ДОКЛАДЫ ТОЛЬКО ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ

PAPERS FOR PRINTING ONLY

В.Б.Авдеев[1)], С.А.Пырочкин[2)]

[1)]Воронежский военный институт радиоэлектроники

[2)]5 Центральный научно-исследовательский испытательный институт МО РФ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ОСОБЕННОСТЕЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ СНЧ РАДИОСВЯЗИ С ПОДВОДНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Abstract. Theoretically and experimentally possibilities and features of a radio electronic protection of lines of ELF radio communication with submarines in conditions of effect of active and passive ECM, including new physical principles, created with use are investigated.

В докладе анализируются существенные для обеспечения радиоэлектронной защиты (РЭЗ) особенности построения и функционирования линий СНЧ (30÷300 Гц) радиосвязи с подводными объектами (ПО). Прогнозируются и анализируются возможные способы создания активных и пассивных помех этим линиям.

Приводятся основные положения методик расчётов и результаты расчёта энергетических характеристик линий СНЧ радиосвязи с ПО, в т.ч.: магнитных моментов наземного и ионосферного СНЧ излучателей, использующих традиционный и нетрадиционный (на основе ионосферного эффекта Гетманцева [1]) физические принципы генерации сигналов; диаграммы направленности одиночного ионосферного СНЧ излучателя и системы СНЧ излучателей, возбуждаемых в ионосфере мощной радиоволной СВ÷КВ диапазона; коэффициента ослабления СНЧ сигнала в ионосфере с искусственно ионизированным нижним слоем (созданным, например, в результате инжекции в ионосферу химически активных веществ); зон связи и подавления связи в СНЧ радиолиниях при воздействии помех имитационного типа [2].

Обсуждаются основные результаты натурных экспериментальных исследований по оценке РЭЗ линий СНЧ радиосвязи в условиях помех, создаваемых в результате нагрева ионосферы мощным СВ÷КВ радиоизлучением, а также результаты радиолокационных исследований параметров пассивных помех в виде радиорассеивающих искусственных ионизированных образований, создаваемых с борта метеоракет при инжекцими в ионосферу ряда химических активных веществ.

Описываются и анализируются возможные организационно-технические меры по обеспечению РЭЗ линий СНЧ радиосвязи в условиях воздействия помех, в частности таких мер как:

- изменение частоты передаваемого сигнала; поляризационная селекция принимаемого сигнала;
- повышение мощности передатчика и создаваемого им магнитного момента;
- создание нового передающего центра в выгодном географическом районе;
- переход на принципиально новый помехозащищённый вид сигнала, например, фазоманипулированный с большой базой и т.д.

Оценивается парциальная и совместная эффективность указанных мер по РЭЗ.

Литература

1. Беляев П.П., Котик Д.С., Митяков С.Н. и др. Генерация электромагнитных сигналов комбинационных частот в ионосфере / Известия ВУЗов. Радиофизика, 1987, т.30, №2, с.248-267.

2. Авдеев В.Б., Пырочкин С.А. Влияние имитационных помех на дальностно-частотно-глубинные зоны радиосвязи в СНЧ диапазоне / Радиотехника, 2000, №10, с.25-29.

В.Б.Авдеев, А.Н.Катруша

Воронежский военный институт радиоэлектроники

ОЦЕНКА ЗОН РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ СВ-КВ РАДИОСВЯЗИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛНАХ В УСЛОВИЯХ ПОДАВЛЕНИЯ ПРЕДНАМЕРЕННЫМИ ПОМЕХАМИ

Abstract. The main provisions are presented of the methods of the analytical calculation of the determinated (at given fixed frequency) and statistic (averaged over the range of the possible frequencies) spatial zones of the radioelectronic protection of the ground MW – SW communication links distances up to several tens of km. It is shown that the increase of the Q factor of the antenna circuits of the communication transmitters is the effective measure of the essential improvement of the radioelectronic protection of the communication links.

Анализ ведения боевых действий в локальных конфликтах, в т.ч. в Югославии, показывает, что одним из эффективных способов дезорганизации системы управления в тактическом звене, применяемый противником, является радиоподавление наземных линий СВ-КВ радиосвязи (1.5-30 МГц) на поверхностных волнах с дистанциями связи до нескольких десятков км.

В докладе излагаются основные положения методики аналитического расчёта детерминированных (на известной фиксированной частоте) и статистических (усредненных по диапазону возможных частот) зон радиоэлектронной защиты (РЭЗ) таких линий связи в условиях подавления прицельными по частоте помехами, создаваемыми наземными станциями помех. Основное отличие данной методики от других – учёт влияния частотной зависимости КПД настраиваемых антенных контуров передающих средств связи и помех на достигаемые величины коэффициента подавления, что особенно важно в наиболее часто используемой низкочастотной части рабочего диапазона. Расчёт КПД проводится в предположении, что для настройки контуров используются удлинительные катушки с конечными добротностями.

С целью вскрытия основных закономерностей формирования зон РЭЗ подробно исследована каноническая ситуация – подавление единственной линии связи (как симплексной, так и дуплексной). Предполагается, что вследствие априорной неопределённости (для противника) местоположения связного приёмника передача и приём сигналов и помех производится на штыревые антенны, имеющие круговые азимутальные диаграммы направленности.

В докладе проводится анализ полученных результатов расчётов зон РЭЗ. Формулируются требования к частотной зависимости выходной мощности связного передатчика, при которой достигается максимальная площадь статистической зоны РЭЗ.

На рис. 1,2 представлены примеры расчёта частотной зависимости коэффициента K, равного отношению площади района связи, в котором при приёме в условиях воздействия помехи обеспечивается заданное отношение сигнал/(шум+помеха), к аналогичной площади района связи, но в отсутствие помехи.

В расчётах в качестве исходных данных приняты следующие:

1. Мощность передатчика связи (индекс ”с”) P_c=100 Вт, мощность передатчика помех (индекс “п”) $P_п$=100 и 1000 Вт.

2. Добротности удлинительных катушек передающих антенн связи и помех

$Q_{Lc,п}$=100÷2000 (для выявления принципиальных закономерностей взяты крайние значения: $Q_{Lc,п}$=100, что соответствует относительно плохому КПД антенного контура, и 2000, что соответствует относительно хорошему КПД этого контура).

3. Расстояние между передатчиками 4 км (ближнее подавление) и 40 км (дальнее подавление).

Из анализа зависимостей, приведенных на рис.1, следует:

- при высокодобротном антенном контуре передатчика связи (Q_{Lc}=2000), низкодобротном антенном контуре передатчика помех ($Q_{Lп}$=100) и одинаковых мощностях передатчиков коэффициент K близок к 1; даже при десятикратном увеличении мощности передатчика помех коэффициент K уменьшается только в высокочастотной части диапазона, что объясняется существенно более высоким КПД антенного контура передатчика связи в низкочастотной части диапазона;

- при высокодобротном антенном контуре передатчика помех, низкодобротном антенном контуре передатчика связи и равных мощностях передатчиков коэффициент K близок к 0 в низкочастотной части диапазона, что объясняется значительно более высоким КПД антенного контура передатчика помех по сравнению с КПД антенного контура передатчика связи в низкочастотной части рабочего диапазона; при увеличении мощности передатчика помех коэффициент K будет уменьшаться и в высокочастотной части рабочего диапазона.

Из анализа зависимостей, приведенных на рис.2, следует:

- общий характер частотной зависимости коэффициента K при дальнем подавлении аналогичен частотной зависимости при ближнем подавлении, но изменение соотношения мощностей передатчиков и добротностей из антенных контуров оказывают меньшее влияние на изменение коэффициента K (зависимости на рис.2 имеют более плавный характер).

Основной вывод из проведенного анализа состоит в следующем:

- в наиболее часто используемой низкочастотной части рабочего диапазона решающее влияние на коэффициент K оказывает соотношение между добротностями антенных контуров передатчиков связи и помех;

- эффективной мерой, направленной на существенное улучшение РЭЗ линий связи, является повышение добротностей антенных контуров связных передатчиков.

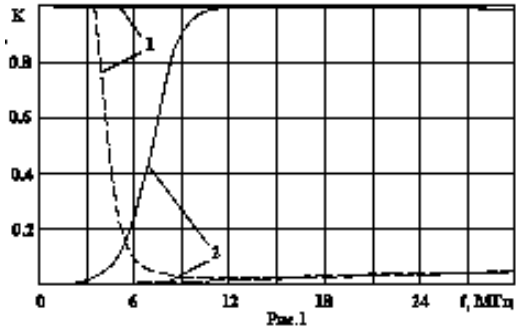


Рис.1

На рис.1,2 обозначено: 1 - Q_{Lc}=2000, $Q_{Lп}$=100; 2 - Q_{Lc}=100, $Q_{Lп}$=2000; сплошные линии относятся к случаю $P_п$=100 Вт, пунктирные – $P_п$=1000 Вт. Мощность передатчика связи во всех случаях одинакова: P_c=100 Вт.

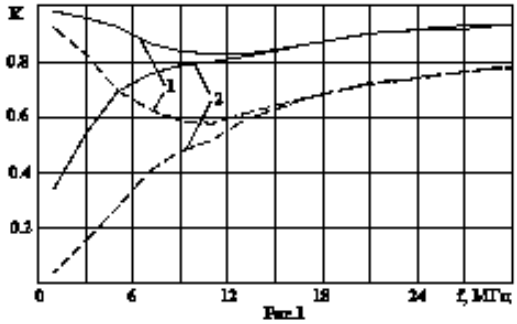


Рис.1

А.В.Агунов

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет

СПОСОБ ГЕНЕРИРОВАНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО ТОКА В ПИТАЮЩУЮ СЕТЬ

Abstract: An approach to passive components of apparent power compensation and control based on the voltage regulation of the compensation supply has been presented. The proposed approach gives a possibility of particular as well as whole current passive components compensation in the dynamic mode at any load nature.

Для обеспечения повышения качества электроэнергии, надежности электроснабжения и экономичности режима передачи, как в автономных, на объектах транспорта, так и в больших электроэнергетических системах, применяется большое количество устройств, позволяющих осуществлять регулирование напряжения и реактивной мощности [1].

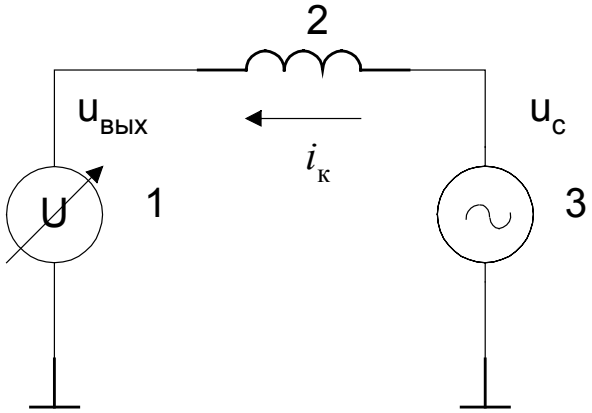
Известен способ генерирования компенсационного тока заключающийся в том, что измеряют уровень напряжения в узле питающей сети, сравнивают его с напряжением уставки и генерируют в питающую сеть ток компенсации таким образом, чтобы разность указанных напряжений стремилась к нулю [2].

Наиболее близким к предлагаемому способу является способ, в котором измеряют мгновенные значения напряжения в узле питающей сети, и получают ток компенсации за счет регулирования амплитуды синусоидального напряжения источника присоединенного к узлу сети через небольшие реакторы [3].

Недостатком рассмотренных способов является невозможность полной компенсации неактивных составляющих мощности при несинусоидальном токе потребителя, поскольку генерируемый компенсационный ток здесь гармонический.

Сущность предлагаемого способа заключается в том, что измеряют мгновенные значения тока потребителя и мгновенные значения напряжения в узле сети, определяют их производные, активную мощность потребителя и действующее значение напряжения в узле сети. Затем вычисляют величины произведений индуктивности реактора на производную напряжения сети, предварительно умноженную на частное от деления активной мощности потребителя на квадрат действующего напряжения в узле сети, и на производную тока потребителя. Находят разность полученных величин и к результату прибавляют мгновенное значение напряжения в узле сети. Определенное таким образом напряжение прикладывают к реактору подключенному к узлу питающей сети, чем достигается генерирование требуемого компенсационного тока в питающую сеть.

На рисунке приведена эквивалентная схема, поясняющая принцип генерирования компенсационного тока в питающую сеть.



Эквивалентная схема содержит компенсационный источник напряжения 1,

эквивалентный источник напряжения питающей сети 3 и реактор 2, включенный между ними.

Электромагнитные процессы в такой цепи описываются следующим дифференциальным уравнением:

$$u_{вых}(t) = L\frac{di_к(t)}{dt} + u_c(t), \qquad (1)$$

где $u_{вых}(t)$ – мгновенное значение напряжения компенсационного источника; L – индуктивность реактора; $i_к(t)$ – мгновенное значение компенсационного тока; $u_c(t)$ – мгновенное значение напряжения в узле питающей сети.

Полная компенсация неактивных составляющих тока потребителя может быть осуществлена при условии

$$i_к(t) = -i_П(t), \qquad (2)$$

где $i_П(t)$ – мгновенное значение пассивной составляющей тока потребителя. Пассивная составляющая тока потребителя может быть вычислена по [4]:

$$i_П(t) = i_н(t) - \frac{P_н}{U_{д.с.}^2}u_c(t), \qquad (3)$$

где $i_н(t)$ – мгновенное значение тока потребителя; $P_н$ – активная мощность потребителя; $U_{д.с.}$ – действующее значение напряжения в узле питающей сети.

Подставим (3), с учетом (2), в (1), тогда

$$u_{вых}(t) = -L\frac{di_н(t)}{dt} + \\ + L\frac{P_н}{U_{д.с.}^2}\frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t). \qquad (4)$$

Полученное таким образом напряжение компенсационного источника, приложенное к реактору подключенному к узлу питающей сети, обеспечивает генерирование требуемого компенсационного тока в питающую сеть.

В предлагаемом способе достигается полная компенсация неактивных составляющих тока потребителя, что позволяет отказаться от фильтрующих устройств, подключаемых к узлу питающей сети, даже при несинусоидальном токе потребителя.

Способ может быть выполнен, например, за счет соответствующего регулирования тока возбуждения синхронной машины и, следовательно, величины ее индуцированной Э.Д.С. Учитывая, что для синхронной машины справедливо

$$e_{вых}(t) = ki_{вх}(t),$$

где k – коэффициент передачи синхронной машины; $e_{вых}(t)$ – Э.Д.С. синхронной машины; $i_{вх}(t)$ – ток в обмотке возбуждения, и принимая во внимание (4), регулирование тока возбуждения в соответствии с

$$i_{вх}(t) = -\frac{L}{k}\frac{di_н(t)}{dt} + \frac{L}{k}\frac{P_н}{U_{д.с.}^2}\frac{du_c(t)}{dt} + \frac{1}{k}u_c(t),$$

приведет к генерированию требуемого компенсационного тока. Отметим, что роль индуктивности реактора в этом случае исполняет индуктивность рассеяния синхронной машины.

Литература

1. Статические источники реактивной мощности в электрических сетях./ Веников В.А., Жуков Л.А., Карташев И.И. и др. – М.: Энергия, 1975, 136 с.

2. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности / Под ред. Р.М. Матура: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1987, 160 с.

3. Gyugi L. Reactive power generation and control by thyristor circuits // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1979. – vol. IA-15, No 5. – pp. 521-532.

4. Демирчян К.С. Реактивная мощность на случай несинусоидальных функций. Ортомощность // Изв. РАН. Энергетика, 1992, №1, с. 15-38.

Э.К. Алгазинов, А.М. Бобрешов, М.А. Кравец
Воронежский Государственный Университет

ВОЗМОЖНОСТИ РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВО ВХОДНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИТОРАХ С ДВУМЯ ЗАТВОРАМИ ШОТТКИ.

Abstract. The influence of the mode of supply to a high bound of a dynamic range of the amplifier on the Dual-Gate MESFET is research. The possibility of build-up adaptive to a level of entry interference of the amplifier on the Dual-Gate MESFET is show.

Усилители на полевых транзисторах с двумя затворами Шоттки (ДЗПТШ) получили широкое распространение во входных каскадах РПУ[1]. Наличие второго затвора в конструкции двухзатворного транзистора: во-первых, существенно ослабляет обратную связь между стоком и первым затвором, что приводит к улучшению основных характеристик, в частности к повышению коэффициентов усиления и стабильности; во-вторых, позволяет осуществлять эффективную регулировку усиления.

Расширить верхнею границу динамического диапазона усилителя на ДЗПТШ можно: выбором соответствующих конструктивных параметров приборах[2]; схемотехническими методами[3]; заданием определенного напряжения питания.

Питание двухзатворного транзистора задается тремя напряжениями: $U_{з1и}$ – напряжением между первым затвором и истоком, $U_{з2и}$ – напряжением между вторым затвором и истоком, $U_{си}$ – напряжением сток-исток. Довольно часто $U_{з2и}$ приравнивают нулю, что соответствует упрощению схемы, т.е. отсутствию дополнительного источника питания и(или) дополнительных элементов в схеме. Однако для достижения максимального коэффициента усиления и минимального коэффициента шума рекомендуется выбирать $U_{з2и}$ положительным.

Напряжение на первом затворе может быть выбрано как с целью минимизации коэффициента шума, что соответствует режиму 0.15-0.2$I_{с.нас}$, так и с целью максимизации коэффициента усиления, что соответствует режиму ~0.5$I_{с.нас}$. Может быть выбрано нечто среднее путем оптимизации целевой функции, где учитываются и $К_{ус}$, и $К_{ш}$. В инженерной практике использования полевого тетрода[3] применение получила настройка на 0.15-0.2$I_{с.нас}$, этот режим соответствует высокому коэффициенту усиления и минимуму коэффициента шума (рис.1).

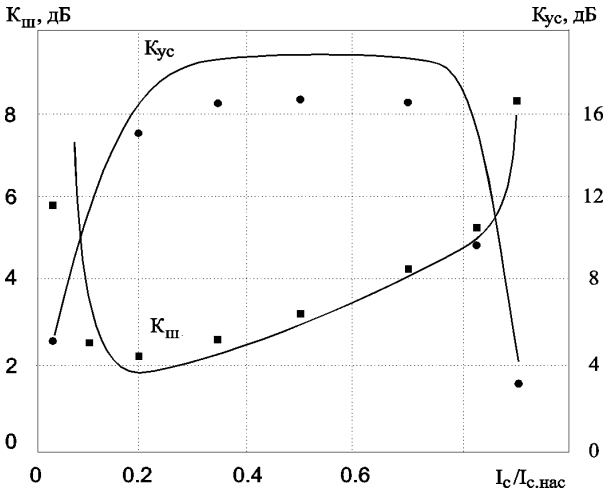


Рис.1. Зависимости коэффициентов усиления и шума от тока стока, приведенного к $I_{с.нас}$($I_{с.нас}$ – ток стока при $U_{з1}$=0 В). Данные приведены для следующих условий: $U_{з2}$=0 В, $U_{си}$=4 В, f=8 Ггц.

Однако при выборе режима необходимо учесть еще и нелинейность усилителя, которая зависит от режима и определяет динамический диапазон усилителя. Поведение нелинейности в зависимости от на-

пряжения на первом затворе во многом схоже с зависимостью нелинейности от напряжения на затворе для однозатворного транзистора, что обусловлено значительной схожестью поведения S_{11} и $\left|S_{21}\right|$. Однако зависимость тока стока от напряжения на первом затворе имеет ярко выраженный участок насыщения еще до $U_{з1и}$=0, что соответствует участку падения крутизны. Оптимумы по линейности у ПТШ и ДЗПТШ будут несколько отличаться, более того оптимум полевого тетрода зависит от напряжения на втором затворе. При положительных и близких к нулю напряжениях на втором затворе оптимум у ДЗПТШ будет близок к оптимуму ПТШ (~$0.5I_{с.нас}$). Для исследуемого полевого двухзатворного транзистора(L1=L2=1 мкм, W=300 мкм, a=0.14 мкм, n=2.5e23 $м^{-3}$) – $I_{с.опт}$= $0.45I_{с.нас}$. Таким образом, мы видим несовпадение оптимума по линейности и шуму для усилителя на двухзатворном полевом транзисторе.

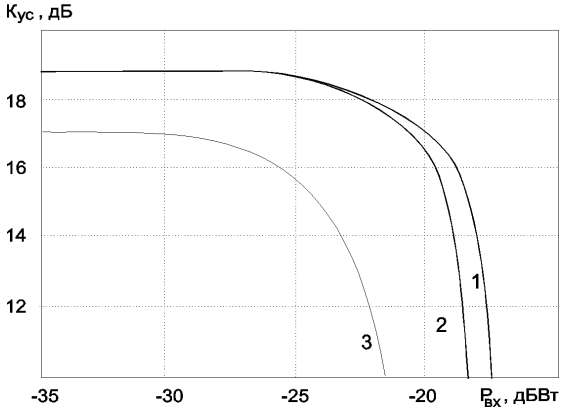


Рис. 2. Зависимость коэффициентов усиления от мощности входного сигнала при $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-1.5 В: кривая 1 – $U_{си}$=5 В, кривая 2 – $U_{си}$=4 В, кривая 3 – $U_{си}$=2.5 В.

С увеличением напряжения на стоке, после перехода ДЗПТШ в пентод-пентодный режим в линейных характеристиках ($К_{ус}$, $К_{ш}$) ДЗПТШ практически ничего не происходит, верхняя же граница динамического диапазона растет (рис. 2.). Следовательно, увеличить линейность усилителя можно путем увеличения напряжения питания. Однако необходимо помнить, что в реальных приборах сильное напряжение может привести к пробою транзистора. Так для ПТШ рекомендуемое напряжение $U_{си}$= $U_{зс}$- $U_{зи.отс}$, где $U_{зс}$ – пробивное напряжение затвор-сток, $U_{зи.отс}$ – напряжение отсечки.

В реальных условиях в усилителе происходит не только взаимодействие сигнала и помехи, но и помехи и шума. На рис.3. приведены зависимости коэффициента блокирования и коэффициента подавления собственных шумов усилителя на полевом транзисторе с двумя затворами Шоттки. На нем видно, как с увеличением мощности входной помехи увеличивается разница в подавлении сигнала и шумов. Подобное несовпадение в подавлении сигнала и шумов входного малошумящего усилителя приводит к изменению чувствительности приемного устройства в целом.

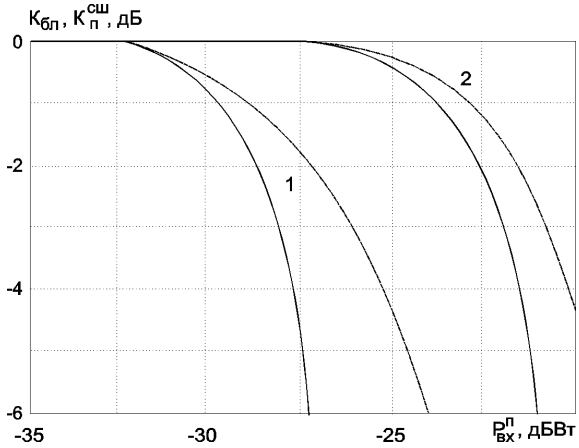


Рис. 3. Зависимость коэффициента блокирования(изображен сплошной линией) и коэффициента подавления собственных шумов(изображен штрих пунктирной линией) от мощности входной помехи. 1 – $U_{си}$=4 В, $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-2 В, 2 – $U_{си}$=4 В, $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-1.5 В.

Построим зависимости коэффициента, характеризующего это изменение при различных напряжениях на первом затворе, при этом учтем изменение линейного коэффициента шума, связанного с возрас-

танием собственных шумов при увеличении тока стока.

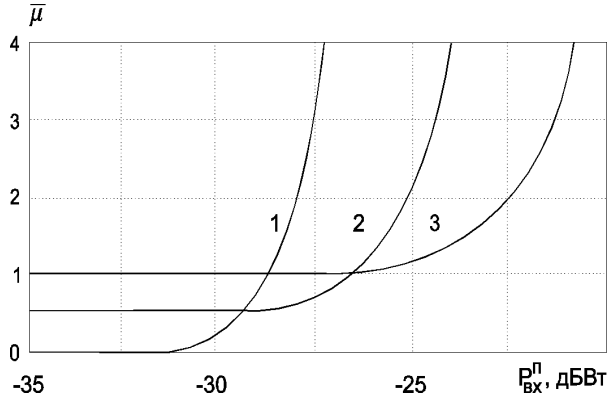


Рис. 4. Зависимость избыточного коэффициента шума от мощности входной помехи: кривая 1 – $U_{си}$=4 В, $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-2 В; кривая 2 – $U_{си}$=4 В, $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-1.75 В; кривая 3 – $U_{си}$=4 В, $U_{з2}$=0 В, $U_{з1}$=-1.75 В

На рис. 4. изображены зависимости $\bar{\mu} = f(P^{п}_{вх})$ при различных напряжениях на первом затворе: кривые 1, 2, 3 соответствуют режимам $U_{з1}$=-2 В, $U_{з1}$=-1.75 В, $U_{з1}$=-1.5 В при напряжении на стоке, равном 4 В, и на втором затворе равном 0 В. Режим 1 соответствует режиму оптимальному в отсутствии помехи. Однако увеличение уровня помехи помимо возникновения эффекта блокирования приводит к увеличению $\bar{\mu}$, которое характеризует изменение чувствительности приемного устройства. Точка пересечения кривых 1 и 2 соответствует уровню помехи, при котором необходимо перейти к режиму 2. Такой же переход от 2 к 3 необходимо сделать при увеличении уровня помехи до точки пересечения кривых 2 и 3. Таким образом, для усилителя на полевом двухзатворном транзисторе имеется возможность построения адаптивного к уровню входной помехи устройства.

Двухзатворный транзистор, благодаря наличию второго затвора, обладает большей степенью свободы в управлении характеристиками устройства в сравнении с однозатворным транзистором. В том случае, если помеха после прохождения усилителя приводит к блокированию следующего за ним смесительного каскада, то есть возможность существенно снизить уровень помехи регулировкой коэффициента усиления по второму затвору.

Литература

1. Kumar H., Taylor G., Huang Ho-Chung. Monolithic dual-gate GaAs FET amplifier// IEEE Trans. Electron. Devices. – 1981. – N2. – p. 197-198.
2. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Дыбой А.В., Кравец М.А. Численное моделирование нелинейных характеристик ДЗПТШ на основе конструктивных и электрофизических параметров// Сб. трудов VI международной научно-технической конф. “Радиолокация, навигация, связь” – 2000 г., - стр. 1784-1791.
3. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ./Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделуола. – М.: Радио и связь, 1988. – 496 с.

А. В. Алешин, Л. Н. Кечиев, Г. П. Путилов, С. Р. Тумковский

Московский государственный институт электроники и математики

ПРОЕКТИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATHEMATICA

Abstract. The design techniques of electronic equipments with the registration EMC in the distributed Internet-environment are considered. For execution of calculations the interface to the package Mathematica is offered. The example of application of an offered technique are reduced.

При создании электронных средств весьма часто приходится выполнять трудоемкие расчеты и моделировать электрические схемы. Для этого можно воспользоваться известными программными средствами, но их стоимость достаточно

велика для индивидуального потребителя. Развитие Интернет открыло путь для коллективного использования мощных инструментальных средств в режиме коллективного пользования без ограничений в доступности. Одним из таких инструментальных средств является пакет Mathematica американской фирмы Wolfram Research Inc. Одной из сильных сторон данного программного продукта является возможность осуществления широкого спектра символьных преобразований, включающих, наряду с другими, операции математического анализа: дифференцирование, интегрирование и интегральные преобразования, разложение в ряды, решение дифференциальных уравнений и т.п. По своей сущности «Mathematica» представляет собой язык программирования высокого уровня, позволяющий реализовать традиционный процедурный и функциональный стили программирования, а также стиль правил преобразований. Пакет «Mathematica» содержит мощное, универсальное ядро, способное работать на различных компьютерных платформах. Данный программный продукт обеспечивает применение разнообразных численных методов, символьные, графические и численные вычисления, развитая двух- и трехмерная графика, в том числе динамическая, превращают ее в удобный и мощный инструмент математических исследований и наглядную и удобную оболочку для демонстраций. Фактическое разделение ядра и пользовательского интерфейса, позволяет использовать удаление ядра в локальных и глобальных сетях. Система обладает способностью обучаться новым математическим закономерностям, пополняться новыми функциями. Его применение весьма перспективно в инженерной практики.

Разработанный интерфейс позволил обеспечить к расчетному серверу доступ через Интернет. Возможности пакета продемонстрированы при расчете помех отражения в длинной линии (рис. 1) [1-2].

Рассмотрим режим переключения из 0 в 1.

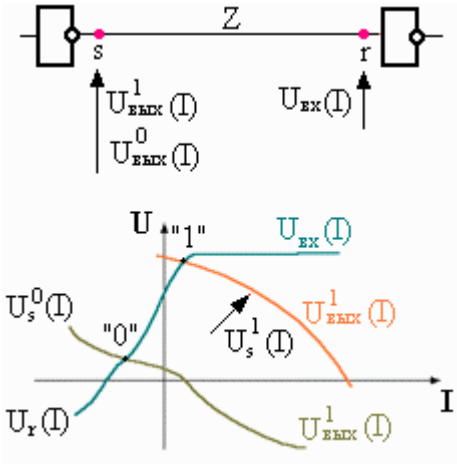


Рис. 1. Граничные условия задачи при расчете длинных линий.

Решение задачи будем проводить методом характеристик [1].

Расчёт формы сигнала при переключении МС из нуля в единицу (0 > 1).

Шаг первый. Наносим граничные условия задачи.

Граничные условия задачи: вольтамперные характеристики $U^1_{вых}(I)$, $U^0_{вых}(I)$ и $U_{вх}(I)$ (рис. 2). Они заданы набором точек. Для вычисления промежуточных значений функции используется математический аппарат интерполяции. При нем истинная функция заменяется аппроксимирующей функцией, которая в узловых точках дает точные значения ординат y(x) и позволяет вычислить значения интерполируемой функции и в промежуточных точках. Для решения данной задачи используется функция, которая возвращает аппроксимирующую функцию, чьи значения находятся при помощи интерполяции: **InterpolaitingFunction[range,table].**

Шаг второй заключается в определении статических режимов нуля и единицы.

Статические режимы нуля и единицы в пакете Mathematica определяются с помощью функции:

FindRoot[lhs==rhs,{x,x0}],

которая ищет численное решение уравнения lhs=rhs начиная с x=x0.

Шаг третий. Начальные условия. Построение нагрузочной прямой под углом *Z*. Задаем нагрузочную прямую значением волнового сопротивления *Z*. Используя функции **FindRoot, Module** и **FixedPointList** получаем точку пересечения нагрузочной прямой с вольтамперной характеристикой $U^1_{вых}(I)$.

Шаг четвёртый. Определение амплитуд падающих и отражённых волн. Используя функции **FindRoot, Module, FixedPointList** и **Line**, находим и строим последовательно ХПВ под углом –Z и ХОВ под углом, который пропорционален +Z. Построение ведётся до достижения соответствующего статического режима.

Шаг пятый – непосредственно построение осциллограмм.

Алгоритм решения данной задачи изображен на рис. 2.

Пример программы для пакета Mathematica приведен на рис. 3, а результаты расчета приведены на рис. 4.

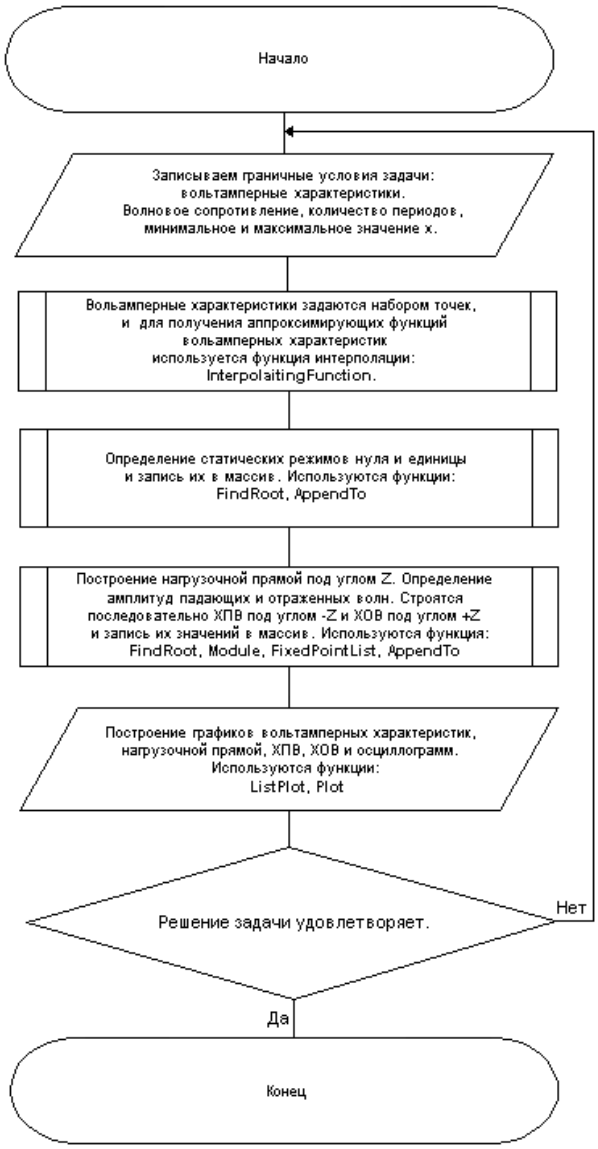


Рис. 2. Алгоритм расчета длинной линии.

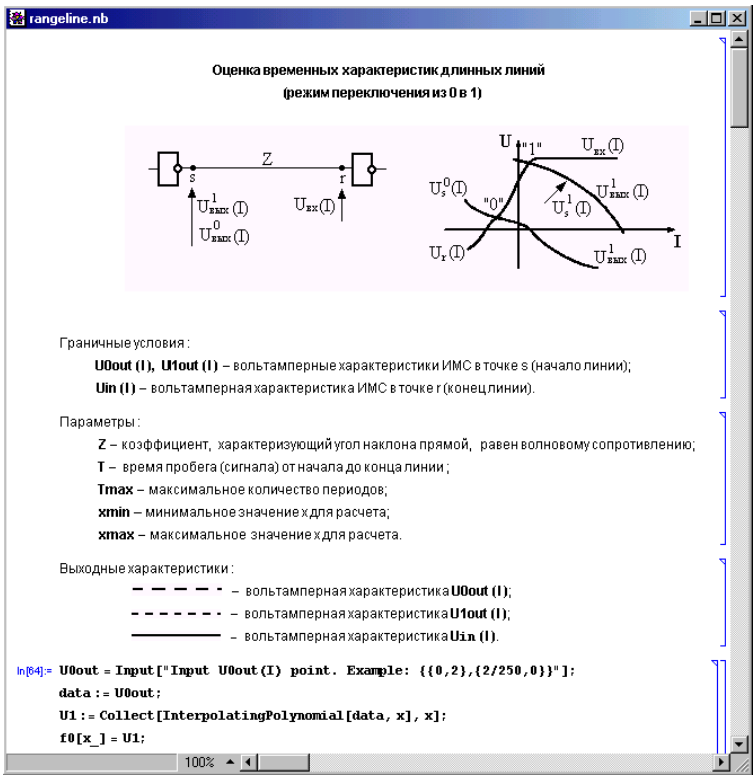


Рис. 3. Записная книжка пакета Mathematica (фрагмент).

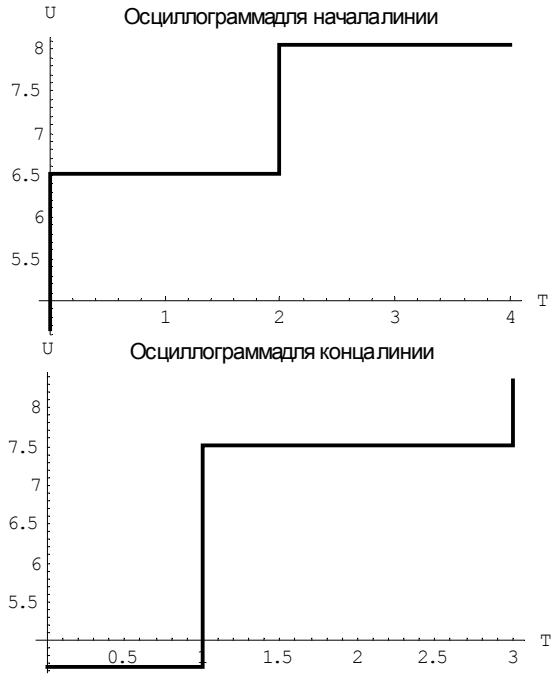


Рис. 4. Графики осциллограмм для начала и конца линии.

Методика расчёта прежняя, как и при переключении из 0 в 1, только на первом шаге строим нагрузочную прямую под углом *Z* из точки статического состояния лог. 1. Точка *A* соответствует входному напряжению на линии при t=0.

Расчёт формы сигнала при переключении МС из единицы в ноль (1 > 0).

Литература

1. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М. Радио и связь, 1989. – 224 с.
2. Кечиев Л. Н., Алешин А. В. Расчет характеристик коротких и длинных линий с помощью пакета Mathematica. Электромагнитная совместимость и интеллектуальные издания. –М. 2000. 145 - 151с.

Н. П. БАХАРЕВА[1], М. О. БАХАРЕВ[2]

[1]Российский государственный гидрометеорологический университет [2]Санкт-Петербургский государственный морской технический университет

ВОЗДЕЙСТВИЕ ВНЕШНИХ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ АТМОСФЕРНЫХ ЯВЛЕНИЙ НА ВОЗДУШНУЮ ЛИНИЮ ПЕРЕДАЧИ

Abstract. The influence of the plane pulse wave on the finite single wire communication line is considered. Inverse Fourier transformation is applied to pulses having the main spectrum in frequency band, that satisfies follow requirements: the wavelength in air is more than suspension hight of wire; skin effect in the earth is significant. Analitical expressions for air line responce on square impuls and on δ-function impuls are presented.

Задача о воздействии электромагнитных импульсов атмосферных явлений (ЭМИ АЯ) на воздушные линии передачи имеет большое значение для практики. Ввиду сложности задачи при ее решении обычно используются численные методы. В настоящей работе рассматриваются импульсы АЯ, основной спектр которых сосредоточен в диапазоне частот 10 кГц – 10 Мгц. При этом выполняются следующие условия: длина волны в воздухе больше высоты подвеса h, т.е. модуль $|k_1h| < 1$; скин-эффект в земле достаточно выражен, т.е. $|k_2h| > 1$, и можно пренебречь токами смещения в земле (k_1 и k_2 - волновые числа воздуха и земли соответственно). Воздушную линию передачи представим в виде одиночного идеально проводящего провода длины l, висящего над землей. Известно, что если высота подвеса меньше длины волны падающего электромагнитного поля, то волновые процессы в таком проводе описываются телеграфными уравнениями [2,3,4]:

$$dU/dx = (i\omega L - R(\omega))I + V(x),$$

$$dI/dx = i\omega CU, \qquad (1)$$

где U и I - напряжение между проводом и землей и ток в линии; $V(x)$ - величина распределенной ЭДС, определяемая падающей гармонической плоской волной:

$$V(x) = (1 + R_0)E_{0x}\exp(ik_{1x}x), \qquad (2)$$

где E_{0x} и k_{1x} - проекция вектора падающего поля и волнового вектора на направление линии; R_0 - коэффициент отражения Френеля. В формуле (2) не учтено запаздывание отражения от земли; $R(\omega), L, C$ - погонные сопротивление, индуктивность и емкость линии (утечкой пренебрегаем).

Величина погонного сопротивления $R(\omega)$ при условии $|k_1h| < 1$, а $|k_2h| > 1$ имеет вид (см. [3])

$$R(\omega) = \frac{\omega\mu_1}{2\pi h k_2},$$

где $k_1 = \omega\sqrt{\varepsilon_1\mu_1}$ – волновое число воздуха, а $k_2 = \sqrt{i\mu\omega\sigma_2}$ – волновое число проводящей почвы. Сопротивление $R(\omega)$ в этом виде учитывает потери на токи проводимости в земле и хорошо описывает

ситуацию в существенном диапазоне частот сигнала.

Граничные условия для конечной линии, имеющей на концах равные нагрузки Z_0 имеют вид:

$$\frac{1}{I}\frac{dI}{dx} = i\omega C Z_0 \qquad (3)$$

При указанных выше условиях волновое сопротивление и волновое число в линии описываются простыми приближенными формулами, благодаря чему обратное преобразование Фурье приводит к простым аналитическим формулам для тока и напряжения в линии. Уравнения (1) с граничными условиями (3) решаются с помощью функции Грина. Решение для тока на конце линии $x = 0$ можно представить в виде суммы

$$I(0,\omega) = I_1 + I_2 + I_3 + \ldots, \qquad (4)$$

где I_1 не имеет фазового сдвига и описывает начальную прямую волну, приходящую в точку наблюдения со всей линии. Этот ток характерен для полубесконечной линии. Слагаемое I_2 содержит фазовую задержку и соответствующий импульс описывает волну, отраженную от второго конца линии и т.д. Многократно отраженные токи малы по амплитуде и могут быть рассмотрены аналогично первой отраженной волне. Поэтому ограничимся изучением I_1 и I_2.

Важной характеристикой линии является ее реакция на падающий дельта-импульс $\delta(t)$, при этом отклик на произвольное воздействие можно найти при помощи свертки. Обратное преобразование Фурье для I_1 дает выражение

$$Y_1(t) = \frac{2E_{0x}C}{1+\beta}\frac{1}{\varepsilon_1\mu_1}\exp\left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right)\cdot \cdot Erfc\left(\sqrt{\frac{t}{\tau_\sigma}}\right), \qquad (5)$$

где $\beta = \sin\theta\cos\psi$; θ - угол падения плоской волны, ψ - угол между проводом и плоскостью падения; $\tau_\sigma = \varepsilon_1 \cos^2\theta / \sigma_2$, σ_2 - проводимость земли; функция $Erfc(x)$ связана с интегралом вероятности $\Phi(x)$: $Erfc(x) = 1 - \Phi(x)$.

Выражение (5) описывает однополярный импульс, спадающий как $\sqrt{\tau_\sigma / t}$. Характерное время τ_σ порядка 10^{-8} с для почв со средней проводимостью.

Обратное преобразование для I_2 имеетвид:

$$Y_2(t_1) \approx -\frac{2CE_{0x}}{\varepsilon_1\mu}\frac{\beta}{1-\beta^2}\cdot \cdot \frac{\exp(-\tau_l / t_1)}{\sqrt{\tau_l / t_1} + \sqrt{t_1 / \tau_\sigma}} \qquad (6)$$

где $t_1 = t - \Delta t_l$, $\Delta t_l = l\sqrt{\varepsilon_1\mu}(1+\beta)$, $\tau_l = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\frac{l^2}{4h^2\ln^2(2h/a)}$, a – радиус провода. $Y_2(t)$ описывает отражение от второго конца линии и появляется, когда прямой сигнал уже достаточно мал. Импульс $Y_2(t_1)$ по сравнению с $Y_1(t)$ сильно ослаблен и растянут во времени из-за затухания при распространении вдоль линии. Без затухания $Y_2(t_1)$ совпадал бы с первичным по форме, но имел бы обратную полярность и другую амплитуду. Импульс $Y_2(t_1)$ медленно растет до момента времени примерно равного $2\tau_l$, большего τ_σ, а затем спадает как $\sqrt{\tau_\sigma / t}$.

Итак, получены аналитические выражения для отклика воздушной линии на плоский ЭМИ АЯ пропорциональный дельта-функции по времени.

Теперь расмотрим отклик воздушной линии на воздействие прямоугольного импульса

$$E_{пад}(t) = E_1, 0 < t < T,$$

$$E_{пад}(t) = 0, t < 0, t > T$$

Искомый ток определяется операцией свертки

$$I(t) = \int_0^t E_{пад}(\tau)\, Y_1(t-\tau)\, d\tau \qquad (7)$$

Здесь учтена только главная первичная волна, т.е. рассматривается отклик полубесконечной линии. Если сигнал $E_{пад}$ таков, что его длительность $T>\tau_\sigma$, то отклик линии $I(t)$ быстро нарастает за время приблизительно равное τ_σ, затем плавно растет до времени t = T, после чего спадает как $\sqrt{\tau_\sigma / t}$. Это убывание медленное, но фактически ток убывает гораздо быстрее, поскольку отраженные сигналы приходят в противофазе. Если $T>>\tau_\sigma$, то при $t>>\tau_\sigma$ в существенной области интегрирования в (7) можно воспользоваться асимптотическим выражением для функции $Erfc(x)$, после чего интеграл берется. Тогда для тока получаем приближенное выражение

$$I(t) = \frac{4E_1 C}{(1+\beta)\varepsilon_1 \mu}\sqrt{\frac{\tau_\sigma}{\pi}}\sqrt{t}, \tau_\sigma << t < T,$$

$$I(t) = \frac{4E_1 C}{(1+\beta)\varepsilon_1 \mu}\sqrt{\frac{\tau_\sigma}{\pi}}(\sqrt{t} - \sqrt{t-T}), t > T.$$

Таким образом, длительность возрастающей части $I(t)$ определяется длительностью падающего импульса, а скорость спадания – проводимостью почвы.

В [1] рассмотрена решенная численными методами задача о воздействии плоского импульсного сигнала на коаксиальный кабель, подвешенный над поверхностью земли. При рассмотрении тока с наружной стороны экрана в приближении высокой проводимости металла такой кабель эквивалентен однопроводной воздушной линии. Кабель считается бесконечным, а падающее поле берется в виде суммы двух волн: прямой и отраженной от поверхности земли. Однако при этом не учтено влияние проводящей почвы на распространение волны тока вдоль кабеля, что возможно только для достаточно коротких волн, длина которых меньше высоты подвеса. Для импульсов в диапазоне с полосой частот 10^4 – 10^8 Гц это требование при обычных высотах подвеса ~ 10 м не выполняется, так что предложенная в [1] модель плохо описывает воздействие таких импульсов на воздушные линии передачи.

Кроме того, к преимуществам настоящей работы следует отнести простые аналитические формулы для волн тока в линии, не требующие дальнейшей численной обработки.

Литература

1. Bates C.P., Hawley G.T. Model for currents and voltage induced within long transmission cables by an electromagnetic wave. – J.Trans.,1971,vol.EMC-13,N 4,p.18-31.
2. Carson I.R. Wave propagation in overhead wires with ground return. – Bell.Syst.Techn.J.,1926,vol.5,p.539-554.
3. Wait I.R. Theory of propagation along a thin wire parallel to an interface. – Radio Sci.,1972,vol.7,N6,p.675-679.
4. King R.W.P., Wu T.T, Shen L.-C. The horizontal wire antenna over a conducting or dielectric half space: Current and admittance. – Radio Sci.,1974,vol.9,N7,p.701-709.
5. Бейтмен Г., Эрдейи А. Таблицы интегральных преобразований. Т.1. М.,1969,с.211,221.

Ю.Б. БАШКУЕВ[1], В.Б. ХАПТАНОВ[2], В.Р. АДВОКАТОВ[2], П.Н. ДАГУРОВ[2], А.В. ГАЦУЦЕВ[2]

[1]Иркутский институт инженеров железнодорожного транспорта, Россия, 664074, Иркутск, ул.Чернышевского 15, E-mail: kuripko@upp.iriit.irk.ru.

[2]Бурятский научный центр СО РАН, 670047, г.Улан-Удэ, ул.М.Сахьяновой 8, E-mail: lab@rgp.bsc.buryatia.ru

ПАСПОРТИЗАЦИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМУ ФАКТОРУ

Abstract. In the report the problems of radio-frequency electromagnetic ecology on objects of a railway transport are considered. On an example of the Ulan-Ude distance of the signalling and communication system the classification of radio engineering objects of locomotive and stationary radio communication is conducted. The system of automated forecasting of electromagnetic environment in places of railway radio communication antenna location by using of the package MathCAD and sanitarian passport of radio engineering object of a typical railway distance of the signalling and communication system are developed.

В докладе рассмотрены вопросы электромагнитной экологии радиочастот на объектах железнодорожного транспорта. Цель исследования заключалась в разработке и внедрении санитарного паспорта радиотехнического объекта типовой дистанции сигнализации и связи МПС РФ по электромагнитному фактору. Необходимость получения санитарного паспорта для передающих радиотехнических объектов (ПРТО) железнодорожного транспорта обусловлена требованиями Санитарных правил и норм "Сан.ПиН. 2.2.4/2.1.8.055-96", нормирующих электромагнитные излучения радиочастотного диапазона
(ЭМИ РЧ). Актуальность внедрения санитарного паспорта ПРТО железнодорожного транспорта обусловлена ужесточением требований со стороны органов государственной экспертизы условий труда в РФ, а также экономической ответственностью юридических лиц за ущерб, нанесенный здоровью производственного персонала.

"Сан.ПиН. 2.2.4/2.1.8.055-96" в пункте 6.18 предписывают, что каждый передающий радиотехнический объект (ПРТО), мощность которого превышает 40 Вт в диапазоне 30 кГц - 3МГц, 20 Вт - в диапазоне 3-30 МГц и 2 Вт в диапазоне 30 МГц - 300 ГГц должен иметь санитарный паспорт. Санитарный паспорт составляется владельцем (администрацией) ПРТО.

Излучающие радиотехнические системы железнодорожного транспорта работают в гектометровом (2,13; 2,15 МГц), метровом (151-156 МГц), дециметровом (307-343 МГц) и сантиметровом (6025 - 6475 МГц) диапазонах радиоволн. Согласно п. 6.2. документа [1] радиопередатчики гектометрового диапазона типа УПП1 и аналогичные, имеющие максимальную мощность 12-15 Вт, а также носимые радиостанции типа РН-12Б мощностью менее 2 Вт не должны иметь санитарный паспорт. В то же время радиопередатчики гектометрового диапазона мощностью от 5 до 40 Вт, работающие на антенну или другой элемент, предназначенный для излучения в пространство, согласно п. 4.3. документа [1] подлежат электромагнитному контролю.

Носимые радиопередающие средства (радиостанции РН-12Б, Motorola GP-300/340, Гранит и т.д.) мощностью более 0,05 Вт также подлежат контролю [1,2].

В соответствии с п. 6.1. документа [1] работающие в движении радиостанции (т.е. локомотивные типа РВ-1М и установленные на автомобилях, дрезинах, мотриссах и т.д.) могут размещаться и

вводиться в эксплуатацию без разрешения соответствующего центра государственного санитарно-эпидемиологического надзора. Однако в соответствии с п. 6.23 на постоянных стоянках (вокзалах, станциях и т.п.) установленные на транспортные средства (поезда) передающие радиотехнические средства должны иметь санитарный паспорт в целом на объект базирования транспортных средств (локомотивное или вагонное депо или иного владельца ПРТО).

Таким образом, исходя из требований Сан.ПиН. 2.2.4/2.128.055-96, необходимо составление санитарного паспорта только для стационарных радиостанций метрового, дециметрового и сантиметрового (система спутниковой связи "Трасса", радиорелейные линии связи) диапазонов радиоволн. Так как владельцем возимых (локомотивных) радиосредств является служба локомотивного хозяйства, то разработка санитарного паспорта на эти средства относится к её ведению.

Радиопередающие объекты дистанции сигнализации и связи рассредоточены по большому числу станций и переездов, поэтому целесообразно составление единого санитарного паспорта на все ПРТО конкретной дистанции. Основанием для этого является также типовой набор излучающих радиосредств (передатчиков и антенн) на большинстве станций всей сети железных дорог России. В этой связи актуальна задача создания автоматизированной системы расчета интенсивности электромагнитного излучения и составления санитарного паспорта. Эта задача решена при выполнении данной НИОКР.

