

## ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ ЭМС

### THEORETICAL EMC QUESTIONS

---

*Н. В. КОРОВКИН<sup>1)</sup>, А. А. ПОТИЕНКО<sup>1)</sup>, М. ХАЯКАВА<sup>2)</sup>, С. ЛИ<sup>2)</sup>*

<sup>1)</sup>Санкт-Петербургский Государственный Технический Университет, Россия,

<sup>2)</sup>University of Electro-Communications, Tokyo, Japan.

#### СИНТЕЗ ФОРМИРУЮЩИХ ЛИНИЙ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

**Реферат.** Решается задача поиска оптимальных схем замещения искусственных формирующих линий. Основной проблемой решения задач такого типа, рассматриваемых, обычно, как задачи минимизации некоторой функции качества, является получение значений параметров линии, доставляющих глобального или близкого ему значения минимума этой функции. В статье рассматривается метод решения этой задачи с помощью генетического алгоритма. Полученные решения значительно превосходят по качеству те, которые удалось получить авторам при использовании классических градиентных методов минимизации, что позволяет считать рассмотренный в настоящей статье подход как весьма перспективный для решения задач параметрического синтеза.

Использование при математическом моделировании переходных процессов схем замещения является универсальным способом при решении задач расчета электротехнических систем.

Существующие подходы к определению параметров схем замещения по частотным или переходным характеристикам основаны на методах, использующих для минимизации функционала движение в направлении антиградиента функционала. Данные методы демонстрируют высокую точность и скорость сходимости для не жестких функционалов. В то же время эти методы требуют дифференцируемости минимизируемого функционала, и чувствительны к выбору начального приближения при минимизации функционалов, имеющих большое число локальных экстремумов, что является типичным для задач параметрического синтеза. Опыт расчетов показывает, что даже в том случае,

когда физическая постановка задачи позволяет существенно ограничить область поиска, используя, например, штрафные функции, проблема выбора начального приближения превращается в сложную самостоятельную задачу.

В настоящей работе рассматривается иной подход к решению задач определения параметров схем, в основе которого лежит так называемый «генетический алгоритм». Этот метод не требует непрерывности минимизируемого функционала, позволяет без усложнения алгоритма решения ограничивать область поиска решения, не требует выбора начального приближения и успешно находит глобальный или близкий к нему минимум при наличии большого числа локальных экстремумов.

Генетический алгоритм использует для минимизации функционалов идеи эволюционной теории Ч. Дарвина, а сам

процесс оптимизации моделирует процесс развития популяции живых организмов, с присущими ему законами естественного отбора, наследственности и изменчивости, закреплением в потомках благоприятных признаков и доминированием сильнейших. Рассмотрим подробнее реализацию этого алгоритма.

Задача определения параметров схемы замещения может быть сведена к нахождению минимума функционала  $F$  по вектору  $\{a_i\}_{i=1, \overline{n}}$  варьируемых переменных – вектору параметров схемы:

$$F(\{a_i\}_{i=1, \overline{n}}) \xrightarrow{\{a_i\}_{i=1, \overline{n}}} \min .$$

Вектор переменных будем интерпретировать как некоторый ген, каждый элемент которого – хромосома, который соответствует одной уникальной особи в семействе ей подобных. Значение функционала  $F$ , соответствующего значению вектора переменных (гену), служит характеристикой приспособленности особи. Каждый шаг минимизации заключается в генерации популяции особей с последующей сортировкой их по показателю жизнестойкости (т.е. по значению функционала) с целью подготовки нового шага и определения лучшего решения на данный момент.

Механизм генерации нового поколения назван нами стилем эволюции. Выбор его параметров существенно влияет на эффективность работы генетического алгоритма. При реализации стиля эволюции допустима значительная свобода действий, при соблюдении, однако, трех основных принципов эволюционного развития:

- принципа естественного отбора реализующегося в выживании сильнейших особей, благодаря чему, новая популяция по своей суммарной жизнестойкости должна превосходить предыдущую популяцию;

- принципа наследования лучших свойств, вследствие которого полезные признаки передаются от родителей к потомкам, и закрепляются в популяции в целом;

- принципа изменчивости, который обеспечивает появление новых хромосом в новой популяции.

Рассмотрим подробнее параметры, стиля эволюции реализованного в данной работе. Наиболее важными параметрами являются размер популяции  $N_G$  и число родителей  $N_r$ . Размер популяции задает общее количество особей, генерируемое на каждом шаге, из которых путем отбора будет выбрано  $N_r$  лучших особей. Последние перейдут в новую популяцию и станут родителями всех новых особей. Опыт расчетов показал, что если  $n$  – число оптимизируемых переменных, то размер популяции следует задавать не менее  $100n$ , а число родителей – порядка  $(10-20)n$ .

Способ получения особей-потомков от особей-родителей также регулируется рядом параметров. В настоящей работе реализовано два способа размножения, существующих и в реальной жизни. Это почкование (партогенез), когда для получения потомка достаточно мутации гена одного родителя, и спаривание, когда потомок получается комбинацией генов двух родителей. При настройке стиля эволюции задается процентное соотношение эти двух типов размножения. Преимущество, очевидно, следует отдавать спариванию, более эффективному методу (что демонстрирует и история эволюции жизни на Земле). Однако, как показывает практика, небольшой процент потомков (5-10%), полученных почкованием, полезен для общей эффективности работы алгоритма.

Получение при почковании потомка, идентичного родителю (т.е. клона), бессмысленно с точки зрения развития популяции, поэтому такие потомки подвергаются обязательной мутации. Каждая хромосома гена потомка изменяется с заданной вероятностью случайным в заданных пределах образом. Вероятность мутации следует задавать достаточно большой (0.1-0.5), а величину мутации небольшой (до  $\pm 5\%$ ). Таким образом, ген потомка будет иметь несколько новых хромосом, но

близких (родственных) хромосомам родителя.

При спаривании родителей (пара формируется случайным образом), ген потомка составляется из генов обеих родителей в случайном порядке и в заданном соотношении. Это соотношение устанавливается равным 50%, т.е. хромосомы обеих родителей будут присутствовать в гене потомка с равной вероятностью. После этого потомок может подвергнуться мутации. В этом случае вероятность мутации должна быть невелика (до 0.1), а степень мутации большой, таким образом, в популяции будут появляться особи, которые могут иметь хромосомы, отличающиеся по значению от хромосом всей популяции. Такие редкие случайные "выбросы" дают возможность получать принципиально новые решения.

И при почковании, и при спаривании родители выбираются случайным образом. Однако в обоих случаях предусмотрена элита – лучшие особи из числа родителей, представители которой обязательно, хотя бы один раз, участвуют в генерации потомков. Кроме этого для спаривания предусмотрено доминирование элиты. При его использовании родители из числа элиты при составлении пар будут выбираться с вдвое большей вероятностью, нежели остальные. Так реализуется существующий в природе механизм сексуальной привлекательности, когда более сильные особи имеют больше шансов принести потомство. Размер элиты рекомендуется задавать около одной трети от общего числа родителей  $N_p$ .

Также для спаривания можно опционально задать режим, названный "предотвращение инцеста". При его включении после составления пары родителей происходит проверка, не являются ли родители близкими родственниками, т.е. суммарное относительное отличие хромосом в их генах должно быть больше некоего заданного уровня. В противном случае, данная пара исключается и формируется новая. Этот режим позволяет уберечь популяцию от скорого вырождения, когда какая-

нибудь особь и ее потомки в течение 20-30 поколений вытеснят, менее жизнестойких в данный момент, но возможно потенциально перспективных особей.

Рассмотренные выше механизмы генерации нового поколения, разумеется, не являются исчерпывающими. Возможна их модификация, усложнение, а также разработка принципиально новых, например, получение гена потомка, используя не двух, а большего числа родителей, и т.п.

В общем случае, когда выбор начального приближения (множества начальных приближений) невозможен, первое поколение популяции генерируется случайным образом. Предусмотрена возможность сохранения родителей текущей популяции для получения нескольких популяций, с целью объединения их в качестве начального поколения новой популяции. При этом группу родителей составит равное количество лучших особей из каждой популяции. Этим моделируется своеобразное "смешение кровей" популяций, развитие которых шло, возможно, разными путями, и такой подход дал на практике весьма неплохие результаты.

Генетический алгоритм был применен для определения параметров схем замещения электротехнических объектов (параметрический синтез) по заданным частотным и переходным характеристикам. Были рассмотрены задачи определения параметров схем замещения одинарной и двойной формирующей линий (по переходным характеристикам), и лестничных схем замещения катушек индуктивности с массивным ферромагнитным сердечником различной формы (по частотным характеристикам).

T-образная  $m$ -звенная схема замещения искусственной одинарной формирующей линии показана на рис. 1а. Традиционно такую схему замещения получают, разбивая линию на  $m$  равных участков, каждый из которых эквивалентуется T-образным звеном. В [1,2] предложен подход к построению оптимальных схем замещения одинарной формирующей линии, основанный на неравномерном раз-

биении линии на участки. Длины участков являются параметрами оптимизации. При этом на схему замещения накладывается условие симметричности, также длину среднего звена (для схем с четным числом звеньев – длину двух средних звеньев) можно получить из длин остальных и общей длины, таким образом, число оптимизируемых переменных равно

$$n = \text{entier}((m - 1)/2).$$

Длины звеньев схемы замещения линии подбираются таким образом, чтобы переходная характеристика схемы замещения возможно лучше воспроизводила характеристику длинной линии. Сопротивление нагрузки  $R_n$  равно волновому сопротивлению линии. Данная постановка задачи параметрического синтеза типична при практической работе длинных линий. На рис. 1b показаны кривые напряжения на нагрузке для неискажающей длинной линии без потерь и ее схемы замещения при включении их под постоянное напряжение  $U_0$ .

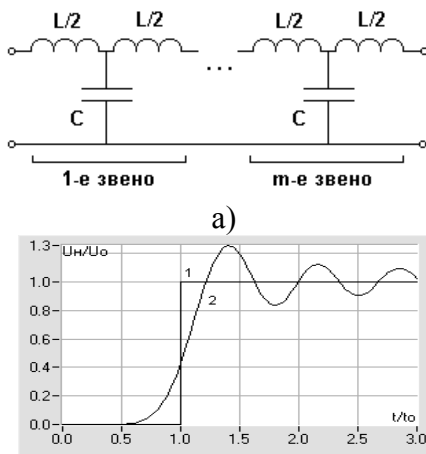


Рис. 1

Здесь  $t_0$  – время пробега волны вдоль линии.

В качестве минимизируемого функционала рассматривалась площадь между кривыми 1 и 2 на рис. 1b на интервале времени  $t \in [0, 3t_0]$ . Таким образом, задача оптимизации формулировалась как

$$F(\{a_i\}) = \int_0^{3t_0} |f_{\text{л}}(t) - f(t, \{a_i\})| dt \xrightarrow{\{a_i\}} \min, \quad (1)$$

где  $f_{\text{л}}(t) = 1(t)$  – переходная характеристика длинной линии,  $f(t)$  – переходная характеристика схемы замещения,  $i = \overline{1, n}$ .

Полученные в результате оптимизации с применением генетического алгоритма распределения длин звеньев и соответствующие им переходные характеристики показаны на рис. 2 на примере 15-звенной схемы замещения.

