РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

ФОРМИРОВАНИЕ ОБОБЩЕННОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ МНОГОНОМИНАЛЬНОГО РЕЗИСТИВНОГО МИКРОЧИПА

И.А. Воробьёв

Нижегородский госуниверситет

При моделировании резистивного микрочипа в стационарном приближении [2, 3] на первом этапе необходимо разработать обобщенную эквивалентную схему микрочипа. В сосредоточенной стационарной модели на низких частотах каждый резистивный проводник микрочипа может быть представлен эквивалентным ему по конформному отображению [1, 3] электрическим сопротивлением (двухполюсником), равным сопротивлению реального проводника микрочипа. Тогда совокупность всех таких эквивалентных сопротивлений и формирует эквивалентную схему замещения резистивного микрочипа заданной топологии (структуры).

Так, под отображением реальной топологии резистора типа «нерегулярный меандр» рис. 1 приведена обобщённая эквивалентная схема его замещения в стационарном приближении (эквивалентные сопротивления шунтовых перемычек здесь затушеваны) рис. 2.



Рис. 1



Рис. 2

Данная эквивалентная схема обладает свойством универсальности в том аспекте, что с помощью неё можно моделировать и другие, самые разнообразные сетевые топологии шаблонов микрочипа.

Реактивности проводников (индуктивности проводников и межвитковые емкости) на низких частотах можно не учитывать, т.к. их вклад в модуль полного импеданса крайне незначителен, особенно учитывая очень малые габариты всех типов микрочипов. При более высоких частотах необходим учёт эквивалентных реактивностей L_3 и C_3 микрочипа. Так, полная индуктивность чипа представляется следующей формулой:

$$L_{2} = \frac{3\mu_{0}l_{l}}{2\pi} \left\{ \ln \left[\frac{\left(2l_{l}\right)^{1/3} \left(\frac{\omega_{l} + \omega_{s}}{2}\right)^{2/3}}{\omega_{l}} \right] + \frac{7}{6} \right\},$$

где l_l – длина каждого звена резистора, ω_l – ширина резистивной линии, ω_s – ширина промежутка между линиями.

Полная шунтирующая ёмкость равна:

$$C_{\mathfrak{s}} \approx \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega_p d_s}{l_p}$$

где \mathcal{E}_r – диэлектрическая проницаемость материала подложки, d_s – толщина подпожки

Компьютерная модель, построенная на основе сформированной эквивалентной схемы многономинальных низкочастотных чип-резисторов, показала свою высокую адекватность и эффективность при моделировании процесса шунтовой настройки резистора под номинал.

- [1] Берри Р., Холл П., Гаррис М. Тонкопленочные технологии. М.: Энергия, 1972.
- [2] Богатырев Ю.К., Бугров В.Н., Воронков Ю.В. Компьютерный анализ и синтез радиотехнических устройств. Н.Новгород: НГТУ, 1996.
- [3] Гурский Л.И., Зеленин В.А., Жебин А.П., Вахрин Г.Л. Структура, топология и свойства пленочных резисторов. Минск: Наука и техника, 1987.
- [4] Садков В.Д., Подмогаев В.Е., Моругин С.Л., Перепонов Ф.Д. Математическая модель чип-резистора типа «меандр» // Конструирование и исследование радиоэлементов и узлов на основе машинного проектирования. М.: Радиотехнический институт АН СССР, 1987. С.12.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОНОМИНАЛЬНОГО МИКРОЧИПА

И.А. Воробьёв, В.Н. Бугров

Нижегородский госуниверситет

Вопросы компьютерного моделирования и проектирования многономинальных топологий тонкопленочных чип-резисторов на сегодня являются открытыми, хотя их актуальность очевидна. Именно вопросам разработки математических моделей многономинальных тонкопленочных чип-резисторов посвящена данная публикация.

Задача компьютерного анализа микрочипа заключается в составление его обобщенной эквивалентной схемы и определении токов и напряжений во всех её ветвях. Для решения этой задачи наиболее целесообразно использовать метод узловых потенциалов [2, 3, 5], который при компьютерной реализации имеет следующие преимущества:

не требует предварительной подготовки (преобразование идеальных источников, их перемещение);

- относительно легко программируется;

- обеспечивает высокую эффективность при минимальных ресурсах памяти.

Применяя 1-й закон Кирхгофа для независимых узлов эквивалентной схемы микрочипа, получаем систему линейных уравнений метода узловых потенциалов:

Y*U=J,

где Y – матрица узловых проводимостей микрочипа, U – вектор узловых потенциалов, J – вектор-столбец источников.

