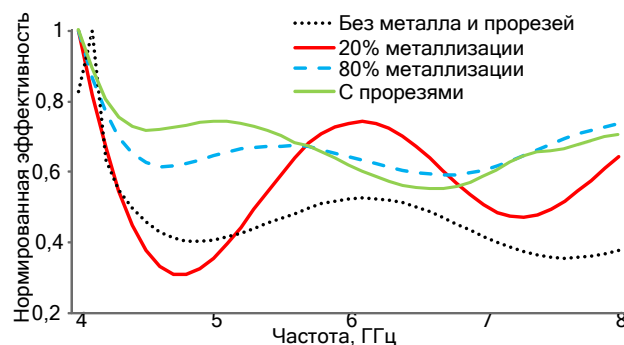


Рис. 10. Эффективность исследуемых моделей антенн

V. ВЫВОДЫ И ДАЛЬНЕЙШИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В данной статье рассмотрены особенности проектирования интегральных антенн на примере КМДП технологии 0,18 мкм. Показано, что методы уменьшения электромиграции частиц металла в межсоединениях, вызываемой возникающими в кристалле инте-

гральной схемы напряженно-деформированными состояниями, не вызывают значительного совокупного ухудшения характеристик для планарных антенн, рассчитанных на длину волны $L = 26$ мм, при соотношении $L/W \approx 10$. С учетом результатов проведенных исследований была разработана интегральная пассивная планарная антенна-диполь для систем радиочастотной идентификации перспективного диапазона частот 5,8 ГГц.

Представленные в статье результаты исследований получены при разработке планарных антенн индукционного типа и технологии их изготовления для обеспечения бесконтактного интерфейса связи между чип-модулем и терминалом в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства с участием российского высшего учебного заведения по теме: «Организация производства микроэлектронной продукции на основе создания базовых технологий изготовления чип-модулей для смарт-карт идентификационно-платежных систем и разработки новых СБИС, интегрированных с интеллектуальными сенсорами», шифр 2010-218-01-106 по договору от 07 сентября 2010 г. № 13.G25.31.0015.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] CMOS-Integrated Optical Receivers for On-Chip Interconnects / Assefa S., Xia F., Green W.M.J., Schow C.L., Rylakov A.V., Vlasov, Y.A. // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2010. Vol. 16. № 5. P. 1376-1385.
- [2] Touati F., Pons M. On-Chip integration of dipole antenna and VCO using standard BiCMOS technology for 10 GHz applications // Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC '03). 2003. P. 493-496.
- [3] 5.7 GHz On-chip Antenna/RF CMOS Transceiver for Wireless Sensor Networks / Carmo J., Mendes P., Couto C., Correia J. // Sensors and Actuators A: Physical. 2006. Vol. 132. № 1. P. 47-51.
- [4] Yordanov H., Russer P. Integrated on-chip antennas for communication on and between monolithic integrated circuits // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2009. № 1. P. 309-314.
- [5] Hastings A. The Art of Analog layout. Prentice Hall, 2001. 540 p.
- [6] Moulin E. IC Technology and Failure Mechanisms // POWER LINE. 2004. P. 58-60.
- [7] Seth A. Electromigration in Integrated Circuits // Workshop on Reliability and Physical Verification, IIT Delhi. 2009. URL: <http://www.masamb.com/EM-IITD.pdf>.
- [8] Rochel S., Nagaraj N.S. Full-Chip Signal Interconnect Analysis for Electromigration Reliability // First International Symposium on Quality of Electronic Design. 2000. P. 337.
- [9] Thompson C.V., Choi Z.-S., Monig R. Electromigration in Integrated Circuits: Nano-Scale Processes Affecting the Reliability of Kilometers of Wiring // Dept of Material Science & Engineering, Microsystems Technology Laboratory, MIT.
- [10] Lienig J. Introduction to Electromigration-Aware Physical Design // ISPD'06. 2006. P. 39-46.
- [11] Huang T.-C., Lee T.-L. Patent No. : US Patent 6,858,944. Bonding pad metal layer geometry design. Date of Patent : Feb. 22, 2005
- [12] Bothra S. Patent No.: US Patent 7,614,024 B2. Method to implement metal fill during integrated circuit design and layout. Date of Patent : Nov. 3, 2009.
- [13] Blaauw D.T., Oh C., Zolotov V., Dasgupta A. Static Electromigration Analysis for On-Chip Signal Interconnects // IEEE Transactions on CAD of Integrated Circuits & Systems. Vol. 22. № 1. 2003. P. 39-48.
- [14] Griffin J.D., Durgin G.D. Multipath Fading Measurements at 5.8 GHz for Backscatter Tags With Multiple Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58. № 11. P. 3693-3700.
- [15] Суслов М.О. Интегральные антенны на кристалле по технологии КМОП // Тезисы доклада 19 конференции студентов и аспирантов "Микроэлектроника и информатика - 2012". М.: МИЭТ, 2012. С. 231.
- [16] Суслов М.О., Тимошенко А.Г. Особенности реализации интегральных антенн для систем радиочастотной идентификации // тезисы доклада, 6-ая отраслевая научная конференция «Технологии информационного общества». М.: МТУСИ, 2012. С. 150.
- [17] Wheeler H.A. Transmission-line properties of parallel wide strips by a conformal-mapping approximation // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1964. Vol. MTT-12. P. 280-289.
- [18] Wheeler H.A. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. 1965. Vol. MTT-13. P. 172-185.
- [19] Wheeler H.A. Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. 1977. Vol. MTT-25. P. 631-647.
- [20] Wong K.-L. Compact and Broadband Microstrip Antennas // John Wiley & Sons, Inc. 2002. 340 p.
- [21] Lee T.H. Planar Microwave Engineering // Cambridge University Press. 2004. P. 173-174.
- [22] Тимошенко А.Г., Круглов Ю.В., Ломовская К.М., Белоусов Е.О., Солодков А.В. Особенности проектирования схем для исследования интегральных антенн // Инженерный вестник Дона. 2011. № 3, URL: ivdon.ru/uploaddir/articles.476.big_image.doc.
- [23] Родионов В.М. Линии передачи и антенны УКВ // М.: Энергия, 1977. 96 с.
- [24] Финкенцеллер К. RFID-технологии. Справочное пособие / пер. с нем. Сойунханова Н.М. // М.: Додэка-XXI, 2010. 496 с.
- [25] Yazdi H.S., Yazdi M.S. Particle Swarm Optimization-Based Rectangular Microstrip Antenna Designing // International Journal of Computer and Electrical Engineering. 2009. Vol. 1. № 4. P. 479-487.
- [26] ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения.
- [27] Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Л. Антенно-фидерные устройства / Изд-е 2-ое, испр., доп. и перераб. М.: Сов. радио, 1974. 536 с.
- [28] Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства // М.: Связь, 1972. 472 с.
- [29] Попереченко Б.А. Антенно-фидерные устройства, часть 1, теория излучения и приема радиоволн // М.: МЭИ, 1961. 135 с.
- [30] Radium S., Baghaei-Nejad M., Aghdam K., Vandenbosch G.A.E., Zheng L.-R., Gielen G.E. Far-Field On-Chip Antennas Monolithically Integrated in a Wireless-Powered 5.8-GHz Downlink/UWB Uplink RFID Tag in 0.18-um Standard CMOS // Solid-State Circuits, IEEE Journal. 2010. Vol. 45. № 9. P.1746-1758.