С юридической точки зрения (владелец передающего радиотехнического объекта) целесообразно ввести понятие "ПРТО железнодорожного транспорта". Мы предлагаем понимать под этим понятием совокупность однотипных маломощных (менее 50 Вт) источников электромагнитных радиочастотных излучений, рассредоточенных вдоль железнодорожного пути в пределах дистанции сигнализации и связи и находящихся на её балансе.

На примере Улан-Удэнской дистанции сигнализации и связи проведена классификация радиотехнических объектов поездной и станционной радиосвязи. На основе пакета MathCAD выполнена разработка подсистемы расчетного прогноза для стационарных радиостанций метрового и дециметрового диапазонов. Проведен выбор "оболочки" и создана база данных для паспорта радиотехнического объекта.

В метровом диапазоне предельно допустимый уровень (ПДУ) напряженности электрического поля (НЭП) для производственного персонала принимается 10 В/м (8-часовой рабочий день), для населения – 3 В/м.

Согласно [1], для дуплексных радиостанций дециметрового диапазона нормируются два значения плотности потока энергии - $ППЭ_1$ для воздействия на производственный персонал и $ППЭ_2$ для воздействия на население. Уровень $ППЭ_1$ определяется как $ППЭ_1 = 200/T$, мкВт/см^2; где T - время воздействия ЭМИ, ч. При 8-часовом рабочем дне $ППЭ_1 = 25$ мкВт/ см^2. Для населения $ППЭ_2 = 10$ мкВт/см^2.

Разработан санитарный паспорт радиотехнического объекта типовой дистанции сигнализации и связи. Проведено теоретическое обоснование общих требований к высоте подвеса и количеству антенн ПРТО, выполнение которых обеспечит соблюдение санитарных норм и отсутствие необходимости введения санитарно-защитной зоны (СЗЗ) на ПРТО железнодорожного транспорта.

Расчеты проведены для 13 типов антенн при максимальной мощности передатчиков 15 и 50 Вт. Высота подвеса антенн выбрана равной 15 м, что соответствует средней высоте их подвеса на опоре типа ШР-3. Затухание фидера выбрано минимальным, т.е. с точки зрения расчета ПДУ рассматривается самый неблагоприятный случай.

В таблице сведены результаты расчетов параметров безопасности по ЭМИ для стационарных радиостанций поездной радиосвязи в МВ и ДМВ диапазонах по определению зоны ограничения для персонала, СЗЗ и ЗОЗ.

Результаты расчетов ППЭ для антенн АС1/3 ÷ АС5/3, размещенных на мачтах ШР-3 или крышах зданий показывают, что в непосредственной близости от антенн наименьший средний уровень ППЭ по всей площади крыши (или вблизи мачты) дают антенны АС1/3, а максимальный – антенны

АС3/3. Эти антенны создают уровень ППЭ > 25 мкВт/см^2 на расстояниях от 6,2 до 15,6 метра.

Таблица

МВ диапазон, мощность передатчика 15 Вт

Тип антенны	Усиление антенны, дБ	Зона ограничения для персонала, м	Зона ограничения застройки, м	Минимальная высота подвеса антенны, при которой отсутствует СЗЗ, м
АС 1/2	0	3,2	10,7	6.9
АС 2/2	3	4,5	15,2	5.9
АС 3/2	8	8,1	27,0	9.8
АС 4/2	4	5,1	17,0	7.7
АС 4/2*	4	5,1	17,0	7.7
АС 5/2	5	5,7	19,1	7.6
АС 6/2	4	5,1	17,0	7.0

ДМВ диапазон, мощность передатчика 50 Вт

АС 1/3	0	6,2	9,8	6.5
АС 2/3	3	8,8	13,9	5.9
АС 3/3	5	15,6	24,7	9.8
АС 4/3	5	11,1	17,5	7.8
АС 4/3*	5	11,1	17,5	7.8
АС 5/3	5	11,1	17,5	7.2

Анализ результатов расчетного прогноза электромагнитной обстановки на радиопередающих объектах Улан-Удэнской дистанции сигнализации и связи показал, что СЗЗ на высоте 2 м при высоте подвеса антенн МВ и ДМВ диапазонов 15 м отсутствует. СЗЗ вводится при минимальных высотах подвеса антенн от 6 до 10 метров (последняя колонка таблицы). Приведенные расчетные оценки носят несколько завышенный характер, что подтверждается результатами измерений уровней НЭП и ППЭ на действующих радиостанциях [3,4]. Таким образом, отсутствие СЗЗ для стационарных радиостанций поездной и станционной радиосвязи в МВ и ДМВ диапазонах можно считать достоверно установленным фактом. Введение ЗОЗ может быть необходимо лишь при строительстве на тер риториях железнодорожных станций производственных зданий в 4-5 и более этажей. Максимальный размер ЗОЗ 27 м достигается для антенны АС3/2, имеющей однонаправленную ДН. С учетом полосы отвода для железнодорожного транспорта и ориентации ДН антенн АС3/2 и АС3/3 вдоль железнодорожного пути максимальная круговая ЗОЗ с радиусом 19,1 м получается для антенны АС5/2 и несколько меньше (17,5 м) для антенны АС5/3.

Использование антенн наиболее рациональной конструкции, например АС4/3,

АС4/2, которые концентрируют ЭМИ в

направлении зоны обслуживания и ослабляют его уровни в близлежащем пространстве, позволяет существенно уменьшить размер ЗОЗ.

С учетом пространственного разноса все стационарные радиостанции МВ и ДМВ диапазонов как порознь, так и в совокупности, создают на земной поверхности ЭМИ РЧ, не превышающие предельно-допустимых уровней для персонала и населения. Следовательно, типовые ПРТО дистанции сигнализации и связи не представляют опасности для жизнедеятельности человека и состояния окружающей среды.

Измерения ЭМИ РЧ на объектах железнодорожного транспорта должны производиться не реже одного раз в год (в порядке текущего контроля), после ремонта источников ЭМИ РЧ, при внесении в условия и режимы работы источников ЭМИ РЧ изменений, влияющих на уровни излучения. При этом обязанность обеспечения проведения контрольных измерений лежит на владельцах источников ЭМИ РЧ, т.е. дистанциях сигнализации и связи, ТЧ. Полученные дорожной лабораторией ВСЖД результаты динамического наблюдения за интенсивностью ЭМИ РЧ, создаваемой передающими радиотехническими объектами железнодорожного транспорта в разные сезоны года и время суток показывают, что периодичность проведения измерений может быть увеличена до 3 лет. Это периодичность должна быть согласована с дорожным центром санэпиднадзора.

Установлено, что носимые радиостанции типа РН-12Б, Motorola GP-300/340, Гранит имеют на малых расстояниях от антенн очень высокие уровни напряженности поля (до 180 В/м), значительно превышающие ПДУ. Это обстоятельство требует разработки соответствующих инженерно-технических и лечебно-профилактических мероприятий по индивидуальной защите работающих с носимыми радиостанциями РН-12Б и "Motorola" от воздействия ЭМИ РЧ. В качестве первой меры предлагается использовать защитную одежду (комбинезон, куртку), изготовленную в области расположения радиостанции из хлопчатобумажной ткани с микропроводом (ОСТ-17-28-70) и ослабляющую поле в диапазоне 30 МГц - 30 ГГц на 20÷40 дБ. Все работники, использующие носимые радиостанции, должны проходить предварительные и периодические медицинские осмотры. Предложено провести исследование параметров безопасности носимых железнодорожных радиостанций и разработку комплекса мероприятий по индивидуальной защите работающих с носимыми радиостанциями от воздействия ЭМИ РЧ. Установлено сильное влияние электромагнитного поля промышленной частоты 50 Гц на существующие измерители напряженности поля типа ИПМ-101. Отмечена необходимость разработки малогабаритных измерителей высоких уровней напряженности электромагнитного поля радиочастот, предназначенных для работы в сложной электромагнитной обстановке на объектах железнодорожного транспорта.

Проведенные исследования и разработки способствуют улучшению условий труда и охране здоровья работников железнодорожного транспорта. Внедрение санитарного паспорта передающего объекта на каждой дистанции сигнализации и связи всей сети дорог МПС РФ явится одним из важных мероприятий по защите производственного персонала от радиочастотного электромагнитного неионизирующего излучения.

Исследования в области электромагнитной экологии и санитарной паспортизации выполнены на кафедре информационных и телекоммуникационных систем Иркутского института инженеров железнодорожного транспорта с привлечением радиофизических лабораторий Сибирского отделения РАН и центра санитарно-эпидемиологического надзора ВСЖД.

Литература

1. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ). Сан.ПиН. 2.2.4/2.18.055-96. -М.: Госкомсанэпиднадзор России, 1996, 28 с.

2. Временные допустимые уровни (ВДУ) воздействия электромагнитных излучений, создаваемых системами сотовой радиосвязи. Гигиенические нормативы. ГН 2.1.8/2.2.4.019-94. - М: Госкомсанэпиднадзор России, 1995.

3. Методические указания. Определение уровней электромагнитного поля в местах размещения передающих средств и объектов сухопутной подвижной радиосвязи ОВЧ и УВЧ диапазонов. МУК 4.3.046-96 от 02.02.96. - М.: Госкомсанэпиднадзор России, 1996.

4. Методические указания. Определение плотности потока мощности электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазонах частот 700 МГц - 30 ГГц. МУК 4.3.043-96 от 02.02.96. - М.: Госкомсанэпиднадзор России, 1996, 33 с.

YU.B. BASHKUEV, V.R. ADVOKATOV, L.KH. ANGARKHAEVA, D.V. KOSOV

Buryat Scientific Center of Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, 8 SAKHYANOVA STR., ULAN-UDE, 670047, RUSSIA phone: +7(3012)331210, fax +7(3012)330238, E-mail: lab@rgp.bsc.buryatia.ru

MAPS OF GEOELECTRICAL SECTIONS OF EAST HEMISPHERE

Аннотация. Доклад содержит результаты геоэлектрического картирования Восточного полушария. Изложена методология геоэлектрического картирования. Созданы карты геоэлектрических разрезов Евразии, Африки, Австралии, Новой Зеландии и Новой Гвинеи масштаба 1:15000000, Антарктиды масштаба 1:20000000, востока России, Монголии, Северного Китая масштаба 1:2500000 и Турции, Ирана, Афганистана, Пакистана, Японии и Кореи масштаба 1:5000000. Карты ГЭР континентов составлены как в обычном, так и в цифровом видах (СД-диск). Принята шкала ρ_j, h_j с тремя градациями на декаду. Приведены фрагменты карт ГЭР континентов Восточного полушария.

The problem of investigating of Earth's electrical properties is of great importance for the EMC practice since many electromagnetic systems (communication, electrical engineering, control) are located on earth and are electrically connected with it. Operational effectiveness of different telecommunication systems depends considerably on good knowledge of electrical characteristics of underlying medium and it's time and space variations.

Electrical properties of rock depend on many factors such as material and mechanical structure, humidity, temperature, ground water mineralization so it is impossible to obtain these values only theoretical calculations. They can be determined more accurately by special measurements taken under conditions of rock natural bedding. A convenient model of underlying medium in the local point is a geoelectrical section (GES) differentiated with respect to electrical resistivity ρ_j, dielectric constant ε_j and thickness h_j of each layer.

The prediction of characteristics of excitation and propagation of radiowaves in low frequency radiorange area is realized with the regard for electric properties of underlying medium, as a rule. Considering it, the background electric characteristics of large areas are of the great interest for practice because they let the researchers make the exact calculations of electromagnetic fields [1-3]. Electric properties of stratified underlying medium in low frequency area of radiorange are regularly changed in space and depend on a type of geoelectric structure (depression, massif, fault zone) and belonging to this or that complex of crystal and sedimentary rocks. The method of prediction of stratified medium electric properties of uninvestigated

territories is based on the classification of geoelectric structures and on quantitative results of diagnostics of territories-analogues (key-areas). It permits to make an goal-directed quest for areas with predetermined electric characteristics.

The influence of the underlying medium on the electromagnetic field is often taken into consideration by value of surface impedance Z_S, definited by the electric parameters and structure of the medium. Prediction maps and area propagation diagrams of different GES types are basis for making of frequency dependent surface impedance maps, which allow to calculate electromagnetic fields in wide frequency range (ELF-VLF-LF-MF). Forest vegetation, ice-cover and seasonal layer of freezing and thawing are taken into consideration on the GES maps by the introduction of the additional semiconducting layer. The connection between the electric properties of the mountain rocks and there lithological structure and geocryological conditions forms the basis of the GES maps composing method. In spite of this are widely used different geological maps and data about many executed vertical electric soundings (VES).

The Morgan-Maxwell's conductivity map of the globe [4] doesn't often satisfy the needs of practice, because it is composed on homogeneous underlying medium model. There are considerable differences with measured results in some regions, hereat electric boundaries of the map don't coincide with real electric and geological boundaries. Therefore a creation of new prediction maps of geoelectric sections of world's continents has been necessary.

In Buryat Scientific Center of Siberian Branch of Russian Academy of Sciences the bases of radiophysical diagnostics of electric state of the stratified underlying medium are worked out. With the help of ground and remote (from plane's board) methods of radio-impedance sounding and profiling the general and regional regularities of space-time and frequency variation of stratified underlying medium geoelectric characteristics have been established [1-3]. On the basis of classification of geoelectrical structures of the Earth's crust and the interpretation of the radioimpedance sounding data the new effective method of physical-statistics prediction of the geoelectrical sections of stratified natural media basic types is developed.

The methodology of geoelectrical mapping is based on the following propositions: 1) there exists a regular relation between resistivity (conductivity) and lithological, hydrogeological, frozen ground parameters of mountain rocks, its composition and the peculiarities of the spatial variability of geoelectrical section; 2) the resistivity of the certain type of mountain rock is a lognormal value; 3) the contours of the areas with similar electrical properties coincide with the geological boundaries, the thickness of mountain rocks is sustained; 4) prediction is carried out on the geological maps of basic mountain rocks and quaternary deposits with consideration for available resistivity sounding and boring data; 5) GES within the limits of skin-layer for VLF range (f=10 kHz) in the general case is presented as 2- or 4- layered; 6) in the areas with relatively simple geological structure the prediction of GES with the accuracy, sufficient for practice, is necessary to carry out basing on the key-areas study (territories-analogues) with the following prognostic spreading of the characteristics on allied in geological respect territories.

The outcomes of the research of electrical properties of natural stratified media by complex radio- and geophysical methods as a whole have led to the creation of a new generation of maps of electrical properties of east of Russia, attached territories and separate continents of the World, which take into account a stratified structure of terrestrial crust and do not have analogs in other countries of the World. The maps of geoelectrical sections of Eurasia, Africa, Australia, New Zealand and New Guinea of scale 1:15000000, Antarctic Continent of scale 1:20000000, Northern China, Afghanistan, Pakistan of scale 1:2500000 and Turkey, Iran, Afghanistan, Pakistan, Japan and Korea of scale 1:5000000 are created. These maps are both common and digital. The area distri-

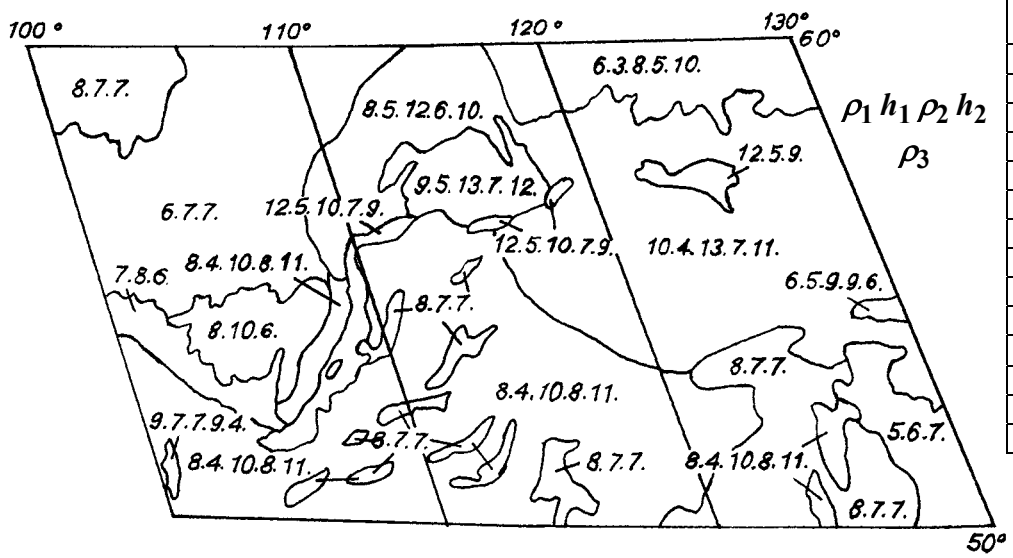
bution of various types of geoelectrical sections with the indication of a specific electrical resistance ρ_j and thickness h_j of each horizon is reflected on the GES maps. The explanatory note containing: 1) the tables of observed geoelectrical structures and frequency dependences of the surface impedance in a range 10-1000 kHz; 2) a qualitative evaluation of reliability of constructed maps; 3) the review of the used material and sources of the information about electrical properties of the upper layers of terrestrial crust of continents, is composed to each map.

On the Fig.1-3 the fragments of the GES prediction maps of Eurasia, Australia and Africa are presented. The map of Eurasia for the square of 53 million km^2 contains 95 types two–four-layered geoelectrical sections, the map of Africa for the square of 30,3 million km^2 - 22 types GES, the map of Australia, New Zealand and New Guinea for the square of 8,8 million km^2 - 19 types two-layer GES.

The information on GES maps is described as codes, determining resistivity ρ_j and thickness h_j of the layers on the logarithmically-equal scale. The logarithm of the discretization step of ρ_j and h_j equals to 0.333. The average values of ρ_j, h_j are calculated according to step number N by the following formulae:

$$\rho_j = 10^{0.333(N-0.5)} \text{ Ohm·m}, \quad N = 0 \div 15;$$

$$h_j = 10^{0.333(N-3.5)} \text{ m}, \quad N = 1 \div 15.$$



Scale, N	Average value	
	ρ,Ohm·m	h, m
0	0.68	—
1	1.47	0.147
2	3.16	0.316
3	6.8	0.68
4	14.7	1.47
5	31.6	3.16
6	68	6.8
7	147	14.7
8	316	31.6
9	680	68
10	1470	147
11	3160	316
12	6800	680
13	14700	1470

Fig. 1. The fragment of the prediction map of GES of Eurasia.

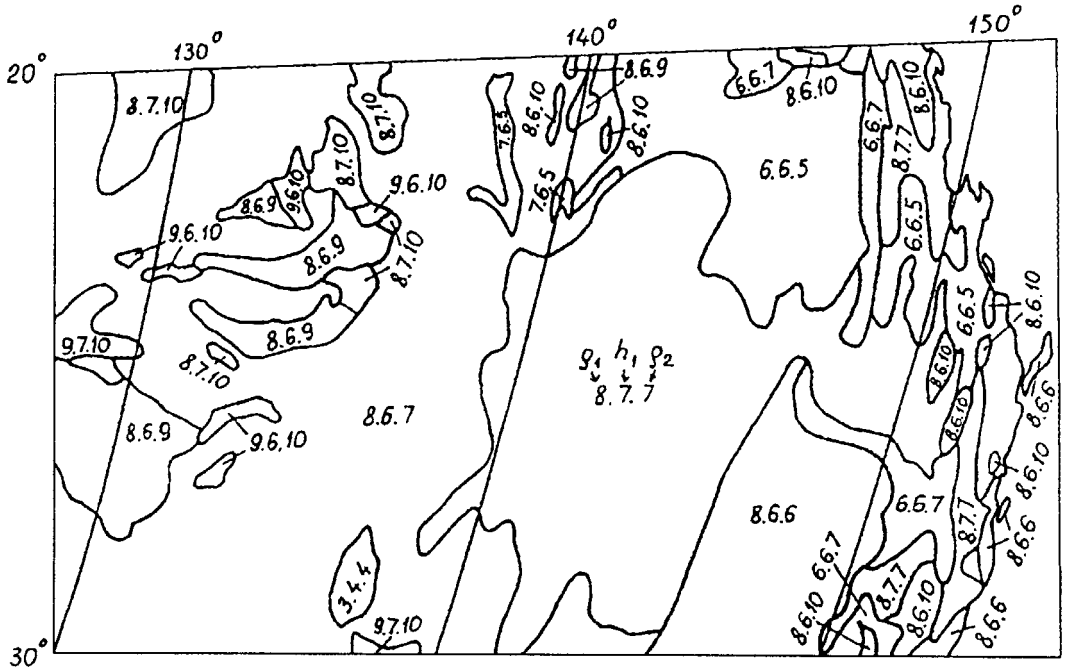


Fig. 2. The fragment of the prediction map of GES of Australia.

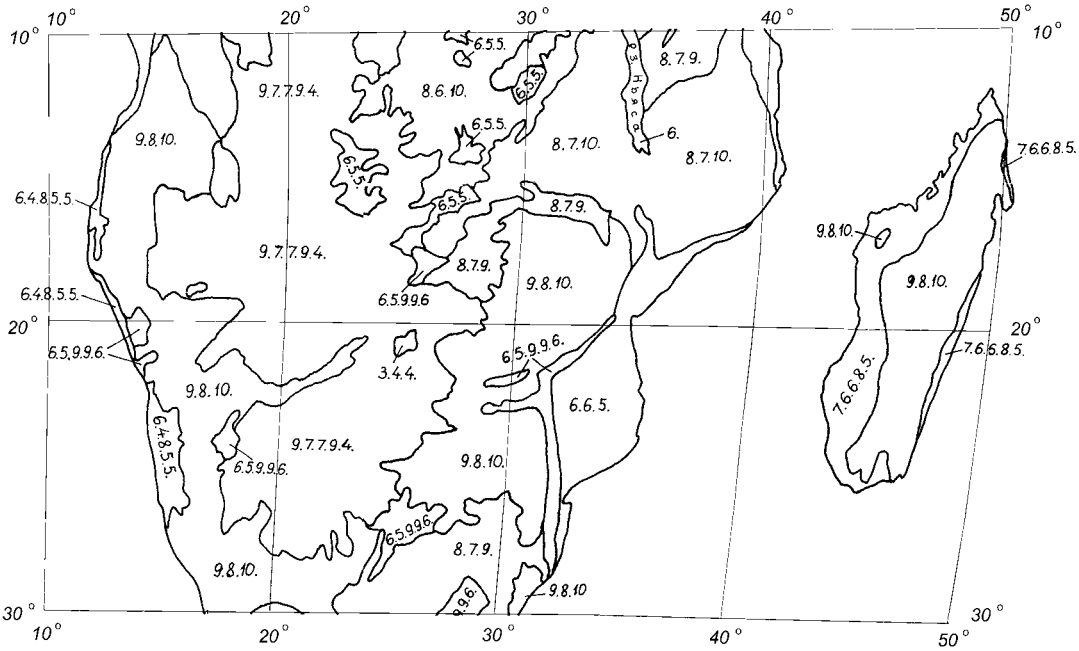


Fig. 3. The fragment of the prediction map of GES of Africa.

The GES maps can find application in calculating of excitation and propagation of VLF-MF radiowaves, for designing of grounding and lightning-protection of power electric lines, electrical and communication installations, for solving the tasks of the electromagnetic prognosis of earthquakes, for increasing of efficiency of geophysical methods in prospecting of mineral resources, solving the tasks of engineering geology. These maps, taking into account a stratified structure of underlying medium, allow to get the

1,5 -3 times increase in exactitude of calculation of electromagnetic fields as compared to existing Morgan map. The conditions in the layer of GES are changed in a year cycle, when there occurs the modification of a character of distribution of temperature and structure of rock, humidity, salt composition and phase condition of water in rock. The model of a stratified medium with properties, varying depending on climatic conditions, and structure allows to take into consideration seasonal changes of the impedance of the boundary surface and of terrestrial radiowave field.

References

1. Tsydypov Ch.Ts., Tsydenov V.D., and Bashkuev Yu.B., Issledovanie Elektricheskih Svoistv Podstilaiushei Sredy, (in Russian). - Novosibirsk: Nauka, 1979, 176 p.
2. Dorzhiev V.S., Advokatov V.R., and Bodiev B.B., Geoelektricheskie Razrezy Juga Sibiri i Mongolii, (in Russian). - Moscow: Nauka, 1987, 94 p.
3. Bashkuev Yu.B., Elektricheskie Svoistva Prirodnykh Sloistykh Sred, (in Russian). - Novosibirsk: Nauka, 1996, 207 p.
4. Morgan R., and Maxwell E., Omega Navigation System Conductivity Map. – Washington: Office of Naval Research, 1965, 105 p.

А.М. Бобрешов, А.И. Лопатин

Воронежский государственный университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭМС УСИЛИТЕЛЯ НА ДВУХЗАТВОРНОМ ГЕТЕРОСТРУКТУРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Abstract. It is described nonlinear model of dual-gate HEMT suitable for calculation of nonlinear microwave amplifier characteristics. It is investigated the influence of geometrical and electrophysical transistor's parameters and its working regime to value of upper boundary of amplifier dynamic range on blocking.

Двухзатворный гетероструктурный транзистор (ДЗГСТ) находит применение в различных СВЧ устройствах (усилителях, смесителях, фазовращателях). Это обусловлено его устойчивостью в более широкой полосе частот, большим коэффициентом усиления по сравнению с однозатворным транзистором, а наличие второго затвора дает ему дополнительные преимущества при реализации некоторых устройств (смесителя, усилителя с регулируемым усилением) [1,2]. Второй затвор может быть использован и при адаптивном управлении режимом с целью расширения динамического диапазона усилителя на ДЗГСТ при воздействии интенсивной помехи [3].

Предварительные расчеты показывают, что коэффициент шума ДЗГСТ несколько выше, чем у однозатворного транзистора аналогичной конструкции. Однако для современных ДЗГСТ это различие составляет всего 0.2-0.5 дБ, что оказывается приемлемым для современных малошумящих усилителей.

При использовании ДЗГСТ для построения усилителя, обычно разрабатывается двухкаскадный усилитель, первый каскад которого строится на однозатворном ГСТ, а второй – на ДЗГСТ. Такая конструкция может быть выполнена в интегральном исполнении, где оба ГСТ находятся на одном кристалле и изготовлены в едином технологическом цикле.

В данной работе рассматривается задача улучшения характеристик электромагнитной совместимости (ЭМС) ДЗГСТ. Целью работы является исследование влияния электрофизических и геометрических параметров GaAs ДЗГСТ, а также режима его работы по постоянному току

на нелинейные характеристики усилителя на его основе.

Для анализа выбрана зависимость верхней границы динамического диапазона по блокированию от рассматриваемых параметров. Остальные характеристики ЭМС усилителя могут быть рассчитаны на основе зависимости его коэффициента блокирования от мощности входной помехи.

Для расчета линейных и нелинейных характеристик ДЗГСТ по конструктивным и электрофизическим параметрам предлагается модель, представленная в [4] для однозатворного транзистора. Эта модель может быть легко расширена на случай ДЗГСТ путем его представления в виде каскодного соединения двух ГСТ, дополненных набором перекрестных и паразитных сопротивлений и емкостей [5]. Дополнительным ограничением является предположение о линейности сопротивления между транзисторами R_{12}. Таким образом, использованный подход применим для планарных структур с длинами затворов не менее 0.5 мкм и расстояний между затворами не менее 0.4 мкм. По мере уменьшения расстояния между затворами, обеденные области под ними начнут влиять друг на друга и, кроме того, характер проводимости канала между затворами (сопротивление R_{12}) будет отличаться от омического.

К достоинствам предлагаемого подхода можно отнести относительную простоту машинной реализации и достаточно высокую скорость расчета характеристик ДЗГСТ (по сравнению с двумерным моделированием [6] и моделированием методом Монте-Карло [7]). Однозатворный ГСТ и ДЗГСТ в интегральном исполнении выполнены в едином технологическом цикле с одинаковыми электрофизическими параметрами. Различие между ними состоит лишь в наличии дополнительного затвора у ДЗГСТ. Поэтому для выше описанной области применимости модели естественно ожидать хорошее совпадение экспериментальных и рассчитанных характеристик, как это имеет место для модели однозатворного ГСТ [8]..

В качестве нелинейных элементов рассматриваются крутизна S_i, выходная проводимость $G_{сиi}$, входная емкость $C_{зиi}$, сопротивление не перекрытой части канала $R_{зиi}$ и емкость $C_{зсi}$ (индекс i относится к первому и второму транзисторам в каскодном представлении ДЗГСТ). Паразитные сопротивления $R_и$, $R_{з1}$, $R_{з2}$, $R_с$, сопротивление между транзисторами R_{12}, емкости $C_{си1}$ и $C_{си1}$ являются линейными.

Выбранная модель позволяет рассчитать поведение нелинейных элементов ДЗГСТ в зависимости от напряжений на затворах и стоке. Причем значения линейных элементов схемы (последовательные сопротивления и индуктивности истока, стока и затворов) берутся типичными для этих транзисторов с учетом падения напряжения на них. В модель усилителя также входит сопротивление $R_{ст}$, которое служит для предотвращения самовозбуждения усилителя. Величина этого сопротивления выбирается из условия превышения коэффициента устойчивости транзистора единицы в рабочей полосе частот.

Моделирование было проведено для AlGaAs/GaAs ДЗГСТ с прямой структурой. При этом были использованы параметры, применяющиеся для моделировании транзисторов серий ATF-33143 – ATF-35143 фирмы Hewlett-Packard [8]: уровень легирования слоя AlGaAs $N_2=2*10^{18}$ см$^{-3}$, толщина этого слоя d_2=230 А, толщина нелегированного слоя AlGaAs (спейсера) d_1=30 А, высота барьера Шоттки ϕ_B=0.95 эВ, диэлектрическая проницаемость слоя AlGaAs $\varepsilon_2=1.07*10^{-12}$ Ф/см, разрыв зоны проводимости ΔE_c=0.286 эВ, ширина затвора Z=400 – 1600 мкм, длина затвора L=0.25 мкм, максимальная концентрация электронов в канале $n_{01}=1.02*10^{12}$ см$^{-2}$, в легированном слое AlGaAs $n_{02}=8.4*10^{11}$ см$^{-2}$, максимальная концентрация нейтрализованных

доноров в слое AlGaAs $n_{03}=3.5*10^{-12}$ см$^{-2}$, напряжение отсечки для электронов в канале U_{01}=-0.56 В, в легированном слое AlGaAs U_{02}=0.54 В, напряжение U_{03}=0.33 В, подвижность электронов в канале μ_1=5800 см^2/В*с, в слое AlGaAs μ_2=1000 см^2/В*с, скорость насыщения для электронов в канале $V_{нас1}=1.85*10^7$ см/с, в легированном слое AlGaAs $V_{нас2}=10^7$ см/с, величина напряженности электрического поля, при которой происходит насыщение скорости электронов в канале $E_{нас1}$=3.5 кВ/см, в слое AlGaAs $E_{нас2}$=10 кВ/см. В модели ДЗГСТ равенство пороговых напряжений для обоих затворов ДЗГСТ было обеспечено выбором необходимой величины углубления второго затвора [9].

Модель усилителя на ДЗГСТ имеет коэффициент усиления 20 дБ для рабочей точки $U_{зи1}=U_{зи2}$=0 В, $U_{си}$=2В в полосе частот (9.7-13.7) ГГц. Выбор рабочей точки обусловлен требованием минимизации коэффициента шума рассматриваемого усилителя. Параметры согласующих цепей выбирались из условия получения требуемой амплитудно-частотной характеристики усилителя.

В соответствии с [10], верхняя граница динамического диапазона по блокированию $Д_{бл}$ определяется величиной входной мощности помехи, вызывающей компрессию коэффициента усиления усилителя $К_{ус}$ на 1 дБ. Знание зависимости $Д_{бл}$ от геометрических и электрофизических параметров, а также режима работы ДЗГСТ по постоянному току позволит определить возможность расширения верхней границы динамического диапазона $Д_{бл}$ выбором соответствующих значений этих параметров. Для расчета $Д_{бл}$ использовался метод функциональных рядов Вольтерра.

Ниже приводятся, рассчитанные на основе этого метода, зависимости $Д_{бл}$ от значений конструктивных (Z – ширина затвора, L_1, L_2 – длины первого и второго затворов) и электрофизического (n_{01} – концентрация электронов в канале) параметров транзистора ($n_{01}=1.02*10^{12}$ см$^{-2}$, $L_1=L_2$=0.5 мкм, Z=400 мкм) для частоты 11.7 ГГц.

Анализ результатов моделирования показал (рис. 1 – 3), что увеличение верхней границы динамического диапазона $Д_{бл}$ может быть достигнуто путем увеличения длины, как первого, так и второго затворов транзистора, уменьшения концентрации электронов в двумерном канале ДЗГСТ, изменении ширины затвора, увеличения отрицательного напряжения, приложенного к затворам транзистора и увеличения напряжения на стоке ДЗГСТ.

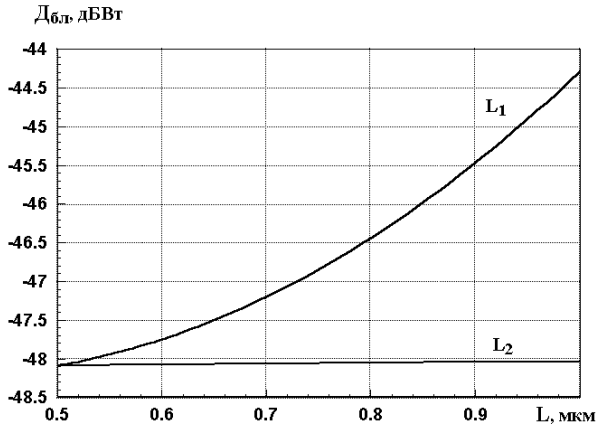


Рис. 1. Зависимость верхней границы динамического диапазона $Д_{бл}$ от длины первого L_1 и второго L_2 затворов.

Было установлено, что наибольший рост $Д_{бл}$ при наименьшем изменении параметров и режима работы транзистора достигается увеличением отрицательного напряжения на втором затворе транзистора. С меньшей эффективностью можно использовать увеличение ширины затвора, в пределах допустимого, или – уменьшение концентрации электронов в двумерном канале ДЗГСТ.

В результате проведенной оптимизации были выбраны следующие параметры транзистора: длина первого и второго затворов $L_1=L_2$=0.5 мкм, концентрация электронов $n=10^{12}$ см$^{-2}$, ширина затвора Z=1200 мкм, при напряжении на первом

затворе $U_{зи1}$=-0.1 В, на втором – $U_{зи2}$=-0.4 В и напряжении на стоке транзистора $U_{си}$=4 В.

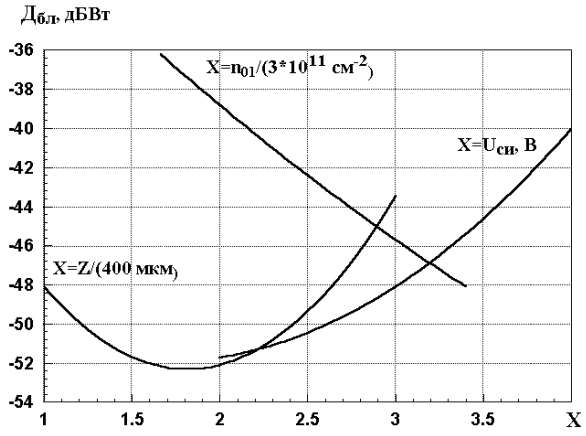


Рис. 2. Зависимость верхней границы динамического диапазона $Д_{бл}$ от ширины затвора Z, концентрации электронов в канале n_{01} и напряжения на стоке транзистора $U_{си}$.

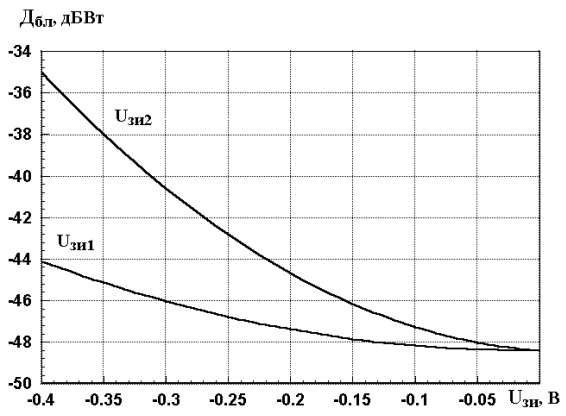


Рис. 3. Зависимость верхней границы динамического диапазона $Д_{бл}$ от напряжений на первом $U_{зи1}$ и втором $U_{зи2}$ затворах транзистора.

В результате, для данного усилителя достигнуто увеличение динамического диапазона на 11 дБ.

Литература

1. Tanimoto T. Single-supply-voltage operation HEMTs.- Semiconductor World.- 1997, v. 16, №. 12, pp. 106-110.
2. Schefer M., Meier H.-P., Klepser B.-U., et. al.. Integrated coplanar mm-wave amplifier with gain control using a dual-gate InP HEMT. IEEE Trans. on MTT.- 1996, v. 44, №12, pp. 2379-2383.
3. Стратонович Г.П. Принципы адаптивного приёма.- М.: Сов.радио, 1973.- 143с.
4. Abdel Aziz M.,El-Sayed M.,El-Banna M. An analytical model for small signal parameters in HEMTs including the effect of source/drain extrinsic resistances.- Solid-State Electronics.- 1999, v. 43, pp. 891 – 900.
5. Егудин А.Б., Еленский В.Г., Чкалова О.В. СВЧ полевые транзисторы с двумя затворами Шотки (полевые тетроды)// Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. – №.6. – С.80-94.
6. Loret D. Two - dimensional numerical model for the High Electron Mobility Transistor.- Solid- State Electronics.- 1987, v. 30, № 11, pp. 1197 - 1203.
7. Semiconductor Device Modelling// Ed. by Snowden C. M.- London, Berlin, Heidelberg, New York, Paris, Tokyo: Springer-Verlag, 1989.- 259 p.
8. Лопатин А. И., Бобрешов А. М. Анализ динамического диапазона МШУ на HEMT – транзисторах// Теория и техника радиосвязи.- 2000.- №2.- С. 51-55.
9. Tanimoto T., Ohbu I., Kawai A., Tanaka S., et. al.. Single-Voltage Supply Highly Efficient E/D Dual-Gate Pseudomorphic Double-Hetero HEMTs with Platinum Buried Gates.- IEEE Transaction on Electron Devices.- 1998, v. 46, № 6. pp. 1176-1182.
10. Алгазинов Э.К., Мноян В.И. Входные усилители СВЧ в свете требований электромагнитной совместимости// Радиотехника.- 1985.- № 8.- С.3-13.

В.А.Волошина, В.В.Шацкий

Ростовский военный институт ракетных войск

МИНИМИЗАЦИЯ БОКОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН НА ТЕЛАХ ВРАЩЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Abstract. It is shown a possibility to lower a side-lobe level of a low-directional antenna, mounted on a complex geometry object-carrier on the basis of solving an outer boundary value problem using a modified method of auxiliary sources

Вопросы электромагнитной совместимости радиотехнических систем (РТС) могут быть решены как аппаратурными средствами, так и за счет совершенствования их антенных систем, в частности путем уменьшения бокового излучения. Наиболее проблематична минимизация боковых лепестков при использовании в РТС слабонаправленных антенных систем, размещенных на металлических объектах сложной геометрии, например на подвижных носителях. Для расчета характеристик подобных антенн в последние годы широко используются численные методы, например метод вспомогательных источников (МВИ) [1-5]. Наличие металлодиэлектрических элементов в конструкциях описанных антенн, импедансной вместо идеально проводящей поверхности объекта-носителя приводят к существенному усложнению модели, повышению порядка системы уравнений. Авторами были решены эти задачи в двухмерной постановке [3,4].

В докладе для слабонаправленных антенн, размещенных на объектах-носителях сложной геометрии, вписывающихся в тела вращения, показана возможность минимизации бокового излучения при нахождении электрических характеристик этих антенн с помощью модифицированного метода вспомогательных источников. На рис.1 приведено сечение антенны в виде тела вращения с излучающей частью на основе конического рупора. Знаком «+» обозначено место расположения возбуждающего вибратора или диполя.

Металлические элементы конструкции принимаются импедансными или идеально проводящими, ограниченными поверхностями произвольной конфигурации, включающими участки S_1 и S_2 и сохраняющими осевую симметрию.

Диэлектрические элементы антенны занимают объем V_1 с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями ε_1 и μ_1 соответственно и ограничены поверхностями произвольной конфигурации, включающими участки S_2 и S_3. Антенна возбуждается электрическими или магнитными источниками, расположенными внутри или вне радиопрозрачного диэлектрика (в объеме V_0).

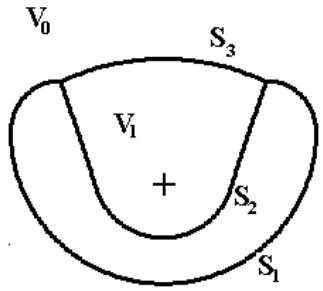


Рис. 1

Решение задачи строится с использованием МВИ [1-5] с той особенностью, что в качестве вспомогательных источников выбираются кольца электрического тока с азимутальным и меридиональным направлениями тока. В общем случае количество вспомогательных источников по двум поляризациям может быть разным.

Объемная плотность тока вспомогательных источников представляется в виде:

$$\bar{I}^{\varphi}_{всп} = \bar{\varphi}_0 \sum_{l=1}^{L} C_l^{\varphi} \delta(R - R_l) \cdot \delta(Z - Z_l) \exp(-im\varphi), \quad (1)$$

$$\bar{I}^{\theta}_{всп} = \sum_{l=1}^{L} \bar{\theta}_l C_l^{\theta} \delta(R - R_l) \cdot \delta(Z - Z_l) \exp(-im\varphi), \quad (2)$$

R_l ,Z_l – координаты l –го источника в цилиндрической системе координат; $\bar{\varphi}_0$ – единичный вектор, характеризующий направление азимутального тока; $\bar{\theta}_l$ – единичный вектор, характеризующий направление l – го меридионального тока; $C_l^{\varphi}, C_l^{\theta}$ – искомые комплексные амплитуды вспомогательных источников; m – номер азимутальной гармоники; L – число вспомогательных источников.

При решении задачи используется разложение возбуждающих и дифракционных полей в ряд по азимутальным гармоникам. Номера учитываемых гармоник и их число зависят не только от электрических размеров тела вращения [2], но и от степени несимметрии возбуждения антенны. Это число определяется в каждом конкретном варианте до решения системы уравнений. Учитываются все азимутальные гармоники, амплитуды которых не меньше задаваемого порога (порядка 0,001 от амплитуды максимальной гармоники).

Расчетные соотношения для азимутальных гармоник электрического и магнитного полей кольцевых источников получены с использованием известных выражений для векторного потенциала, объемного распределения токов [1,2].

Формирование системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для определения комплексных амплитуд азимутальных гармоник производится путем удовлетворения граничных условий для полных полей на образующей тела вращения для каждой азимутальной гармоники. Граничные условия имеют вид: $\left[\bar{n}\bar{E}\right] = 0$ - на границе металл-свободное пространство; $\left[\bar{n}\bar{E}\right] = z_1\left[\bar{n}\left[\bar{H}\,\bar{n}\right]\right]$ - на границе импедансной поверхности; $\left[\bar{n}\bar{E}_0\right] = \left[\bar{n}\bar{E}_1\right], \left[\bar{n}\bar{H}_0\right] = \left[\bar{n}\bar{H}_1\right]$ - на границе диэлектрик-свободное пространство, где $\bar{E}, \bar{H}$ - вектор напряженности электрического и магнитного поля соответственно; $\bar{n}$ - внешняя нормаль к поверхности тела; z_1 – значение импеданса.

Для нахождения коэффициентов разложения (амплитуд вспомогательных источников) в (1) и (2) при удовлетворении соответствующих граничных условий удобно использовать метод коллокаций, что обеспечивает простоту программирования при высокой скорости решения [3 – 5]. При его применении сшивание производится в конечном числе точек, равном или большем числа вспомогательных источников.

Особенность расчета характеристик антенн, расположенных на телах вращения, состоит в необходимости решения СЛАУ для каждой учитываемой гармоники. Результаты однократного решения СЛАУ представляют собой комплексные амплитуды вспомогательных кольцевых токов для m – ой азимутальной гармоники. По этим значениям рассчитывается дифракционная диаграмма направленности (ДН) m – ой азимутальной гармоники на заданном расстоянии от антенны. Полная ДН равна сумме ДН всех учитываемых азимутальных гармоник.

Алгоритм вычислений реализован в виде универсальной программы, позволяющей решать широкий круг задач. На основе разработанной программы счета выполнен большой объем численных исследований по оценке характеристик антенны при изменении ее конструктивных параметров и свойств поверхности объекта-носителя. Наиболее характерным является поведение характеристик излучения антенны с изменением радиуса раскрыва рупора. Увеличение размеров рупора позволяет значительно уменьшить уровень бокового и заднего излучения. Больший эффект уменьшения уровня бокового излучения достигается в случае применения

емкостного импеданса вблизи излучающего раскрыва.

В качестве примера на рис.2 приведены Е – плоскостные диаграммы направленности рупорной антенны диаметром 0,6λ с идеально проводящей поверхностью S_1 (кривая 1) и с импедансной поверхностью S_1 (кривая 2). При этом конфигурация антенны соответствует рис.1; проницаемость заполняющего рупор радиопрозрачного диэлектрика принята равной 2,0.

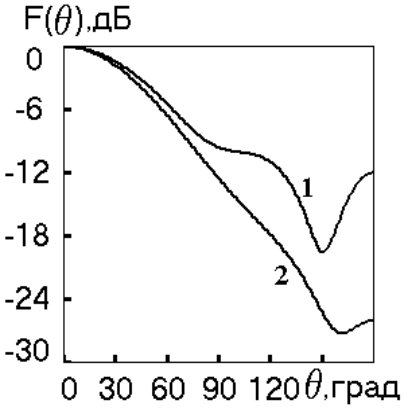


Рис. 2

Результаты расчета основных параметров рупорных антенн различных размеров представлены в таблице.

В первой строке таблицы приведены значения диаметра раскрыва рупора в длинах волн. Данные второй и третьей строк таблицы характеризуют ширину ДН в Е – и Н – плоскостях соответственно. В четвертой строке приведены значения коэффициента направленного действия (КНД) в децибелах. Пятая строка характеризует уровень заднего излучения. В каждой ячейке таблицы верхняя цифра относится к варианту выполнения антенны с идеально проводящей металлической поверхностью, а нижняя цифра – к варианту построения антенны с учетом реактивного емкостного импеданса величиной минус 800 Ом вблизи излучающей части антенны.

Таблица

d/λ	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$2\theta^{\theta}_{0,5}$, град	87,5 78,0	83,6 71,6	73,2 65,9	59,7 56,5	54,0 53,6
$2\theta^{\varphi}_{0,5}$, град	77,5 75,3	72,3 70,4	66,7 65,6	58,8 58,2	55,0 54,7
КНД, дБ	7,24 8,02	7,75 8,62	8,46 9,18	9,95 10,4	10,7 10,9
уровень, дБ	-11,9 -25,8	-13,3 -27,7	-14,7 -25,1	-18,1 -35,7	-23,1 -44,4

Приведенные в таблице данные показывают, что уровень бокового и заднего излучения можно значительно уменьшить, используя импедансные участки вблизи излучающего раскрыва.

Величина импеданса, при которой сохраняется эффект значительного подавления заднего излучения, находится в диапазоне 500 – 2000 Ом.

Литература

1. *Малакшинов Н.П., Ерихов В.Г.* Об одном численном методе решения задач дифракции. В сб.«Антенны».1977. Вып.25, с.53-65.

2. *Васильев Е.*Н. Возбуждение тел вращения. -М.: Радио и связь. 1987. -272с.

3. *Voloshina V.A., Shatskiy V.V.* Use of an auxiliary sources method for calculation of the characteristics of antennas placed on impedance arbitrary shape bodies // 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopil (Ukraina), 8-11Sept. 1999, p.162-164.

4. *Voloshina V.A., Shatskiy V.V.* Optimization of the polihedral vehicle antenna array characteristics // 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopil (Ukraina), 8-11 Sept. 1999, p.358-359.

5. *Волошина В.А.* Применение метода вспомогательных источников для расчета характеристик антенн, выполненных на основе металлодиэлектрических тел вращения / Вопросы радиоэлектроники, сер.ОВР. Вып.19. 2000, с.19-26.

Д.Д. Габриэльян, М.Ю. Звездина, П.И. Костенко
Ростовский военный институт ракетных войск

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Аннотация. Рассмотрены возможности использования импедансных покрытий для уменьшения уровня бокового и заднего излучения антенной системы. На примере дуговой антенной решетки продольных щелевых излучателей получены оценки влияния параметров поверхностного импеданса на диаграммы направленности рабочей и ортогональной поляризаций

Существующие в настоящее время тенденции, связанные с расширением используемого диапазона электромагнитных волн, увеличением числа передающих и принимающих антенн, располагаемых на одних и тех же несущих конструкциях, усугубляют и без того серьезную проблему обеспечения в радиотехнических комплексах электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств различного назначения. Обеспечение ЭМС, как правило, является комплексной проблемой. Одно из направлений решения данной проблемы - уменьшение связи между антеннами, например, путем формирования диаграммы направленности (ДН) с низким уровнем бокового и заднего излучения при рабочей и ортогональной поляризациях [1-3].

В радиотехнических комплексах различного назначения широкое применение в качестве несущих конструкций находят металлические цилиндры кругового сечения, например, на передающих теле- и радиоцентрах, телескопически выдвигаемых мачтах и т.д. В этом случае вопросы снижения бокового и заднего излучения для обеспечения ЭМС и электромагнитной экологии (ЭМЭ) стоят наиболее остро. Одним из направлений снижения уровня бокового и заднего излучения в антеннах, расположенных на цилиндрических конструкциях, является применение покрытий импедансного типа, которые могут быть реализованы на основе гребенчатых структур или магнитодиэлектриков [3, 4]. Применение покрытий с импедансными свойствами позволяет трансформировать пространственные поля в поверхностные волны, амплитуды которых могут быть подобраны таким образом, чтобы обеспечить уровень бокового и заднего излучения существенно более низкий, чем при размещении тех же антенн на металлических конструкциях.

Исследуем вопросы влияния параметров поверхностного импеданса с тензором $Z = \begin{pmatrix} Z_E & 0 \\ 0 & Z_H \end{pmatrix}$ кругового цилиндра радиуса a на ДН размещенной на нем антенной решетки из N продольных щелевых излучателей. Геометрия задачи приведена на рис.1.

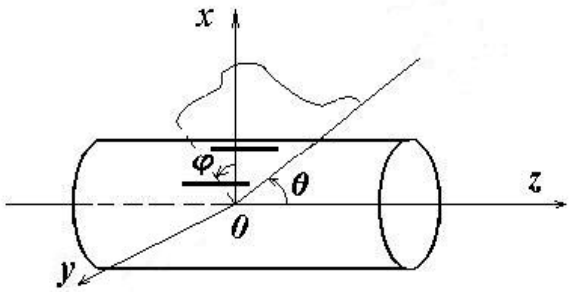


Рис.1

По аналогии с представлением поля излучения электрического вибратора, расположенного вблизи импедансного кругового цилиндра [5, 6], выражение для χ-компоненты ($\chi = \theta, \varphi$) ДН, соответствующей распределению напряженности электрического поля в дальней зоне, дуговой антенной решетки продольных щеле-

вых излучателей может быть записано в виде:

$$F^{\chi}(\theta,\varphi)=\sum_{q=-\infty}^{\infty}\begin{matrix}B_q^{\chi}(\theta,Z)\cdot\\ \cdot\exp(-iq\varphi)D_q(\theta)\end{matrix}, \quad (1)$$

где $D_q(\theta)=\sum_{n=1}^{N}A_n\exp(iq\varphi_n)$; φ_n - угловое положение n-го излучателя; A_n - комплексная амплитуда возбуждения n-го излучателя; i – мнимая единица; $B_q^{\chi}(\theta,Z)=-\frac{I_0^{м}\ell}{\pi^2 a}a_q^{\chi}i^q$; $I_0^{м}\ell$ - момент магнитного диполя. Множитель $\exp(i\omega t)$, описывающий зависимость всех величин от времени, опущен.