В каждом элементе главной диагонали матрицы узловых проводимостей стоит сумма проводимостей, которые одним своим полюсом соединяются с соответствующим узлом. В остальных элементах матрицы размещается отрицательная сумма тех проводимостей, которые находятся между узлами.



Рис.

Решение полученных уравнений осуществляется одним из известных математических методов, чаще всего методом исключения Гаусса [2].

Для расчета кривой шунтовой перестройки K(pi) программно реализуется ее цикл с заданным законом вскрытия перемычек. Точно так же производится расчет характеристики процентного приращения сопротивления PR(pi) для заданного цикла перестройки.

Описанная математическая модель была реализована в компьютерной программе анализа резистивного микрочипа, блок-схема которой приведена на рисунке.

Результатом работы является быстрое и эффективное нахождение характеристик, необходимых для расчета теплового режима микрочипа: определение распределения токов, а также шунтовой перестройки многономинальных резистивных микрочипов.

- [1] Берри Р., Холл П., Гаррис М. Тонкопленочные технологии. М.: Энергия, 1972.
- [2] Богатырев Ю.К., Бугров В.Н., Воронков Ю.В. Компьютерный анализ и синтез
- радиотехнических устройств. Н.Новгород: НГТУ, 1996.
- [3] Гурский Л.И., Зеленин В.А., Жебин А.П., Вахрин Г.Л. Структура, топология и свойства пленочных резисторов. Минск: Наука и техника, 1987.
- [4] Садков В.Д., Подмогаев В.Е., Моругин С.Л., Перепонов Ф.Д. Математическая модель чип-резистора типа «меандр» // Конструирование и исследование радиоэлементов и узлов на основе машинного проектирования. М.: Радиотехнический институт АН СССР, 1987. С. 12.

ДИСКРЕТНЫЙ СИНТЕЗ АКТИВНЫХ ПОЛИНОМИНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Г.М. Трубин, В.Н. Бугров

Нижегородский госуниверситет

При больших порядках фильтра каскадное построение структуры активного фильтра, где в качестве звеньев используются схемы с многопетлевой обратной связью (МОС) (рис. 1), имеет недостаток, проявляющийся в неустойчивости параметров АЧХ и ФЧХ фильтра к отклонениям номиналов резисторов и конденсаторов от рассчитанных значений. Для уменьшения данного нежелательного эффекта в настоящее время используют связно-каскадные структуры активных фильтров, где в качестве звена применяют так называемую полиноминальную схему.



Как показали эксперименты, полиноминальная схема имеет лучшие частотноизбирательные свойства по сравнению со схемой с МОС. Такое схемотехническое решение было применено для синтеза фильтра верхних частот (ФВЧ) со срезом 75 Гц. Фильтр представляет собой полиноминальный ФВЧ шестого порядка, его схема приведена на рис. 2. На рис. 3 приведена его АЧХ.

Эта задача была решена дискретным синтезом по ряду E192 с помощью пакета BARC. При этом учитывался максимальный и минимальный выпускаемый номинал емкости конденсаторов – 44,2 нФ и 36 пФ соответственно. По сравнению со структурой с MOC, связно-каскадная структура более устойчива к отклонениям номиналов резисторов и конденсаторов от рассчитанных значений. Так, резисторы и конденсаторы могут иметь допуск до 10%. Другое преимущество связно-каскадной структуры, по сравнению с MOC-структурой, – возможность регулировки усиления и полосы фильтра при изменении номиналов минимального количества резисторов. Например, для сдвига полосы пропускания в сторону (как в область низких, так и в область высоких частот) необходимы только резисторы R4, R6, R7. При этом неравномерность АЧХ в полосе пропускания остается удовлетворительной.



Рис. 2

Еще одно важное преимущество полиноминальных схем, входящих в состав связно-каскадных структур, по сравнению с МОС-схемами проявляется в снятии жестких ограничений на величину резисторов обратной связи. В схемах с МОС эта величина чаще всего не должна превышать 1 МОм (резистор R2, рис. 1), в противном случае фильтр работает неустойчиво. Указанный номинал резистора обратной связи определяется конструктивными особенностями операционных усилителей и схемой их подключения в МОС-звеньях. В полиноминальных же звеньях величина сопротивления обратной связи распределяется между резисторами R2 и R3 (рис. 2), поэтому величины номиналов более 1 МОм не оказывают негативного влияния на работу схемы.

