

ИЗМЕРЕНИЯ, СЕРТИФИКАЦИЯ И МОНИТОРИНГ

MEASUREMENTS AND STANDARDS

Д.В. Вилесов¹, А.А. Воршевский¹, В.Б. Мачульский²

¹Санкт-Петербургский государственный морской технический университет,

²Российский морской регистр судоходства

НОРМИРОВАНИЕ УСЛОВИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СУДОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Abstract. IEC and IACS set EMC requirements for shipboard electrical and electronic equipment. Russian Register of shipping is the main body for certification of shipboard equipment. The new EMC documents of IEC, IACS and Russian Register are very close. Additional EMC immunity tests for systems in ships are required.

Международная ассоциация классификационных обществ МАКО (документ E10), Международная электротехническая комиссия МЭК (документы 60-945 и 60-533) устанавливают, что судовое оборудование в обязательном порядке должно быть испытано на соответствие требованиям по устойчивости к помехам и к допустимому уровню создаваемых им помех (эмиссии помех).. Требования по испытаниям могут отличаться в зависимости от назначения оборудования и места его размещения: зона палубы и мостика, общая зона распределения электроэнергии, специальная зона распределения электроэнергии, зона размещения команды и пассажиров. Испытания на соответствие требованиям по электромагнитной совместимости должны проводиться аккредитованными лабораториями. Образцы оборудования испытываются в лабораторных условиях с максимальным приближением к реальным условиям.

Правила классификации и постройки морских судов Российского Морского Регистра судоходства определяют требова-

ния к испытаниям на ЭМС судового оборудования, включающего электротехническое, радиотехническое, навигационное оборудование и средства автоматизации.

Анализ требований по устойчивости оборудования к электромагнитным помехам за последние годы показывает, что содержание основных документов сближается. В новой редакции МЭК 60-533 параметры испытательных импульсных помех приведены в соответствие с документами МЭК 1000-4. Аналогичные изменения произошли в других документах, но сохранились и некоторые отличия. Правила Российского Морского Регистра судоходства выдвигают более жесткие требования до критериям функционирования (А-отсутствие изменений в работе оборудования при воздействии помех) и содержат дополнительные требования по устойчивости к магнитному полю, но не определяют устойчивости к динамическим изменениям напряжения электропитания. По сравнению с Европейскими и Российскими требованиями к бытовому и промышленному оборудованию все пер-

численные документы выдвигают более жесткие требования для судового оборудования, что определяется более сложными условиями его эксплуатации и необходимостью обеспечения меньшей вероятности сбоев.

В перспективе ожидается введение Морским Регистром гармонизированных с МЭК и МАКО испытаний. Оборудование должно сохранять функционирование в соответствии с заданными критериями при воздействии следующих видов помех.

Гармоники питающего напряжения величиной 10% от действующего значения питающего напряжения в диапазоне 50-900 Гц; 10 - 1 % в диапазоне 0,9-6 кГц и 1% в диапазоне 6-10 кГц. Критерий А

Изменения напряжения электропитания в пределах $\pm 20\%$, длительностью 1,5 с и изменение частоты питающего напряжения в пределах $\pm 10\%$, длительностью 5с. Критерий В.

Прерывания электропитания длительностью 60 с. Критерий С

Наносекундные импульсные помехи по МЭК 1000-4-4 с длительностью 50 нс, фронтом 5 нс, частотой следования 5 кГц, создаваемых пачками длительностью 15 мс и периодом следования пачек 300 мс. Цепи электропитания - 2 кВ. Цепи ввода-вывода - 1 кВ. Критерий В

Микросекундные импульсные помехи по МЭК 1000-4-5 с длительностью 50 мкс, фронтом 1 мкс. Цепи электропитания несимметрично - 1 кВ, симметрично -0,5 кВ. Критерий В.

Радиочастотные напряжения по МЭК 1000-4-6, прикладываемые несимметрично в цепях электропитания и ввода-вывода, напряжением 3 В с частотой 0,15 (0,01) - 80 МГц при модуляции 80% с частотой 1 кГц. Критерий А.

Электростатический разряд по МЭК 1000-4-2 на корпус оборудования контактный напряжением 6 кВ и воздушный - 8 кВ. Критерий В.

Радиочастотное электромагнитное поле по МЭК 1000-4-3 напряженностью 10 В/м частотой 80-1000 МГц при модуляции 80% частотой 1 кГц. Критерий А

Магнитное поле постоянное напряженностью 100 А/м и переменное с частотой 50 Гц напряженностью 10 А/м для оборудования, размещаемого на расстоянии более 2 м от мощных источников поля (силовых трансформаторов, шинопроводов). Переменное и постоянное магнитное поле напряженностью 400 А/м для оборудования, размещаемого на расстоянии от 1 до 2 м от мощных источников поля, и напряженностью 1000 А/м для расстояния менее 1 м.

Трансформаторы, электродвигатели, генераторы, контакторы и выключатели, не содержащие электронных схем управления, не подлежат испытаниям на устойчивость к помехам.

Уровень электромагнитных помех, создаваемых оборудованием не должен превышать максимально допустимого уровня. Измерения должны проводиться в режиме работы оборудования, создающем максимальный уровень помех. Измерения проводят приборами с квазипиковым детектором. Полоса пропускания 9 кГц в диапазоне 9 кГц-30 МГц и 120 кГц в диапазоне 30-1000 МГц за исключением диапазона 156-165 МГц, где следует использовать полосу 9 кГц.

Для оборудования, размещаемого на палубе и мостике, устанавливаются следующие допустимые уровни создаваемых помех.

Электромагнитное поле на расстоянии 3 м в диапазонах частот: 150 -300 кГц -80 -50 дБ; 300 кГц-30 МГц - 50-34 дБ; 30 - 1000 МГц - 54 дБ за исключением диапазона 156-165 МГц, где устанавливается 24 дБ.

Напряжение помех в цепях питания и ввода-вывода, измеренное с помощью эквивалента сети по СИСПР 16 в диапазонах частот: 10-150 кГц - 96-52 дБ ;

150-350 кГц - 60-52 дБ; 350 кГц - 30 МГц -52 дБ.

Для общего расположения оборудования

Электромагнитное поле на расстоянии 3 м в диапазонах частот: 150 кГц -30 МГц 80 -50 дБ; 30 МГц-100 МГц - 60-54 дБ;

400 -1000 МГц - 54 дБ, за исключением диапазона 156-165 МГц, где устанавливается 24 дБ.

Напряжение помех в цепях питания и ввода -вывода, измеренное с помощью эквивалента сети по СИСР 16 в диапазонах частот: 10-150 кГц - 120-69 дБ ; 150-500 кГц - 79 дБ, 500 кГц-30 МГц -73 дБ.

Для оборудования специальных зон электропитания, таких как гребная электроэнергетическая установка, могут быть установлены требования по согласованию Российским Морским Регистром Судоходства.

Документы включают также рекомендации по выбору, размещению и монтажу оборудования с целью обеспечения ЭМС.

Общий подход к обеспечению электромагнитной совместимости при размещении оборудования состоит в подавлении помех в источнике, помехозащите чувствительного оборудования и снижении электромагнитных связей оборудования. Следующие меры могут быть использованы отдельно или в комбинации:

- Экранирование.
- Заземление.
- Правильный выбор и прокладка кабелей.
- Выбор места установки оборудования.
- Фильтрация.
- Использование специальных средств подавления помех и помехозащиты.
- Специальные меры для отдельных видов оборудования.

Специальные меры для отдельных видов оборудования конкретизируют методы и средства обеспечения ЭМС для оборудования в соответствии с классификацией МЭК 533.

Требования по электромагнитной совместимости для отдельных видов радиотехнического и навигационного оборудования (группа А) включают требования к антеннам, радиопередатчикам и приемникам, электромагнитной развязке в цепях питания, применению помехозащитных трансформаторов, экранированию. про-

кладке радиотехнических кабелей, заземлению).

Оборудование генерирования, преобразования, периодического переключения и управления электрической энергией (группа В) может создавать гармоники напряжения и тока в электрической сети. Генераторы должны иметь минимальное сверхпереходное сопротивление. Мощность преобразователей электроэнергии должна быть значительно меньше мощности генераторов. В противном случае необходимо использовать отдельную электрическую сеть, развязанную с основной. Фильтры могут устанавливаться параллельно с преобразователями. Должны быть устранены резонансы. Люминесцентные лампы должны содержать индуктивности для устранения перегрузок при воздействии гармоник. Оборудование может быть как источником, так и рецептором помех. В последнем случае применяются рекомендации по группе Е.

Радиолокаторы и гидроакустическое оборудование (группа С), работающее с импульсной мощностью, создают помехи во время излучения зондирующего сигнала и могут быть восприимчивы к помехам во время приема. Кабели сонаров, несущие большую импульсную мощность должны иметь двойной экран или прокладываться в металлических трубах. Кабели используемые для приема сигналов должны быть проложены отдельно от кабелей с высоким уровнем помех.

Коммутационное оборудование и оборудование, создающее кратковременные помехи при переключении (группа D), может включать индуктивные потребители (реле, соленоиды), электропривод, комбинацию катушек индуктивности и конденсаторов. Оборудование этой группы создает широкополосные помехи. Ограничители напряжений должны быть установлены возможно ближе к индуктивным цепям. Элементы, подавляющие высокочастотные процессы, должны устанавливаться на переключающих контактах. Рекомендуется использовать диоды, варисторы, RC-цепи, конденсаторы.

Оборудование обработки сигналов и внутренней связи (группа E), такое как цифровые и аналоговые системы связи между датчиками, дисплеями, панелями управления, компьютерами, исполнительными электродвигателями и реле, может создавать помехи и быть восприимчивым к ним. Для этого оборудования, как и к источнику помех, применимы меры аналогичные мерам для групп B и D. Для повышения устойчивости к помехам применяются следующие меры:

Передача данных по длинным кабелям должна осуществляться сигналами возможно более высокого уровня. Предпочтительно применение усилителей непосредственно в датчиках. В случае низких уровней сигналов может потребоваться помехоустойчивое кодирование с коррекцией ошибок. Желательно использовать в линиях передачи информации цепи с низким сопротивлением с целью ослабления емкостных влияний. На судах обычно наблюдаются несимметричные радиочастотные помехи с уровнем 1 -2В и импульсные помехи амплитудой в несколько сотен вольт. Усилители сигналов должны быть защищены от помех указанных уровней. Следует использовать симметричные линии передачи информации. Аналого-цифровые преобразователи должны быть интегрирующего типа. Внутренняя общая шина питания должна соединяться с корпусом только в одной точке, к которой должен быть хороший доступ для проведения инспекции и проверки сопротивления изоляции. Оптроны и трансформаторы должны использоваться для гальванической развязки элементов системы, особенно в случае когда невозможно обеспечить заземление только в одной точке. Компьютерные системы создают помехи и восприимчивы к помехам. Может потребоваться дополнительное экранирование таких систем. Измерительные усилители с симметричными входами частично преобразуют несимметричные помехи в симметричные из-за небольшой не симметрии входов. Для

уменьшения этого эффекта могут понадобиться дополнительные меры. Выбор и прокладка кабелей должны выполняться с соблюдением всех приведенных выше требований.

Неэлектротехническое оборудование (группа F) может создавать дополнительные помехи при воздействии электромагнитного поля, протекании тока о корпусу из-за изменения сопротивления точек контакта металлических частей оборудования. Для снижения помех необходимо выполнение качественного заземления всех металлических частей оборудования.

Интегрированные системы (группа G) включают оборудование различных производителей, объединенное единой кабельной сетью, и подразумевают его одновременную совместную работу. Отдельные части системы при этом работают в различных электромагнитных условиях. Возможность взаимных влияний возрастает с объединением большого числа оборудования. Успешное прохождение испытаний отдельных образцов оборудования не гарантирует идеальной работы системы в судовых условиях. Необходимо испытать систему в минимально необходимом составе оборудования в условиях лаборатории.

Вопросы обеспечения ЭМС в системах еще не достаточно регламентированы. По нашему мнению требуется проведение дополнительных испытаний на устойчивость к электростатическому разряду на наносекундным и микросекундным импульсным помехам непосредственно в месте установки.

Выводы

Наблюдается сближение ЭМС требований МЭК - МАКО и Российского Морского Регистра судоходства к судоходному оборудованию.

Нормативные документы необходимо дополнить требованиями по испытаниям на ЭМС судовых систем в месте установки.

Литература

1. Публикация МЭК 533
2. Публикация МЭК 945
3. Публикация МАКО ЕЮ
4. Правила классификации и постройки морских судов. Российский Морской Регистр судоходства. 1999.

Л.Л. Синий, В.Н. Сарылов, В.Ф. Молочков, В.И. Головченко

Государственное унитарное предприятие научно-исследовательский институт импульсной техники

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ ЦЕНТР ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Abstract: EMC Test Center equipped with up-to-date technical facilities and instrumentation and EMC Competent Body have been created at Research Institute of Pulse Technique (RIPT) of Ministry for Atomic Energy of the Russian Federation. It allows to perform certification and investigation tests of atomic industry products, safety related systems and other objects, as well as radio and electronic facilities for their immunity to electromagnetic interference and emissions in accordance with Russian and International standards

В последнее время экспертами МАГАТЭ все чаще обращается внимание на отдельные инциденты, хотя и находящиеся за пределами Международной шкалы ядерных событий, но указывающие на существование фактора неблагоприятной электромагнитной обстановки на АЭС, понижающего надежность их эксплуатации.

Безопасность атомных и тепловых электростанций в большой степени определяется работоспособностью автоматизированных систем управления технологическим процессом, представляющим собой комплекс технических средств низовой автоматики, объединенных в единую информационную сеть на основе средств программируемой микропроцессорной техники.

Одним из основных требований к электронным системам управления, контроля и защиты на объектах атомной и тепловой энергетики является повышенная надежность во всех штатных и экстремальных режимах работы в условиях воздействия различного вида помеховых электромагнитных полей и излучений.

Важнейшей проблемой при создании такого рода систем является проведение сертификационных испытаний, подтверждающих надежное и безопасное функционирование их электронного оборудования.

Ключевым моментом в процедуре сертификации являются специализированные лаборатории сертификационных испытаний. К их оборудованию и персоналу предъявляются высокие требования, определяемые международными стандартами и выработанными квалификационными нормами.

Таким образом задача создания отраслевого Центра по сертификации продукции атомной энергетики и промышленности на ЭМС в рамках системы сертификации со всей очевидностью встала перед Минатомом РФ, поскольку позволяла решать вопросы повышения безопасности, надежности, экологической чистоты АЭС в части соблюдения требований по ЭМС и обеспечивала соблюдение требований Европейской Директивы 89/336/ЕЕС относительно обязательной сертификации радиоэлектронной и электротехнической

продукции по стандартным требованиям к параметрам ЭМС.