Коэффициенты a_q^{χ} находятся из решения задачи дифракции плоской электромагнитной волны на круговом цилиндре с заданными импедансными граничными условиями и описываются выражениями [5]:

для рабочей поляризации

$$a_q^{\varphi}=\Big\{H_q^{(2)'}(\tilde{k}a)-iZ_{HN}\sin\theta\,H_q^{(2)}(\tilde{k}a)-$$
$$-iZ_{EN}H_q^{(2)}(\tilde{k}a)\left(\frac{q\,\mathrm{ctg}\,\theta}{ka}\right)^2\times$$
$$\times\left(\sin\theta+iZ_{EN}H_q^{(2)'}(\tilde{k}a)/H_q^{(2)}(\tilde{k}a)\right)^{-1}\Big\},^{-1} \quad (2)$$

для ортогональной поляризации

$$a_q^{\theta}=iZ_{EN}\frac{q\,\mathrm{ctg}\,\theta}{ka}\times$$
$$\times\frac{a_q^{\varphi}}{\sin\theta\,H_q^{(2)}(\tilde{k}a)+iZ_{EN}H_q^{(2)'}(\tilde{k}a)}, \quad (3)$$

где $H_q^{(2)}(\cdot),H_q^{(2)'}(\cdot)$ - функция Ганкеля 2-го рода n-го порядка и ее производная; $Z_{EN}=\frac{Z_E}{W_0}$; $Z_{HN}=\frac{Z_H}{W_0}$; $W_0=120\pi$ Ом; $\tilde{k}=k\sin\theta$; $k=2\pi/\lambda$ - волновое число; λ - длина волны.

Для антенной решетки с излучателями в виде продольных щелей выделенным направлением, в котором изменением параметров поверхностного импеданса можно управлять (снижать) уровень бокового и заднего излучения, является направление, перпендикулярное образующей цилиндра (сечение плоскостью $\theta=90°$). В качестве импедансного покрытия при данном типе излучателей можно использовать либо гребенчатую структуру, ребра которой параллельны образующей цилиндра, либо тонкий слой магнитодиэлектрика, нанесенный на металлическую поверхность цилиндра.

При реализации поверхностного импеданса гребенчатой структурой с шириной α, глубиной d и периодом следования канавок β, заполненных диэлектриком с относительными диэлектрической ε и магнитной μ проницаемостями, элементы тензора поверхностного импеданса Z могут быть описаны с использованием выражений [3]

$$Z_{EN}=0+0i,$$
$$Z_{HN}=i\frac{\alpha}{\beta}\mathrm{tg}(k\sqrt{\varepsilon\mu}\,d).\,, \quad (3)$$

При нанесении на металлическую поверхность кругового цилиндра тонкого слоя толщиной d магнитодиэлектрика с параметрами ε,μ элементы тензора Z определяются формулой [7]:

$$Z_{HN}=Z_{EN}=i\frac{kd}{\varepsilon}(\varepsilon\mu-\cos^2\theta). \quad (4)$$

Условием возбуждения поверхностных волн, позволяющих снизить уровень бокового и заднего излучения, для рассматриваемого в данной работе типа излучателя является реактивный емкостной характер величины поверхностного импеданса [3, 4]. Появление положительной реальной части у величины поверхностного импеданса не оказывает значительного влияния на снижение уровня бокового и заднего излучения, но приводит к росту тепловых потерь в раскрыве и, соответственно, к снижению коэффициента полезного действия антенной системы.

С использованием представленных соотношений на примере 9-элементной дуговой антенной решетки продольных щелевых излучателей, расположенных на круговом цилиндре, были проведены исследования влияния параметров и типа поверхностного импеданса на уровень бокового и заднего излучения. В качестве импедансных структур рассматривались реализующие одни и те же значения поверхностного импеданса гребенчатая структура и слой магнитодиэлектрика.

Результаты исследований (сечения $F(\varphi)$ объемной диаграммы направленности рабочей поляризации плоскостью $\theta = 90°$), выполненных для цилиндров радиусов $a = 2\lambda$, 5λ и 10λ приведены на рис.2-4 соответственно. Кривыми 1 и 2 обозначены сечения основной (E_φ) компоненты ДН, соответствующие идеально проводящей поверхности кругового цилиндра ($Z = 0 + 0i$) и импедансу боковой поверхности $Z_{HN} = -0.7i$, $Z_{EN} = 0 + 0i$, реализуемому гребенчатой структурой с параметрами: $\alpha = 0.067\lambda$, $\beta = 0.08\lambda$, $d = 0.3892\lambda$. Выбор указанного значения поверхностного импеданса емкостного типа проводился последовательным изменением Z_{HN} в интервале $[0 + 0i, -1.5i]$.

Проведенные исследования показали, что при рассматриваемых радиусах цилиндра уменьшение значения поверхностного импеданса ниже $-0.9i$ практически не приводит к изменению боковых и задних лепестков, но вызывает снижение коэффициента полезного действия антенной системы. Данное обстоятельство обусловило выбор величины поверхностного импеданса на значении $Z_{HN} = -0.7i$. Достигаемое при этом снижение уровня первого бокового лепестка составляет 1…1.5 дБ, а уровня заднего излучения – 4.5…6 дБ.

Использование покрытий импедансного типа, в отличие от идеально проводящих поверхностей, приводит к появлению ортогональной поляризации в излучении антенны. Однако уровень данной компоненты излучения при рассматриваемых параметрах антенной решетки не превышает –50 дБ.

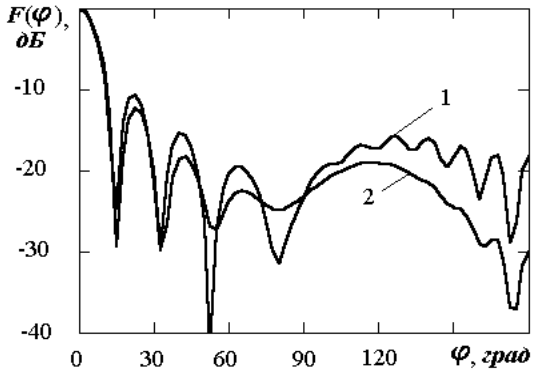


Рис. 2

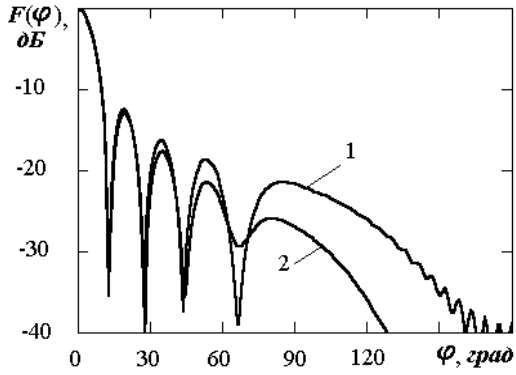


Рис. 3

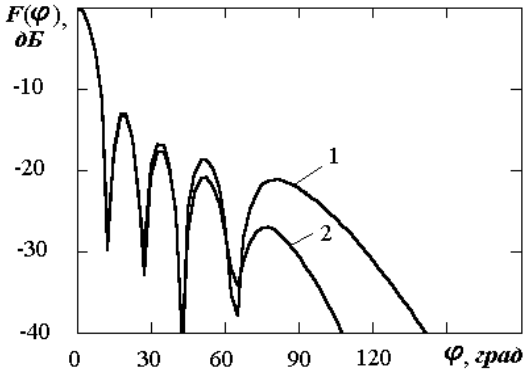


Рис.4

Одними из важных характеристик применения импедансных структур для снижения уровня бокового и заднего излучения являются полосы частот и значений поверхностного импеданса, при которых ее можно использовать. Выполненные исследования показали, что для рас-

сматриваемых радиусов кругового цилиндра при отклонении рабочей частоты от номинала на ±5 % практически не происходит изменение уровня первого бокового лепестка, а изменение уровня заднего излучения не превышает 0.5 дБ.

Аналогичный вывод может быть сделан и в отношении точности реализации параметров импедансного покрытия.

Таким образом, импедансные покрытия могут быть использованы в качестве самостоятельного и (или) дополнительного средства улучшения ЭМС и ЭМЭ.

Литература

1. Проблемы антенной техники /Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
2. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
3. *Бененсон Л.С., Кюркчан А.Г.* Метод развязки антенн при помощи периодических структур // Радиотехника. 1995. № 12. С.62-69.
4. *Терешин О.Н., Седов В.М., Чаплин А.Ф.* Синтез антенн на замедляющих структурах. – М.: Связь, 1980. – 136 с.
5. *Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю.* Влияние импедансной поверхности кругового цилиндра на диаграмму направленности электрического диполя // Радиотехника и электроника. 2000. Т.45. № 10. С.1194-1198.
6. *Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю.* Излучение линейной антенны, ориентированной продольно импедансному цилиндру // Акустический журнал. 1997. Т.43. № 4. С.548-550.
7. *Халиуллин Д.Я., Третьяков С.А.* Обобщенные граничные условия импедансного типа для тонких плоских слоев различных сред (обзор) // Радиотехника и электроника. 1998. Т.43. № 1. С.16-29.

Д.Д. Габриэльян, М.Ю. Звездина, С.А. Черных

Ростовский военный институт ракетных войск

ОСОБЕННОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Аннотация. Рассматриваются два алгоритма формирования весовых коэффициентов (адаптации) для подавления помеховых сигналов произвольной поляризации в антенной решетке с крестообразными электрическими вибраторами. Формирование общего весового множителя для сигналов, принятых обоими плечами, приводит к формированию «нулей» в обеих компонентах векторной диаграммы направленности независимо от вида поляризации помехового сигнала. Обеспечение независимого взвешенного суммирования сигналов, принятых обоими плечами вибраторов, позволяет при линейной поляризации помехового сигнала формировать «нуль» только в одной из компонент диаграммы направленности. Это дает возможность уменьшить снижение коэффициента направленного действия, возникающее при формировании «нуля». Приводятся результаты расчетов.

Вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) приобретают в последнее время все большую актуальность, что определяется широким применением РЭС различного назначения. Анализ направлений развития систем связи, радиолокации, радионавигации и т.д. показывает, что данная тенденция сохранится и в будущем. Обеспечение ЭМС достигается комплексом мер, среди которых применительно к антеннам можно выделить уменьшение уровня боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) антенных систем, в том числе и формирование «нулей» ДН в направлении прихода помех [1].

Несмотря на большое число работ, посвященных вопросам пространственной селекции сигналов, например, [1-4], в них, как правило, рассматривается решение указанных задач применительно к антен-

нам с линейной поляризацией. В то же время вопросы обеспечения максимального отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) для антенн круговой поляризации при воздействии на них помех как круговой, так и линейной поляризации не получили достаточного освещения. В связи с этим решение задачи о нахождении амплитудно-фазового распределения, обеспечивающего максимальное ОСПШ для сигналов произвольной поляризации, является актуальным как в теоретическом плане, так и с практической точки зрения.

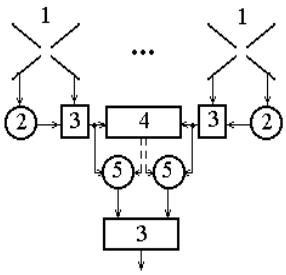


Рис. 1

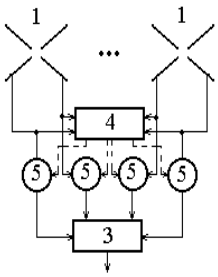


Рис. 2

Анализ возможности формирования «нулей» ДН как в обеих, так и в одной из компонент векторной ДН проведем на примере плоской антенной решетки (АР) крестообразных электрических вибраторов.

Пусть АР работает на одновременный прием K+1 сигналов. Каждый из сигналов характеризуется направлением прихода θ_k, φ_k и параметрами поляризационного эллипса $B_k^{\theta}, B_k^{\varphi}$, причем индекс k=0 соответствует полезному сигналу, а индексы k из интервала значений [1,K] – K помеховым сигналам. Угол θ_k отсчитывается от нормали к плоскости раскрыва АР, угол φ_k отсчитывается от положительного направления оси $0x$. Напряжение на выходе x- и y-плеч n-го (n=1,…, N) излучателя, наводимое k-м сигналом, в соответствии с [5] может быть записано в виде:

$$\begin{Bmatrix} S_{nk}^{x}(\theta,\varphi) \\ S_{nk}^{y}(\theta,\varphi) \end{Bmatrix} = u_k \exp[-ir_n] \begin{Bmatrix} F_n^{x}(\theta_k,\varphi_k) \\ F_n^{y}(\theta_k,\varphi_k) \end{Bmatrix} \times$$

$$\times \begin{Bmatrix} B_k^{\theta}\cos\theta\cos\varphi - B_k^{\varphi}\sin\varphi \\ i\left[B_k^{\theta}\cos\theta\sin\varphi - B_k^{\varphi}\cos\varphi\right] \end{Bmatrix}, \qquad (1)$$

где $r_n = \sin\theta(x_n\cos\varphi + y_n\sin\varphi)$; i – мнимая единица; x_n, y_n - координаты n-го излучателя в раскрыве АР; $F_n^{x}(\theta_k,\varphi_k)$, $F_n^{y}(\theta_k,\varphi_k)$ - диаграммы направленности x- и y-плеча в направлении θ_k, φ_k соответственно; u_k - комплексная амплитуда напряжения, соответствующая k-му сигналу.

Возможны два варианта построения алгоритма формирования весовых коэффициентов: не учитывающий и учитывающий поляризационные параметры помеховых сигналов. Структурные схемы, соответствующие данным вариантам, приведены на рис.1, 2.

На данных схемах использованы следующие обозначения: 1 – крестообразный электрический вибратор; 2 – фазосдвигающий на $\pi/2$ элемент; 3 – сумматор; 4 – адаптивный процессор; 5 – устройство, обеспечивающее комплексное взвешивание сигнала. Сплошными линиями показаны линии передачи СВЧ-сигналов, штриховыми – линии передачи сигналов управления с адаптивного процессора на устройство, формирующее весовые коэффициенты.

При построении антенн по первому варианту сигнал на выходе n-го излучателя для k-го сигнала определяется формулой:

$$S_{nk}(\theta,\varphi) = S_{nk}^{x}(\theta,\varphi) + iS_{nk}^{y}(\theta,\varphi). \qquad (2)$$

Мощности сигналов на выходе антенной системы могут быть записаны в виде

$$P_k = \vec{W}^{\text{т}} A_k \vec{W}^{*}, \qquad (3)$$

где $\vec{W}$ - N-мерный вектор-столбец, элементами которого являются комплексные амплитуды весовых коэффициентов в каналах антенны; A_k - матрица размерности $N \times N$, определяемая выражением

$$A_k = \vec{S}_k^{*}(\theta_k, \varphi_k)\vec{S}_k^{\text{т}}(\theta_k, \varphi_k), \qquad (4)$$

где

$\vec{S}_k^{\text{т}}(\theta_k, \varphi_k) = \{S_{1k}(\theta_k, \varphi_k), S_{2k}(\theta_k, \varphi_k), \ldots, S_{Nk}(\theta_k, \varphi_k)\}$; «т», «*» – символы операций транспонирования и комплексного сопряжения.

Вектор весовых коэффициентов $\vec{W}$, максимизирующий ОСПШ, определяется соотношением

$$\vec{W} = \left\{\sigma^2 I + \sum_{k=1}^{K} A_k\right\}^{-1} \vec{S}_0^{*}(\theta_0, \varphi_0), \qquad (5)$$

в котором σ^2 - мощность тепловых шумов в каналах АР; I – единичная матрица размерности $N \times N$.

Для такой антенной системы ξ-компонента ($\xi = \theta, \varphi$) диаграммы направленности может быть описана следующими равенством:

$$F_\xi(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N} \exp[-ir_n] F_n^{\xi}(\theta, \varphi), \qquad (6)$$

где

$$F_n^{\theta}(\theta, \varphi) = W_n \cos\theta \times \times \left(\cos\varphi F_n^{x}(\theta, \varphi) + i \sin\varphi F_n^{y}(\theta, \varphi)\right); (7)$$

$$F_n^{\varphi}(\theta, \varphi) = W_n \left(-\sin\varphi F_n^{x}(\theta, \varphi) + + i \cos\varphi F_n^{y}(\theta, \varphi)\right). \qquad (8)$$

Анализ соотношений (6) показывает, что для алгоритма, построенного по первому варианту, формирование «нулей» будет происходить одновременно в обеих компонентах векторной ДН.

Для независимого формирования «нулей» в каждой из компонент векторной ДН необходимо осуществлять управление сигналами x- и y-плеч каждого из излучателей по отдельности. В этом случае вектор k-го сигнала на выходе излучающих элементов представляет собой $2N$-элементный вектор-столбец, первые N элементов которого есть $S_{nk}^{x}(\theta, \varphi)$, а вторые N элементов - $S_{nk}^{y}(\theta, \varphi)$. Мощность k-го сигнала при использовании данного алгоритма формально определяется формулой (3). Однако в данном случае вектор весовых коэффициентов имеет размерность $2N$, а матрица A_k - $2N \times 2N$. При этом выражение (4) сохраняет свою силу, но вектор $\vec{S}_k^{\text{т}}(\theta_k, \varphi_k)$ имеет вид:

$$\vec{S}_k^{\text{т}}(\theta_k, \varphi_k) = \{S_{1k}^{x}(\theta_k, \varphi_k), S_{2k}^{x}(\theta_k, \varphi_k), \ldots, S_{Nk}^{x}(\theta_k, \varphi_k), S_{1k}^{y}(\theta_k, \varphi_k), S_{2k}^{y}(\theta_k, \varphi_k), \ldots, S_{Nk}^{y}(\theta_k, \varphi_k)\}.$$

После данного переопределения вектора сигналов соотношение (5) сохраняет свою форму, хотя, как уже отмечалось, размерности входящих в него векторов и матриц удваиваются.

Компоненты векторной ДН при таком алгоритме управления весовыми коэффициентами определяются соотношениями (6), в которых

$$F_n^{\theta}(\theta, \varphi) = \cos\theta\left(\cos\varphi F_n^{x}(\theta, \varphi) W_n + + i \sin\varphi F_n^{y}(\theta, \varphi) W_{N+n}\right), \qquad (9)$$

$$F_n^{\varphi}(\theta, \varphi) = \left(-\sin\varphi F_n^{x}(\theta, \varphi) W_n + + i \cos\varphi F_n^{y}(\theta, \varphi) W_{N+n}\right). \qquad (10)$$

После нахождения компонент векторной ДН могут быть найдены коэффициент направленного действия (КНД) и отношение сигнал/помеха+шум как [2]

$$Q = \frac{\vec{W}^{\text{т}} A_0 \vec{W}^{*}}{\vec{W}^{\text{т}} \left\{\sigma^2 I + \sum_{k=1}^{K} A_k\right\}^{-1} \vec{W}^{*}}. \qquad (11)$$

Для сравнения энергетических характеристик, обеспечиваемых с использованием указанных алгоритмов, была рассмотрена АР 8×8 крестообразных электрических вибраторов с длиной плеча 0.25λ, расположенных на высоте 0.25λ над поверхностью бесконечной идеально проводящей плоскости. Шаг размещения излучателей в составе раскрыва по обеим координатам был выбран равным 0.55λ. Направленные свойства излучателей определяются функциями

$$F_n^x(\theta,\varphi) = \frac{\cos(0.5\pi\cos\theta\cos\varphi)}{1-\cos^2\theta\cos^2\varphi}\times \times\sin(0.5\pi\sin\theta), \qquad (12)$$

$$F_n^y(\theta,\varphi) = \frac{\cos(0.5\pi\cos\theta\sin\varphi)}{1-\cos^2\theta\sin^2\varphi}\times \times\sin(0.5\pi\sin\theta), \qquad (13)$$

Анализ рассмотренных алгоритмов показывает, что при воздействии помеховых сигналов круговой поляризации антенны, построенные на основе первого и второго алгоритмов, обеспечивают одинаковые энергетические характеристики. Однако для случая линейно поляризованных помеховых сигналов использование алгоритма с раздельным управлением позволяет получить более высокие КНД и ОСПШ.

Последнее подтверждается исследованиями, проведенными для следующей помеховой обстановки: $u_0^2/\sigma^2 = 1$; $u_1^2/\sigma^2 = 10^5$; $\theta_0 = 0^\circ$; $\varphi_0 = 0^\circ$; $\theta_1 = 6^\circ$; $\varphi_1 = 0^\circ$ (направление в пределах главного лепестка ДН, формируемой данной антенной при равноамплитудном синфазным возбуждении); $B_0^\theta = B_0^\varphi = 0.707$; $B_1^\theta = 1$; $B_1^\varphi = 0$.

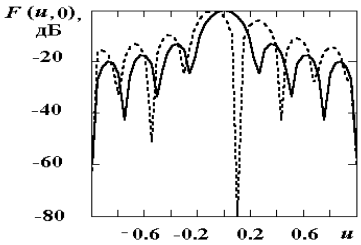


Рис. 3

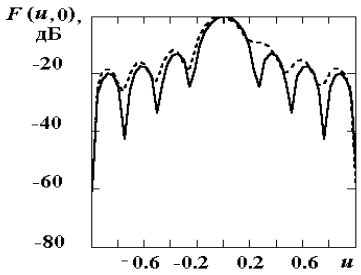


Рис. 4

В отсутствии помех ДН по мощности, формируемые рассматриваемой антенной при использовании первого и второго алгоритмов, являются одинаковыми. Сечения указанных ДН в обобщенной системе координат ($u = \sin\theta\cos\varphi$, $v = \sin\theta\sin\varphi$) при $v = 0$ показаны сплошной линией на рис.3, 4 для антенн, использующих первый и второй алгоритм соответственно.

При воздействии помех с линейной поляризацией для антенны, функционирующей по первому алгоритму, формирование «нулей» происходит в обеих компонентах векторной ДН и, следовательно, в диаграмме направленности по мощности. Для анализируемой помеховой обстановки глубина провала составляет –100дБ, снижение ОСПШ из-за действия помехи составляет 7дБ, а снижение КНД – 1.5дБ. Сечение $v = 0$ ДН по мощности при наличии помехи показано на рис.3 штриховой линией.

Для антенны, функционирующей по второму алгоритму, формирование «нуля» наблюдается только в одной (в данном случае θ-) компоненте векторной ДН и, следовательно, ДН по мощности искажается значительно меньше. Так, снижение ОСПШ из-за воздействия помехи составляет 4дБ, а снижение КНД не превышает 0.5дБ. Сечение $v = 0$ ДН по мощности при

наличии помехи показано на рис.4 штриховой линией.

Таким образом, использование алгоритма с независимым взвешенным суммированием сигналов, принятых обоими плечами каждого крестообразного электрического вибратора, в отличие от алгоритма с совместным управлением позволяет обеспечивать подавление линейно поляризованных помеховых сигналов даже при попадании их в главный лепесток ДН.

Литература

1. Проблемы антенной техники /Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368с.
2. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. *Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1983. – 240 с.
4. *Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш* и др. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь, 1988. –207 с.
5. *Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д.* Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). – М.: Сов. радио, 1974. – 232 с.

Д.Д. ГАБРИЭЛЬЯН, В.В. ШАЦКИЙ, Н.В. ШАЦКИЙ

Ростовский военный институт ракетных войск

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА НЕИСПРАВНОСТЕЙ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Abstract. Construction of fault search algorithm for the multichannel system based on taking into account its element contributions into the defining system parameter has been described. An example for constructing the control algorithm in terms of the principle developed for the cylindrical antenna array with the discrete phase shifters has been given. The advantage in using the algorithm suggested has been shown as compared to that for antenna array control used previously.

Повышение помехозащищенности радиотехнических систем (РТС) в условиях радиоэлектронного подавления, ужесточение требований к электромагнитной совместимости РТС при интенсивном росте плотности излучения приводят к необходимости поддержания эффективности функционирования РТС, что обеспечивается контролем ее состояния. РТС, как многоканальная система (система с квазиизбыточностью), сохраняет эффективность функционирования даже в случае наличия отказов, но при изменении ее алгоритма функционирования.

При таком подходе контроль многоканальной системы требует разбиения области отказовых состояний, ранее рассматриваемой как единое целое, на множество подобластей, соответствующих подлежащим различению неисправностям. В результате двухальтернативная задача превращается в многоальтернативную, конечной целью решения которой является отнесение контролируемой РТС к одной из заданных подобластей пространства отказовых состояний. Важным вопросом при контроле многоканальной системы является минимизация снижения интегральной эффективности системы в целом за время поиска неисправности. Для этого алгоритм определения подобласти отказовых состояний должен учитывать не только вероятность нахождения системы в некотором отказовом состоянии, но и снижение эффективности функционирования системы при этом. Однако существующие в настоящее время подходы к построению алгоритмов поиска не-

исправностей опираются только на вероятности появления отказов [1].

Цель доклада — построение алгоритма контроля многоканальной системы, при котором минимизируется интегральное снижение эффективности функционирования системы за время определения характера и местоположения отказавшего элемента.

Рассмотрим N–канальную систему, которая может находиться в одном из L состояний, определяемых наличием i–кратной ошибки

$$L = \sum_{i=0}^{N} C_N^i \ , \qquad (1)$$

где C_N^i - биномиальный коэффициент [2,3]. Отметим, что случай *i=0* соответствует полностью исправной системе, случай *i=N* – полностью неисправной системе, а каждое состояние возникновения *i*-кратного отказа может быть реализовано C_N^i различными вариантами. Вероятность возникновения *i*-кратного отказа в N-канальной системе при одинаковых вероятностях возникновения отказов *q* в каждом канале определяется как

$$P_i = p^{N-i} q^i \ , \left(\text{где } p = 1 - q\right) \qquad (2)$$

Все случайные независимые события образуют полную группу, поскольку $\sum_{i=0}^{N} C_N^i p^{N-i} q^i = (q + 1 - q)^N \equiv 1$. При этом ограничимся рассмотрением случаев возникновения однократных отказов, вероятности которых составят $10^{-4}...10^{-5}$.

Определим эффективность функционирования системы функционалом вида

$$K = K\left(\vec{A}, \vec{Q}\right), \qquad (3)$$

в котором $\vec{A} = (a_1, a_2, \ldots, a_N)$ – вектор, описывающий определяющие параметры функционирования каждого из N каналов в исправном состоянии; $\vec{Q} = (q_1, q_2, \ldots, q_N)$ – вектор, определяющий вероятность появления отказов в каналах системы. Отметим, что однократному отказу в n-м канале системы соответствует вектор $\vec{Q} = (0, \ldots, 0, q_n, 0, \ldots, 0)$.

Выбор вида функционала *K* определяется рядом факторов (назначением системы, алгоритмом функционирования, условиями функционирования и т.д.)

Введем понятие снижения эффективности функционирования системы, связанного с возможностью возникновения отказа в n-м канале, описываемое соотношением

$$\delta_n = K\left(\vec{A}, \vec{Q}_0\right) - K\left(\vec{A}, \vec{Q}_n\right), \qquad (4)$$

где $\vec{Q}_0 = (0, \ldots, 0)$.

Интегральное снижение эффективности функционирования системы за время существования отказа оценим выражением вида

$$\delta K = \sum_{n=1}^{N} t_n \delta_n \ ,$$

или связанным с ним средним снижением показателя эффективности, определяемого соотношением

$$\hat{\delta K} = \delta K / T \ . \qquad (5)$$

Принято, что t_n – время поиска неисправности, определяемое порядком контроля (вектором предпочтения) каналов системы, а *T*- период контроля системы. Вектор предпочтения должен учитывать не только требуемое время поиска неисправности в n-м канале t_n, но и вклад данного канала в снижение эффективности функционирования системы, вызванное возникновением неисправности. Для системы, при контроле каналов которой выполняется условие $t_n = nt$ (n=1,...,N), вектор предпочтения может быть записан в виде

$$\vec{W}(r) = \max_{r \in N}(\delta_r). \qquad (6)$$

Значениями вектора предпочтения являются N чисел от 1 до N, определяющие порядок проведения контроля каналов системы. При этом первым контролируется канал с номером r_1, для которого вели-

чина δ_{r_1} является максимальной, следующим проверяется канал с номером r_2, в котором δ_{r_2} – вторая по величине и т.д., последним — канал с номером r_N, для которого δ_{r_N} минимально.

Таким образом, использование критерия (5) или его частного случая (6) позволяет определить порядок контроля каналов, минимизирующий интегральный показатель многоканальной системы.

В качестве примера многоканальной системы рассмотрим цилиндрическую антенную решетку (ЦАР), эффективность функционирования которой определяется точностью установки луча в заданном направлении. Геометрия задачи и отсчет угла θ показаны на рис.1.

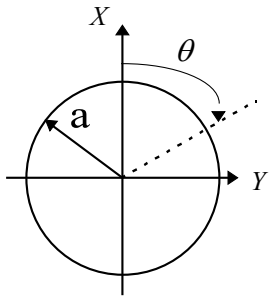


Рис. 1

Исследования выполним на примере ЦАР с излучателями $n=\overline{(1,N)}$ в виде ориентированных параллельно образующей идеально проводящего кругового цилиндра продольных щелей. Нормированная диаграмма направленности (ДН) $\mu_n(\theta)$ указанных щелей определяется выражением [4,5]

$$\mu_n(\theta)=\sum_{m=0}^{\infty}\varepsilon_m i^m\frac{\cos\left[m\left(\theta-\theta^{(n)}\right)\right]}{H_m^{(2)/}(\beta a)}, \quad (7)$$

где ε_m – число Неймана ($\varepsilon_m=1$ при $m=0$ и $\varepsilon_m=2$ при $m\neq 0$); a – радиус цилиндра; $\theta^{(n)}$ – угловое положение n-го излучателя; $\beta=2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства; λ – длина волны; i – мнимая единица; $H_m^{(2)/}(\bullet)$ – производная функции Ганкеля 2-го рода m-го порядка.

Вид функционала (3) для рассматриваемой ЦАР определяется смещением главного максимума функции $|F_0(\theta_0)|^2$ из точки θ_0 в точку θ_1, причем эта функция изменяется на $|F_0(\theta_1)|^2+|\Delta f(\theta_1)|$ и характеризуется дисперсией положения луча ЦАР при отказах (σ_θ^2), а функционал, в случае использования в ее каналах устройств управления фазой, принимает вид [2,3,5,6]

$$K\left(\vec{A},\vec{Q}\right)=\sigma_\theta^2=\left(\left|\Delta f(\theta_1)\right|^2\right)'\cdot\sigma^2\Big/\left(\left|F_0(\theta_0)\right|^2\right)', \quad (8)$$

где $|\Delta f(\theta_1)|^2$ – приращение ДН по мощности ЦАР, обусловленное неисправностями в ее каналах управления; σ^2 – дисперсия отказов устройств управления фазой; $|F_0(\theta_0)|^2$ – ДН по мощности антенны без отказов. Дисперсия σ^2 характеризуется видом отказа (короткое замыкание или разрыв), типом устройства (непрерывное или дискретное; биномиального типа или лестничного), выражение для нее приведено в [2,3,5,6]. Вектор $\vec{A}=(a_1,a_2,\ldots,a_N)$ в функционале (8) определяется амплитудным и фазовым распределениями в каналах, входящими в ДН по мощности ЦАР; наименьшим дискретом фазовращателя в дисперсии σ^2. Вектор $\vec{Q}=(q_1,q_2,\ldots,q_N)$ – определяется вероятностью отказа устройств управления фазой, входящей в дисперсию σ^2.

С учетом вышесказанного выражение (4) принимает вид

$$\delta_n=2A_n^2\cdot\left|\mathrm{Re}\left\{\exp(i\varphi_n)\left[\mu_n(\theta)F_0^*(\theta_0)\right]'_{\theta=\theta_0}\right\}\right|\cdot\sigma_n^2\Big/\left(\left|F_0(\theta_0)\right|\right)''_{\theta=\theta_0} \quad (9)$$

где $A_n(\varphi_n)$ – номинальное значение амплитуды (фазы) возбуждения в n-м канале ЦАР; σ_n^2 – дисперсия отклонения фазы возбуждения в n-м канале от номинального вследствие возникновения отказов; θ_0 – угловое положение максимума главного лепестка ДН в отсутствии отказов; * – знак комплексного сопряжения.

Соотношение (9) предполагает лишь независимость ошибок в излучателях и их однородность. Величины (дисперсии) ошибок и закон их распределения могут быть произвольными. Допускается также корреляция различных видов ошибок в отдельных излучателях, характер которых одинаков для всех излучателей. Соотношение (9) определяет степень влияния отказов отдельных устройств управления на флуктуации направления главного лепестка ДН в зависимости от положения излучающего элемента на раскрыве и вида амплитудно-фазового распределения. При проведении вычислительного эксперимента полагалось, что круговой цилиндр имеет радиус $a=2.5\lambda$; элементы дуговой антенной решетки из 16 излучателей располагаются равномерно в пределах полуокружности и возбуждаются по закону $A_n = \left[\cos\left(\theta^{(n)}\right)\right]^2$ и $\varphi_n = 2\pi a/\lambda\left[1-\cos\left(\theta^{(n)}\right)\right]$, а реализация фазы в каждом канале производилась с помощью четырехсекционных бинарных фазовращателей, причем $\theta_0 = 0^0$.

На рис.2 приведены полученные зависимости величины дисперсии положения максимума главного лепестка ДН цилиндрической антенной решетки от вероятности q выхода из строя ее канала управления в виде прямых 1-8. Индекс 8 соответствует дисперсии центрального, относительно направления фазирования излучателя, а остальные зависимости - излучателям, расположенным слева от центрального на излучающем раскрыве дуговой антенной решетки в порядке убывания. Расчеты показывают, что поведение кривых определяется вкладом комплексной амплитуды канала в суммарную ДН ЦАР, положением излучателя на раскрыве, типом устройства управления и его дискретностью.

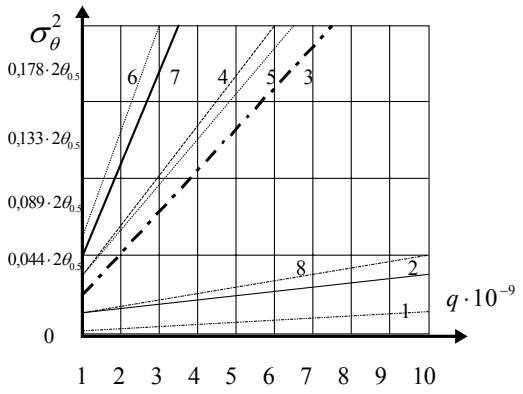


Рис. 2

На рис.3 приведены кривые зависимостей, характеризующие снижение дисперсии σ_θ^2 за время контроля элементов ЦАР по разработанному алгоритму (кривая 1), и по строчно-столбцевому принципу (кривая 2) [7]. При сравнении двух алгоритмов на основе выражения (5) принято, что время контроля одного канала одинаково, т.е. $t=const$.

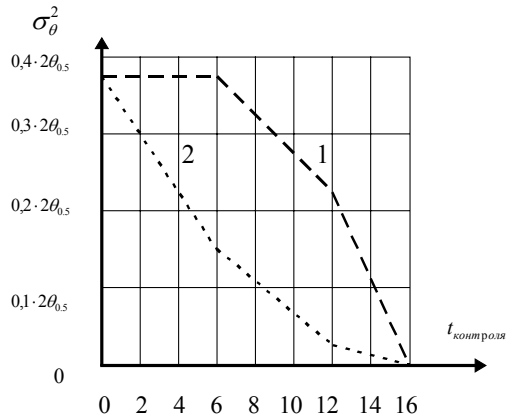


Рис. 3

Отметим, что при оценке эффективности алгоритмов контроля надо говорить о среднем времени проведения проверки элементов, определяемой из выражения (5)

$$\hat{\delta K}^{(cc)} = \sum_{n=1}^{N} t_n n\delta_n \Big/ T = \sum_{n=1}^{N} n\delta_n \Big/ N \quad (10)$$

для строчно-столбцевого алгоритма и

$$\hat{\delta K}^{(вес)} = \sum_{r=1}^{N} rW_r \Big/ N \qquad (11)$$

для разработанного алгоритма.

Из выражений (10) и (11) видно, что выигрыш алгоритма контроля определяется весовыми добавками n (в выражении (10)) и r (в выражении (11)), стоящими перед рассчитанными вкладами элементов ОК в определяющую характеристику системы. С учетом сказанного эффективным считается тот алгоритм, у которого сумма произведений весовых добавок и вкладов наибольшая. Например, для рассмотренного в статье случая при строчно-столбцевом алгоритме контроля $\hat{\delta K}^{(сс)} = 2{,}9825$, а при алгоритме, разработанном авторами, среднее время равно $\hat{\delta K}^{(вес)} = 1{,}4349$; т.е. эффективность контроля при применении нового алгоритма возросла в 2,078 раза. Таким образом, установлено, что проведение контроля по разработанному алгоритму позволяет существенно сократить время восстановления направленных свойств цилиндрической антенной решетки, по сравнению со строчно-столбцевым контролем, применяемым в современных РТС.

Литература

1. Кудрицкий В.Д., Синица М.А., Чинаев П.И. Автоматизация контроля радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. Чинаева П.И.- М.: Сов. Радио, 1977. - 256с.
2. Габриэльян Д.Д., Шацкий В.В., Шацкий Н.В. Алгоритм поэлементного контроля фазированной антенной решетки по одному определяющему параметру // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. - М.: НИИЭИР. - 2000. Вып.№19. - С.40-46.
3. Шацкий Н.В. Принцип построения алгоритма поиска неисправностей в антенной решетке с оценкой его эффективности // Исследовано в России, 38, с. 499-507, 2000. http://zhurnal.mipt.rssi.ru/articles/2000/038.pdf.
4. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Радио и связь, 1983.
5. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Шацкий Н.В. Точность установки луча в цилиндрической антенной решетке при наличии отказов в каналах управления амплитудой // Изв. вузов: Радиоэлектроника. - 1999, т.42, №5-6, с.19-23.
6. Габриэльян Д.Д., Шацкий Н.В. Оценка характеристик плоской фазированной антенной решетки при наличии отказов в каналах управления фазой // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР.- М.: НИИЭИР.-1998. Вып.№18. - С.64-69.
7. Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решетками. – М.: Радио и связь, 1983. – 240с.

В. И. Головченко, А. В. Митрофанов, В. Н. Сарылов, Л. Л. Синий

Государственное унитарное предприятие научно-исследовательский институт импульсной техники

РОЛЬ СЕРТИФИКАЦИОННЫХ ЭКСПЕРТНЫХ ЦЕНТРОВ В ОБЕСПЕЧЕНИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Abstract. The problems of EMC Competent Body are given for the certified expert center accredited on the base of joint-stock company (JSC) «NIICEMC» in «Certification system for equipment, products and technology designated for nuclear facilities, radiation sources and repositories (OIT)» of Ministry for Atomic Energy.

Одним из важнейших участников Системы сертификации оборудования, изделий и технологий для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения (ОИТ) являются сертификационные экспертные центры (СЭЦ), аккредитованные в Системе сертификации ОИТ на право проведения экспертизы документов ОИТ при сертификации продукции. Экспертные заключения, выдаваемые СЭЦ, служат основой для решения органа

по сертификации о выдаче или отказе в выдаче сертификата соответствия.

Сертификационный экспертный центр СЭЦ ЭМС «НИИЦЭМС» (далее СЭЦ ЭМС) создан на основании приказа Генерального директора ЗАО «НИИЦЭМС» №7 от 07.09.99г. в целях проведения экспертизы документации ОИТ по требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС) на соответствие требованиям международных, национальных и отраслевых стандартов по ЭМС при выполнении работ, проводимых при сертификации ОИТ.

СЭЦ аккредитован в Системе сертификации ОИТ 12.05.2000г. (аттестат аккредитации РОСС.RU.0001.01АЭ00.77.31.0007)

ЗАО «НИИЦЭМС», который выполняет функции СЭЦ ЭМС, является самостоятельным юридическим лицом, независимым в финансовом и техническом отношении от изготовителей (продавцов) и потребителей сертифицируемой продукции.

СЭЦ ЭМС в своей деятельности руководствуется действующим законодательством России, уставом ЗАО «НИИЦЭМС», Положением о СЭЦ, нормативными и методическими документами Системы сертификации ОИТ, а также нормативными документами в области использования атомной энергии.

СЭЦ ЭМС имеет внутреннюю систему обеспечения качества работ по сертификации. изложенную в «Руководстве по качеству СЭЦ ЭМС».

СЭЦ ЭМС выполняет следующие основные функции:

– осуществляет экспертизу представленных изготовителем (продавцом, исполнителем) и испытательными лабораториями документов;

– подготавливает необходимые документы для выдачи органом по сертификации сертификата соответствия и лицензии на применение знака соответствия;

– подготавливает предложения по привлечению испытательных лабораторий для проведения сертификационных испытаний и согласовывает их с органом по сертификации;

– участвует в анализе, формировании и актуализации фонда нормативных документов на ОИТ и методы испытаний в заявленной области аккредитации;

– участвует в анализе, формировании и актуализации документов Системы и подготавливает предложения по их совершенствованию;

– взаимодействует с испытательными лабораториями, другими СЭЦ и органами по сертификации (в т.ч. и других стран), национальным органом по сертификации;

–- взаимодействует с изготовителями (продавцами) ОИТ, с организациями, осуществляющими государственный контроль и надзор за сертифицированными ОИТ, за аккредитованными сертификационными экспертными центрами и аккредитованными испытательными лабораториями (Минатом России, Госстандарт России, Госатомнадзор России), с потребителями, с физическими лицами.

Организационная структура СЭЦ ЭМС включает в себя группу экспертов и исполнительную группу.

В область аккредитации СЭЦ ЭМС входят все основные группы ОИТ, работа которых основана на принципах электротехники и электроники и которые могут оказывать влияние на безопасность ядерно-радиационных объектов (см. табл.1).

При проведении экспертизы эксперты СЭЦ ЭМС проводят анализ соответствия представленных на сертификацию ОИТ требованиям по ЭМС, которые выбираются в зависимости от назначения, условий эксплуатации, технических характеристик, конструкции ОИТ из числа приведенных в таблице 2.

В ходе выполнения работ по проведению экспертизы приходится использовать большое количество нормативных документов, и, прежде всего государственных и международных стандартов (см. табл.3).

В настоящее время СЭЦ ЭМС выполняет поручение Органа по сертификации Системы сертификации ОИТ по проведению экспертизы трех изделий: системы управления доступом и охранной сигнализации для ядерных объектов «Цирко-

ний-М» разработки предприятия «Элерон», системы внутриреакторного контроля СВРК-3, изготовленной заводом «Тензор» и системы управления доступом «Пенал» разработки РФЯЦ ВНИИЭФ.

Таблица 1

№ п/п	ОИТ, включенные в область аккредитации СЭЦ ЭМС
1	ОИТ систем контроля, управления и защиты ядерных реакторов
2	Приборы контроля и регулирования технологических процессов общепромышленного назначения
3	Программно-технические комплексы (ПТК) для автоматизации управления технологическими процессами
4	Оборудование технологическое и эксплуатационное
5	Детекторы ионизирующих излучений
6	Подвески детекторов ядерных реакторов
7	Исполнительные механизмы и сервоприводы
8	Агрегаты бесперебойного питания, устройства электропитания
9	Оборудование систем регулирования возбуждения турбогенераторов
10	Низковольтные комплектные (НКУ) устройства напряжением до 1000В и устройства противоаварийной автоматики и релейной защиты
11	Реле управления и защиты
12	Средства охраны технические
13	Средства автоматизации специализированного назначения
14	Приборы и средства автоматизации и измерений специализированные разного назначения
15	ОИТ сетей, систем и комплексов вычислительных электронных цифровых, в том числе : ЭВМ специализированные, ЭВМ управляющие, ПЭВМ
16	Электроэнергетическое оборудование общепромышленного применения
17	Приборы, установки и системы для измерения и контроля ионизирующих излучений
18	Устройства, блоки и узлы электронно-физические функциональные ядерные и радиоизотопные

Таблица 2

№ п/п	Технические требования по ЭМС, предъявляемые к ОИТ
1	Устойчивость к наносекундным импульсным помехам в цепях электропитания и ввода-вывода (0,25 - 4,0) кВ.
2	Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии в цепях электропитания и телекоммуникациях (0,5 - 4,0) кВ.
3	Устойчивость к электростатическим разрядам (2,0 - 15,0)кВ.
4	Устойчивость к динамическим изменениям напряжения сети электропитания (20мс - 2с).
5	Устойчивость к токам микросекундных импульсных помех в цепях защитного и сигнального заземления (50 - 250)А.
6	Устойчивость к токам кратковременных синусоидальных помех в цепях защитного и сигнального заземления (50 - 200)А
7	Устойчивость к импульсным магнитным полям (100 - 1000)А/м
8	Устойчивость к магнитным полям промышленной частоты (3 - 100А/м, 400 - 1000А/м кратковр.)
9	Устойчивость к радиочастотным электромагнитным полям в полосе 80 - 1000МГц (1,0 - 10,0 В/м)

Окончание таблицы

10	Устойчивость к напряжениям радиочастотных помех, наведенным в кабельных связях в полосе 0,15 - 80 МГц (1,0 - 10 В)
11	Устойчивость к затухающим импульсным помехам в сети питания (0,5 - 2,5 кВ, 1 МГц)
12	Индустриальные радиопомехи (исключая оборудование информационной техники)
13	Индустриальные радиопомехи оборудования информационной техники
14	Кратковремеые индустриальные радиопомехи
15	Эмиссия флуктуаций напряжений в сети электропитания
16	Эмиссия гармоник и интергармоник в сети электропитания

Таблица 3

№ п/п	Основополагающие документы, используемые при экспертизе ОИТ по требованиям ЭМС
1	ГОСТ Р 50746-95 «Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства атомных станций. Технические требования и методы испытаний.»
2	ПН АЭ Г-01-011-97 «Общие положения обеспечения безопасности атомных станций при проектировании, сооружении и эксплуатации». Госатомнадзор России, 1998г.
3	ПБЯ РУ АС-89. «Правила ядерной безопасности атомных электростанций».
4	Технические условия на конкретные ОИТ
5	ООТ - 08042462 «Приборы и средства автоматизации для атомных станций»
6	Государственные и международные стандарты, устанавливающие требования и методы испытаний ТС по ЭМС (более 100 стандартов).

М. Г. ДЕМБЕЛОВ, Ю. Б. БАШКУЕВ, А. В. ГАЦУЦЕВ, Д. Г. БУЯНОВА

Бурятский научный центр СО РАН, Россия, г. Улан-Удэ, *670047, ул. М. Сахъяновой, 8, E-mail: lab@rgp.bsc.buryatia.ru*

РАСЧЕТ ДВ-СВ И УКВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГИС-ТЕХНОЛОГИЙ

Abstract. The technique and software package for calculation of a field's level and attenuation function on multi-sectional impedance radiopaths in kilometer and hectometer ranges, which is taking place in mountainous region are offered. The results of experimental researches of the seasonal electromagnetic phenomena in extreme nature-climatic conditions of Siberia are considered. On the basis of a package "Map Info" the program of construction of a relief structure of a radiopath on a geodetic line "transmitter - receiver" with use of a digital map of region is developed. The recommendations for technology of designing of train, station and remount-operative radiocommunication networks are considered.

Вопросы возбуждения и распространения ДВ-СВ и УКВ радиоволн в экстремальных условиях Сибири (гористый рельеф, резкоконтинентальный климат) исследованы не достаточно полно. В докладе рассмотрены результаты разработки и внедрения в практику ЭМС, радиосвязи и радиовещания новых научных результатов в области распространения электромагнитных волн и автоматизированных способов расчета радиолиний с использованием ГИС-технологий и цифровых карт местности. Предложены новая методика и пакет программ расчета уровня поля и функции ослабления в километровом и гектометровом диапазонах радиоволн на многокусочной импедансной радиотрассе, проходящей в гористой местности. Суть ее состоит в следующем. Для численного решения задачи о поле вертикального электрического диполя над неоднородной поверхностью Земли использовано интегральное уравнение Хаффорда [1]:

$$W(D) = 1 + i\sqrt{\frac{ikD}{2\pi}}\int_0^D W(x)\times.$$
$$\times\left[\delta(x) + \left(1 - \frac{1}{ikr_2}\right)\frac{\partial r_2}{\partial n}\right]\times$$
$$\times\frac{\exp\left[ik(r_1 + r_2 - r_0)\right]dx}{\cos\psi\sqrt{x(D-x)}}$$

Методика численного решения этого уравнения дана в работе [2]. Нами предлагается расчет электромагнитных полей по моделям с использованием карт геоэлектрических разрезов (ГЭР) и цифровых карт местности [3]. Профиль рельефа радиотрассы обычно строится по топографической карте. Однако сам процесс ручного оцифровывания рельефа радиотрассы является очень трудоемким. С помощью программного пакета “Map Info” со встроенным языком программирования “Map Basic” этот процесс автоматизирован. К пакету прилагаются цифровые карты масштабов 1:50000, 1:200000, 1:1000000, которые имеют несколько наложений (слоев), в том числе изолинии рельефа местности и распределение лесного покрова. С помощью разработанного программного пакета проводится автоматизированное оцифровывание профиля рельефа трассы с заданным шагом по геодезической линии «передатчик-приемник», расчет зон Френеля и электромагнитного поля излучателя (зоны обслуживания радиостанции). С помощью этого пакета снимаются также данные о наличии растительности на трассе.

Рассмотрены расчетные модели, учитывающие экспериментальные результаты исследования сезонных вариаций электромагнитного поля, КПД антенн и сопротивления заземлителей в экстремальных природно-климатических условиях Сибири. Рассмотрим влияние слоя снега и лесного покрова на величину функции ослабления в гектометровом диапазоне (2130 кГц) на примере рекомендуемых в [3] значений электрических свойств трассы распространения земной волны.

Влажная земля в долинах имеет $\sigma = 10^{-2}$ См/м, $\varepsilon = 10$, горные участки имеют $\sigma = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon = 4$. Заметим, что на частоте 2130 кГц важно не только точно определять σ, но и ε подстилающей среды, так как токи смещения уже соизмеримы с токами проводимости. Примем для слоя снега следующие значения: $\sigma_c = 10^{-6}$ См/м; $\varepsilon_c = 1{,}5$; $h_c = 1$ м; а для лесной растительности: $\sigma_л = 2\ 10^{-6}$См/м; $\varepsilon_л = 1{,}3$; $h_л = 8$ м. Двухслойные среды 1) «лес на влажной земле» и 2) «снег на горном участке» будут иметь следующие гео1электрические разрезы:

1) $\rho_1 = 5\cdot10^5$ Ом.м; $\varepsilon_1 = 1{,}3$; $h_1 = 8$ м.
   $\rho_2 = 100$ Ом.м; $\varepsilon_2 = 10$; $h_2 = \infty$.
2) $\rho_1 = 10^6$ Ом.м; $\varepsilon_1 = 1{,}5$; $h_1 = 1$ м.
   $\rho_2 = 1000$ Ом.м; $\varepsilon_2 = 4$; $h_2 = \infty$.