связно-каскадные применять 10 лБ структуры активных фильтров в 5 аппаратуре со сканирующей частотной полосой, например в сис-0 50 темах охраны трубопроводов, яв--5 ляющихся адаптивными система--10 ми в частотной области. Резисторы -15 R4, R6, R7 в данном случае заменяются цифровыми потенциомет--20 AD8400рами (например, -25 AD8404), управляемыми встроен--30 ным PIC-контроллером. Выбор частотной полосы осуществляется



Устойчивость к погрешностям номиналов элементов и относительная легкость изменения полосы пропускания с сохранением неравномерности АЧХ позволяет

на основе данных первичной обработки сигналов.

При степени интеграции и минимизации современных микросхем активные фильтры занимают небольшой аппаратурный объем. Так, для реализации рассматриваемого полиноминального фильтра на микросхемах типа МСР6144 или МАХ4254 необходимы две микросхемы.

- [1] Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- [2] Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. М.: Мир, 1982.

СОПОСТАВЛЕНИЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТРОПОСФЕРНОГО ГРАДИЕНТА ТЕМПЕРАТУРЫ

А.А. Караганов, А.Г. Кисляков

Нижегородский госуниверситет

Информация о вертикальном градиенте температуры в тропосфере w важна с точки зрения метеорологических прогнозов. Контактные методы измерения величины w, такие как радиозондовые и ракетные, дороги и неоперативны.

В данной работе рассматриваются спектральный метод и несколько одночастотных методов определения тропосферного градиента температуры по собственному нисходящему радиоизлучению тропосферы. Предполагается, что измерения проводятся в свободной от гидрометеоров атмосфере, а также используется плоскослоистая модель последней. Эффективная температура нисходящего радиоизлучения атмосферы на уровне *h*=0 определяется следующим образом [1]:

$$T_{a}(\theta) = \int_{0}^{\infty} \kappa(l)T(l)e^{-\int_{0}^{l}\kappa(l)dl} dl, \qquad (1)$$

где $l=h\sec\theta$ есть длина пути в атмосфере, θ – зенитный угол, под которым направлена антенна, h – высота над уровнем моря, $\kappa(h)$ – погонный коэффициент поглощения в воздухе на высоте h, T(h) – температура воздуха на высоте h.

Прямые методы опираются на экспоненциальную модель $\kappa(h)$, а именно: $\kappa(h) = \kappa_0 exp(-h/H)$, где κ_0 – погонный коэффициент поглощения радиоволн воздухом на уровне h = 0, $H = \Gamma/\kappa_0$ и Γ – зенитная оптическая толщина атмосферы. Температура воздуха зависит от высоты по закону $T(h) = T_0$ -wh. В этом случае эффективная температура равна [1] $T_a(\theta) = T_0(1 - exp(-\gamma)) - wHs(\gamma)$, $s(\gamma) = \sum (\gamma^k/kk!)$, k=1,2,... Прямые методы предполагают известной величину κ_0 .



В первом, прямом, методе производится измерение абсолютного значения $T_a(\theta)$ в одном направлении, после чего из выражения $T_a(\theta)$ определяется w. Во втором методе, относительном, фиксируются показания радиометра d_1 , d_2 при зенитных углах $\theta_1 u \theta_2$ и d_0 (при измерении эффективной температуры эталонного излучателя с температурой излучения T_0). После этого ищется величина q, как показано в таблице, и вычисляется искомый градиент. В этих двух методах должно быть

известно Γ . Третий метод является абсолютным, где производится измерение эффективной температуры при двух углах. Тогда имеем систему из двух уравнений, откуда находится w. Четвертый метод относительный, где фиксируются показания радиометра d_1 , d_2 , d_3 при трех углах θ_1 , θ_2 и θ_3 и при эталонном излучателе d_0 . Здесь также находятся две величины q_1 и q_2 , как показано в таблице, и составляется система из двух уравнений. В последних двух методах не требуется знания величины Γ . Она определяется из системы уравнений. В спектральном методе решается обратная задача восстановления температурного профиля в тропосфере путем решения интегрального уравнения (1) при сканировании эффективной температуры на частотном интервале вблизи линии поглощения.

На компьютере моделировались эксперименты по реализации вышеназванных методов, в которых анализировались ошибки измерения. Вычисления производились на склоне теллурической линии O₂ [2]. Погрешность измерения T_a принималась равной 0,05 К, точность $\Gamma - 1\%$, $\kappa_0 - 1\%$. Среднеквадратичные отклонения (ошибки) прямых методов в зависимости от Γ показаны на рис. 1 (цифра у графика соответствует номеру метода в таблице). Как видно, существуют области оптимальных значений Γ с минимальной погрешностью. Ошибка измерений возрастает при сближении значений зенитных углов. Во всех методах присутствуют также систематические ошибки. Для устранения последних были определены их линей-

ные аппроксимации зависимостей от Γ и от самого значения градиента. Для спектрального метода найдены параметры, при которых найденный профиль температуры достаточно точно совпадает с заданным до высоты в 2÷3 км.