Учитывая специфику отрасли и необходимость участия в испытаниях компетентных специалистов, Минатом РФ создал отраслевой центр сертификационных испытаний по требованиям ЭМС на базе НИИ импульсной техники, обеспечивающим испытания в рамках отраслевой «Системы сертификации оборудования, изделий и технологий для ядерных установок, радиационных источников и пунктов их хранения» (Система ОИТ). НИИ импульсной техники, созданный в 1961 году является одним из ведущих предприятий Минатома РФ в части разработки и внедрении аппаратурно-методического оснащения измерений электромагнитных полей.

Экспертизу сертифицируемых ТС осуществляет аккредитованный в Системе ОИТ сертификационный экспертный центр, созданный на базе ЗАО «НИИ-ЦЭМС».

В настоящее время испытательный Центр, аккредитованный в Системе сертификации ОИТ, позволяет осуществлять испытания технических средств на устойчивость к излучаемым и кондуктивным помехам и эмиссию промышленных радиопомех в соответствии с требованиями следующих международных стандартов, регламентирующих нормы и методы испытаний: МЭК 61000-4-2,3,4,5,6,8,9,10,11,12,13,14,15,16,27,28; МЭК 61000-3-2,3; СИСПР- 11, 12, 14-1, 15, 16, 22.

Испытательный Центр оснащен самым современным, удовлетворяющим действующим в РФ и Европе стандартам, специализированным оборудованием и специализированной измерительной аппаратурой нового поколения ведущих в этой области фирм мира, таких как: Schaffner Chase EMC Ltd (автоматизированные системы испытаний с частотным диапазоном до 18ГГц и уровнем нагружения до 30В/м), Rohde & Schwarz, Amplifier Research, EMCO и др.

Ориентируясь на стандарты РФ, ЕС и США по видам испытаний, Центр обеспечивает проведение испытаний в экранированных и безэховых камерах. Предусмотрена автоматизация отдельных стендов с использованием ЭВМ. Метрологическое обеспечение сертификационных испытаний осуществляет аккредитованная метрологическая служба НИИИТ. Центр имеет нормативно-техническую базу и подготовленный персонал, что дает возможность удовлетворить все требования, необходимые для его аккредитации в уполномоченных органах Европейского Союза.

Для обеспечения испытаний на кондуктивные помехи и низкочастотные магнитные поля используется экранированная камера с соответствующей инженерной инфраструктурой, а также автоматизированная система испытаний «Proflin 3000» фирмы Shaffner Chase EMC.

Для испытаний на устойчивость к излучаемым электромагнитным помехам (МЭК 61000-4-3-97, МЭК 61000-4-6) и эмиссию помех (СИСПР 11, 14-1, 15, 16) используется комплекс специальных экранированных технологических сооружений в основе которого полубезэховая камера с 3-метровым измерительным расстоянием и верхней рабочей частотой 18ГГц.

В недалеком будущем намечено строительство полубезэховой камеры с 10-метровым измерительным расстоянием и соответствующей международным стандартам, ANSI C 63.4, EN 50147-2, EN 55022, что даст возможность проведения испытаний на устойчивость и эмиссию крупногабаритных фрагментов и систем в целом, а также удовлетворить требования норм при испытаниях на эмиссию в 10-метровом стандарте систем и устройств информационных технологий (СИСПР 22).

Для обеспечения транспортабельного мониторинга, предварительных ЭМС испытаний и сертификации технологических процессов производств непосредственно на объектах и предприятиях атом-

ной энергетики и промышленности, а также других ведомств и организаций создается передвижная испытательная лаборатория на автомобильном носителе.

Планируется создание метрологической базы для аттестации современного испытательного оборудования Центра и метрологического обеспечения испытаний, а также аттестации промышленных приборов ядерного приборостроения.

Среди испытательного оборудования разработки НИИ импульсной техники следует отметить измерительную установку СС402, которая в соответствии с МЭК 61000-4-2 позволяет обеспечить калибровку испытательных генераторов электростатического разряда в диапазоне токов (5 ... 50)А с погрешностью не более $\pm 3\%$, при $P=0,95$. Время нарастания переходной характеристики установки не более 0,35нс. Установка аттестована Госстандартом РФ. Для испытаний на воздействие к электростатическому разряду создан генератор СГС73М с уровнем нагрузки 30,0 кВ.

Для испытаний на восприимчивость к молниевому разряду, а также к радиочастотным полям в полосе 10кГц ... 600МГц отдельных, небольших по габаритам технических средств предложены стенды с ТЕМ-ячейками ГЭМП-0,15 м ГЭМП-0,45.

Разработан целый ряд различных датчиков для контроля электромагнитных

полей и токов в широком диапазоне частот, длительностей импульсов и амплитуд, автономные пассивные регистраторы СПАР-1 и СПАР-2, САПР-1, 2, 3 для

контроля импульсных полей, измерительные преобразователи тока СПТ7 и СУСК18, которые используются при испытаниях автомобильной электроники и электрооборудования на воздействие помех.

Разработанная в НИИИТ измерительная аппаратура и испытательное оборудование может быть рекомендовано для оснащения других испытательных центров.

Помимо основной задачи Центра - оказания услуг по сертификации продукции атомной энергетики и промышленности на ЭМС - деятельность Центра предполагает проведение типовых испытаний технических средств по требованиям ЭМС, мониторинг электромагнитной обстановки на АЭС и других промышленных объектах, оснащение измерительной аппаратурой и испытательным оборудованием предприятий для обеспечения исследований и заводских испытаний ТС на ЭМС, разработку методик сертификационных испытаний и оказание консультативной помощи предприятиям и организациям по вопросам ЭМС, метрологическое обеспечение испытательного оборудования на ЭМС.

В.Н.САРЫЛОВ, В.С.КАРМАШЕВ, А.И. СИТНИКОВ

Государственный научно – исследовательский институт импульсной техники

КОМПЛЕКС СТАНДАРТОВ, НАПРАВЛЕННЫХ НА ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ НА ВСЕХ СТАДИЯХ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ АТОМНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ

Abstract: The aspects of creating EMC standards for all life – cycles of NNP equipment are considered in present paper.

В настоящее время Государственной Думой РФ принят в третьем чтении Феде-

ральный Закон «О государственном регулировании в области обеспечения элект-

тромагнитной совместимости технических средств».

Разработка и принятие этого Закона были вызваны отсутствием в России правовых основ для решения проблем обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) технических средств и невозможностью вследствие этого осуществлять эффективное государственное регулирование вопросов, связанных с:

- исключением или ограничением электромагнитных помех, создаваемых техническими средствами;
- предотвращением нарушений функционирования технических средств, в особенности технических средств, влияющих на безопасность объектов атомной энергетики;
- обеспечением регламентированного качества электрической энергии в электрических сетях.

В рекомендациях Парламентских слушаний от 17 октября 2000 г., посвященных энергетической стратегии России на период до 2020 года подчеркивалась роль государства в реализации приоритетов Энергетической стратегии и, в частности, «в совершенствовании правовой базы функционирования и развития энергетического сектора, стандартизации и сертификации, лицензирования деятельности субъектов федерального и региональных энергетических рынков».

Для обеспечения действия в отрасли атомной энергетики как «Федерального Закона «О государственном регулировании в области обеспечения электромагнитной совместимости технических средств», так и «Системы сертификации оборудования, изделий и технологий для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения» требуется введение как государственных, так и отраслевых стандартов по электромагнитной совместимости и функциональной безопасности технических средств (ТС) - объектов атомной энергетики (ОАЭ).

Это позволит обеспечить на государственном уровне:

комплексное решение задач организации и управления работами по обеспечению электромагнитной совместимости и функциональной безопасности на различных стадиях жизненного цикла ТС ОАЭ, нормативного и научно-методического, метрологического, технического, информационного и кадрового обеспечения проведения этих работ;

- создание отечественных ТС для ОАЭ, соответствующих международному техническому уровню и повышение их конкурентоспособности на зарубежном и отечественном рынках;
- создание барьеров для предотвращения поступления в эксплуатацию на ОАЭ технических средств зарубежного производства, не отвечающих современным требованиям обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и функциональной безопасности;
- повышение качества ТС, надежности и безопасности эксплуатации ОАЭ в соответствии с Нормами и Правилами в области использования атомной энергии;
- создание единого подхода, с требованиями международных стандартов, к проведению сертификационных испытаний ТС на соответствие требованиям электромагнитной совместимости и функциональной безопасности в зависимости от назначения и влияния ТС на безопасность ОАЭ для поставки на российские и зарубежные атомные станции (АЭС).

Для решения ближайших задач поставки ТС на зарубежные АЭС «Бушер», «Моховце», «Куданкулам», «Тяньваньская» действующий стандарт ГОСТ Р 50746-95 заменяется с 01.01.2002 г. новым стандартом ГОСТ Р 50746-2000 «Электромагнитная совместимость технических средств. Технические средства для атомных станций. Требования и методы испытаний».

Стандарт гармонизирован с требованиями и методами международных стандартов серии МЭК 61000 и СИСПР и

предназначен для нормирования требований эмиссии промышленных радиопомех в полосе 0,15 – 30 МГц и 30 – 1000 МГц, эмиссии гармонических составляющих тока ТС, колебаний напряжения и фликера, вызываемых ТС, а также требований устойчивости к 15 видам электромагнитных воздействий в зависимости от назначения и влияния ТС на безопасность ОАЭ. Последнее является дополнением к международным стандартам и направлено на обеспечение безопасности ОАЭ, т.к. международные стандарты не предусматривают строгого дифференцирования технических средств по их назначению: элементы систем безопасности; элементы систем, важных для безопасности; элементы систем, не влияющих на безопасность. В результате, в настоящее время на российских АЭС в составе систем представления параметров безопасности (поставленных фирмой «Вестингауз»), относящихся к классу систем важных для безопасности, эксплуатируется оборудование, относящееся как к классу элементов систем безопасности, так и элементов систем не влияющих на безопасность ОАЭ. Это способствует субъективному подходу к проведению испытаний ТС различными испытательными центрами и не позволяет провести объективную оценку влияния ТС на безопасность ОАЭ.

Принципиально новым по отношению к стандартам МЭК 61000 и ГОСТ Р 50746-95 является введение в ГОСТ Р 50746-2000 формулирования критериев качества функционирования ТС в зависимости от их назначения и влияния на безопасность ОАЭ с оценкой тяжести инцидентов, оцениваемой по международной шкале ядерных событий INES.

В связи с общеизвестным фактом ухудшения устойчивости ТС к электромагнитным воздействиям по мере наработки ресурса введено требование испытаний ТС на соответствие требованиям ЭМС в периоды ремонтных работ на действующих АЭС не реже, чем 1 раз в 3 года.

В ГОСТ Р 50746-2000 в технически обоснованных случаях допускается, по согласованию с эксплуатирующей организацией и надзорными органами, исключать отдельные виды испытаний, например, при отсутствии отдельных портов или при длине кабелей портов меньше 3 м; при запрещении применения мобильных устройств радиосвязи; при применении ТС в помещениях, на которые не распространяются требования ЭМС для подстанций высокого напряжения и т.д.

ГОСТ Р 50746-2000 санкционирует проведение сертификационных испытаний ТС для ОАЭ только испытательным центрами, аккредитованным в «Системе сертификации оборудования, изделий и технологий для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения».

Разработаны и находятся на согласовании семь отраслевых стандартов по обеспечению ЭМС технических средств для ОАЭ.

Стандарты распространяются на ТС для ОАЭ, нормативные требования по ЭМС к которым установлены в ГОСТ Р 50746-2000.

1. ОСТ «Программы обеспечения электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики. Общие требования».

Стандарт устанавливает порядок разработки, согласования, утверждения, контроля реализации и корректировки программ обеспечения ЭМС (ПО ЭМС) ТС, а также требования к содержанию и оформлению программ обеспечения ЭМС на различных стадиях жизненного цикла ТС для ОАЭ:

- ПО ЭМСр – для стадий разработки и исследований ТС.
- ПО ЭМСп – для стадий изготовления установочной серии ТС.
- ПО ЭМСэ – для стадий эксплуатации ТС.
- ПО ЭМСкр – для стадий капитального ремонта ТС.
- ПО ЭМСи – для стадий закупки по импорту.

2. ОСТ «Правила проведения экспертизы технической документации в части обеспечения электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики».

Стандарт устанавливает правила проведения экспертизы технической документации на ТС для ОАЭ в части обеспечения ЭМС.

Целью экспертизы технической документации (ТД), разрабатываемой на различных стадиях жизненного цикла ТС для ОАЭ является оценка соответствия ТД установленным требованиям к ее содержанию в части ЭМС, а также полноты и научно-технического уровня решения задач по обеспечению соответствия разрабатываемых, модернизируемых, изготавливаемых, сертифицируемых, эксплуатируемых, ремонтируемых, поставляемых по импорту ТС для ОАЭ требованиям по ЭМС и функциональной безопасности, регламентированным нормативной документацией (НД).

3. ОСТ «Требования и критерии обеспечения электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики. Общие положения».

Стандарт устанавливает общие требования и критерии обеспечения электромагнитной совместимости технических средств на всех стадиях их жизненного цикла и обеспечения функциональной безопасности: нарушения функций ТС, установленных в ТД, при электромагнитных воздействиях не должны приводить к нарушению требований обеспечения безопасности ОАЭ.

4. ОСТ «Номенклатура характеристик электромагнитной совместимости. Требования к содержанию технического задания на разработку в части обеспечения электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики».

Стандарт устанавливает номенклатуру характеристик ЭМС, определяющих устойчивость ТС к внешним электромагнитным воздействиям и эмиссию помех от

ТС, численные значения которых выбираются в зависимости от назначения и влияния ТС на безопасность ОАЭ, а также устанавливает требования к содержанию технического задания и иных документов (НД и ТД) на разработку, изготовление и сертификацию ТС для ОАЭ в части обеспечения электромагнитной совместимости.

5. ОСТ «Сертификационные испытания технических средств для объектов атомной энергетики. Общие положения».

Стандарт устанавливает порядок проведения сертификационных испытаний ТС для ОАЭ на соответствие требованиям ЭМС для разрабатываемых, модернизируемых, изготавливаемых, эксплуатируемых, сертифицируемых, ремонтируемых, поставляемых по импорту.

6. ОСТ «Правила сертификации по требованиям электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики».

Стандарт устанавливает общий порядок и правила проведения сертификации ТС для ОАЭ на электромагнитную совместимость в «Системе сертификации оборудования, изделий и технологий (ОИТ) для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения».

В стандарте учтены особенности обеспечения ЭМС на всех стадиях жизненного цикла ТС и их влияния на безопасность ОАЭ, а также положения Федерального Закона России «Об использовании атомной энергии», требования документов Системы сертификации ОИТ и Руководящих документов Минатома России, положения и требования Норм и Правил в области использования атомной энергии.

Стандарт является составной частью документов межотраслевой Системы сертификации ОИТ.

7. ОСТ «Порядок оценки остаточного ресурса в части обеспечения электромагнитной совместимости технических средств для объектов атомной энергетики. Общие положения».

Стандарт устанавливает методы оценки оперативного запаса по устойчивости к электромагнитным воздействиям технических средств, выработавших свой срок

службы на действующих ОАЭ и методы определения возможности продления срока службы ТС для ОАЭ.