Численные расчеты приведенного поверхностного импеданса δ на частоте 2130 кГц дали следующие значения:

1. $/\delta/ = 0{,}27$; $\varphi_\delta = -71^0$ (с лесом)
1а. $/\delta/ = 0{,}108$; $\varphi_\delta = -42^0$ (без леса)
2. $/\delta/ = 0{,}43$; $\varphi_\delta = -44{,}7^0$ (со снегом)
2а. $/\delta/ = 0{,}33$; $\varphi_\delta = -32^0$ (без снега).

На рис. 1 и 2 представлены расчеты модуля функции ослабления |W| для соответствующих п. 1-1а и п. 2-2а значений импедансов. Отчетливо видно, что слой леса и снега дают существенное дополнительное ослабление электромагнитного поля, достигающее для слоя леса 10 раз.

Рассмотрим влияние рельефа на величину функции ослабления для многокусочной импедансной радиотрассы длиной 50 км, состоящей из 25 импедансных участков, в зимнее и летнее время (табл.).

Таблица

R,км	0-2	2-4	4-6	6-8	8-10	10-12	12-14	14-16	16-18	18-20	20-22
Лето	$\frac{0,096}{-16^0}$	$\frac{0,155}{-44}$	$\frac{0,226}{-48}$	$\frac{0,213}{-11}$	$\frac{0,32}{-17}$	$\frac{0,31}{-5}$	$\frac{0,32}{-17}$	$\frac{0,213}{-17}$	$\frac{0,226}{-48}$	$\frac{0,155}{-44}$	совп. с 0-2 км
зима	$\frac{0,109}{-32}$	$\frac{0,18}{-51}$	$\frac{0,25}{-52}$	$\frac{0,22}{-18}$	$\frac{0,33}{-21}$	$\frac{0,31}{-10}$	$\frac{0,33}{-21}$	$\frac{0,22}{-18}$	$\frac{0,25}{-52}$	$\frac{0,18}{-51}$	совп. с 0-2 км

Примечание: в числителе – модуль, в знаменателе – фаза импеданса, значения δ периодически повторяются с 20-го км.

Рельеф трассы – гористый с перепадом высот от 500 до 750 м. Он моделирует участок от Иркутска до ст. Ангасолка.

Результаты расчетов с учетом рельефа и без его учета представлены на рис. 3а,б. Анализ графиков показывает, что рельеф вносит существенное дополнительное ослабление радиоволнового поля. Величина ослабления из-за рельефа может достигать 10 раз (смотри район 20 км). Кроме того, появляются сильные пространственные вариации уровня поля, достигающие 2-3 раз. Все перечисленные факторы (лес, снежный покров, рельеф) необходимо учитывать при организации радиоканала в гектометровом диапазоне радиоволн при неволноводном возбуждении антенн ПРС.

Разработаны рекомендации по расчету зон обслуживания радиовещательных станций и технологии проектирования сетей поездной радиосвязи (ПРС) на железнодорожном транспорте [4]. Рассмотрен пакет программ расчета сетей ПРС в гектометровом, метровом и дециметровом диапазонах радиоволн. В результате исследования даны рекомендации по повышению эффективности радиолиний связи в гористой местности. Предложенные ме

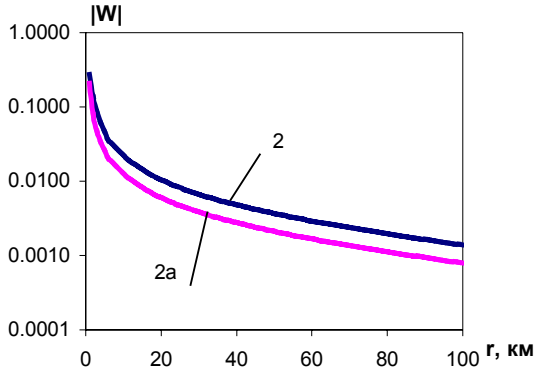


Рис. 1

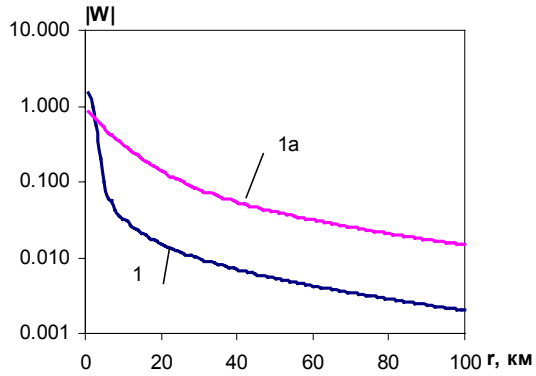
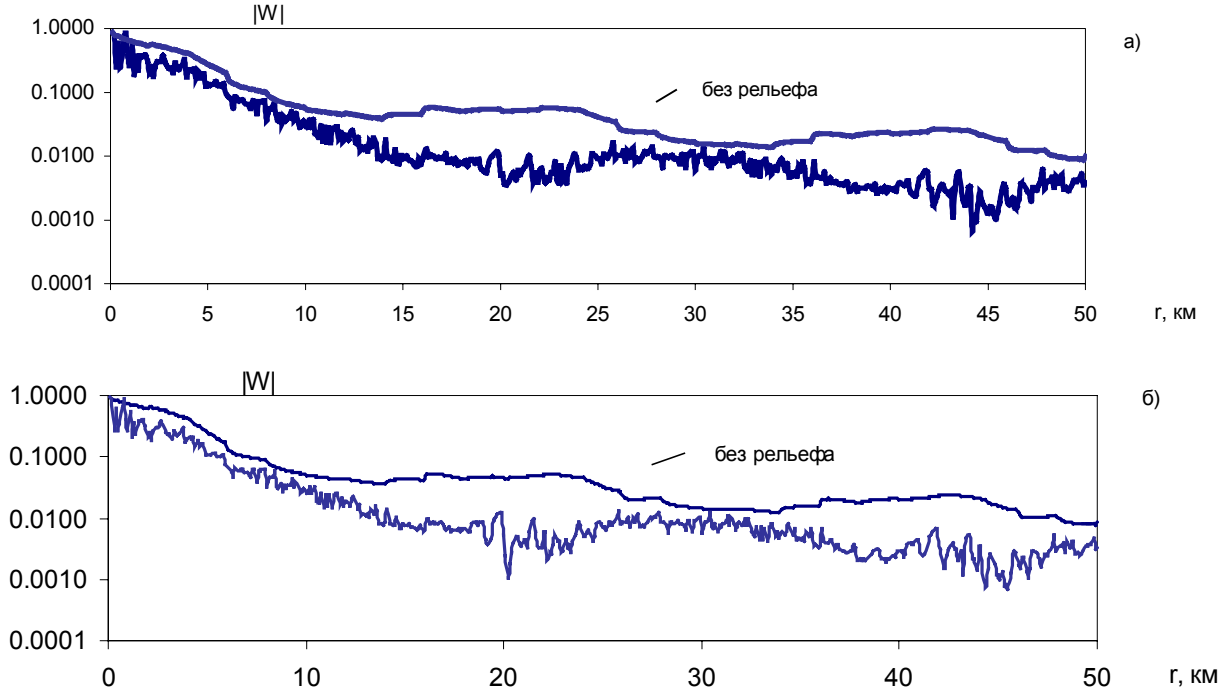


Рис. 2

тоды расчета электромагнитных полей ориентированы на определение дальности уверенной радиосвязи, высоты установки антенн базовой и подвижной станций, расчета пространственных и частотных разносов радиосредств с учетом их электромагнитной совместимости. Они могут быть использованы не только при проектировании сетей технологической радиосвязи (например, поездной, станционной, ремонтно-оперативной железнодорожной радиосвязи). Эти методы могут быть успешно использованы и для расчетов перспективных систем точного местоопределения (дифференциальный режим GPS и ГЛОНАСС). Таким образом, на основе ГИС-технологии проведено численное моделирование распространения ДВ-СВ и

УКВ радиоволн в гористой местности и дана оценка точности прогнозирования электромагнитного поля и функции ослабления W по локальным электрическим характеристикам подстилающей среды в сложных природных условиях Сибири. Основой для расчетов функции ослабления W служат составленные в БНЦ СО РАН прогнозные карты геоэлектрических разрезов [3] и топографические цифровые карты, характеризующие рельеф и площадное распределение различных типов лесной растительности. Карты ГЭР совместно с пакетом программ расчета поля земной волны могут быть использованы для прогнозирования зон обслуживания корректирующих станций спутниковых РНС ГЛОНАСС и GPS (режим дифференциальных измерений) [5]. Эти станции могут работать как в диапазоне УКВ, так и километровых и гектометровых радиоволн. Они передают потребителям корректирующие поправки для обеспечения высокой точности геодезических измерений в зоне с большим радиусом действия.

Расчет характеристик радиодоступа базируется на цифровой карте местности заданного масштаба и библиотеке моделей распространения радиоволн. Обоснование и выбор расчетной модели (теоретической или эмпирической) проводится раздельно для диапазонов ДВ-СВ и УКВ. Радиофизические параметры трасс определяются на основе расчета параметров рельефа (построение профилей радиальных трасс по матрице высот рельефа), карты ГЭР [3] и лесного покрова. Для УКВ диапазона проводится расчет эффективных высот антенн и углов дифракции для максимально требуемой дальности связи. С учетом основных радиотехнических параметров базовой (излучающей) станции и дополнительных потерь распространения выполняется расчет напряженности электромагнитного поля радиосигнала. Таким образом, технология расчета радиодоступа состоит из последовательности вариационных расчетов геометрических и электродинамических характеристик.



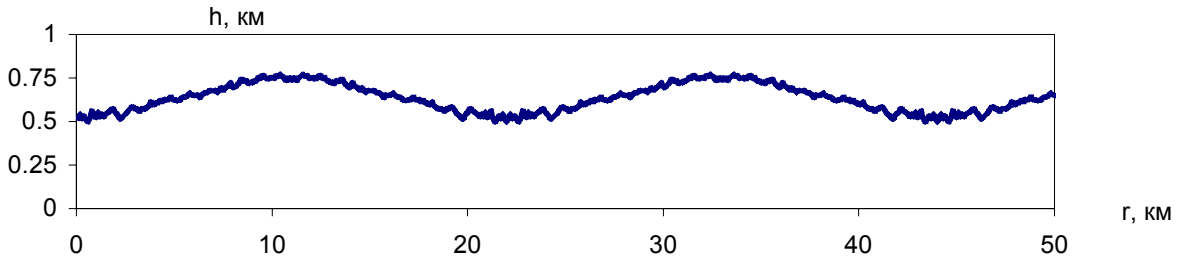


Рис. 3. Функция ослабления на частоте 2130 кГц для гористой радиотрассы: а – летние условия, б – зимние условия

Результаты исследований и разработок послужат развитию цифровых систем радиосвязи, в частности, GSM-R для железных дорог в условиях сложного рельефа местности и неоднородных радиометеорологических параметров атмосферы Сибири и Востока России.

Достаточно трудная задача прогнозирования условий распространения радиоволн в гористой местности с учетом реального трехмерного рельефа относится к перспективным исследованиям в области ЭМС систем подвижной радиосвязи. Нами рассмотрены лишь несколько новых подходов к проблеме автоматизации расчетов электромагнитных полей в этих условиях с использованием цифровых карт рельефа.

Литература

1. Hufford G.A. An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface// Quart. Appl. Math., 1952, v.9, p.391-404.

2. Проскурин Е.П., Пылаев А.А., Тихомиров Н.П., Штейнберг А.А. Распространение радиоволн над электрически и геометрически неоднородными трассами // Проблемы дифракции и распространения волн. Л.: Изд-во ЛГУ. Вып.18, 1981, с. 171-183.

3. Башкуев Ю.Б. Электрические свойства природных слоистых сред. Новосибирск, изд-во СО РАН, 1996, 207 с.

4. Телекоммуникационные технологии на железнодорожном транспорте// Под ред. Г.В. Горелова. М.: УМК МПС России, 1999, 576 с.

М5. акаров Г.И., Пылаев А.А., Тихомиров Н.П., Штейнберг А.А. Исследования радиофизиков Санкт-Петербургского университета по распространению земной волны // Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 28. С-Пб.: Изд-во С-Пб. ун-та, 2000, с. 148-165.

Б. Ф. Дмитриев, А. В. Агунов, А. М. Чернов, С. В. Ланцов

Санкт–Петербургский государственный морской технический университет

СТУПЕНЧАТЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В СИСТЕМАХ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Abstract. It's considered the output voltage forming method of the step converter with repeating commutation during input signal cycle.

Полупроводниковые преобразователи электрической энергии являются одним из энергоемких классов потребителей электрической энергии. От степени искажения потребляемого ими из питающей сети тока существенно зависит качество напряжения в сети и значение потерь активной мощности. В свою очередь, от качества выходной энергии преобразователей существенно зависит эффективность работы электропотребителей, получающих питание от них. Поэтому повышение качества преобразования и использования электрической энергии является основным фактором в обеспечении энергоснабжения [1].

В автономных системах электроснабжения (АСЭ) потребители электрической энергии, имеющие различные ВАХ, получают питание от одной распределительной сети, которая должна обеспечивать надежное снабжение всех потребителей при требуемом качестве электроэнергии.

Воздействие потребителей с нелинейными характеристиками на сеть заключается в генерации ими высших гармонических составляющих тока и напряжения. Высшие гармоники повышают вероятность возникновения резонансных явлений, нарушают нормальную работу вычислительной техники, устройств релейной защиты и автоматики. В результате повышенного нагрева токами высших гармоник происходи происходит ускоренное старение изоляции электрических машин, кабелей и т.д. В связи с этим остро встает вопрос об обеспечении в автономных системах электроснабжения электромагнитной совместимости (ЭМС).

Традиционно для улучшения ЭМС преобразователей повышали эквивалентную фазность входного напряжения, что связано с увеличением числа трехфазных мостов, выходы которых соединялись последовательно или параллельно [2].

Сравнительно недавно возникшее направление синтеза малоискажающих преобразователей базируется на принципиально другой основе – использование реактивных накопителей энергии и двухэтапной передаче энергетического потока со входа на выход [2].

В докладе рассматриваются импульсно–модуляционные преобразователи, в основу которых положен принцип воспроизведения входного модулирующего воздействия на выходе с применением ступенчатого преобразования напряжения [3]. Это стало возможным в связи с интенсивным совершенствованием динамических свойств полностью управляемых полупроводниковых приборов и ростом коммутируемой ими мощности. Такие преобразователи позволяют повысить скорость управления энергетическим потоком и на этой основе повысить ЭМС, снизить загрузку питающих сетей неактивными составляющими мощности, а также получить желаемые динамические характеристики в замкнутых системах автоматического регулирования.

Получены в замкнутом виде аналитические выражения, позволяющие рассчитать основные характеристики ступенчатых преобразователей.

Литература

1. Зиновьев Г.С. Итоги решения некоторых проблем электромагнитной совместимости вентильных преобразователей. // Электротехника, 2000, №11 с 12–16.
2. Мыцык Г.С. Улучшение электромагнитной совместимости статических преобразователей повышенной мощности. // Электричество, 2000, №8 с 42-52.
3. Дмитриев Б.Ф. Анализ статических характеристик ступенчатого преобразователя напряжения. // Электротехника, 2000, №12 с 26–30.

Е. К. Еськов, А. В. Дарков, Г. А. Швецов

Российский государственный заочный аграрный университет

СВЯЗЬ МАГНИТНОЙ ВОСПРИИМЧИВОСТИ БИООБЪЕКТОВ С ИХ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИМ СОСТОЯНИЕМ

Abstract The research is carried out on cereal seeds of plants and bees. They was suspended between poles of an electromagnet (induction of a magnetic field changed in limits 0.2–1.5 T). Presence of a feedback between viability and magnetic force, turning seeds and bees in a magnetic field is found out. Magnetic receptivity raises accordingly to decreasing of bees metabolism activity. It is found out in experience with various expositions of anesthesia in CO_2.

Известно, что биообъекты, помещенные в неоднородное магнитное поле (МП), подвергаются действию на них механической силы. С этим связан разворот семян растений и насекомых, подвешенных между полюсами электромагнита [1,2]. Обнаружено влияние искусственных изменений напряженности МП на гнездовое поведение термитов [3] и муравьев [4]. Предполагается, что действие магнитных сил используется в пространственной ориентации животных. Эта концепция получила развитие после обнаружения в теле животных биогенного магнетита [5].

Настоящей работой предпринята попытка выявления связи между физиологическим состоянием и магнитной восприимчивостью биообъектов, отличающихся по уровням организации. В качестве подопытных биообъектов использовали семена некоторых злаковых растений и рабочих особей медоносной пчелы. Их подвешивали на человеческом волосе между полюсами электромагнита, продольной осью параллельно его полюсным наконечникам. После этого включали электромагнит и продольная ось тела биообъектов оказывалась под прямым углом к вектору силовых линий МП. Индукция МП регулировалась в пределах 0,2–1,5 Тл.

Магнитной силе, разворачивающей семена и пчел вдоль силовых линий МП (пчел головой, а семян зародышем к северному полюсу), противодействовала сила упругости закручиваемого волоса. Поэтому повышению напряженности МП или длины волоса соответствовало увеличение угла разворота. При этом не все подопытные пчелы и семена разворачивались на регистрируемую величину угла (не менее 1º). У разворачивающихся семян связь между длиной подвеса (x, см) и углом разворота (y) в МП индукцией 1,5 Тл определяется выражением: $y = 0{,}125 \cdot x + 6{,}188$, а у пчел – $y = 0{,}88 \cdot x + 1{,}5$. Связь между индукцией МП (x, Тл), изменяющейся в пределах 0,25 –1,5 Тл, определялась соответственно выражениями: $y = 9{,}87 \cdot x - 3{,}07$ и $y = 12{,}4 \cdot x - 5{,}15$.

На подвесе длиной 25 см в МП индукцией 1,5 Тл семена разворачвались на угол от 5 до 20º за 5 – 15 с. После отключения МП возвращение к исходному положению происходило в течение1 – 3 мин. Подобно этому отклонение пчел от исходного положения происходило за 1–10 с, а возвращение к нему после отключения электромагнита – за 2 – 4 мин. Очевидно различия по затратам времени на разворот и возвращением в исходное положение связаны с механическими свойствами подвеса.

Наличие индивидуальной изменчивости по магнитной восприимчивости семян было использовано для выяснения отношения этого их признака к жизнеспособности. Для этого по магнитной восприимчивости семена озимой пшеницы дифференцировали на две группы. В одну из них включили семена, разворот которых в МП индукцией 1,5 Тл не прослеживался, а в другую – был выше 5º. Оказалось, что у первых энергия прорастания была в 1,57 (P не ниже 0,99) раза выше, чем у вторых. Подобно этому проращиваемые семена той и другой группы отличались по длине зародышевых корешков и проростков.

Следовательно, семена, отличающиеся сравнительно низкой жизнеспособностью, обладают высокой магнитной восприимчивостью. Подтверждением этому служит наибольшая магнитная восприимчивость у семян, которые полностью утрачивали жизнеспособность под влиянием гипертермии (100º в течение 12 ч).

Физиологическое состояние пчел изменяли в определенных пределах посредством анестезии в 100%-ной CO_2. При этом исходили из того, что увеличение продолжительности углекислотной анестезии от 0,5 до 5 – 6 ч отражается на понижении активности метаболизма и жизнеспособности пчел. 100%-ной летальной эффективностью обладает 24–36– часовое воздействие CO_2 [6].

Оказалось, что среди пчел, подвергавшихся 0,5 часовой экспозиции в CO_2, доля их разворота на величину фиксируемого угла (не менее 1º) составляла

21,9±4,13%. С увеличением воздействия CO_2 до 1, 6 и 36 ч доля разворачивавшихся пчел возрастала соответственно до 33,3±4,71%, 64,3±4,80% и 93,8±2,42%. Угол разворота у этих пчел так же зависел от продолжительности содержания в CO_2. При 0,5 – часовой анестезии пчелы разворачивались в среднем на 10,0±4,63º, при 1 – часовой – на 11,1±5,20º, при 6 – часовой –на 21,7±13,53º и при 36 – часовой – на 24,0±8,87º.

Следовательно, действие магнитной силы, разворачивающей пчел, возрастает соответственно понижению активности метаболизма и достигает максимума после полного прекращения жизненных процессов.

Заключение

Семена растений и пчелы, отличаясь по уровням биологической организации, обладают сходными физиологическими зависимостями изменчивости магнитной восприимчивости. Магнитная сила, действующая на эти биообъекты, стремится разворачивать их вдоль вектора силовых линий. Определенная ориентация семян и пчел в МП (семян зародышем, пчел головой к северному полюсу магнита) связана с тем, что они обладают свойствами диполя.

Семенам и пчелам свойственна высокая индивидуальная изменчивость магнитной восприимчивости, выражающаяся в значительной вариабельности разворачивающих их магнитных сил. Независимо от уровней организации биообъектов, их магнитная восприимчивость находится в обратной связи с жизнеспособностью. Этим опровергается концепция, согласно которой магнитная восприимчивость используется в системе пространственной ориентации.

Наличие обратной связи между величиной магнитной силы, действующей на биообъект в МП и степенью понижения его жизнеспособности вероятно имеет отношение к возрастному повышению чувствительности человека к природным магнитным возмущениям. Очевидно это порождается повышением магнитной восприимчивости структур и органов, функционирование которых ослабляется в процессе возрастных и/или патологических преобразований.

Литература

1. Думбадзе С.И., Хвелидзе М.А., Соколова М.А., Жоржолиани Б.Т., Габричидзе Э.К. Магнитный диполь у насекомых.//Сообщения АН Грузинской ССР. 1969. Т. 55. №2. С. 285 –288.

2. Хвелидзе М.А., Думбадзе С.И., Ломсадзе М.Ш. Бионические аспекты магнитоэлектрических эффектов. В сб.: Проблемы бионики. М.:Наука, 1973. С. 168–172.

3. Becker G. Electrische Kommunikation bei Termiten.//Insect. sociaux. 1977. Bd. 24. №3. S. 274 – 275.

4. Kermarrec A. Sensililite a un champ magnetique artificiel et riaction d'evitement chez *Acromurmex actospinosus* (Reich) (Formicidae, Atini).//Insect. sociaux. 1981. V. 28. №1. P. 40 – 46.

5. Gould J.L., Kirschvink J.L., Deffeyes K.S., Brines M.L. Orientation of demagnetized bees. J. Exptl. Biol., 1980, V. 86. P. 1 – 8.

6. Еськов Е.К. Экология медоносной пчелы. Рязань. Русское слово. 1995. 392 с.

Э. А. Ибатуллин

Казанский государственный университет

ОЦЕНИВАНИЕ НЕГАУССОВОЙ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ ИТЕРАЦИОННЫМ МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

Abstract. In work it is offered the resulting probability density of set of signal (interference) parameters to describe through a mixture of private probability densities. For definition of unknown parameters of private probability densities it is offered to use iterative method of maximum likelihood. This method is new; it is essential by best in relation to classical method of maximum likelihood. In the report the proofs of optimality of method and it reducibility in the classical method are reduced. The considered

iterative procedure is applied for the identification of classes of one and multidimensional stochastic signals.

Для синтеза устройств оптимальной обработки сигналов при воздействии помех необходимо располагать плотностями распределения вероятностей параметров сигналов и помех. Часто эти плотности вероятности отличаются от гауссовой и имеют многомодовый характер. При этом результирующая плотность вероятности может быть представлена как

$$f_r(\vec{X}, p, \vec{\Theta}) = \sum_{i=1}^{k} p_i f(\vec{X} / \vec{\Theta}_i), \qquad (1)$$

где k-количество классов стохастических сигналов (помех); $f(\vec{X} / \vec{\Theta}_i)$ – частная плотность распределения вероятностей сигнала (помехи) $\vec{X}$ в i-м классе, характеризуемого совокупностью параметров $\vec{\Theta}_i$; p_i – вес i-го класса в смеси распределений;

$$\sum_{i=1}^{k} p_i = 1, i = \overline{1,k}; \vec{\Theta}_i \neq \vec{\Theta}_j, i \neq j.$$

Под классом сигналов (помех) будем понимать совокупность сигналов (помех) от одного источника, когда существенные параметры сигнала (помехи) меняются случайным образом. Случайный характер изменения параметров сигнала (помехи) может происходить вследствие аппаратурных нестабильностей и ошибок измерения. Например, в качестве случайных существенных параметров сигналов (помех) могут выступать время запаздывания сигнала (помехи) или их несущие частоты. Неизвестными величинами в (1) будут p_i и $\vec{\Theta}_i, i = \overline{1,k}$. Вид частных плотностей вероятностей $f(\vec{X} / \vec{\Theta}_i), i = \overline{1,k}$ предполагается известным. Число классов k в смеси может быть неизвестным. Однако сначала мы будем решать задачу для известного числа классов k. Потом рассмотрим наиболее интересный случай, когда число распределений неизвестно.

Решение задачи заключается в оценке неизвестных параметров смеси распределений, описывающих классы сигналов (помех). Дальнейшее рассмотрение будет одинаковым как для сигналов, так и для помех, поэтому для краткости будем указывать только сигналы.

Для нахождения максимального значения функции правдоподобия в отличие от решения системы уравнений [1, 2] может быть предложена итерационная процедура. Обозначим через $P(i / \vec{X}_l)$ апостериорную вероятность наблюдения класса i при приеме сигнала $\vec{X}_l$

$$P(i / \vec{X}_l) = \\ = \left[p_i f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_i)\right] \Big/ \left[\sum_{j=1}^{k} p_j f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_j)\right]. \qquad (2)$$

При этом для любого l

$$\sum_{i=1}^{k} P(i / \vec{X}_l) = 1. \qquad (3)$$

Для логарифма функции правдоподобия пачки из n независимых сигналов будем иметь следующее выражение [1,2]

$$\ln L(\vec{X}, \vec{\Psi}) = \sum_{l=1}^{n} \ln \sum_{i=1}^{k} p_i f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_i) \\ \vec{\Psi} = (p_1, ..., p_k, \vec{\Theta}_1, ..., \vec{\Theta}_k) \qquad (4)$$

Представим выражение для логарифма функции правдоподобия (4) с учетом выражения (3) в виде

$$\ln L(\vec{X}, \vec{\Psi}) = \\ = \sum_{i=1}^{k} \sum_{l=1}^{n} P(i / \vec{X}_l) \ln p_i + \sum_{i=1}^{k} \sum_{l=1}^{n} P(i / \vec{X}_l) \times \\ \times \ln f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_i) - \\ - \sum_{i=1}^{k} \sum_{l=1}^{n} P(i / \vec{X}_l) \ln \frac{p_i f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_i)}{\sum_{j=1}^{k} p_i f(\vec{X}_l / \vec{\Theta}_j)}. \qquad (5)$$

Используя выражение (5), можно перейти к итерационной процедуре для определения $\vec{\Psi}$, при которой достигается максимум $\ln L(\vec{X},\vec{\Psi})$. Возникает вопрос о существовании этого максимума и его единственности. При решении поставленной задачи положим, что для функции правдоподобия выполнены условия регулярности, при которых существование максимума гарантируется, хотя он может быть не единственным. При этом, когда $\ln L(\vec{X},\vec{\Psi})$ имеет несколько максимумов, то итерационная процедура в зависимости от начальных данных сойдется к одному из них, не обязательно глобальному. Это обстоятельство не следует относить к недостаткам алгоритма, оно присуще в той или иной степени и другим методам определения экстремума. Обычно на практике единственность максимума обеспечивается заданием начальных значений из области, содержащей решение.

Итерационная процедура состоит в следующем.

Пусть на шаге *t* процедуры получено значение $\vec{\Psi}^{(t)} = (p_1^{(t)},...,p_k^{(t)},\vec{\Theta}_1^{(t)},...,\vec{\Theta}_k^{(t)})$, при $t=0, \vec{\Psi}^{(0)}$-начальные данные. На шаге *t+1* следует определить величины $\vec{\Theta}_i^{(t+1)}$ Ц $p_i^{(t+1)}$ с расчетом, чтобы

$$\ln L(\vec{X},\vec{\Psi}^{(t+1)}) > \ln L(\vec{X},\vec{\Psi}^{(t)}). \qquad (6)$$

На шаге *t* логарифм функции правдоподобия (5) с учетом (2) представим как

$$\ln L(\vec{X},\vec{\Psi}^{(t)}) = \\ = \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln p_i^{(t)} + \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\times \\ \times \ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i^{(t)}) - \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln P^{(t)}(i/\vec{X}_l). \qquad (7)$$

На шаге *t+1*, имея в виду, что сумма (3) не зависит от *t*, можно записать

$$\ln L(\vec{X},\vec{\Psi}^{(t+1)}) = \\ = \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln p_i^{(t+1)} + \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\times \\ \times \ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i^{(t+1)}) - \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln P^{(t+1)}(i/\vec{X}_l). \qquad (8)$$

Нетрудно видеть, что второе слагаемое в (7) представляет сумму логарифмов частных функций правдоподобия. Определим очередные приближения $\vec{\Theta}_i^{(t+1)}$ таким образом, чтобы они обеспечивали максимум логарифмов частных функций правдоподобия при заданных $P^{(t)}(i/\vec{X}_l)$

$$\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i^{(t+1)}) = \\ = \max_{\vec{\Theta}_i} \sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i), \\ i=\overline{1,k}. \qquad (9)$$

Таким образом, при полученных $\vec{\Theta}_1^{(t+1)},...,\vec{\Theta}_k^{(t+1)}$ второе слагаемое выражения (8) не меньше второго слагаемого выражения (7), т. е.

$$\sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i^{(t+1)}) \geq \\ \geq \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i^{(t)}). \qquad (10)$$

Для установления соотношений между первыми и третьими слагаемыми выражений (7) и (8) рассмотрим следующую лемму.

Лемма. Пусть $\alpha_1,...,\alpha_Q$-неотрицательные константы, не равные все вместе нулю, и пусть $y_1,...,y_Q$-неотрицательные переменные, при которых $\sum_{k=1}^{Q} y_k = C > 0$. Максимум функции $\varphi(y_1,...,y_Q) = \sum_{k=1}^{Q}\alpha_k \ln y_k$ достигается то-

гда, когда значения y_k пропорциональны значениям $\alpha_k, k=\overline{1,Q}, Q \geq 2$.

Для доказательства леммы используется метод неопределенных множителей Лагранжа.

Если теперь на шаге *t+1* определить для вероятности $p_i^{(t+1)}$ оценку максимального правдоподобия в соответствии с выражением

$$p_i^{(t+1)} = \frac{1}{n}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l) \qquad (11)$$

и учесть ограничения, одинаковые для каждого шага приближений

$$\sum_{i=1}^{k} p_i^{(t)} = \sum_{i=1}^{k} p_i^{(t+1)} = 1,$$

то из леммы следует, что первые слагаемые выражений (7), (8) связаны соотношением

$$\sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln p_i^{(t+1)} \geq \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln p_i^{(t)} \qquad (12)$$

В соответствии с равенством (3) имеем

$$\sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l) = \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t+1)}(i/\vec{X}_l) = n.$$

Поэтому, рассматривая двойную сумму в третьих слагаемых выражений (7), (8) просто как сумму *nk* членов и применяя лемму, получаем

$$\sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln P^{(t+1)}(i/\vec{X}_l) \leq \leq \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P^{(t)}(i/\vec{X}_l)\ln P^{(t)}(i/\vec{X}_l). \qquad (13)$$

Если при переходе от *t*-го к *t+1*-му шагу изменяется хотя бы один из параметров совокупности $\vec{\Psi}$, то, по меньшей мере, одно из неравенств (10) или (12) превращается в строгое. Отсюда следует неравенство (6).

Можно показать, что с ростом *t* последовательность $\vec{\Psi}$ стремиться к некоторому пределу с вероятностью равной единице. Следующая теорема поясняет к какому пределу сходится последовательность $\vec{\Psi}^{(t)}$.

Теорема. Последовательность $\vec{\Psi}^{(t)}$ с увеличением числа шагов сходится к оценкам $\vec{\Psi}$, которые удовлетворяют уравнениям правдоподобия

$$\frac{\partial \ln L(\vec{X},\vec{\Psi})}{\partial \nu_h} = = \sum_{l=1}^{n}\frac{\partial \ln f_p(\vec{X}_l,\vec{\Psi})}{\partial \nu_h} = 0, h=\overline{1,S_p}, \qquad (14)$$

где S_p-число компонент вектора $\vec{\Psi}$. Для доказательства представим выражение для логарифма функции правдоподобия в виде аналогичном (5)

$$\ln L(\vec{X},\vec{\Psi}) = \varphi(\vec{X};p_1,...,p_k) + + \sum_{i=1}^{k}\ln L_i(\vec{X},\vec{\Theta}_i) - - \sum_{l=1}^{n}\Psi_l(\vec{X};p_1,...,p_k;\vec{\Theta}_1,...,\vec{\Theta}_k), \qquad (15)$$

где

$$\varphi(\vec{X};p_1,...,p_k) = \sum_{i=1}^{k}\sum_{l=1}^{n} P(i/\vec{X}_l)\ln p_i, , \qquad (16)$$

$$\ln L_i(\vec{X},\vec{\Theta}_i) = \sum_{l=1}^{n} P(i/\vec{X}_l)\ln f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i), \qquad (17)$$

$$\Psi_l(\vec{X};p_1,...p_k;\vec{\Theta}_1,...,\vec{\Theta}_k) = \sum_{i=1}^{k} P(i/\vec{X}_l)\times \times \ln\frac{p_i f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_i)}{\sum_{j=1}^{k} p_j f(\vec{X}_l/\vec{\Theta}_j)}. \qquad (18)$$

Теорема доказывается путем последовательного дифференцирования выражений (16)-(18) по неизвестным параметрам.

Таким образом, рассмотренный итерационный процесс поочередного определения параметров $\vec{\Theta}^t$ и апостериорных вероятностей $P(i/\vec{X}_l)$ по мере увеличения t сходится к оценкам $\vec{\Theta}$ максимального правдоподобия. Несомненное преимущество данного алгоритма перед алгоритмами непосредственного решения системы уравнений [1,2] заключается в том, что получаемые оценки являются не просто корнями системы уравнений правдоподобия, соответствующими максимумам, минимумам и точкам перегиба, но в силу свойства (6), корнями, соответствующими максимуму функции правдоподобия.

К достоинствам рассмотренного алгоритма следует отнести его равную пригодность, как для одномерных, так и для многомерных сигналов, а также простоту осуществления последующей байесовской классификации сигналов. При матрице потерь вида

$$U = \left\| u_{jh} \right\|_1^k, \text{где } u_{jj} = 0 \text{ и } u_{jh} = 1, \text{ если } j \neq h \tag{19}$$

минимум вероятности ошибочной классификации достигается в том случае, когда сигнал $\vec{X}_l$ считается принадлежащим классу, которому соответствует наибольшая апостериорная вероятность. Поэтому процедура классификации заключается в следующем: сигнал $\vec{X}_l$ относится к j-му классу, если выполняется неравенство

$$P(j/\vec{X}_l) \geq P(i/\vec{X}_l), i = = 1,2,...,j-1,j+1,...,k. \tag{20}$$

Теперь перейдем к случаю, когда число классов априори неизвестно. Напрашивается вопрос, нельзя ли рассмотренный алгоритм использовать дополнительно еще для определения числа классов?

Рассмотрим подход, в основе которого находится то обстоятельство, что нам априори известно максимально возможное число классов сигналов. Если использовать алгоритм (2), (9), (11), (20), когда k равно максимально возможному числу классов, то реальное число k', имеющееся в данный момент, можно будет найти по весам классов $p_i, i = \overline{1,k}$, т.е. из k классов надо оставить только те k', для которых выполняется условие

$$p_i^{(\text{тм})} \geq p_i^{(0)}, i = \overline{1,k}, \tag{21}$$

где $p_i^{(0)} = 1/k, i = \overline{1,k}$ -начальный вес i-го класса, $p_i^{(\text{тм})}$ - финитный вес i-го класса. Причем знак равенства будет, очевидно, при $k'=k$.

Рассмотренная итерационная процедура использовалась для идентификации классов одномерных и многомерных стохастических сигналов, когда их частные распределения вероятностей являются гауссовыми, а результирующая плотность вероятности негауссовой.

Литература

1. E. A. Ibatoulline, "Parameter estimation of non-Gaussian probability density of signals and interferences", Proc. EMC'98 ROMA, Rome, Italy, 1998, vol. II, pp. 716-718.

2. E. A. Ibatoulline, "Estimation of non-Gaussian probability density of signals and interferences", Proc. EMC'99 TOKYO, Japan, Tokyo, 1999, pp. 201-203.

3. Ибатуллин Э. А. Электромагнитная совместимость и помехоустойчивость информационных систем. - Казань: Изд-во Казан. ун-та, 1989.-152 с.

А. И. Иконописцев, Г. Д. Михайлов

Воронежский государственный университет

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО СФЕРИЧЕСКОГО ЭТАЛОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ

Abstract. In paper the experimental research of radar cross section (RCS) on example of metallic sphere by a compensatory method are carried out. The estimation of accuracy of measurements in the determined sector of angles is given.

Металлические сферы широко используются в качестве всенаправленных эталонных отражателей как в моно статическом, так и в бистатическом режимах радиолокационных измерений [1]. Это делает их наиболее привлекательными объектами для калибровки измерений и оценки точности приближенных алгоритмов расчета рассеянных полей [2]. Как правило, при проведении радиолокационных измерений характерные размеры сферы (радиус R) соответствуют резонансной области ($0{,}5<\frac{2\pi R}{\lambda}<50$, λ - длина падающей электромагнитной волны) [1], что приводит к значительным техническим трудностям. В данном случае может наблюдаться существенное возрастание погрешностей измерений рассеянного сферой поля. Этот факт обусловлен отражениями электромагнитных волн от окружающих предметов, в частности, от крепежных приспособлений. В этой связи возникает необходимость в оценке погрешности измерений радиолокационных характеристик (эффективной площади рассеяния (ЭПР) и т.д.) металлических сфер в резонансной области.

Целью настоящей работы является оценка точности измерений угловых зависимостей бистатической ЭПР металлических сфер в резонансной области.

В данной работе в качестве действительных значений угловых зависимостей ЭПР идеально проводящей сферы использовались результаты расчета по методике [3], основанной на методе разделения переменных [4]. В рамках данной методики комплексная амплитуда рассеянного поля в дальней зоне представляется в виде рядов Ми [4].

На основе методики, представленной в [3], был разработан алгоритм численного решения задачи и составлена машинная программа в среде Mathcad 7.0, реализующая данный алгоритм на персональной ЭВМ.

На рис. 1, 2 представлены результаты расчета ЭПР по представленной в [3] методике, а также результаты эксперимента для идеально проводящих сфер радиусов R=7см и R=5см, соответственно.

Для измерения угловых зависимостей ЭПР в резонансной области используется установка, состоящая из приемо-передающей аппаратуры и рассеивателя [5]. С целью подавления паразитных отражений измерения осуществляются в безэховой камере, стены которой покрыты радиопоглощающим материалом. Качество безэховой камеры удовлетворяет критерию, согласно которому отражённая от стенок энергия на 30-60 дБ меньше энергии прямого луча от источника излучения – передающей антенны [6]. В качестве передающего устройства применяется антенна П-6-23А (размер рабочей зоны 30см × 30см, глубина - 2м). Рабочая зона находится в области дальнего поля источника излучения, в которой выполняются условия как для амплитудного, так и для фазового распределения поля. Так неравномерность амплитудно-фазового распределения не превышает 1дБ по амплитуде и $\pi/8$ по фазе. Выполнение этих условий позволяют максимально приблизить фронт падающей волны к плоскому [4]. Передающее устройство расположено на подвижной платформе, обеспечивающей изменение бистатического угла θ [1] от 140° до 180°. В качестве приемного устройства

используется коллиматор МАК-5 (рабочая зона 2м × 2м).

Объект исследования (рассеиватель) помещается в рабочую зону передающего устройства и фиксируется с помощью растяжек из нейлоновых нитей толщиной 1мм. Измерения проводятся с помощью компенсационного метода [2]. Для каждого угла θ компенсируется фоновое отражение в безэховой камере без объекта исследований. Затем рассеиватель вносят в рабочую зону и с помощью приемного устройства производят измерения амплитуды и фазы рассеянного поля и вычисляют ЭПР [2, 3].

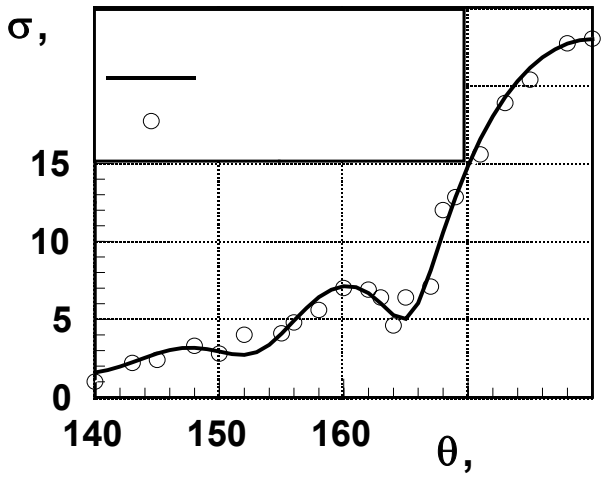


Рис.1. Экспериментальная зависимость ЭПР металлической сферы от угла разноса θ и точное решение

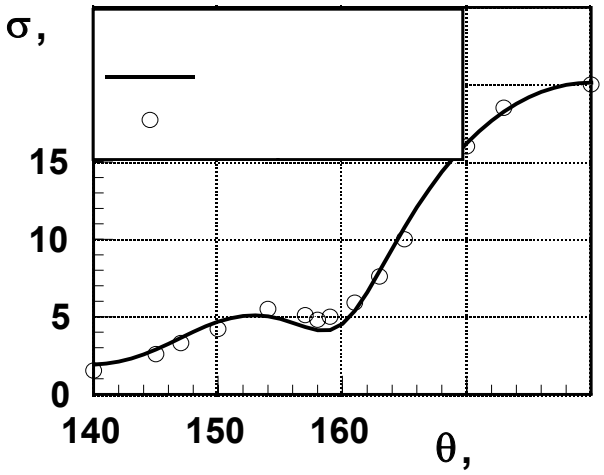


Рис. 2. Экспериментальная зависимость ЭПР металлической сферы от угла разноса θ и точное решение

Из анализа графиков, приведённых на рисунках 1 и 2 следует, что результаты эксперимента дают хорошее совпадение с расчётами проведенными по предложенной в [3] методике. Погрешность измерений составляет не более 3 дБ. Приемлемое совпадение теоретических и экспериментальных кривых для случая бистатической локации (угол разноса $140^\circ<\theta<180^\circ$) свидетельствует о возможности применения металлических сфер, используемых радиусов, в качестве эталона в указанном секторе углов.

Литература

1. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. - М.:Сов. радио, 1975.
2. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. - М.: Сов. радио, 1972.
3. Нестеров С.М., Вознов П.А.// Рассеяние электромагнитных волн. - Таганрог: ТРТИ. – 1985. - Вып.5. - С. 62-66.
4. Иванов Е.А. Дифракция электромагнитных волн на двух телах. - Минск: Наука и техника, 1968.
5. Нечаев С.С., Понькин В.А., Сорокин Ю.А.// Радиотехника.-1997.-№6.-С.85-88.
6. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1977.

В. Ю. Кириллов. В. В. Савостьянов.

Московский Государственный авиационный институт

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Abstract. Paper describe and compare methodical schemes verification (calibrate) measuring device of electrical fields.

Различие методов поверки (калибровки) измерителей напряженности электрического поля не должно влиять на результаты измерений. В соответствии с одним из основных правил метрологии, условия поверки (калибровки) измерителя должны соответствовать, (быть адекватными) условиям измерения. При этом, несмотря на, вносимые конструкцией искажения показания должны, в пределах погрешности, соответствовать истинному значению напряженности поля. Основные методические схемы поверки измерителей напряженности электрического поля приведены на рис.1-3. На рис.1 приведена схема поверки с помощью генератора плоскомеридианного поля [1]

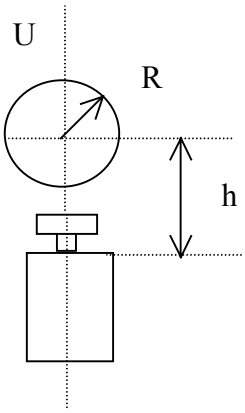


Рис. 1

Напряженность поля:

$$E_0 = K\frac{RU}{h^2}$$

где K – коэффициент, определяемый при метрологической аттестации генератора поля.

На рис.2 приведена схема поверки измерителя с помощью генератора с дисковым полеобразующим электродом.

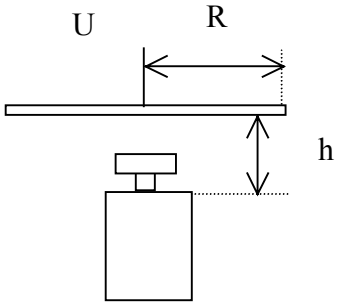


Рис. 2

Напряженность электрического поля

$$E_0 = K\frac{RU}{2\pi}\left(\frac{1}{1+\left(\frac{h}{R}\right)^2}\right).$$

Измеритель поверенный (откалиброванный) с помощью генераторов поля, реализованных по схемам рис.1,2. должен давать адекватные показания в генераторе плоскопараллельного поля рис.3.

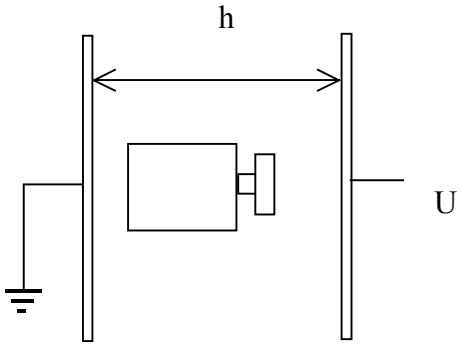


Рис. 3

Показания измерителя должны с паспортной погрешностью совпадать с значением

$$E_0 = K\frac{U}{h}.$$

Измерители, поверяемые по схемам рис.1-3 предназначены для измерения напряженности поля в пространстве рис.4

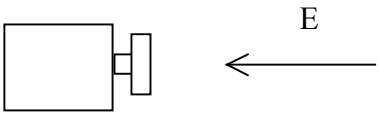


Рис. 4.

В случае если поверка измерителя, ранее поверенного по одной из схем рис.1-3 производится по схеме рис.5,

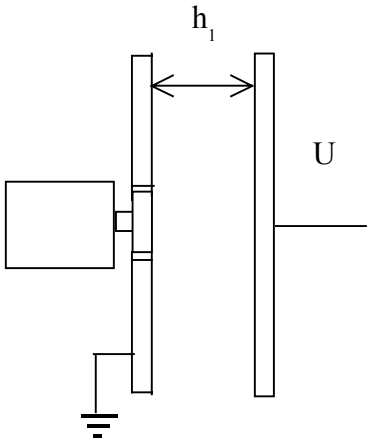


Рис. 5

необходимо учитывать коэффициент соответствия:

$$E_{\text{пр}} = K_{\text{с}} E'_0,$$

где $E'_0 = K\dfrac{U}{h_1}$.

Коэффициент соответствия определяется экспериментально. Его приближенное значение:

$$K_c \approx \frac{E_{\text{и}1}}{E_{\text{и}2}}.$$

где $E_{\text{и}1}$-показания измерителя в генераторе поля рис.1-3; $E_{\text{и}2}$ –показания измерителя в генераторе поля рис.5. Если измерители напряженности поля, калибруются и (или) поверяются по схеме рис.5 то измерения напряженности электрического поля должны проводиться по схеме рис.6

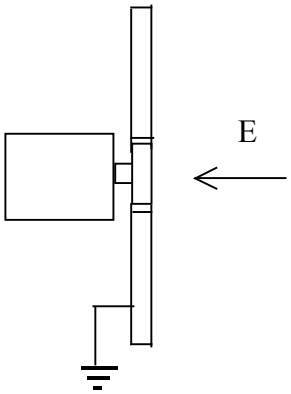


Рис. 6

При этом напряженность поля определяется на основании показаний измерителя, но с учетом коэффициента

Измеритель ИЭЗ-П откалиброванный в соответствии с паспортной методикой [2] по схеме рис.1, при поверке по схеме рис.5 без учета коэффициента согласования, индицирует значение напряженности поля E'_0 с основной погрешностью $\delta \approx -300$ %.

Литература

1 Илюкович А.М. Техника электрометрии. М.:Энергия, 1976 г.
2 Измеритель электростатических зарядов переносной ИЭЗ-П. Паспорт. ЗМЧ.844.002 ПС.

М. В. Костенко

Санкт-Петербургский Государственный Технический Университет, Россия

МЕТОД АСИМПТОТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ И ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Современные ЭВМ позволяют численно решить всевозможные задачи электротехники. Однако, для пояснения физического смысла и развития интуиции у студентов и инженеров, крайне желательно иметь простейшие аппроксимации сложных зависимостей в разнообразных электротехнических задачах. Для этого служит метод асимптотического моделирования путем аппроксимации функции $W_1(z)$ от вещественного или комплексного z или ее интеграла в характерных точках, например при $z_1=0$ и $z_2\to\infty$. Если моделируемая зависимость в этих точках имеет следующие разложения:

$$W_1\big|_{z=0}=\sum_n a_n z^n; W_1\big|_{Z\to\infty}\sim\sum_n b_n z^{-n} \quad (1)$$

то для моделирующей зависимости $W_2(z)$, имеющей разложения

$$W_2\big|_{z=0}=\sum_n c_n\cdot z^n; W_2\big|_{z\to\infty}\sim\sum d_{n\cdot}\cdot z^{-n} \quad (2)$$

необходимо выбрать параметры: $c_1=a_1$; $d_1=b_1$; $c_2\approx a_2$; $d_2\approx b_2$; т. е. совпадающие первые и приближенно равные вторые члены разложений. При этом, очевидно, что в характерных точках обе функции совпадут, и будут иметь приблизительно одинаковые тенденции изменения. Очевидно в промежуточных точках z ($z_1<z<z_2$) они будут различаться. Однако при известном навыке всегда удается выбрать такую $W_2(z)$, чтобы погрешность моделирования не выходила за допустимые пределы с учетом точности и статистического разброса моделируемой зависимости $W_1(z)$:

$$\delta W_2=\frac{W_2(z)-W_1(z)}{|W_1(z)|}<\Delta \quad (3)$$

В случае необходимости можно на основании численного моделирования внести в $W_2(z)$ простейшую корректирующую поправку. Очевидно, что метод не является классическим в том смысле, что погрешность не стремится к нулю ни при каком простейшем уточнении. Успешный выбор $W_2(z)$ зависит от интуиции и даже «счастья» исследователя. Однако практика показывает, что при известном навыке практически всегда удается найти удовлетворительное для практики решение.

1. Моделирование функции нормального распределения

Функция нормированного центрированного нормального распределения имеет вид:

$$W_1(z)=1-\sqrt{\frac{2}{\pi}}\cdot\int_0^z\exp(-\frac{x^2}{2})\cdot dx \quad (4)$$

Ее разложения в точках $z\to 0$, $z\to\infty$ имеют вид

$$W_1(z)\big|_{z\to 0}=1-\sqrt{\frac{2}{\pi}}(z-\frac{z^3}{6}+\frac{z^5}{40}-...);.$$

$$W_1(z)\big|_{z\to\infty}\sim\frac{\exp(-z^2/2)}{z\cdot\sqrt{\pi/2}}\cdot\times \quad (5)$$

$$\times(1-\frac{1}{z^2}+\frac{3}{z^4}-...)$$

В качестве моделирующей, выбираем функцию, имеющую разложения:

$$W_2(z)=\frac{\exp(-z^2/2)}{\sqrt{1+a\cdot z+b\cdot z^2}}; W_2\big|_{z\to 0}=$$

$$=1-\frac{a\cdot z}{2}; \quad (6)$$

$$W_2\big|_{z\to\infty}=\frac{\exp(-z^2/2)}{z\cdot\sqrt{b}}$$

Параметры “a” и “b” на основании численного эксперимента выбираем равными a = 1.387; b = 1.309. Сравнительные расчеты $W_1(z)$ и $W_2(z)$ показали, что максимальная относительная погрешность не превосходит ±1.1% в интервале $0\le z\le 4$. При дальнейшем увеличении z значение $W_1(z)<0.00006$ и ее моделирование не представляет практического интереса, однако анализ показал, что даже при $z\le 200$ она не превосходит 9.6 %.