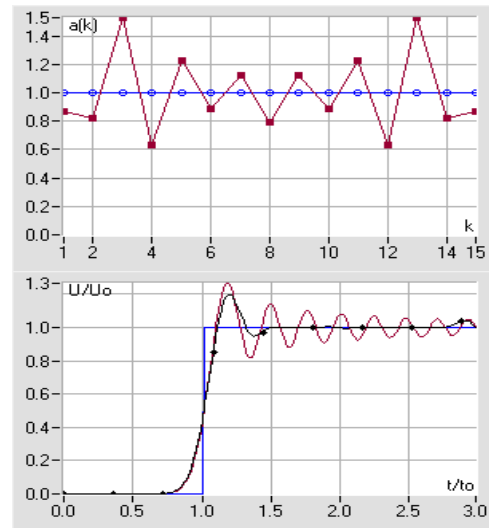


Рис. 2

На рис. 2 показаны также кривые, соответствующие традиционному (равномерному) разбиению линии на участки. Видно, что в результате оптимизации схемы замещения происходит значительное улучшение переходной характеристики. Анализ полученного в результате оптимизации распределения длин звеньев позволяет делать прогноз оптимального распределения для схем с большим числом звеньев.

Схема замещения двойной искусственной формирующей линии показана на рис. 3а. На практике линии реализуются на основе высоковольтных импульсных конденсаторов, а роль индуктивности играют соединительные шины [3,4]. Конденсаторы заряжаются до зарядного на-

пряжения  $U_0$ , и при замыкании ключа на активной нагрузке, равной удвоенному волновому сопротивлению линий формируется прямоугольный импульс (рис. 3b).

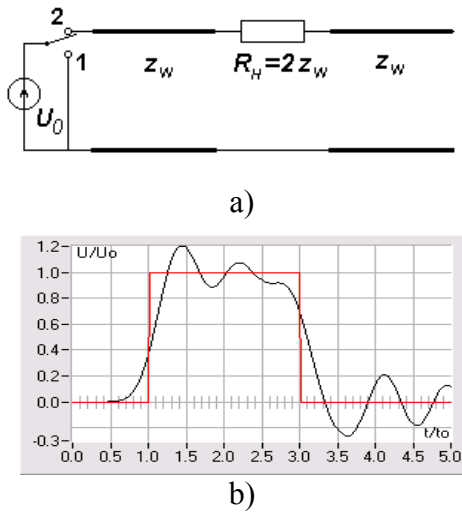


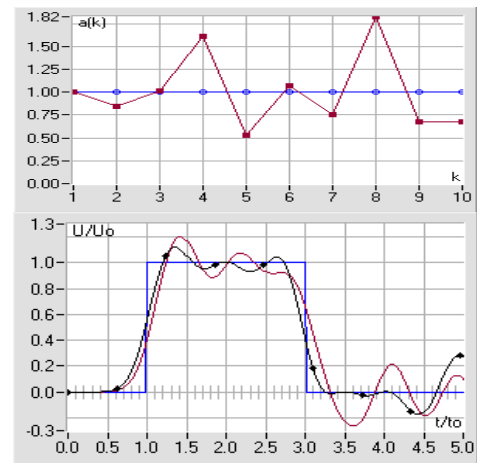
Рис. 3

Важным преимуществом двойных формирующих линий является возможность получать импульсы, равные по величине зарядному напряжению конденсаторов  $U_0$  (для одинарных линий амплитуда импульса равна  $0.5U_0$ ), а главным недостатком - худшая форма импульса. Оптимизация параметров двойной линии призвана улучшить форму импульса на нагрузке.

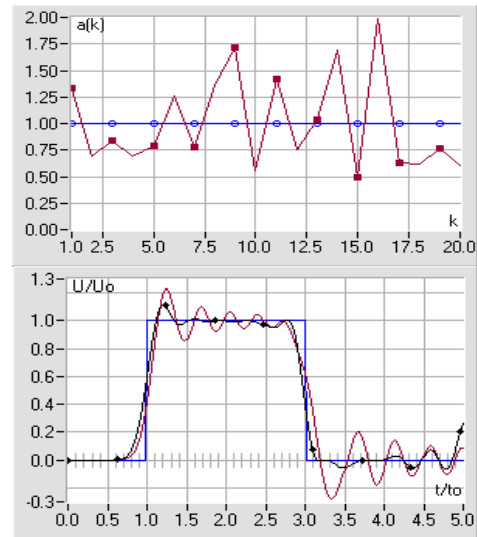
Процессы, протекающие в схеме на рис. 3а при формировании импульса носят волновой характер, поэтому постановка задачи оптимизации сходна с предыдущим примером. Оптимизируются длины звеньев обеих линий кроме крайних. Длины крайних звеньев получаются вычитанием из общей длины линий длин всех остальных звеньев. Закорачиваемая линия составлялась из Т-образных звеньев, а линия, разомкнутая на конце – из П-образных звеньев. Оптимизируемый функционал аналогичен функционалу предыдущей задачи:

$$F(\{a_i\}) = \int_0^{5t_0} |f_n(t) - f(t, \{a_i\})| dt \xrightarrow{\{a_i\}} \min,$$

где  $f_n(t) = 1(t - t_0) - 1(t - 3t_0)$ .



а) 2x5-звенная двойная формирующая линия



б) 2x10-звенная двойная формирующая линия

Рис. 4

На рис. 4 представлены результаты оптимизации двойных формирующих линий с различным числом звеньев по сравнению с линиями, все звенья которых одинаковы.

Результаты в рассмотренных задачах для вариантов с числом оптимизируемых переменных  $n > 10$  не удалось получить авторам, используя градиентные методы минимизации. Генетический алгоритм дал возможность получить решения таких задач.

## Литература

1. N.V.Korovkin, A.E.Plaks, A.A.Potienko, E.E.Selina. Modeling Problems of Pulse Processes in the Transmission Line with the Equivalent Circuits. PIERS'94 Noordwijk, The Netherlands, ESA WPP-073. 1994.
2. Н.В.Коровкин, Е.Е.Селина. Моделирование волновых процессов в распределенных электромагнитных системах - С.-Пб.: СПбГТУ, 1992.
3. Г.С.Кучинский, О.В.Шилин, Л.Т.Вехорева, М.Н. Кожевников, Н.В.Коровкин, Е.Е.Селина, А.А. Потенко. Мощные неоднородные формирующие линии высокого напряжения микро- и наносекундного диапазона. // Электричество, №8, 1999.
4. G.S.Kuchinsky, M.N.Kozhevnikov, O.V.Shilin, L.T.Vekhoreva, N.V.Korovkin, E.E.Selina, A.A. Potienko. Compact power high-voltage pulse capacitor for quasi-rectangular nanosecond impulses formation. Abstracts of 12<sup>th</sup> IEEE International Pulsed Power Conference, California USA 27-30 June 1999, p. W-150, 1999.

*С. Ф. ЧЕРМОШЕНЦЕВ., Ю. В. БУРЛАКОВА*

Казанский Государственный Технический Университет  
им. А.Н.Туполева

## ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ГЕНЕТИЧЕСКИМИ АЛГОРИТМАМИ

**Abstract.** It's been looking into matter of optimization of electromagnetic compatibility Interconnect networks by genetic algorithm

Интуитивное решение проблемы электромагнитной совместимости межсоединений цифровых электронных средств – уменьшение длины межсоединений и увеличение плотности проводников. Однако увеличение плотности способствует возникновению перекрестных помех между соседними проводниками. Разработчик должен принять компромиссное решение при конструировании межсоединений.

Для реальных цепей связь между большим количеством параметров межсоединений и критериями разработки, например, печатной платы становится особенно сложной. Поэтому существует необходимость в разработке оптимизационного подхода, который учитывал бы параметры межсоединений при проектировании всей цепи на печатной плате.

Цель данной работы – разработка эффективного подхода в оптимизации внутриаппаратурной электромагнитной совместимости межсоединений цифровых печатных плат.

Многопроводные линии передач используются как простейшие элементы в

межсоединениях печатных плат. Традиционная модель межсоединения базируется на предположении о распространении квази-ТЕМ волны в проводнике. С учетом этого допущения в анализе электромагнитных процессов в межсоединениях печатных плат применяется метод продвижения во времени [1].

Поперечное сечение многопроводной линии передачи с  $N$  межсоединениями может быть представлено матрицами ( $N \times N$ ): погонных индуктивностей  $[L]$ , погонных сопротивлений  $[R]$ , погонных коэффициентов электростатической индукции  $[B]$  и погонных проводимостей  $[G]$ . Эти матрицы параметров межсоединений вычисляются по физико-геометрическим параметрам печатной платы, используя либо эмпирические формулы, либо методы анализа квазистатических полей.

Пусть сигнал имеет трапецеидальную форму с длительностью импульса  $T$  и переднего фронта  $t_f$ . Вектор  $\Phi$  – вектор проектных параметров, он включает в себя ширину проводника, расстояние до слоя

земли, длину проводника, толщину проводника и т. д.

Обозначим  $V_j(\Phi, t)$  – отклик в точке  $j$  межсоединения в момент времени  $t$ ;  $J_1$  – список, содержащий все точки цепи, в которых существует требуемый сигнал;  $J_2$  – список, содержащий все точки цепи, в которых сигнал отсутствует. Другими словами, если точка  $j \in J_1$ , то точка находится на пути распространения полезного сигнала, а в случае  $j \in J_2$ , точка лежит вне пути распространения сигнала. Предположим, что задержка распространения сигнала в межсоединении  $\tau_j$  – величина времени, за которое сигнал достигает порогового значения в точке  $j$ . Благодаря интерференционным эффектам в межсоединениях отклик может возрастать (падать) гораздо медленнее, чем сигнал элемента-источника. Наличие нежелательного сигнала (перекрестной помехи) в точках  $j \in J_2$  обусловлено существованием электромагнитной связи между проводниками. Предположим,  $V_j(\Phi, t)$  – наибольшая величина (амплитуда) перекрестной помехи в точке  $j \in J_2$  в момент времени  $t$ ,  $0 < t < \infty$ .

Задача оптимизации заключается в том, чтобы найти минимум  $\tau_j(\Phi, t)$  при  $j \in J_1$  и минимум  $V_j(\Phi, t)$  при  $j \in J_2$  в области допустимых значений вектора проектных параметров  $\Phi$ . Оптимизация производится методом генетических алгоритмов (ГА). ГА – мощная стратегия выходов из локальных оптимумов. Она заключается в параллельной обработке множества альтернативных решений с концентрацией поиска на наиболее перспективных из них. ГА позволяют одновременно анализировать некоторое подмножество решений, формируя квазиоптимальные решения. Кроме того, применение данного способа оптимизации обусловлено тем, что генетические алгоритмы наиболее эффективно работают с многопараметрическими функциями, позволяя манипулировать одновременно многими переменными

ГА – это оптимизационный эвристический алгоритм, основанный на принципах естественной генетики. ГА берут на-

чало в теории эволюции [2]. Основной механизм эволюции – это естественный отбор. Те особи, которые наиболее приспособлены к окружающим условиям, будут иметь относительно больше шансов воспроизвести потомков. Слабо приспособленные особи либо совсем не производят потомства, либо их потомство будет очень немногочисленным. Это означает, что гены от приспособленных особей будут распространяться в увеличивающемся количестве потомков на каждом последующем поколении. Таким образом, вид развивается, лучше и лучше приспособляясь к среде обитания. В отличие от эволюции, происходящей в природе, ГА только моделируют те процессы в популяциях, которые являются существенными для развития.

Рассмотрим принцип работы ГА (рис.1).



Рис.1. Схема генетического алгоритма

Вначале формируется множество потенциальных решений (гипотез), которое представляет собой начальную популяцию. После того, как создана начальная популяция, выполняем процедуры скрещивания и мутации. Скрещивание моделирует передачу наследственности хромо-

сомами. При скрещивании хромосомы группируются в пары, случайным образом выбирается одна точка (ген) на хромосоме и хромосомы обмениваются между собой выбранными генами. Скрещивание происходит с некоторой достаточно большой вероятностью – 0,8...0,9. Далее проводим мутацию: с некоторой достаточно малой вероятностью случайно выбранный ген меняет своё значение. Коэффициент мутации показывает, какой процент хромосом будет участвовать в этой операции и определяется экспериментально. Этот коэффициент обычно бывает равным 0,1...0,01.