В. А. ТУХАС

НПП "Прорыв

ОПЫТ РАБОТЫ НПП "ПРОРЫВ" ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭМС ЭЛЕКТРО- И РАДИООБОРУДОВАНИЯ

Научно-производственное предприятие "Прорыв" (г. Петрозаводск) – ведущий в России разработчик и производитель испытательного оборудования в области электромагнитной совместимости. Предприятие может предложить заинтересованным организациям испытательное оборудование и средства измерений, необходимые при проведении проверки электротехнических, электронных и радиоэлектронных устройств на соответствие требованиям устойчивости к электромагнитным помехам и нормам фликера, колебаниям напряжения электропитания и гармоническим составляющим потребляемого тока, установленным в новых государственных стандартах ЭМС, принятых в 1999 – 2000 гг. Уровень технического исполнения оборудования соответствует лучшим образцам зарубежных производителей при существенно более низких ценах.

Комплекты поставки оборудования НПП "Прорыв" формирует с учетом потребностей Заказчика в проведении тех или иных испытаний.

Нашим оборудованием оснащены головные организации России в области испытаний и сертификации таких ведомств, как: Госстандарт РФ, Министерство Связи РФ, МВД РФ, Госсвязьнадзор РФ, Минатом РФ, Российское Авиационное Космическое Агентство (РАКА), Российское

Агентство по Системам Управления (РАСУ), Российская Академия Наук, Министерство высшего образования РФ, Министерство путей сообщения.

Нашими клиентами являются и ведущие промышленные предприятия, в числе которых: ОАО «Московский завод электроизмерительных приборов» МЗЭП, г. Москва, Научно-производственное предприятие «Арктур-И», Моск. обл. г. Королев, Совместное предприятие «Норфес», г. Владивосток, ОАО «НИИ ТМ» («Научно-исследовательский институт точной механики»), г. Санкт-Петербург.

Номенклатура выпускаемых нами изделий весьма широка и включает, в частности: испытательные генераторы электростатических разрядов, динамических изменений напряжения, наносекундных импульсных помех, микросекундных импульсных помех большой энергии, тока промышленной частоты, импульсного магнитного поля, гармоник сетевого напряжения, прочности электрической изоляции, кондуктивных импульсных помех в бортовой сети автотранспортных средств; измеритель фликера, колебаний напряжения и гармонических составляющих тока.

Все выпускаемые нами приборы и технические средства хорошо зарекомендовали себя при практической эксплуатации.

МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Abstract: EMC Test Center equipped with up-to-date technical facilities and instrumentation have been created at Research Institute of Pulse Technique (RIPT) of Ministry for Atomic Energy of the Russian Federation. Characteristics of metrological equipment developed in RIPT for EMC tests are given in this paper.

Метрологическое обеспечение испытаний технических средств по требованиям электромагнитной совместимости является необходимым условием получения объективных и достоверных результатов испытаний. Созданный в ГУП НИИ импульсной техники Минатома РФ испытательный центр ИЦ ЭМС является важным элементом метрологического обеспечения испытаний технических средств (ТС) по требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС), так как обладает современной метрологической базой, позволяющей в полной мере решить проблему метрологического обеспечения (МО) испытаний ТС.

Ориентируясь на российские и международные стандарты в области ЭМС, Центр укомплектовывался испытательным оборудованием и средствами измерений, закупленными у ведущих компаний мира: Schaffner Chase EMC Ltd, Rohde & Schwarz, Amplifier Research, EMCO, Lindgren Rayproof Ltd, и др.

Испытательное оборудование ИЦ ЭМС уже сегодня позволяет проводить комплексные испытания по требованиям ЭМС достаточно большой номенклатуры ТС, в том числе, проводить контроль эмиссии и испытания на устойчивость к радиочастотным электромагнитным полям в сверхшироком частотном диапазоне. Все испытательное оборудование Центра аттестовано в соответствии с требованиями ГОСТ Р 8.568 в системах Госстандарта РФ (ГП «ВНИИФТРИ») и МО РФ (32 ГНИИИ), а новые средства измерений

прошли испытания с целью утверждения типа и включены в Госреестр.

Метрологическое обеспечение испытаний осуществляет аккредитованная метрологическая служба НИИИТ с привлечением в необходимых случаях организаций Госстандарта РФ и 32 ГНИИИ МО РФ.

По своему назначению испытания на электромагнитную совместимость включают в себя как определение уровней напряженности помеховых электромагнитных полей и напряжений помех, создаваемых при работе этих устройств, так и уровней их устойчивости к внешним электромагнитным воздействиям (посторонним низкочастотным полям различного происхождения, радиочастотным полям теле и радиовещания, молниевым разрядам и т.п.). Методы и процедуры таких испытаний основываются на широком наборе специфических средств, регламентированных стандартами по ЭМС. Центр оснащен автоматизированным стендовым оборудованием, обеспечивающим возможность контроля эмиссии помех в диапазоне частот от 20 Гц до 40 ГГц и испытаний на устойчивость в диапазоне от 9 кГц до 2 ГГц при уровнях нагружения по полям до 200 В/м.

Метрологическая база Центра дает необходимые гарантии обеспечения заданной точности, качества и единства измерительных процедур в процессе проведения всех видов испытаний.

Разработанные в НИИИТ поверочные установки и средства измерений приме-

няются для решения широкого круга проблем метрологии в области исследований электромагнитных воздействий и ЭМС, для метрологического обслуживания испытательного оборудования ИЦ ЭМС.

Среди разработанных средств метрологического обеспечения для испытаний ТС на устойчивость к электромагнитным помехам можно выделить измерительную установку СС402 для проверки характеристик испытательных генераторов электростатических разрядов, которая выполнена в соответствии с требованиями ГОСТ 29191-91. Установка позволяет осуществить измерение параметров импульса разрядного тока испытательного генератора электростатического разряда в диапазоне 5А ... 50А с основной погрешностью $\pm 3\%$. Время нарастания переходной характеристики не более 0,35нс. Управление работой установки, обработка и документирование результатов измерений обеспечивается специальным ПМО. Параметры установки подтверждены Государственной метрологической аттестацией.

Установки, использующие в своем составе ТЕМ-ячейки, ГЭМП-0,15 (10кГц ... 600МГц) и ГЭМП-0,45(10кГц ... 300МГц), предназначены для настройки и калибровки измерительных преобразователей электрического и магнитного поля. Возможно также использование этих установок при испытаниях на устойчивость к радиочастотным полям в полосе 26 ... 600МГц отдельных небольших блоков. Верхняя граница воспроизведения электрической составляющей - 200В/м. Основная погрешность воспроизведения в диапазоне (0,01 ... 30)МГц: $\pm 6\%$, в диапазоне (30 ... 300)МГц: $\pm 8\%$.

Для проведения наладки, поверки, калибровки и исследования метрологических характеристик измерительных преобразователей импульсных электромагнитных полей разработана и изготовлена поверочная установка ГИЭМП, воспроизводящая импульсные электромагнитные поля с временем нарастания от 0,5нс до 3нс в диапазонах (5 ... 50)кВ/м и (13

...130)А/м. Установка также может быть использована для испытаний спецтехники на воздействие ЭМИ высотного ЯВ (по МЭК 61000-2-9). ГИЭМП представляет собой стационарную установку, состоящую из высоковольтного генератора прямоугольных импульсов напряжения, сопряженного с полеобразующей системой. Установка воспроизводит в своем рабочем объеме однократные импульсы электромагнитного поля прямоугольной формы. Длительность прямоугольного импульса - 550нс. Погрешность воспроизведения амплитуды импульсов - не более +5% при $P=0,95$. Размер рабочего объема полеобразующей системы обеспечивает возможность настройки и калибровки в нем измерительных преобразователей электрического и магнитного поля с габаритами 0,2м x 0,2м x 0,4м.

Генератор импульсов магнитного поля (ГИМП) представляет собой стационарную установку, состоящую из задающего генератора, набора полеобразующих систем в виде колец Гельмгольца и мощной нагрузки. Установка предназначена для настройки и калибровки первичных преобразователей и датчиков импульсного и гармонического магнитного поля, а также может быть использована для проведения испытаний на устойчивость технических средств к воздействию магнитных полей по стандартам ЭМС: ГОСТ Р 50648-94 (МЭК 61000-4-8), ГОСТ Р 50649-94 (МЭК 61000-4-9) ГОСТ Р 50652-94 (МЭК 61000-4-10). Предельные размеры рабочего объема составляют 0,7м x 0,7м x 0,7м. К достоинствам установки следует отнести простоту перекоммутации ее составных частей, что позволяет реализовать широкий спектр магнитных полей:

- до 2,5кА/м, при использовании в качестве источника генератора тока экспоненциальной формы ($\tau \sim 1мс$);

- до 1,0кА/м, при использовании генератора импульсов прямоугольной формы ($t_{\phi} \sim 50нс$, $t_{и} \sim 1мкс$);

- до 120А/м, в диапазоне частот 20Гц ... 5кГц, причем в этом режиме сохраняются все возможности формирования сиг-

налов сложной формы, обеспечиваемые мощным (до 12кВт) программируемым генератором.

Заслуживает внимания разработка целого ряда разнообразных датчиков для контроля и измерения электромагнитных полей и токов в широком диапазоне частот. Так полупроводниковый малогабаритный датчик плотности потока энергии СВЧ излучения может использоваться как при испытаниях на электромагнитную совместимость, так и для экологического контроля окружающей среды. Диапазон рабочих частот датчика 2,0 ... 18,0 ГГц. Динамический диапазон измерений - не менее 25дБ. Предельная чувствительность - не хуже 10^{-2} мВт/см².

Для измерения высокоинтенсивных импульсных электрических полей разработаны измерительные преобразователи напряженности импульсного электрического (СПЭП) и магнитного (СПМП) поля и, имеющие волоконно-оптическую развязку. Амплитудный диапазон измерения СПЭП: (1 ... 100)кВ/м; время нарастания переходной характеристики - не более 1,4нс, постоянная спада ПХ - не менее 400нс. Основная погрешность измерения $\pm 10\%$. Амплитудный диапазон измерения СПМП: (3 ... 300)А/м; время нарастания ПХ - не более 0,7нс, постоянная спада ПХ - не менее 200нс. Основная погрешность измерения $\pm 7\%$. Длина волоконно-оптической линии связи (50 ... 100)м.

Измерительные преобразователи тока СПТ7 и СУСК18 используются при испытаниях автомобильной электроники на воздействие кондуктивных помех. Частотный диапазон преобразования СПТ7: 10кГц ... 80МГц; СПТ7-01: 100кГц ... 140МГц; СУСК18: 20Гц ... 2МГц,

СУСК18-01: 10Гц ... 2МГц, СУСК18-02: 5кГц ... 15МГц. СУСК18-03: 0,3кГц ... 4МГц; Основная погрешность преобразования $\pm 5\%$.

Автономные активные регистраторы СПАР-1 и СПАР-2 предназначены для регистрации числа однополярных импульсов магнитного поля, превышающих заданный порог напряженности и используются для «магнитной дозиметрии», а также при испытаниях коммутационной электроаппаратуры на излучение электромагнитных помех и электронной аппаратуры на электромагнитную совместимость. Преимуществами регистраторов являются малые габариты и масса, малое потребление энергии при автономном питании. Динамический диапазон напряженностей поля, внутри которого устанавливается порог: 1 ... 100А/м. Диапазон длительностей регистрируемых импульсов 0,2 ... 10мкс и 5 ... 200нс.

Автономные пассивные регистраторы САПР-1, САПР-2, САПР-3 предназначены для контроля амплитуды напряженности однократного импульсного магнитного поля микро- и наносекундного диапазонов длительностей. Отсутствие в составе регистраторов источников питания и линий связи позволяет использовать их в труднодоступных местах, герметичных объемах. Динамический диапазон измерений 10 ... 300А/м. Диапазон длительностей 10 ... 1000нс.

Вышеперечисленное испытательное оборудование и средства измерений успешно используются в составе Центра и могут быть рекомендованы для метрологического обеспечения испытаний широкого спектра ТС.

MEASUREMENT OF IC CONDUCTED EMISSIONS BY A NOVEL TECHNIQUE

Abstract. This paper presents a new technique for the measurement of IC conducted emissions. In particular, the current spectrum of each IC port is obtained by the measurement of RF power radiated by a microstrip line in a TEM cell. This measurement method is effective since a direct relationship between transmission line radiated power and IC pin current exists.

Introduction

Operations of digital integrated circuits (ICs) drive the electromagnetic emissions (EMEs) of electronic systems, hence ICs like microprocessors and microcontrollers can be considered as primary sources of electromagnetic emissions. Steep currents and voltage glitches at the power supply and ground pins of an IC and proper signals at its input/output (I/O) pins drive antennas composed of printed circuit board (PCB) traces and/or interconnecting cables of the electronic system.

Radio frequency (RF) voltages and currents induced in PCB traces connected to an IC pin are named *IC conducted emissions* while electromagnetic fields directly radiated by IC package interconnections and interconnections routed at silicon level are named *IC radiated emissions*.

ICs conducted and radiated EME may seriously degrade the electromagnetic compatibility features of electronic apparatuses. For this reason, ICs characterization in terms of EME has become one of the important topics in the EMC community. Several measurement methods have been presented in the literature and some of them are standardized [1], or are up on the way to become standard [2]. In particular, the chapters 4 and 6 of the document IEC 61967 [2] describe the measurement methods by which IC conducted emissions can be quantified.

The 1Ω *Direct Coupling Method* makes possible the measurement of conducted

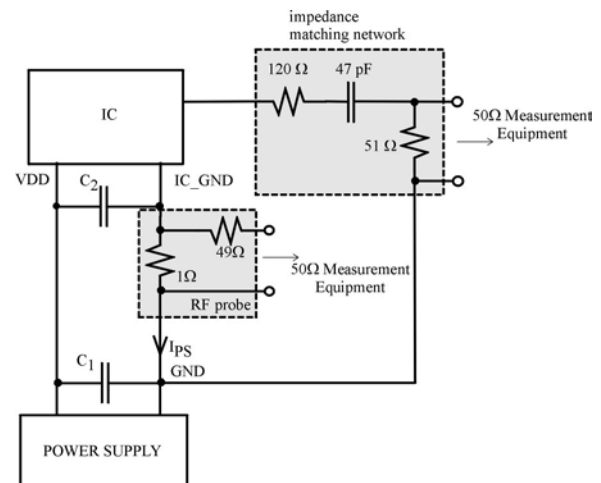


Fig. 1 - Schematic description of the $1\Omega - 150\Omega$ measurement method.

emissions related to IC power supply pulsed currents. In particular, the frequency spectrum of this current is obtained by the measurement of the voltage spectrum across a 1Ω resistor inserted in the power supply net (Fig.1). Such a technique is useful also in the case of ICs with multiple ground pins. Alternatively, the same current can be measured by means of the magnetic-probe method. The second method described in the Chapter 4 is the 150Ω *Direct Coupling Method*. It is proposed for the evaluation of conducted emissions of long external wiring and long PCB traces driven by an I/O pin. In particular, this method is aimed to evaluate the contribution of a single pin to the EME of

an IC, and consists in the measurements of the voltage spectrum at an I/O pin connected to a 150Ω load (Fig.1).

