

**А.Е. Абрамешин, И.А. Галухин, Л.Н. Кечиев,
В.В. Кузнецов, Р.В. Назаров**

Воздействие ЭСР на полупроводниковые компоненты: моделирование схем защиты, методов и средств испытаний

В работе рассматривается моделирование одного из базовых встроенных элементов защиты на МОП-транзисторе: n-МОП транзистор с заземлённым затвором (Grounded Gate NMOS Transistor, GGNMOST). Модель этого элемента защиты, включенная в модели некоторых микросхем, позволит проводить виртуальные эксперименты по воздействию ЭСР на элементную базу и на аппаратуру, в которой она применяется. Рассматривается моделирование работы микросхем в условиях воздействия ЭСР. Даются методы измерения электростатических зарядов, потенциалов, напряжённости электростатического поля для использования в промышленности. Такие измерения важны для обеспечения защиты радиоэлектронной аппаратуры от электростатического разряда. Рассмотрены зондовый метод, метод динамического конденсатора и оптические методы. Сравниваются достоинства и недостатки данных методов.

электростатический разряд, полупроводниковый компонент, модель, схема защиты, электростатический потенциал, напряжённость электростатического поля, электрометр, зондовый метод, метод динамического конденсатора

Особенности защиты микросхем от ЭСР

Современная электроника тяготеет к миниатюризации технологических процессов и понижению рабочего напряжения компонентов и потребляемой мощности. С одной стороны данное направление развития обеспечивает снижение стоимости производства электронных компонентов, в первую очередь микросхем, позволяет экономить электроэнергию, которая стала на сегодня достаточно дорогой для того, чтобы цена учитывалась при формировании стратегий развития корпоративным сегментом. И, наконец, существующая тенденция позволяет повысить тактовые частоты работы электронных компонентов, причем до недавнего времени, повышение шло экстенсивным путем – снижение энергопотребления, за счет утончения техпроцесса и снижения нормального рабочего напряжения, позволяло выставить более высокие частоты тактового генератора. Наступил момент, когда пришлось делать принципиально новую схему доставки опорного сигнала в кристалле. Инициатором выступила компания AMD, предложившая не древовидную структуру распространения сигнала, а использовать т.н. резонансную сеть (Resonant Clock Mesh), которая позволяет не рассеивать полученную энергию, а использовать ее в процессе функционирования. В тоже время, чрезвычайно усовершенствовался техпроцесс – передовые предприятия на данный момент освоили массовый выпуск чипов по технологическим нормам 28 нм и 22 нм и находятся в стадии подготовки производственных линий для норм 20 нм. На фоне данных тенденций особенно остро встает вопрос о помехоустойчивости выпускаемых микросхем. Если в целом вопросы электромагнитной совместимости можно решить на этапе проектирования печатных плат, то вопрос с устойчивостью к ЭСР остается открытым. Микросхемы значительную часть производственного цикла проводят вне плат, в составе которых будут функционировать впоследствии, а некоторые – например, центральные процессоры, оперативная память, остаются без защиты платы вплоть до поступления к конечному пользователю и, соответственно, установки в штатные места. Так всегда остается актуален вопрос взаимодействия с окружением, в том числе с телом человека, во время функционирования приборов, что, в большинстве случаев, неизбежно [1–3]. Все вышеперечисленное навело на мысль о необходимости проведения моделирования работы микросхем в условиях воздействия электростатического разряда (ЭСР). Анализ показал, что в открытой печати статьи, посвященные

компьютерному моделированию воздействия ЭСР, отсутствовали. В итоге был разработан рассматриваемый цикл моделирования и испытаний микросхем.

При разработке аппаратуры, работающей в заданной электромагнитной обстановке трудно оценить поведение элементной базы и устройств в целом при воздействии дестабилизирующих факторов. Для этого нужно проводить натурные испытания опытных образцов. Но экономически намного целесообразней проводить моделирование таких воздействий, как ЭСР, и уже на этапе проектирования аппаратуры вводить необходимые внешние средства защиты. Применяемые внешние меры защиты интегральных схем (ИС) от ЭСР полностью не исключают возможности повреждения схем. Поэтому при обязательном применении мер внешней (коллективной) защиты, основным средством защиты ИС от ЭСР является встроенная защита, то есть применение защитных схем, выполненных на кристалле ИС в едином технологическом процессе. В КМОП-микросхемах, наиболее подверженных действию ЭСР, применяются встроенные диодные элементы защиты или элементы защиты из МОП-транзисторов.

Элемент защиты GGNMOST

В работе рассматривается моделирование одного из базовых встроенных элементов защиты на МОП-транзисторе: n -МОП транзистор с заземлённым затвором (Grounded Gate NMOS Transistor, GGNMOST). Модель этого элемента защиты, включенная в модели некоторых микросхем, позволит проводить виртуальные эксперименты по воздействию ЭСР на элементную базу и на аппаратуру, в которой она применяется.

На рис. 1 показана структура этого элемента [4]. Опишем его принцип действия. Большое напряжение ЭСР, приложенного к контактной площадке, приводит к генерации дырочного тока в области обратносмещённого перехода стока n -МОП транзистора, который течёт в подложку. Этот ток повышает локальный потенциал подложки за счёт её сопротивления. При определённом напряжении первого пробоя V_{f1} , поданном на вход, начинает работать паразитный латеральный биполярный n - p - n -транзистор. Под действием напряжения он защёлкивается и сразу же начинает работать в низкоомной области. После вступления в низкоомную область ВАХ транзистор начинает проводить большую часть тока стока, не допуская его в защищаемое устройство. Принцип действия латерального биполярного транзистора используется также и в биполярной технологии.

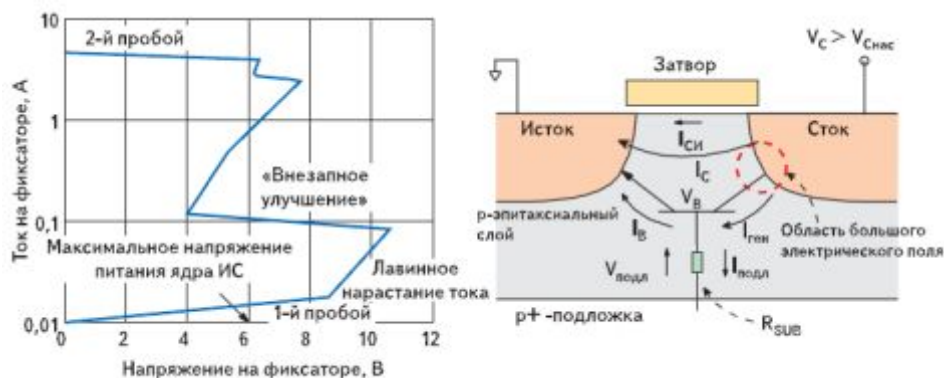


Рис. 1. Латеральный биполярный n - p - n -транзистор в составе элемента GGNMOST и его ВАХ (слева)

Одним из важных аспектов работы n -МОП-транзистора во время ЭСР является время его включения. Оно определяется временем пролета базы t_{be} паразитного биполярного транзистора. При длине канала менее 1 мкм время включения биполярного транзистора составляет менее 250 пс, в то время как время роста ЭСР-стресса по модели HBM и по модели MM составляет более 1 нс. В этом случае время включения паразитного биполярного транзистора можно не принимать во внимание. Паразитный биполярный транзистор может не включиться при воздействии электростатического разряда по модели CDM, время роста импульса которого может быть меньше 250 пс.

Так как принцип действия GGNMOST основывается на открытии паразитного латерального биполярного транзистора, то для его моделирования можно использовать модель биполярного транзистора. Паразитный латеральный биполярный транзистор открывается при пробое перехода база-коллектор. Но модель Гумеля-Пуна биполярного транзистора не описывает пробой переходов база-коллектор и база-эмиттер. Соответственно, модель защитного элемента

должна состоять из модели Гумеля-Пуна биполярного транзистора и модели стабилитрона, подключенного параллельно переходу база-коллектор.