2. Формулы асимптотического моделирования электромагнитных полей

В работе рассмотрены часто встречающиеся случаи осесимметричных полей и их сочетание с плоскими полями длинных однородных линий.

В электротехнике широко применяют металлические «прямолинейные» проводники «малого» радиуса $r_c << s$, где s - расстояние до ближайших предметов или радиус искривления самого проводника. При этом электромагнитное поле (ЭМ)

$$rotH = \sigma E; rotE = -\mu p H$$

как внутри самого проводника, так и при небольшом удалении от него можно принять симметричным относительно оси Z цилиндрической системы координат Z, R, Ψ, Поэтому ось Z совмещаем с осью проводника. Учитывая условия симметрии, при $V \equiv E$ или $V \equiv H$ (основные обозначения приведены в конце работы)

$$\frac{\partial V}{\partial \psi} \to 0; \frac{\partial V}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z}(V_0 \cdot e^{--\gamma Z}) = -\gamma V; E_\psi = 0$$

После преобразований, в квазистационарном приближении, имеем:

$$rot_r H = -\frac{\partial H_\psi}{\partial z} = \gamma \cdot H_\psi = \sigma \cdot E_r;$$

$$rot_\psi H = \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma \cdot E_\psi = 0;$$

$$rot_z H = \frac{\partial (rH_\psi)}{r \partial zz} - \frac{\partial H_r}{r \partial \psi} = \frac{H_\psi}{r} + \frac{\partial H_\psi}{\partial r} = \sigma E_z;$$

$$rot_r E = \frac{1}{r}\frac{\partial E_z}{\partial \psi} - \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 = -\mu p \cdot H_r;$$

$$rot_\psi E = \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial e_z}{\partial r} = -\gamma E_r - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -\mu p H_\psi;$$

$$rot_z E = \frac{\partial (rE_\psi)}{r \cdot \partial r} - \frac{\partial E_r}{r \cdot \partial \psi} = 0 = -\mu p \cdot H_z;$$

откуда после преобразований имеем:

$$r^2 \cdot \frac{\partial^2 \dot{E}_z}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial r} - \frac{r^2}{h_s^2} \cdot \dot{E}_z = 0; \qquad (7)$$

2.1. Собственный импеданс однородного цилиндрического провода

Удовлетворив граничным условиям на поверхности провода радиуса r, получим после преобразований:

$$I_0\big|_{z\to 0} = 1 + \frac{z^2}{2} + ...; I_0\big|_{z\to\infty} \sim \frac{\exp(z)}{\sqrt{2\pi z}}(1 + \frac{1}{8z} + ...);$$

$$I_1\big|_{z\to 0} = \frac{z}{2} + \frac{z^3}{16} + ...; I_1\big|_{z\to\infty} \sim \frac{\exp(z)}{\sqrt{2\pi z}}(1 - \frac{3}{8z} + ...);$$

Разделив их почленно, имеем

$$\frac{I_0}{I_1}\bigg|_{z\to 0} \approx \frac{2}{z} + \frac{z}{4}; \frac{I_0}{I_1}\bigg|_{z\to\infty} \approx 1 + \frac{1}{2z}; h_s = \sqrt{\frac{\rho}{j\omega\mu}}$$

$$W_1 = \frac{\rho \cdot I_0(z)}{\pi \cdot r \cdot 2 \cdot h_s \cdot I_1(z)}; W_1\big|_{z\to 0} \approx Z_0; W_{1Z\to\infty} = Z_\infty;$$

$$W_2 = \frac{\rho}{\pi \cdot r^2} \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{4 \cdot h_s^2}} = \sqrt{Z_0^2 + Z_\infty^2};.$$

$$Z_0 = \frac{\rho}{\pi \cdot r^2}; Z_\infty = \frac{\rho}{2\pi r h_s}; \delta W_2 \le 6\% \qquad (8)$$

Примечание: Погрешности δW_2 для вещественной, мнимой части и для модуля внутреннего импеданса цилиндрического провода не превосходят 6% при $0 \le \omega \le \infty$, т.е. значительно меньше эмпирических поправок на повивы и пустоты между жилами реальных многожильных проводов.

2.2.Внешний импеданс провода, окруженного однородной землей

$$Z_{ex} = \frac{\rho \cdot W_1(z)}{2\pi r h_s}; W_1(z) = \frac{K_0(z)}{K_1(z)}; z = \frac{r}{h_s} .....(9)$$

$$K_0\big|_{Z\to 0} = \ln\frac{1}{z} + 0.115; K_0\big|_{z\to\infty} \sim \sqrt{\frac{\pi}{2z}} e^{-z}(1 - \frac{1}{8z});$$

$$K_1\big|_{z\to 0} = \frac{1}{z} - \frac{z \ln z}{2}; K_1\big|_{z\to\infty} \sim -\sqrt{\frac{\pi}{2z}} e^{-z}(1 + \frac{3}{8z});$$

$$\frac{K_0}{K_1}\bigg|_{z\to 0} = z \cdot \ln\frac{1}{z} + 0.115z; \frac{K_0}{K_1}\bigg|_{z\to\infty} = 1 - \frac{1}{2z}$$

Моделирующую функцию выбираем вида:

$$W_2(z) = z \cdot \ln(1 + \frac{1}{z});$$

$$W_1\big|_{z\to 0} \approx z \cdot \ln\frac{1}{z}; W_2\big|_{z\to\infty} \approx 1 - \frac{1}{2z};$$

После аналогичных преобразований имеем:

$$Z_2(\frac{r}{h_s}) \approx \frac{\rho}{2\pi h_s^2} \cdot \ln(1 + \frac{h_s}{r}); \delta W_2 \le 3\%$$

т.е. погрешность не превосходит погрешности исходных данных, особенно погрешности удельного сопротивления земли ρ.

2.3. Взаимный импеданс между параллельными линиями над плоской поверхностью земли

$$Z_1 = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \cdot (\ln\frac{b_{12}^2 + (h_1 + h_2)^2}{b_{12}^2 + (h_1 - h_2)^2} + J_{Car}; \quad (10)$$

$$H = (h_1 + h_2) \cdot z / h_s; B = b_{12} \cdot z / h_s;$$

$$Z_2 = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \cdot \ln\frac{b_{12}^2 + (h_1 + h_2 + 2.06 \cdot h_s)^2}{b_{12}^2 + (h_1 - h_2)^2};$$

$$J_{Car} = 2\int_0^\infty \exp H \cdot \cos B \cdot (\sqrt{z^2 + 1} - z) \cdot dz$$

Формула (10) получена в результате асимптотической замены под интегралом Карсона (J_{Car}) $W_1(z)$ на $W_2(z)$:

$$W_1 = \sqrt{z^2 + 1} - z; W_1\big|_{z\to 0} \approx 1 - z;$$

$$W_1\big|_{z\to\infty} \approx \frac{1}{2z}; W_2 = \frac{1}{2z} \cdot (1 - e^{-2z});$$

$$W_2\big|_{z\to 0} \approx 1 - z; W_2\big|_{z\to\infty} \approx \frac{1 - e^{-2z}}{2z}$$

3.Формулы асимптотического моделирования переходных процессов и перенапряжений в электрических сетях.

В подавляющем большинстве практических случаев требуется знать не весь переходный процесс, а только отдельные его характерные точки, например максимальные значения (амплитуды) напряжений в отдельных наиболее напряженных точках эквивалентной схемы сети или амплитуды тока в отдельных характерных элементах этой сети. Поэтому в данной работе мы ограничимся этими максимальными значениями.

3.1.Максимальное значение тока I_{max} разряда емкости C в эквивалентном контуре RLC с постоянными параметрами R, L, и C.

Переходя от операторных изображений к оригиналам, имеем:

При

$$a < b; i(t) = \frac{U_0}{\beta L} \cdot \exp(-\alpha t) \cdot \sin(\beta t);$$

$$\alpha = a; \beta = \sqrt{b^2 - a^2}$$

При

$$a = b; i(t) = \frac{U_0 t}{L \cdot \exp(at)} \quad (11)$$

При

$$a > b ... i(t) = \frac{U_0}{L} \cdot \frac{\exp(-a_2 t) - \exp(-a_1 t)}{a_1 - a_2};$$

$$a_1 = a + \sqrt{a^2 - b^2}; a_2 = a - \sqrt{a^2 - b^2}$$

Для нахождения $I_{\max}$, определяем t_m из производной $i(t)$=0 и после преобразований имеем

$$I = \frac{U_0}{R + Z_w} \cdot F(\lambda); Z_w = \sqrt{\frac{L}{C}}; k = \frac{R}{2Z_w}. (12)$$

$$F(\lambda) = (1 + 2k) \cdot \exp(-\frac{k \cdot arctg\frac{\sqrt{1 - k^2}}{k}}{\sqrt{1 - k^2}})$$

Расчеты показали, что, несмотря на сложный вид функции $F(k)$, она изменяется в узких пределах: при увеличении k от 0 до 1, $F(k)$ плавно нарастает от 1 до 1.103; а при дальнейшем увеличении k от 1 до ∞, $F(k)$ также плавно убывает от 1.103 до 1. Поэтому можно принять среднее значение k≈1.05 и получить первое

наглядное приближение для амплитуды разрядного тока:

$$I_{\max} \approx 1.05 * U_0/(R+Z_w).$$

Эта формула наглядно демонстрирует сравнительную роль активного сопротивления R и характеристического сопротивления $Z_w=\sqrt{L/C}$ в переходном процессе. Ее погрешность не превосходит ±5%. Если пойти на некоторое усложнение расчетной формулы для $F(k)$ и выполнить ее асимптотическое моделирование в трех характерных точках $k_1=0$; $k_2=1$; $k_3\to\infty$, то имеем

$$F(k) \approx 1 + \frac{0.423k}{(1+k^2)}; \delta F \le 0.2\% \text{.....(13)}$$

$$I_{\max} = W_2 = \frac{U_0}{R+Z_w} \cdot (1 + \frac{0.846RZ_w}{(R+2Z_w)^2});$$

3.2. Максимальное перенапряжение U_{Cmax} на емкости С при включении гармонической ЭДС в контур RLC.

При включении ЭДС $F(t) = E_m \cdot \cos(\omega t + \psi)$ в контур RLC и при нулевых начальных условиях $(U_{C0} = 0; i_{L0} = 0)$, напряжение на емкости равно:

$$u_C(t) = U_{Cm} \cdot (\cos(\omega t + \psi_t) - V_t(t, \psi_t))$$

$$V_t = \exp(-\alpha t) \cdot (\cos\psi_t \cdot \cos\beta t +$$

$$+ \frac{\sin\beta t}{\beta} \cdot (\alpha \cdot Cos\psi_t - \omega \cdot \sin\psi_t))$$

$$U_{Cm} = \frac{\beta_0^2 \cdot E_m}{\sqrt{(\beta_0^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha^2\omega^2}}$$

$$\psi_t = \psi - \psi_\delta; \psi_\delta = \frac{R}{1/\omega C - \omega L}$$

Взяв частные производные от $u_C(t,\psi)$ по t и ψ, и определив наиболее неблагоприятные значения t_m и ψ_m, получим максимальные перенапряжения на емкости С в зависимости от номера колебаний "n":

$$\frac{U_{Cvax}(n)}{U_{Cm}} = \sqrt{\begin{array}{l}1 - 2(-1)^n \cdot \exp(n\pi\alpha/\beta). \\ \cos(n\pi\omega/\beta) + \exp(-2n\pi\alpha/\beta)\end{array}} \quad (15)$$

Расчеты показывают, что при $\beta>2\omega$ абсолютный максимум имеет место при первом колебании (n=1) и равен:

$$\frac{U_{C\max,\max}}{U_{Cm}} = \sqrt{\begin{array}{l}1 + 2 \cdot \exp(\pi\alpha/\beta) \cdot \\ \cos(\pi\omega/\beta) + \exp(2\pi\alpha/\beta\end{array}} \quad (16)$$

С уменьшением частоты собственных колебаний контура, при $\omega \le \beta \le 2\omega$, наибольший максимум наступает при все возрастающем номере колебаний n, и асимптотическое моделирование дает следующую приближенную формулу ($\delta W_2 \le 2\%$)

$$U_{C\max,\max}(n) \approx U_{Cm} \cdot \exp\frac{3\alpha}{\beta_0 - \omega} = \\ = U_{Cm} \cdot \exp\frac{3R}{2(Z_w - \omega L)} \quad (17)$$

При $\beta<\omega$;

$$UCmax,max = UCm \quad (18)$$

4. Обозначения

4.1. b_{12} – горизонтальное расстояние между проводами 1 и 2

4.2. h_1, h_2 - высоты проводов над плоской поверхностью земли.

4.3. h_s - глубина проникновения ЭМ поля в проводящую среду

4.4. I_0, I_1 – модифицированные функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядка.

4.5. K_0, K_1 – модифицированные функции Бесселя второго рода нулевого и первого порядка

4.6. U_{Cm} - амплитуда установившегося напряжения на емкости С

4.7. $V_t(t,\psi)$ - переходная составляющая напряжения на емкости (по отношению к U_{Cm})

4.8. W_1 и W_2 зависимости исходная и моделирующая

4.9.z - независимая переменная

4.10. Z_0, Z_∞ - импедансы при частоте $\omega\to0$ или $\omega\to\infty$ соответственно

4.11. $Z_w=\sqrt{L/C}$ - характеристическое сопротивление контура *RLC*

4.12. $\beta=\sqrt{\beta_0^2-\alpha^2}=\sqrt{b^2-a^2}$ – частота колебаний контура *RLC* с учетом потерь

4.13. δW_2 - относительная погрешность моделирования

4.14. ρ- удельное сопротивление среды

4.15. $\psi_\delta = arctg\dfrac{2\alpha\omega}{\beta_0^2-\omega^2}$ - угол потерь контура *RLC.*

Ал-й А. Костроминов, А. М. Костроминов, Ал-р А. Костроминов
Петербургский государственный университет путей сообщения

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ФАЗОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Abstract. Approved on solving of practical task method of investigation of electric stationary process phase states on electric circuit elements with common power supply bu means of two-channel oscillograph, analog video-recorder and computer processing of obtained pictures has been proposed. Advantage of the method is simplicity availability and ease of analytical estimations.

Рассмотрим задачу синхронного наблюдения за стационарными электрическими процессами (в том числе помехами) на множестве элементов. Например, в цепи на рис.1 необходимо исследовать формы и относительные фазы четырех напряжений – $U_{вх}$, U_R, U_C и U_L.

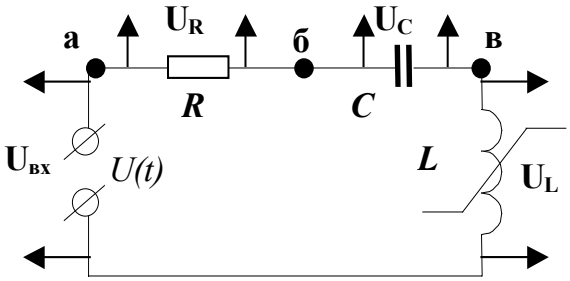


Рис. 1 Схема для наблюдений фаз и форм процессов

Обычно для наблюдения за электрическими процессами используется электроннолучевой осциллограф. Для синхронного отображения изменений напряжений на элементах схемы (см. рис. 1) необходимо, чтобы осциллограф имел 4 независимых канала. В большинстве случаев многоканальные электроннолучевые и цифровые осциллографы имеют входы с объединенной общей точкой, что делает невозможным одновременное наблюдение четырех процессов на приведенной схеме.

Вместе с тем поставленную задачу можно решить с помощью двухканального осциллографа, если с неизменной разверткой производить исследование процессов двумя каналами (А и В) попарно на всех элементах, имеющих общую точку соединения, и запоминая результаты наблюдений на экране осциллографа. Например, для схемы на рис. 1 надо записать напряжение на входе ($U_{вх}$) с помощью канала А и напряжение на сопротивлении R (U_R) с помощью канала В, подключив общий вывод осциллографа в точку (**а**). Затем надо записать напряжение на сопротивлении (U_R) с помощью канала В и напряжение на конденсаторе С (U_C) с помощью канала А, подключив общий вывод осциллографа в точку (**б**). И наконец, записать напряжение на ёмкости С (U_C) с помощью канала В и напряжение на дросселе L (U_L) с помощью канала А, выполнив подключение общего вывода осциллографа в точку (**в**). После этого все записанные парные процессы необходимо наложить друг на друга, совмещая общие процессы. Так, первая и вторая осциллограммы совмещаются по напряжению U_R, а вторая и третья по напряжению U_C. Таким образом, все процессы будут синхронно отображены на одной временной

оси. Чтобы отображение фаз было корректным, надо иметь в виду, что в каждой паре измерений фазы смещены относительно друг друга на 180^0.

Очевидно, что для реализации такого алгоритма необходимо запоминание процессов для последующего анализа.

Удобным в этом плане может быть применение, например, цифрового запоминающего осциллографа серии PCS32(64) производства немецкой фирмы Vellerman или же цифрового запоминающего осциллографа серии TDS 200 фирмы Tektronix. Эти приборы позволяют сохранять в ПЗУ в оцифрованном виде формы напряжений.

Однако указанные приборы обладают рядом недостатков:

– высокой стоимостью (от $300 осциллограф PCS32(64) до $2500 (TDS200));
– чувствительностью к помехам;
– низкой устойчивостью к перенапряжениям по входам;
– узким диапазоном температурных условий эксплуатации.

Электроннолучевые аналоговые осциллографы лишены этих недостатков, но они не имеют возможности записи отображаемых процессов.

Для возможности запоминания данных, получаемых аналоговым осциллографом, предлагается видеозапись изображения, формируемого на экране электронно-лучевой трубки, с дальнейшим компьютерным нелинейным видеомонтажом. Запись может осуществляться помощью любой бытовой видеокамеры, имеющей низкочастотный видеовыход. Производить запись желательно при включенном внешнем свете, чтобы была видна сетка экрана, либо при включенной подсветке сетки.

После записи исследуемых процессов на камеру видеоизображение вводится в компьютер посредством любого доступного средства видеоввода: видеокарта с видеовходом (VIVO); TV-tuner с низкочастотным видеовходом (AverPhone, AverMedia, FlyVideo 98 EZ) или видеобластер. При видео-вводе надо иметь в виду, что 1 минуты оцифрованного видео в стандартном разрешении 384x288 в AVI-формате составляет около 300Mb. При дальнейшем использовании полученного видео-потока рекомендуется перейти к формату MPEG-2 (VideoCD), поскольку размер 1 минуты оцифрованного видео в этом формате составляет около 10-15Mb. Конвертация форматов, как и дальнейшая обработка видеопотока, может выполняться посредством специализированных программных пакетов для нелинейного видеомонтажа. Такими пакетами являются, например, Adobe Premiere 5.5, Ulead VideoStudeo v5.0, Sonic Foundry Vegas Video v2.0.

В качестве примера выбран пакет Sonic Foundry Vegas Video v2.0. Этот программный продукт обладает удобным интерфейсом и большим диапазоном возможностей по работе с видеопотоками и предоставляет возможность растягивания видеоизображения по кадрам (рис.2).

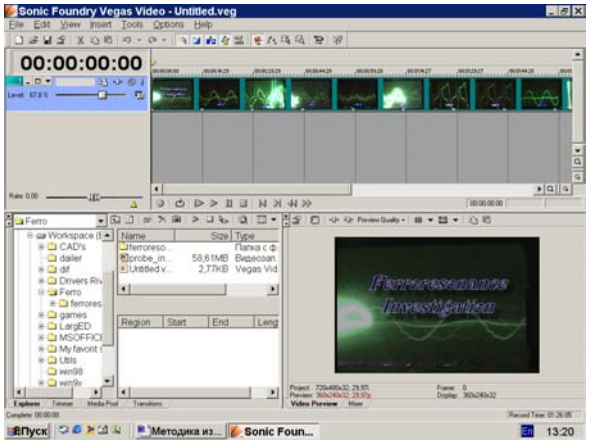


Рис. 2 Интерфейс Sonic Foundry Vegas Video v2.0

Если исследуемые процессы являются периодическими, то для совмещения необязательно накладывать видеоданные, а достаточно из всего потока выбрать только те кадры, которые отображают процессы на периоде для трех точек измерения. Тогдадальнейшее редактирование и наложение осциллограмм может производиться, например, в Adobe PhotoShop.

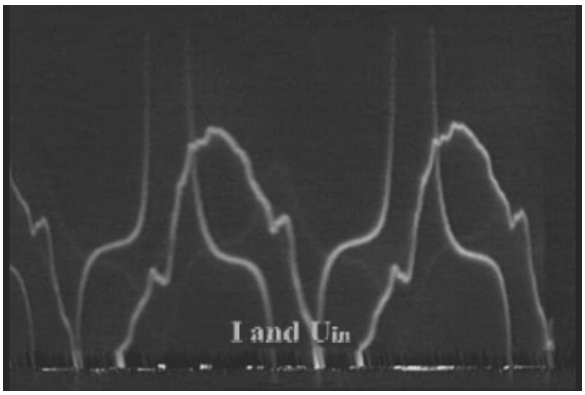


Рис. 3 Напряжение U_R и напряжение U_{BX}

Например, для схемы рис.1 формы для двух точек измерения – **(а)** и **(б)** выглядят, как показано на рис. 3 и рис. 4. Результат совмещения показан на рис. 5.

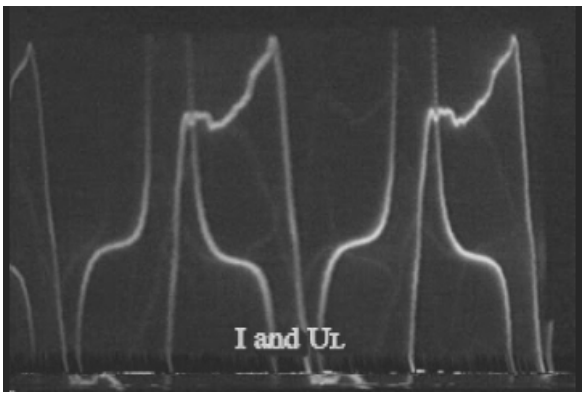


Рис. 4 Напряжение U_L и напряжение U_R

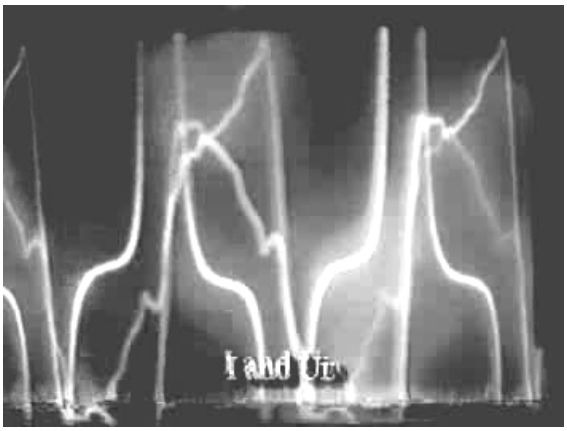


Рис. 5. Результат совмещения

В том случае, если процесс не является периодическим, или же необходимо отследить динамику процессов при плавном изменении какого-нибудь параметра цепи, то пакет Sonic Foundry Vegas Video v2.0 позволяет наложить несколько видеопотоков друг на друга для получения единой картины процесса.

Достоинством предложенного метода является его простота и доступность, а также удобство проведения аналитических оценок.

Ю. Б. Котов[1] , Т. А. Семенова[2], В. Ф. Федоров[2]

[1]Институт прикладной математики им. Келдыша РАН, 125047, Москва, Миусская пл.,4

[2]Московский государственный инженерно-физический институт (технический университет), 115409, Москва, Каширское ш., 31

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ВОЗДУШНОЙ ПЛАЗМЫ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО МОНИТОРИНГА

Abstract. Numerical model of air plasma electrophysical parameters calculation is created for microwave atmosphere monitoring. The package is oriented to fast qualitative research in a dialogue mode of the plasma characteristics in a wide interval of parameters values. The programs permit to solve transfer equation for microwave radiation, to calculate plasma particles concentration, its conductivity, microwave radiation absorption factors, plasma optical thickness along observation line and plasma body brightness temperature. It enables to diagnose a plasma by a microwave method, to find out and to classify sources of ionizing radiation.

Необходимость микроволнового мониторинга атмосферы привела к разработке высокочувствительных компактных импульсных радиометров. При временах накопления от 0,1 до 10^3 мкс удается регистрировать импульсное излучение (с антенной температурой от десятков кельвин до мегакельвин) от разнообразных

источников [1–5], которыми могут быть всплески космического гамма и рентгеновского излучения, взрывы, лазерный пробой в воздухе, вспышки молний и т.д.

Рассмотрим луч зрения радиометра (Ra) (рис.1). Источник S ионизирующих излучений находится на высоте H над поверхностью Земли. Радиометр расположен на, если луч зрения проходит выше горизонтали ($-\pi/2 \le \theta \le \pi/2$). Параметры плазмы рассчитываются в произвольной точке луча A на расстоянии r от источника.

При рассеянии в атмосфере γ-квантов возникают комптоновские электроны, движущиеся преимущественно в радиальных направлениях от источника. Кроме быстрых электронов в воздухе образуются и тяжелые заряженные частицы (ионы, протоны, альфа-частицы и др.). При замедлении и поглощении быстрых электронов и тяжелых заряженных частиц возникают вторичные тепловые электроны и ионы. На 1 МэВ энергии образуется приблизительно $3 \cdot 10^4$ пар заряженных частиц. Тормозное микроволновое излучение генерируется при столкновении заряженных частиц с нейтральными и частично ионизированными атомами.

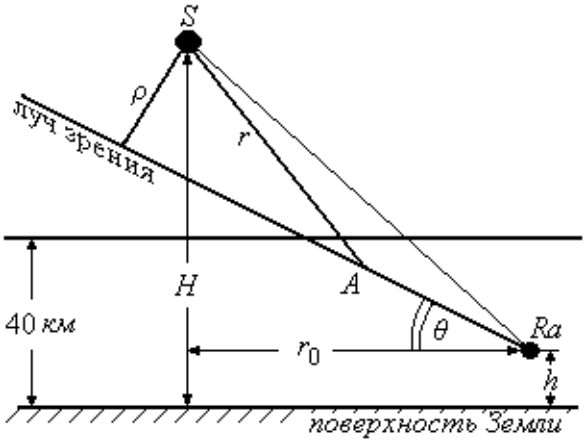


Рис. 1. Геометрия задачи

Гамма-кванты с энергией порядка 1 МэВ от высотных и космических источников (H > 40 км) рассеиваются в атмосфере в слое, находящемся на высотах 20–40 км. В слое образуется область частичной ионизации со степенью ионизации $\alpha << 1$. Локализация источника на высотах H < 40 км сопровождается созданием области повышенной ионизации ($\alpha \ge 1$) вблизи источника и области частичной ионизации ($\alpha << 1$) на более удаленных расстояниях.

Задача расчета – определение яркостной температуры воздушной плазмы в микроволновом диапазоне и установление связи между яркостной температурой и характеристиками источника для интервала времени, когда можно пренебречь изменениями параметров плазмы за время распространения излучения. Яркостная температура $T_{я1}$ определяется из решения уравнения переноса [1,6]. Если луч пересекает только область частичной ионизации, то

$$T_{я1} = \int_0^{\tau_0(t)} T_r s \exp(-\tau) d\tau, \qquad (1)$$

где T_r – радиационная температура, s – отношение плотности воздуха на высоте расчетной точки к плотности на уровне моря, τ – оптическая толщина ($d\tau = a_\omega dx$), x – координата вдоль луча зрения, τ_0 – полная оптическая толщина плазмы вдоль луча, $a_\omega(x,t)$ – коэффициент поглощения среды на частоте ω. Полная оптическая толщина

$$\tau_0 = \int_{r_1}^{r_2} \frac{a_\omega(r,t)dr}{\left(1-\rho^2/r^2\right)^{1/2}}. \qquad (2)$$

Здесь ρ – прицельный параметр (рис. 1), r_1 и r_2 – координаты границ плазмы на луче зрения. Если луч проходит через область повышенной ионизации, то яркостная температура имеет вид

$$T_я(t) = T_f \exp\left[-\tau_0(t)\right] + T_{я1}, \qquad (3)$$

где T_f – радиационная температура области повышенной ионизации.

Из (1)–(3) следует, что для решения задачи необходимо определить зависимость коэффициента поглощения от координаты и времени, вычислить оптическую толщину (2) и затем яркостную темпера-

туру (1) или (3). Пакет программ ориентирован в первую очередь на быстрое качественное исследование в диалоговом режиме характеристик плазмы в широком диапазоне изменения параметров задачи. При разумно ограниченных требованиях к точности предпочтение отдано скорее быстроте анализа, чем максимальной точности алгоритмов.

Входными параметрами пакета являются (рис.1): 1) энергия источника, 2) высота H источника, 3) высота h приемника, 4) характерная длина волны микроволнового диапазона, 5) угол θ, а также величины, характеризующие режим счета.

Результатами расчета являются зависящие от времени: 1) пространственное распределение концентраций частиц плазмы (электронов; группы ионов O^+, O_2^+, N^+, N_2^+; ионов NO^+; ионов O_2^-, O^-, O_3^-; нейтральных молекул NO); 2) электронная проводимость плазмы; 3) коэффициент поглощения микроволнового излучения; 4) полная оптическая толщина плазмы; 5) яркостная температура.

Пакет состоит из программы приема параметров задачи и четырех программ, реализующих основные этапы расчета. В качестве самостоятельной части в него входит программа графической визуализации результатов [7]. Вызовы всех программ пакета производятся из главного меню, управляющего работой всей программы, и из отдельных меню, каждое из которых решает специфические задачи моделирования.

Полное решение задачи содержит расчет и формирование выходных файлов всех параметров плазмы. Выходной файл предыдущего шага задания служит входным файлом последующего. Возможно выполнение каждого шага как независимого с использованием ранее заготовленных входных файлов.

На первом этапе методом Рунге-Кутта интегрируется система кинетических уравнений. Функция источника в уравнениях зависит от координат, времени и типа источника. Для ядерного взрыва, например, функция источника есть сумма функций вида $\frac{e^{-t/T}}{T}\frac{e^{-r/\lambda}}{r^2\lambda}$ [8]. Здесь T – постоянная времени соответствующего типа ионизирующего излучения (первичного, вторичного, захватного и др.), λ – длина свободного пробега излучения. Основное назначение этапа – расчет поля концентрации электронов $n_e(r,t)$ и остальных частиц, поля локальных коэффициентов поглощения и электропроводности плазмы. Электронная проводимость плазмы на частоте ω

$$\sigma = 2{,}82\cdot 10^{-4}\,\frac{n_e\nu_e}{\omega^2+\nu_e^{\,2}} \quad (\text{Ом}^{-1}\text{см}^{-1}).$$

Эффективная частота ν_e столкновений электронов с нейтральными частицами имеет вид

$$\nu_e = 1{,}7\cdot 10^{11}\, s\sqrt{T/300} \quad (\text{с}^{-1}),$$

где T – температура воздуха на высоте расчетной точки, s определено в формуле (1).

Коэффициент поглощения зависит от проводимости:

$$a_\omega = \frac{4\pi\sigma}{c} = 0{,}106\, n_e\,\frac{\nu_e}{\omega^2+\nu_e^{\,2}} \quad (\text{см}^{-1}),$$

где c – скорость света.

Все расчетные величины определяются как функции времени для фиксированного набора значений расстояния r. Используется стандартное распределение [9] температуры и плотности атмосферы по высоте.

Программа второго этапа аппроксимирует двумерную зависимость коэффициента поглощения $a(r,t)$ от времени и расстояния по серии графиков зависимости a от времени при фиксированных r. Ввиду принципиальной важности корректной аппроксимации коэффициентов поглощения в меню второго этапа предусмотрен режим графического контроля качества аппроксимации на каждом шаге этого этапа.

Третий этап содержит расчет оптической плотности плазмы (для набора фиксированных моментов времени) интегрированием коэффициентов поглощения вдоль луча наблюдения и использует аппроксимацию из предыдущего этапа.

Четвертый этап предназначен для вычисления яркостной температуры плазмы. На каждом этапе возможен вывод на экран и печать графиков. Программы написаны на языке С и предназначены для работы в среде DOS.

Приведем примеры расчета. Например, взрыв “Teak” [10] с энергией $4{\cdot}10^{15}$ Дж произведен на высоте около 70 км. На рис.2 дана зависимость десятичного логарифма коэффициента поглощения от времени для радиометра, расположенного в эпицентре взрыва (θ = 88^0). Параметром является расстояние от источника до расчетной точки. Кривая 1 описывает временную зависимость коэффициента поглощения на высоте 39 км, кривая 5 – на высоте 24 км, кривая 7 – на высоте 10 км. Время отсчитывается от момента взрыва. Максимум концентрации электронов и коэффициента поглощения достигается на высоте примерно 25 км. Резкий скачок концентрации обусловлен приходом первичного гамма-излучения в расчетную точку. Последующие медленные изменения концентрации обусловлены механизмами вторичного гамма-излучения и К-захвата.

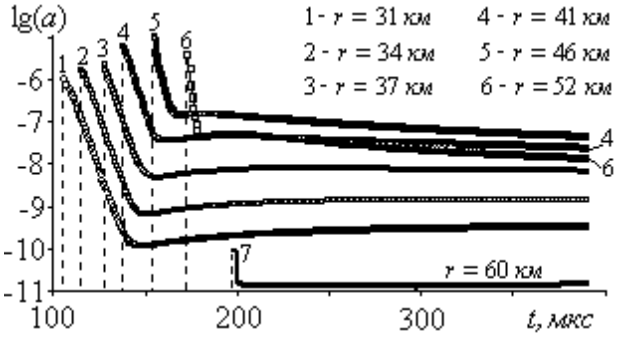


Рис. 2. Зависимость коэффициента поглощения от времени

На рис. 3 приведена аналогичная зависимость для источника, находящегося на высоте H = 1 км, и регистратора, расположенного над источником (θ = -90^0). Кривая рассчитана для r = 200 м. Энергия источника 10,5 ТДж. Точками изображены результаты расчета. Сплошная линия – результат аппроксимации. Выпавшие из общей закономерности точки (связанные с возникавшей иногда неустойчивостью схемы интегрирования дифференциальных уравнений) игнорируются программой-аппроксиматором.

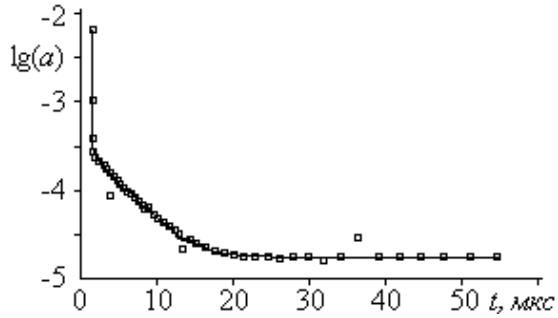


Рис. 3. Пример аппроксимации коэффициента поглощения

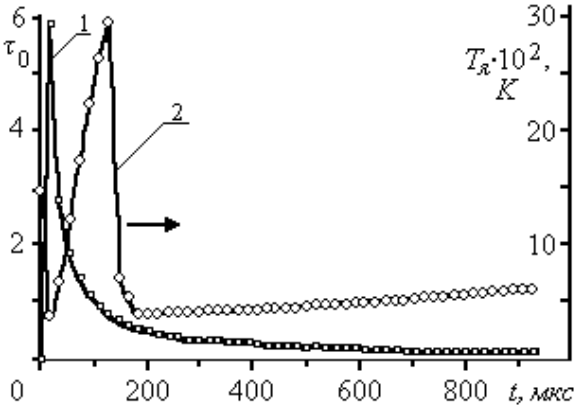


Рис. 4. Зависимость оптической толщины (1) и яркостной температуры (2) от времени

Для источника с энергией 84 ТДж, локализованного на высоте 30 км, и регистратора, расположенного в эпицентре на поверхности Земли, на рис.4 даны зависимости от времени оптической толщины плазмы (кривая 1) вдоль вертикального луча зрения и яркостной температуры (кривая 2).

Температура рассчитана по формуле (3). До момента $t \approx 100$ мкс плазма ведет себя как оптически толстое тело ($\tau_0 > 1$), а позже становится оптически тонкой. В соответствии с работой [6] яркостная температура области повышенной ионизации немонотонно зависит от времени: сначала

снижается до некоторого минимума в области t ≈10 мкс, а затем снова возрастает и имеет острый пик при t ≈ 120 мкс. Максимальное значение яркостной температуры равно 3 кК. Когда плазма становится оптически тонкой и интенсивно излучает, происходит быстрое ее остывание и температура опускается приблизительно до 500 К. Но и эта температура превышает порог чувствительности современных микроволновых радиометров.

Литература

1. Федоров В.Ф. Микроволновое излучение воздушной плазмы, образованной источником длиннопробежного излучения.-М.: Препринт МИФИ, 038-90, 1990.-20 с.
2. Горбачев Л.П., Соколов В.Б., Федоров В.Ф. и др. Исследование импульсных источников микроволновых излучений радиометрическим методом.-М.: Препринт МИФИ, 014-93, 1993.-16 с.
3. Горбачев Л.П., Соколов В.Б., Федоров В.Ф. и др. О микроволновом излучении в процессах электрического взрыва проводников // ПМТФ.-1.-1995.-С.3-5.
4. Федоров В.Ф., Соколов В.Б. Микроволновое излучение высотных взрывов.-М.: Препринт МИФИ, 004-96, 1996.-28 с.
5. Вовченко В.И., Федоров В.Ф., Фролов Ю. А. и др. О возможности диагностики лазерной плазмы по регистрации микроволнового излучения // Матер. конф. по физике низкотемпературной плазмы ФНТП-98. Петрозаводск. 1998.-Ч.1.- С.45-47.
6. Зельдович Я.Б., Райзер Ю.П. Физика ударных волн и высокотемпературных гидродинамических явлений. М.: Наука,1966.-686 с.
7. Филипович Б.И., Котов Ю.Б. Программа графической поддержки исследовательских работ (GRFM). Препринт.-М.: Институт проблем управления. - 1997.-28 с.
8. EMP Interaction: Principles, technices and reference data. A handbook of technology from EMP interaction notes./ Ed. by K.S.H. Lee. - Rev. print, Washington et al. Hemi-sphere corp. 1986. - 744 p.
9. Атмосфера стандартная. Параметры. ГОСТ 4401-81.-М.: Изд. стандартов.- 1981. - 179 с.
10. Obayashi T. Upper atmospheric disturban-cies due to high altitude nuclear explosions // Planet. Space Sci. V.10.-1963. -P. 47-63.

С. В. Красильников

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

ФИЛЬТР СВЧ ДИАПАЗОНА С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ

Abstract: This paper presents a new type of planar dielectric resonator (PDR). The structure is composed of a partially metallized dielectric substrate enclosed in a parallelepipedic cavity. This topology allows a high integration in a planar environment type. This structure, easily manufactured, is suitable for high frequencies filtering and power application. A possibility to shift resonant frequency of PDR was described and a tunable UHF filter based on that resonator was investigated and results are given.

1. Введение

Для повышения электромагнитной совместимости различных систем СВЧ диапазона, (например LMDS) в них активно используются узкополосные фильтры сверхвысоких частот. Наиболее подходящими устройствами для проектирования таких фильтров являются диэлектрические резонаторы (ДР). Большие значения добротности, малый объем, и другие характеристики позволяют получить легко интегрируемые фильтры с узкими полосами пропускания. В данной статье описывается новый тип диэлектрических резонаторов, так называемый планарный диэлектрический резонатор (ПДР) и перестраиваемый фильтр на его основе.

2. Характеристики резонатора

Резонансная структура выполнена на металлизированной диэлектрической подложке, заключённой в металлический кожух (рис.1). С обеих сторон подложки (по

центру) в металлизации вытравлены круглые отверстия одинакового диаметра. Участок без металлизации играет роль резонатора. Основной модой такого резонатора является первая гибридная мода, называемая также HEM1. Используя для анализа резонатора метод конечных элементов (FEM), были исследованы зависимости резонансной частоты и собственной добротности от геометрических размеров и материалов, из которых состоит структура.

Основными достоинствами данного типа резонаторов являются малые размеры, легкость в изготовлении и высокие электрические параметры. Простота изготовления и планарное исполнение основного элемента резонатора (металлизированной подложки) позволяет легко интегрировать его с существующими цепями (микрополосковыми, коаксиальными и другими).

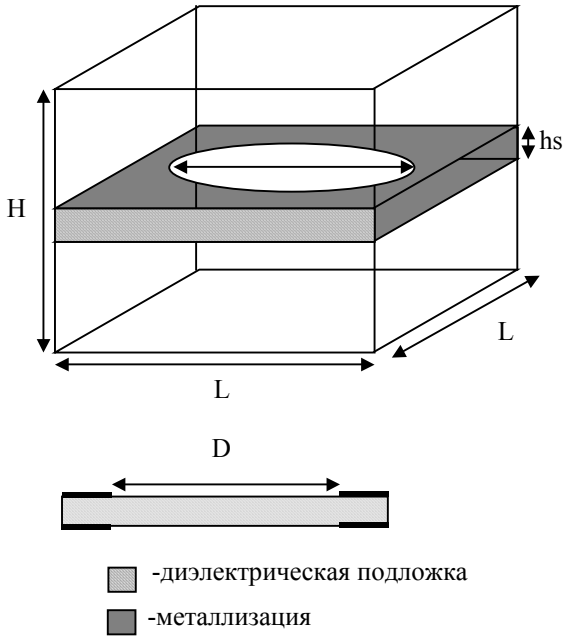


Рисунок 1. Конструкция резонатора

Экспериментальные данные показывают, что резонатор имеет собственную добротность Q_u порядка 15000 на частоте 20 ГГц.

В ходе исследований изучалась возможность изменения резонансной частоты ПДР при сохранении добротности. Для перестройки резонансной частоты было решено использовать полуволновые кольца, расположенные на подложке, по центру круглых отверстий без металлизации. В разрыв кольца устанавливается варактор (рис.2), при подаче напряжения на который изменяется электрическая длина кольца. Кольца изменяют структуру поля диэлектрического резонатора, что приводит к изменению резонансной частоты.

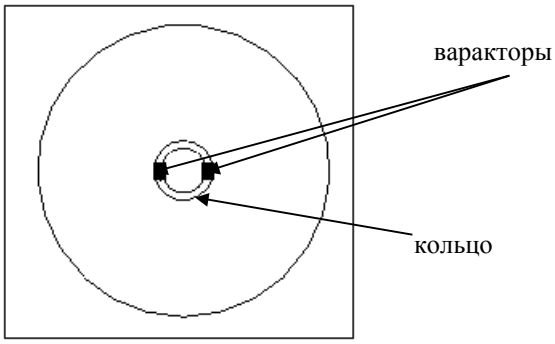


Рисунок 2 : Конструкция элемента перестройки (вид сверху).

3. Конструкция фильтра

На основе диэлектрических резонаторов, описанных выше, был спроектирован фильтр второго порядка со следующими характеристиками: центральная частота 18,2 ГГц, полоса 800 МГц по уровню 3 дБ, потери на отражение ~15 дБ, перестройка +/-500 МГц.

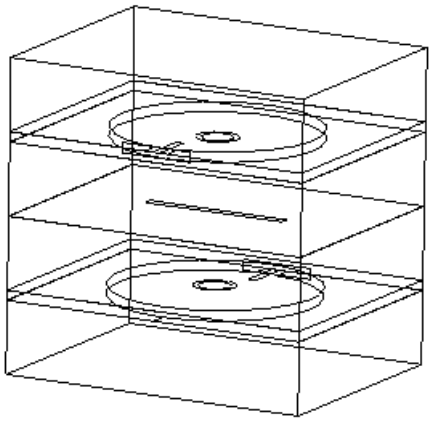


Рисунок 3. Конструкция фильтра

Фильтр состоит из двух идентичных резонаторов связанных через щель в металлической стенке. Размеры щели выбираются исходя из желаемого коэффициента связи между резонаторами.

Входными и выходными портами фильтра являются копланарные линии, нанесённые с одной стороны подложки (рис.4). Длина подводящей линии (X) определяет входную и выходную связи и, соответственно, внешние добротности фильтра.

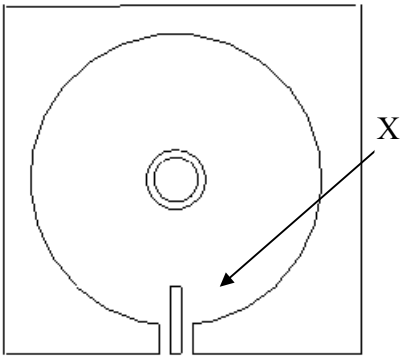


Рисунок 4. Подводящая линия

Характеристики фильтра были получены с использованием пакета электромагнитного моделирования Ansoft HFSS 7.0, использующего для получения результатов метод конечных элементов (FEM). При изменении длины перестраивающих колец было получено смещение резонансной частоты на +/- 500 МГц при относительно постоянной полосе фильтра (рис.5).

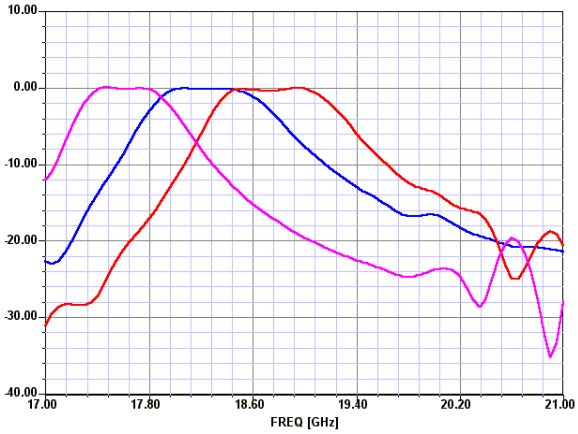


Рисунок 5. Зависимость S_{12} от частоты

4. Заключение

В ходе проведённых численных экспериментов был исследован новый перспективный тип планарных диэлектрических резонаторов (ПДР). Высокие технические характеристики, малые объём и масса, а также простота интегрирования с существующими СВЧ цепями, делают возможным их использование в самых разнообразных отраслях высокочастотной техники.

В дальнейшем предполагается провести ряд теоретических и численных экспериментов с целью повышения нагруженной добротности (сужения полосы) фильтров на ПДР и увеличения диапазона перестройки.

Литература

1. H. Blondeaux, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, A. Carlier, Y.Cailloce, E. Rogeaux, “Radiant microwave filter for telecommunications using high Q dielectric resonator” // 30th European Microwave Conference – Paris 2000.

2. М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов и др., “Диэлектрические резонаторы”. М: Радио и связь, 1989.-328с.

А. Ю. Матрончик
Московский инженерно-физический институт (технический университет)

О ГЕНЕРАЦИИ В ГИРОТРОПНОМ СЛОЕ ИОНОСФЕРЫ ГЕОМАГНИТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ В ПЕРИОД ПОДГОТОВКИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ И ПРОВЕДЕНИЯ ПОДЗЕМНЫХ ВЗРЫВОВ

Abstract. A mechanism is proposed for the generation of geomagnetic perturbations by an atmospheric electrical dipole from contact explosions and earthquake precursors. The gyrotropic E-layer of the ionosphere plays a determining role in the generation of geomagnetic perturbations at long epicentral distances. The amplitude-frequency parameters of a geomagnetic signal are estimated.

В последнее время широко обсуждаются атмосферные электромагнитные явления, предшествующие сильным землетрясениям [1-5] и сопровождающие подземные взрывы [6-8]. К таким явлениям относятся, в частности, экспериментально зарегистрированные временные вариации напряженности атмосферного электрического поля [3, 4, 6] и геомагнитные пульсации[1, 4] в частотном диапазоне 10^{-3}–1 Гц. Механизм образования аномальных изменений атмосферного электрического поля (напряженностью до 10^3 В/м) обычно связывают с крупномасштабным разделением зарядов в земной коре [2, 4], с увеличением содержания радона в приземной атмосфере [3, 5], с процессами разделения электрических зарядов за счет электризации частиц грунта при интенсивной деформации и разрушении под действием волн сжатия расширяющихся продуктов взрыва [6]. Наряду с аномалиями в атмосферном электрическом поле во время подготовки землетрясений в эпицентральной зоне существуют геомагнитные пульсации с амплитудой порядка 10 нТл. Цель данной работы состоит в обосновании возможного механизма генерации геомагнитных пульсаций и в расчете их параметров на больших расстояниях от эпицентра землетрясений и подземных взрывов.

В период подготовки землетрясений в приземной атмосфере эпицентральной зоны наблюдаются временные вариации напряженности вертикального электрического поля E(t). На расстояниях, не превышающих радиуса области подготовки землетрясения R~exp(M), км (M - магнитуда), амплитуда вариаций достигает 10^3 В/м на характерных временах от 1 с до 10^3 с [2, 3]. Возникновение этих вариаций связано с различными процессами разделения зарядов, протекающих вблизи поверхности Земли. Разделение электрических зарядов приводит к образованию наземного вертикального электрического диполя, имеющего определенные горизонтальный R и вертикальный d размеры. Подобный электрический диполь с меньшими размерами может образоваться и при проведении подземных взрывов на выброс [7], причем амплитуда вертикального электрического поля в воздухе на временах меньших 600 с достигает 2 кВ/м [6]. Таким образом при подготовке землетрясений и проведении подземных взрывов образуется наземный вертикальный электрический диполь.

Далее воспользуемся хорошо известным механизмом генерации геомагнитных пульсаций атмосферным электрическим диполем [9, 10]. Электрическое поле вертикального диполя возбуждает в E-слое ионосферы сложную токовую систему с эффективным магнитным дипольным моментом M_z. Эта система токов вследствие диффузии будет распространяться вдоль E-слоя на большие расстояния и генерировать магнитные пульсации на поверхности Земли. Согласно [9] амплитуда го-

ризонтальной компоненты магнитного поля в точке наблюдения равна

$$B_\rho = \frac{10}{\pi^2}\frac{M_z\tau}{\sigma_3\rho^5}, \qquad (1)$$

а характерный период пульсаций

$$T = \frac{\mu_0\sigma_3}{4}\rho^2, \qquad (2)$$

где $\tau<T$ - время существования наземного электрического диполя, $\sigma_3 = \sigma_2^2/\sigma_1 + \sigma_1$ - проводимость Каулинга ионосферной плазмы, σ_2 - проводимость Холла, σ_1 - проводимость Педерсена, $\rho>>R$ - расстояние от эпицентра события вдоль поверхности Земли.

Амплитуда вертикальной компоненты магнитного поля имеет такой же порядок величины. Характерный период геомагнитных пульсаций в дневных условиях равен $T\approx50$ мин.

Для оценки амплитуды геомагнитных пульсаций рассмотрим два случая. В первом случае горизонтальные размеры наземного диполя много меньше высоты Е-слоя $R<<z = 100$ км. Это условие справедливо для подземных взрывов и землетрясений с магнитудой $M<3$. Тогда наземный диполь можно считать точечным и для магнитного момента имеем оценку [9]:

$$M_z = \frac{\pi}{2}dhR^2\sigma_2 E,$$

причем h - толщина Е-слоя, Е - амплитуда вертикального электрического поля на поверхности Земли.