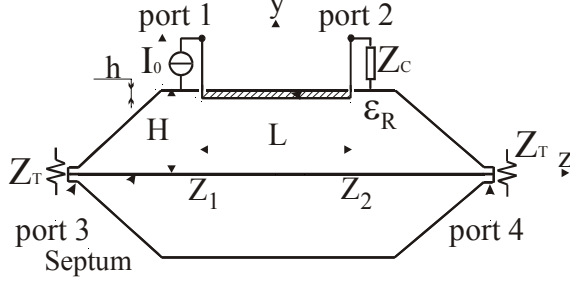


Fig. 2 – Transmission line inside the TEM cell

In this paper, the conducted emission (in terms of current spectrum) of IC pin is obtained by the measurement of the overall power radiated by a transmission line in a TEM cell. The transmission line is driven at one end by an IC pin signal. Transmission line radiated power is measured at the TEM cell terminations (ports 3 and 4 in figure 2).

The TEM cell method

The TEM cell is a rectangular-strip transmission line composed of a central conductor (septum) surrounded by a rectangular-shaped shield. In general, it is desirable to operate this cell at frequencies well below the cell cut-off frequency [4] at which higher order mode begin to propagate. Furthermore, if the TEM cell is terminated on its characteristic impedance, a propagating TEM field is present into the cell, which approximates a plane wave, and, consequently, uniform field exists over the central portion of the cell.

In this work the relationship between the overall radiated power from a microstrip line placed into a TEM cell and the source current spectrum is derived.

RADIATION RESISTANCE OF A MICROSTRIP LINE IN A TEM CELL

The structure under analysis is shown in figure 2. A transmission line of length L, width W and characteristic impedance Z_0 is placed inside a TEM cell (1GHz cut-off frequency). The structure is driven at the port 1 by a current source and it is loaded at the port 2 by a lumped impedance Z_C , while the ports (3,4) of the cell are connected to matched

loads (Z_T). In general, the field radiated by a source in a wave-guide may be expressed as an infinite sum of wave-guide modes [5]:

$$\bar{E}^{\pm} = \sum_n C_n^{\pm} (\bar{e}_n \pm \bar{e}_{zn}) \cdot e^{\mp j\beta_n z} \quad (1)$$

$$\bar{H}^{\pm} = \sum_n C_n^{\pm} (\mp \bar{h}_n + \bar{h}_{zn}) \cdot e^{\mp j\beta_n z} \quad (2)$$

where C_n are unknown amplitudes, β_n is the propagation constant, \bar{e}_n and \bar{h}_n are the electric and magnetic vectors transversal to the direction of propagation along the positive z axis, \bar{e}_{zn} and \bar{h}_{zn} are the axial electric and magnetic vectors. In (1,2) n is a general summation index and implies a summation over all possible modes.

Since the source current spectrum is well below TEM cell cutoff frequency, expressions (1,2) become:

$$\bar{E}^{\pm} = C_{TEM}^{\pm} \bar{e}_{TEM} e^{\mp j\beta_{TEM} z}$$

$$\bar{H}^{\pm} = \pm C_{TEM}^{\pm} \bar{h}_{TEM} e^{\mp j\beta_{TEM} z}$$

where:

$$\bar{e}_{TEM} = (e_x \hat{x} + e_y \hat{y})$$

$$\bar{h}_{TEM} = (h_x \hat{x} + h_y \hat{y})$$

and the coefficients are computed by the following expressions:

$$C_{TEM}^{\pm} = -\frac{1}{P_{TEM}} \int_V \bar{e}_{TEM} \cdot \bar{J} e^{\pm j\beta_{TEM} z} dV$$

where:

$$P_{TEM} = 2 \int_{S_{TEM}} \bar{e}_{TEM} \times \bar{h}_{TEM} \cdot \hat{z} dS_{TEM}$$

and the current density distribution \bar{J} , i. e. the current density along the transmission line, can be written by Dirac-functions:

$$\begin{aligned} \bar{J} = & -I(z_1) \delta(x - x_0, z - z_1) \hat{y} + \\ & I(z_2) \delta(x - x_0, z - z_2) \hat{y} + \\ & I(z) \delta(x - x_0, y - y_0) \hat{z} \end{aligned} \quad (3)$$

Assuming that the surrounding TEM cell does not influence the current distribution along the transmission line, the transmission

line theory can be employed to derive $I(z_2)$ as a function of $I(z_1)$ (i.e. the current I_0 at the port 1).

In fact:

$$F(kL) = \frac{I(z_2)}{I(z_1)} = \frac{1 - \Gamma_C}{1 - \Gamma_C e^{-j2kL}} e^{-jkL} \quad (4)$$

where $\Gamma_C = (Z_C - Z_0)/(Z_C + Z_0)$, k is the transmission line propagation constant.

By substituting (4) in (3) the coefficients C_{TEM}^\pm can be expressed as follows:

$$C_{TEM}^\pm = -\frac{I_0}{P_{TEM}} e^{\pm j\beta_{TEM} z_1} \times \int_l \left[F(kL) e^{\pm j\beta_{TEM} L} - 1 \right] e_y(x_0, y) dy \quad (5)$$

Finally, the overall power radiated by a transmission line into a TEM cell (Fig. 2) is obtained by computing the real part of the Poynting vector related with the TEM mode evaluated on the TEM cell x-y cross section (S_{TEM}). In particular:

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \int_{S_{TEM}} (\bar{E}^+ \times \bar{H}^+) \cdot \hat{z} dS_{TEM} + \int_{S_{TEM}} (\bar{E}^- \times \bar{H}^-) \cdot (-\hat{z}) dS_{TEM} \right\}$$

Electric and magnetic field of the TEM mode are related by:

$$\bar{H}^\pm = \pm \frac{\hat{z} \times \bar{E}^\pm}{\eta_0}$$

where $\eta_0 = 377 \Omega$ is the intrinsic impedance of free space, hence:

$$P = \frac{|C_{TEM}^+|^2 + |C_{TEM}^-|^2}{2\eta_0} \int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM} \quad (6)$$

By substituting (5) in (6) the relation between the overall radiated power and the square of the current magnitude is derived:

$$P = \frac{|I_0|^2}{2\eta_0 |P_{TEM}|^2} \left\{ |F(kL) e^{+j\beta_{TEM} L} - 1|^2 + |F(kL) e^{-j\beta_{TEM} L} - 1|^2 \right\} \cdot \left| \int_l e_y(x_0, y) dy \right|^2 \int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM}$$

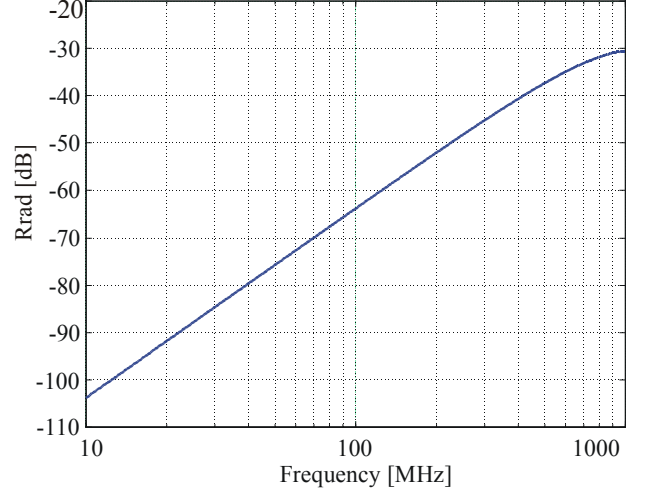


Fig. 3 – Radiation resistance (Rrad) of a microstrip line ($L=6$ cm, $h=1.5$ mm, $w=3.1$ mm, $\epsilon_r = 3.97$) inserted into a 1GHz TEM

cell. Finally, we define the radiation resistance of the microstrip line inserted into the TEM cell as:

$$R_{rad} = \frac{2P}{|I_0|^2} \quad (7)$$

hence:

$$R_{rad} = \frac{\eta_0}{4} \frac{\left\{ |F(kL) e^{+j\beta_{TEM} L} - 1|^2 + |F(kL) e^{-j\beta_{TEM} L} - 1|^2 \right\} \left| \int_l e_y(x_0, y) dy \right|^2}{\int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM}}$$

The transversal electric field distribution $\bar{e}_{TEM}(x, y)$ the cell has been computed using the procedure described in [6]. Such a technique is based on an integral equation in terms of the charge density on the walls of the cell. This integral equation is numerically solved and the field is calculated by integration. The radiation resistance has been evaluated for the special case of a transmission line of length $L = 6$ cm, height $h=1.5$ mm, $\epsilon_R = 3.97$, $Z_0 = Z_C = 50\Omega$ inserted in a 1GHz TEM cell with $H = 4.7$ cm. Figure 3 shows such a radiation resistance versus frequency.

Experimental test

In this section the measurement of a single-pin IC conducted emissions by using a 1 GHz TEM cell is presented.

The transmission line is realized by using a microstrip line. It has length $L = 6$ cm and characteristic impedance $Z_0 = 50\Omega$. A

switching unbalanced output driver excites the microstrip line at the *port 1* while a 50Ω matching network loads *port 2*.

The microstrip line is inserted into a 1 GHz TEM cell. In particular, the microstrip line is parallel to the z-axis of the cell (Fig.2).

A voltage source makes the output voltage driver switching and the spectra of RF power delivered to the TEM cell terminations are measured by a spectrum analyzer HP8591E. The output driver current spectrum is derived by using expression (7) and the envelope is reported by continuous line in figure 4. Dashed line in the same figure has been obtained by operating the magnetic probe method. A good agreement between these measurement results is evidenced.

Conclusions

In this paper a new technique for the measurement of integrated circuit conducted emissions has been shown. The TEM cell has been employed measuring the current spectrum of interference flowing in an IC pin. The radiation resistance (R_{rad}) of a transmission line inserted in a TEM cell has been derived and evaluated for a specific structure. Such a radiation resistance has been em-

ployed in evaluating the current spectrum of a switching IC output driver.

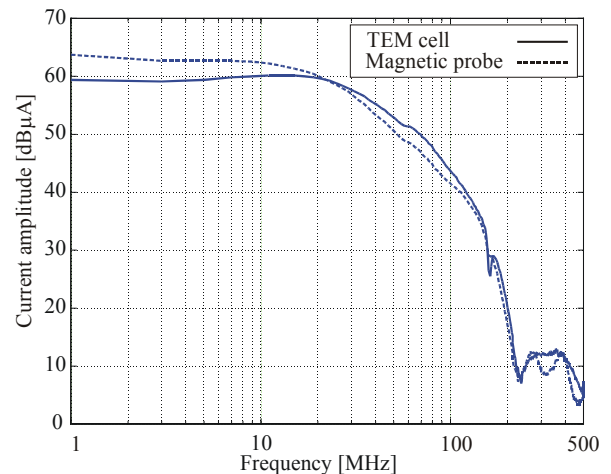


Fig. 4 - Envelopes of an output driver current spectra. Continuous line is obtained by operating the new measurement method presented in this paper, while dashed line is obtained by the magnetic probe technique

The same current spectrum has been obtained by operating the magnetic probe measurement method and a good agreement between these experimental results has been evidenced.

References

- [1] Electromagnetic compatibility measurement procedures for integrated circuits - integrated circuit radiated emissions measurement procedure, 150 kHz to 1000 MHz, TEM Cell - SAE Surface Vehicle Recommended Practice J1752/3, Society of Automotive Engineers, Warrendale, PA, 1995.
- [2] Integrated Circuits, Measurements of Conducted Electromagnetic Emission, IEC 61967 CDV 0.1, VDE AK767.13/14.5.
- [3] N. Masuda, N. Tamaki, H. Wabuka, T. Watanabe, K. Ishizaka, "RF current evaluation of ICs by MP-10L", NEC Research and Development, Vol.40, N.2, pp. 253-258, April 1999.
- [4] M.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-16, No. 4, November 1974 pp.189-195.
- [5] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, McGraw- Hill, Inc., Singapore, 1992.
- [6] R.J. Spiegel, W.T. Jones, C.F. Blackman, A.W. Wood, "A method for calculating electric and magnetic fields in TEM cells at ELF", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-29, No. 4, November 1987 pp.265-272.

ALTERNATIVES METHODS EMISSION MEASUREMENTS WITH THE USE HALF LOOP ANTENNAS

The paper herein presents various issues related to the use of half loop antennas for alternative emission measurements. The theoretical possibilities to use a half of the loop antenna supplied relative to a conductive surface have been presented for an emission measurement stand. The new type setup for emission measurements with the use loop antennas have been presented The calibration procedures and sample measurement results have also been presented.

1. Introduction

Loop antennas have wide application in device EMC tests. They are widely used as electromagnetic field component (electrical and magnetic) measurement probes allowing for measurements in the frequencies and time domain. They are also used as simulators to test the test objects resistance to impulse electromagnetic stress. Within the last few years they also have found their way into test stands, used for alternative measurements of device electromagnetic emissions.

The possibilities to use double loaded loop antennas for alternative measurement of emissions have been presented for the first time, by the author of the paper herein, in 1990. The Alternative emission measurement methods consist of determining the parameters of the electromagnetic interference source instead of the radiated electromagnetic field. Based on the works of Hansen and Wilson it is clearly evident, that the source of the interference (the tested device) can be replaced by equivalent dipoles: and electrical one with the moment (\bar{p}), a magnetic one with the moment (\bar{m}) and a quadrupole with the moment (\bar{q}).

Knowing the moments of the equivalent electrical and magnetic dipoles of the interference source (tested device), the level of the radiated interference can be determined using analytical methods.

The double loaded loop antennas allow for an independent and simultaneous measurement of the electrical moments of both the electrical and magnetic equivalent dipoles.

2. Measurements

The analysis herein covers a measurement stand consisting of a half of a double loaded loop antenna placed perpendicular to a perfectly conductive surface. The tested object has been placed in the middle of the antenna. The voltages measured at the antenna load points are caused by the currents induced by the electromagnetic field radiated by the tested device.

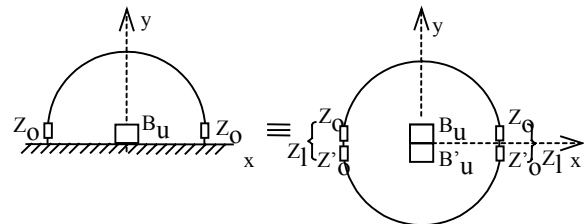


Fig.1. Block schematic of the test stand and its substitute diagram

The analysis of the test stand was presented during Wrocław EMC Symposium [7].

Adding up the currents flowing through the antenna loaded with the two opposite identical impedance values, we obtain a resultant signal dependant only on the component moment of the magnetic dipole normal to antenna surface moment.