Структура элемента GGNMOST

Рассмотрим схему, соответствующую структуре элемента на рис. 1. Она представлена на рис. 2,а. Здесь R1 – резистор, ограничивающий ток, установленный вне защитного элемента (на рис. 1 он не показан). Тогда ВАХ этого элемента (рис. 2,б) будет представлять собой ВАХ ограничителя напряжения. Тогда как в [4] говорится, что это элемент с пробойной (тиристорной) характеристикой (рис. 2,в). Таким образом, структура элемента, приведенная в [4], не соответствует его принципу действия. Попробуем предположить, как должен выглядеть защитный элемент, чтобы он не ограничивал напряжение, а снижал его при пробое.

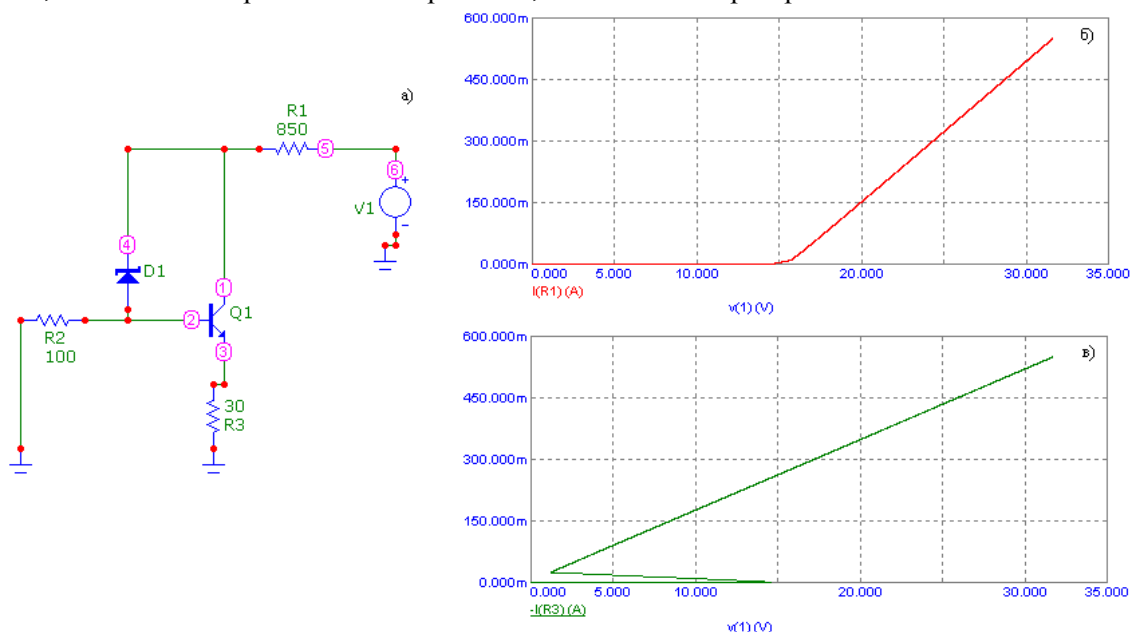


Рис. 2. Схема (а), соответствующая структуре элемента; ее ВАХ (б) и ВАХ (в) защитного элемента с тиристорной характеристикой

Если перенести резистор R1 в коллекторную цепь, а выходное напряжение снимать с коллектора, то получим положительную обратную связь. Тогда транзистор будет защелкиваться, а весь элемент в целом будет переходить в низкоомное состояние. Таким образом, если поставить резистор в коллекторную цепь, мы получим элемент с пробойной характеристикой. На рис. 3 показано, как может выглядеть структура этого элемента.

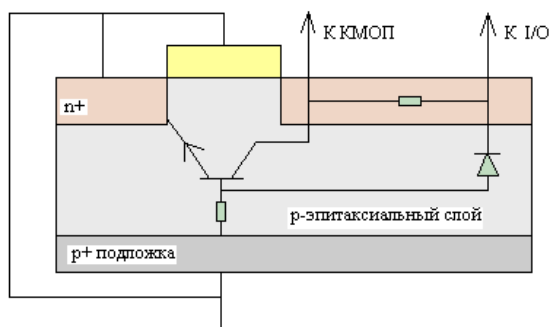


Рис. 3. Структура элемента GGNMOST

Модель элемента GGNMOST

На рис. 4,а представлена модель элемента защиты. Узел 5 соединен с контактной площадкой микросхемы, а узел 1 соединен с затвором КМОП логической схемы. ВАХ этого защитного элемента и зависимость выходного напряжения от входного показаны на рис. 4,б и 4,в. Как видно, при перенапряжении на контактной площадке микросхемы в 500 В, на комплементарные входы внутренней логической схемы попадает лишь 30 В. При применении внешней защиты такая встроенная схема позволит надежно защитить КМОП микросхемы от повреждения статическим электричеством.

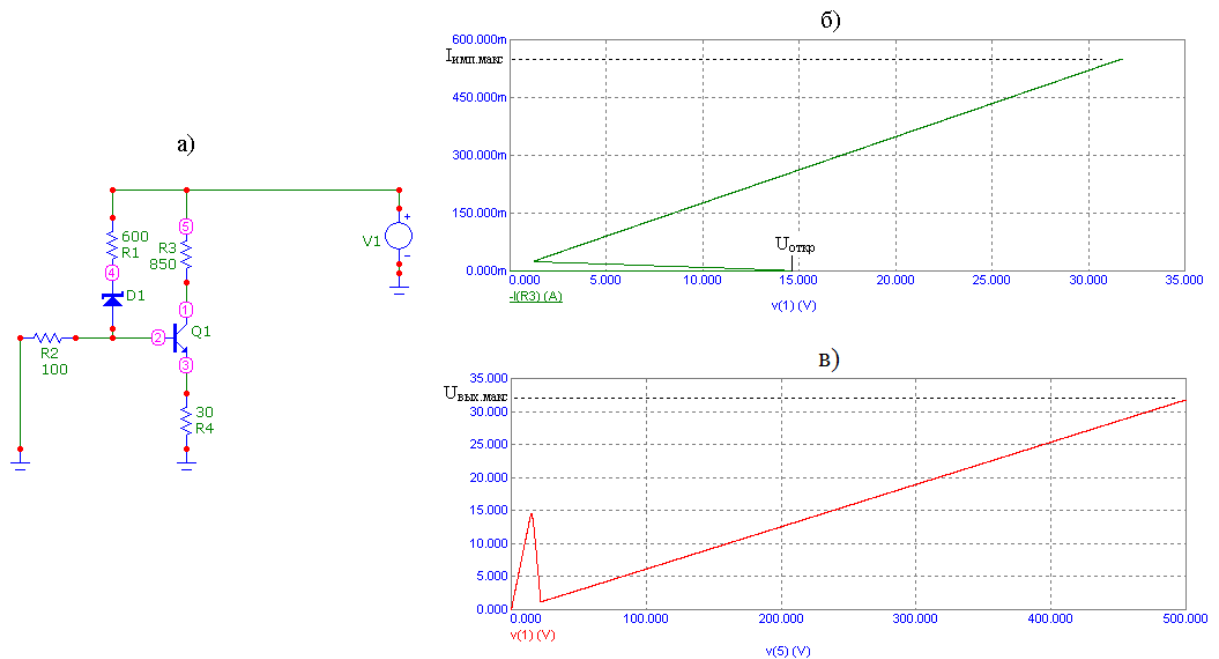


Рис. 4. Модель элемента защиты GGNMOST (а), ВАХ защитного элемента (б) и зависимость выходного напряжения от входного (в)

Элемент защиты можно охарактеризовать несколькими параметрами:

- $U_{откр}$ – напряжение открытия элемента, при достижении которого элемент входит в область с отрицательным дифференциальным сопротивлением, а после – в низкоомный режим;
- $I_{имп.макс}$ – максимальный импульсный ток (коллекторный и базовый), который может пропустить через себя элемент;
- $U_{вых.макс}$ – максимальное выходное напряжение, которое попадает на затвор КМОП; оно должно быть не больше пикового пробивного напряжения, при котором повреждается затвор КМОП.