Таблица

№	Метод			Инт. Г, Неп	$\Delta w/w, \%$
1	$T_a = T_0(1 - exp(-\gamma)) - wHs(\gamma) \rightarrow w$		Задано	1,5÷3	2÷3
2	$q = (d_0 - d_2)/(d_0 - d_1) = F(\gamma, H, T_0) \rightarrow w$		<i>к</i> ₀ и Г	1÷2	8÷10
3	$T_{a1} = T_0(1 - exp(-\gamma_1)) - wHs(\gamma_1)$ $T_{a2} = T_0(1 - exp(-\gamma_2)) - wHs(\gamma_2)$	→w	Задано	1,5÷3	4÷7
4	$q_1 = (d_0 - d_2)/(d_0 - d_1) = F(\gamma_1, H, T_0)$ $q_2 = (d_0 - d_3)/(d_0 - d_1) = F(\gamma_2, H, T_0)$	→w	<i>К</i> ₀	1÷2	5÷8
5	Спектральный метод				2÷6

Таким образом, во всех случаях оптимальная зенитная оптическая толщина больше 1 Неп. Из прямых методов наиболее точным оказывается абсолютный метод при заданной Γ . Но эта точность достигается при Γ >1,5 непер и при относительной ошибке зенитной оптической толщины порядка 1%. Если последняя неизвестна, то можно использовать 3-й и 4-й метод, точность которых одного порядка и в 2+3 раза хуже точности 1-го метода. Установлено также, что спектральный метод, где не требуется измерения Γ , при оптимально подобранных параметрах может давать результат с точностью, не хуже точности прямых методов.

[1] Кисляков А.Г. // Известия вузов. Радиофизика. 1961. Т.4. С.433.

[2] Кисляков А.Г., Наумов А.И. // Физика атмосферы и океана. 1970. Т.6, №3. С. 239.

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТОДОМ ПАССИВНОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИИ

В.П. Бирульчик, И.Н. Мордвинкин, П.Б. Шавин

ФГУП НПП «Полёт»

Широкое распространение микроволновой радиометрии как метода дистанционного зондирования окружающей среды обусловлено её большими потенциальными возможностями для решения целого круга практических задач [1]. Отдельно можно выделить область задач по определению физических параметров влагосодержащих природных сред, включая воду с различными диэлектрическими плёнками (например, нефтепродукты) на ней, имеющими гладкие границы между слоями с различными диэлектрическими параметрами. Общим признаком подобных сред являются различные коэффициенты отражения на горизонтальной и вертикальной поляризациях, обусловленные диэлектрическими параметрами воды в микроволновом диапазоне длин волн [2]. В этом случае при наклонном зондировании (на углах, существенно отличных от надира) возможно использование для калибровки измерителя теплового излучения участка атмосферы при том же угле визирования или излучения участка земной поверхности с излучательной способностью порядка единицы. В [3] показано, что

$$\Delta T^{\text{ff}} \Delta T^{\Rightarrow} = (1 - R^{\text{ff}}) / (1 - R^{\Rightarrow}) \tag{1}$$

при измерении относительно атмосферы и

$$\Delta T^{\text{I}} / \Delta T^{\Rightarrow} = R^{\text{I}} / R^{\Rightarrow} \tag{2}$$

для измерений относительно земной поверхности, где $\Delta T^{\Rightarrow(\uparrow)}$ – приращение антенных температур, а $R^{\Rightarrow(\uparrow)}$ – коэффициенты отражения от подстилающей поверхности на горизонтальной (⇒) и вертикальной (↑) поляризациях соответственно. В [3] не рассматривается возможность одновременной калибровки относительно атмосферы и земной поверхности.

В рассматриваемом способе предлагается проводить измерение приращения антенных температур как относительно атмосферы, так и относительно объекта, физическая температура которого равна температуре подстилающей поверхности, при этом может быть использована толща атмосферы при измерении в направлении на горизонт или объект, занимающий всю площадь главного лепестка диаграммы направленности (ДН), являющийся «чёрным телом» в используемом диапазоне длин волн. Также при условии малого уровня боковых лепестков ДН антенны радиометра в качестве опорного объекта может использоваться периодически подключаемая ко входу радиометра согласованная нагрузка, температура которой равна температуре поверхности. При выполнении данных условий из (1) и (2) можно получить значения R^{\uparrow} и R^{\neg} .