Summing up the currents flowing at the antenna load we obtain a resultant signal depend only on the component moment of the electric dipole tangential to the antenna surface. Once we know the sum (I_s) and difference (I_d) of the currents flowing through the antenna loads, we can determine the compo-

nents of the electrical moments for the equivalent electrical and magnetic dipoles.

$$m'_z = \frac{j\zeta I_S [1 + 2Y_0 Z_L] a(0)}{4bg_m}, \quad (1)$$

$$p'_y = \frac{j\zeta I_d [1 + 2Y_1 Z_L] a(1)}{8bg_e}. \quad (2)$$

where: $a(n)$ is the Fourier distribution coefficient for the kernel of the integral equation [6]; Y_0 and Y_1 are the relevant admittance values of the magnetic and electrical fields; Z_L is the load impedance and

$$g_m = \frac{\zeta_0}{4\pi} \left[\frac{k^2}{b} - \frac{jk}{b^2} \right] e^{-jkb}, \quad (3)$$

$$g_e = \frac{-\zeta_0}{4\pi} \left[\frac{jk}{b} + \frac{1}{b^2} + \frac{1}{jkb^3} \right] e^{-jkb}. \quad (4)$$

In an actual measurement setup the sums and differences of the currents flowing through the loads are determined by measuring the voltage differences and sum between U_d and U_s present at the loads $Z_o = 0.5Z_L$. Taking the above into account and the fact that the moments of the electrical and magnetic dipoles meet the following condition:

$$\overline{m'} = 2\overline{m} \quad \overline{p'} = 2\overline{p} \quad (5)$$

the relations (1) and (2) can be written as:

$$m_z = F_m I_S, \quad (6)$$

$$p_y = F_e I_d, \quad (7)$$

where:

$$F_m = \frac{j\zeta_S [1 + 4Y_0 Z_o] a(0)}{8bg_m}, \quad (8)$$

$$F_e = \frac{j\zeta [1 + 4Y_1 Z_o] a(1)}{16bg_e}. \quad (9)$$

The remaining components (m'_x, m'_y, p'_x, p'_z) of the moments for the electrical and magnetic dipoles can be determined by measuring the sums and differ-

ences of currents flowing through the remaining two orthogonal placements of the object within the test space area (center of the antenna).

3. Calibration of the test stand

The issues presented above pertained to a loop antenna placed above a conductive surface with an infinite surface area. An actual test stand consists of a half of the loop antenna above a conductive surface with finite dimensions. Additional considerations need to be also taken into account for the external influences affecting the transfer function relating the electrical moments of the equivalent electrical and magnetic dipoles to the sum and difference of the currents at the antenna loads. Considering the above, the key consideration for an accurate determination of the interference radiated by the tested device into the external environment, is the knowledge of the transfer function. This function can be determined experimentally. It is recommended to determine the transfer function at the actual location of the test stand, right before performing the interference measurements. The calibration process starts with the placement of an electrical dipole with a known electrical moment into the center of the loop antenna (measurement space) and measuring the voltage difference present at the loop antenna loads.

The comparison of the measured values to the values calculated based on the relation (8) for the transfer function for the electrical dipole has been presented in Fig. 2. The occurring differences arise from the fact that the measurement antenna is placed above a shield having finite dimensions (diameter of the shield 1 m, diameter of the loop antenna 0,4 m) as well as by external influences.

The process for calibrating the transfer function relating the equivalent magnetic dipole moment to the voltage sum at the antenna loads is also similar - in place of the elementary electrical dipole in the previous setup, an elementary magnetic dipole is placed and the sum of the voltages at the antenna loads is measured.

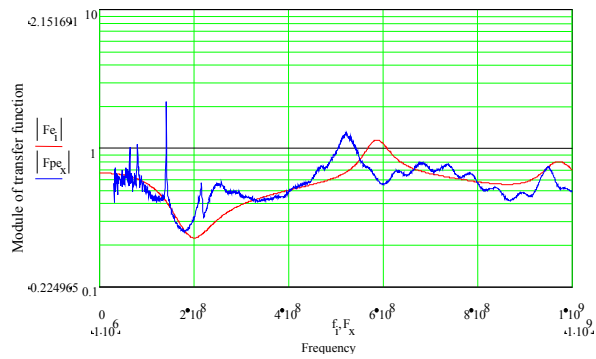


Fig. 2. Module of the transfer function relating the equivalent electrical dipole moment to the voltage difference at the antenna loads (F_{ei} – calculated value, F_{pex} – measured value)

The comparison of the measured values to the ones calculated based on transfer function (9) for the magnetic dipole is presented in Fig. 3.

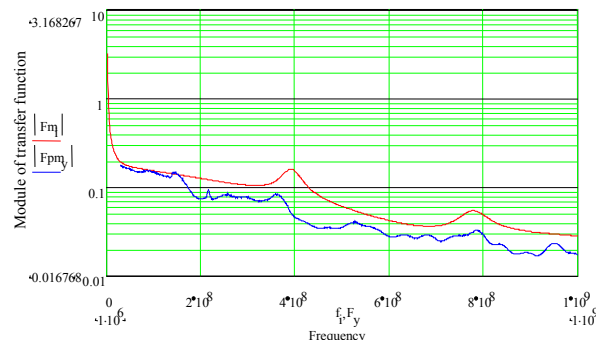


Fig. 3. Module of the transfer function relating the magnetic dipole moment to the voltage sum present at the antenna loads (F_{mi} – calculated value, F_{pmy} – measured value)

The measured transfer functions serve as the basis for calculating the electrical moments for the equivalent electrical and magnetic dipoles of the tested devices.

4. Conclusion

A practical example of a test stand using a half of a loop antenna supplied relative to a conductive surface has been presented in Figure 4.

In order to determine the electrical moments of the equivalent electrical and magnetic dipoles, the tested device shall be placed in the measurement space of the stand (the center of the loop antenna) and measurements are to be taken for the sum and dif-

ference of the voltages at the antenna loads for all three orthogonal placements of the tested object.

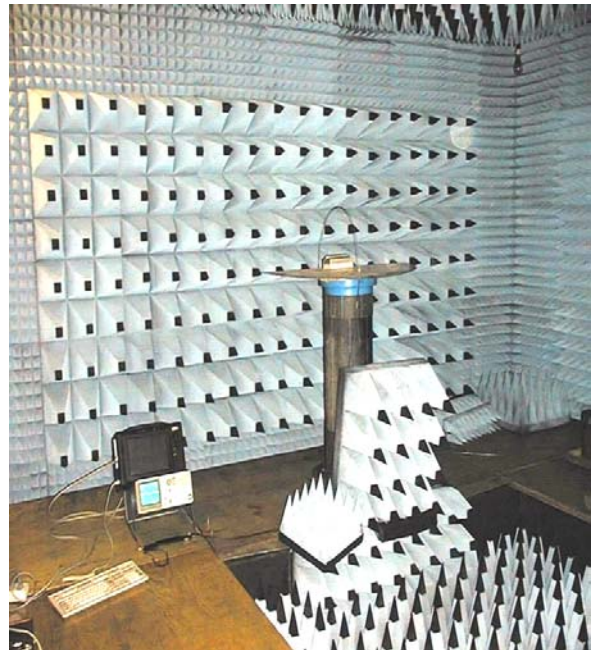


Fig. 4. Example test setup located in an anechoic room

Having measured the transfer functions for the electrical and magnetic dipoles and also knowing the sums and differences of the voltages at the antenna loads for all three orthogonal placements it is possible to determine the electrical components of the moments of the equivalent electrical (p_x, p_y, p_z) and magnetic (m_x, m_y, m_z) dipoles. Knowing the electrical moments of the equivalent electrical and magnetic dipoles it is possible to determine the field radiated by the tested object in an open space. For a test object placed over a conductive surface (open area test site or an anechoic room conditions), the radiated field is not only a superposition of the fields of the equivalent electrical and magnetic dipoles, but also of their mirror reflections [2,3,6].

$$\bar{E}(\bar{r}) = -j \frac{k_0 \zeta_0}{4\pi} \times \left[\frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} \bar{F}_p(\bar{r}_1, \bar{p}) + \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \bar{F}_p(\bar{r}_2, \bar{p}') \right] + \left[jk_0 \left[\frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} \bar{F}_m(\bar{r}_1, \bar{m}) + \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \bar{F}_m(\bar{r}_2, \bar{m}') \right] \right] \quad (10)$$

where:

$$\bar{F}_p(\bar{r}, \bar{p}) = \left[\begin{array}{l} \bar{I}_x \left[p_x \left(\frac{x^2 z^2}{\rho^2 r^2} + \frac{y^2}{\rho^2} \right) - p_y \frac{xy}{r^2} - p_z \frac{xz}{r^2} \right] + \\ + \bar{I}_y \left[-p_x \frac{xy}{r^2} + p_y \left(\frac{y^2 z^2}{\rho^2 r^2} + \frac{x^2}{\rho^2} \right) - p_z \frac{yz}{r^2} \right] + \\ + \bar{I}_z \left[-p_x \frac{xz}{r^2} - p_y \frac{yz}{\rho^2} + p_z \frac{\rho^2}{r^2} \right] \end{array} \right], \quad (11)$$

$$\bar{F}_m(\bar{r}, \bar{m}) = \left[\begin{array}{l} \bar{I}_x \left[m_y \frac{z}{r} - m_z \frac{y}{r} \right] + \\ + \bar{I}_y \left[-m_x \frac{z}{r} + m_z \frac{x}{r} \right] + \\ + \bar{I}_z \left[m_x \frac{y}{r} - m_y \frac{x}{r} \right] \end{array} \right]. \quad (12)$$

in which (r_1) is the distance of the observation point to the tested object,

$$r_1 = \sqrt{r^2 + (z-h)^2}, \quad (13)$$

and (r_2) is the distance of the observation point to the mirror reflection of the tested object.

$$r_2 = \sqrt{r^2 + (z+h)^2}. \quad (14)$$

We would like to remind that the mirror reflection of the equivalent electric dipole with the moment (\bar{p}) having the components (p_x, p_y, p_z) is a dipole with a moment (\bar{p}') having the components ($-p_x, -p_y, p_z$). On the other hand the mirror reflection of the equivalent magnetic dipole with the moment (\bar{m}) with the components (m_x, m_y, m_z) is a dipole with a moment (\bar{m}') with the components ($m_x, m_y, -m_z$).

Based on the moment method calculations it is clearly evident, that the maximum size of the tested objects cannot exceed one third of the antenna diameter and that the size of the conductive surface should be at least twice the diameter of the loop antenna. The upper measurement frequency depends only on the size of the tested object. The proposed method can be used for a frequency range, within which it can be substituted with equivalent electrical and magnetic dipoles.

References

1. H. Koepke, M. T. Ma, „A New Method for Determining the Emission Characteristics of Unknown Interference Source”, Proc. of the 5th Symposium and Exhibition on EMC, Zurich, March 1983, pp.35-40.
2. P. Wilson, D. Hansen, D. Hoitink, “Emission Measurements in a GTEM Cell: Simulating Free Space and Ground Screen Radiation of a Test Device”, Research Report, Baden, June 1988.
3. P. Wilson, D. Hansen, D. Koenigstein, “Simulating Open Area Test Site Emission Measurements Based on Data Obtained in a Novel Broadband TEM Cell”, International IEEE Symposium on EMC, Denver, 1989, pp. 171-177.
4. S. Berger, ”A Variable Position, Gravity Down G-TEM Configuration”, Proc. of the International Symposium on EMC, Zurich, March 1995.
5. T. W. Wieckowski, “Loop antennas in electro-magnetic field metrology”, Scientific Papers of the Institute of Telecommunication and Acoustics of the Technical University of Wrocław, No. 34, Wrocław 1992.
6. M. Kanda, D. A. Hill, “A Three Loop Method for Determining of an Electrically Small Source”, IEEE Transactions on EMC, Vol. 34, No. 1, August 1994, pp. 1-3.
7. T.W. Wieckowski, “Loop antennas in the Emission Measurements”, Proc. of the 15th Symposium on EMC, Wrocław, June 2000.

Measurement of Voltage Transition Duration and Frequency Spectra Due to Micro Gap Discharge as Low Voltage ESD

Ken KAWAMATA, Shigeki MINEGISHI* and Akira HAGA*

Department of Electrical Engineering,
Hachinohe Institute of Technology,
88-1 Ohbiraki Myo Hachinohe-shi,
031-8501 JAPAN

*Faculty of Engineering,
Tohoku Gakuin University,
1-13-1 Chuo Tagajo-shi,
985-8537 JAPAN

Abstract : Transition duration due to starting of gap discharge were investigated in time and frequency domain. The transition durations were observed with a very wide-band transient digitizer. The gap space was set very small for voltages below 1500 V as a simulation of the CDM ESD and the gap discharge of switch devices. The measurement system consists of a distributed constant line system with a tapered coaxial electrode, which has the matched impedance for the characteristic impedance of the distributed constant line system. The insertion loss of the tapered coaxial electrode was within -3dB in the frequency range below 4.5GHz. The atmosphere around the electrode is ordinary air. This experimental system enables to measure the high speed transients of about 100 ps due to gap discharge in time domain. As a consequence of the experiment, the frequency spectra of the transition durations were 2.9GHz and over in positive polarity, while the frequency spectra were below about 2.9GHz in negative polarity.

1. INTRODUCTION

It is well known that the very fast transients of electromagnetic field are arisen from gap discharges of ESD (electrostatic discharge) and electrical contacts. The transient due to gap discharge is a very wide band (high frequency) electromagnetic noise source. Over the past few years a considerable number of studies have been made on electromagnetic noises of the ESD and contacts from the point of view of the electromagnetic compatibility. The electromagnetic noise characteristics of gap discharge are gradually becoming clearer [1]-[7].

However, there has been only a little amount of information about voltage waveforms of the transition duration (voltage rising time in positive polarity and voltage falling time in negative polarity) due to a starting of the discharge in very wide band time domain [8]-[11]. Very little is known about the duration of voltage rising time and voltage falling time due to gap discharge at voltages below 1500V. The main purpose of this paper is to clarify the transition duration due to gap discharge in voltages below 1500 V as the EMI source.

It is desirable to observe the transition duration due to gap discharge in distributed constant system, because the transients are very rapid. In the first place, a measurement system using the distributed constant system was established to observe the very fast transition duration. It was confirmed that the experimental system enables to measure the high speed voltage transients of about 100ps [12]. In this paper, relationship between source voltage and the transition duration and frequency spectra of the transition duration were investigated using this experimental system.