Исходя из этих параметров, выбираются номиналы резисторов $R1$ – $R4$. Резистор $R3$ ограничивает коллекторный ток I_k и максимальное выходное напряжение $U_{вых.макс}$. Резистор $R1$ ограничивает базовый ток I_b , но при его увеличении возрастает напряжение открытия элемента. Резистор $R2$ компенсирует это влияние. Резистор $R4$ нужен для дополнительного ограничения базового тока I_b , его сопротивление порядка 30 Ом.

В схеме на рис. 4 номиналы резисторов $R1$ – $R4$ выбраны для следующих параметров:

$$U_{откр} = 15 \text{ В}; I_{имп.макс} = 1 \text{ А}; U_{вых.макс} = 30 \text{ В}.$$

Резисторы $R1$ – $R4$ являются объемными резисторами, распределенными по топологической структуре защитного элемента.

Динамические характеристики элемента

Важное требование к защитным структурам (условие применения защитных схем) – не ухудшать параметры защищаемой ИС. Также есть еще ряд требований:

- они должны иметь небольшую площадь;
- эффективно ограничивать напряжение разряда, подаваемого на схему;
- шунтировать напряжение и токи перегрузки, возникающие при ЭСР;
- ограничивать физическую область схемы на кристалле, на которую воздействует ЭСР;
- иметь максимально быстрое время срабатывания и вносить минимальное время задержки в нормальную работу ИС в диапазоне изменений питающего напряжения.

Исходя из последнего пункта, можно выделить два основных требования к динамике защитного элемента:

- минимальное негативное влияние на внутреннюю схему – внесение задержки и искажение входного сигнала;
- максимальная скорость открытия элемента при стрессовом воздействии.

Далее рассмотрим характеристики, по которым можно будет определить выполнение этих требований. Также будем рассматривать, какие параметры схемы влияют на эти характеристики. Основным активным элементом схемы является биполярный транзистор, поэтому его параметры

будут влиять на быстродействие и задержку сигнала. В схеме используется модель транзистора «GENERIC» с усредненными параметрами, и, изменяя эти параметры, будем исследовать динамические характеристики схемы.

Для определения негативного влияния защитного элемента на внутреннюю логическую схему рассмотрим частотные характеристики элемента в закрытом состоянии при входном напряжении, меньшем напряжения открытия. На эти характеристики наибольшее влияние оказывает параметр CJC биполярного транзистора – емкость коллекторного перехода при нулевом смещении. Для повышения частоты среза эту емкость нужно уменьшать. На рис. 5 показаны АЧХ и ФЧХ элемента, а также их зависимость от параметра CJC.

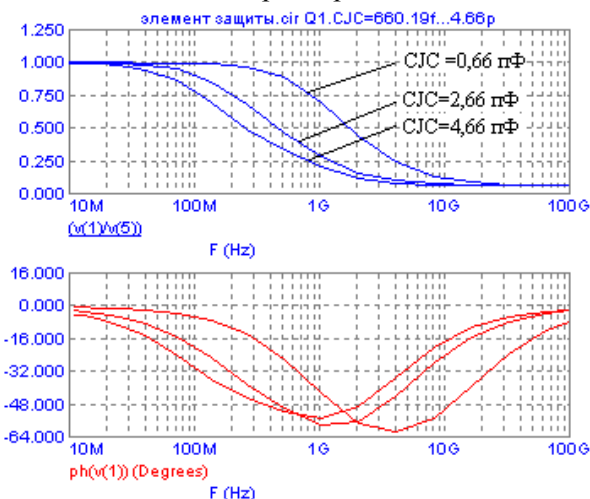


Рис. 5. АЧХ (вверху) и ФЧХ защитного элемента в закрытом состоянии и их зависимость от параметра CJC

Выберем значение параметра CJC 0,66 пФ. При нем частота среза максимальная и равна 1 ГГц. Минимальный фронт электростатического разряда по модели человеческого тела равен 1 нс, что соответствует максимальной частоте спектра импульса 1 ГГц. Далее будет показано, что частота среза элемента должна быть не меньше этого значения.

Теперь рассмотрим такую динамическую характеристику, как скорость открытия элемента при стрессовом воздействии. Как было сказано выше, скорость открытия элемента определяется временем пролета носителей через базу паразитного биполярного транзистора. В Spice-модели биполярного транзистора этот параметр обозначается TF.

На рис. 6 показана осциллограмма входного (v(5)) и выходного (v(1)) сигнала при значении TF = 15,8 нс. Задержка открытия элемента составляет при этом около 150 пс, что соответствует описанию характеристик элемента в [5]. В этой осциллограмме на вход подается цифровой сигнал частотой 200 МГц вместе с возмущающим воздействием в 100 В и с фронтом 0,5 нс. Анализируя осциллограмму можно сказать, что элемент защиты не предотвращает сбои цифровой аппаратуры, а только снижает вероятность необратимых отказов. Для предотвращения сбоев в цифровой аппаратуре нужно использовать алгоритмические методы, такие, как помехоустойчивое кодирование сигнала.

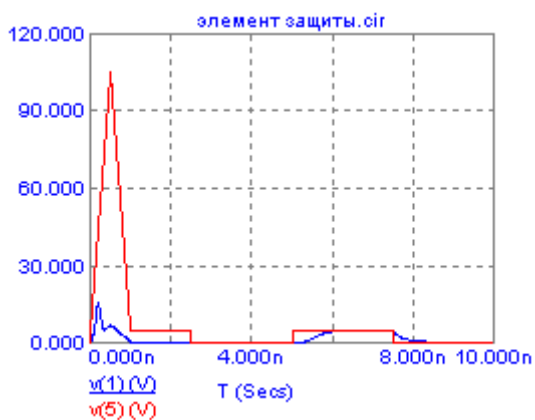


Рис. 6. Осциллограмма входного и выходного сигнала при TF = 15,8 нс

Далее рассмотрим эффективность защиты элемента при различных значениях параметра TF. На рис. 7 представлена осциллограмма для разных значений TF. Как видно, при значении TF = 415,8 нс защитный элемент не успевает открыться и не защищает внутреннюю логическую схему от повреждений. Таким образом, для эффективной защиты от ЭСР время переноса заряда через базу TF у защитного элемента должно быть минимальным.

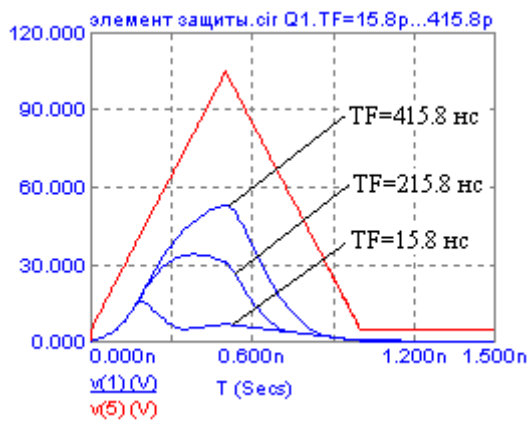


Рис. 7. Осциллограмма входного и выходного сигнала при разных значениях TF

Таким образом, в ходе работы был рассмотрены принцип действия, вид и основные статические и динамические характеристики встроенного защитного элемента на *n*-МОП транзисторе с заземленным затвором (GGNMOST). При разработке модели защитного элемента было выяснено, что модель Гумеля-Пуна биполярного транзистора не может использоваться для моделирования паразитного латерального биполярного транзистора защитного

элемента, так как не описывает пробой перехода база-коллектор. Поэтому в модель был введен стабилитрон. Также в ходе моделирования была уточнена топологическая структура элемента, при которой он может работать как пробойный элемент. После уточнения была получена модель защитного элемента, качественно удовлетворяющая характеристикам реального элемента. Исследуя модель и изменяя ее параметры, удалось получить характеристики, соответствующие реальным:

- статические: $U_{откр} = 15 \text{ В}$; $I_{имп.макс} = 1 \text{ А}$; $U_{вых.макс} = 30 \text{ В}$;
- динамические: частота среза для полезного сигнала – 1 ГГц; задержка открытия элемента – около 150 пс.