Чтобы оптимизировать структуру, используя генетический алгоритм, нужно задать некоторую меру качества для каждой структуры в пространстве поиска. Для этой цели используется функция пригодности. В функциональной максимизации целевая функция часто сама выступает в качестве функции приспособленности; для задач минимизации целевую функцию следует инвертировать и сместить затем в область положительных значений. Оптимизация заканчивается при выполнении некоторого условия останова. Это условие выбирается в зависимости от решаемой задачи [3].

Рассмотрим пример [4] оптимизации внутриаппаратурной электромагнитной совместимости межсоединений цифровых печатных плат ГА. В нем исследовалась линия передачи без потерь с шестью сигнальными проводниками и линейными нагрузочными цепями, возбуждаемая генератором напряжения. Исходные данные – физико-геометрические и электрические параметры межсоединений и печатной платы; параметры ГА. Проектные параметры – геометрические параметры проводников (длина  $l$ , ширина  $w$ , толщина  $d$ ) и печатной платы (высота  $h$ ). Функция пригодности ( $F_{пр}$ ) – произведение задержки сигнала на перекрестную помеху.

Начальные значения проектных параметров (в миллиметрах):

$$\Phi = [w, d, h, l_1, l_2, l_3] = [0.91, 2.56, 1.69, 371.6, 693.9, 586.9]$$

и значения после оптимизации:

$$\Phi = [w, d, h, l_1, l_2, l_3] = [0.73, 2.4, 0.38, 117.6, 663.1, 613.1]$$

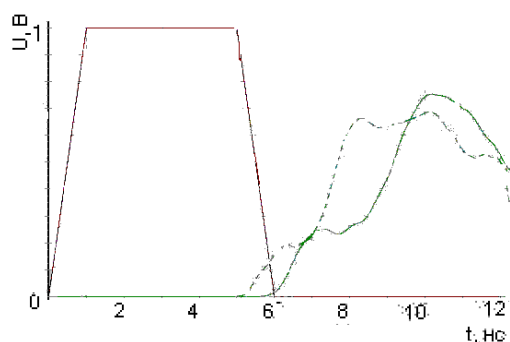
После проведения оптимизации были получены значения функции пригодности (табл.1)

Табл. 1.

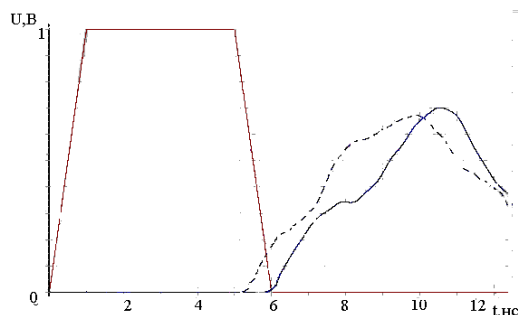
Сравнительные результаты оптимизации

Но мер Линии	Функция	До оптимизации	После оптимизации
2-ая линия	Задержка сигнала, сек	$5,6 \cdot 10^{-9}$	$5,03 \cdot 10^{-9}$
	Перекрестная помеха, В	0,31	0,206
3-я линия	Задержка сигнала, сек	$5,72 \cdot 10^{-9}$	$5,15 \cdot 10^{-9}$
	Перекрестная помеха, В	0,35	0,24

Отклики полезных сигналов и перекрестных помех в искомым точках показаны на рис.2

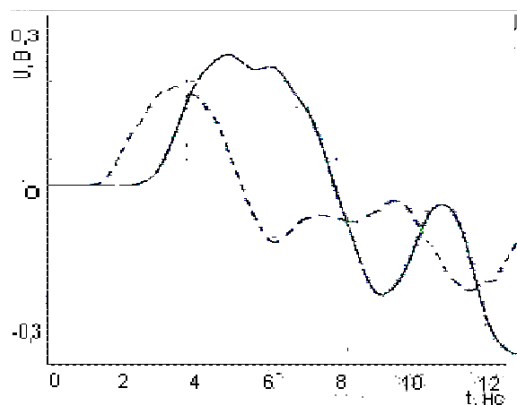


(а) возбуждающий импульс и отклик во 2-ой линии

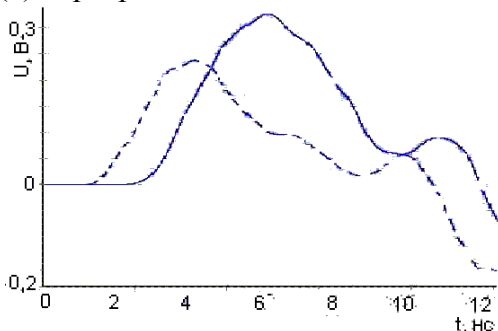


(б) возбуждающий импульс и отклик





(в) перекрестная помеха во 2-ой линии



(г) перекрестная помеха в 3-ей линии

Рис.2. Сигналы в цепи перед (сплошная линия) и после (штриховая линия) оптимизации

На рис.3 показано устойчивое при различных начальных приближениях уменьшение функции пригодности. Также рис.3 иллюстрирует независимость ГА от начальной точки оптимизации.

В работе [5] данный пример был решен минимаксным методом. Полученные нами результаты в целом соответствуют результатам предыдущего решения.

В качестве более сложного примера рассмотрим схему из статьи. Имеется ли-

ния, в которой сигнал через общую шину распространяется в 5 подсетей. Шина представляет собой соединяющую подсеть из 11 спаренных линий передачи. Каждая из 5 подсетей содержит 7 линий передачи. Проектные параметры – геометрические параметры линий передачи.

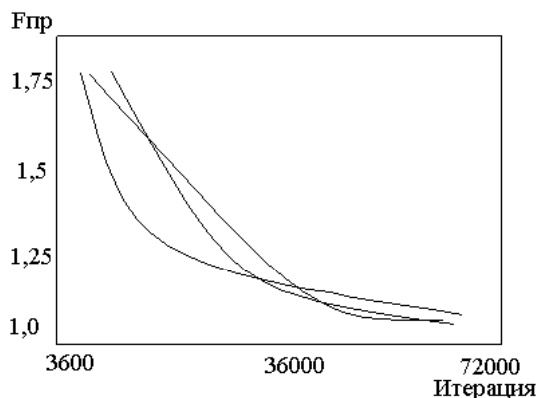


Рис.3 Устойчивое уменьшение функции пригодности

Оптимизация данной схемы проводилась в программно-методическом комплексе ПА-9 методом ГА.

Полученные результаты оптимизации ГА наглядно иллюстрируют надежное уменьшение задержек сигналов, их искажений, отражений и перекрестных помех в межсоединениях цифровых электронных средств. Дальнейшее развитие приложения ГА – многоуровневая оптимизация многопараметрических функций электромагнитной совместимости цифровых электронных средств.

## Литература

1. Чермошенцев С.Ф. Компонентные модели межсоединений при автоматизированном проектировании электронно-вычислительных средств // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 1996. – №4. – С. 24-27.
2. Курейчик В.М. Генетические алгоритмы. Состояние. Проблемы. Перспективы // Известия Академии наук. Теория и системы управления. -1999-№1-С.144.-162
3. Чермошенцев С.Ф., Бурлакова Ю.В. Оптимизация задержек сигналов и перекрестных помех в межсоединениях цифровых печатных плат генетическими алгоритмами // Вестник КГТУ им. А.Н.Туполева. – 2000.-№4.-С.21-24.
4. Чермошенцев С.Ф., Бурлакова Ю.В. Оптимизация генетическими алгоритмами межсоединений цифровых печатных плат по критерию помехозащищенности // Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов: Сб. докл. VI Рос. науч.-техн. конф.-С.-Пб, 2000. С. 260-263
5. Zhang Qi-jun, Lum Stephen, Nakhla Michel. Minimization of delay and Crosstalk in High-Speed VLSI Interconnects // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, – 1992. – vol.40. – №7.– p. 1555-1563.

## ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К ИССЛЕДОВАНИЮ RCL-ЦЕПИ С НЕЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

**Abstract.** Mathematical model of interference generating processes in series RCL-circuit with nonlinear inductance (a coil with ferromagnetic core) under harmonic voltage input from unlimited power supply source has been considered. Experimental check of the model has demonstrated a good coincidence with results of measurements.

В работе рассматривается последовательный помехогенерирующий контур, содержащий активное сопротивление  $R$ , емкость  $C$  и нелинейную индуктивность (катушку с ферромагнитным сердечником). Схема контура приведена на рис.1.

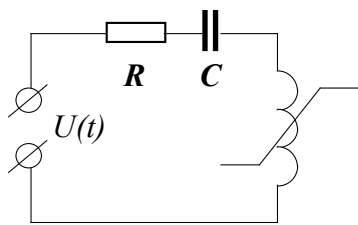


Рис.1 Исследуемая схема

Ток в этой цепи описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{d\Psi}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t') dt' + \frac{q_0}{C} + i \cdot R = U(t), \quad (1)$$

где  $i(t)$  – ток в цепи,  $\Psi$  – потокосцепление,  $q_0$  – начальный заряд емкости,  $U(t)$  – внешнее напряжение контура.

Дифференцируя обе части уравнения (1) по времени, получаем:

$$\frac{d^2\Psi}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = \frac{dU(t)}{dt} \quad (2)$$

Потокосцепление  $\Psi$  зависит от тока, текущего через индуктивность. Эта зависимость нелинейна. В данной работе она рассматривается как кусочно-линейная и описывается следующим образом:

$$\Psi(i) = \begin{cases} L_1 i, & i \leq |i_0| \\ L_2 i + \Psi_0, & i > i_0 \\ L_2 i - \Psi_0, & i < -i_0 \end{cases} \quad L_1 \gg L_2 \quad (3)$$

График зависимости (3) приведен на рис.2 и отражает резкое изменение магнитной проницаемости сердечника индуктивности при изменении тока в обмотке, что является характерной особенностью поведения ферромагнитных материалов.

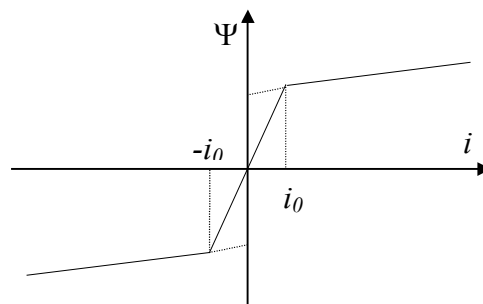


Рис.2 Аппроксимация функции  $\psi(i)$

При подобной зависимости  $\Psi(i)$  уравнения (1) и (2) справедливы при всех значениях тока, за исключением  $\pm i_0$ . Когда  $i(t)$  переходит  $\pm i_0$ , эти уравнения не имеют смысла, так как модельная зависимость потокосцепления от тока не имеет производной при  $i = \pm i_0$  (точки излома). Возникшее затруднение легко устранить. Обозначим через  $t_0$  момент времени, в который ток переходит через точку излома  $i_0$  (при возрастании). При переходе через эту точку ток меняется непрерывно,

т. е.  $i|_{t_0-0} = i|_{t_0+0}$ . Используя это условие и уравнение (1) получаем:

$$\frac{d\Psi}{dt}\Big|_{t_0-0} = \frac{d\Psi}{dt}\Big|_{t_0+0} \quad (4)$$

Но  $\frac{d\Psi}{dt}\Big|_{t_0-0} = L_1 \frac{di}{dt}\Big|_{t_0-0}$ , а  $\frac{d\Psi}{dt}\Big|_{t_0+0} = L_2 \frac{di}{dt}\Big|_{t_0+0}$ . В результате полу-

чается соотношение, связывающее производные тока по времени до и после перехода через точку излома  $i_0$ :

$$L_1 \frac{di}{dt}\Big|_{t_0-0} = L_2 \frac{di}{dt}\Big|_{t_0+0} \quad (5)$$

Аналогичные соотношения можно получить и для точки излома  $-i_0$ . Они справедливы как для возрастания, так и для убывания тока.