2. DISTRIBUTED CONSTANT EXPERIMENTAL SYSTEM

The experimental system using distributed constant line system shown in Fig.1 was set up. The system consists of a power supply, a tapered coaxial electrode, a directional coupler (HP778D) as coupled transmission lines and semi-rigid coaxial cables (50 Ω) as distributed constant lines. The directional coupler was used to observe the transition duration. When the directional

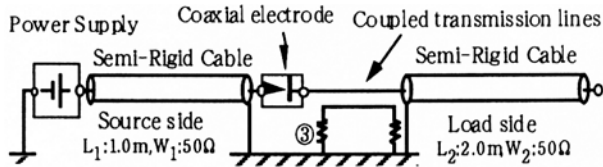


Fig. 1 Experimental system using the distributed constant line system

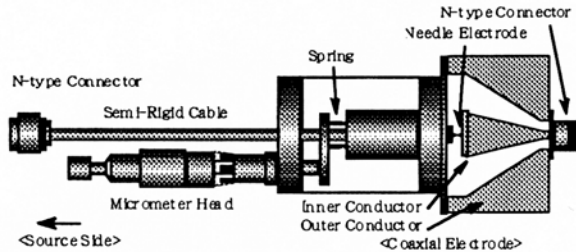


Fig. 2 Cross section view of the tapered coaxial electrode

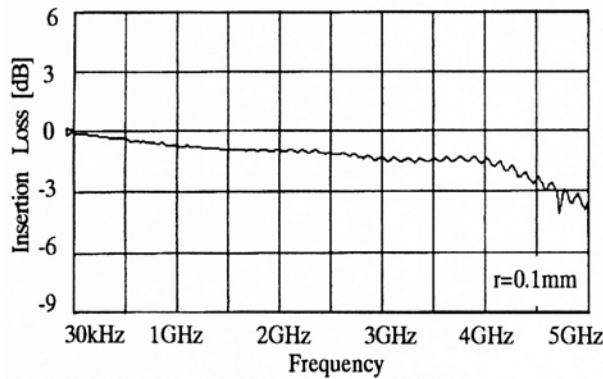


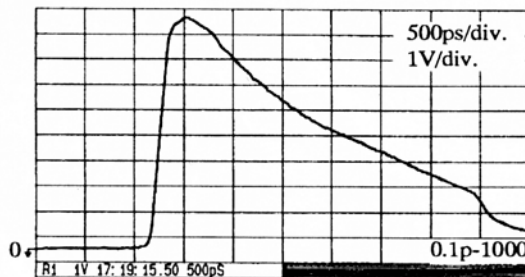
Fig.3 Insertion loss of the tapered coaxial electrode

coupler was driven by 35 ps rise time pulse, it had a response of 68 ps rise time. The tapered coaxial electrode and a source side semi-rigid coaxial cable were constructed in a body. A wide band transient digitizer (TEKTRONIX SCD5000, 4.5GHz) connects an output of the coupled transmission lines at terminal ③ via coaxial attenuator of 10 dB.

Fig. 2 shows a cross section view of the tapered coaxial electrode. The electrode consists of an inner conductor as plane electrode, an outer conductor, a needle electrode and a micro meter head. Each conductor was made of copper. A diameter of the inner conductor is 20.0mm, an inside diameter of the outer conductor is 46.2 mm, and length of the taper is 50.0 mm. The taper is a linear physical taper. The characteristic impedance will be constant (Z_c) at each point of the tapered coaxial electrode. So, impedance matching between the cable and the coaxial electrode was accomplished. The needle electrode was made from a sharpening the inner conductor of the source side semi-rigid coaxial cable. The needle electrodes have curvature of radius $r=0.1$ mm. Fig.3 shows insertion loss of the tapered coaxial electrode. The insertion loss of the electrode measured by a network analyzer (HP8753D, 30kHz-6GHz). The connection between needle and plane electrodes was made by mechanical connection. The insertion losses are within -3dB in the frequency range below 4.5GHz.

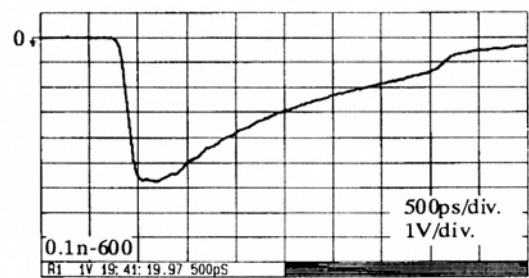


(a) source voltage is 600V

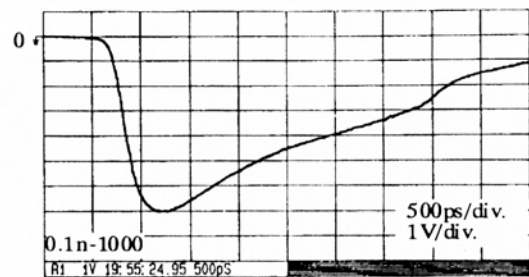


(b) source voltage is 1000V

Fig. 4 Waveforms of rising part in positive polarity



(a) source voltage is 600V



(b) source voltage is 1000V

Fig. 5 Waveforms of falling part in negative polarity

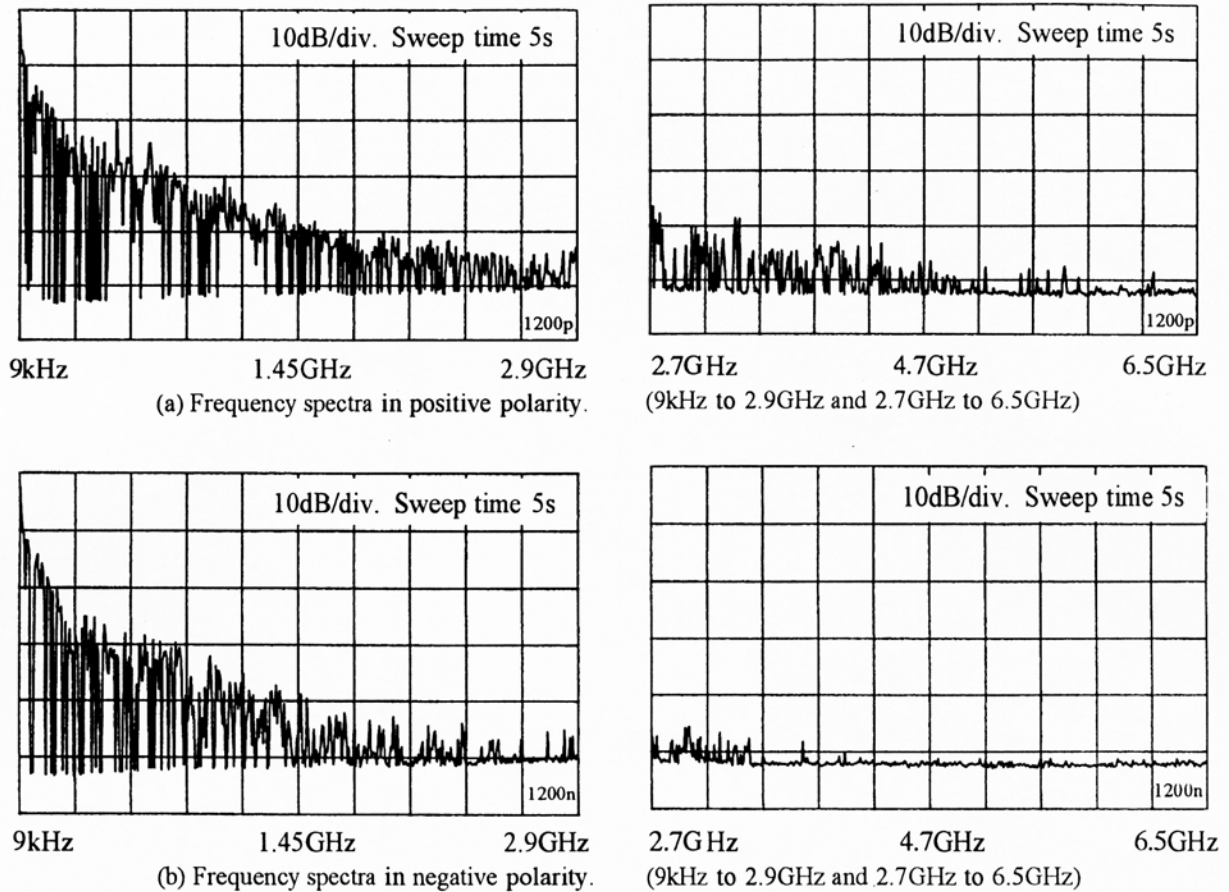


Fig. 6 Frequency spectra of the transition durations.

In the experiment, the semi-rigid cable with the needle electrode is moved by the micro-meter head. The gap space is reduced gradually. A shingle-shot waveform of voltage transients at the instance of discharge was observed with the wide band transient digitizer. The duration time (10%-90%) of voltage rise curves and fall curves were observed, where the voltage of power source was increased from 400V to 1300V. Experimental parameters are the radius of curvature of needle electrode, the source voltage and the voltage polarity.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

3.1. Experimental results in time domain

The example voltage waveforms of transition duration are shown in Fig.4 and 5, when the radius of curvature of needle electrode is 0.1 mm. Fig.4 shows the rising part of transition duration in positive polarity and Fig.5 shows the falling part in negative polarity. In both figures, (a) is for the source voltage of 600 V, and (b) is for 1000 V,

respectively. Converted voltage value of the vertical axis for an attenuation of 30 dB (20dB of the coupler and 10 dB of the attenuator) is about 33 V/div., and for the horizontal axis is 500 ps/div., respectively. The voltage on a distributed constant line at the load side should rise (fall) to a half amplitude of the source voltage. However, the peak value of the waveforms was lower because of the influence of the coupling characteristics of the coupled transmission lines. Especially, in Fig.5 (b), the peak value was low, because the high frequency components were decreased due to slowdown of transition duration. In this report, the study was limited only to the relative duration time of the voltage transients.

In Fig.4, the voltage rise time of (a), and (b) is about 130 ps, and 170 ps respectively. In Fig.5, the voltage fall time of (a), and (b) is about 150 ps, and 260 ps respectively. These waveforms show an acceptable reproducibility. The voltage rise time was slowed down proportionately to the source voltage in positive polarity, while the voltage fall time was slowed down remarkably

in negative polarity for the $r=0.1$ mm needle. It can be considered that the cause of the difference in transition duration influenced the distribution of the electric field in the gap electrode.

3.2. Frequency spectra of the transition durations

Frequency spectra of the transition durations are shown in Fig.6. The (a) is in positive polarity, and the (b) is negative polarity. The radius of curvature of needle electrode is 0.1 mm respectively, and source voltage is 1200V. In these figures we made many discharges on slow sweep time of 5 seconds.

In Fig.6(a), the frequency spectra of the transition durations were 2.9GHz and over in positive polarity, while in Fig.6(b), the frequency spectra were below about 2.9GHz in negative polarity.

4. CONCLUSION

The very fast transition duration due to the short gap discharge was investigated in time domain using the distributed constant line system.

As a consequence of the experiment using this measurement system, the voltage rise time was slowed down from about 100 ps to about 300 ps for an increasing of the source voltage from 400 V to 1300 V in positive polarity. While, the voltage fall time was slowed down remarkably from about 130 ps to about 450 ps when experiment was performed in negative polarity for the 0.1 mm needle electrode.

The frequency spectra of the transition durations were confirmed. The frequency spectra were 2.9GHz and over in positive polarity, while the frequency spectra were below 2.9GHz in negative polarity.

REFERENCES

- [1] P.F.Wilson and M.T.Ma, "Field radiated by electrostatic discharges", IEEE Trans. on Electromagn. compat., EMC-33, no.1, pp.10-18, Feb. 1991.
- [2] M.Honda, "Indirect ESD measurement using a short monopole antenna", 1990 IEEE Int'l. Symp. on Electromagn. Compat., pp.641-645, Aug. 1990.
- [3] L.M.MacLeod and K.G.Balmain, "Compact Traveling-Wave Physical Simulator for Human ESD", IEEE Trans. on Electromagn. Compat., vol. 39, no. 2, pp. 89-99, May 1997.
- [4] D.Pommerenke: "ESD: transient fields, arc simulation and rise time limit", Journal of ELECTROSTATICS, vol.36, pp.31-54, 1995.
- [5] R.Zaridze, D.Karkashadze, R.G.Djobava, D.Pommerenke, and M.Aidam, "Numerical Calculation and Measurement of Transient Fields from Electrostatic Discharge", IEEE Trans. on Components, Packaging, and Manufa. Tech., Part C, vol.19, no.3, July 1996.
- [6] O.Fujiwara, "An Analytical Approach to Model Indirect Effect Caused by Electrostatic Discharge", IEICE Trans. on Commun., vol.E-79-B, no.4, April 1996.
- [7] S.Ishigami, R.Gokita, Y.Nishiyama, I.Yokoshima and T.Iwasaki: "Measurements of fast transient fields in the vicinity of short gap discharges", IEICE Trans. on Commun., vol.E78-B, no.2, pp.199-206, Feb. 1995.
- [8] K.Arai, W.Janischewskyj and N.Miguchi, "Microgap Discharge Phenomena and Television Interference", IEEE Trans.Power Appar.&Syst.,PAS-104,No.1, 1985.
- [9] D.Pommerenke: "ESD: waveform calculation, field and current of human and simulator ESD", Journal of ELECTROSTATICS, vol.38, pp.31-54, 1996.
- [10] B. Daout and H. Ryser, "The reproducibility of the rising slope in ESD testing", Proc. of 1986 IEEE Int'l Symp. on Electromagn. Compat., pp.467-474, Aug. 1986.
- [11] R.Wallace, "6GHz time Domain Measurement of Fast Transient Events", Proc. of 1992 IEEE Int'l Symp. on Electromagn. Compat., pp.460-463, Aug. 1992.
- [12] K.Kawamata, S.Minegishi, A.Haga and R.Sato, "Measurement of Very-Fast-Voltage Rise Curve Due to Gap Discharge Using Coupled Transmission Lines in Distributed Constant System", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.46, no.4, pp.918-921, Aug. 1997

ОБЛАСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ЗАДАЧАХ ЭМС РАДИОЧАСТОТНОГО МУЛЬТИМЕТРА НА БАЗЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ДЛИННОЙ ЛИНИИ

Abstract. Some questions of using a multiprobe measuring line for impedance measurement of linear and non-linear two-poles, measurements of output impedance of generators and amplifiers, scattering matrices of multiport devices with error estimation and confidence interval calculation for measured parameters are discussed in this report.

1. Введение

При решении задач электромагнитной совместимости (ЭМС) и электромагнитной экологии (ЭМЭ) зачастую приходится проводить измерения в нестандартных для измерительного устройства режимах работы:

- в полевых условиях;
- на автономных подвижных объектах и в труднодоступных местах;
- в условиях сильных электромагнитных помех;
- при исследовании мощных трактов в штатных условиях работы;
- при идентификации существенно нелинейных устройств.

Существует обширный парк приборов известных производителей, предназначенных для измерения мощности, частоты и импедансных характеристик радиоустройств. При этом точность определения характеристик может быть весьма высокой. Однако, заявленная точность реализуется только при выполнении требуемых условий измерений, для которых помимо определенных ограничений по температуре, давлению, влажности, механическим воздействиям традиционно подразумевается отсутствие мешающих излучений.