Следующим этапом исследований было моделирование генератора ЭСР и исследование воздействия ЭСР на микросхемы ТТЛШ и КМОП.

Предварительный этап моделирования

Предварительный этап включал в себя создание и испытание нескольких реальных интегральных микросхем (ИМС) на устойчивость к ЭСР в лабораторных условиях. Для испытания были выбраны микросхема с ТТЛШ-логикой КР1533ТМ2 и микросхема с КМОП-логикой КР1554ТМ2, представляющие собой триггеры. Так же были созданы 2 платы с различной разводкой – первая плата имела разводку, учитывающую требования по ЭМС, вторая, соответственно, была преднамеренно сделана максимально уязвимой для помех. Результаты эксперимента прекрасно соотносились с теорией, т.е. сбои ТТЛШ-микросхемы были в большинстве случаев из логического 0 в 1, а в случае КМОП примерно равномерны в обоих направлениях, так же КМОП-микросхема показала в целом лучшую устойчивость к ЭСР. Все дальнейшие результаты моделирования будут опираться на данные, описанные выше, для установления корректности модели.

Моделирование воздействия ЭСР на ИМС КР1533ТМ2 и КР1554ТМ2 проводилось с использованием программы Multisim 10.1. Первым этапом стало создание модели генератора ЭСР. Планировалось использовать 3 варианта генератора, соответствующих моделям ЭСР:

1. Точное соответствие ГОСТ Р 51317.4.2-99, форма сигнала (рис. 8) [6].
2. Machine Model (MM) [1, 2, 7].
3. Human Body Model (HBM) [1, 2, 7].

Первые две модели имеют принципиально разное воздействие на схемы – первая модель имеет более высокие напряжения, а вторая – при более низких напряжениях, большую мощность разряда, за счет значительно большего тока.

На этом этапе моделирования возникли серьезные проблемы – программа отказывалась показывать хоть сколько-нибудь адекватный сигнал на выходе генератора. Контрольное моделирование цепи из источника постоянного тока, резистора и ключа, запрограммированного на работу в наносекундном диапазоне, показало, что программа Multisim 10.1 не может моделировать в этом диапазоне. На рис. 9 показан результат моделирования по модели HBM. Тем не менее, был создан прототип стенда для моделирования. Забегая вперед, отметим, что для моделирования пришлось увеличить все напряжение на 3, а иногда на 4 порядка.

Следующей проблемой оказалась абсолютная нечувствительность имеющихся в программе моделей микросхем к ЭСР. Анализ справочных данных и нормативно-технической документации на микросхемы позволил уточнить принципиальную схему логики и исполнение логических элементов для конкретного семейства микросхем. В итоге были получены развернутые

модели обеих микросхем и проведен цикл испытаний, результаты которых позволили сформулировать следующие выводы:

- используемая программа Multisim 10.1 не может работать с необходимой точностью,
- имеющиеся в программе модели ИМС полностью нечувствительны к воздействию ЭСР,
- в справочниках и сети Интернет отсутствует внятная информация о точном внутреннем устройстве микросхем серий КР1533 и КР1554, несмотря на их почтенный возраст,
- корреляция результатов моделирования, даже учитывая множественные допущения, с результатами реального эксперимента достигает 70 %.

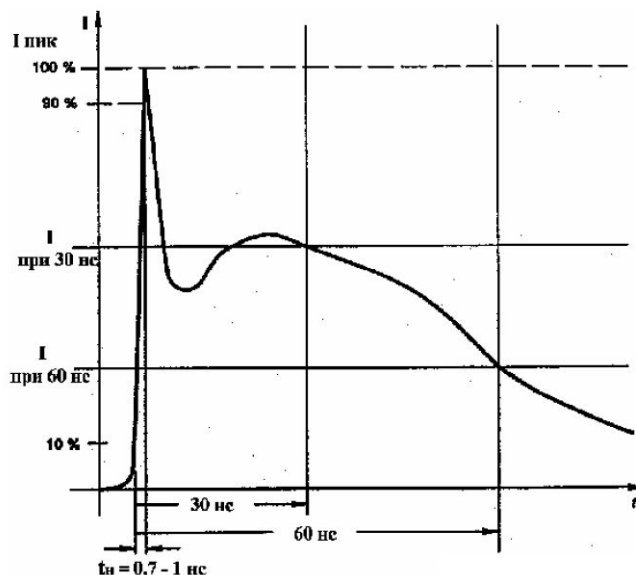


Рис. 8. Форма импульса ЭСР по ГОСТ 51317.4.2-99

Уточнение модели и методики виртуального эксперимента

Так как была получена высокая степень сходства результатов эксперимента и моделирования, было принято решение о продолжении моделирования с использованием более мощного программного обеспечения. В качестве программного обеспечения была выбрана имеющая прекрасные возможности программа Microcap 9. Первые же попытки смоделировать генератор ЭСР (рис. 9) в соответствии с ГОСТ 51317.4.2-99 стали весьма обнадеживающими, поскольку:

- форма полученного сигнала была весьма близкой к указанной в ГОСТ (рис. 10),
- программа позволяет моделировать в пикосекундном диапазоне.

Но был и один настораживающий момент – время моделирования генератора на точности 1 пс.

Попытка воспользоваться имеющимися в программе моделями ИМС оказалась неудачной – они, как и в предыдущем моделировании, показали полное отсутствие чувствительности к ЭСР. Это предопределило составление моделей КР1533ТМ2 и КР1554ТМ2 из дискретных элементов. Стоит отдельно отметить, что используемые модели дискретных моделей транзисторов и диодов были подвергнуты переработки – их внутренние параметры, такие как внутренние емкости и токи насыщения, максимально приближены к нормам для элементов, используемых в ИМС.

Это позволило добиться того, что скорость работы и напряжения отлично совпали с заявленными в документации на микросхемы (рис. 11).