Этот способ был опробован путём измерения коэффициентов отражения от чистой водной поверхности на длинах волн 8,8 и 24,5 мм, полученные результаты в сопоставлении с теоретическими значениями R^{\uparrow} и R^{\Rightarrow} [4] приведены на рисунке.

Как видно из рисунка, отмечается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных в диапазоне углов $30 \div 60^{0}$ по отношению к надиру. Некоторое расхождение при углах, больших 60^{0} , по-видимому, объясняется влиянием ветрового волнения.

Также были проведены измерения коэффициентов отражения от различных сред природного и искусственного происхождения (песок, трава, асфальт и бетон). Сопоставление результатов с приводимыми в [5] показало возможность применения рассматриваемого способа для получения информации о диэлектрической проницаемости почвогрунтов и искусственных покрытий в микроволновом диапазоне длин волн.

- [1] Арманд Н.А., Башаринов А.Е., Шутко А.М. // Изв. вузов. Радиофизика. 1977. Т.20, №6. С.809.
- [2] Богородский В.В., Козлов А.И., Тучков Л.Т. Радиотепловое излучение земных покровов. Л.: Гидрометеоиздат, 1977. 50 с.
- [3] Пелюшенко С.А. и др. // Труды XX всероссийской конференции по распространению радиоволн /Отв. ред. А.П. Наумов. Н.Новгород: ТАЛАМ, 2002. С.384.
- [4] Stogryn A. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1971. V.MTT-19. P.733.
- [5] Башаринов А.Е. и др. Измерение радиотепловых и плазменных излучений. М.: Сов. радио, 1968. 135 с.

МЕЖМОДОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ ПРИ МНОГОМОДОВОЙ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИИ ПРОЦЕССА ДЕТОНАЦИИ

В.В. Пархачёв

Нижегородский госуниверситет

При исследовании процесса детонации наиболее важным его параметром является средняя скорость её распространения (V), а также разброс её мгновенных значений. Наиболее распространённый метод измерения этой скорости основан на применении контактных датчиков, устанавливаемых на тестируемом образце. Альтернативным методом измерения скорости детонации является радиоинтерферометрический метод. Для применения этого метода необходимо знание диэлектрической проницаемости (є) среды распространения радиоволн, которая обычно измеряется независимыми методами.

Данная работа опирается на результаты эксперимента [1], в котором с помощью интерферометра 3 мм диапазона длин волн зондировался пруток взрывчатого вещества (ВВ) диаметром 6 мм. Многомодовый характер распространения волн в прутке обусловил многомодовую структуру спектра интерферограммы, что дало возможность для одновременной оценки є и V, причём эти оценки хорошо совпали [2] с данными независимых измерений.

Методика нахождения указанных оценок существенным образом зависит от установления взаимно-однозначного соответствия мод интерферограммы модам электромагнитного колебания в волноводе. Эта проблема является особенно важной вследствие возможности межмодовых переходов при отражении волны от детонирующего торца. При реализации такого перехода одной моды в другую частота интерферограммы будет являться средним арифметическим частот, соответствующих этим двум «чистым» модам. Таким образом, существует опасность при выборе априорной информации спутать частоту трансформировавшейся моды с частотой совершенно иной моды.

Будем считать неоднородность детонирующего торца волновода аксиально симметричной, что с точки зрения протекающего в нём процесса является правдоподобным предположением. Моды электромагнитного колебания, распространяющиеся в круглом диэлектрическом волноводе, делятся на аксиально симметричные и несимметричные. Как следует из ортогональности мод, при отражении от аксиально симметричной неоднородности симметричные моды не порождают несимметричных, а несимметричные не порождают симметричных, более того, угловой индекс сохраняется.

На основе анализа экспериментального спектра интерферограммы, учитывая вышесказанное, можно однозначно заключить, что самая младшая мода в спектре HE_{11} , далее следует H_{01} . Затем HE_{21} либо комбинация H_{01} и E_{01} . И четвёртая различимая мода E_{01} либо комбинация HE_{11} и EH_{12} .