Пусть на вход контура подается гармоническое воздействие:

$$U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi), \quad (6)$$

где  $U_0$  – амплитуда входного напряжения,  $\omega$  – циклическая частота входного напряжения ( $\omega = 2\pi f$ ),  $\varphi$  – начальная фаза.

При  $|i| < i_0$  и  $|i| > i_0$  уравнение (2) принимает особенно простой вид:

$$L_k \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = \omega U_0 \cos(\omega t + \varphi) \quad (k = 1, 2) \quad (7)$$

Введем безразмерные переменные  $x = \omega t$  и  $y = \frac{i}{i_0}$ . Учитывая, что

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = i_0 \omega \frac{dy}{dx}, \quad \text{а} \quad \frac{d^2 i}{dt^2} = i_0 \omega^2 \frac{d^2 y}{dx^2},$$

запишем уравнения (7) в виде:

$$\begin{aligned} y'' + 2\lambda_k y' + \alpha_k^2 y &= \\ &= \Lambda_k \cos(\omega t + \varphi) \quad , (k = 1, 2) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{где} \quad \lambda_k = \frac{R}{2L_k}; \quad \omega_k^2 = \frac{1}{L_k C};$$

$$\alpha_k = \frac{\omega_k}{\omega}; \quad \Lambda_k = \frac{U_0}{\omega i_0 L_k}.$$

Если  $|i| \leq i_0$ , а ( $y \leq 1$ ), то процесс в цепи описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка:

$$y'' + 2\lambda_1 y' + \alpha_1^2 y = \Lambda_1 \cos(\omega t + \varphi) \quad (9)$$

Решение этого уравнения, соответствующее установившемуся режиму, имеет следующий вид:

$$y(t) = \frac{\Lambda_1}{\sqrt{(\alpha_1^2 - 1)^2 + 4\lambda_1^2}} \times \sin(x + \varphi + \theta_1) \quad (10)$$

$$\text{где} \quad \theta_1 = \arctg \frac{\alpha_1^2 - 1}{2\lambda_1}.$$

Это решение справедливо, пока выполнено условие:

$$\frac{\Lambda_1}{\sqrt{(\alpha_1^2 - 1)^2 + 4\lambda_1^2}} \leq 1. \quad (11)$$

При нарушении условия (11) можно говорить о наличии нелинейного процесса в рассматриваемом контуре. Более того, нарушение данного условия безусловно необходимо для возникновения явно выраженного нелинейного процесса в цепи. Однако будет ли иметь место подобный нелинейный процесс при выполнении условия (11)? Опыт показывает, что да. Важно отметить, что процесс характеризуется переходом тока через значения  $\pm i_0$ .

Пусть переход тока через  $i_0$  происходит в момент времени  $t_0 = 0$  ( $x_0 = 0$ ).

Рассмотрим пару  $(\xi, \varphi)$ , где  $\xi = \frac{dy}{dx}\Big|_{x_0=0}$  – производная нормированного тока непосредственно до перехода. Назовем эту пару «состоянием». При  $x > 0$  и

$y(x) > 1$  цепь описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка. Добавляя начальные условия, получаем следующую задачу Коши:

$$\begin{cases} y'' + 2\lambda_2 y' + \alpha_2^2 y = \Lambda_2 \cos(x + \varphi) \\ y(0) = 1 \\ y'(0) = \xi \cdot N \end{cases}, (12)$$

где  $N = \frac{L_1}{L_2}$ .

Решение этой задачи имеет следующий вид:

$$y_1(x) = e^{-\lambda_2 x} (A \sin(\beta_2 x) + B \cos(\beta_2 x)) + \bar{\Lambda}_2 \sin(x + \varphi + \theta_2) \quad (13)$$

где  $\theta_2 = \operatorname{arctg} \frac{\alpha_2^2 - 1}{2\lambda_2}$ ,

$$\beta_2 = \sqrt{\alpha_2^2 - \lambda_2^2},$$

$$\bar{\Lambda}_2 = \frac{\Lambda_2}{\sqrt{(\alpha_2^2 - 1)^2 + 4\lambda_2^2}},$$

$$B = 1 - \bar{\Lambda}_2 \sin(\varphi + \theta_2),$$

$$A = \frac{1}{\beta_2} (\xi \cdot N - \bar{\Lambda}_2 \cos(\varphi + \theta_2) + \lambda_2 B).$$

Это решение справедливо, пока  $y_1(x) \geq 1$ . Пусть  $x_1$  – минимальный отличный от нуля корень уравнения  $y_1(x) = 1$ . Когда  $y_1(x)$  переходит через значение 1 (момент  $x_1$ ) производная  $\frac{dy}{dx}$  уменьшается скачком в  $N$  раз (см. (5)). Дальнейшее поведение системы описывается дифференциальным уравнением:

$$\begin{cases} y'' + 2\lambda_1 y' + \alpha_1^2 y = \Lambda_1 \cos(x + \varphi) \\ y(x_1) = 1 \\ y'(x_1) = \frac{y_1'(x_1)}{N} \end{cases}. (14)$$

Здесь  $y_1'(x_1)$  – значение производной непосредственно до перехода через 1. Запишем выражение для этой производной:

$$y_1'(x) = e^{-\lambda_2 x} ((-\lambda_2 A - \beta_2 B) \sin(\beta_2 x) + (-\lambda_2 B + \beta_2 A) \cos(\beta_2 x)) + \bar{\Lambda}_2 \cos(x + \varphi + \theta_2) \quad (15)$$

Тогда решение уравнения (14) имеет вид:

$$y_2(x) = e^{-\lambda_1(x-x_1)} (C \sin(\beta_1(x-x_1)) + D \cos(\beta_1(x-x_1)) + \bar{\Lambda}_1 \sin(x + \varphi + \theta_1)) \quad (16)$$

где  $\theta_1 = \operatorname{arctg} \frac{\alpha_1^2 - 1}{2\lambda_1}$ ,  $\beta_1 = \sqrt{\alpha_1^2 - \lambda_1^2}$ ,

$$\bar{\Lambda}_1 = \frac{\Lambda_1}{\sqrt{(\alpha_1^2 - 1)^2 + 4\lambda_1^2}},$$

$$D = 1 - \bar{\Lambda}_1 \sin(\varphi + x_1 + \theta_1),$$

$$C = \frac{1}{\beta_1} \left( \frac{y_1'(x_1)}{N} - \bar{\Lambda}_1 \cos(\varphi + x_1 + \theta_1) + \lambda_1 D \right).$$

Это решение справедливо, пока  $y_2(x) \geq -1$ . Пусть  $x_2$  – минимальный превосходящий  $x_1$  корень уравнения  $y_2(x) = -1$ . Далее принципиальное значение имеет производная функции (16):

$$y_2'(x) = e^{-\lambda_1 x} ((-\lambda_1 C - \beta_1 D) \sin(\beta_1(x-x_1)) + (-\lambda_1 D + \beta_1 C) \cos(\beta_1(x-x_1)) + \bar{\Lambda}_2 \cos(x + \varphi + \theta_2) + \bar{\Lambda}_2 \cos(x + \varphi + \theta_2)). \quad (17)$$

Последующие построения основаны на симметрии характеристики  $\Psi(i)$ . Определим отображение  $\Phi: (\xi, \varphi) \rightarrow (\eta, \phi)$ , ( $\xi > 0$ ,  $0 \leq \varphi < 2\pi$ ) следующим образом:

$$\begin{cases} \eta = y_2'(x_2) \\ \phi = x_2 - \pi \end{cases}. \quad (18)$$

Здесь  $\eta$  – производная функции (16) непосредственно до перехода через -1;  $\phi$  – изменение фазы входного напряжения при

изменении тока от  $i_0$  до  $-i_0$  относительно полупериода. Введем вспомогательные отображения  $\chi_1: (\eta, \phi) \rightarrow (|\eta|, \phi + \varphi)$  и

$$\chi_2: (\eta, \phi) \rightarrow (|\eta|, \phi + \varphi - \left[ \frac{\phi + \varphi}{2\pi} \right])$$

( $[...]$ ) – целая часть числа), после чего построим лежащее в основе предлагаемого подхода отображение

$$\Phi_0: (\xi, \varphi) \rightarrow (\xi', \varphi')$$

$$\Phi_0 = \chi_2 \circ \Phi \circ \chi_1 \circ \Phi \quad (19)$$

Это отображение описывает изменение состояния системы за один «период». Под «периодом» здесь понимается изменение переменной  $x$  (времени) между двумя последовательными переходами тока через значение  $i_0$ . Установившемуся процессу в рассматриваемой цепи соответствует неподвижная точка отображения (19), т. е. состояние  $(\xi_0, \varphi_0)$ , переходящее в себя при этом отображении:

$$\Phi_0(\xi_0, \varphi_0) = (\xi_0, \varphi_0) \quad (20)$$

Проверка существования устойчивых неподвижных точек этого отображения позволяет ответить на вопрос о возможности возникновения в нелинейном колебательном контуре состояния, отличающегося от имеющегося при выполнении условия (11) гармонического колебания. Нужно иметь в виду, что уравнение  $y_2(x) = -1$  может не иметь решения, а это означает, что отображение (19) не определено для данных  $\xi$  и  $\varphi$ . В этом случае вопрос о существовании нелинейного состояния остается открытым. Для ответа на него предлагается следующая вычислительная процедура. Прежде всего, само отображение (19), будучи достаточно сложным, легко моделируется в вычислительном эксперименте. Основным моментом в построении этого отображения яв-

ляется определение корней уравнений  $y_1(x) = 1$  и  $y_2(x) = -1$ . Для этого была использована простейшая процедура: исходя из точности приближения функций  $y_1(x)$  и  $y_2(x)$  к значениям  $\pm 1$ , соответственно, вычислялся шаг по переменной  $x$ , после чего производилось вычисление значений этих функций. Изменяя параметр точности, можно произвести грубую оценку погрешности метода приближенного вычисления корней. Как показали последующие численные эксперименты, задавая приемлемое значение параметра точности, можно с вполне достаточной для практического применения точностью определять неподвижные точки отображения.

Рассмотрим пример применения модели для расчета нелинейного процесса в контуре. Допустим, параметры элементов цепи (см. рис. 1) имеют следующие значения (реальный случай):  $L_1 = 3,3\text{д}'$ ,  $L_2 = 0,1\text{д}'$ ,  $C = 10^{-6}\text{ф}'$ ,  $i_0 = 0,5\text{А}$ ,  $R = 10\text{м}'$ . Для этих исходных данных расчет выполнен при двух амплитудных величинах питающего напряжения:  $U_1 = 200\text{В}$  и  $U_2 = 100\text{В}$ . При этом были определены значения неподвижных точек отображения (19):  $(\xi_0, \varphi_0) \approx (1,02; 6,0)$  и  $(\xi_0, \varphi_0) \approx (0,93; 6,16)$  соответственно. Эти неподвижные точки отображения полностью определяют установившийся процесс в исследуемой цепи.

Зависимости тока в контуре в установившемся режиме, полученные на основе найденных неподвижных точек, показали хорошую сходимость с полученными экспериментально результатами наблюдений за амплитудой и формой тока, а также его фазой относительно питающего напряжения. Полученная математическая модель тока в нелинейной цепи позволяет определять спектральные характеристики генерируемых помех.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ СВЧ- ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ВСЕПРОПУСКАЮЩИХ ЦЕПЕЙ

**Abstract.** The problem of the feedforward amplifier adjusting is mentioned. The advantage of electronically tunable delay lines employment for feedforward amplifier adjusting and for adaptive feedforward linearization applications is noted. One technique of the electronically tunable delay line realization with low insertion losses based on the distributed all-pass networks is presented.