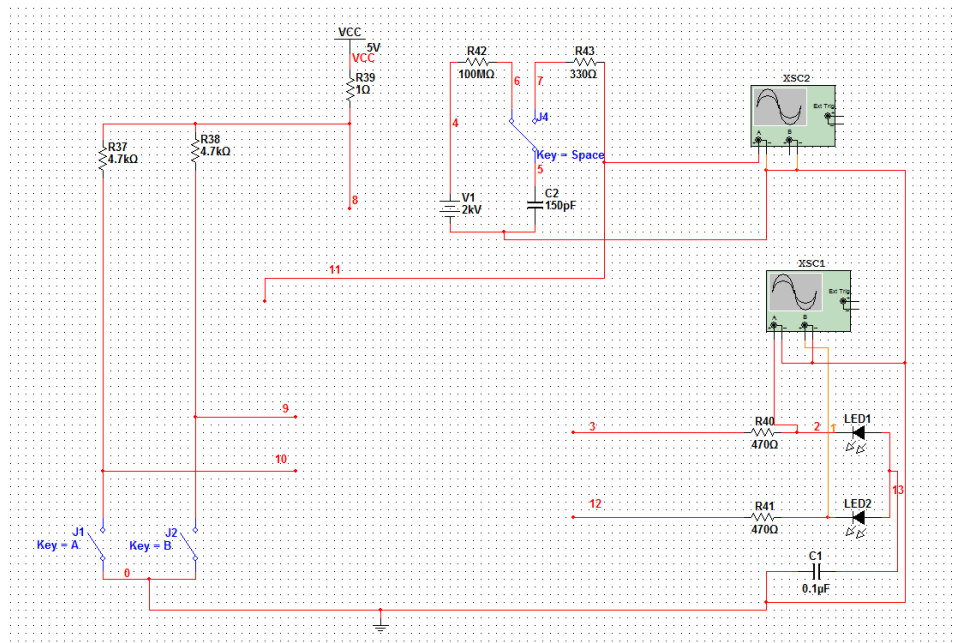


Рис. 9. Модель человеческого тела (Human Body Model, HBM)

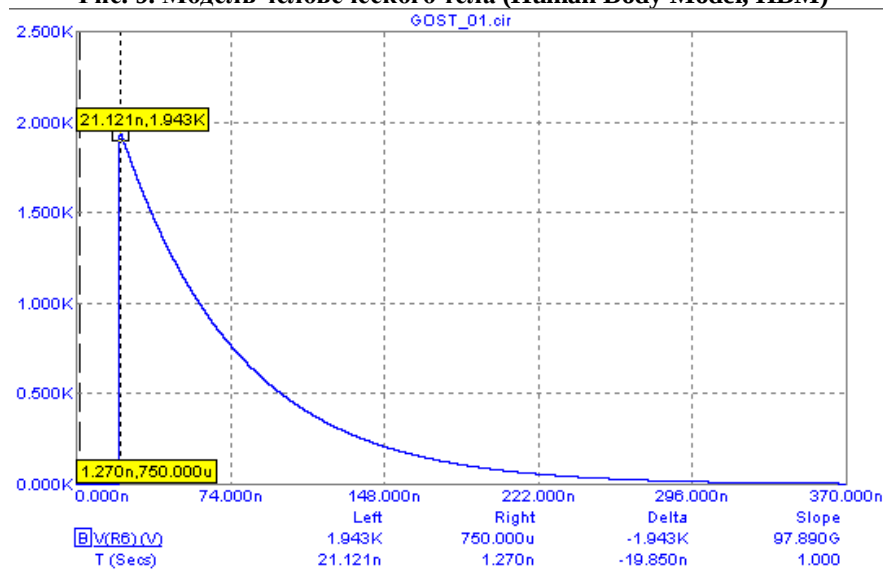


Рис. 10. Форма импульса ЭСР при моделировании в Microcap 9

Следующим положительным фактором можно считать то, что характер реакции микросхем на воздействие ЭСР полностью соответствует теоретическому и полученному в натурном эксперименте, но с оговоркой – смоделированная KР1533ТМ2 оказалась устойчивее реальной на порядок. Причины такого поведения модели на данный момент выясняются. Применение даже простейших средств защиты, например, развязывающего конденсатора, значительно повышает устойчивость моделей к ЭСР. Стоит отметить следующие особенности:

- при достаточной точности моделирования можно наблюдать резонансные явления в цепях питания,
- для корректного моделирования необходима высокая точность вычислений, максимальный шаг не более 100 пс, достаточный 10 пс,
- предыдущий пункт порождает проблему – гигантская ресурсоемкость вычислений. При обсчете отрезка в 100 мкс с точностью 10 пс временной файл с расчетами имеет размер порядка 70 Гб; время между командой на старт расчетов и выведение 4-х графиков (2 входа, 2 выхода, на машине поколения Core 2 Duo с тактовой частотой CPU в 3.5 ГГц, вычисления происходят в 1 поток) занимает приблизительно 25 минут,
- при моделировании было получено состояние временного сбоя, после которого микросхема без внешних воздействия возвращалась в заданное состояние (для всех моделей),

- так же было получено состояние отказа, когда после воздействия происходит смещение напряжения на выходе и оба выхода имеют одинаковое напряжение.

На рис. 12 показан сбой для модели КР1554ТМ2. На рис. 13 показаны резонансные явления, возникшие при испытании КР1533ТМ2.

По результатам исследований на данном этапе можно сделать следующие выводы:

- на современной аппаратно-программной базе возможно моделирование воздействия ЭСР на ИМС,
- моделирование может значительно сэкономить затраты на разработку ИМС, так как позволяет сократить цикл натурных испытаний,
- моделирование позволит создавать более устойчивые к ЭСР элементы, при этом оптимизированные по конструкции, что снизит их себестоимость,
- перед попытками моделирования воздействия ЭСР необходимо существенно переработать существующие в средствах моделирования модели элементов, так как большинство характеристик последних идеальны, что не приемлемо для корректного моделирования,
- затраты на этапе проектирования, как человеко-часов, так и машинных ресурсов могут значительно возрасти, что, в свою очередь, должно быть скомпенсировано сокращенным циклом натурных испытаний и оптимизацией выпускаемой продукции, как по стоимости, так и по устойчивости к ЭСР.

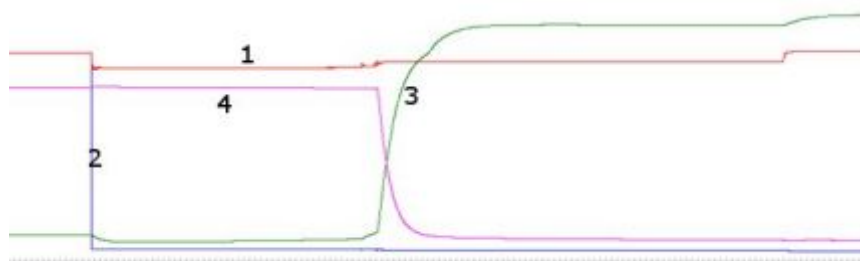


Рис. 11. Нормальное переключение КР1533ТМ2: 1, 2 – входы, 3, 4 – выходы

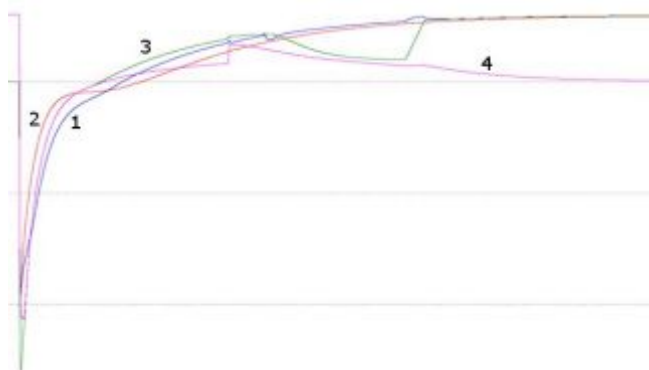


Рис. 12. Воздействие ЭСР и последующий сбой. КР1554ТМ2: 1, 2 – входы, 3, 4 – выходы

Обзор методов измерения характеристик электростатических полей

Определение реальной электромагнитной обстановки при наличии статического электричества играет важную роль при проведении испытаний и контроле электростатических полей. Например, такие измерения позволяют выявить материалы, наиболее склонные к электризации, сравнить материалы по степени склонности к электризации, выбрать место установки нейтрализаторов электростатического заряда, оценить время стекания зарядов [1, 3]. Также принципы, сходные с используемыми при измерения электростатических потенциалов используются и при измерении проводимости воздуха при испытании установок для ионизации [8]. В данном разделе дан обзор доступных методов для измерения напряжённости статических полей, статических зарядов и потенциалов.