В задачах ЭМС и ЭМЭ последнее требование, как правило, невыполнимо. Характерным примером может служить измерение характеристик антенных устройств в полевых условиях, а не в условиях экранированной безэховой камеры, или

любые измерения вблизи достаточно мощных источников помех (антенн радиовещательных или телевизионных станций). В этих случаях измерения выполняются с ошибкой, причем в стандартных приборах какой-либо фиксации или индикации ошибочности измерения не производится.

Другим отличительным свойством подавляющего большинства стандартных измерителей подобного типа является малая мощность тестирующего сигнала, никак не согласованная с обеспечением требуемого режима работы устройства.

Этого удается избежать при определении мощности за счет измерения падающей и отраженной волн. В этом случае уровень мощности тестирующего сигнала определяется самостоятельным источником и может устанавливаться исходя из требуемого режима работы нагрузки [1]. В таких приборах наведенный сигнал помехи накладывается на отраженную волну тестирующего сигнала и также искажает результаты измерения коэффициента отражения и мощности. В этом случае единственным фактором, позволяющим обнаружить наличие мешающего сигнала, является нестабильность многократно повторенных измерений. При этом статистическая обработка большого числа выполненных измерений не всегда может повысить точность, так как параметры мешающего сигнала могут сильно изменяться за время выполнения измерений.

Регистрация мощностей падающей и отраженной волн позволяет вычислять мощность, поглощаемую в нагрузке, так называемую проходящую мощность. При невысоких значениях коэффициента отражения точность определения проходящей мощности соизмерима с точностью измерения падающей и отраженной волн. При коэффициенте отражения близком к единице проходящая мощность определяется как малая разность двух больших чисел. Погрешность ее определения при этом увеличивается на порядок и больше. Существует способ прямого измерения проходящей мощности – пандемоторный [1], который применяется при измерениях в волноводных трактах. В то же время знание именно этой компоненты мощности является весьма важным, например, в задачах ЭМЭ. Так, в физиотерапии применяются высокочастотные генераторы, достаточно большой мощности (десятки ватт), а поглощается в биологическом объекте иногда лишь сотая часть этой мощности. Но именно эта поглощенная в объекте мощность оказывает терапевтический эффект, и ее точное измерение позволяет обеспечить требуемую экологическую безопасность пациента.

2. Описание мультиметра

Рассматриваемый портативный радиочастотный мультиметр является прибором проходного типа, т.е. включаемым в разрыв линии передачи между источником сигнала и нагрузкой, и свободен поэтому от ряда указанных недостатков. Он позволяет проводить измерения на частоте и уровне мощности, соответствующих рабочему режиму генератора и нагрузки. Прибор определяет мощности падающей и отраженной волн, проходящую мощность (мощность, поглощенную в нагрузке), частоту тестирующего сигнала, модуль и фазу коэффициента отражения от нагрузки с последующим вычислением КБВ или КСВН, модуля/фазы или вещественной/мнимой составляющих сопротивления нагрузки.

При согласовании выходного сопротивления источника сигнала с волновым сопротивлением измерительной линии прибор может использоваться для измерения отрицательных дифференциальных сопротивлений активных двухполюсников. Требуемое согласование может быть достигнуто мостовым балластированием источника сигнала [2].

Рассматриваемый прибор реализует перспективное построение измерительной системы, по которому высокочастотная часть выполняется максимально просто, что определяет низкую стоимость и высокую надежность. Требуемая точность измерений обеспечивается при этом использованием специализированного вычислителя, или универсальной ЭВМ.

Принцип действия мультиметра основан на использовании многозондового измерительного блока с амплитудными датчиками и последующей обработкой сигналов этих датчиков на ЭВМ [3]. Увеличение числа датчиков измерительного блока сверх необходимых пяти (в ряде модификаций прибора таких датчиков 61) позволяет осуществить статистическую обработку результатов измерения, за счет чего повышается точность определения измеряемых параметров.

Установленная связь между параметрами, характеризующими распределение напряжений вдоль измерительной линии, позволила количественно связать значение невязки, получаемой в процессе оптимизации, с погрешностью определения искомым характеристик сопротивлений, нагружающих измерительную линию и, в частности, определить доверительные интервалы измеряемых параметров.

3. Особенности измерения мощности

При вычислении модуля и фазы коэффициента отражения, в процессе оптимизации определяется также и амплитуда падающей волны в сечении нагрузки (U_i). Это позволяет найти мощность подходящую к нагрузке $P_i = U_i^2/2W$, отраженную от нее $P_r = U_r^2/2W = (sU_i)^2/2W$ и мощность,

поглощенную в нагрузке $P_L = P_i - P_r = U_{\max}U_{\min}/2W$, где W - волновое сопротивление измерительной линии, U_r - амплитуда отраженной волны в сечении нагрузки, s - модуль коэффициента отражения от нагрузки, U_{\max}, U_{\min} - экстраполяция максимального и минимального напряжения в измерительной линии на случай отсутствия в линии затухания, которое также вычисляется в процессе оптимизации расчетного распределения.

Определение с помощью мультиметра проходящей (поглощенной в нагрузке) мощности по результатам обработки одного измерения обладает существенным преимуществом в точности при высоких коэффициентах отражения по сравнению с независимым измерением мощностей падающей и отраженной волн. Таким образом, использование многозондовой измерительной линии фактически позволяет выполнять прямое измерение проходящей мощности.

4 Измерение выходного сопротивления

Одновременное вычисление сопротивления, нагружающего измерительную линию, и мощности, поглощенной в нем, позволяет осуществить измерение выходного сопротивления мощного каскада, если использовать его в качестве источника сигнала, возбуждающего измерительную линию.

Выходное сопротивление определяет нагрузочные способности каскада и влияет на амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики фильтрующих и согласующих устройств, включаемых в цепи связи с нагрузкой, например антенной, если блок используется как выходной каскад радиопередатчика.

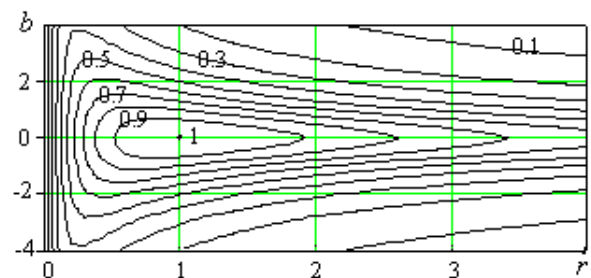
Наиболее перспективным представляется метод измерения, основанный на идентификации нагрузочных свойств каскада, возбуждаемого входным сигналом номинальной величины. При этом сопротивление нагрузки изменяется в пределах, определяемых условиями эксплуатации устройства. По изменению напряжения на

нагрузке или мощности в ней при вариации вещественной и мнимой составляющей сопротивления и определяется выходное сопротивление каскада.

Задав модель выходной цепи в виде параллельного соединения источника тока (с амплитудой I) и двух составляющих выходного сопротивления - резистивной R_i и реактивной X_i , и сопротивления нагрузки также в виде параллельного соединения R_H и X_H , можно найти выражения для мощности в нагрузке P_H и амплитуды напряжения на ней:

$$P_H = P_{H \max} \frac{4r}{(1+r)^2 + (r \cdot b)^2}$$

где: $r = R_H/R_i$, $b = R_i(X_i+X_H)/X_iX_H$ - нормированные к R_i сопротивления резистивной составляющей нагрузки и суммарной реактивности, $P_{H \max} = I^2R_i/8$ - максимально возможная мощность в нагрузке (в принятой модели).



Полученное выражение иллюстрируется графиком на рисунке, где изображены линии уровня функции $P_H/P_{H \max}$ в координатах r, b . Для определения компонентов выходного сопротивления R_i и X_i требуется выполнение трех измерений при различных нагрузках. Большое число измерений может быть использовано для повышения точности определения сопротивлений (за счет статистической обработки результатов). Данная задача по постановке совершенно аналогична определению сопротивления, нагружающего измерительную линию.

5. Идентификация многополюсных устройств

Еще одним важным аспектом использования рассматриваемого подхода является определение импедансных и мощностных характеристик многополюсных устройств, в том числе фазированных антенных решеток (ФАР).

В этом случае требуется оперативная и достоверная диагностика элементов матрицы (например, рассеяния) исследуемого многополюсника. В случае ФАР измерения на высоком уровне мощности оказываются необходимым условием для более точного определения импедансных характеристик многополюсника с учетом влияния соседних каналов.

Для определения матрицы рассеяния количество измерительных линий возрастает до количества входов измеряемого многополюсника, каждый из которых подключается к собственной измерительной линии. Также вводится блок переключателей, который коммутирует входы измерительных линий либо с источником возбуждения, либо с балластным резистором.

На нулевой (0-ой) комбинации каждый из входов измерительных линий подключается к синфазным и равноамплитудным выходам источника возбуждения. В этом случае коэффициент отражения по m -му входу будет равен

$$S_m^{(0)} = S_{m1} * E_1 + \dots + S_{mN} * E_N = S_{m1} + \dots + S_{mN},$$

где индекс (0) означает номер комбинации, $m=1, \dots, N$ - номер измерительной линии, N - количество входов измеряемого многополюсника, а учитывая синфазности и равноамплитудности $E_i=1$ ($i=1, \dots, N$).

Следующая (1-я) комбинация в блоке переключателей осуществляет отключение входа первой измерительной линии от источника возбуждения и подключает этот вход через балластный элемент на землю, что эквивалентно выполнению условия $E_1=0$. При этой комбинации можно определить столбец S_{m1} матрицы рассея-

ния ($m=2, 3, \dots, N$) по формуле $S_{m1} = S_m^{(0)} - S_m^{(1)}$, где $S_m^{(1)}$ - коэффициенты отражения по m -му входу измеряемого многополюсника при 1-ой комбинации.

В общем случае $S_{mk} = S_m^{(0)} - S_m^{(k)}$, где $S_m^{(k)}$ - коэффициент отражения по m -му входу при k -й комбинации ($m=1, 2, \dots, N$; $m \neq k$). Таким образом, за $(N+1)$ комбинацию определяются все коэффициенты матрицы рассеяния $2N$ -полюсника.

Заключение

Важнейшими преимуществами рассматриваемого мультиметра являются простота и надежность измерительной части в сочетании с возможностью вычисления доверительного интервала каждого определяемого значения без многократного повторения измерений.

Характерная особенность прибора заключается в том, что расширение диапазона рабочих частот, адаптация к уровню мощности и величине измеряемого импеданса, другое расширение функциональных возможностей достигается за счет использования недорогих неперестраиваемых и некалибруемых в процессе работы сменных блоков при сохранении неизменными основной части прибора и программного обеспечения.

Использование персонального компьютера, вместо специализированного вычислителя, позволяет без труда включать данный прибор в любую измерительную систему для комплексных измерений.

Встроенное энергонезависимое оперативное запоминающее устройство делает возможным автономное использование прибора в полевых условиях или в труднодоступных местах, с последующей доставкой измеренных данных к ЭВМ и их обработкой.

При калибровке измерительной линии по фазовой скорости распространения электромагнитных колебаний можно использовать прибор для определения частоты тестового сигнала, что может быть полезно при выполнении измерений в полевых условиях, при использовании в ка-

честве источника тестового сигнала приборов, не имеющих градуировки по час-

тоте, например, когда указываются лишь номера радиоканалов.

Литература

1. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения; Под ред. Винокурова В.И., -2 изд, "Высшая школа", 1986. –351 с.
2. Широкополосные радиопередающие устройства. Под ред. О.В.Алексеева
3. Асович П.Л., Полевой В.В. Особенности определения импедансных характеристик радиоустройств при априорной неопределенности условий измерения. / Труды международного симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, С-Пб, 1995.

А. В. КИРПАНЕВ, А. В. РАЖЕВ, С. Е. ШАЛДАЕВ

НИЦ-2 4ЦНИИ МО РФ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КВАЗИСТАЦИОНАРНЫХ ПОЛЕЙ ИССЛЕДУЕМЫХ НА ЭМС РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ПО ПЛАНАРНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

Abstract. The report describes a method of determination of quasistationary electromagnetic fields of low frequency radiotechnical devices, which are under test in terms of their EMC characteristics. The method is based on planar scan technique and takes into consideration the influence of external interference fields.

Исследование на индуктивную ЭМС электро- и радиотехнических устройств приходится, как правило, организовывать в широком диапазоне частот, включая квазистационарный диапазон. Обычно допущение о квазистационарном характере поля вводится в том случае, если наибольший модуль радиус-вектора области пространства определяемого поля на несколько порядков меньше длины волны /1/. Основой математических моделей полей являются выражения для составляющих векторов электрического (E) и магнитного (H) полей в различных системах координат, полученные на основе решения скалярного уравнения Лапласа /1,2/. В низкочастотном диапазоне при организации измерений сложнее обеспечить экранирование, поэтому следует разрабатывать методы идентификации, позволяющие по измерениям в условиях влияния внешних помехонесущих полей (включая индукционные) определить поле исследуемого устройства.

Определить квазистационарное поле в представляющей интерес области пространства можно по измерениям некото-

рых составляющих электрического или магнитного полей на координатных поверхностях, замыкающих исследуемое на ЭМС устройство. При этом на структуру самого устройства и характер распределения токов в нем не накладывается никаких ограничений. Методы идентификации квазистационарных полей по измерениям на сферической поверхности, охватывающей устройство, подробно изложены в /1/. Однако в некоторых случаях конструкция устройства или его размещение таковы, что в качестве поверхности измерения удобнее выбрать плоскую поверхность. Для описания электрического и магнитного квазистационарных полей используется идентичный математический аппарат, поэтому ниже приведены выражения для магнитного поля. Если принять допущение о стремлении к нулю поля на краях плоской поверхности измерения, то во внешней отношению по к ней области поле можно описать следующим образом

$$\begin{cases} H_x = - \iint_{k_x k_y} ik_x A(\mathbf{k}) e^{-\zeta z + ik_x x + ik_y y} dk_x dk_y, \\ H_y = - \iint_{k_x k_y} ik_y A(\mathbf{k}) e^{-\zeta z + ik_x x + ik_y y} dk_x dk_y, \\ H_z = \iint_{k_x k_y} \zeta A(\mathbf{k}) e^{-\zeta z + ik_x x + ik_y y} dk_x dk_y, \end{cases} \quad (1)$$

где H_x, H_y, H_z - составляющие вектора \mathbf{H} в пространственные частоты (параметры разделения), значения которых находятся в ограниченной области; $\mathbf{k} = k_x \mathbf{e}_x + k_y \mathbf{e}_y$; $A(\mathbf{k})$ - амплитудный спектр магнитного поля исследуемого устройства; $\zeta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$

Спектр $A(\mathbf{k})$ по измерениям в условиях влияния помехонесущих полей можно определить следующим образом

$$A(\mathbf{k}) = \frac{k_z (e^{k_z z_{02}} \xi_{\mathbf{k}}(z_{01}) - e^{k_z z_{01}} \xi_{\mathbf{k}}(z_{02}))}{2sh(k_z (z_{02} - z_{01}))}, \quad (2)$$

где

$$\xi_{\mathbf{k}}(z_{01(02)}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} H_z(x, y, z_{01(02)}) \times e^{-ik_x x - ik_y y} dx dy, \quad (3)$$

$H_z(x, y, z_{01(02)})$ - нормальные составляющие магнитного поля, измеренные на двух плоскостях $XOY|_{z=z_{01}}$ и $XOY|_{z=z_{02}}$ ($z_{02} > z_{01}$), замыкающих исследуемое устройство.