- [1] Михайлов А.Л., Костюков В.Е., Орехов Ю.И. и др. // Труды междунар. конф. «7-е Харитоновские тематические научные чтения. Экстремальные состояния вещества. Детонация. Ударные волны». Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2005. С. 649.
- [2] Пархачёв В.В. // Вестник ННГУ. Серия Радиофизика. 2005. Вып.1(3). С. 33.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОТ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ ПЭМИ

Д.А. Погодин

Нижегородский госуниверситет

Целью данной работы является детальное рассмотрение мероприятий для организации активной системы защиты данных от утечки по побочному электромагнитному излучению (ПЭМИ), а также компьютерное моделирование такой системы защиты. При защите источника ПЭМИ мощности источников маскирующих шумов (ИМШ) рассчитываются из теоретической зависимости вероятности правильного приема оптимальным приемником от отношения сигнал – шум (SNR) в точке приема, но оптимальный приемник нереализуем из-за действия узкополосных помех. Компьютерная модель позволит рассчитать экспериментальным путем вероятность

96

правильного приема для любой тестовой последовательности информационного сигнала ПЭМИ при заданном SNR на входе как оптимального, так и полосового приемника. Результаты компьютерного моделирования можно будет использовать для организации системы активной защиты источника ПЭМИ.

Активная радиотехническая маскировка заключается в формировании и излучении в непосредственной близости от устройств вычислительной техники широкополосного шумового сигнала с уровнем, превышающим уровень информационных излучений во всем частотном диапазоне, где имеют место эти излучения [1]. Такой способ защиты позволяет скрыть от вероятного противника не только информацию, передающуюся по цифровому каналу, но и саму структуру информационного сообщения, и факт его перелачи.



Для организации активной системы защиты линии передачи данных от утечки информации по каналу ПЭМИ следует выполнить следующую последовательность мероприятий по защите источника ПЭМИ:

- определить минимальную вероятность ошибки, при которой невозможно извлечь информацию;
- 2) определить форму сигнала ПЭМИ и рассчитать его энергию;
- для известной вероятности ошибки найти SNR, соответствующее этой вероятности, вычислить мощность шума на входе приемника;
- 4) решить геометрическую задачу: определить координаты и мощности ИМШ, которые обеспечат требуемое значение мощности шума в точке размещения измерительного приемника с учетом убывания энергии сигнала ПЭМИ по закону E(r)=E₀ /r² (условие свободного пространства).

При организации защиты очень важно правильно установить маскирующее оборудование, поэтому для обеспечения заданного уровня безопасности информации и минимальных затрат энергии необходимо определить, сколько ИМШ использовать и как их распределить. Для этого были рассмотрены три следующих случая: один, три и шесть ИМШ. Была разработана программа, которая решает данную геометрическую задачу для любых значений параметров r_1 – расстояние от источника сигнала (ИС) до приемника и r_2 – расстояние от ИС до ИМШ. На рис. 2 представлена зависимость суммарной мощности трех ИМШ от r_1 и r_2 (r_1 до 100 м, r_2 до 10 м, мощность маскирующего шума при одном ИМШ равна 100).

Экономия по мощности для верхней границы заданного интервала составляет 18,34% для трех ИМШ и 18,51% для шести ИМШ. Таким образом, можно сделать вывод, что при обеспечении заданного уровня безопасности использование распределенных ИМШ значительно уменьшает затраты энергии на зашумление, но использование более трех ИМШ для маскировки источника ПЭМИ на расстояние более 100 м неэффективно.

Компьютерная модель системы активной защиты была реализована в среде визуального программирования LabVIEW 7.1 фирмы National Instruments.

По заданным тестовой последовательности информационных символов, амплитуде, скважности сигнала, уровню естественного шума программа моделирует сигнал ПЭМИ в точке нахождения ИС. Задавая расстояние от ИС ПЭМИ до приемного устройства, получаем сигнал ПЭМИ на входе приемного устройства, получаем сигнал ПЭМИ на входе приемника. Реализован алгоритм приема этого сигнала через оптимальный приемник по критерию идеального наблюдателя и полосовой приемник с заданной полосой пропускания фильтра. По заданному уровню вероятности блоковой ошибки (BLER) рассчитывает-



ся требуемая мощность маскирующего шума. Рассчитывается SNR на входе приемного устройства, а также то SNR, которое должно быть на входе приемника для заданной BLER. Определяются экспериментальные значения BLER и вероятности битовых ошибок (BER) при оптимальном и полосовом приеме для определенного количества информационных блоков. При получении результатов используется коэффициент достоверности измеренных ошибок [2].

По результатам серии компьютерных экспериментов можно сделать вывод, что при малых SNR (порядка 1) разница между оптимальным и полосовым приемниками невелика (менее 10% по BLER), тогда как при увеличении SNR до 2 и более полосовой приемник начинает быстро уступать оптимальному.