Задача измерения параметров электростатических полей сводится к измерению напряжения, тока или заряда. Обычные электроизмерительные приборы непригодны для решения поставленной задачи, так как имеют конечное входное сопротивление [9]. Например, если мы

хотим измерить электростатический потенциал заряженного проводника относительно земли, то при присоединении вольтметра между проводником и землёй, заряд с проводника быстро стечёт на землю через входное сопротивление вольтметра. Не получится измерить с помощью вольтметра и потенциал изолятора, так для измерения вольтметр требует протекания некоторого тока через его входное сопротивление, а через изолятор ток протекать не может. Поэтому вольтметр в обоих случаях покажет ноль. Следовательно, для измерения характеристик электростатических полей необходима аппаратура с возможно более высоким входным сопротивлением и сверхнизким входным током. При этом обеспечивается условие сверхмалого потребления энергии от объекта измерений. Такая измерительная аппаратура носит название электрометрической аппаратуры. Подробности схемотехники и принципов действия электрометрической аппаратуры описаны в [10]. Схемотехника устройств, описанных в данном источнике, в настоящее время устарела, но общие их принципы работы актуальны до настоящего времени. Как альтернативный подход, можно для измерения характеристик электростатических полей использовать датчики, основанные на других физических принципах, чем традиционная электроизмерительная аппаратура. Краткий обзор методов измерения характеристик электростатического поля имеется также в [1].

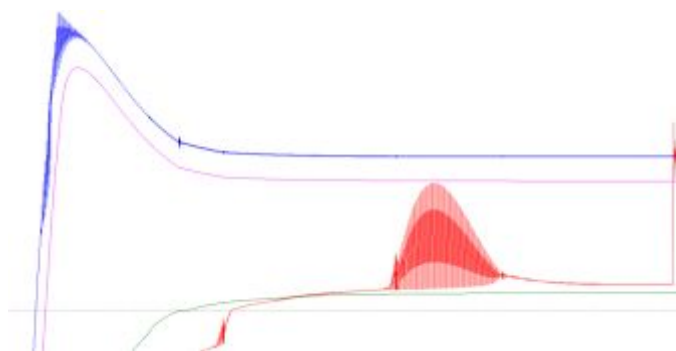


Рис. 13. Резонансные явления на входах KP1533TM2 после воздействия ЭСР

Одним из первых средств измерений электростатических потенциалов были лепестковые электрометры [10, 11]. Их действие основано на взаимном притяжении и отталкивании лепестков от корпуса под действие электростатического поля. В настоящее время эти приборы вышли из употребления как средство измерения, но до сих пор используются для демонстраций в учебных целях, в том числе и за рубежом, что показывают многочисленные публикации по данной теме [12]. Применение электроскопов в учебных целях обусловлено наглядностью их принципа действия. Сходный принцип действия используется в электростатических вольтметрах, которые используются до настоящего времени. Но эти приборы содержат точную механику в своем составе и поэтому непригодны для производственных условий.

Другим вариантом построения прибора для измерения параметров электростатических полей является усилитель со сверхнизким входным током, ко входу которого можно подключить например зонд, потенциал которого будет равен потенциалу точки поля в которой он помещён. Такой усилитель называется электрометрическим усилителем. Ранее подобная аппаратура строилась на основе электрометрических радиоламп [13] со сверхнизким током управляющей сетки. В настоящее время выпуск электрометрических ламп прекращён, и вместо них используются полупроводниковые приборы со сверхнизким входным током. Как правило, это операционные усилители со входным каскадом на полевых транзисторах с изолированным затвором.

Ведущие мировые производители электронных компонентов выпускают интегральные микросхемы, предназначенные для построения подобной аппаратуры. Так фирма National Semiconductor (США) выпускает операционный усилитель со сверхнизким входным током LMC6001 [14], предназначенный для построения электрометров. Во входной цепи операционного усилителя используются полевые транзисторы с изолированным затвором. Входной ток микросхемы составляет 25 фА. Диапазон её входных напряжений составляет ± 15 В. В микросхему встроена защита от импульсов электростатического разряда по входной цепи до 2 кВ. Микросхема выпускается в металлическом, пластмассовом и керамическом корпусе.

Прибор, содержащий в своём составе электрометрический усилитель и связанный с его входом проводящий зонд, называется зондовым измерителем электростатических потенциалов.

Здесь важно заметить, что зондовые измерители всегда измеряют электростатический потенциал, хотя могут градуироваться и в единицах напряжённости поля, и плотности зарядов. Типовая схема зондового измерителя [15] показана на рис. 14. Все подобные устройства чувствительны к потенциалу электростатического поля, и градуируются в единицах потенциала.

Принцип измерения электростатических потенциалов зондовым методом основан на явлении электростатической индукции [11]. Эквивалентную схему бесконтактного измерения потенциала при помощи электрометра иллюстрирует рис. 15.

На схеме ёмкость C_2 зависит только от расстояния между зондом и объектом и от геометрии зонда. Если размеры объекта много больше зонда, то его можно приближённо считать плоскостью, и ёмкость C_2 не будет в этом случае зависеть от геометрии объекта [11]. И в данном случае для заданного расстояния между зондом и объектом будет всегда постоянной. Из рассмотрения эквивалентной схемы измерения можно записать выражение для напряжения на входе электрометра:

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_0 C_2}{C_2 + C_4}. \quad (1)$$

В выражении (1) для заданного расстояния до объекта измерения и геометрии зонда при условии, что размеры объекта много больше размеров зонда, ёмкость C_2 является постоянной. Входная ёмкость электрометра C_4 зависит только от его схемотехники и также является постоянной. Поэтому напряжение на входе электрометра будет пропорционально потенциалу объекта:

$$U_{\text{вх}} = K U_0 \quad (2)$$

$$K = \frac{C_2}{C_2 + C_4} = \text{const} \quad (3)$$

В выражении (2) коэффициент K зависит только от геометрии зонда и расстояния между зондом и объектом и не зависит от потенциала объекта. Поэтому достаточно проградуировать зондовый электрометр по электростатическому потенциалу только в какой-либо одной точке. Зная потенциал объекта относительно земли U_{01} , и по показаниям отсчётного устройства электрометра определив напряжение на его входе $U_{\text{вх}}$, можно из выражения (2) найти коэффициент K и по нему проградуировать шкалу электрометра в единицах электростатического потенциала:

$$K = \frac{U_{\text{вх}1}}{U_{01}} \quad (4)$$

Каждой геометрии зонда и каждому расстоянию между зондом и объектом будет соответствовать свой коэффициент K .

Для градуировки зондового измерителя по электростатическому потенциалу может быть использован специальный стенд для калибровки электрометра по потенциалу калибровочной пластины. Сходным образом калибруются бесконтактные измерители электростатических потенциалов, выпускаемые зарубежной промышленностью [16].

Достоинством зондового измерителя является отсутствие в его конструкции движущихся частей и точной механики.

Зондовые измерители имеют недостатки. Основным недостатком является наличие у прибора большого, но всё же конечного, входного сопротивления. При этом происходит медленное стекание заряда с зонда на землю через входное сопротивление, и измерения не могут продолжаться бесконечно долго. Поэтому зондовый измеритель не подходит, например, для такой задачи, как измерение напряжённости электростатического поля Земли. Также зондовые измерители имеют значительный температурный дрейф нуля электрометрического усилителя, и в них имеет место накопление заряда во входной ёмкости электрометрического усилителя. Это требует частой подстройки нуля такого измерителя. Но зондовые измерители пригодны для проведения контактных измерений.

Но, несмотря на вышеуказанные недостатки, приборы, основанные на зондовом принципе измерений, выпускаются отечественной и зарубежной промышленностью.