В современных цифровых системах связи широко используются такие методы линейной модуляции, как квадратурная амплитудная модуляция (QAM) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK). Сигналы с данными видами модуляции могут иметь флуктуирующую огибающую, которая создает на выходе усилителя мощности базовой передающей станции интермодуляционные искажения (IMD). Поскольку в современных цифровых системах связи полосы частот соседних каналов расположены довольно близко, то интермодуляционные составляющие могут попасть в полосу частот соседнего канала, приводя к так называемой интерференции в соседних каналах. По этой причине к усилителям мощности предъявляются повышенные требования линейности.

Для снижения интермодуляционных искажений в широкополосных усилителях высокой мощности используются различные методы линеаризации, которые отличаются друг от друга степенью коррекции интермодуляционных искажений, стоимостью и полосой пропускания. В настоящее время наиболее широко используются такие методы линеаризации, как метод предискажения, метод обратной связи по огибающей и метод усилителя со связью вперед.

Усилитель со связью вперед обеспечивает наибольшую полосу частот (>25МГц) и степень коррекции интермо-

дуляционных искажений (от 30дБ до 35дБ) [1]. Он состоит из двух цепей: цепи подавления входного сигнала и цепи подавления сигнала искажения. В первой цепи из усиленного входного сигнала вычитается входной сигнал. В результате этой операции выделяется сигнал искажений, возникших из-за нелинейности усилителя мощности. На выходе второй цепи из усиленного входного сигнала вычитается сигнал искажения, полученный в цепи подавления основного сигнала.

Недостатком усилителей со связью вперед является трудность настройки, так как для правильной его работы необходимо добиться баланса амплитуды и фазы между сигналами, над которыми производятся операции вычитания. Для этих целей в обеих цепях усилителя ставятся специальные подстраиваемые аттенюаторы и фазовращатели, с помощью которых и производится настройка усилителя.

Кроме этого, в каждой из цепей имеются линии задержки, которые призваны выровнять время прохождения сигналов по двум путям в каждой из цепей усилителя. Обычно линии задержки реализовывают отрезками радиочастотного кабеля или микрополосковой линии. Подстройка таких линий задержки производится ручным подбором их электрической длины. Таким образом, процедура настройки усилителя со связью вперед является трудоемкой и дорогостоящей.

Кроме всего прочего, после настройки характеристики усилителя могут меняться по причине температурной нестабильности полупроводниковых приборов, изменения напряжения питания и старения элементов. Процедуру настройки можно было бы значительно облегчить, если использовать вместо постоянных линий задержки перестраиваемые. При использовании перестраиваемых электронным способом линий задержки появилась бы возможность не только облегчить настройку усилителей, но и использовать их в адаптивных усилителях со связью вперед для стабилизации временного изменения характеристик усилителя [2].

В докладе рассмотрены вопросы построения управляемых линий задержки СВЧ сигналов на основе сегнетоэлектрических элементов, отличающихся от других перестраиваемых элементов (например: варикапов) дешевизной, возможностью работы при большом уровне сигнала и конструктивной реализации в едином технологическом цикле. В материалах доклада приводятся результаты машинного анализа возможности перестройки группового времени задержки (ГВЗ) в цепях, построенных на основе всепропускающих звеньев первого и второго порядков [3]. Предлагается вариант реализации перестраиваемой линии задержки, состоящей из двух частей: линии задержки на большой постоянный уровень ГВЗ и блока перестраиваемой линии задержки с небольшим изменением уровня ГВЗ. Блок перестройки задержки, рассчитанный на рабочую полосу от 700МГц до 900МГц представлен на рис.1. Цепь перестройки реализована в виде двух каскадно-включенных всепропускающих звеньев первого и второго порядка. Все пропускающие звенья реализованы на основе связанных длинных линий, для которых электрическая длина равна  $\theta=90^\circ$  на центральной частоте рабочего диапазона частот, а для сопротивлений четного и нечетного типа волн выполняется соотношение согласования.[3]

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oe}^{(i)} \cdot Z_{oo}^{(i)}}, i = 1,2,3 \quad (1)$$

Анализ показал, что если в цепи на рисунке 1 менять сопротивления нечетного типа волн  $Z_{oo}^{(1)}$  и  $Z_{oo}^{(3)}$ , то при соответствующем их изменении можно добиться перестройки ГВЗ с сохранением ее постоянного уровня в диапазоне рабочей полосы частот.

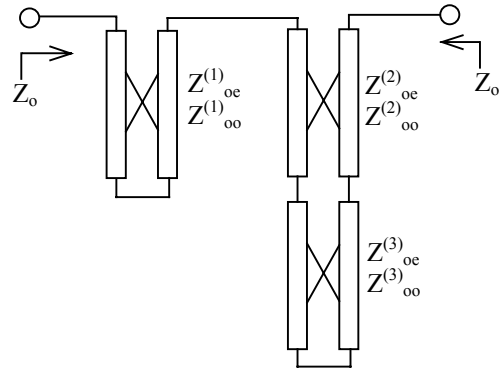


Рис.1 Схема перестраиваемой линии задержки.

Графики изменения ГВЗ и коэффициента передачи перестраиваемой линии задержки при перестройке  $Z_{oo}^{(1)}$  и  $Z_{oo}^{(3)}$  представлены на рисунке 2.

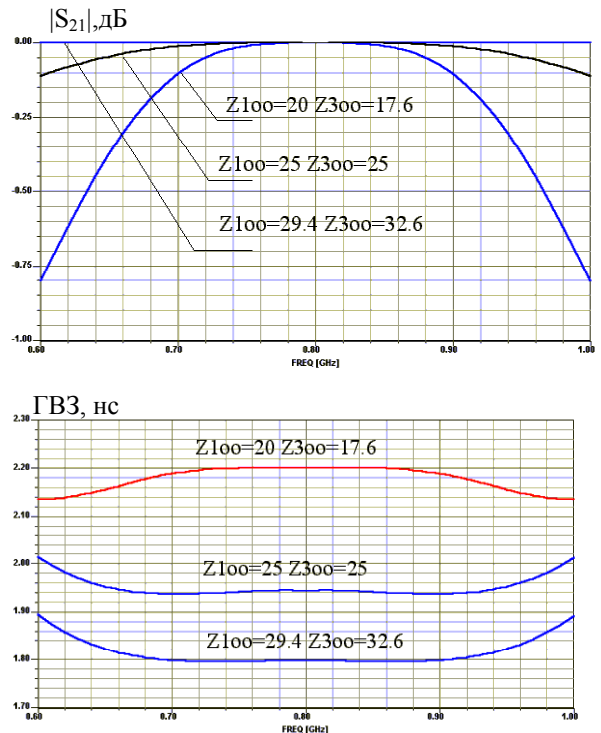
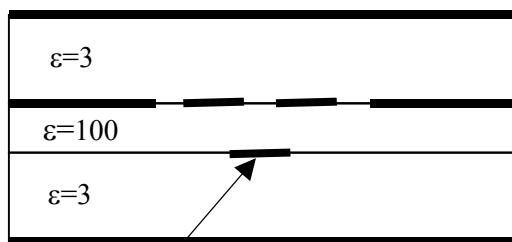


Рис.2 Коэффициент передачи и характеристика ГВЗ для цепи перестраиваемой линии задержки в зависимости от  $Z_{oo}^{(1)}$  и  $Z_{oo}^{(3)}$

Из графиков видно, что возможная перестройка составляет 0.5 нсек, а потери на рассогласование не превышают 0.1 дБ. Неравномерность ГВЗ составляет 0.2нс.



Место подачи управляющего напряжения

Рис.3 Вид связанных копланарных линий.

В качестве одного из путей реализации данного метода перестройки ГВЗ можно предложить использование копланарных связанных линий на подвешенной подложке [4] (рис.3). Вместо обыкновенной диэлектрической подложки, которая была рассмотрена в работе [4], используется сегнетоэлектрическая с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=100$ .

Ширина дополнительного полоска на обратной стороне подложки влияет только на сопротивление нечетного типа волн, так как изменяет лишь емкость связи ли-

ний. Сопротивление же четного типа волн при этом практически не изменяется [4]. Это свойство можно использовать для перестройки сопротивления  $Z_{00}$  связанных линий. Если на дополнительный полосок подать напряжение относительно связанных линий, то диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической подложки в области перекрытия полоска и связанных линий изменится, что приведет к изменению емкости связи, а, следовательно, и сопротивления  $Z_{00}$  связанных линий.

### Заключение

Результаты анализа показали, что в всепропускающей цепи, состоящей из каскадно-включенных фазовых звеньев первого и второго порядка, возможна перестройка ГВЗ. Данный метод перестройки может быть реализован в виде копланарных связанных линий на сегнетоэлектрической подвешенной подложке. Данная конструкция может быть выполнена в едином технологическом цикле, не требует настройки, что позволит значительно снизить стоимость данных устройств.

### Литература

1. J.S. Kenney, A. Leke, "Design Consideration for Multicarrier CDMA Base Station Power Amplifier," Microwave Journal, vol. 42, № 2, February 1999, pp. 76-86
2. S.H. Stapleton, "Adaptive Feedforward Linearization for RF Power Amplifiers," Microwave Journal, vol.42, № 10, October, 1999, pp.136-144
3. W.J.D. Steenaart, "The Synthesis of Coupled Transmission Line All-Pass Networks in Cascades of 1 to n," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-11, January, 1963, pp.23-29
4. C.L. Liao, C.H. Chen, "Full-Wave Characterization of Edge-Coupled Coplanar-Waveguide Structure with Backed Conductor," IEEE MTT-S Digest, 2000, pp.1089-1092



## A TIME AND FREQUENCY FINITE VOLUME APPROACH TO SOLVE ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY PROBLEMS

**Abstract:** In this paper, a finite volume technique in both time and frequency domain is briefly presented. Temporal and frequential results are compared with analytical and other numerical results. The introduction of thin materials with finite conductivity and thin wire formalism is also presented. Then finite volume methods in time and frequency domain can be combined to calculate fields more efficiently in the case of external sources characterized by a large frequency band.

### 1. INTRODUCTION

Our purpose is to evaluate numerically the field scattered by a complex structure, including compartments and wires, and illuminated by an incident plan wave or an antenna radiation. Actually, for the following reasons, this EM problem is difficult to tackle by simulation.

First, the studied structure often presents large difference in physical scale. One wants to simulate a whole system (like an aircraft) including cables, which generate a large working space. In the same time, we note a large difference in time scales involving a very wide frequency band. In addition, the complexity of electromagnetic problems strongly increases. It is not only because of the necessity of a more accurate description of the object geometry: various and inhomogeneous materials must also be simulated. For example, some parts of the structure can be described by thin material with a finite conductivity, which filters of the high frequencies

We can treat this kind of problem by using some temporal approach or some frequential approach. In the time domain the computation might be very expansive to obtain the magnetic field intensity inside the compartment. On the other hand, the computation directly in the frequency domain is out of mind for the whole signal. A possible solution is to split the computation into a tem-

poral part and a frequential part. So the spectrum of the scattered field is rebuilt with the high frequencies from the temporal computation and with some low frequencies computed in the frequency domain. In our approach, fields are obtained by using the same finite volume technique in the two domains, which will avoid the coupling difficulties (same mesh, same scheme...).