Подставляя M_z в (1) получим оценку для взрыва с энергией 150 кт: $B_\rho\approx0{,}01$ нТл [8] в условиях, когда $\sigma_2 = 4\cdot10^{-4}$ См/м, $\sigma_3 = 10^{-3}$ См/м, $\rho = 1000$ км. Эта оценка справедлива для контактного взрыва или подземного с радиоактивными выбросами в атмосферу.

Во втором случае горизонтальные размеры наземного электрического диполя имеют величину соизмеримую с высотой Е-слоя $R\sim z$, что имеет место для сильных землетрясений с магнитудой $M>4{,}5$. Для протяженного диполя магнитный момент примет вид [10]:

$$M_z = \frac{\pi}{3}dhzR\sigma_2 E.$$

Подставляя M_z в (1) получим для землетрясения с параметрами $E = 500$ В/м, $\tau = 1000$ с, $R = 100$ км, $d = 10$ м [3] оценку $B_\rho \approx 0{,}2$ нТл.

Оценка с помощью формулы (2) характерного периода геомагнитных пульсаций на поверхности Земли предсказывает на расстоянии $\rho\approx1000$ км от эпицентра области подготовки землетрясения или подземного взрыва существование пульсаций с периодом около 1 часа. С учетом того, что в эпицентре события существуют пульсации с периодом порядка 1 с [1] и 1 мин [2], частоты геомагнитных пульсаций на эпицентральных расстояниях до 1000 км заключены в пределах от 10^{-3} до 1 Гц.

Регистрация на больших расстояниях (порядка 1000 км) геомагнитных пульсаций от подземных взрывов и в период подготовки слабых землетрясений ($M<3$) будет затруднена из-за малости амплитуды пульсаций (около 0,01 нТл). В период подготовки более сильных землетрясений ($M>4{,}5$) амплитуда геомагнитных пульсаций может достигать значений больших 0,1 нТл, что достаточно для уверенной регистрации. Подобный геомагнитный сигнал можно использовать в качестве краткосрочного (за несколько часов) предвестника сильных землетрясений.

Литература

1. Шарадзе З.С., Джапаридзе Г.А., Жвания З.К. и др. Возмущения в ионосфере и геомагнитном поле, связанные со спитакским землетрясением // Физика Земли. 1991. №11. С. 106-116.

2. Колоколов Л.Е., Липеровская Е.В., Липеровский В.А. и др. Резкие расплывания спородическич слоев Е среднеширотной ионосферы в периоды подготовки землетрясений // Физика Земли. 1992. №7. С. 101-109.

3. Руленко О.П., Иванов А.В., Шумейко А.В. Краткосрочный атмосферно-электрический предвестник камчатского землетрясения 6 III 1992, M=6,1 // Доклады Академии наук. 1992. Т. 326. №6. С.980-982.

4.Руленко О.П., Дружин Г.И., Вершинин Е.Ф. Измерения атмосферного электрического поля и естественного электромагнитного излучения перед камчатским землетрясением 13.11.93 г., M=7.0 // Доклады Академии наук. 1996. Т. 348. №6. С. 814-816.

5. Сорокин В.М., Ященко А.К. Возмущение проводимости и электрического поля в слое земля-ионосфера над очагом готовящегося землетрясения // Геомагнетизм и аэрономия. 1999. Т. 39. №2. С. 100-106.

6. Адушкин В.В., Соловьев С.П. Возмущения электрического поля атмосферы в ближней зоне подземного взрыва // Физика Земли. 1989. №3. С. 51-59.

7. Адушкин В.В., Соловьев С.П., Сурков В.В. Электрическое поле, возникающее при взрыве на выброс // Физика горения и взрыва. 1990. Т. 26. №4. С. 117-121.

8. Горбачев Л.П., Матрончик А.Ю. О радиационном механизме генерации геомагнитных сигналов от подземных и контактных взрывов // Прикладная механика и техническая физика. 1998. Т. 39. №6. С. 21-26.

9. Горбачев Л.П., Семенова Т.А., Федоров В.Ф. О геомагнитных возмущениях, возбуждаемых воздействием электрического диполя на ионосферу // Известия вузов. Радиофизика. 1990. Т. 33. №3. С. 378-381.

10. Горбачев Л.П., Матрончик А.Ю. Короткопериодные геомагнитные пульсации от всплесков космического гамма-излучения // Геомагнетизм и аэрономия. 1993. Т. 33. №6. С. 75-82.

А. Ю. Матрончик

Московский инженерно-физический институт (технический университет)

О ВЛИЯНИИ СЛАБЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА СОСТОЯНИЕ НУКЛЕОИДА В ЖИВЫХ КЛЕТКАХ

Abstract. The physical model was developed on the basis of experimental results to describe effects of weak static and alternating magnetic fields on living cells. In this model the high frequency oscillations of a charged nucleoid and the ion dynamics within a protein are considered with a classical and quantum mechanical treatment

Последние тридцать лет широко исследуются биологические эффекты слабых постоянных и низкочастотных магнитных полей. Несмотря на огромное количество экспериментального материала, приемлемая теоретическая модель этого воздействия до сих пор не создана. В данной работе рассматриваются два физические модели, предложенные недавно для описания наблюдаемых биологических эффектов.

В [1-3] рассматривается влияние постоянных и переменных магнитных полей на высокочастотные колебания заряженного нуклеоида в живой клетке. Учитывая взаимодействие хромосомной ДНК с белками и ионами и пренебрегая энергией связи нуклеоида с мембраной и протоплазмой, описываем нуклеоид как пространственный осциллятор с переменным удельным зарядом. Из решения уравнений колебаний заряженного пространственного осциллятора в постоянном и переменном магнитных полях следует, что действие магнитных полей приводит к фазовой модуляции высокочастотных колебаний нуклеоида, то есть к медленному по сравнению с периодом собственных колебаний нуклеоида изменению фазы колебаний. При этом максимальный биологический эффект при переносе клеток из постоянного геомагнитного поля в переменное магнитное поле будет наблюдаться в том случае, если колебания нуклеоида будут осуществляться в противофазе с собственными колебаниями в геомагнитном поле. Данная классическая модель объясняет результаты, полученные ранее при исследовании действия низкочастотных магнитных полей на клетки E. Coli.

В [4-5] предлагается квантовомеханическая модель связывания иона внутри

белка в слабом низкочастотном магнитном поле. Решается уравнение Шредингера для иона в сферически-симметричном потенциале в одномерном переменном магнитном поле. При этом найденная вероятность нахождения иона при некотором значении азимутального угла нелинейным образом связывается с вероятностью биохимической реакции диссоциации комплекса ион-белок. Полученный эффект не вызывает квантовых переходов, а является интерференцией долгоживущих квантовых состояний иона внутри белковой капсулы. Расчетные данные находятся в удовлетворительном согласии с экспериментальными результатами [1-2]. Это говорит о возможности биомагнитного механизма, в котором белок нелинейно реагирует на сгущение волновой функции иона.

Две рассмотренные физические модели биологического воздействия слабых магнитных полей различаются по существу: первая модель классическая, вторая – квантовомеханическая; в первой модели объектом воздействия магнитных полей является колеблющийся нуклеоид, во второй – ион внутри белка. Общее в этих моделях то, что действие слабых магнитных полей на биологические системы сводится к управлению фазой высокочастотных колебаний нуклеоида или к управлению медленного вращения сгустка ионной волновой функции. Обе модели также согласуются с одинаковыми экспериментальными данными. По-видимому, эти модели составляют только часть такого сложного биофизического явления.

Литература

1. Belyaev I. Ya., Matronchik A. Yu., Alipov Ye. D. The effect of weak static and alternating magnetic fields on the genome conformational state of E. COLI cells: the evidence for model of phase modulation of high frequency oscillations // В сб.: Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. С.-Пб. 1995. С. 54-58.
2. Матрончик А.Ю., Алипов Е.Д., Беляев И.Я. Модель фазовой модуляции высокочастотных колебаний нуклеоида в реакции клеток E. Coli на слабые постоянные и низкочастотные магнитные поля // Биофизика. 1996. Т. 41. Вып. 3. С. 642-649.
3. Belyaev I. Ya., Matronchik A. Yu., Alipov Ye. D. Cell dencity dependent responce of E. COLI cells to weak ELF magnetic fields // Bioelectromagnetics. 1998. 19. P. 300-309.
4. Бинги В.Н. Механизм магниточувствительного связывания ионов некоторыми белками // Биофизика. 1997. Т. 42. Вып. 2. С. 338-342.
5. Бинги В.Н. Вращение биологических систем в магнитном поле: расщепление спектров некоторых магнитобиологических эффектов // Биофизика. 2000. Т. 45. Вып. 4. С.757-759.

Г. Д. Михайлов, А. П. Преображенский

Воронежский государственный университет

ОЦЕНКА ЭМС-ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСТЕЙ КРУГЛОГО ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ С РАДИОПОГЛОЩАЮЩИМИ ПОКРЫТИЯМИ

Abstract. The cavities are sources of inadvertent passive interferences. For the purpose of research the decrease of the level of secondary electromagnetic irradiation from the cavities with circular cross section and plane radioabsorbing coating the simulation of scattering of electromagnetic waves based on modal method was hold. The scattered electromagnetic field was calculated with using Kirchhoff's approximation. The results of calculation can be obtained for the estimation of EMC-characteristics of cavities.

Современные объекты техники в своем составе имеют большое число полостей различных поперечных сечений и форм. В случае, когда полости находятся вблизи электронных систем, эти элементы могут оказаться источником непреднаме-

ренных помех. Полости обеспечивают высокий уровень мощности вторичного излучения электромагнитных волн в широком диапазоне частот, поляризаций и углов падения волн [1]. При этом наиболее важными являются близкие к осевым углы передней полусферы, так как в этих направлениях вклад силовой установки в рассеянную мощность составляет до 70-90% [1]

Для оценки уровня непреднамеренных помех, создаваемых полостями используются различные методы математического моделирования рассеяния электромагнитных волн полостями. Причем применение того или иного метода зависит от формы полости, ее поперечного сечения, размеров, какие используются радиопоглощающие покрытия (РПП) и т.д.

Полости с круглым поперечным сечением входят в состав различных объектов техники. Например, к круглым полостям относятся воздухозаборники и выходные сопла летательных аппаратов, волноводные излучатели и т.д.

Одним из способов уменьшения уровня вторичного электромагнитного излучения от полостей является применение РПП [1,2]. В данной работе рассматривается методика расчета эффективной площади рассеяния (ЭПР) волноводных полостей круглого поперечного сечения с плоской поглощающей нагрузкой (Рис. 1). В качестве уровня вторичного излучения рассматривается величина ЭПР. Описывается только обратное рассеяние внутренней областью полости, а обратное рассеяние от внешней области полости не учитывается. Расчет рассеянного поля проводится в рамках модального метода, который эффективно работает в секторе углов наблюдения $-50° \le \theta \le 50°$ и радиусе полости $a \ge 1{,}5\lambda$ [3]. Матрица рассеяния полости определялась с использованием выражений для обобщенных матриц рассеяния волновода круглого поперечного сечения и отрезка волновода с РПП [4].

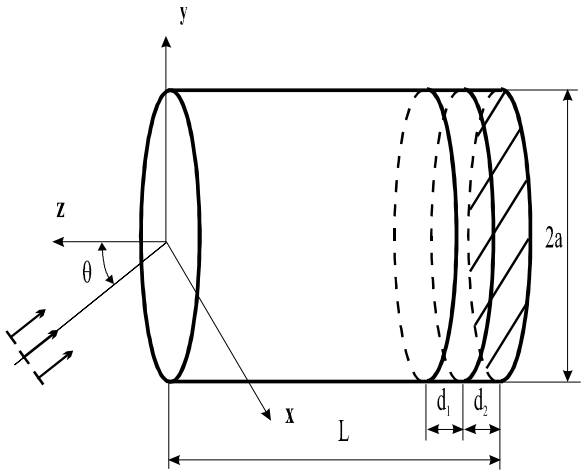


Рис. 1

Поле в дальней зоне рассчитывается в приближении Кирхгофа для трехмерного случая.

Плоская поглощающая нагрузка представляет собой два слоя РПП (Рис. 1). В качестве поглощающей нагрузки были рассмотрены материалы с ε_1=7,3, μ_1=0,91 - j0,32- РПП из поли-2,5-дихлоростирола и ε_2=14 - j·18,2, μ_2=1- РПП марки Eccosorb LS-D80 (1-й случай), а также материалы с ε_1=12 - j0,144, μ_1=1,74 - j3,306- РПП марки Crowloy BX113 и ε_2=14 - j·18,2, μ_2=1- РПП марки Eccosorb LS-D80 (2-й случай) [3]. Рассматриваемая полость имела радиус $a=5\lambda$, и длину $L=15\lambda$. Толщины слоев РПП d_1 и d_2 менялись от 0 до $0{,}1\lambda$.

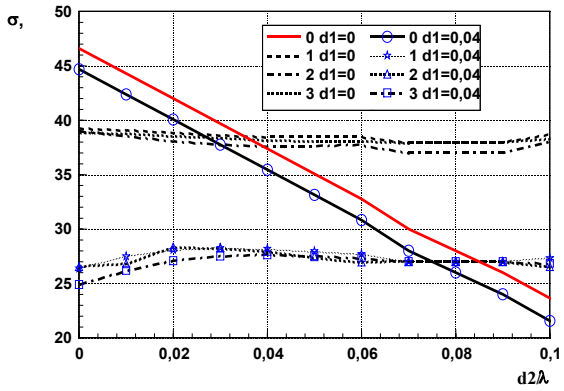


Рис. 2

Было показано, что при использовании поглощающей нагрузки в виде двух слоев РПП при увеличении толщины одного РПП (d_2) при постоянной толщине другого РПП (d_1) возможно достижение значительного снижения уровня ЭПР в

области максимума основного лепестка диаграммы обратного рассеяния (ДОР) при постоянном уровне ЭПР в области нескольких первых боковых лепестков (изменение ЭПР составило не более 3 дБ при изменении d_2 от 0 до 0,1λ) На рис. 2 приведены результаты расчетов для 1-го случая (при d_1=0 и d_1=0,04λ). На рис.2 обозначены: 0- уровень основного лепестка диаграммы обратного рассеяния, 1,2,3- уровень первого, второго и третьего лепестка, соответственно.

В рамках модального метода может быть оценен вклад в ЭПР силовой установки летательного аппарата. При этом в отличие от работ [3] или [5], где она заменяется диском или плоской звездочкой, при моделировании учитывается пространственный характер силовой установки. В качестве упрощенной модели поверхности силовой установки предлагается идеально проводящая полость круглого поперечного сечения с радиусом R, нагруженная на конце турбиной, которая моделируется как участок коаксиальной линии с радиусом центрального проводника r (r<R), длина участка круглого волновода L_1, длина участка коаксиальной линии L_2.

Матрица рассеяния полости определяется с использованием выражений для обобщенных матриц рассеяния волновода круглого поперечного сечения с РПП и без него, а также отрезка коаксиальной линии, моделирующей силовую установку полости [6].

Таким образом, с использованием вышеуказанного подхода возможно проводить моделирование рассеяние электромагнитных волн на полостях со сложной оконечной нагрузкой при заданных уровнях ЭПР основного лепестка и боковых лепестков ДОР.

Литература

1. Кутищев С.Н., Михайлов Г.Д., Преображенский А.П. Рассеяние электромагнитных волн на полостях сложной формы // Зарубежная электроника. Успехи современной радиоэлектроники, № 10, 1998, с.26–39.
2. Михайлов Г.Д., Преображенский А.П. Оценка ЭМС-характеристик полуоткрытых полостей круглого поперечного сечения // Тезисы докладов Международного симпозиума по ЭМС. С.–Петербург, 1997, с. 113–115.
3. Ling H., Lee S.W., Chou R.C. High-frequency RCS of open cavities with rectangular and circular cross sections. // IEEE Trans. Antennas
4. Propagat., 1989, vol. AP–37, no. 5, pp. 648–654.
5. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1978.
6. Moll J.W., Seecamp R.G. Calculation of radar reflecting properties of jet engine intakes using a waveguide model. - IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1970, vol. AES-6, no. 5, pp. 675-683.
7. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. – М.:Высшая школа, 1981.

С. Е. Мищенко, Д. В. Типичкин

Ростовский военный институт

ФАЗОВЫЙ СИНТЕЗ ВЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО МЕТОДУ ПРОЕКТИРУЕМОГО ГРАДИЕНТА

Abstract. The application of antenna arrays with ellipse polarization of signal let allows to provide new paths for solve of some electromagnetic compatibility questions. In the report the approach for phase synthesis problem decision of such antenna arrays according to preassigned vector radiation pattern is suggested. If the vector radiation pattern could be represented as a sum of two orthogonal component the synthesis task could be formulated as two independent scalar synthesis problems. In the report similar scalar phase problems are solved with help of the projected gradient method.

Решение вопросов электромагнитной совместимости радиотехнических систем, использующих космические каналы связи, связано с формированием заданных характеристик излучения антенны (формы и ширины луча, уровня боковых лепестков, глубины и ориентации «нулей» диаграммы направленности (ДН)). Один из возможных путей формирования требуемой ДН заключается в выборе соответствующих фаз возбуждения излучателей в раскрыве фазированной антенной решетки (ФАР).

Для вычисления фазового распределения в раскрыве плоской ФАР по заданной ДН могут использоваться существующие методы фазового синтеза скалярных диаграмм [1]. Однако особенность космических каналов связи состоит в использовании сигналов с эллиптической поляризацией. В связи с этим представляется актуальной с научной и практической точек зрения задача формирования требуемой векторной ДН с использованием методов фазового синтеза антенных решеток.

В докладе рассматриваются возможности формирования векторной ДН плоской ФАР изотропных излучателей с использованием метода проектируемого градиента [1] на основе подхода к решению задач синтеза векторных ДН, предложенного в [2].

Рассмотрим плоскую ФАР изотропных излучателей, размещенных в узлах прямоугольной сетки. Введем декартову систему координат $0XYZ$ с ортами $\vec{i}_x$, $\vec{i}_y$, $\vec{i}_z$ так, чтобы излучатели ФАР лежали в плоскости $X0Y$ (рис. 1). Предположим, что излучатели создают в раскрыве антенны только распределение электрического поверхностного тока. Тогда комплексная амплитуда возбуждения каждого излучателя описывается вектором $\vec{J}_m = \vec{i}_x J_{x_m} + \vec{i}_y J_{y_m}$, $m = 1,2,\ldots,M$. Векторная ДН рассматриваемой ФАР также может быть представлена в виде суммы двух ортогональных компонент в виде

$$\vec{F}(u,v) = \vec{i}_\theta F_\theta(u,v) + \vec{i}_\varphi F_\varphi(u,v), \qquad (1)$$

где $\vec{i}_\theta$, $\vec{i}_\varphi$, $\vec{r}_0$ – орты сферической системы координат; $u = \sin\theta\cos\varphi$, $v = \sin\theta\sin\varphi$ – направляющие косинусы;

$$F_\theta(u,v) = \left[F_x(u,v)\cos\varphi + F_y(u,v)\sin\varphi\right]\times \times\cos\theta, \qquad (2)$$

$$F_\varphi(u,v) = F_y(u,v)\cos\varphi - F_x(u,v)\sin\varphi \qquad (3)$$

– проекции $\vec{F}(u,v)$ на орты $\vec{i}_\theta$ и $\vec{i}_\varphi$;

$$F_x(u,v) = \sum_{m=1}^{M} J_{x_m} f_m(u,v); \qquad (4)$$

$$F_y(u,v) = \sum_{m=1}^{M} J_{y_m} f_m(u,v), \qquad (5)$$

где $f_m(u,v) = \exp\left[i\left(x_m u + y_m v\right)\right]$.

Выражения (1)-(5) устанавливают взаимосвязь между векторной ДН ФАР и набором комплексных амплитуд излучателей.

Для решения задачи синтеза векторной ДН в соответствии с подходом, изложенным в [2], необходимо сначала от заданной векторной ДН $\vec{F}_0(u,v)$, описываемой выражением (1), перейти к функциям $F_{x0}(u,v)$ и $F_{y_0}(u,v)$. После этого задача синтеза ФАР по заданной векторной ДН распадается на две независимые задачи синтеза, каждая из которых состоит в решении систем линейных уравнений вида

$$F_{a0}(u,v)=\sum_{m=1}^{M} J_{am} f_m(u,v), \qquad (6)$$

где индекс «*a*» принимает значения x, y.

Функции $F_{x0}(u,v)$ и $F_{y_0}(u,v)$ могут быть выражены через компоненты векторной ДН $F_{\theta_0}(u,v)$ и $\mathrm{F}_{\varphi_0}(\mathrm{u},\mathrm{v})$. После несложных преобразований с использованием выражений (2) и (3) получим:

$$F_{x0}(u,v)=F_{\theta 0}(u,v)\frac{\cos\varphi}{\cos\theta}- \\ -F_{\varphi_0}(u,v)\sin\varphi; \qquad (7)$$

$$F_{y_0}(u,v)=F_{\theta 0}(u,v)\frac{\sin\varphi}{\cos\theta}- \\ -F_{\varphi_0}(u,v)\cos\varphi. \qquad (8)$$

Для решения системы уравнений (8) может быть использован любой из известных методов синтеза. В том числе, при ограничениях на вид амплитудного распределения для каждой из двух полученных систем уравнений вида (8) может быть сформулирована и решена задача фазового синтеза.

В частности, при решении задачи фазового синтеза был использован метод проектируемого градиента [1], что обусловлено достаточной простотой вычислительного алгоритма.

Для реализации данного метода необходимо определить градиент целевой функции вида

$$Q\left[F_{a0}(u,v),F_a(u,v)\right]=\int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1}\left|F_{a0}(u,v)- \\ -F_a(u,v)\right|^2 dudv; \quad u^2+v^2\le 1. \qquad (9)$$

После подстановки в выражение (9) вместо функций $F_a(u,v)$ выражений (4) и (5), искомые функции могут быть представлены в виде

$$\partial Q\big/\partial \mathrm{Re}\left[J_{a\,m}\right]=\mathrm{Re}\left[J_{a\,m}\right]S_{m,m}+ \\ +\sum_{n=1}^{M}\mathrm{Re}\left[J_{a\,n}\right]S_{m,n}-\eta_m-\eta_n^*; \qquad (10)$$

$$\partial Q\big/\partial \mathrm{Im}\left[J_{a\,m}\right]=\mathrm{Im}\left[J_{a\,m}\right]S_{m,m}+ \\ +i\sum_{n=1}^{M}\mathrm{Im}\left[J_{a\,n}\right]S_{m,n}++i\eta_m-i\eta_m^*, \qquad (11)$$

где

$$S_{m,n}=\int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1} f_m(u,v)f_n{}^*(u,v)dudv;$$

$$\eta_m=\int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1} F_{a\,0}(u,v)f_m{}^*(u,v)dudv;$$

символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения.

Так как функции $F_{x0}(u,v)$ и $F_{y_0}(u,v)$, определяемые выражениями (7) и (8), зависят не только от направляющих косинусов u и v, но и от переменных θ и φ, лишь часть интегральных слагаемых в (10) и (11) может быть вычислена аналитически. Аналитически не может быть вычислен и интеграл (9). В связи с этим на каждом шаге итерационного алгоритма при реализации метода проектируемого градиента потребуется выполнять операции численного интегрирования для оценки качества полученного решения по формуле (9) и определения дальнейшего

направления поиска решения с помощью выражений (10) и (11).

Очевидно, что рассматриваемый подход позволяет обеспечить минимум среднеквадратического уклонения компонент векторной синтезированной ДН от заданной ДН. Таким образом, достигаемое решение является оптимальным для каждой из компонент векторной ДН в отдельности. Так как сформированные компоненты векторной ДН являются ортогональными, то решение является оптимальным и для векторной ДН АР.

Возможности использования метода проектируемого градиента для решения задач фазового синтеза плоских АР по заданной векторной ДН оценивались на примере 8×8 элементной АР точечных излучателей. Излучатели рассматриваемой АР располагались в узлах прямоугольной сетки с шагом $0{,}5\lambda$. Амплитудное распределение в раскрыве АР полагалось равномерным.

При проведении численных исследований рассматривалась задача формирования ДН с «нулем» в обеих компонентах векторной ДН. Обе компоненты $F_{\theta 0}(u,v)$ и $F_{\varphi 0}(u,v)$ заданной ДН были выбраны идентичными и описывались функциями вида

$$F_{\theta 0}(u,v) = \sum_{m=1}^{M} f_m(u,v)\left(1 + C_\theta f_m^*(u_0, v_0)\right),$$

$$F_{\varphi 0}(u,v) = \sum_{m=1}^{M} f_m(u,v)\left(1 + C_\varphi f_m^*(u_0, v_0)\right),$$

где C_θ и C_φ — постоянные коэффициенты, обеспечивающие формирование «нуля» ДН в направлении (u_0, v_0).

Следует отметить, что при преобразовании данных выражений с использованием (7) и (8) в направлениях $\theta = \pi/2$ может возникать неопределенность. Данная особенность характерна только для абстрактной модели изотропных излучателей. Ее можно обойти, сократив пределы численного интегрирования в выражениях (9)-(11). При использовании реальных моделей излучателей подобные особенности не возникают [2].

Заданная объемная ДН в рассматриваемом случае может быть представлена как произведение двух одномерных функций. В связи с этим задание положения нуля в направлении (u_0, v_0) определяет целую область нулей так, что хотя бы одно из сечений ДН $F_0(u, v_0)$ или $F_0(u_0, v)$ является нулевым. Поэтому при проведении численных исследований положение нуля задавалось в одном из главных сечений в направлении $u_0 = 0$, $v_0 = -0{,}61$. Данное направление соответствует положению второго бокового лепестка заданной векторной ДН при $C_\theta = C_\varphi = 0$ (в этом случае уровень бокового излучения в заданном направлении составил -16,5 дБ). На рис. 2 приведено картографическое изображение компонент заданной векторной ДН рассматриваемой АР.

Проведенные численные исследования показали, что после тридцати итераций глубина нуля практически не изменяется и составляет $F(u_0, v_0) = -22{,}6$ дБ. На рис. 3 приведены сечения компонент формируемой векторной ДН АР $F_\theta(u_0, v)$ и $F_\varphi(u_0, v)$ соответственно. Сечение, описывающее заданную ДН, на данном рисунке иллюстрируется кривой 1, сечение синтезированной ДН – кривой 2. В обеих компонентах получены идентичные решения.

На рис. 4 приведено картографическое изображение синтезированной ДН рассматриваемой АР, получаемой после суммирования компонент векторной ДН.

Рассмотренный подход может быть также использован для решения задач синтеза векторных ДН с неидентичными компонентами. Это позволит учитывать требования не только пространственной, но и поляризационной селекции сигнала.

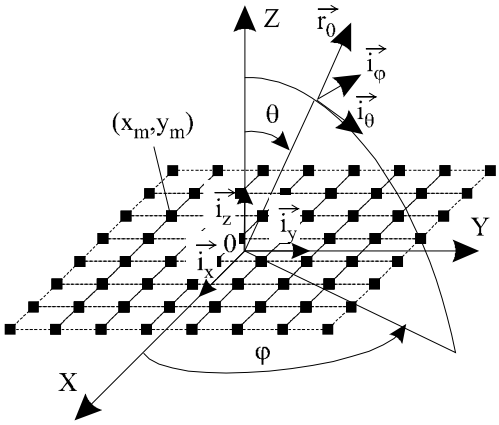


Рис. 1

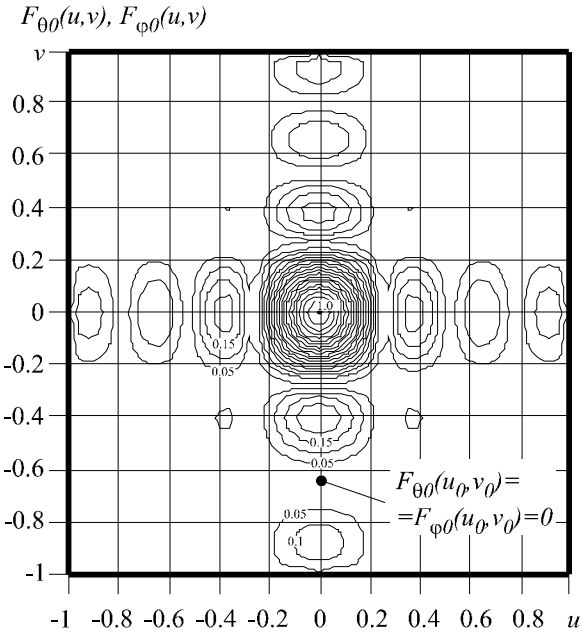


Рис. 2

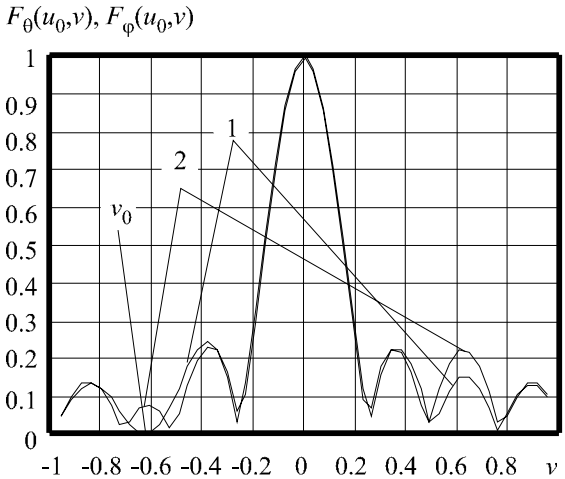


Рис. 3

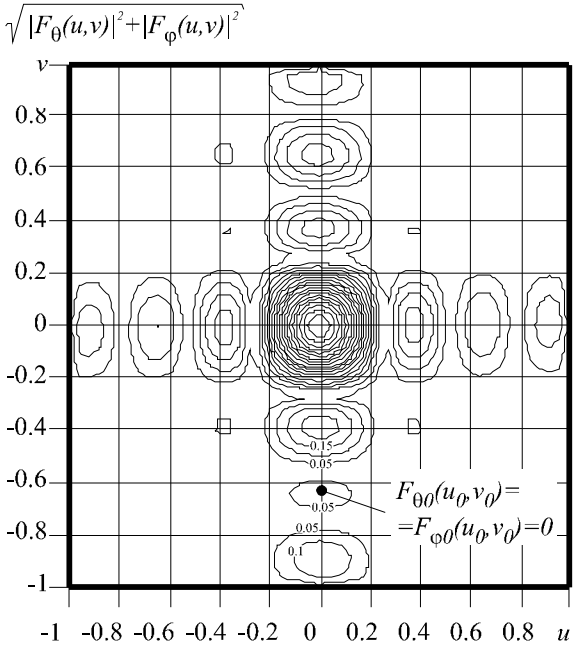


Рис. 4

Таким образом, подход к решению задач синтеза векторных ДН, предложенный в [2] для решения задач амплитудно-фазового синтеза векторных ДН, может быть использован для решения вопросов электромагнитной совместимости антенных систем с эллиптической поляризацией сигнала методами фазового синтеза. Кроме того, данный подход целесообразно использовать не с абстрактными изотропными, а реальными типами излучателей. Работа выполнена при поддержке РФФИ проект № 01-01-00030.

Литература

1. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. — М.: Сов. радио, 1980, 296с.

2. Габриэльян Д.Д., Мануилов Б.Д., Мищенко С.Е., Сариев К.Э. Синтез векторных диаграмм направленности волноводной антенной решетки с многослойным диэлектрическим покрытием конечных размеров // Радиотехника и электроника, 2000, Т.45, № 3, С.181-184.

Л. И. Пономарев[1], А. С. Павлов[2], А. Е. Парафин[2],
В. В. Паршиков[1], А. С. Жуков[1], О. В. Терёхин[1]

[1]Московский Авиационный Институт; [2]Институт физики микроструктур РАН

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ВЫСОКОДОБРОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Abstrakt The results of designing and experimental investigation of high-temperature superconductior filter with high qulity factor Q are discussed. Q factor was achieved about 10^5 and can be changed. The filter was also tuned in at very wide area of HF band.

Одним из способов решения проблемы электромагнитной совместимости РЭС является установка во входных цепях РЭС соответствующих фильтров. В докладе приводятся результаты разработки перестраиваемых по частоте и полосе частот высокодобротных фильтров высокочастотного (ВЧ) диапазона. Фильтр выполнен в виде одноконтурного LC контура, элементы которого (катушка индуктивности и емкостные площадки) изготовлены из ВТСП материала. Конструктивно фильтр состоит из одной или двух диэлектрических пластин, на поверхности которых наклеены плоские спиральные катушки индуктивности и емкостные площадки из ВТСП пленки толщиной ~2000Е. Топология контура на одной из пластин показана на рис. 1.

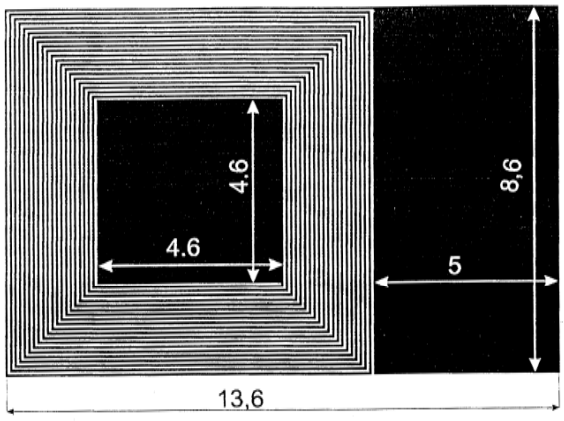


Рис. 1.

Для контура из одной диэлектрической пластины резонансная частота контура была фиксированной, для контура из двух пластин резонансная частота зависит от расстояние между пластинами. Входные и выходные цепи контура индуктивно связаны с плоскими спиралями посредством петель связи.

В процессе исследований для фильтра, состоящего из одной или двух пластин и расположенного в сосуде с жидким азотом, измерялись резонансная частота f_0, нагруженная добротность $Q_н$ и коэффициент передачи по мощности $T_н$. Знание последнего позволяет при одинаковой входной и выходной связях оценить ненагруженную добротность фильтра Q с помощью соотношения $T_н = \left(1 - Q_н/Q\right)^2$.

В докладе приводятся результаты исследований для фильтров, выполненных на подложках LaAlO, GaNdO, SiO. Так для фильтра, выполненного на одной подложке GaNdO при геометрии пластины, показанной на рис. 1, резонансная частота составила f_0=67.1МГц, а ненагруженная добротность $Q \cong 9*10^4$. При использовании ситалловых подложек резонансная частота уменьшалась до 8.4МГц. Однако из-за больших потерь в материале подложки добротность падает до значений $2.8*10^3$. На рис. 2 и рис. 3 представлены экспериментальные зависимости соответственно резонансной частоты f_0 и добротности $Q_н$ от расстояния между пластинами для фильтра, состоящего из двух GaNdO пластин (коэффициент связи в полосе перестройки меняется в интервале –20дБ÷-6дБ).

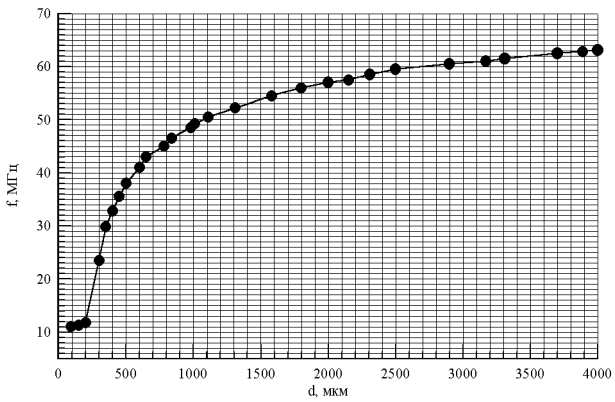


Рис. 2

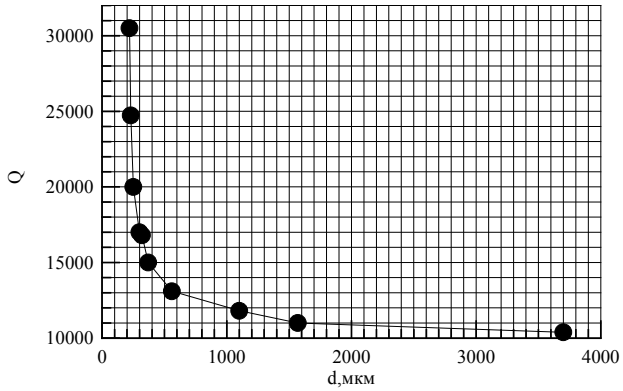


Рис. 3

Как видно, возможна перестройка фильтра более чем в 5-ти кратной полосе частот при сохранении добротности на уровне выше 10^4.

В докладе приводятся также результаты по исследованию изменения полосы частот фильтра с помощью элементов связи и динамического диапазона ВТСП фильтров.

Литература

1. *Erzhen Gao, Shapur Sahba, Hui Xu, Q.Y. Ma* A Superconducting RF Resonator in HF Range and its Multipole Filter Applications, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1998, vol.9, no.2, pp. 3066-3069.

2. *R.S. Withers, G.-C. Liang, B.F. Cole, and M. Johanson* Thin-film HTS probe coils for magnetic-resonance imaging, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1993, vol.3, no.1, pp. 2450-2453.

3. *H. Xu, E. Gao, S. Sahba, J. R. Miller, Q.Y. Ma, J.M. Pond* Design and Implementation on A Lumped-Element Multipole HTS Filter at 15 MHz, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1999, vol.9, no.2.

4. *E. Gao, S. Sahba, H. Xu, J.R Miller, Q.Y. Ma,* A Superconducting RF Resonator in HF Range, Proc. of The 1998 Applied Superconuctivity Conference,p.74, USA,1998.

Л. И. Пономарев, М. Г. Алексеенко, Г. В. Соловьев

Московский государственный авиационный институт (технический университет)

РАСЧЕТ РАДИОТРАСС В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ

Abstract. The deterministic model of urban buildings is presented where the buildings are modelled by equivalent parallelepipeds. The electric characteristics of the parallelepipeds correspond to electric characteristics of the material of buildings. On the base of this model and ray tracing algorithm the propagation was calculated for some districts of Moscow.

Одной из наиболее интенсивно развивающихся областей связи на сегодня является подвижная радиосвязь. При развертывании систем подвижной радиосвязи немалый интерес представляют вопросы прогнозирования распространения радиосигнала в условиях города. Существуют несколько подходов к расчету потерь при распространении сигнала в городских условиях [1]: статистический, детерминистский, а также комплексный.

В настоящей статье авторами предлагается детерминистская модель городской застройки, в которой здания моделируются эквивалентными параллелепипедами с электрическими характеристиками, соответствующими электрическим характеристикам материала здания.

При создании модели использовались следующие допущения. Каждое здание моделировалось параллелепипедом с размерами, равными соответствующим размерам здания. Электрические характеристики материала параллелепипеда были приняты равными характеристикам материала здания в данном диапазоне волн.

Предполагалось, что первичная волна от базовой станции (БС) является сферической. Расстояние от БС любого здания таково, что фронт падающей на него сферической волны можно считать локально плоским. При этом направления падения локально плоских волн на ребра параллелепипедов лежали в плоскостях, нормальных (или близких к нормальным) для этих ребер. Волны, образующиеся в результате дифракции на кромках зданий, считались локально цилиндрическими. Предполагалось, что профиль земной поверхности между зданиями такой, что цилиндрическая волна при отражении остается локально цилиндрической, изменяется лишь комплексная амплитуда отраженной волны.

При распространении волны испытывают дифракцию на ребрах параллелепипеда. Комплексная амплитуда волны, образовавшейся в результате дифракции, определялась соотношением

$$E_{диф}(r,\theta,\varphi) = E_{пад} \cdot K(r,\theta,\varphi), \quad (1)$$

где $E_{пад}$ – комплексная амплитуда падающей на ребро плоской волны; r,θ – координаты точки наблюдения (рис. 1), φ – угол прихода падающей волны (рис. 1), $K(r,\theta,\varphi)$ – коэффициент дифракции.

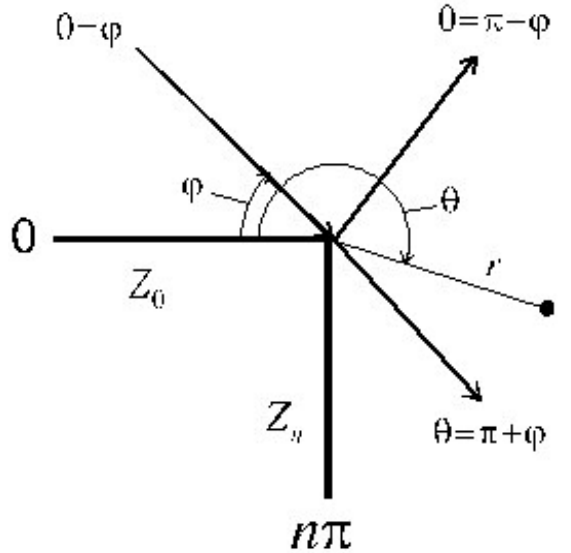


Рис. 1

Дифракция на ребре параллелепипеда рассматривалась как дифракция на ребре клина. Выражение для коэффициента дифракции на клине в приближении $r >> \lambda$ (λ –длина волны) имеет вид [2]

$$K(r,\theta,\varphi) \approx D(kr,\theta,\varphi;\vartheta_0,\vartheta_n)\frac{e^{-ikr}}{\sqrt{r}}, \quad (2)$$

где $\sin(\vartheta^e_{0,n}) = \dfrac{W_0}{Z_{0,n}}$, $\sin(\vartheta^h_{0,n}) = \dfrac{Z_{0,n}}{W_0}$,

$k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, λ –длина волны.

Здесь W_0 – волновое сопротивление свободного пространства, $Z_{0,n}$ – волновое сопротивление 0-й или n-й грани клина соответственно (рис. 1).

При падающей волне с вектором E, параллельным кромке клина, берутся значения $\vartheta^e_{0,n}$. Если вектор H падающей волны параллелен кромке клина, то берутся $\vartheta^h_{0,n}$. Входящий в выражение (2) множитель $D(kr,\theta,\varphi;\vartheta_0,\vartheta_n)$ определен в [2].

Были проведены расчеты для ряда участков застройки в г. Москве, результаты расчета сравнивались с экспериментальными данными. При расчетах использовался алгоритм трассировки [3]. На рис. 2 показан один из фрагментов городской застройки, а также зависимость мощности сигнала на выходе приемной антенны от ее координат. Передающая антенна находилась на крыше здания и показана звездочкой.

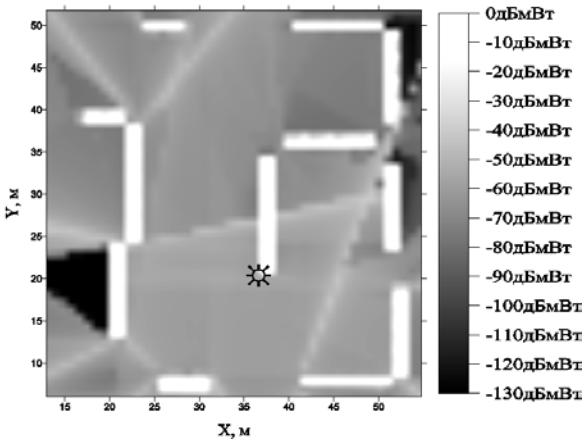


Рис. 2.

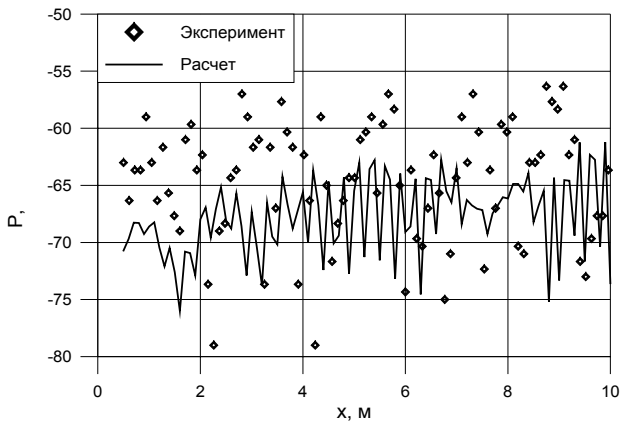


Рис. 3.

На рис. 3 показано сравнение расчетных и экспериментальных данных зависимости мощности сигнала на выходе приемной антенны от одной из координат. Математическое ожидание отклонений экспериментальных и расчетных данных на рис. 3 составляет -3.0 дБ, среднее квадратичное отклонение рассогласований между расчетными и экспериментальными данными 7.4 дБ.

Таким образом, использование разработанной модели совместно с алгоритмами трассировки позволяет с высокой степенью точности рассчитывать распространение сигнала в городских условиях.

Литература

1. В.Е. Панченко, Т.А. Гайнутдинов, Г.А. Ерохин, В.Г. Кочержевский, О.А. Шорин. Сочетание статистических и детерминистских методов расчета радиополя в городских условиях. // ISSN 0013-5771, “Электросвязь”, №4, 1998, 31-33

2. Roberto Tiberio, Giuseppe Pelosi, Giuliano Manara. A uniform GTD formulation for the diffraction by a wedge with impedance faces. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. - 1985, AP-33, no. 8.- pp. 867-872.

3. M.F. Catedra, J. Perez, F. Saez de Adana, O. Gutierrez. Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications: Application to Picocell and Microcell Scenarios. // IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 40, No. 2, April 1998, pp. 15-28.

В. Н. Сарылов, А. И. Малистин

ГУП НИИИТ ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС»

СЕРТИФИКАЦИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ЯДЕРНЫХ УСТАНОВОК НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ

Abstract: The electromagnetic compatibility certification problems of nuclear equipment are discussed in this paper. It is shown its influence to functional safety of safety-related systems.

Введение в отрасль «Системы сертификации оборудования, изделий и технологий для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения» направлено на повышение безопасности атомных станций и ядернорадиационно-опасных объектов.

Номенклатура оборудовании, изделий и технологий (ОИТ) для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения (ЯУ), подлежащих обязательной сертификации в упомянутой Системе, введена в отрасль Приказом №233/22/152 от 24.04.2000 г. Минатома РФ, Госатомнадзора РФ и Госстандарта РФ.

Одним из основных параметров Номенклатуры ОИТ, подлежащих обязательной сертификации, является электромагнитная совместимость, нормативные требования которой установлены в Государственном стандарте РФ ГОСТ Р 50746 «Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства для атомных станций. Требования и методы испытаний».

Применительно к ядерно-опасным объектам классическое определение электромагнитной совместимости (способность ОИТ функционировать с заданными показателями качества в заданной элек-

тромагнитной обстановке и не создавать недопустимых помех другим ОИТ) следует расширить: и не оказывать влияния на безопасность ядерных установок.

Анализ инцидентов на действующих энергоблоках атомных станций (АЭС) показал, что недостаточное внимание к проблеме обеспечения электромагнитной совместимости ОИТ может приводить к отказам оборудования по общей причине, способствуя тем самым остановам и разгрузкам энергоблоков АЭС или нарушениям функциональной безопасности при возникновении:

- «отказов на требование» - невыполнению требуемых действий при возникновении необходимости в них;
- «отказов, сопровождаемых несанкционированными действиями» – выполнению операций, которые не должны выполняться в данный момент;
- «отказов, сопровождаемых нарушениями нормального функционирования» – отклонениям от нормального выполнения операций по технологическому регламенту.

Для решения вопросов обеспечения электромагнитной совместимости ОИТ, выпускаемых для ядерных установок и используемых на действующих энергоблоках атомных станций Распоряжением Министерства Российской Федерации по атомной энергии от 18.04.2000 г. №141-Р в отрасли создан на базе предприятий ГУП НИИИТ и ГП ВНИИАЭС объединенный «Испытательный центр оборудования, изделий и технологий по требованиям электромагнитной совместимости ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС».

Испытательный центр аккредитован в Системе сертификации ОИТ, аттестат аккредитации

РОСС RU.0001.01АЭ00.77.22.0007,

лицензия Госатомнадзора РФ от 11.08.1999г., № ЦО-12-101-0599.

Основными задачами ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС» являются:

- проведение сертификационных испытаний ОИТ по требованиям электромагнитной совместимости;
- проведение предварительных, типовых, приемочных, приемо-сдаточных, промежуточных, периодических, контрольных, исследовательских испытаний ОИТ по требованиям электромагнитной совместимости и функциональной безопасности на всех стадиях их жизненного цикла;
- проведение регламентных испытаний оборудования систем важных для безопасности на действующих АЭС и ядерных установках по требованиям электромагнитной совместимости и функциональной безопасности в процессе эксплуатации, модернизации и при продлении назначенного срока службы ОИТ;
- разработка нормативно-методической документации по обеспечению электромагнитной совместимости и функциональной безопасности ОИТ.

ИЦ ЭМС оснащен современным испытательным оборудованием и средствами измерений параметров электромагнитных воздействий производства зарубежных фирм Schaffner, Rohde & Schwarz, Amplifier Research, Tektronix, Lindgren-Rayproof, которые аттестованы Госстандартом РФ и введены в Государственный Реестр средств измерений.

Испытания ОИТ проводятся на аттестованных стендах в экранированных и безэховых камерах.

Виды испытаний на соответствие требованиям российских, европейских и международных стандартов, реализуемых в ИЦ ЭМС, приведены в таблице 1.

В своей деятельности ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС» выполнил большой комплекс работ по испытаниям ОИТ, изготовленными российскими предприятиями для российских и зарубежных АЭС (Словакия, Иран, Китай).

Виды испытуемой продукции приведены в утвержденной в Системе сертификации ОИТ области аккредитации ИЦ ЭМС (табл. 2).

В связи с тем, что ядерные установки, атомные станции и радиационные источники относятся к категории ядерно-опасных объектов, существует актуальная необходимость периодического обследования ОИТ этих объектов на устойчивость к внешним электромагнитным воздействиям природного (разряды молний) и техногенного характера (излучение устройств радиосвязи, разряды статического электричества обслуживающего персонала, коммутационные помехи на ОРУ, магнитные поля, динамические изменения напряжения и частоты сети электропитания в нормальных и аварийных режимах, изменение гармонического состава напряжения сети электропитания).

В современных условиях работы энергосистем возникают непрогнозируемые факторы, отрицательно влияющие на устойчивость работы энергоблоков АЭС и снижающие безопасность их эксплуатации: так, при примененных РАО ЕЭС санкциях, выразившихся в отключении потребителей Уралэнерго, на Белоярской АЭС произошло непредусмотренное никакими регламентами изменение частоты сети питания в пределах от 45 до 52 Гц. В таких режимах важно определить при сертификации способность управляющих систем безопасности разгрузить энергоблок, в состав которого входит ядерный реактор.

В соответствии с приказом №116 от 01.06.1998 г. концерна «Росэнергоатом» ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС» выполняет комплекс работ по обследованию реальной электромагнитной обстановки и испытаниям на электромагнитную совместимость и функциональную безопасность ОИТ, входящих в состав систем управления и защиты, систем представления параметров безопасности, систем контроля и управления, систем внутриреакторного контроля и диагностики систем контроля нейтронного потока, систем противоаварийной автоматики действующих АЭС с реакторами РБМК (КуАЭС, ЛАЭС, САЭС) и ВВЭР (НвАЭС, КоАЭС, РоАЭС) в период их эксплуатации и при продлении срока службы. Известно, что устойчивость электронных компонент и узлов к электромагнитным воздействиям снижается в процессе длительной эксплуатации.