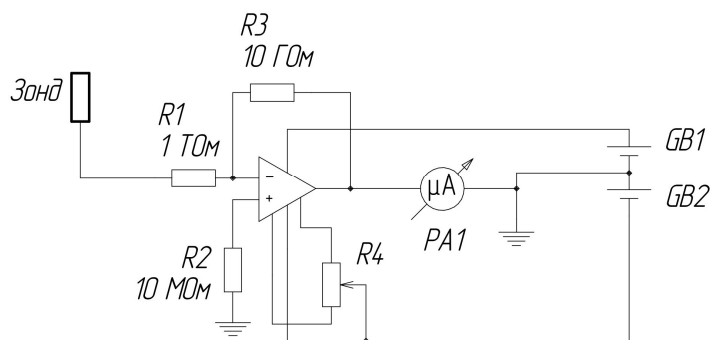


Рис. 14. Типовая схема электрическая принципиальная зондового измерителя электростатических потенциалов

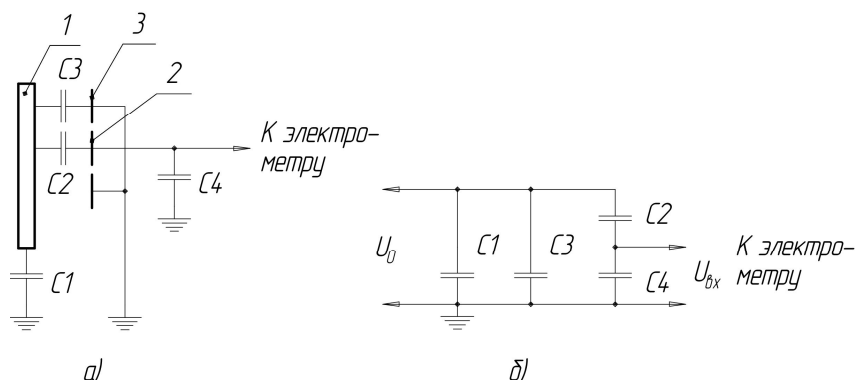


Рис. 15. Физическая (а) и эквивалентная электрическая (б) схема измерения электростатического потенциала при помощи зондового электрометра: $C1$ — ёмкость зонда на землю; $C2$ — ёмкость между зондом и объектом; $C3$ — ёмкость между объектом и корпусом зонда; $C4$ — входная ёмкость электрометра; 1 — объект измерения; 2 — зонд; 3 — заземлённый корпус зонда, оболочка кабеля зонда; U_0 — потенциал объекта; $U_{вх}$ — напряжение на входе электрометра

Самым употребительным датчиком электростатического поля является датчик с динамическим конденсатором («Field mill» по англоязычной терминологии). В измерителях с динамическим конденсатором происходит преобразование электростатического поля в квазипеременное поле. Сведения о конструкции и принципе действия такого измерителя содержатся в [9, 15, 17]. Схематически измеритель с динамическим конденсатором показан на рис. 16.

Динамический конденсатор состоит из подвижного и неподвижного электрода. Подвижный электрод приводится во вращение от электродвигателя. В цепи неподвижного электрода при этом течёт переменный ток, мгновенное значение которого меняется от нуля, когда неподвижный электрод закрыт подвижным до некоторого максимального значения, пропорционального напряжённости поля. Этот переменный ток затем усиливается усилителем, и его амплитуда, пропорциональная напряжённости поля может быть выведена на индикатор. По внешнему виду конструкция динамического конденсатора напоминает мельницу, поэтому он и получил своё англоязычное название.

В конструкции динамического конденсатора, показанной на рис. 16, используются две группы неподвижных пластин А и В, которые соединены попарно. Такое конструктивное исполнение в сочетании с использованием дифференциального усилителя обеспечивает повышенную помехоустойчивость системы.

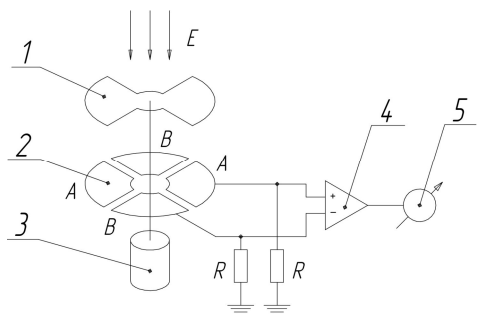


Рис. 16. Датчик с динамическим конденсатором: 1 — подвижная пластина; 2 — неподвижные пластины; 3 — электродвигатель; 4 — усилитель; 5 — индикатор; R — измерительное сопротивление; E — напряжённость электростатического поля; А и В — две группы неподвижных пластин

Принцип действия динамического конденсатора также основан на явлении электростатической индукции. На неподвижных пластинах при секторной форме пластин и при

равномерном вращении подвижного электрода с частотой n наводится переменный во времени заряд, равный:

$$Q = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E S(t) D \quad (5)$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; E – напряжённость поля; (t) – переменная во времени t площадь перекрытия пластин; D – поправочный коэффициент на экранирование поля корпусом динамического конденсатора; всегда меньше или равен единице.

Заряд Q изменяется во времени по треугольному закону, так как вращение пластин происходит равномерно. Ток I в цепи измерительных сопротивлений R будет равен производной заряда по времени и амплитуда этого тока будет равна:

$$I = \frac{dQ}{dt} = 2 \varepsilon_0 E S_0 D n \quad (6)$$

где S_0 – площадь неподвижных пластин.

Форма токов и зарядов в цепи пластин А и В показана на рис. 17.

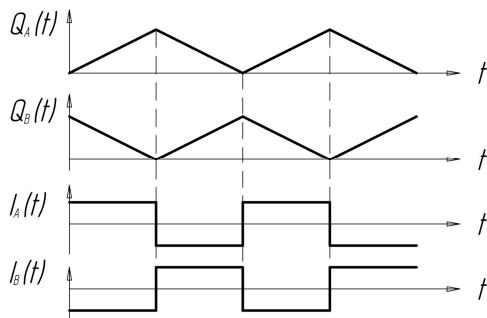


Рис. 17. Форма токов I_A и I_B зарядов Q_A и Q_B на пластинах А и В в измерителе с динамическим конденсатором

Преимуществом датчика с динамическим конденсатором является то, что он градуируется в единицах напряжённости поля. Вариантом датчика с динамическим конденсатором является датчик с вибрирующим подвижным электродом. В данной конструкции датчика электродвигатель отсутствует, и подвижный электрод приводится в колебательное движение от вибратора. В такой конструкции датчика происходят те же процессы, что и в конструкции с электродвигателем. Датчик с динамическим конденсатором может быть выполнен размерами до 0,5 мм.

Калибровка измерителя с динамическим конденсатором производится по однородному полю плоского конденсатора. При этом датчик размещается в отверстии в центре одной из обкладок конденсатора. Такое размещение датчика обеспечивает отсутствие искажений измеряемого поля при внесении в него датчика.

Для измерения электростатических потенциалов применяется вариант включения датчика с динамическим конденсатором, известный как бесконтактный вольтметр. При этом корпус датчика подключается к выходу высоковольтного источника напряжения, а выходной сигнал датчика отслеживается по цепи обратной связи. При этом результирующая напряжённость поля складывается из напряжённости поля объекта и напряжённости поля, создаваемого корпусом датчика, находящемся под напряжением. Напряжённость поля равна нулю в случае равенства потенциала объекта и напряжения на корпусе датчика. Напряжение высоковольтного источника изменяется по цепи обратной связи до тех пор, пока напряжение на выходе датчика с динамическим конденсатором не станет равным нулю. Бесконтактный вольтметр можно использовать и для измерения зарядов.

Перспективной разработкой является датчик с динамическим конденсатором, выполненный по MEMS-технологии [15, 18]. Такой датчик является разновидностью датчика с вибрирующим электродом. При этом имеется возможность разместить датчик напряжённости электрического поля внутри корпуса интегральной микросхемы.

Для специальных лабораторных исследований применяются трёхкоординатные датчики напряжённости поля, которые дают информацию о составляющих вектора напряжённости поля по трём осям координат X , Y , Z . Эти датчики имеют различную конструкцию, в большинстве случаев основанную на принципе динамического конденсатора.