### 2. FINITE VOLUME FORMULATION

#### 1. Time Domain

We study the Maxwell equations given by:

$$\begin{aligned}\varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} - \nabla \times H &= 0 \\ \mu \frac{\partial H}{\partial t} + \nabla \times E &= 0\end{aligned}$$

Where  $\varepsilon$  and  $\mu$  are the electric permittivity and magnetic permeability of the medium,  $E = [E_x \ E_y \ E_z]^t$  the electric field vector, and  $H = [H_x \ H_y \ H_z]^t$  the magnetic field vector. Introducing a notation, which is the usual one in the theory of conservative systems [1], these equations can be written in conservative form as follow:

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \text{div } F(U) = \bar{0}$$

Where  $F(U) = [F_1(U) \ F_2(U) \ F_3(U)]$  with  
 $U = [E_x \ E_y \ E_z \ H_x \ H_y \ H_z]^t$  and:

$$F_1(U) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{H_z}{\varepsilon} & \frac{-H_y}{\varepsilon} & 0 & \frac{-E_z}{\mu} & \frac{E_y}{\mu} \end{bmatrix}$$

$$F_2(U) = \begin{bmatrix} \frac{-H_z}{\varepsilon} & 0 & \frac{-H_x}{\varepsilon} & \frac{E_z}{\mu} & 0 & \frac{-E_x}{\mu} \end{bmatrix}$$

$$F_3(U) = \begin{bmatrix} \frac{H_y}{\varepsilon} & \frac{-H_x}{\varepsilon} & 0 & \frac{-E_y}{\mu} & \frac{E_x}{\mu} & 0 \end{bmatrix}$$

When the previous equation is integrated over an elementary volume cell, which discretized the computational domain, it is possible to obtain as a final result:

$$\frac{\partial U_i}{\partial t} = \frac{-1}{V_i} \sum_{k=1}^m S_k F(U_k^*) \cdot n_k$$

with:

$$F(U_k^*) \cdot n_k = \begin{bmatrix} \frac{-n_k \times H_k^*}{\varepsilon} & \frac{n_k \times E_k^*}{\mu} \end{bmatrix}^t \quad (1)$$

Here,  $U_i$  denotes the cell-centered value for the volume  $V_i$  bounded with  $m_i$  flat surfaces of area  $S_k$ ;  $n_k$  the unit normal vector to the surface  $S_k$  pointing outward from  $V_i$ . The major difficulty, now, is the evaluation of the numerical fluxes  $F(U_k^*) \cdot n_k$ . For this, we can use the theory of characteristics to obtain:

$$\begin{aligned} \varepsilon_L v_L \times E^* - n \times n \times H^* &= \\ = \varepsilon_L v_L \times E^L - n \times n \times H^L & \quad (2) \\ \varepsilon_R v_R \times E^* + n \times n \times H^* &= \\ = \varepsilon_R v_R \times E^R + n \times n \times H^R & \end{aligned}$$

Where L (respectively R) denotes the left cell (respectively the right cell) to the surface S with fixed normal n,  $v_L$  and  $v_R$  the celerities into the two neighbour cells. Dielectric structures are taken into account by assuming that the permittivities  $\varepsilon$  have constant values inside the elementary cells. The classical continuity conditions between two cells are also used:

- In free space:  $n \times E^* = n \times E^{**}$  and  $n \times H^* = n \times H^{**}$

- On a perfectly conductive surface:  $n \times E^* = 0$
- For a sheet of finite conductivity  $\sigma$  on the interface between two cells:  $n \times H^{**} - n \times H^* = -(\sigma d) n \times n \times E^*$

The equations (2) with the previous conditions allow expressing the values on the surfaces in term of the known values at the center of the cells. Using an explicit euler scheme performs the time discretization of (1). And the spatial discretizations by using order 1 or order 2 accuracy. With order 1, the fluxes  $F(U)$  are computed with the values at the center of the cells. With order 2, they are also computed from the values  $U$  at the center, but corrected for taking into account the surrounding cells ( $U = U + \nabla U \cdot dl$ ).

The truncation of the computational domain is obtained by introducing no reflexion of the wave at some spherical finite boundary enclosing the scatterer. Applying a Silver-Muller condition satisfies this hypothesis

Our finite volume formulation offers the possibility to have a conformal mesh of the studied structure by using unstructured meshes. Hence, in the case of complex geometry, the use of finite volume method permits an important gain in memory and CPU time [2].

## 2. Frequency Domain

In the same way as the time domain, Maxwell's equations in the frequency domain are cast into a conservative form,  $j\omega U + \text{div}F(U) = 0$ . Equation (2) becomes:

$$\begin{aligned} \varepsilon_L v_L \times E^* - n \times n \times H^* &= \\ = \varepsilon_L v_L \times E^L e^{\frac{j\omega}{v_L} d_L} - n \times n \times H^L e^{\frac{j\omega}{v_L} d_L} & \quad (3) \\ \varepsilon_R v_R \times E^{**} + n \times n \times H^{**} &= \\ = \varepsilon_R v_R \times E^R e^{\frac{-j\omega}{v_R} d_R} + n \times n \times H^R e^{\frac{-j\omega}{v_R} d_R} & \end{aligned}$$

Here  $d_L$  and  $d_R$  are the distances between the center of the cells and the center of their surfaces.

By neglecting the propagate terms in the previous equation, and using the continuity conditions as in the time domain, the discre-

tization leads to a large and sparse linear system that can be put into the following form:

$$(j\omega I + A)U = b \quad (4)$$

A is a block matrix of order nbvol (number of elementary cells in the computational domain) composed with blocks of order 6 and I is the  $6 \times nbvol \times 6 \times nbvol$  identity matrix. To solve this linear system we have chosen a non stationary iterative method: the BICGSTAB(1). This algorithm combines the advantages of the BI-CG and GMRES(1) and seems to converge faster than any of that [3].

In the figure (1), we compare the RCS of a perfectly conductive sphere computed with an integral method based on the EFIE with the finite volume frequency domain (FVFD) method and the FVTD method followed by a FFT.

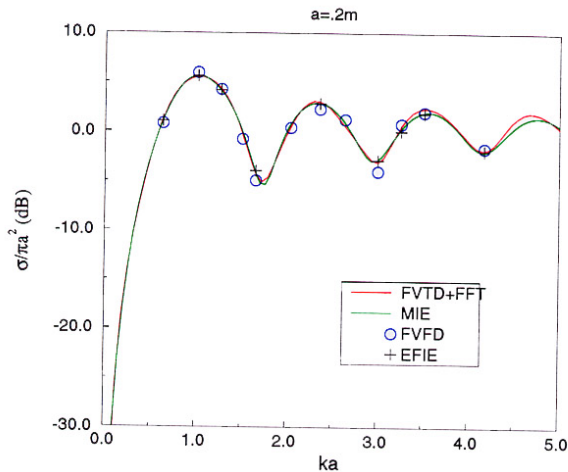


Fig. 1: Normalised RCS of a sphere.

If the skin effect can be neglected, thin materials with finite conductivity, like some composite materials, can be defined by a surface impedance given by  $Z_s = 1/(\sigma \cdot d)$ , where  $\sigma$  is the conductivity of the materials and  $d$  its thickness. Figure (3) present FVFD and FVTD results on a sphere illuminated by an incident plane wave ( $f(t) = e^{-\gamma^2}$ , with  $\gamma = \frac{t_c - 6.10^{-9}}{3.10^{-9}}$ ;  $t_c = t - \frac{z - 0.2}{3.10^8}$ ). The sphere has a radius  $r=17$  cm and it is made of an imperfectly conducting thin material with  $Z_s = 50\Omega$ .

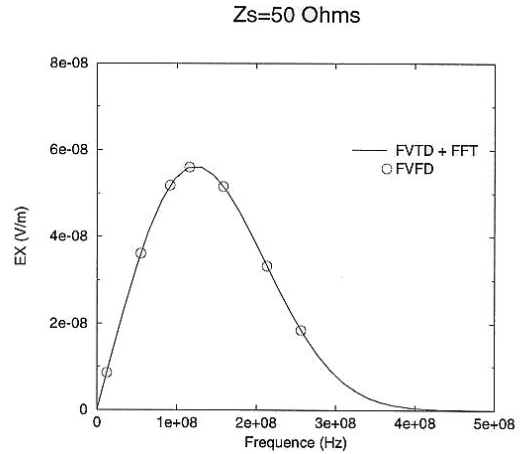


Fig. 3: Electric field at the center of gravity

### 3. THIN WIRE MODEL

In ElectroMagnetic Compatibility as well as in studies of antennas, a thin wire model often has to be used in the numerical codes. In FDTD method, 'Thin wire' wire formalism was introduced by R. Holland [4]. This formalism is used for wires of very small diameter compared to the mesh size. In the wire method, wires are generally parallel to the cell axis and when is not the case; a staircase wire approximates the wire. In some cases, this approximation is not very good, because it modifies the length of the wire, and hence its resonance frequencies. On the FVTD approach, wires can have any direction in the computing volume and we do not approximate them by a staircase model. Therefore, this method seems to be more advantageous than the FDTD for considering thin wires.

The formalism introduced in FVTD for thin wires is similar to the one used for the FDTD method. As with the FDTD method, a set of differential equations (5) for the net current ( $I$ ) and the net charge ( $q$ ) on the wire are coupled to the field quantities appearing in the finite volume scheme.

$$\begin{aligned} \frac{\partial I}{\partial t} + c^2 \frac{\partial q}{\partial l} &= \frac{\langle E^{tg} \rangle}{L} \\ \frac{\partial q}{\partial t} + \frac{\partial I}{\partial l} &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

Where  $L = \frac{\sum_{k=1}^{nbv} L_k}{nbv}$ , with nbv being the number of volume around a segment, has dimensions of an inductance per unit length.

$\langle E^{tg} \rangle = \frac{\sum_{k=1}^{nbv} E_k^{tg}}{nbv}$ , With  $E_k^{tg}$  is the projection of the electric field intensity at the center of volume k on the wire's direction. As in FDTD, the volume of the wire is not meshed and we split it into several segments where currents and charges are estimated. In our model, nbv elementary prismatic cells (fig. 4) surround each segment.

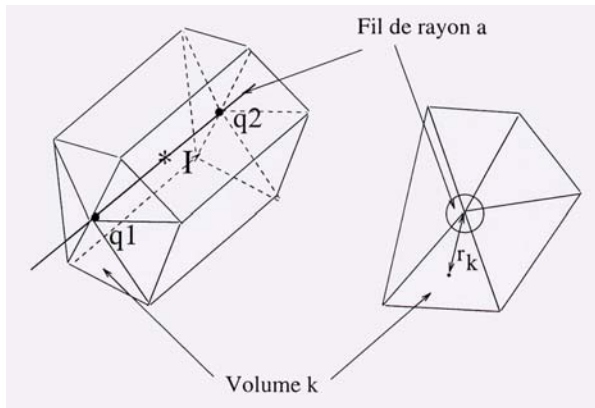


Fig. 4 Definition of the mesh around a wire segments.

A finite difference « Leap-Frog » scheme in time and space is used for the evaluation of current and charge on wires. In the frequency domain,  $\partial/\partial t$  is replaced by  $j\omega$  and

the matrix associated with the current and charge is coupled with equation (3).

In figure (5), results obtained by FVTD and FVFD concerning thin wire structure are compared in the frequency domain.

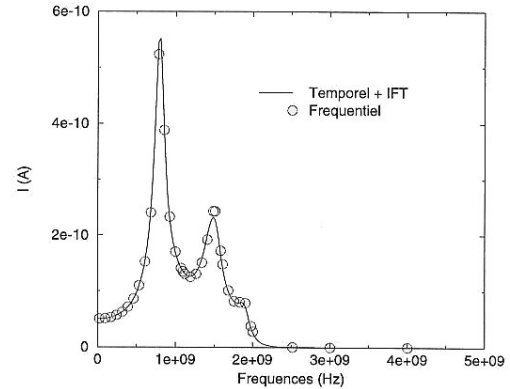


Fig. 5: Intensity on a wire fed by a voltage generator above a perfectly conductive plane.