В связи с предполагаемым введением в 2001 г. Федерального закона «О государственном регулировании в области обеспечения электромагнитной совместимости технических средств» и для обеспечения функционирования Системы сертификации ОИТ сотрудниками ИЦ ЭМС

совместно с техническими комитетами по стандартизации ТК30, ТК322 выпущено 4 государственных и подготовлено к выпуску 7 отраслевых стандартов для обеспечения электромагнитной совместимости на всех стадиях жизненного цикла ОИТ от разработки до снятия с эксплуатации.

Работы, проводимые ИЦ ЭМС по испытаниям ОИТ на соответствие требованиям электромагнитной совместимости, регламентированным нормативными документами, с анализом влияния ОИТ на безопасность ядерных установок, позволяют своевременно выявлять «слабые места» и реализовывать корректирующие мероприятия по повышению надежности и безопасности ядерно-опасных объектов.

ВИДЫ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОИТ
ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Таблица 1

1.	Устойчивость к радиочастотным электромагнитным полям в диапазоне 80-1000 МГц, 10 В/м	ГОСТ Р 51317.4.3-99, МЭК 61000-4-3-95, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
2.	Устойчивость к радиочастотному напряжению в полосе 0,15-80 МГц, 10 В	ГОСТ Р 51317.4.6-99, МЭК 1000-4-6-96, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
3.	Эмиссия индустриальных радиопомех в полосе 0,15-30 МГц и 30-1000 МГц	ГОСТ Р 51318.22-99, СИСПР 22-97, ГОСТ Р 51320-99, ГОСТ Р 50746, EN 50081-2
4.	Устойчивость к наносекундным импульсными помехам в цепях питания и ввода-вывода 5/50 нс, 4 кВ	ГОСТ Р 51317.4.4-99, МЭК 61000-4-4-95, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
5.	Устойчивость к магнитным полям промышленной частоты 1000 А/м	ГОСТ Р 50648-94, МЭК 61000-4-8-93, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
6.	Устойчивость к импульсным магнитным полям 8/20 мкс, 1000 А/м	ГОСТ Р 50649-94, МЭК 61000-4-9-93, ГОСТ Р 50746
7.	Устойчивость к синусоидальным токам помех в цепях защитного и сигнального заземления, 250 А	ГОСТ Р 50746
8.	Устойчивость к импульсным токам помех в цепях защитного и сигнального заземления, 4/300 мкс, 250 А	ГОСТ Р 50746
9.	Устойчивость к динамическим изменениям напряжения в цепях питания: – провалы на 30 % - 2 с – прерывания на 200 мс – перенапряжения на 20 % - 2 с	ГОСТ Р 51317.4.11-99, МЭК 61000-4-11-94, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
10	Устойчивость к электростатическим разрядам, 0,7-1,0 нс, 8/15 кВ	ГОСТ Р 51317.4.2-99, EN 50082-2(1), МЭК 61000-4-2-95, ГОСТ Р 50746
11	Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии по цепям питания и ввода-вывода, 1,2/50 мкс, 10/700 мкс, 4 кВ	ГОСТ Р 51317.4.5-99, МЭК 61000-4-5-95, ГОСТ Р 50746, EN 50082-2(1)
12	Устойчивость к затухающим импульсным помехам частотой 1 МГц и «звенящим» волнам частотой 100 кГц с амплитудами 2,5 кВ и 4,0 кВ соответственно	ГОСТ Р 51317.4.12-99, МЭК 61000-4-12-97, ГОСТ Р 50746
13	Устойчивость к изменению гармоник и интергармоник в сети питания Кн = 5 %; 8 %; 15 %; 25 %	МЭК 61000-4-13-98, ГОСТ Р 51317.4.13-99, ГОСТ Р 50746
14	Устойчивость к изменениям частоты сети питания + 3 Гц, -4 Гц	МЭК 61000-4-28-98, ГОСТ Р 51317.4.28-99, ГОСТ Р 50746
15	Устойчивость к флуктуациям напряжения сети питания ±8 % и ±12 %	МЭК 61000-4-14-98, ГОСТ Р 51317.4.14-99, ГОСТ Р 50746
16	Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами	МЭК 61000-3-2-95, ГОСТ Р 51317.3.2-99, ГОСТ Р 50746
17	Колебания напряжения и фликер, вызываемые техническим средствами, подключаемыми к системам электроснабжения	МЭК 61000-3-3-94, ГОСТ Р 51317.3.2-99, ГОСТ Р 50746
18	Устойчивость к затухающему колебательному магнитному полю, 100 А/м, 100 кГц и 1 МГц.	ГОСТ Р 50652-94, МЭК 61000-4-10-93, ГОСТ Р 50746

ВИДЫ ИСПЫТУЕМОЙ ПРОДУКЦИИ

Таблица 2

В область аккредитации ИЦ ЭМС входит следующая продукция:

- оборудование управляющих систем безопасности, выпускаемое и используемое на действующих АЭС и ядерно-, радиационно-опасных объектах (ГОСТ Р 50746); код ОКП – 69 3310; класс безопасности – 2У по ОПБ-88/97;
- оборудование и изделия для ядерных установок, радиационных источников и пунктов хранения (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 69 3730-69 3750; класс безопасности – 2О по ОПБ-88/97;
- средства вычислительной техники и информатики (ГОСТ Р 50839-95); коды ОКП – 40 1200-40 1300; класс безопасности – 3Н, 3НУ по ОПБ-88/97;
- машины электронные вычислительные персональные (ГОСТ Р 50628-93); коды ОКП – 40 3100-40 3300, 40 4100, 40 4200; класс безопасности – 4Н, 3Н по ОПБ-88/97;
- средства измерения, контроля и управления общепромышленного применения (ГОСТ 29254-91); коды ОКП – 42 1000, 42 2000, 43 8000; класс безопасности – 3Н, 4Н по ОПБ-88/97;
- оборудование проводной связи (ГОСТ Р 50932-96); коды ОКП – 66 5600-66 5800; класс безопасности – 4Н по ОПБ-88/97;
- технические средства охранной, пожарной и охранно-пожарной сигнализации (ГОСТ Р 50009-92); коды ОКП – 70 3100-70 3300, 43 7100 - 43 7200, 43 8100, 43 8900; класс безопасности – 4Н, 3Н по ОПБ-88/97;
- оборудование систем бесперебойного питания (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 33 1500 – 33 1600, 34 1619; класс безопасности – 3Н, 2О по ОПБ-88/97;
- оборудование систем представления параметров безопасности атомных станций (ГОСТ Р 50746); код ОКП – 42 5210; класс безопасности – 3Н, 2У по ОПБ-88/97;
- установки и системы мониторинга ионизирующих излучений (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 43 6100 – 43 6300, 69 4300, 69 4600; класс безопасности – 4Н, 3Н по ОПБ-88/97;
- электроэнергетическое оборудование для традиционной и атомной энергетики (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 33 8500, 43 4530, 65 8900; класс безопасности – 4Н, 3Н по ОПБ-88/97;
- оборудование систем противоаварийной автоматики и релейной защиты (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 34 3330, 34 2500; класс безопасности – 3Н по ОПБ-88/97;
- программно-технические комплексы для автоматизации управления технологическими процессами (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 42 5200; класс безопасности – 3Н, 3НУ, 2У по ОПБ-88/97;
- оборудование систем измерения реактивности, скорости изменения нейтронного потока и мощности ядерных реакторов (ГОСТ Р 50746); код ОКП – 43 6241; класс безопасности – 3Н, 2З по ОПБ-88/97;
- оборудование систем контроля, управления и защиты ядерных реакторов (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 43 6240, 43 6400, 69 3330-69 3350; класс безопасности – 3НУ, 2У, 2З по ОПБ-88/97;
- аппаратура для управления технологическим оборудованием энергоблоков АЭС (ГОСТ Р 50746); коды ОКП – 69 4100 – 69 4200; класс безопасности – 3НУ, 2У по ОПБ-88/97.

Полная область аккредитации ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС» утверждена Минатомом РФ, Госатомнадзором РФ и Госстандартом РФ.

И. П. Сивоконь, А. И. Мушенко, С. И. Спириденко

Краснодарское конструкторское бюро «Селена»

ОГРАНИЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА РАДИОПРИЕМНИКА СВЯЗИ ИЗ-ЗА ВЛИЯНИЯ КОМБИНАЦИОННЫХ КАНАЛОВ ПРИЕМА

Abstract This paper describes formulas for calculation level of low useful signal (reception through basis recording canal), when interference signal (reception through accessory canals) do not distortions

Динамический диапазон полезных сигналов, принимаемых супергетеродинным радиоприемником (РПМ) по основному каналу приема (ОКП), в ряде случаев может ограничиваться [1 и др.] восприимчивостью комбинационных каналов

приема (ККП), образующихся в первом смесителе в результате взаимодействия гармоник гетеродина РПМ с гармониками помеховых сигналов, исходящих от расположенных по соседству сторонних радиопередатчиков (РПД). Действительно, мощная помеха от соседнего РПД, воздействующая на смеситель (через приемную антенну или через экран приемного высокочастотного тракта) и проникающая на выход РПМ, как правило, по ККП, может приводить к недопустимым искажениям слабых полезных сигналов, т.е. может ограничивать динамический диапазон РПМ.

В ряде случаев уровень допустимых непреднамеренных радиопомех нормируется относительно наименьшего полезного сигнала:

$$\frac{e_{c\,\min}+e_{П}}{e_{c\,\min}} \le g_{доп}\,, \qquad (1)$$

где

$e_{П}$ - регистрируемое на выходе РПМ напряжение непреднамеренной радиопомехи;

$e_{c\,\min}$ - регистрируемое на выходе РПМ напряжение полезного сигнала, соответствующее номинальной чувствительности ОКП.

В некоторых случаях уровень допустимых непреднамеренных радиопомех задается в виде, удобном для непосредственного контроля по показаниям на выходе РПМ:

$$\frac{e_{c\,\min}+e_{Ш}+e_{П}}{e_{c\,\min}+e_{Ш}} \le \delta_{доп}\,, \qquad (2)$$

где

$e_{Ш}$ - уровень собственных шумов на выходе РПМ.

В технической документации РПМ всегда нормируется отношением минимального полезного сигнала к уровню собственных шумов:

$$\frac{e_{c\,\min}}{e_{Ш}} \ge N\,. \qquad (3)$$

Совместное решение выражений (1) – (3) позволяет установить зависимость между «g» и «δ»:

$$\delta_{доп} = 1 + \frac{g_{доп}-1}{1+\dfrac{1}{N}}\,. \qquad (4)$$

Считая приемный тракт после первого кристаллического смесителя линейным и используя выражения, найденные в [2], запишем напряжения на выходе РПМ в виде:

а) минимальный полезный сигнал, принимаемый по ОКП,

$$e_{c\,\min} = U_{c\,\min}\cdot U_{Г}(a_2F_2 + a_4F_4U_{Г}^2 + a_6F_6U_{Г}^4 + ...)\,; \qquad (5)$$

б) помеха, воспринимаемая по ККП,

$$e_{П} = U_{П}^{m}\cdot U_{Г}^{n}(a_{m+n}\cdot F_{m+n} + a_{m+n+2}\cdot F_{m+n+2}\cdot U_{Г}^2 + a_{m+n+4}\cdot F_{m+n+4}\cdot U_{Г}^4 + ...)\,, \qquad (6)$$

где

$U_{Г}, U_{П}, U_{c\,\min}$ – напряжение гетеродина, напряжение помехи и минимальный полезный сигнал, соответственно, на входе смесителя;

m, n - номера гармоник помехи и гетеродина РПМ, соответственно, образующих ККП в первом смесителе;

a_K, F_K - коэффициенты разложения в степенной ряд вольтамперной характеристики кристаллического смесителя, значения которых найдены в[2].

Из выражений (1) и (4) ÷ (6) можем найти результирующую формулу, определяющую минимальное напряжение полезного сигнала на входе смесителя РПМ, принимаемого без недопустимых искажений помехой, проникающей на выход приемного тракта через ККП:

$$Uc\min \geq \frac{UП}{(g_{доп}-1)\cdot Dсм} = \frac{UП}{(\delta_{доп}-1)\cdot\left(1+\frac{1}{N}\right)\cdot Dсм}, \qquad (7)$$

где

$$Dсм = \frac{\frac{ec\min}{Uc\min}}{\frac{eП}{UП}} = \frac{H}{H_П^{m-1}\cdot U_Г^{n-1}} \qquad (8)$$

– относительное ослабление помехи (ККП) в смесителе,

$$H = \frac{\alpha_2\cdot F_2+\alpha_4\cdot F_4\cdot U_Г^2+}{\alpha_{m+n}\cdot F_{m+n}+\alpha_{m+n+2}\cdot F_{m+n+2}\cdot U_Г^2+} -- \frac{+\alpha_6\cdot F_6\cdot U_Г^4+\ldots}{+\alpha_{m+n+4}\cdot F_{m+n+4}\cdot U_Г^4+\ldots} \qquad (9)$$

– коэффициент, значения которого рассчитаны в [2] и[3].

В табл. 1 в качестве примера приведены расчеты по формуле (8) относительного ослабления помехи, принимаемой по ККП смесителя при $U_П$ = 0,001 В. Экспериментальные исследования, проведенные со смесительными СВЧ диодами, показывают, что при $Dсм \leq 80$ – 100 дБ отличие измеренного относительного ослабления ККП в смесителе от рассчитанного по формуле (8) не превосходит $\Delta_1 \leq 0{,}1Dсм[дБ]$.

С целью снижения трудоемкости расчетов в инженерной практике значения $Dсм$ могут определяться с использованием сравнительно более простых эмпирических формул, полученных путем подбора соответствующих коэффициентов [3]:

$$Dсм[дБ] = Dm[дБ] + вDn[дБ] + B[дБ], \qquad (10)$$

где

$$Dm[дБ] = (m+22)\cdot(m-1), \qquad (11)$$

$$Dn[дБ] = 30\sum_{i=1}^{n}\frac{i-1}{2i+1}, \qquad (12)$$

$$B[дБ] = 20(m-1)\cdot\lg\frac{0{,}007}{UП[В]}, \qquad (13)$$

$$в = \frac{0{,}07}{UГ[В]}. \qquad (14)$$

В выражениях (10) – (14) указаны размерности входящих величин. Анализ показывает, что при $UГ \leq 0{,}3$ В и при $UП \leq 0{,}2UГ$ результаты расчетов по формулам (8) и (10) достаточно хорошо согласуются; в случае $m < 6 > n$ расхождение результатов расчетов не превосходит $\Delta_2 \leq 2дБ + 0{,}02Dсм[дБ]$.

Из табл.1 видно, что значение ослабления $Dсм$ резко увеличивается с возрастанием номеров гармоник «m» и «n», образующих ККП. Выбирая соответствующим образом частоты настройки РПМ [4], можем не допустить образования в смесителе ККП с малыми номерами ($m + n$). Благодаря этому обеспечивается прием достаточно малых полезных сигналов (см. выражение 7) без недопустимых искажений помехой, проникающей на выход РПМ по ККП.

Таблица 1

$U_Г$, В	n	Относительное ослабление ККП в смесителе Dсм, дБ ($U_П$ = 0,001 В)				
		m=1	m=2	m=3	m=4	m=5
0,07	1	0,00	40,0	86,4	130	179
	2	5,40	46,0	89,5	136	185
	3	13,4	53,8	97,6	144	191
	4	23,6	63,9	107	154	199
	5	34,7	76,5	120	163	211

Окончание таблицы

0,10	1	0,00	39,8	85,1	130	178
	2	2,90	43,5	87,2	134	183
	3	9,20	49,2	92,9	140	189
	4	18,0	57,1	99,1	146	194
	5	25,1	66,0	109	154	201
0,13	1	0,00	39,6	84,1	129	178
	2	1,80	42,3	86,0	132	181
	3	6,10	46,3	90,2	137	187
	4	12,2	52,3	96,1	145	189
	5	18,8	59,2	102	148	195
0,17	1	0,00	39,5	83,5	129	178
	2	1,40	41,4	85,4	131	180
	3	4,40	44,8	88,2	135	184
	4	9,10	50,8	92,2	138	186
	5	15,2	53,4	95,7	143	190
0,22	1	0,00	39,2	82,9	128	177
	2	1,50	42,4	85,2	131	179
	3	4,30	45,5	87,9	133	181
	4	7,40	47,8	90,1	136	183
	5	11,0	49,9	94,9	139	187

Литература

1. Царьков Н.М. «Электромагнитная совместимость РЭС и систем». Изд. «Радио и связь», М., 1985г.
2. Сивоконь И.П. «Экранирование аппаратуры при измерении характеристик ЭМС». «Измерительная техника», №4, 1997г.
3. Сивоконь И.П., Белокрылов В.В. «Инженерный расчет уровня комбинационных каналов приема в кристаллическом смесителе». Сборник докладов 3-го международного симпозиума по ЭМС и ЭМИ. Санкт-Петербургский электротехнический университет, 1997г.
4. Лиштаев О.Б., Сивоконь И.П. и др. «Формулы для расчета свободных от внутриобъектовых радиопомех частот приемо-передающего узла радиосвязи». Сборник докладов 4-го международного симпозиума по ЭМС и ЭМЭ. Санкт-Петербургский электротехнический университет, 2001г.

Н. А. Титович

Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ШИРОКОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

Abstract: The skeleton diagram of the experimental installation and technique of realization of researches of influencing of a HF and VHF of interference on the characteristics and parameters of digital microcircuits are reviewed. The features of activity of different types of microcircuits are described at effect of electromagnetic interference of broad frequency band, the comparative analysis of their receptivity is conducted.

Тема исследования влияния электромагнитных помех (ЭМП) на работоспособность цифровых интегральных микросхем (ИМС) не нова. Впервые поднятая в 70-х годах в связи с проблемами, возникшими при эксплуатации специальной техники, она получила новый импульс развития в наше время, что обу-

словлено также и вопросами обеспечения безопасной эксплуатации промышленного оборудования, транспорта, средств связи, бытовой техники. В работе быстродействующих и восприимчивых к воздействию ЭМП систем иногда наступают обратимые трудно прогно-зируемые сбои, цена которых весьма велика. Поэтому современные подходы к конструированию радиоэлектронного оборудования, работающего в сложной электромагнитной обстановке, предпо-лагают решение вопросов ЭМС уже на стадии выбора элементной базы и разработки отдельных блоков.

несколько типов приборов для измерения восприимчивости как простейших, так и более сложных ИМС /4, 5/. Структурная схема эксперимен-тальной установки, построенной по данному методу, изображена на рис.1. При построении имитатора воздействия ЭМП может использоваться как метод облучения исследуемого объекта электромагнитным полем, так и более дешевый кондуктивный способ подачи помехи в различные цепи микросхемы /3/. Исследуемая ИМС помещается в измерительную камеру, влияние помехи на другие цепи устройства исключается с помо-

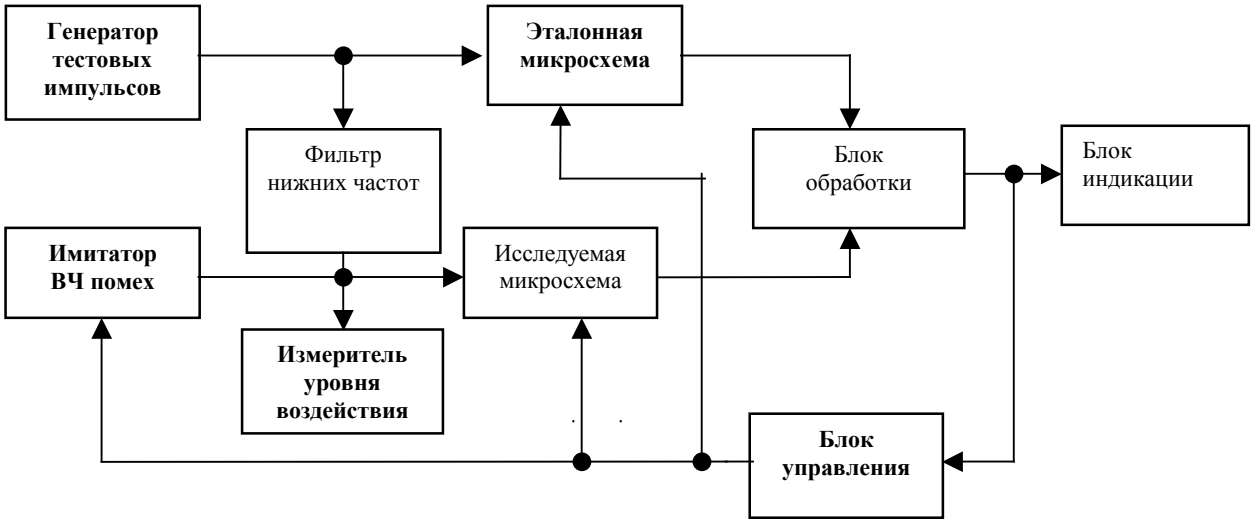


Рис.1. Структурная схема экспериментальной установки для исследования восприимчивости ИМС к воздействию ЭМП

Результаты первых испытаний влияния ВЧ и СВЧ помех на характеристики и параметры ИМС достаточно подробно изложены в /1/. Основное внимание уделялось изучению восприимчивости базового логического элемента (ЛЭ) И-НЕ. Методика исследований строилась на анализе изменения передаточной характеристики ЛЭ, за критерий восприимчивости принимался уровень ЭМП, приводящий к определенному изменению уровней логического нуля U_{0L} и единицы U_{0H}. В дальнейшем при проведении испытаний различных типов микросхем предложено оценивать восприимчивость в динамическом режиме при подаче на вход тестовых рабочих сигналов /2, 3/. В процессе исследований в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектронике было разработано и изготовлено

щью развязывающих фильтров. Изменение параметров исследуемой ИМС контролируется путем сравнения их с параметрами аналогичной эталонной микросхемы. Устройство позволяет изменять уровень воздействия как в ручном, так и в автоматическом режиме. В зависимости от диапазона частот для измерения уровня воздействующей ЭМП могут быть использованы селективный ВЧ вольтметр, осциллограф или ваттметр поглощенной СВЧ мощности. Блоки обработки и индикации построены таким образом, что позволяют исследовать восприимчивость как по критерию «достоверного сбоя», связанного с изменением выходного состояния ИМС, так и «вероятного сбоя», т. е. отклонения одного или нескольких параметров за допустимые пределы. Контроль может осуществляться одновремен-

но по нескольким выходам исследуемой микросхемы /5/.

На рис.2 представлены зависимости порога восприимчивости, т.е. напряжения $U_п$ ВЧ помехи, приводящей к «достоверному сбою», от частоты $f_п$ для некоторых широко применяемых микросхем. В целом можно отметить, что с ростом $f_п$ восприимчивость ИМС к воздействию ВЧ и СВЧ помех уменьшается. Некоторые неравномерности зависимостей объясняются как резонансными эффектами в конструкциях измерительных камер, так и в конструкциях самих микросхем на отдельных частотах. С повышением сложности ИМС, т. е. с ростом степени интеграции, а также их быстродействия, восприимчивость к воздействию ЭМП увеличивается. Более устойчивы к воздействию помех ТТЛ и КМОП схемы.

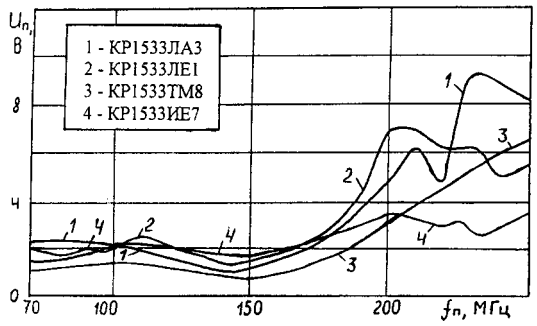


Рис. 2. Зависимости порогов восприимчивости микросхем к ЭМП, воздействующим на входы, определенные по критерию «достоверного сбоя»

Частотный диапазон рассматриваемых зависимостей можно разделить на три области. В низкочастотной, где $f_п$ ниже граничной рабочей частоты $f_{гр}$ микросхемы, происходят функциональные сбои, т. е. помеха воспринимается как рабочий сигнал. Во второй области имеют место так называемые «перемежающиеся» сбои. Здесь $f_п$ уже превышает $f_{гр}$ и поэтому время воздействия помехового сигнала не всегда достаточно для переключения ИМС. При подаче ВЧ помехи с близкой к $f_{гр}$ частотой на вход микросхемы выходное состояние исследуемой микросхемы во многом зависит от соотношения фаз тестового и помехового сигналов. Кроме того, в этой области уже начинает сказываться эффект детектирования огибающих ВЧ и СВЧ помех. Работа *p-n*-переходов входных и выходных транзисторов ЛЭ в качестве детекторов приводит к появлению на них дополнительных напряжений смещения, а следовательно и к изменению всех параметров: уровней логического нуля U_{0L} и единицы U_{0H}, времени задержки распространения при включении t_{pHL} и выключении t_{pLH}. Особенности области «перемежающихся» сбоев следует учитывать при проведении экспериментов. При близкой к $f_{гр}$ частоте помехи могут происходить частые функциональные переключения ЛЭ, что приведет к значительному увеличению потребляемого им тока, быстрому нагреву корпуса микросхемы, изменению выше- перечисленных параметров и, в конечном итоге, к выходу ИМС из строя. Особенно критичны к такому режиму КМОП схемы. Очевидно, что воздействие преднамеренной помехи с близкой к $f_{гр}$ частотой может оказаться весьма неприятным.

В третей области имеют место сбои, обусловленные изменением параметров ИМС за счет детектирования огибающих ЭМП, а также за счет паразитных резонансных явлений в конструкциях корпусов на некоторых частотах. При $f_п$ 5–10 ГГц сказывается и тепловое действие СВЧ помехи, т.к. реактивное сопротивление p-n-перехода сравнимо с активным. Однако уровни помех, приводящих к сбою в этом диапазоне, весьма велики (единицы ватт) и маловероятны. К отказам здесь могут привести только преднамеренные помехи или внутрисистемные ЭМП при неудачной конструкции.

Исследования восприимчивости более сложных ИМС показали, что детальнее следует изучать цепи, на которые воздействия помех более вероятны. Так как все они в конечном итоге построены на простейших базовых ЛЭ, то причиной сбоя чаще всего является отказ элемента, рас-

положенного в цепи воздействия помехи. Так при воздействии ВЧ помех на вход С1 четырехразрядного двоичного счетчика, построенного на микросхеме ИЕ5 по типовой схеме, первым отказывает первый JK-триггер, непосредственно соединенный с цепью воздействия ЭМП. При определенном уровне $U_п$ он начинает работать, как инвертор, и коэффициент деления счетчика уменьшается на два. При действии ЭМП на выход счетчика первым отказывает четвертый триггер (на выходе устанавливается уровень логического нуля). При подаче помехи на шину питания последовательность перехода JK-триггеров из режима деления на два в режим инвертирования следующая: четвертый, затем первый и третий (при одинаковом $U_п$) и при значительном повышении уровня помехового воздействия – второй. Можно предположить, что такая последовательность наступления сбоев связана с особенностью конструкции корпуса, т. е. построения шины питания.

Для более детальной оценки поведения ЛЭ при воздействии ЭМП наиболее пригоден критерий «вероятного сбоя». Из зависимостей, приведенных на рис.3, видно, что при воздействии помехи на выход ИМС КР1533ЛА3 сначала происходит недопустимое отклонение U_{0L} (превышение уровня 0,4 В), затем выходят за пределы допусков (отклонение на 5нс) динамические параметры t_{pLH} и t_{pHL} и менее вероятен сбой по уровню U_{0H} (уменьшение ниже 2,4 В). Следует отметить, что такая последовательность наступления «вероятных сбоев» характерна лишь для ЛЭ серии 1533. Для других серий первым чаще всего происходит недопустимое отклонение t_{pLH}.

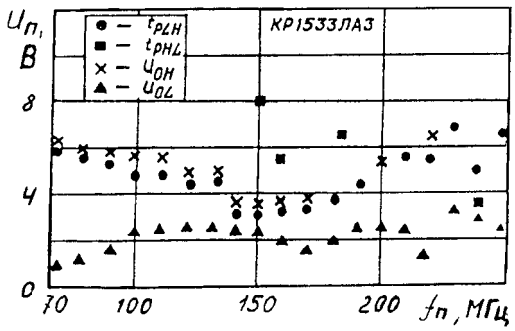


Рис.3. Зависимости порогов восприимчивости микросхемы КР1533ЛА3 к ЭМП, воздействующим на выход, определенные по критерию «вероятного сбоя»

Исследования показали, что изложенная методика испытаний достаточно универсальна, так как пригодна для оценки воздействия как непрерывных, так и импульсных помех. Наряду со справочной информацией по восприимчивости микросхем к воздействию ЭМП она также может быть полезна разработчикам радиоаппаратуры, работающей в сложной электромагнитной обстановке.

Литература

1. Mardiguian M. A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility. Volume 5. Electromagnetic Control in Components and Devices. – Interference Control Technologies, Virginia, 1988.

2. Tront J.G. Predicting URF UPset of MOSFET digital ICs// IEEE Trans. on EMC. -1985, Vol.27, N.2. -P. 64-69.

3. Бригидин А.М., Титович Н.А., Кириллов В.М. Влияние электромагнитных помех на цифровые интегральные схемы// Труды 10 Междунар. симп. по ЭМС, т.2, Вроцлав, 1990. -С. 769-773.

4. А.с. 1566925 СССР, МКИ G 01 R 33/28, 15.07.1988. Устройство для контроля параметров логических элементов при воздействии электро-магнитных помех/ Е.А. Буевич, Н.И. Листопад, Н.А. Титович, М.Н. Юрков (СССР). Опубл. 22.01.1990.

5. Патент RU 2069865, кл. G 01 R 31/28, 25.02.1991. Устройство для контроля параметров цифровых интегральных схем при воздействии электромагнитных помех/ Н.А. Титович, Е.А. Буевич (BY). – Опубл.27.11.1996, бюл. №33.

С. Ткаченко[1], F. Rachidi[2], M. Ianoz[2], T. Steinmetz[1]
[1]Университет им. Отто фон Герике, Магдебург, Германия
[2]Федеральный Технологический Институт, Лозанна, Швейцария

К ТЕОРИИ ВЛИЯНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ НА НЕОДНОРОДНЫЕ ДЛИННЫЕ НАГРУЖЕННЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Abstract - The paper illustrates the use of an efficient hybrid method to compute high frequency coupling to long terminated line containing an addition load in the central region, when the transmission line (TL) approximation is not applicable. In this method, the induced current along the line can be expressed using closed form analytical expressions. The current waves scattering coefficients on the line nonuniformities involved in these expressions are determined using the approximate analytical solution or some effective numerical procedure (for scattering on the near terminal regions) or exact analytical solution (for the scattering on the addition load in the central region). The advantage of the proposed approach is that, in contract with TL approximation it takes into account high frequency radiation effects.

1.Введение

Необходимость рассмотрения взаимодействия высокочастотного электромагнитного излучения с линиями возникает при изучении взаимовлияния высокочастотных цепей, а также при исследовании влияния внешних источников излучения на проводные системы.

При воздействии высокочастотного электромагнитного поля на линии передачи, когда длина волны воздействующего поля сравнима с поперечным размером линии, классическое приближение линий передачи (TL) неприменимо [1]. Ранее был предложен эффективный асимптотический метод для вычисления тока, индуцированного в нагруженной длинной линии внешним высокочастотным полем. Метод основан на простом аналитическом представлении решения в большей (асимптотической) части линии, достаточно удаленной от оконечных нагрузок. Полученное решение содержит комбинацию коэффициентов отражения волн тока от оконечных нагрузок, вблизи которых нарушается однородность линии и возникает дополнительное излучение, отличное от излучения рассеяния на бесконечном горизонтальном проводе.

На практике, однако, однородность линии может нарушаться не только в около-нагрузочных областях. Линия может иметь резкий излом, переменную высоту подвеса и т.д. Кроме того, линии может содержать сосредоточенный импеданс (или источник напряжения), вызванный, например, повреждениями кабельного экрана.

В настоящей работе мы кратко опишем основные положения асимптотического метода [2-5]. Далее этот метод будет обобщен на случай линии, имеющей дополнительный сосредоточенный импеданс в центральной области, удаленной от нагрузок. Наряду с коэффициентами отражения волн тока от оконечных нагрузок найденное решение содержит также коэффициент отражения от дополнительного импеданса в бесконечной линии, аналитическое выражение для которого получено с помощью пространственного преобразования Фурье.

Аналитическое решение сравнивается с результатами численного расчета по программе CONCEPT.

2. Асимптотическое приближение для однородной линии передачи

Рассмотрим длинный тонкий провод, расположенный над поверхностью с бесконечной проводимостью, который возбуждается внешним полем (см. рис.1). Линия имеет оконечные нагрузки Z_1 и Z_2

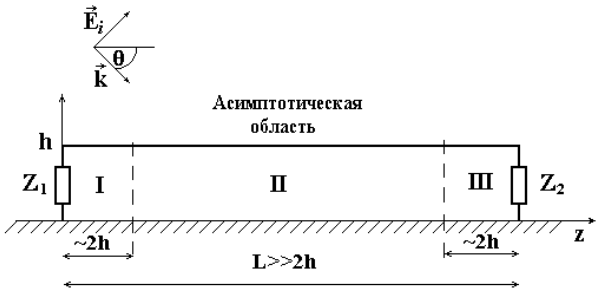


Рис. 1

Может быть показано [3-5], что для $\omega h/c$ порядка нескольких единиц в центральной асимптотической *2h<<z<<L-2h* области наведенный ток может быть записан в следующем виде

$$I(z) = I_0 \cdot \left(e^{-jk_1 z} + C_1 e^{jkz} + C_2 e^{-jkz}\right) \quad (1)$$

где $k = \omega/c$, $k_1 = \omega/c\cos(\theta)$, θ - угол падения воздействующей плоской волны.

Коэффициент I_0 в (1) представляет собой ток, наведенный плоской волной в тонком бесконечном проводе

$$I_0 = \frac{4cE_z^e(h,\omega)/\left(\eta\omega\sin^2\theta\right)}{H_0^{(2)}\left(ka\sin\theta\right) - H_0^{(2)}\left(2kh\sin\theta\right)} \quad (2)$$

где $E_h^e(z)$ - полное тангенциальное поле, воздействующее на провод (падающее + отраженное от поверхности), $H_0^{(2)}(x)$ - функция Ганкеля нулевого порядка второго рода, $\eta = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$.

Коэффициенты C_1 и C_2 в распределении (1) определяются выражениями

$$C_1 = \frac{C_- \cdot e^{-j(k+k_1)L} + C_+ A_- \cdot e^{-2jkL}}{1 - A_+ A_- e^{-2jkL}} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{C_+ + C_- A_+ \cdot e^{-j(k+k_1)L}}{1 - A_+ A_- e^{-2jkL}} \quad (4)$$

содержащими асимптотические коэффициенты рассеяния волн тока A_+, A_-, C_+, C_- для правой (левой) полубесконечной линии $0 \le z < \infty$ ($-\infty < z \le 0$), нагруженной на левое (правое) сопротивление для неоднородной и однородной задач.

Эти коэффициенты, например, для правой полубесконечной линии $0 \le z < \infty$ определяются следующим образом. Пусть $I_+^e(z) = I_0 \cdot \psi_+^e(z)$ - точное электродинамическое решение для тока, наведенного падающей плоской волной в полубесконечном проводе, нагруженном на сопротивление Z_1, с учетом геометрии околонагрузочной области (однородная задача). Тогда

$$\psi_+^e(z) \approx e^{-jk_1 z} + C_+ \cdot e^{jkz} \quad z \ge 2h \quad (6)$$

Аналогично, если $I_+(z) = I_0 \cdot \psi_+(z)$ - решение однородной электродинамической задачи рассеяния волны тока e^{jkz}, приходящей из$+\infty$, на оконечной нагрузке Z_1, то

$$\psi_+(z) \approx e^{-jkz} + A_+ \cdot e^{jkz} \quad z \ge 2h \quad (7)$$

Для определения этих коэффициентов рассеяния в случае простейшей геометрической конфигурации линии (горизонтальный разомкнутый провод без вертикальных участков) может быть использован итерационный подход для решения интегро-дифференциального урав-нения Поклингтона [2,3].

Для определения искомых коэффициентов в случае произвольной геометрической конфигурации линии и величины импедансов нагрузок оконечных областей был разработан эффективный численно - аналитический метод [5]. В методе [5] на первом этапе рассматривается воздействие электромагнитного поля плоской волны на две нагруженные вспомогательные линии разной длины, совпадающие по направлению с исследуемой линией и имеющие те же нагрузки. Эти вспомогательные линии являются существенно более короткими, чем исходная, однако их длина также существенно больше высоты подвеса. По вычисленному распределению тока с помощью метода наименьших квадратов определяются коэффициенты распределения тока в асимптотической области, а по ним, в свою очередь - искомые коэффициенты отражения, опреде-

ляющие распределение тока в исходной длинной линии. Данный подход существенно сокращает время вычисления наведенного тока для длинных нагруженных линий [5].

2. Асимптотическое приближение для неоднородной линии передачи

Асимптотический подход, изложенный в предыдущем разделе, может быть обобщен для вычисления тока, наведенного внешним полем в неоднородной линии, имеющей точечную неоднородность - сосредоточенный импеданс Z_L в какой-либо промежуточной точке (см. рис.2).

На первом этапе решения рассмотрим вспомогательную задачу рассеяния волны тока на сосредоточенном импедансе Z_L, расположенном в начале координат, для бесконечного провода.

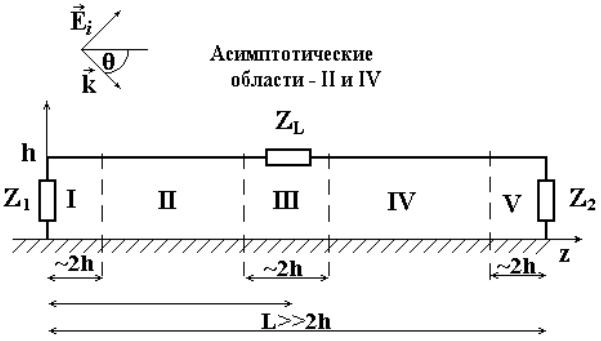


Рис. 2

Точное решение интегро-дифференциального уравнения Поклингтона, описывающего наведенный ток, как для неоднородной, так и для однородной задач, можно получить с помощью пространственного преобразования Фурье, учитывая для тангенциальной компоненты электрического поля скачок, вызванный падением напряжения на сосредоточенном импедансе, который выражается через неизвестный ток $I(0)$, протекающий через нагрузку

$$\widetilde{E}_h^e(z) = E_h^e(z) - Z_L \cdot I(0) \qquad (8)$$

Опуская подробности вычислений, запишем решение неоднородной задачи для тока $I_m^e(z) = I_0 \cdot \psi_m^e(z)$, возбуждаемого в этой системе внешним полем падающей плоской волны, решение $\psi_m^+(z)$ однородной задачи рассеяния для волны тока $\exp(-jkz)$, падающей на нагрузку из $-\infty$, и решение $\psi_m^-(z)$ однородной задачи рассеяния для волны тока $\exp(jkz)$, падающей на нагрузку из $+\infty$:

$$\psi_m^e(z) = \exp(-jk_1 z) + F_2(z) \qquad (9)$$

$$\psi_m^+(z) = \exp(-jkz) + F_2(z) \qquad (10)$$

$$\psi_m^-(z) = \exp(jkz) + F_2(z) \qquad (11)$$

где

$$F_2(z) = \frac{-Z_L \cdot \left[e^{-jk|z|} + F_1\left(\frac{a}{2h}, 2kh, \frac{z}{2h}\right)\right]}{2Z_C + Z_L \cdot \left[1 + F_1\left(\frac{a}{2h}, 2kh, 0\right)\right]}, \qquad (12)$$

$Z_C = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cdot 1/2\pi \cdot \ln(2h/a)$- волновое сопротивление линии;

$$F_1(\alpha, y_0, \xi) = \frac{2y_0}{\pi j} \cdot \int_0^\infty \left[\frac{2\ln(1/\alpha)}{G(\alpha, \sqrt{y_0^2 - y^2})} - 1 \right] \cdot \frac{\cos(y\xi)}{y_0^2 - y^2} dy \qquad (13)$$

$$G\left(\alpha, \sqrt{y_0^2 - y^2}\right) = \qquad (14)$$

$$\begin{cases} -\pi j \left[H_0^{(2)}\left(\alpha\sqrt{y_0^2 - y^2}\right) - H_0^{(2)}\left(\sqrt{y_0^2 - y^2}\right)\right], y < y_0 \\ 2\left[K_0\left(\alpha\sqrt{y^2 - y_0^2}\right) - K_0\left(\sqrt{y^2 - y_0^2}\right)\right], \qquad y > y_0 \end{cases}$$

Детальное исследование пространственной зависимости $F_2(z)$ показывает, что на расстоянии от нагрузки Z_L примерно превышающим $2h$, преобладающей оказывается TL мода $\exp(-jk|z|)$ (другие моды затухают или как $1/z$ или экспоненциально):

$$\psi_m^e(z) = \exp(-jk_1 z) + A_m \exp(-jk|z|) \qquad (15)$$

$$\psi_m^+(z) = \exp(-jkz) + A_m \exp(-jk|z|) \qquad (16)$$

$$\psi_m^-(z) = \exp(jkz) + A_m \exp(-jk|z|) \qquad (17)$$

где коэффициент отражения волны A_m дается выражением (см. рис. 3)

$$A_m = F_2(0) = \frac{-Z_L}{2Z_C + Z_L \cdot \left[1 + F_1\left(\frac{a}{2h}, 2kh, \frac{0}{2h}\right)\right]} \quad (18)$$

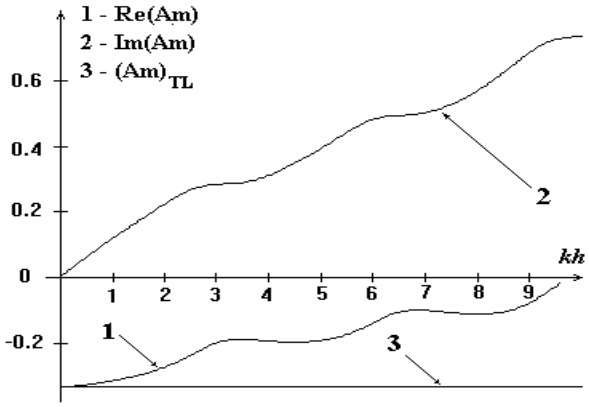


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения (18) при $a/2h = 0.01$, $Z_L = Z_c$

В низкочастотном пределе $kh << 1$ $F_1(kh) \to 0$, и коэффициент отражения принимает значение $A_m = -Z_L / (2Z_C + Z_L)$, которое дается приближением линий передачи.

Возвращаясь к конечной проводной системе, изображенной на рис. 2, будем искать решение для наведенного тока в следующем виде

$$I(z) = I_0\left[\psi_+^e(z) + \widetilde{C}_1 \cdot \psi_+(z)\right] \quad (19)$$

– в областях I и II

$$I(z) = I_0 \cdot \left[e^{-jk_1 L_1}\psi_m^e(z - L_1) + \widetilde{C}_2 \cdot \psi_m^+(z - L_1) + \right.$$
$$\left. + \widetilde{C}_3 \cdot \psi_m^-(z - L_1)\right] \text{ -в областях II,III,IV} \quad (20)$$

$$I(z) = I_0 \cdot \left[e^{-jk_1 L}\psi_-^e(z - L) + \widetilde{C}_4 \cdot \psi_-(z - L)\right]$$
$$\text{- в областях IV, V} \quad (21)$$

В (19) - (21) $\widetilde{C}_1, \widetilde{C}_2, \widetilde{C}_3, \widetilde{C}_4$ - некоторые коэффициенты, подлежащие определению.

Рассматривая асимптотический вид этих решений в областях II и IV и принимая во внимание, что в этих областях решение должно иметь вид суммы трех членов (1) (со своими коэффициентами для каждой из областей II и IV) можно определить коэффициенты $\widetilde{C}_1, \widetilde{C}_2$, $\widetilde{C}_3, \widetilde{C}_4$ и, таким образом, получить решение как в асимптотических, так и в околонагрузочных областях. Полученные выражения дают приближенное аналитическое решение задачи влияния высокочастотного электромагнитного поля на нагруженную линию передачи, имеющую дополнительный точечный импеданс.

Не приводя получающихся громоздких выражений для коэффициентов, проиллюстрируем метод на простом примере [5]. Рассмотрим разомкнутый провод радиусом $a = 10$ мм длиной $L = 16$м, находящийся на расстоянии $h = 0.5$м от бесконечно-проводящей поверхности. В центре провода имеется сосредоточенный импеданс $Z_L = Z_C \approx 276$ Ом. На провод воздействует вертикально-поляризованная плоская волна с амплитудой $E_0 = 50$КВ/м, падающая под углом $\theta = 45^0$ ($\varphi = 0$) с частотой $f \approx 358$МГц ($kh = 3.75$). (При таких частотах приближение линий передачи дает неверный результат.) На рис. 4

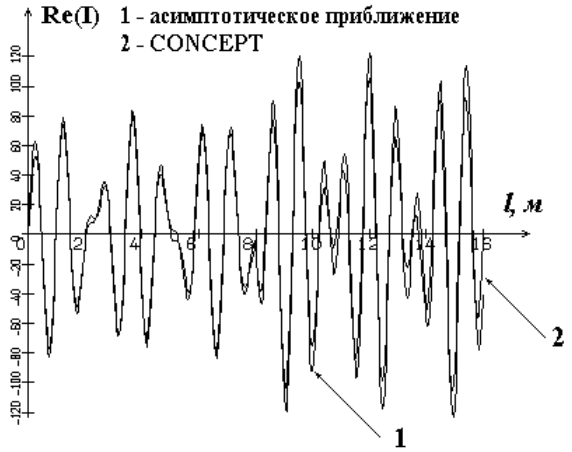


Рис.4

показано сравнение пространственной зависимости действительной части наведенного тока, рассчитанного с помощью программы CONCEPT, реализующей метод моментов, и с помощью развитой асимптотической теории по формулам (15)-(21). Коэффициенты отражения волн тока от открытых концов провода

$A_+ = A_- = A$, C_+ и C_- определялись с помощью итерационного метода [2,3].

Из представленных зависимостей видно хорошее совпадение результатов численного и аналитического расчета.

4. Выводы

Разработан аналитический метод для вычисления тока, индуцированного внешним высокочастотным полем в длинной нагруженной линии, содержащей дополнительное сопротивление в промежуточной центральной области. Полученное решение может быть обобщено на случай возбуждения кабельной системы точечным источником.

Литература

1. F.M.Tesche, M.Ianoz, T.Karlsson "EMC analysis method and computational models," Wiley, 1997.
2. S.Tkatchenko, F.Rachidi, M.Ianoz, "Electromagnetic Field Coupling to a Line of Finite Length: Theory and a Fast Iterative Solutions in Frequency and Time domains," IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, vol. 37, No. 4, November 1995.
3. S.Tkatchenko, F.Rachidi, M.Ianoz, L.Martynov, "Exact Field - to Transmission Line Coupling Equation for Lines of Finite Length," Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC'96 ROMA, pp.59-63.
4. S.Tkachenko, F.Rachidi, M.Ianoz, L.Martynov, "An Asymptotic Approach for the Calculation of Electromagnetic Field Coupling to Long Terminated Lines," Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC'98 ROMA, pp.605-609.
5. S.Tkatchenko, F.Rachidi, M.Ianoz, L.Martynov, G.Vodopianov, "An efficient solution for high-frequency electromagnetic field coupling to long terminated lines", EMC Europe 2000 Brugge, P.105-108.

В. Ф. Федоров[1], Т. А. Семенова[1], Ю. А. Фролов[2], П. О. Шишков[2], В. Б. Соколов[1]

[1]Московский государственный инженерно-физический институт (технический университет)

[2]Московская государственная академия приборостроения и информатики

МИЛЛИМЕТРОВОЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ, ГЕНЕРИРУЕМОЕ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ГАММА-КВАНТОВ В АТМОСФЕРЕ

Abstract. Microwave noncoherent bremstrahlung is considered as generated by gamma-radiation interaction with atmosphere. Gamma quanta are emitted by cosmic point source (solar or cosmic flash, nuclear explosion etc.). The spectral intensity of initial signal part is analitically calculated. The pulse registration using satellite radiometer is posibile in view of sufficient aerial temperature. Authors observed microwave pulse due to fast electron flow travelling through atmosphere.

Введение

Распространение в атмосфере гамма-квантов от импульсных космических источников сопровождается генерацией электромагнитного излучения. Источниками могут быть солнечные вспышки, всплески космических гамма-лучей, космические ядерные взрывы. Излучение в оптическом и радиодиапазонах рассматривалось в работах [1-5]. Здесь мы рассмотрим генерацию электромагнитного излучения в диапазоне миллиметровых волн. Исследования механизмов генерации нужны для дистанционной диагностики источников и для борьбы с помехами в регистрирующей аппаратуре. Микроволновый метод диагностики объединяет достоинства оптического и радиометодов: является всепогодным, высокоточным, информативным [6].

Космические гамма-кванты с энергией порядка 1 МэВ поглощаются в атмосфере Земли на высотах от 20 до 40 км. При рассеянии гамма-квантов образуются высокоэнергетичные комптоновские электро-

ны отдачи с длиной пробега λ_e ~ 100 м, которые ионизуют среду. На каждый МэВ поглощенной энергии образуется ~$3\cdot10^4$ вторичных электронов и ионов. Число вторичных электронов возрастает со временем по линейному закону [7]. Вторичные электроны термализуются и прилипают к молекулам кислорода, образуя отрицательные ионы, примерно со скоростью ~10^4 c^{-1}.

Когерентное электромагнитное излучение в СВ и ДВ радиодиапазоне формируется при взаимодействии электронов с геомагнитным полем и имеет длительность ~1 мкс [1]. Однако синхротронный механизм генерации электромагнитного излучения даже для электронов с энергией ~10 МэВ не дает ощутимого вклада в микроволновый диапазон [8], так как циклотронная частота электронов $\omega_c \sim 10^7$ c^{-1} меньше круговой частоты ω излучения, а в микроволновой области при $\omega \gg \omega_c$ интенсивность излучения ~ $(\omega/\omega_c)^{1/2}\exp(-\omega/\omega_c)$ [9,10] и пренебрежимо мала. Когерентное микроволновое излучение с резкого фронта импульса тока электронов изучено в [11].

В данной работе рассматривается некогерентное тормозное излучение. Оно генерируется при столкновении заряженных частиц с нейтральными и частично ионизированными атомами. В процессе излучения принимают участие электроны, положительно заряженные частицы (ионы, протоны, α-частицы и другие), ядра ионов, на которых происходит рассеивание, связанные электроны ионов и атомов, “дебаевская шуба” ионов. В общем случае следует учитывать излучения всех частиц [12].

Постановка задачи, метод решения, результаты

Полагаем, что источник гамма-квантов является точечным, моноэнергетическим (E ~ 1 МэВ) и изотропным. Он расположен на высоте H над поверхностью Земли в точке P (рис.1). Зададим поток гамма-квантов:

$$N = N_0 \alpha \exp(-\alpha\, t), \qquad (1)$$

где $\alpha = 10^8 - 10^7$ c^{-1}, N_0 – полное число гамма-квантов, испущенных источником. Спектральную интенсивность микроволнового излучения будем определять в точке P', находящейся над источником на расстоянии R. Основной вклад в формирующийся микроволновый импульс вносит излучение быстрых электронов. Вкладом вторичных электронов и ионов пренебрежем из-за малости их концентрации и скорости.