- [1] Дмитриев А.С., Залогин Н.Н., Иванов В.П. и др. Способ маскировки радиоизлучений средств вычислительной техники и устройство для его реализации. Авторское свидетельство № 1773220, кл. 04 К 3/00, Россия, зарегистрировано 01.07.92.
- [3] Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи / Ред. А.Б. Иванов. М.: Экотрендз, 1999.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПОВРЕЖДЕННЫХ УЧАСТКОВ ЗАПИСИ СИГНАЛА В СРЕДЕ LABVIEW

Д.А. Сысоев, А.П. Евсеев

Нижегородский госуниверситет

При решении практических задач регистрации длительных сигналов от физических датчиков нередки случаи искажения их отдельных участков как из-за перерывов в канале связи, так и воздействия кратковременных, но мощных помех, полностью маскирующих полезный сигнал. Эти эффекты нежелательны при последующем использовании записей, поскольку снижают качество аудио- и видеосигналов, а также искажают статистические и спектральные характеристики сигналов. Однако во многих случаях исходный сигнал имеет значительную избыточность, что означает наличие внутренних закономерностей, использование которых и позволяет восстановить ход сигнала на пораженных участках, опираясь на его непораженные отсчеты в соседних интервалах. Данный подход неоднократно предлагался в литературе и более или менее успешно реализовывался [1]. Главными факторами, обеспечивающим успешность использования являются точность и устойчивость, а в системах реального времени и быстродействие прогнозирующего алгоритма.

В представленном докладе используется алгоритм полигармонической экстраполяции [2]. Для повышения точности восстановления предложено дважды использовать этот алгоритм – для «прогнозирования вперед» и для «прогнозирования назад». Необходимые отсчеты внутри восстанавливаемого интервала вычисляются как среднее из двух прогнозных оценок, полученных на основании использования участков реализации сигнала, находящихся слева и справа от вычисляемого отсчета. Однако, как следует из теории, практики и философии прогнозирования, точность прогнозных оценок монотонно убывает по мере удаления от последней известной точки предыстории [2]. Для учета этого обстоятельства предложено использовать метод взвешенного усреднения. Идея метода состоит в придании большего относительного веса тем отсчетам, которые находятся ближе к началу соответствующего интервала прогнозирования. Заметим, что равноудаленный от концов восстанавливаемого интервала отсчёт вычисляется как обычное среднее, так как для него прогнозные оценки «слева» и «справа» берутся с одинаковым весом.

Вычислительный эксперимент по моделированию изложенного подхода проводился в среде LabVIEW для различных видов сигналов, в том числе имеющих шумовую составляющую. Результаты в целом можно рассматривать как положительные. Следующим этапом может быть обработка сигналов натурных экспериментов, где добавляется сложная задача определения начала и конца искаженного интервала.

- Rossiev A.A. Neuroinformatics methods / Ed. A.N. Gorban. Krasnoyarsk: KGU Press, 1998. P.6.
- [2] Евсеев А.П., Баданов В.В. // Труды Шестой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2002 г. / Ред. А.В. Якимов. Н.Новгород: ТАЛАМ, 2002. С.169.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ

М.А. Бовыкин, А.П. Евсеев

Нижегородский госуниверситет

Решение задачи экстраполяции (прогнозирования) сигналов различного происхождения путем выявления динамических закономерностей на известном участке (предыстории) всегда было актуально в технике, а в живом мире считается одним из необходимых признаков обладания интеллектом. Известны и широко применяются алгоритмы линейного предсказания, фильтр Калмана и их модификации, нейронные сети с самообучением и др. В предлагаемом докладе рассматривается относительно новый и не распространеный широко алгоритм полигармонической экстраполяции (АПГЭ), имеющий для некоторых приложений определенные преимущества перед традиционными подходами.

В предыдущих публикациях [1] описана физическая суть предлагаемого решения, показаны свойства алгоритма для сигналов различных моделей и установлено, что, обладая приемлемой точностью и скоростью работы для сигналов, содержащих монотонные и колебательные тренды, алгоритм полигармонической экстраполяции в его первоначальной, простейшей форме неудовлетворительно обрабатывает сигналы с высоким содержанием чисто случайной составляющей, а также содержащие частотно-модулированную компоненту с непериодической модуляцией.

Целью представляемого доклада является иллюстрация возможностей модификации АПГЭ в направлении устранения указанных недостатков при сохранении положительных свойств (точности, устойчивости, быстродействия, структурной прозрачности) для остальных моделей сигналов.

Улучшение свойств алгоритма достигается в рамках его первоначальной структуры за счет введения дополнительных операций с компонентами спектра. Для уменьшения вклада шумовой компоненты в общую дисперсию ошибки используется метод ограничения снизу для синусоидальных и косинусоидальных составляющих спектра. Порог ограничения составляет 10–45% от максимального уровня гармоник спектра сигнала и может подстраиваться автоматически (путем выявления минимальной ошибки) или вручную.