Практически идеальными являются оптические измерители напряжённости электростатических полей [15]. Они основаны на зависимости оптических свойств кристаллов с двойным лучепреломлением от напряжённости внешнего электростатического поля. Для проведения измерений используются интерферометрические методы. Достоинством таких датчиков является то, что они не искажают измеряемое поле, так как корпус датчика не содержит проводящих деталей, и передача сигнала с датчика производится оптическими методами.

В настоящее время отечественная и зарубежная электронная промышленность выпускает разнообразные измерители параметров электростатических полей. Большинство таких измерителей относятся к измерителю напряжённости поля и потенциала. Эти приборы могут использоваться в условиях производства.

ФГУП НПП «Циклон-тест» выпускает прибор для измерения напряжённости электростатических полей ИЭСП-01 [19]. Прибор ИЭСП-01 соответствует требованиям ГОСТ Р 51070-97 «Измерители напряжённости электрического и магнитного полей. Общие технические требования и методы испытаний». Прибор обеспечивает цифровую индикацию измеренного значения. Измеритель имеет портативное исполнение и питается от батареи напряжением 9 В. Мощность, потребляемая от батареи не более 150 мВт. В основе работы прибора лежит принцип зондового измерения напряжённости поля. Зонд экранирован шторкой. На время проведения измерений шторка открывается. Измеритель может комплектоваться встроенной и кабельной антенной. Прибор имеет входной каскад на операционном усилителе с входным сопротивлением 100 ГОм. Прибор обеспечивает бесконтактное измерение напряжённости поля в диапазоне 0,1–180 кВ/м и потенциала в диапазоне 0,1–18 кВ (на расстоянии 100 мм) с погрешностью $\pm 20\%$. Измерение потенциала производится расчётным способом по измеренной напряжённости поля. При ориентации прибора в пространстве последовательно по трём осям координат он может дать отсчёт трёх компонент вектора напряжённости поля.

Немецкая фирма Kleinwächter специализируется на выпуске приборов для проведения измерений параметров электростатических полей. Также фирма выпускает тераомметры и тестеры заземления.

Измеритель электростатических потенциалов EFM-122 [16] предназначен для бесконтактного измерения электростатических потенциалов при аттестации рабочих мест. Прибор имеет портативное исполнение и питается от батареи напряжением 9 В. Прибор имеет цифровую шкалу. Он обеспечивает измерение электростатического потенциала на расстояния 20 см до 200 кВ. В основе работы прибора лежит принцип датчика с динамическим конденсатором. Прибор комплектуется кабелем с измерительной головкой и кабелем заземления. Возможна подкалибровка прибора в однородном поле калибровочной пластины размерами 100×100 мм (не входит в комплект поставки).

На настоящее время наиболее употребительными являются измерители характеристик электростатических полей, основанные на зондовом методе и на методе динамического конденсатора. Из проведённого обзора следует, что наиболее подходящим методом измерения напряжённости электростатического поля и электростатического потенциала для условий приборостроительного предприятия является метод динамического конденсатора. Приборы, основанные на данном принципе, имеют меньший температурный дрейф показаний, чем зондовые измерители, и пригодны для проведения длительных измерений. Но они сложнее по конструкции, чем зондовые измерители. Применением специальных конструкторских решений зондовые измерители можно по параметрам приблизить к измерителям с динамическим конденсатором. Измерители с динамическим конденсатором обеспечивают бесконтактное измерение напряжённости электростатического поля и электростатического потенциала. Наряду с измерителями с динамическим конденсатором применяются зондовые измерители, которые проще по конструкции и дешевле. В особых случаях для лабораторных исследований необходимо использовать оптические измерители. Для учебных целей для демонстраций до сих пор применяются лепестковые электрометры.

Список литературы

1. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. – М.: Издательский дом «Технологии», 2005. – 352 с.
2. Уилльямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. – М.: Издательский дом «Технологии», 2003 г. – 540 с.
3. Кривов А. С., Трегубов Д. В. Современные требования к защите электронных средств от электростатического разряда. – Технологии ЭМС. – 2012. – № 1(40). – С. 59–67.
4. Горлов М., Строгонов А., Адамян А. Воздействие электростатических разрядов на интегральные схемы. – Компоненты и технологии. – 2008. – № 3. – С. 188–192.
5. Волков С., Ефишин А., Морозов С., Соколов С. Проблема электростатического разряда и современные методы защиты интегральных схем от него. Часть 3. – ChipNews. – 2005. – № 2. – С. 43–49.

6. ГОСТ Р 51317.4.2 - 99 Совместимость технических средств электромагнитная «Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний».
7. MIL-STD-883C «TEST METHOD STANDARD MICROCIRCUITS» от 26.02.2010.
8. IEC 61340-4-7:2010 Electrostatics — Part 4-7: Standard test methods for specific applications — Ionization.
9. Horenstein M. Applied electrostatics// Handbook of engineering electromagnetics/ Ed. by R. Bansal. — New York: Marcel Dekker, 2004. — 706 pp.
10. Илюкович А. М. Техника электрометрии. — М.: Энергия, 1976. — 400с.
11. Зисман Г. А., Тодес О. М. Курс общей физики. — М.: Наука, 1969. - Т.2. — 368с.
12. Kersting T. Elektrostatik — Die elektrische Ladung. Didaktik der Physik. — Duisburg-Essen Universität., 2009. — <http://didaktik.physik.uni-duisburg-essen.de>.
13. Царёв Б. М. Электрометрические лампы // Успехи физических наук. — 1948. — Т.35, №2. — С.251–270.
14. National Semiconductor. — LMC6001 Ultra low input current amplifier, 2009.
15. Miles R., Bond T., Meyer G. Report on non-contact DC electric field sensors. — Lawrence Livermore National Laboratory, 2003.
16. Kleinwächter GmbH. — EFM122. Elektroföldmeter mit Handgerät und Digitalanzeige zur Messung elektrostatischer Aufladungen. Betriebsanleitung.
17. Kneifel S. Die Feldmühle. — 2005. — <http://www.qsl.net/dh1stf/>.
18. Schüler aus Schleswig entwickelt Elektroföldmeter-Chip. — Verband der Elektrotechnik, Elektronik, Informationstechnik, Oktober, 2009.
19. ФГУП НПП «Циклон-тест». — Измеритель напряжённости электростатического поля ИЭСП-01. Руководство по эксплуатации. ПАЭМ.411720.001 РЭ.

*Московский институт электроники и математики Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (МИЭМ НИУ ВШЭ).
Статья поступила 15.01.2012.*

Abrameshin A.E., Galuhin I.A., Kechiev L.N., Kuznetsov V.V., Nazarov R.V.

Influence ЭСР on semi-conductor components: modelling of schemes of protection, methods and means of tests

In work modelling of one of the base built in elements of protection on the MOP-TRANSISTOR is considered: n-МОП the transistor with the earthed shutter (Grounded Gate NMOS Transistor, GGNMOST). The model of this element of the protection, included in models of some microcircuits, will allow to make virtual experiments on influence ЭСР on element base and on equipment in which it is applied. Modelling of work of microcircuits in the conditions of influence ЭСР is considered. Methods of measurement of electrostatic charges, potentials are given, to intensity of an electrostatic field for use in the industry. Such measurements are important for maintenance of protection of radio-electronic equipment from the electrostatic category. Are considered зондовый a method, a method of the dynamic condenser and optical methods. Merits and demerits of the given methods are compared.

The electrostatic category, semi-conductor component, model, the protection scheme, electrostatic potential, intensity of an electrostatic field, electrometer, зондовый a method, a method of the dynamic condenser

Moscow Institute of Electronics and Mathematics, Higher School of Economics (MIEM HSE)