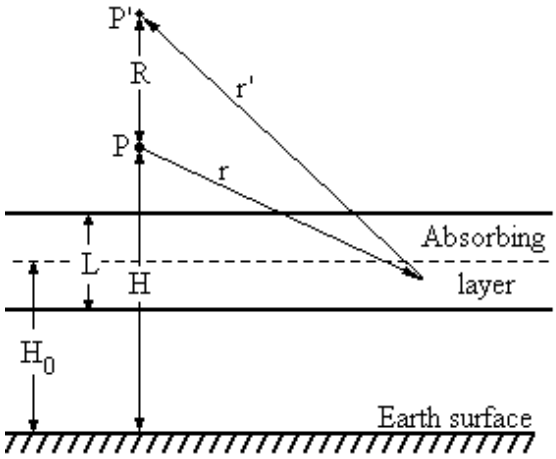


Рис.1. Схема расположения источника и приемника

Считаем что рассеяние гамма-квантов происходит в однородном слое толщиной L = 20 км, расположенном на высоте H_0 = 30 км. Предположим, что комптоновские электроны движутся в слое радиально (от центра P) со средней скоростью v, и смещаясь на расстояние λ_e, исчезают. Тогда спектральную интенсивность излучения, регистрируемого в точке P', можно записать в виде [13]:

$$I(R,t) = \frac{Q N_0 \lambda_e \alpha}{16\,\pi^2 \lambda\, \mathrm{v}} \times \\ \times \int_{V'} \frac{\exp\left\{-\alpha\left[t - (r + r')/c\right]\right\}}{r^2 r'^2} dV', \qquad (2)$$

где r' – расстояние от излучающего электрона до точки P', r – расстояние от источника гамма-квантов до излучающего

электрона (рис.1), $Q = \dfrac{8e^2 \nu_e \mathrm{v}^2}{3c^3}$ – спектраль-ная мощность микроволнового излучения электрона, ν_e = 1,7·10^{11} δ – эффективная частота столкновений электронов с нейтральными частицами, $\delta = \rho_H / \rho_0$ – отношение плотностей воздуха на высоте H_0 и на уровне моря (для H_0 = 30 км δ = 1,5·10^{-2}), λ – пробег гамма-кванта в слое погло-щения. Среда считается оптически тонкой. Интегрирование проводится по объему слоя поглощения, в котором распространяется фронт импульса гамма-излучения.

Так как в точку *P'* в момент времени *t* после начала действия источника приходит микроволновое излучение из областей, удо-влетворяющих условию $r + r' < ct$, вычисление интеграла (2) целесообразно провести с использованием координат вытянутого эллипсоида вращения, аналогично [13]:

$$X = \frac{R}{2}\mathrm{sh}U \sin \mathrm{v} \cos\varphi,\ U_1 < U < \infty;$$
$$Y = \frac{R}{2}\mathrm{sh}U \sin \mathrm{v} \sin\varphi,\ \mathrm{v}_1 < \mathrm{v} < \mathrm{v}_2; \quad (3)$$
$$Z = \frac{R}{2}\mathrm{ch}U \cos\mathrm{v},\ 0 < \varphi < 2\pi,$$

где R – расстояние между источником и точкой наблюдения, значения U_1, v_1, v_2 зависят от параметров области генерации (L и H_0) и от текущего значения U. С учетом (3) интеграл (2) можно преобразовать к виду:

$$I = \frac{QN_0\lambda_e\alpha}{4\pi\, R\lambda\, \mathrm{v}} \int\limits_{\sigma_1}^{ct/R} \exp\left[-\alpha\left(t - \frac{R\sigma}{c}\right)\right] \times$$
$$\times \left(\int\limits_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{d\tau}{\sigma^2 - \tau^2} \right) d\sigma, \quad (4)$$

где $\sigma = \mathrm{ch}U$; $\tau_1 = \sigma_1/\sigma$; $\tau = \cos\mathrm{v}$;

$$\tau_2 = (\sigma_1 + b)/\sigma;\ \sigma_1 = 1 + 2H/R;\ b = 2L/R;$$
$$dV' = R^3\left(\sigma^2 - \tau^2\right) d\sigma\, d\tau\, d\varphi/8;$$
$$Z = R\sigma\tau/2;\ r + r' = R\sigma;\ r = R(\sigma - \tau)/2;$$

$r' = R(\sigma + \tau)/2$. Переходя к безразмерным переменным, вводя местное время $t^* = t - (R + 2H)/c$, интегрируем (4) с учетом $ct^*/R << 1$ и получаем

$$I = QN_0\lambda_e\, f(t^*) / \left(8\pi R^2 \lambda\right), \quad (5)$$

где

$$f(t^*) = \{A\beta \exp(-\beta - \alpha\, t^*) \times$$
$$\times [\mathrm{Ei}(\beta + \alpha\, t^*) - \mathrm{Ei}(\beta)] \exp(-\alpha t^*) -$$
$$- B[1 - \exp(-\alpha\, t^*)]; \quad (6)$$

$$p = \sigma_1^{\,3} - \sigma_1 - b + b\sigma_1;\ \beta = \alpha R/c;$$
$$q = \sigma_1^{\,3} - \sigma_1 - b - b\sigma_1;\ A = \ln(p/q);$$

$$B = \sigma_1 \left[\frac{2\sigma_1^{\,2} + b}{p} - \frac{2\sigma_1^{\,2} - b}{q} \right].$$

На рис. 2 приведены зависимости функции (6) от времени для источников: α = 10^8 с$^{-1}$ (рис.2,*а*) и α = 10^7 с$^{-1}$ (рис.2,*б*), расположенных на высоте H = 60 км. Кривой 1 соответствует расстояние R = 100 км, кривой 2 – R = 400 км и кривой 3 – R = 900 км. Максимальные значения функции (6) практически не зависят от величины α. Максимум спектральной интенсивности достигается к моменту времени 0,1–1 мкс.

Длительность импульса микроволнового излучения обусловлена прохождением фронта гамма-импульса через слой толщиной L и имеет порядок $t \sim L/c \sim 10^{-4}$ с.

Оценим возможность регистрации подобных сигналов со спутников. Пусть полное число гамма-квантов N_0 = 0,4·10^{26} [13], расстояние R = 900 км и высота источника H = 60 км. Вычислим антенную темпера-туру $T_A = IS/(2k)$, где S = 0,12 м^2 – эффе-ктивная площадь антенны, k – постоянная Больцмана. Возь-

мем для оценки макси-мальное значение функции (6) $f \approx 0{,}4$ (рис.2). Получим $T_A \sim 84$ кК. Радиояркостная температура поверхности Земли в миллиметровом диапазоне ~250 К. Следовательно, миллиметровые электромагнитные возмущения от подобных источников могут быть зарегистрированы со спутников.

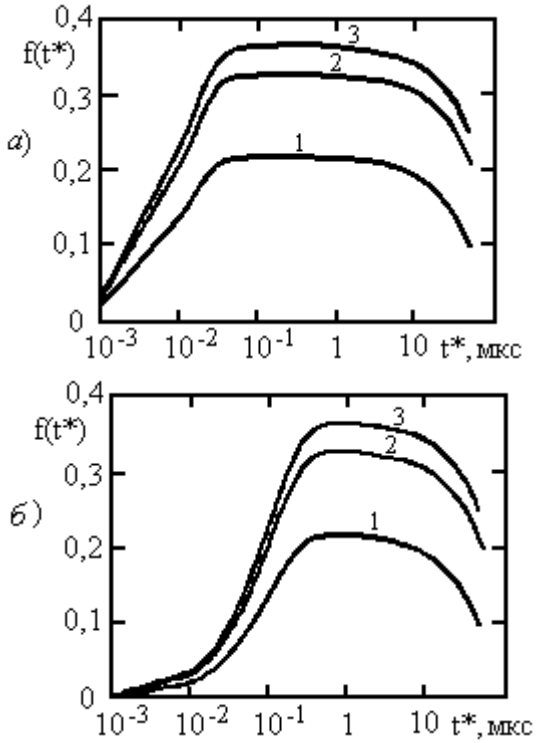


Рис. 2. Микроволновое излучение от космического источника: а) $\alpha = 10^8$ с$^{-1}$; б) $\alpha = 10^7$ с$^{-1}$

Экспериментальные исследования

Для экспериментального подтверждения генерации микроволнового сигнала от потока высокоэнергетических электронов был проведен эксперимент. Расходящийся пучок электронов от линейного ускорителя распространялся в воздухе. Максимальный ток был равен 18 А, длительность импульса порядка 1 мкс. Сигнал регистрировался с помощью радиометра с постоянной времени 0,1 мкс на длине волны 8 мм [14–16]. Антенна радиометра имела ширину диаграммы направленности ~0,03 рад и находилась на расстоянии 12 м от оси пучка. На рис.3 приведены зависимости от времени спектральной интенсивности микроволнового излучения. Кривая 1 соответствует случаю, когда ось диаграммы направленности пересекала ось электронного пучка на расстоянии 1 м от места входа пучка в атмосферный воздух. Во втором случае (кривая 2) это расстояние было близко к нулю. Максимальная антенная температура в первом случае 71 кК, а во втором – 170 кК. Различие максимальных температур обусловлено уменьшением плотности тока электронов с расстоянием. При экранировании волноводного тракта регистрируемые сигналы были на уровне шума. Это означает, что приведенные на рис. 3 сигналы являются излучением тока электронов, а не наводкой. Всего в эксперименте надежно зарегистрировано более 10 сигналов.

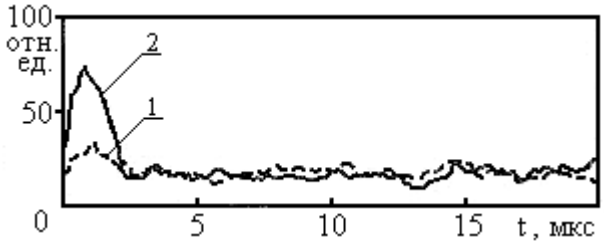


Рис. 3. Спектральная интенсивность микроволнового излучения высокоэнергетичного пучка электронов

Таким образом, экспериментально подтверждена генерация миллиметрового излучения инжектированными в воздух высокоэнергетичными электронами.

Литература

1. Karzas W.J., Latter R. Detection of the electromagnetic radiation from nuclear explosions in space // Phys. Rev. 1965. V.137, N 5B, P.1369.

2. Sandmeir H.A., Dupree S.A., Hansen G.E. Electromagnetic pulse and time-dependent escape of neutrons and gamma-rays from a nuclear explosion // Nuclear Sci. And Engineering. 1972. V.48. P.343.

3. Longmire C.L. On the electromagnetic pulse produced by nuclear explosions // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1978. V. EMC-20. N.1. P.3.

4. Медведев Ю.А., Степанов В.М., Федорович Г.В. Физика радиационного возбуждения электромагнитных полей. М.: Энергоиздат, 1980.

5. Горбачев Л.П., Взоров Н.Н., Левахина Л.В. и др. Электромагнитные эффекты взаимодействия космических гамма-всплесков с атмосферой Земли // Космич. исслед. 1994. Вып.6. С.172.

6. Ньюку Э.Д. Пассивное дистанционное зондирование Земли из космоса в СВЧ-диапазоне// ТИИЭР.1981. Т.70. N.7. С.49.

7. Вагин Ю.П., Сталь Н.Л., Хохлов В.Д. и др. Электрофизические и оптикофизические свойства воздуха, ионизированного коротким импульсом быстрых электронов // Изв. Вузов. Радиофизика. 1983. Вып.3. N.6. С.720.

8. Ленчук С.И. Прямой метод расчета энергетического спектра радиосигнала, обусловленного поглощением в атмосфере нестационарного импульса гамма-излу-чения//Космич. исслед. 1995. Т.33. N.6. С.617.

9. Бекефи Дж. Радиационные процессы в плазме. М.: Мир,1971.

10. Тернов И.М. Синхротронное излучение // УФН. 1995. Т.165.N.4.С.429.

11. Федоров В.Ф. Электромагнитный импульс в микроволновом диапазоне, возбуждаемый асимметричным нестационарным источником гамма-излучения // Изв.Вузов. Радиофизика. 1991. N.10,11, 12. С.1116.

12. Амусья М.Я. Тормозное излучение. М.: Энергоиздат. 1990.

13. Федоров В.Ф., Семенова Т.А. Микроволновое тормозное излучение на поверхности Земли от космического источника гамма квантов // Инженерная физика. № 4. 2000. С.80.

14. Федоров В.Ф., Фролов Ю.А., Шишков П.О. и др. О микроволновом излучении взрывающихся проволочек // Письма в ЖТФ. 1993. N.24.С.1.

15. Соколов В.Б., Федоров В.Ф., Фролов Ю.А. и др. Радиометр для регистрации импульсных микроволновых излучений // Мат. конф. Физика и техника плазмы. Минск. БАН.1994.С.471.

16. Горбачев Л.П., Соколов В.Б., Федоров В.Ф. и др. Исследование импульсных микроволновых излучений радиометри-ческим методом. М.: Препринт МИФИ, 014-93, 1993.-16с.

А. В. Хлапов, В. М. Куприенко, А. В. Разумов

НИЦ 26 ЦНИИ

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМАМ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ, ПОДВЕРЖЕННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЮ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

Abstract: The reliability of personal electronic devices, which are affected by electromagnetic radiation, can be significantly increased by using the Technical Control System. It provides timely detection and localization of failures or malfunction in the system operation. The mathematical model of operation of this complex system is termed as “ Object for diagnosis – Technical diagnosis system”. It is supposed the model for substandin of requirements necessary for providing the reliability of operation.

Опыт разработки и эксплуатации информационных и управляющих вычислительных систем (ИУВС) реального времени показывает, что одной из наиболее сложных задач является обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) и защищенности цифровых вычислительных средств (ЦВС) к воздействию внешних дестабилизирующих факторов, в том числе и к воздействию мощных электромагнитных излучений (ЭМИ) естественного и искусственного происхождения.

В отличие от радиопомех и шумов воздействие ЭМИ на ЦВС вызывает нарушение функционирования отдельных подсистем вычислительных средств в результате появления массовых сбоев и отказов в их элементах. Последствия сбоев и отказов для систем реального времени являются весьма дорогостоящими, а подчас, и катастрофическими, плата за которые, как показывают многочисленные факты и события мировой практики в атомной энергетике, космонавтике, авиации, железнодорожном транспорте, неуклонно продолжает расти. (1)

Поддержание ЦВС в постоянной готовности во многом определяется наличием в их составе систем технического диагностирования (СТД), которые позволяют своевременно обнаружить и локализовать возникающие отказы.

Исследования показывают, что роль СТД в обеспечении готовности ЦВС в настоящее время существенно возрастает, а в условиях воздействия ЭМИ проблема диагностического обеспечения ЦВС приобретает еще более важное значение.

Для того, чтобы СТД эффективно решала поставленные задачи необходимо, чтобы ее характеристики были достаточны для обеспечения готовности ЦВС.

В целях формирования научно обоснованных требований к СТД необходимо учесть:

а) временные режимы работы ЦВС и его особенности как объекта диагностирования;

б) наличие в составе ЦВС запасных частей (ЗИП);

в) специфику функционирования комплексной системы "ОД-СТД";

г) необходимость обеспечения работы ЦВС в условиях воздействия ЭМИ.

Сущность предлагаемого метода обоснования требований к СТД заключается в решении оптимизационной задачи вида: найти максимум показателя готовности ЦВС при допустимом значении затрат на разработку системы "ОД-СТД", т.е. найти:

$$\max(\text{ПГ}(\Re)), \text{ при } C(\Re) \leq \text{Сдоп}, \qquad (1)$$

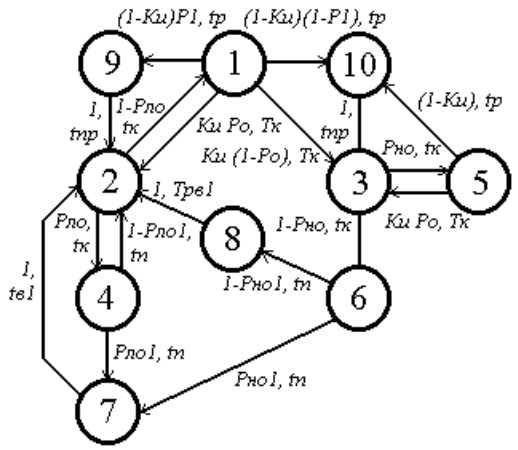
где ПГ($\Re$) - *показатель готовности ЦВС;* C($\Re$) - функция затрат; $C_{доп}$ - допустимое значение затрат на разработку; $\Re$ - множество обосновываемых показателей.

В качестве показателя готовности ЦВС предлагается использовать вероятность отсутствия отказа ЦВС, взятого в произвольный момент времени в течение периода его эксплуатации.

Основное требование к показателю готовности - он должен устанавливать зависимость между готовностью ЦВС и характеристиками его СТД. Для получения показателя готовности, отвечающего указанному требованию, разработана полумарковская математическая модель функционирования комплексной системы "ОД-СТД".

В качестве объекта моделирования рассматривается вычислительная система встроенной СТД, решающая задачу контроля технического состояния и поиска места отказа /2/. Процесс контроля характеризуется временем контроля tк и периодичностью Тк, при контроле технического состояния возможны ложные и необнаруженные отказы, возникающие с вероятностями Рло и Рно. В случае отказа производится поиск места отказа.

Граф переходов



$P_{1,2}$=Ки $Ро_1 P_{возд.}$+КиРо(1-$P_{возд.}$),
$P_{1,3}$=Ки (1-$Ро_1$) $P_{возд.}$+Ки(1-Ро)(1-$P_{возд.}$),
$P_{1,9}$=(1-Ки) $Ро_{11} P_{возд.}$+(1-Ки)P_1(1-$P_{возд.}$)
$P_{1,10}$=(1-Ки) (1-P_{11}) $P_{возд.}$+(1-Ки)(1-Ро)(1-$P_{возд.}$),
Ро=exp(-Тк/То), P_1=exp(-tp/To),
$Ро_1$=exp(-Тк/$То_1$), P_{11}=exp(-tp/$То_1$),
$Трв_1$=Рзип Трв + (1-Рзип)Тзип,
$tв_1$=Рзип tв + (1-Рзип)Тзип.

Рис.1 Граф-схема модели «ОД – СТД»

Процесс поиска места отказа характеризуется временем поиска tп, вероятностью ложного забракования работоспособного ТЭЗа ($Рло_1$) и вероятностью необнаружения отказавшего ТЭЗа ($Рно_1$). В случае обнаружения отказавшего ТЭЗа производится замена ТЭЗ из состава ЗИП за время tв. Вероятность наличия отказавшего ТЭЗа в составе ЗИП равна Рзип. При необнаружении отказавшего ТЭЗа производится восстановление ЦВС обслуживающим персоналом без использования СТД за время Трв. ЦВС находится во включенном состоянии в течение времени tр. Затем ЦВС выключается и нахо-

дится в выключенном состоянии в течение времени tпр = tр(1-Ки)/Ки, где Ки - коэффициент использования ЦВС.

В нормальных условиях эксплуатации средняя наработка на отказ ЦВС равна *То*. В случае возникновения ЭМИ (с вероятностью $P_{возд.}$) средняя наработка на отказ ЦВС равна To_1 ($To_1 << To$).

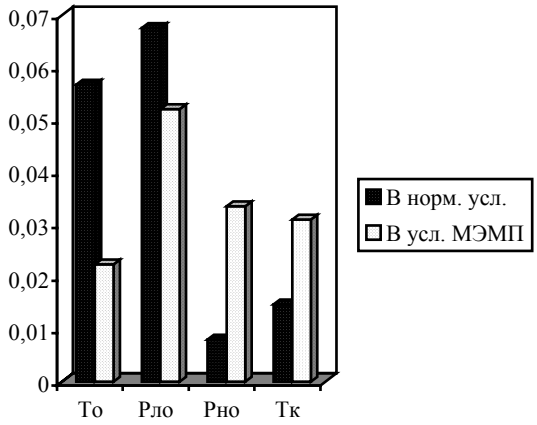


Рис. 2. Результат моделирования

В результате моделирования были определены уровни значимости средней наработки на отказ, показателей достоверности контроля технического состояния и периодичности контроля (рис.2).

Из приведенной диаграммы видно, что в условиях воздействия ЭМИ влияние характеристик СТД на показатель готовности становится доминирующим. Следовательно, дальнейший прирост готовности ЦВС в условиях воздействия ЭМИ может быть обеспечен главным образом за счет применения СТД, а не за счет увеличения безотказности ЦВС. Данный факт необходимо учитывать при обосновании требований к СТД.

Разработанная математическая модель, таким образом, позволяет решить задачу (1). При этом впервые реализуется принцип совместного обоснования требований к ЦВС по их надежности, метрологическому, а также диагностическому обеспечению. Достоверность полученных в процессе результатов подтверждается соответствием данных, полученных численными и имитационными методами и непротиворечивостью полученных результатов с основными положениями технической диагностики /3/.

Литература

1. Кононенко Н.И. Новое свойство технических систем. – Приборы и системы управления, 1989, №8

2. Мозгалевский А.В., Койда А.Н. Вопросы проектирования систем диагностирования. - Л.: Энергоатомиздат, 1985.- 112 с.

3. Калявин В.П., Мозгалевский А.В., Галка В.Л. Надежность и техническая диагностика судового электрооборудования и автоматики- Учебник. - СПб.- Элмор, 1996. - 296 с.

В. В. ШАЦКИЙ, Н. В. ШАЦКИЙ

Ростовский военный институт ракетных войск

МЕТОД ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ С МАЛОЭЛЕМЕНТНЫМИ ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Abstract. A method for determination of phased array basic characteristics in radiotechnical systems being on a duty mode is presented. The method is based on a synchronous phase change of propagating signals by the same value equal to increment of each phaser digit in intervals between basic characteristic measurement.

Использование фазированных антенных решеток (ФАР) в радиотехнических системах (РТС) обеспечивает дополнительные возможности в сложной, меняющейся во времени обстановке. Однако это обстоятельство обуславливает и ряд негативных моментов. С одной стороны, ФАР – достаточно сложная радиотехническая

система, одной из проблем которой является обеспечение надежности. С другой стороны, использование в составе ФАР активных элементов в условиях массированного применения средств радиоэлектронной борьбы приводит не только к ухудшению электромагнитной совместимости РТС (в частности, к снижению помехоустойчивости), но и к появлению отказов в каналах ФАР. Сказанное обусловило потребность разработки методов оперативного контроля ФАР в составе РТС независимо от основного режима последней, т.е. в дежурном режиме [1,2]. Анализ существующих методов контроля ФАР, включая и контроль ФАР в составе РТС, показывает, что ни один из основных известных классов систем контроля ФАР: вынесенного, встроенного и модуляционного контроля а также контроля на основе низкочастотной модуляционной фильтрации – не отвечает в полной мере требованию оперативности диагностирования РТС с ФАР при функционировании в дежурном режиме. Широко применяемый для проверки РТС корреляционный метод, основанный на использовании случайных испытательных сигналов, например М-последовательностей, описании динамики объекта контроля через уравнение Винера-Хопфа и последующей оценке состояния объекта по отклику автокорреляционной функции в рабочей полосе частот [2,5], не в полной мере отвечает поставленным условиям, так как при использовании данного метода для контроля ФАР возникают трудности, обусловленные, в первую очередь, снижением помехоустойчивости РТС, в которой функционирует ФАР.

В [6,7] применительно к РТС информационного и метрического классов, рассмотрен метод контроля ФАР РТС в дежурном режиме. Метод основан на синхронном изменении фазы проходящих через каналы излучателей сигналов на одинаковую величину, равную дискрету каждого разряда фазовращателя (ФВ), в промежутках между измерениями основного параметра, характеризующего данную РТС, сравнении результатов измерений, полученных в разных циклах, с эталонным значением основного параметра или между собой и определении исправности (неисправности) ФАР на основе сравнения результатов измерений.

Рассмотрим реализацию метода на примере ФАР радиопеленгатора. Основными параметрами, характеризующими радиопеленгатор, являются время и точность пеленгования. Время определяется временем накопления сигнала в каждой точке, т.е. числом измерений, а точность пеленгования - при наличии цели с заранее заданными параметрами - оценкой пеленга данной цели.

Как показано, например, в [1,8], для ФАР из M излучателей, диаграммы каждого из которых описываются функцией вида $\vec{\mu}_m(\theta,\varphi)=\vec{\theta}\mu_m^{\theta}(\theta,\varphi)+\vec{\varphi}\mu_m^{\varphi}(\theta,\varphi)$, где $\mu^{\theta},\mu^{\varphi}$ – соответственно θ и φ компоненты диаграммы направленности (ДН) одиночного излучателя ($\vec{\theta}$, $\vec{\varphi}$ – орты и отсчет углов θ и φ в сферической системе координат соответствуют общепринятым), ДН может быть представлена в виде выражения

$$\vec{F}(\theta,\varphi)=\sum_{m=1}^{M}A_m\exp(i\varphi_m)\vec{\mu}_m(\theta,\varphi), \quad (1)$$

где A_m,φ_m – соответственно, амплитуда и фаза тока возбуждения в m-м излучателе.

С учетом возможных отказов устройств управления в каналах ФАР (например, одного или нескольких разрядов в одном или в группе K-разрядных фазовращателей) выражение для ДН ФАР можно представить следующим образом [8]:

$$\vec{F}(\theta,\varphi)= \\ =\sum_{m=1}^{M}(A_{0m}+\Delta a_m)\exp[i(\varphi_{0m}+\Delta\psi_m)]\vec{\mu}_m(\theta,\varphi) \quad (2)$$

где A_{0m},φ_{0m} – номинальные значения амплитуды и фазы в m-м канале ФАР; $\Delta a_m(\Delta\psi_m)$- ошибка реализации (установ-

ки) амплитуды (фазы) возбуждения в m-м канале.

При замене линейного фазового распределения φ_0 ступенчатым распределением вида [1]

$$\varphi_{,,T_m} = \Delta\varphi Ent[\varphi_{0m}/\Delta\varphi + 0.5], \qquad (3)$$

в котором $Ent[a]$- целая часть числа a; $\Delta\varphi$ – дискрет младшего разряда K-разрядного ФВ; выражение (2) преобразуется в следующее соотношение:

$$F_{CT}(\theta,\varphi) = \\ = \sum_{m=1}^{M}(A_{0m} + \Delta a_m)\exp[i(\varphi_{CT_m} + \Delta\psi_{CT_m})]\times, \\ \times \vec{\mu}_m(\theta,\varphi) \qquad (4)$$

где $\Delta\psi_{CT_m} = \Delta\psi_m + \delta\varphi_m$; $\delta\varphi_m$- погрешность, обусловленная ступенчатым фазированием.

Если фазу проходящих через M каналов излучателей сигналов изменить на постоянную величину $\Delta\varphi_k$, где $k = (\overline{1,K})$, а $\Delta\varphi_k = 2\pi/2^k$, то, судя по выражению (4), направление главного максимума ДН (θ_0,φ_0) не изменится, так как величину $\exp(i\Delta\varphi_k)$ можно вынести за знак суммирования. Сказанное графически подтверждается и рис.1, где схематично представлен излучающий раскрыв из M элементов, фазовый фронт при отклонении главного максимума ДН от нормали (оси антенны) на угол θ и положения фазового фронта при синхронном изменении фазы проходящих через каналы излучателей сигналов на величину $\Delta\varphi = 2\pi/2^k$, $2\Delta\varphi = 2\pi/2^{k-1}$ и так далее до величины $l\Delta\varphi = 2\pi/2^1 = \pi$ для полностью исправной ФАР.

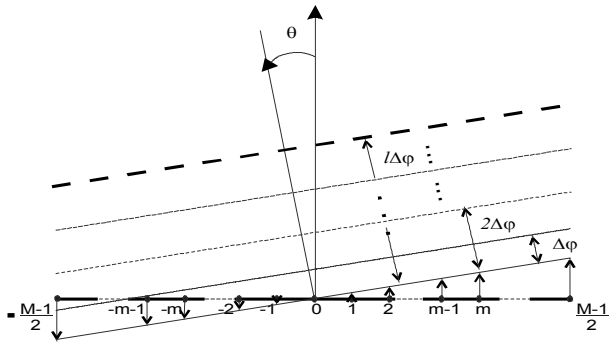


Рис.1

Считаем, что в k-м разряде ФВ возможны два вида отказа: отказ, когда m-ный ФВ не пропускает сигнал, то есть коэффициент передачи m-го канала $T_{mk}=0$, и случай, когда k-ый дискрет m-го фазовращателя не устанавливается, то есть $T_{mk}=1$. Исправное состояние этого разряда ФВ характеризуется выражением вида $T_{mk}\exp(2\pi i/2^k)$.

Обычно для получения пеленга цели радиолокационная станция обеспечивает k измерений в моменты времени $t_1, t_2, ..., t_k$. Считаем, что для контроля РЛС с ФАР используется цель с известными координатами, а априорная информация о положении цели (пеленг цели $v_{эт}$) введена в память ЭВМ управления и обработки данных. В момент времени t_1 определяется пеленг цели с координатами (θ_0,φ_0) при ориентации ДН ФАР в ее направлении, измеряется мощность сигнала на выходе ФАР, пропорциональная величине (4) и характеризующая пеленг цели. Полученный результат оценки v_0 сравнивается с эталонным $v_{эт}$, хранящимся в памяти ЭВМ, и также запоминается. Затем производится синхронное изменение фазы проходящих сигналов на величину дискрета младшего разряда ФВ, то есть на Δφ (выражение (3)), и вновь повторяется совокупность операций, обеспечивающая получение оценки пеленга v_1. Сравнение v_1 с $v_{эт}$ позволяет сделать вывод о ис-

правности младших разрядов ФВ в каналах ФАР. Затем осуществляется синхронное изменение фазы сигналов в каналах излучателей на величину $\left(2\pi i / 2^{(k-l)}\right)$, где $l = \left(\overline{0, K-1}\right)$, и вновь производится оценка пеленга v_l. Сравнение полученных оценок v_l пеленга цели с эталонным значением $v_{эт}$ позволяет оценить состояние ФАР в составе радиолокационной станции.

Подобный контроль ФАР возможен и при пеленгации цели с неизвестными координатами. Только в отличие от вышеописанного сравнение полученных оценок пеленга v_l производится между собой, а усреднение полученных результатов позволяет повысить точность измерений при признании ФАР исправной в $\sqrt{k}$ раз.

При использовании ФАР в составе системы радиосвязи ее пригодность к дальнейшей работе оценивают по паразитной амплитудной модуляции суммарного сигнала на выходе приемника системы при синхронном изменении фазы проходящих через каналы излучателей сигналов на одинаковую величину, равную дискрету каждого разряда фазовращателя.

Предложенный метод оперативного контроля может быть использован в основном для оценки работоспособности ФАР РТС с небольшим числом каналов (100…1000), так как с увеличением числа элементов растет погрешность определения искомых параметров. Метод не имеет ограничений и может быть без особых затруднений реализован в существующих РТС.

Литература

1. Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решетками. – М.: Радио и связь, 1983. – 240с.
2. Грановский В.А. Динамические измерения: Основы метрологического обеспечения. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1984. – 224с.
3. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР/Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов. – М.: Радио и связь, 1988. – 120с.
4. Авт. свид. 675377. Способ контроля фазированной антенной решетки/В.А. Волошин, Б.Д. Мануилов, В.В. Шацкий. – Опубл. 1979. Бюл. №27.
5. Шацкий В.В., Голуб В.В., Шацкий Н.В. Контроль работоспособности широкополосных радиоприемных систем/Вопросы радиоэлектроники, сер.: ОВР. – 1998, вып.18, с.210-216.
6. Авт. свид. 1015315А. Способ контроля фазированной антенной решетки/Б.Д. Мануилов, В.В. Шацкий. – Опубл. 1983. Бюл. №16.
7. Пат. 2117308. Способ контроля фазированной антенной решетки радиопеленгатора/Б.Д. Мануилов, В.В. Шацкий, Н.В. Шацкий. – Опубл. 1998. Бюл. №22.
8. Шацкий Н.В. Принцип построения алгоритма поиска неисправностей в антенной решетке с оценкой его эффективности // Исследовано в России, 38, с. 499-507, 2000.
9. http://zhurnal.mipt.rssi.ru/articles/2000/038.pdf.

Л. В. Ярных, О. В. Сарылов, П. Н. Харитонов

ИЦ ЭМС «НИИИТ-ВНИИАЭС»

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ КОМПЛЕКСОВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И ПРОТИВОАВАРИЙНОЙ АВТОМАТИКИ

Abstract. Methodologicals aspects of EMC testing of microprocessor devices intended for protection and automatic control of power systems are considered. Common ideas are given as well as concrete test results.

Сообщение основано на опыте испытаний устойчивости устройств микропроцессор-ной релейной защиты к электромагнитным воздействиям с целью определения возможности использования их в системах противоаварийной автоматики и

релейной защиты энергоблоков атомных электростанций В соответствии с логикой работы устройств релейной защиты и их назначением выделяются три следующих характерных режима работы этих устройств со своими характерными нарушениями функционирования при нарушении устойчивости их работы при внешних электромагнитных воздействиях:

1. Дежурный режим, в котором при действии возмущений возможны как ложное срабатывание устройств РЗ, так и нарушение его нормального функционирования типа кратковременных сбоев или выходов из работы по критериям В или С.
2. Режим обработки сигналов при их выходе за допустимые границы и принятия решения. В этом режиме при действии возмущения возможно нарушение нормального функционирования в виде отказа на срабатывание.
3. Послеаварийный режим, в котором при действии возмущения возможен ложный автоматический перезапуск устройства РЗ в условиях не устранённой аварии защищаемого или контролируемого объекта. Ручной перезапуск, как правило, выполняется после устранения аварийного режима.

Таким образом, каждое устройство РЗ данного типа должно испытываться в общем случае на устойчивость к электромагнитным воздействиям в трёх указанных режимах.

При этом, с точки зрения организации испытаний, каждый режим имеет характерные особенности:

А. В дежурном режиме выполнение испытаний не накладывает никаких особых требований ни к испытательной установке, ни к устройству имитации сигналов нормального режима.

Б. В режиме обработки сигналов аварийного режима, который может быть очень коротким по времени(сотые доли секунд для устройств микропроцессорной релейной защиты) от устройства имитации аварийных сигналов и испытательной установки требуется возможность синхронизации аварийных сигналов на входах ТС и сигналов электромагнитных воздействий.

В. В послеаварийном режиме также требуется синхронизация момента прекращения подачи сигналов на вход устройства РЗ с подачей сигналов помех от испытательной установки.

Методика была использована при испытаниях устройств РЗ фирмы “ALSTOM” на устойчивость к электромагнитным воздействиям.

Проведение испытаний на оборудовании ИЦ ЭМС “НИИИТ-ВНИИАЭС”(за исключением их тройного объёма по сравнению с обычными устройствами непрерывного действия) не вызвало каких-либо трудностей.

Следует лишь отметить, что определённые сложности при испытаниях вызвала слабая устойчивость к некоторым видам воздействий устройства моделирования режимов энергосистем типа «РЕТОМ –41М».

Испытания показали недостаточную для установки на действующих атомных электростанциях устойчивость реле KBCH, LFDC, MODN фирмы«ALSTOM” к действию наносекундных импульсных помех, природой которых являются коммутации в сети питания этих реле.

Обобщённые результаты испытаний комплекта микропроцессорных реле фирмы “ALSTOM” на соответствие требованиям устойчивости к электромагнитным воздействиям по ГОСТ Р 50746-95, МЭК 61000-ххх при электромагнитной обстановке средней жёсткости

Таблица 1

№ п.п.	Виды испытательных воздействий	Характеристика воздействия: значение параметра, (критерий качества функционирова-ния)	Требования Стандартов для III группы исполнения	Характеристика отклонений от ТУ по качеству функционирова-ния	Соответствие требованиям ГОСТ Р 50746 или МЭК 61000-…
1	Микросекундные импульсные помехи по схемам: «провод-провод» «провод-земля»	±1кВ,1,2/50мкс ±2кВ,1,2/50мкс (критерий А)	±1кВ,1,2/50мкс ±2кВ,1,2/50мкс (критерий А)	Нет Нет	Да Да
2	Динамические изменения напряжения сети электропитания: проваля напряжения; выбросы напряжения; прерывания напряжения	До 154В на 1с До 110В на 0,5с До 264В на 1с До 0В на 100мс (критерий А)	До 154В на 1с До 110В на0,5с До 264В на 1с До 0В на 100мс (критерий А)	Нет Нет Нет Нет	Да Да Да Да
3	Наносекундные импульсные помехи по цепям трансформаторов тока и напряжения: по сети питания постоянного тока	±0,5кВ(крите-рийА) ±1кВ(критерий С) ±1кВ(критерий А) ±2кВ(критерий С)	±0,5кВ (критерий А) ±1кВ(критерий А) ±1кВ(критерий А) ±2кВ(критерий А)	Нет Ложное Срабатывание Нет Выход из работы	Да Нет Да Нет
4	Электростатические разряды на плоскости связи: контактный; воздушный	±6кВ, 0.7нс (критерий А) ±8кВ, 5нс (критерий А)	±6кВ, 0.7нс (критерий А) ±8кВ, 5нс (критерий А)	Нет Нет	Да Да
5	Магнитные поля промышленной частоты: длительное; кратковременное	30А/М, 60с 300А/М, 3с (критерий А)	30А/М, 60с 300А/М, 3с (критерий А)	Нет Нет	Да Да
6	Импульсное магнитное поле	1000А/М (критерий А)	1000А/М (критерий А)	Нет	Да
7	Затухающее колебательное магнитное поле	30А/М (критерий А)	30А/М (критерий А)	Нет	Да
8	Затухающие колебательные импульсы по цепям тока и напряжения: «провод-провод» «провод-земля»	±1кВ ±2,5кВ (критерий А)	±1кВ ±2,5кВ (критерий А)	Нет Нет	Да Да

В. А. Яцкевич, Е. Н. Буликов

Вологодский государственный педагогический университет

ЭКРАНЫ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СВЧ-ДИАПАЗОНА

Abstract: Was created the calculation program of visualization of electromagnetic field, which is based on the electrodynamic problem about falling plane electromagnetic wave on the grid of half-wave dipole (parasitic element). In this article presents results of numerical investigation of shielding characteristics of a grid.

Электромагнитная загрязненность пространства в крупных городах возрастает с каждым годом. Появляются все новые источники электромагнитного поля: базовые станции сотовой или спутниковой связи, а также другие радиоцентры. Большинство из них работает в СВЧ диапазоне ($f > 300$ МГц) и располагается вблизи жилых домов или производственных помещений, что делает актуальной проблему электромагнитной безопасности населения. В России действуют довольно жесткие санитарные нормы для радиоизлучения СВЧ - диапазона [1]. Они предусматривают следующий предельно допустимый уровень плотности потока мощности: 0,1 Вт/м^2 – для населения; 0,25 Вт/м^2 – для производственного персонала при 8-ми часовом рабочем дне; 1 Вт/м^2 – для пользователей сотовыми телефонами. Чтобы удовлетворить этим нормам, в ряде случаев необходимы дополнительные средства защиты, например, экраны, которые позволяют обеспечить снижение электромагнитного поля в жилых помещениях и на рабочих местах.

Защитные экраны обычно выполняют из проволочной сетки, причем для ослабления поля на 20дБ и более необходима сетка с размером ячейки менее 0,1λ, где λ – длина волны СВЧ – поля [2]. Для сотовой связи значение λ лежит в пределах 16…66см, поэтому сетка оказывается довольно густой. В то же время, размеры экрана должны превышать размеры защищаемого объекта, поэтому ясно, что металлоемкость сетчатого экрана велика.

В данной работе теоретически исследован экран, выполненный в виде плоской решетки из отрезков тонких проводов (вибраторов), причем период решетки 0,5–0,8λ, что дает значительно меньшую металлоемкость и стоимость по сравнению с известными сетчатыми экранами. Схема экрана показана на рис.1. Эффект экранирования достигается за счет выбора длины вибратора и периода решетки, при которых обеспечиваются необходимые значения токов, наведенных падающей волной на вибраторах.

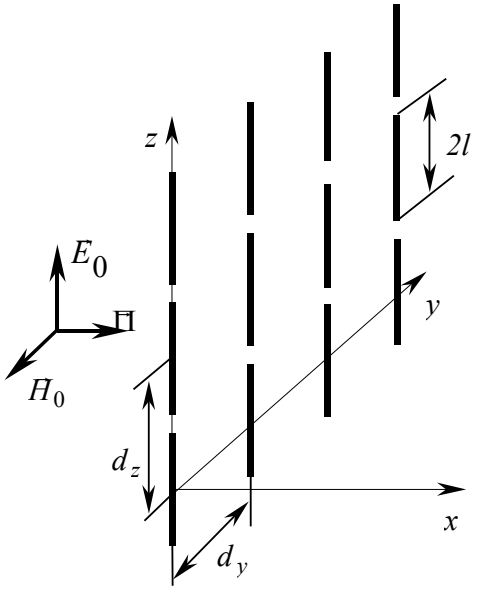


Рис.1

Расчёт экрана основан на решении электродинамической задачи о падении плоской электромагнитной волны на решетку вибраторов. На первом этапе известными в прикладной электродинамике методами вычислялись взаимные сопро-

тивления Z_{nm} между вибраторами, а также напряжения U_n, наведённые на вибраторах падающей волной. Затем решалась система линейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{m=1}^{N} Z_{nm}\dot{I}_m = \dot{U}_n \quad (n = 1,2,...,N),$$

корни которой $\dot{I}_m$ - комплексные амплитуды токов на вибраторах. После этого определялось электрическое поле в произвольной точке $\vec{r}$ в виде суммы поля падающей волны и поля, переизлученного решеткой:

$$\dot{E}_z(\vec{r}) = E_0 e^{-ikx} + \sum_{m=1}^{N} \dot{I}_m e_{zm}(\vec{r}),$$

где E_0 - амплитуда напряжённости электрического поля падающей волны; e_{zm} - напряжённость электрического поля, создаваемого вибратором с номером m при токе на вибраторе, равном единице; $k = 2\pi/\lambda$; $i = \sqrt{-1}$. Этот подход учитывает взаимодействие всех вибраторов в системе.

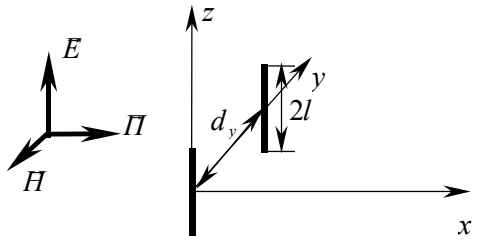


Рис. 2.

По указанному алгоритму была создана вычислительная программа, с помощью которой проводилась численная оптимизация экрана. Программа дает визуализацию электромагнитного поля: на экране компьютера выводится цветовая диаграмма распределения относительной напряженности поля E/E_0 в некоторой плоскости. В процессе оптимизации варьировались параметры экрана l, d_x, d_z с целью максимизации объёма зоны, в которой обеспечивается заданный уровень экранирования: $|E/E_0| < \delta$. Обычно экраны рассчитывают для ослабления поля на 20 дБ и более, что соответствует $\delta = 0{,}1$. Зона с таким уровнем поля на предлагаемой цветовой диаграмме имеет черный цвет.

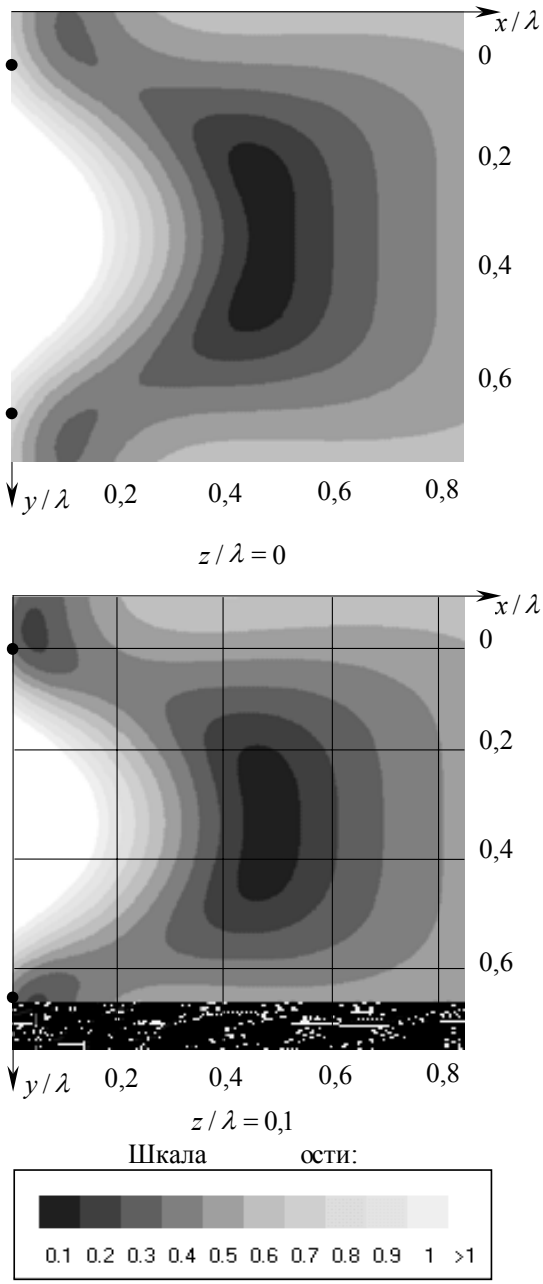


Рис.3

Простейший экран в виде двух вибраторов, расположенных параллельно друг другу без смещения вдоль оси z показан на рис.2. Оптимальные значения параметров получены следующие: $l = 0{,}25\lambda$; $d_y = 0{,}65\lambda$. На рис.3 приведены распре-

деления напряженности электрического поля за экраном в различных сечениях z = const. Первое сечение соответствует плоскости симметрии решетки, другие лежат по одну сторону от этой плоскости. Здесь же дана шкала цветовой интенсивности. Экран (проекции вибраторов) показан черными кружками слева.

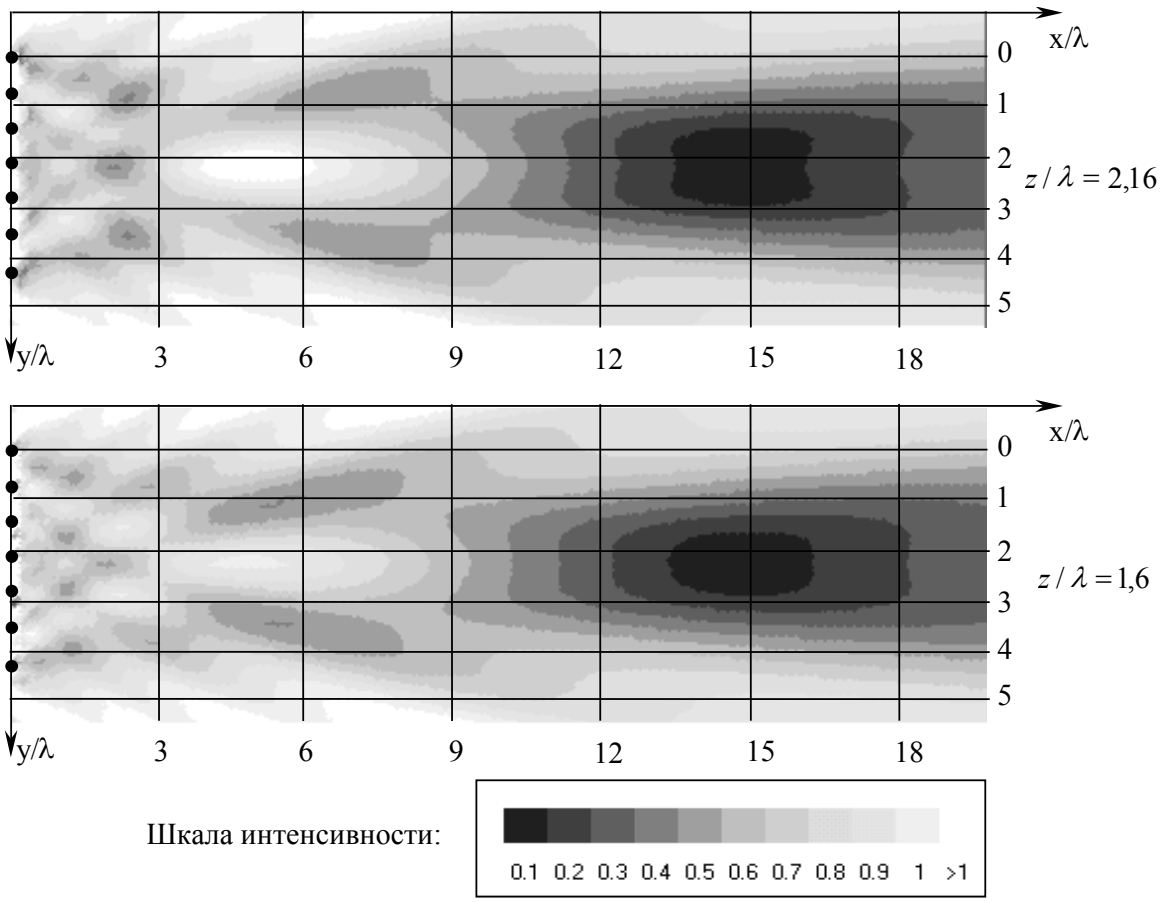


Рис. 4.

Оптимальные значения параметров для квадратной решетки, в которой 7×7 вибраторов, следующие: $l = 0{,}252\lambda$; $d_z = d_y = 0{,}72\lambda$. Распределение напряженности поля за таким экраном представлено на рис.4. Как видно, размер зоны, в которой $|E / E_0| < 0{,}1$ приблизительно равен $2\lambda \times 1{,}5\lambda \times 1{,}5\lambda$. Увеличение этого размера достигается путем увеличения размеров экрана.

Отметим интересное явление, которое можно назвать «дальним экранированием»: зона с низким уровнем электромагнитного поля располагается на значительном расстоянии от экрана (около 15λ), в то время как размер решетки не превышает 5λ. При увеличении размеров удаленность зоны низкого уровня от экрана возрастает. Так для экрана 21×21 вибраторов это расстояние составляет 120λ. Это явление объясняется тем, что при выбранных параметрах решетки поле, переизлученное вибраторами, и падающее поле в

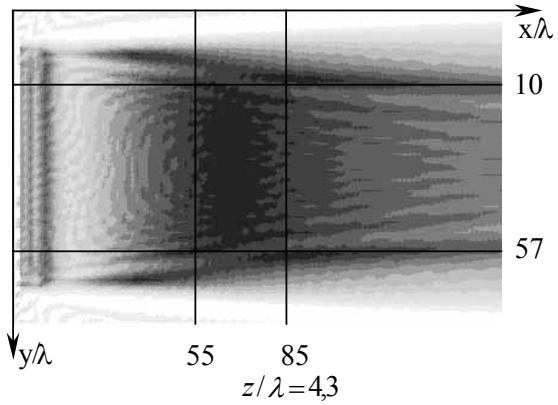


Рис. 5.

указанной зоне складываются в противофазе. Дальнее экранирование удобно при эксплуатации экранов.

Рассчитывался также экран, имеющий прямоугольную форму (81×11 вибраторов). Картина поля приведена на рис. 5.

Характерная особенность рассмотренных экранов – частотная избирательность: экранирование происходит только в узкой полосе частот. При отклонении частоты на 5% экран становится прозрачным.

Результаты компьютерного моделирования показывают, что предлагаемый экран можно использовать как коллективные средства электромагнитной защиты рабочих мест, расположенных вблизи базовых станций мобильной или спутниковой связи.

Литература

1. Яцкевич В.А. Физика и вопросы экологии. Учебное пособие. Вологда: издательство "Русь", 1997.-48с.

2. Трубицын А.В. Электромагнитные поля и безопасность жизнедеятельности. М.: издательство МИРЭА, 1996.-65с.