#### 4. CONCLUSION

Finite volume technique seems to be an interesting approach for the study of electromagnetic compatibility problems. This scheme can be applied in time and frequency domain and we can use this duality to treat more efficiently some particular problems.

#### References

- [1] V. Shankar, A.H. Mohammadian and W. F. Hall, « A time domain finite volume treatment for Maxwell equations », *Electromagnetic*, Vol. 10, pp 127-145, 1990.
- [2] P. Bonnet, X. Ferrières, F. Paladian, J.C. Alliot and J. Fontaine, « Electromagnetic wave diffraction using a finite volume method », *Electron. Lett.*, 1997, Vol. 33, pp 31.
- [3] R. Holland and P. Simpson, « Finite difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires », *IEEE Trans. Electromagnet. Compat.*, Vol. EMC-23, No. 2, May 1981.
- [4] G. Sleijpen and D. Fokkema, « BICGSTAB(l) for linear equations involving unsymmetric matrices with complex spectrum », *Elect. Transactions on Numerical Analysis*, Vol. 1, 11-32, Sept. 1993.
- [5] R. Holland and P. Simpson, « Finite difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. EMC-23, No. 2, May 1981.

## ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АНАЛИЗА КВАНТИЛЕЙ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РАДИОПОМЕХ

**Abstract.** The result of the study of algorithms for random proces quantiles ostimation are presented. It is shown that the suggested algorithms can work in conditions close tj the real-time mode and demonstrate high efficiency.

**Аннотация.** Представлены три класса алгоритмов оценивания изменяющихся квантилей нестационарных негауссовских помех, а также результаты их применения в составе вычислительного комплекса.

При анализе характеристик нестационарных радиопомех наиболее часто производится оценивание изменяющейся дисперсии или второго начального момента [1-2]. Вместе с тем для целого ряда приложений необходимо учитывать вид распределения нестационарных помех. Одной из возможностей учесть вид распределения при параметрическом анализе является оценивание квантилей [3-4]. Для стационарных случайных последовательностей наилучшей оценкой квантиля распределения [5] уровня  $p$  является значение  $x_p$  члена вариационного ряда, имеющего номер  $N_p$ , где  $N$  – объем выборки. При анализе реальных радиопомех, характеристики и законы распределения которых могут изменяться в процессе наблюдения, задача оценивания квантиля не имеет простого решения. В докладе рассматриваются три возможных подхода к решению названной задачи, а также результаты исследования радиопомех в КВ диапазоне с помощью вычислительного комплекса, использующего рекуррентные процедуры оценивания изменяющихся квантилей.

Первый подход основан на предположении, что основной причиной изменения квантиля во время  $N$  наблюдений  $Z_1, Z_2, \dots, Z_N$  является изменение масштаба, а закон распределения помехи остается постоянным. В этом случае последователь-

ность наблюдений можно представить с помощью мультипликативной модели

$$Z_i = |\Psi_i|^{0,5} \xi_i, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

где  $\xi_i$  – последовательность независимых, в общем случае негауссовских случайных величин (СВ) с одним и тем же распределением, примем  $M\{\xi_i\} = 0$ ;  $M\{\xi_i^2\} = 1$ .

Последовательность  $\Psi_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , определяет изменение масштаба и может быть описана, например, с помощью стохастических разностных уравнений. На первом этапе в предлагаемой процедуре с помощью модифицированного метода инвариантного погружения [2] строятся рекуррентные нелинейные оценки  $\Psi_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , мультипликативной компоненты  $\Psi_i$ . Затем производится нормирование наблюдений  $\check{Z}_i = \check{Z}_i |\Psi_i|^{0,5}$  и оценивание квантиля  $x_p$  на основе порядковой статистики. Значения последовательности оценок изменяющейся квантиля для каждого момента дискретного времени  $i = 1, 2, \dots, N$ , получаются перемножением оценок квантиля и мультипликативной компоненты:  $x_{pi} = x_p \left| \Psi_i \right|^{0,5}$

Второй подход к решению задачи предполагает существование участков квазистационарности помехи протяженностью  $M$  от счетов. Для анализа помех отсчеты  $Z_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , группируются в

последовательные блоки, состоящие из  $M \ll N$  наблюдений.

В каждом блоке осуществляется ранжирование элементов и определяется выборочная квантиль  $y_e$  уравнения  $p$ . При этом модель наблюдений может быть записана в виде  $y_e = x_{pe} + \varepsilon_e$ ,  $e=1,2,\dots,K$ , где  $K=N/M$ ;  $\varepsilon_e$  - погрешность оценивания квантили в  $e$ -м блоке.

Динамическое изменение квантили между блоками представим с помощью авторегрессионного уравнения тогда можно применить стандартную калмановскую процедуру для рекуррентной межблочной фильтрации изменяющихся квантилей помех. При этом для каждой модели изменяются квантили в зависимости от уровня  $P$  существует наилучшее значение длины блока  $N$ . При меньших размерах блока результирующая погрешность возрастает за счет резкого увеличения дисперсии  $\varepsilon_e$ , а при больших – за счет изменения квантили внутри блока.

Наконец, третий вариант построения оценок изменяющейся квантили может быть связана с представлением этих оценок в виде системы поддержания порога бинарного квантования последовательности  $Z_i$ ,  $i = 1,2,\dots,N$ , обеспечивающей постоянство вероятности  $P$  превышения порога при изменении характеристик входного сигнала  $z_i$ ,  $i = 1,2,\dots,N$  [6,7]. При таком подходе существует ряд способов построения системы уравнения порога  $X_{pi} = X_{(p-i)} + \mu$  системы уравнения порогом  $x_{pi}$ ,  $i=1,2,\dots,N$ , наиболее исследованным среди которых является аддитивное псевдогра-

диентное оценивание. Структура алгоритма при этом имеют простую рекуррентную форму [7]:

$$x_{pi} = x_{p(i-1)} + \mu_i \begin{cases} p, & \text{если } z_i \geq x_{p(i)} \\ (1-p), & \text{если } z_i < x_{p(i-1)}, \end{cases} \quad (1),$$

где  $\mu_i$  - детерминированная последовательность коэффициентов, обеспечивающая сходимость оценок квантилей к истинным значениям. При заданной модели изменения квантилей такую последовательность всегда можно подобрать, например из условия минимума среднеквадратичной ошибки оценивания

$$M \left\{ (X_{pi} - X_{pi})^2 \right\}.$$

В докладе представлен сравнительный анализ эффективности и вычислительной сложности рассмотренных алгоритмов оценивания изменяющихся квантилей помех, а также рассмотрены вопросы оптимизации их параметров.

Для исследования реальных радиопомех был построен измерительно-вычислительный комплекс, включающий цифровой сканер, сопряженный с ПЭВМ.

Разработанное программное обеспечение позволяет производить анализ изменяющихся квантилей помех в широком диапазоне частот и осуществить отображение текущей помеховой обстановке на экране монитора. Представлены результаты исследования радиопомех в КВ диапазоне.

## ОЦЕНКА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕГАУССОВОГО КОМПЛЕКСА ПОЛЕЙ НЕПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

**Abstract.** The task of construction of an apriory rating integrated of the probable characteristics of fields of inadvertent electromagnetic handicapes on a basis polygaussian and electrodynamic models is considered..

Одной из важнейших проблем обеспечения ЭМС является задача прогнозирования и оценка уровня непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП). Особую трудность вызывает решение задачи прогнозирования и моделирования интегральных вероятностных характеристик НЭМП, которые проявляются в виде сложного случайного процесса с принципиально негауссовским распределением вероятностей.

В [1–3] приведена методика получения априорных интегральных вероятностных характеристик НЭМП на основе полигауссовой модели описания сложного случайного процесса с принципиально негауссовским распределением вероятностей. Каждый источник НЭМП излучает помеху  $U_j(t)$  в виде гауссовского случайного процесса, имеющего распределение  $W_j(u)$  (плотность вероятности), второй начальный момент  $K_j(t_1, t_2)$  или спектральную плотность  $G_j(\omega)$ . Распределение  $W_j(u)$  может отражать статистику как одного параметра  $U_j(t)$ , так и нескольких. Во втором случае оно будет многомерным. Применяя метод дуэльных ситуаций, широко используемый в дифференциальных моделях, оценивая коэффициент связи между  $j$ -м источником и  $i$ -м рецептором, на входе  $i$ -го рецептора будем иметь НЭМП, определяемые совокупностью сигналов от каждого источника  $\{U_{ij}^*(t)\}$ ,  $j = 1, K$ .

При определении коэффициентов связи по среде распространения поля между

источником и рецептором рассматривается линейная модель распространения полей от источника до рецептора.

В реальных условиях, при определении коэффициентов связи, важное значение имеет соответствие электродинамической модели поставленной задаче, спецификой которой является наличие многочисленных препятствий на пути распространения сигналов. При этом в основном, электромагнитная обстановка (ЭМО) оценивается в пространстве между препятствиями. В относительно редких случаях представляет интерес поле внутри препятствия. В традиционных схемах расчёта, основанных на непосредственном «сшивании» полей на границах раздела сред, отмеченная специфика никак не учитывается. В данной работе развивается метод решения электродинамических задач [4] применительно к рассматриваемой статистической модели, обладающий существенной простотой по сравнению с известными. Это обеспечивается тем, что в качестве неизвестных фигурируют только поля во внешнем пространстве, непосредственно представляющие интерес для статистической модели, а коэффициенты алгебраической формы вычисляются с помощью хорошо разработанного аппарата преобразования Фурье по пространственным частотам.

Реальное физическое пространство моделируется в виде областей  $V_i$  ( $i = 1, N$ ) с параметрами  $\{\epsilon_i, \mu_i\}$  (комплексными по-

стоянными в пределах каждой области), погружёнными в неограниченное внешнее пространство  $V_0$  с параметрами  $\epsilon_0, \mu_0$ . В большинстве случаев  $V_0$  может быть воздушной средой. Сигналы и помехи рассматриваются в спектральном представлении в виде комплексных амплитуд  $\{\vec{E}, \vec{H}\}$  соответствующих частоте спектра  $\omega$  и удовлетворяющих уравнениям Максвелла для монохроматического поля в комплексной форме. Для решения используется представление поля рассеяния в области  $V_0$  в виде суперпозиции полей вспомогательных источников

$$\begin{aligned}\vec{E}_{0s} &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{M_i} A_{i,j} \vec{E}_{i,j}, \\ \vec{H}_{0s} &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{M_i} A_{i,j} \vec{H}_{i,j}.\end{aligned}\quad (1)$$

Функции  $\{\vec{E}_{i,j}, \vec{H}_{i,j}\}$  удовлетворяют уравнениям Максвелла в однородном пространстве  $V_0$ , условиям излучения на бесконечности. Последовательность  $\{\vec{E}_{i,j}, \vec{H}_{i,j}\}$  должна быть полной. Подобные системы для задач дифракции рассматривались В.Д.Купрадзе и И.Н.Векуа. Один из вариантов подобной системы строится следующим образом. Внутри каждой области  $V_i$  берётся некоторая вспомогательная поверхность  $\Sigma_i$ , достаточно близко прилегающая к границе области  $S_i$ . Поля диполей, размещённых на их поверхностях в счётном, всюду плотном, множестве точек  $\vec{r}_{i,j}$  ( $j = 1, \infty$ ) обладают необходимыми свойствами. Каких либо дополнительных условий в виде, например, граничных условий на функции  $E_{i,j}$  не налагается. Каждая из них имеет хорошо известное представление поля диполя в однородном пространстве.