На приведенном ниже рисунке показаны результаты проверки методов идентификации квазистационарного магнитного поля при планарных измерениях. Проверка осуществлялась на основе вычислительного эксперимента. В данном примере предполагалось отсутствие внешних помехонесущих источников. В качестве эталонного был выбран лежащий в плоскости XOY

кольцевой источник тока со следующими параметрами: амплитуда тока - 5А; радиус витка - 0.2м. По распределению составляющей H_z на плоскости $z_0 = 0.25$ м определялись все составляющие вектора \mathbf{H} на плоскости $z_1 = 0.3$ м. На рис. 1. приводится распределение составляющей H_x , здесь обозначены: — - точное значение —+— - восстановленное по планарным измерениям составляющей H_z . Погрешность в граничных точках составляет около 3.5% и обусловлена, главным образом, ограничением поверхности измерения.

Восстановленное амплитудное распределение составляющей H_x

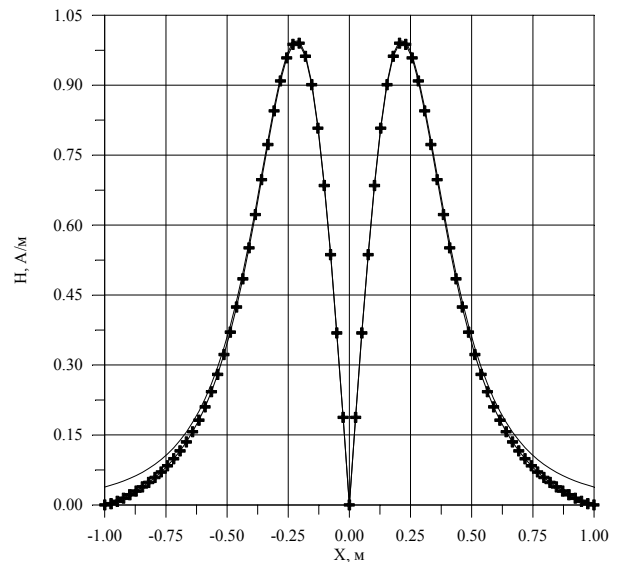


Рис. 1

Таким образом, по измерениям нормальных составляющих магнитного поля на цилиндрических или плоских поверхностях можно восстановить поле исследуемого на ЭМС устройства в любой точке внешней по отношению к поверхностям измерения области. При этом в качестве сканера можно использовать планарный сканер измерительно-вычислительного комплекса организации НИЦ-2 4ЦНИИ МО, а зондом может служить малогабаритный индукционный датчик. Следует отметить, что при отсутствии помехонесущих полей, поле исследуемого устройства может быть восстановлено по измерениям на одной координатной поверхности.

сти (цилиндрической, плоской или сферической).

Литература

1. Кирпанев А.В., Лавров В.Я. Идентификация электромагнитных полей и ее применение. СПбГУАП, 1999, 140с.
2. Кирпанев А.В. Идентификация низкочастотных электромагнитных полей исследуемых на ЭМС устройств радиотехнических систем.//Сборник докл. VI НТК “Электромагнитная совместимость технических средств”, СПб, 2000 г. С.278-282.

А. В. КИРПАНЕВ, А. В. РАЖЕВ, С. Е. ШАЛДАЕВ

НИЦ-2 4ЦНИИ МО РФ

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВЫХ ПОЛЕЙ ИССЛЕДУЕМЫХ НА ЭМС ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ В СЛАБОЭХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

Abstract. The report describes a method of determination of near field and far field of radiating systems by means of planar scan measurement technique in the condition of low-echoing environment. The superimposition method and the antenna scattering matrix theory are used.

При исследовании радиотехнических устройств на индуктивную электромагнитную совместимость (ЭМС) необходимо, как правило, решать две задачи: определять работоспособность устройств при воздействии на них внешних электромагнитных полей; определять уровень внешних полей устройств с целью предотвращения влияния на другие устройства. В последнем случае внешние поля рассматриваются как помехонесущие. При испытаниях на ЭМС антенных систем поле определяется как в дальней, так и в ближней зоне. Если антенна представляет собой узконаправленный источник излучения, то приведенная выше задача может быть решена при помощи планарных амплифазометрических измерений. Обычно такие измерения проводят внутри специально оборудованных помещений, позволяющих исключить влияние внешних полей и ослабить вторичные поля, вызванные отражениями от стен помещения и аппаратуры. Использование поглощающих материалов позволяет на практике пренебречь влиянием вторичных полей на исследуемый объект, однако влияние этих полей на зондирующую антенну необходимо учитывать. Поэтому следует стре-

мится к таким методам обработки амплифазометрических измерений, которые позволяют определить поле излучающей системы на фоне вторичного и учесть направленные свойства зонда /1/. В качестве основы разработки таких методов можно использовать принцип суперпозиции первичных и вторичных полей и теорию матриц рассеяния антенн, примененную к зонду /2/. В результате можно получить метод и разработать вычислительный алгоритм, позволяющий по амплифазометрическим измерениям на двух плоскостях, отстоящих друг от друга на четверть длины волны, выделить поле исследуемого источника излучения на фоне помехонесущих отражений. При этом в рассматриваемом методе, в отличие от /3/, учитываются направленные свойства зонда.

Важность учета вторичных полей можно продемонстрировать простым вычислительным экспериментом. На рис.1 приведены результаты восстановления поля антенной решетки в планарном случае и введены следующие обозначения: ——— - точное значение амплитуды; —+— значение амплитуды, восстановленное без учета влияния вторичного поля; —●—

- значение амплитуды, восстановленное с учетом влияния вторичного поля. Условия эксперимента подбирались таким образом, чтобы уровень вторичного поля в области измерения был на 30 дБ меньше уровня излученного поля. Существенные искажения заметны даже в области главного лепестка (искажения на границах углового сектора вызваны ограничением области измерения). Можно сделать вывод, что даже при достаточно низком уровне помехонесущего поля алгоритмы, построенные на допущении об уединенности источника, не приводят к достоверному результату.

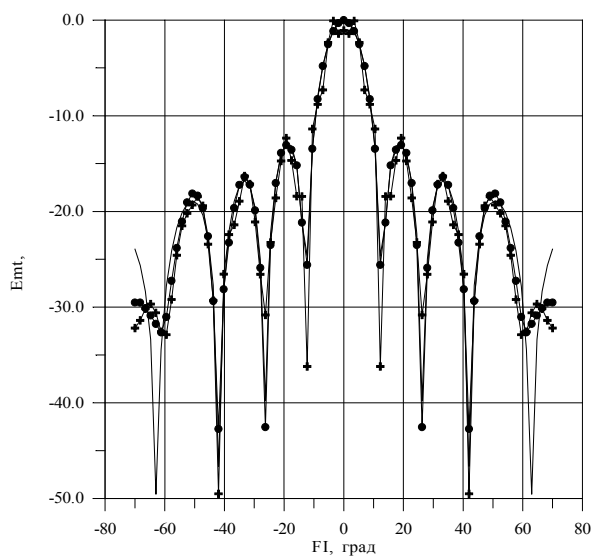


Рис. 1. Восстановленное амплитудное распределение E_ϕ в дальней зоне

На рис. 2 показаны сечения амплитудных значений E_z восстановленного и эталонного поля. На рисунке введены следующие обозначения: ——— - точное значение амплитуды; — + — - значение амплитуды, восстановленное без учета влияния вторичного поля; —●— - значение амплитуды, восстановленное с учетом влияния вторичного поля. Длина волны λ составляла 0.1 м. В качестве источника поля рассматривалась эквидистантная решетка из 49 (7×7) электрических диполей, а вторичным источником являлась идеально проводящая плоская поверхность. Как и в рассмотренном выше случае (рис. 1), поле первичного источника восстанавливалось на фоне вторичного по

амплитудно-фазовым распределениям на двух плоскостях при двух ортогональных ориентациях плоскости поляризации зонда. Расстояние до отражающей поверхности составляло 12λ . Расстояние от плоскости апертуры до плоскости восстановления составляло 3.5λ , т. е. поле восстанавливалось в ближней зоне. Поле определялось в области вещественных пространственных частот. Как следует из рис. 2, в области от -0.5 до 0.5 удается практически точно выделить поле первичного источника на фоне вторичного. За пределами этого интервала сказывается влияние ограничение области измерений.

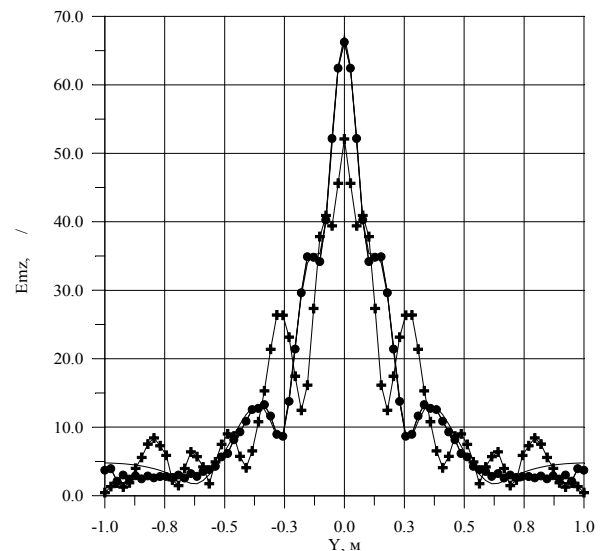


Рис. 2. Амплитудное распределение составляющей E_z в ближней зоне

Экспериментальное исследование излучающих систем не ограничивается вопросами ЭМС и определения диаграмм направленности в дальней зоне. Обычно параметры излучения, определённые экспериментально-аналитическим путем, отличаются от расчетных и появляется необходимость волновой диагностики. При непосредственном измерении амплитудно-фазового распределения в апертуре антенны возникает взаимодействие между антенной (или её элементами) и зондом, поэтому целесообразно проводить измерения на расстоянии нескольких λ от антенны, а затем восстанавливать поле в раскрыве /4/. На рис. 3 приведен один из примеров восстановления поля в аперту-

ре. Рассматривалась прямоугольная решетка, состоящая из 225 (15x15) элементов. Элемент с координатами $y = -0.2$ м, $z = 0$ м не работал. Определить местоположение неработающего элемента по распределению поля в плоскости, отстоящей от решетки на расстоянии 2λ , невозможно. Если же измерения проводить ближе к апертуре, то неизбежно возникнет взаимовлияние зонда и элементов решетки. На рис. 3 показано поле, восстановленное в раскрыве. По расположению провала можно достаточно точно определить местоположение неработающего элемента.

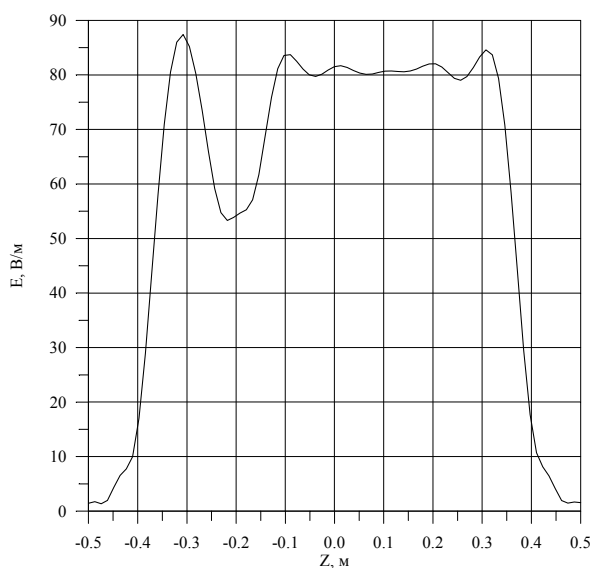


Рис. 3. Амплитудное распределение поля в апертуре

В приведенных примерах использовалось равноамплитудное и синхфазное распределение. Однако пересчет в область раскрыва, кроме выявления неработающих элементов, позволяет проверить, насколько точно реализован заданный закон амплитудного распределения. Пример восстановления одного из таких распределений (типа “ \cos^2 на пьедестале”) при-

веден на рис. 4. При этом был выявлен неработающий элемент решетки.

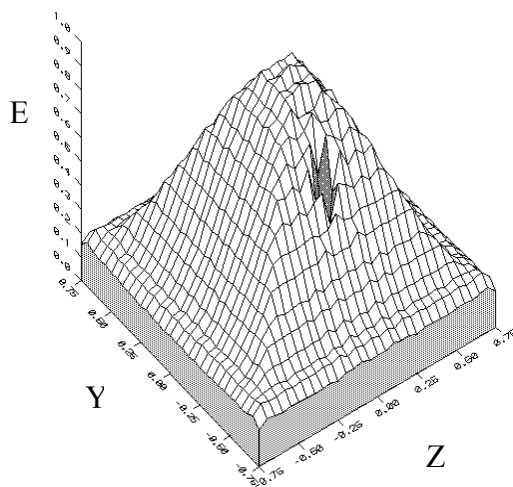


Рис. 4. Восстановленное амплитудное распределение

Приведенные выше результаты подтверждают эффективность методов и алгоритмов определения полей в дальней и ближней зонах, а также в области раскрыва. Эти методы легли в основу разработки пакета прикладных программ для измерительно-вычислительного комплекса организации НИЦ-2 4ЦНИИ МО. В состав комплекса кроме планарного сканера, позволяющего осуществлять перемещения зонда по плоскости размером 2.2x2.2м, входит зеркальный коллиматор, рабочая зона которого составляет 2x2м. Коллиматор можно применять не только для определения параметров излучения антенн и определения эффективной поверхности рассеяния объектов (ЭПР), но и для проверки устойчивости радиоэлектронных устройств к внешним электромагнитным воздействиям.

Литература

1. Кирпанев А.В., Лавров В.Я. Определение полей СВЧ-источника при планарных измерениях на фоне помехонесущих отражений // Электродинамика и техн. СВЧ и КВЧ. N1. 1997. С.81-85.
2. Кирпанев А.В. О компенсации зонда при сферическом сканировании в условиях влияния вторичных полей / Электродинамика и техн. СВЧ и КВЧ. Т.6. N3-4. 1998. С.60-63.
3. Беляев Б.Г. Подавление влияния паразитного рассеяния на восстановленную диаграмму направленности при планарных измерениях // Антенны / Под ред. А. А. Пистолькорса. М.: Связь, 1987. вып.34. С. 93-99.
4. Lee J. J., Ferren E. M., Woollen D. P., Lee K. M. Near-Field Probe Used as a Diagnostic Tool to Locate Defective Elements in an Array Antenna. // IEEE. Trans. Ant. and Prop. 1988. vol. AP-36. N6. P. 884-889.