Повышение точности экстраполяции сигналов с частотной модуляцией достигается за счет представления ЧМ-сигнала с помощью динамического комплексного спектра (ДКС). В отличие от динамического спектра мощности ДКС позволяет обеспечивать взаимно однозначное соответствие отрезка сигнала и его частотновременного образа в скользящем окне Фурье-преобразования. Полученный на отрезке предыстории ДКС подвергается экстраполяции двумерным алгоритмом полигармонической экстраполяции, после чего выполняется обратное Фурьепреобразование для экстраполированных сечений ДКС, что даёт в результате экстраполированную на заданное время часть сигнала с неискаженной ЧМкомпонентой.

Введенные в АПГЭ дополнения при отсутствии сильных шумов и ЧМкомпонент не ухудшают обработку сигналов других классов.

Таким образом, разработанный виртуальный прибор приобрел новые положительные свойства относительно первоначального варианта.

[1] Евсеев А.П., Евсеев Д.А., Баданов В.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия Радиофизика. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2004. С.249.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ УЧЕБНОГО КУРСА "ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ"

Е.П. Фрадкина, Е.А. Шахматова, С.Ю. Лупов

Нижегородский госуниверситет

В лабораторных работах по учебному курсу "Цифровая обработка сигналов" для исследования алгоритмов спектрального оценивания сверхвысокого разрешения в качестве исследуемого сигнала обычно используют тестовую последовательность Марпла [1], содержащую несколько частотных компонент с постоянной частотой и белый гауссов шум. Такой сигнал лишен тех качеств, которые присущи реальным сигналам, таких как гармоники на кратных частотах, наличие частотномодулированных компонент и шумы квантования, возникающие после аналогоцифрового преобразования.

В данной работе предлагается исследуемый сигнал получать на лабораторной установке.

Лабораторная установка для исследования различных методов спектральновременного оценивания состоит из маятника, в качестве груза которого используется металлическая пластина, хорошо отражающая звук, звуковых колонок, микрофона и персонального компьютера. Микрофон и колонки соединены с соответствующими входами на корпусе компьютера. Микрофон располагается между звуковыми колонками, излучающими синусоидальный сигнал, и маятником так, чтобы звук, излучаемый колонками, отражаясь от качающейся пластины, попадал в него. Сигнал, считанный с микрофона с помощью звуковой карты, записывается на диск компьютера в виде файла.

Полученный на такой установке сигнал интересен тем, что кроме компоненты на основной частоте, излучаемой колонками, в нем присутствует более слабая частотная компонента отраженного от качающейся пластины звукового сигнала с доплеровским сдвигом частоты, вычисляемым по формуле:

$$f_{Dop} = \frac{2}{\lambda} V ,$$

где λ – длина волны звука, V – скорость движения металлической пластины. Также в сигнале присутствуют шумы квантования, гармоники, возникающие из-за нелинейности звукового адаптера компьютера, а также различные звуковые помехи.

- Задача студента состоит в следующем:
- получить экспериментальные данные;
- выполнить предварительную обработку сигнала, включающую фильтрацию, квадратурное синхронное детектирование и децимацию;
- оценить мгновенную скорость пластины маятника различными способами спектрально-временного оценивания, используя дополнительное программное обеспечение.

На рис. 1 и 2 представлены спектрально-временные распределения для полученного на установке сигнала, вычисленные с помощью программы Sig2Prony, разработанной на кафедре радиотехники ННГУ. Спектрально-временные распределения вычислялись методом Прони в скользящем окне (рис. 1) и модифицированным алгоритмом Вигнера–Вилля [2] (рис. 2).





Рис.2

По оси абсцисс отложено время в отсчетах, по оси ординат – доплеровская частота от -20 Гц до 20 Гц, что соответствует скорости движения пластины от -0,75 м/сек до +0,75 м/сек. На распределениях хорошо видны две частотные компоненты: одна соответствует частоте сигнала звуковых колонок, а другая частоте отраженного от движущейся пластины сигнала.

По результатам настоящей работы можно сделать следующие выводы:

- сигнал, полученный на данной установке, имеет все качества, присущие реальным сигналам;
- лабораторная установка имеет несложную конструкцию;
- данная лабораторная работа может быть полезна при проведении учебного курса "Цифровая обработка сигналов".
- [1] Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
- [2] Лупов С.Ю., Канаков В.А., Родионов А.В., Шкелев Е.И., Фрадкина Е.П. // Труды (девятой) Научной конференции по радиофизике «Факультет – ровесник Победы». 7 мая 2005 г. /Ред. А.В. Якимов. Н.Новгород: ТАЛАМ, 2005. С.152.