Полное поле в пространстве  $V_0$  между областями  $V_i$  может быть представлено в виде суперпозиции невозмущённого поля сторонних источников  $\{\vec{E}_{0t}, \vec{H}_{0t}\}$  и поля рассеяния (1):

$$\begin{aligned}\vec{E}_0 &= \vec{E}_{0t} + \vec{E}_{0s}, \\ \vec{H}_0 &= \vec{H}_{0t} + \vec{H}_{0s}.\end{aligned}\quad (2)$$

В [4] показано, что выполнение граничных условий на границах  $S_i$  областей  $V_i$  обеспечивается следующей системой функциональных уравнений:

$$\oint_{S_i} \left\{ \vec{r}_0 [\vec{E}_0 \vec{v}] - W_i [\vec{r}_0 [\vec{H}_0 \vec{v}]] \right\} e^{ik_i(\vec{r}_0 \vec{r}_s)} ds = = \vec{F}(\vec{r}_0), \quad (i = 1, N) \quad (3)$$

Здесь областью значений каждого интегрального оператора в системе (3) является множество точек  $\vec{r}_0$  на сфере единичного радиуса. Интегрирование производится по точкам  $\vec{r}_s$  поверхности  $S_i$ . Функция  $\vec{F}_{0i}(\vec{r}_0)$  в правой части (3) учитывает сторонние невозмущённые источники в области  $V_i$ . Невозмущённое поле внутренних сторонних источников  $\vec{E}_{it}$ , аналогично полю  $\vec{E}_{0t}$ , рассматривается в неограниченном однородном пространстве с параметрами  $\epsilon_i, \mu_i$  области  $V_i$  и не требует учёта её конечных размеров. На достаточном удалении от источников оно имеет представление:

$$\vec{E}_{it} = \frac{e^{-jkr}}{-jkr4\pi} \vec{F}_i(\vec{r}_0) \quad (4)$$

Функция  $\vec{F}_i(\vec{r}_0)$  в (4) является функцией лишь угловых координат и она, как и интегральный оператор, определена на сфере единичного радиуса. Она является диаграммой направленности излучения сторонних внутренних источников, если бы размеры области  $V_i$  были расширены на всё пространство. Переход к алгебраической системе уравнений относительно неизвестных коэффициентов  $A_{ij}$  осуществляется подстановкой представления (1) (2) в систему (3) и применении какого-либо алгоритма решений интегральных уравнений первого рода. Численные расчёты поля системы двух диэлектрических цилиндров, с внутренним источником в одном из них, показали осуществимость процедуры интерполяции, т.е. когда система (3) удовлетворяется на дискретном множестве точек  $\vec{r}_{0m}$  ( $m = 1, M_i$ ) на сфере единичного радиуса.

Таким образом, применение описываемой электродинамической модели по-



зволяет установить в частотной области линейную связь между источниками помех и рецепторами в условиях неоднородного физического пространства, которая непосредственно на временную область.

Среди полученной совокупности сигналов  $\{U_{ij}^*(t)\}$  могут быть реализации перекрывающиеся и не перекрывающиеся во времени. Выделим из них все реализации, не перекрывающиеся во времени, и объединим реализации перекрывающиеся во времени в одну реализацию  $U_{ij}^*(t)$  с соответствующими  $W_{ij}^*(u)$  и  $K_{ij}^*(t_1, t_2)$ . На основе полигауссовой модели результирующее интегральное распределение НЭМП на входе  $i$ -го рецептора будет иметь вид

$$W_i^*(u) = \sum_{j=1}^J q_{i,j} W_{i,j}^*(u), \quad \sum_{j=1}^J q_{i,j} = 1, \quad j = 1, J,$$

где  $J$  – число реализаций не перекрывающихся во времени, действующих на входе

$i$ -го рецептора,  $q_{i,j}$  – относительная частота появления  $j$ -ой реализации на входе  $i$ -го рецептора. Второй начальный момент НЭМП на входе  $i$ -го рецептора будет иметь вид

$$K_i^*(t_1, t_2) = \sum_{j=1}^J q_{i,j} K_{i,j}^*(t_1, t_2),$$

или спектральная плотность

$$G_i^*(\omega) = \sum_{j=1}^J q_{i,j} G_{i,j}^*(\omega).$$

Полигауссовое представление НЭМП определяется сложением в нужных пропорциях вероятностных мер или плотностей, соответственно взятых без всякого изменения реализаций гауссовских компонент на входе  $i$ -го рецептора. В результате получим априорную интегральную вероятностную характеристику НЭМП на входе  $i$ -го рецептора.

## Литература

1. Простатов И.Л., Чабдаров Ш.М., Петровский В.И. Полигауссовы интегральные модели в задачах ЭМС./ Тезисы докл. второй научно-технической конф. «Электромагнитная совместимость технических средств».- Санкт-Петербург, Судостроение, 1992 г.
2. Простатов И.Л., Чабдаров Ш.М. Полигауссовы модели и методы в теории электромагнитной совместимости./Международный симпозиум по электромагнитной совместимости.// Сборник научных докладов.- Санкт-Петербург, 1993 г.
3. Простатов И.Л., Чабдаров Ш.М. Использование моделей случайных процессов для описания сигналов, излучаемых РТС./ Тезисы докладов третьей научно-технической конф. «Электромагнитная совместимость технических средств».- Санкт-Петербург, 1994г.
4. Даутов О.Ш. Интегро-функциональные уравнения в задачах дифракции на произвольном магнитодиэлектрическом теле // Рассеяние электромагнитных волн: Межведомственный тематический научный сборник./ ТРТИ.- Таганрог, 1991.- Вып. 8.- с. 18-23.

## КОНТРАСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ РАДИОКОНТРОЛЯ

**Abstract.** The contrast detection algorithm of narrow-band stochastic signals in additive gaussian noise with unknown power is considered. The algorithm can be used for spectral analysis in radiomonitoring systems. The detection characteristics are received by statistical modeling and approached account.

При контроле сигнально-помеховой обстановки в радиоэфире возникает задача спектрального анализа, состоящая в выявлении и определении местоположения в заданной частотной области узкополосных стохастических сигналов на фоне гауссовского шума неизвестной мощности. Такая задача может быть решена последовательным (или параллельным) просмотром частотной области с бинарным обнаружением сигнала на каждом шаге (или в каждом канале) обработки. Под термином «сигнал» в общем случае понимаются как полезные излучения радиосредств, работающих на присвоенных частотах, так и непредвиденные мешающие излучения от различных источников. Стохастическая природа этих излучений характерна для ряда практических ситуаций, в частности, она проявляется при определенным образом меняющихся условиях распространения радиоволн.

Сформулированная задача бинарного обнаружения решается при следующих предпосылках. Исходная реализация входного процесса разбивается на  $L$  отрезков равной длины (циклов), каждый из которых подвергается дискретному преобразованию Фурье (ДПФ) размерности  $M$ . Обнаруживаемые сигналы представляют собой узкополосные стационарные гауссовские процессы с нулевыми средними значениями и экспоненциально-косинусными функциями корреляции [1]. Шаг дискретизации процесса по частоте

согласован с шириной спектра сигнала, так что спектральные отсчеты ДПФ слабо коррелированы как внутри циклов, так и между циклами анализа [2], в силу чего полагаются независимыми. Минимальный частотный разнос между сигналами составляет несколько шагов дискретизации, что дает возможность выделять «стробы», содержащие  $N$  спектральных отсчетов ДПФ, в которых может присутствовать и подлежит обнаружению лишь один сигнал. Спектральная плотность мощности шума неизвестна, но меняется с частотой достаточно плавно и в пределах строба считается постоянной.

Исходным статистическим материалом в рассматриваемой задаче обнаружения является совокупность  $N$  спектральных отсчетов ДПФ  $x_n$  в стробе. Комплексные случайные величины  $x_n$  независимы, распределены нормально с нулевыми средними значениями и дисперсиями  $d_n$ . Шумовые компоненты дисперсии равны  $g$  для всех отсчетов, а сигнальные компоненты имеют величины  $bb_n$ , где значения  $b_n$  определяются формой спектра сигнала и местоположением его центральной частоты между узлами сетки ДПФ. Для суммы сигнала и шума

$$d_n = g(1+qb_n),$$

где  $q = b/g$  – отношение сигнал – шум. Заметим, что величина  $q$  связана с отношением сигнал – шум  $Q$  на входе устройства

ДПФ (то есть в полосе анализа) соотношением  $q = MQ$ , а

$$\sum_{n=1}^N b_n = 0,5$$

Априорная неопределенность мощности шума требует использования правила обнаружения, стабилизирующего вероятность ложной тревоги  $F$ . В данной задаче не удастся построить строго оптимальное – равномерно наиболее мощное правило (например, несмещенное или инвариантное), максимизирующее вероятность правильного обнаружения  $D$  при фиксированном уровне вероятности  $F$  для любых отношений  $q$  [3]. Возможно, однако, получение локально наиболее мощного (ЛНМ) правила [3]. Это правило асимптотически оптимально, оно максимизирует вероятность  $D$  при малых значениях  $q$ , но не является структурно устойчивым, так как содержит в рабочей статистике весовые коэффициенты  $b_n$ .

Устранить этот недостаток можно, переходя к эвристическому правилу контрастного обнаружения, близкого по структуре к ЛНМ правилу и хорошо зарекомендовавшему себя во многих приложениях [3, 4]. Для этого  $N$  отсчетов строба разделяются на сигнальную и шумовую выборки, содержащие соответственно  $S$  и

$H$  отсчетов, так, что в сигнальной выборке сосредоточена подавляющая часть мощности сигнала, а в шумовые отсчеты вклад сигнала мал. Сигнальная и шумовая статистики с учетом накопления по  $L$  циклам ДПФ формируются в виде

$$T_c = \sum_{l=1}^L \sum_{s=1}^S |x_{ls}|^2 \quad T_{ш} = \sum_{l=1}^L \sum_{h=1}^H |x_{lh}|^2$$

и решение о наличии сигнала принимается, когда рабочая статистика  $W = T_c/T_{ш} > C$ , где  $C$  – пороговая константа, определяемая значением  $F$ .

Характеристики обнаружения предложенного правила получены для  $N = 10$ ,  $S = 4$ ,  $H = 6$ . При  $L = 3, 5$  и  $10$  анализ производился методом статистического моделирования, причем число испытаний выбиралось таким, чтобы для доверительной вероятности  $0,95$  двусторонний доверительный интервал составлял не более  $30\%$ . При  $L = 10$  и более производился расчет характеристик, основанный на нормальной аппроксимации сигнальной и шумовой статистик. Результаты, полученные двумя способами, практически совпали уже при  $L = 10$ .

В таблице приведены значения отношения сигнал – шум  $q$ , обеспечивающие для числа циклов накопления  $L$  вероятность правильного обнаружения  $D = 0,9$  при вероятности ложной тревоги  $F = 0,01$ .

$L$	3	5	10	15	25	50	100
$q$ , дБ	17,0	14,4	11,5	10,2	7,5	6,5	4,8

Предложенное правило контрастного обнаружения структурно устойчиво, стабилизирует вероятность ложной тревоги при произвольных изменениях уровня

шума и, как показывает сравнительный анализ, не уступает по эффективности ЛНМ правилу, обладая меньшей вычислительной сложностью.

### Литература

1. Бендат Д. Основы теории случайных шумов и ее применения: Пер. с англ.-М.: Наука, 1965.-464 с.
2. Гутин В.С. Корреляция спектральных отсчетов дискретного преобразования Фурье // Радиотехника.-1978.-N 5.-С.45-46.
3. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др./Под ред. П.А.Бакута.-М.: Радио и связь, 1984.-440 с.
4. Гутин В.С., Сиротинин В.И. Алгоритм контрастного обнаружения сигналов на фоне нестационарной помехи//Радиотехника и электроника.-1995.-N 5.-С.784-789.