

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ АВТОКОМПЕНСАЦИИ ШУМОВЫХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЛИНЕЙНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ НАСТРОЙКИ

Е.В. Василенко, С.А. Козлов, Е.С. Фитасов

Нижегородский НИИ радиотехники

Одна из основных проблем в построении системы автокомпенсатора (АК) шумовых активных помех (ШАП) РЛС малой дальности связана с эффектом устаревания весовых коэффициентов (ВК) АК, как следствие специфики режимов работы РЛС.

Традиционно настройка коэффициентов АК в РЛС большой дальности (200–400 км) осуществляется при каждом такте зондирования в служебных зонах, расположенных в «конце дистанции», что практически исключает попадание в обучающую выборку сигналов, отраженных от местных предметов, метеообразований. В РЛС малой дальности, из-за наличия небольшого количества дальностных отсчетов (20–25 отсчетов), настройку АК приходится осуществлять в специальных служебных зонах, в которых РЛС не излучает, а работает только на прием. В случаях, когда РЛС излучает (рабочая зона), компенсация ШАП происходит за счет ранее вычисленных ВК, которые устаревают вследствие сканирования диаграммы направленности антенны. Фактически это означает потерю полезной информации, что приводит к потерям в обнаружении и ухудшению качества межпериодной обработки.

На рис. 1 представлена функциональная схема трехканального АК ШАП с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех (НОМ), реализованного в рассматриваемой нами РЛС.

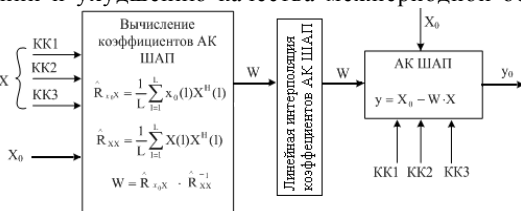


Рис. 1

Принцип действия АК основан на вычитании из помехи в основном канале (ОК) ее оценки, формируемой как функция от значений помехи в компенсационных каналах (КК).

Реализация данного алгоритма требует только знания корреляционной матрицы помех в КК и матрицы взаимной корреляции помехи в ОК и КК. Они, как правило, априори неизвестны, но по имеющейся временной выборке помехи можно получить их оценки максимального правдоподобия.

Уменьшить влияние эффекта устаревания ВК и повысить эффективность работы такого АК можно за счет процедуры линейной интерполяции коэффициентов настройки [1, 2].

В рамках данного исследования был проведен ряд натурных экспериментов, в которых использовалась трехкоординатная когерентно-импульсная РЛС кругового обзора дециметрового диапазона волн горизонтальной поляризации. Имелись два постановщика заградительных ШАП, разнесенных на 50 градусов по азимуту относительно РЛС. Уровень ШАП составлял примерно 30 дБ над уровнем собственного шума. Регистрировались радиолокационные данные, полученные с ОК и КК. К зарегистрированным радиолокационным данным применялись рассмотренные в [1, 2] методы настройки ВК АК ШАП, где оценивалось общее подавление ШАП.

На рис. 2 и 3 представлены временные реализации входного сигнала (верхняя кривая) и сигнала с выхода АК ШАП (нижняя кривая) для методов без интерполяции и с линейной интерполяцией соответственно. Экспериментальные исследования показали, что использование метода линейной интерполяции настройки ВК эффективность системы АК ШАП повышается примерно на 3–4 дБ.

Применение данного метода в реальном масштабе времени предполагает использование дополнительных вычислительных ресурсов и памяти, так как необходимо запоминать все такты рабочей зоны и после вычисления значения ВК необходимо проводить вычитание из помехи в ОК оценок, формируемых с учетом подстроек для каждого запомнившегося такта. Развитие вычислительной техники предоставляет широкие возможности реализации алгоритмов, требующих повышенной производительности, на основе данных методов в СЦВМ многофункциональных РЛС в реальном масштабе времени.

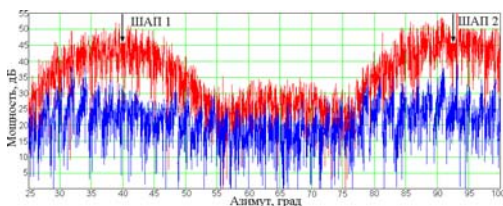


Рис. 2

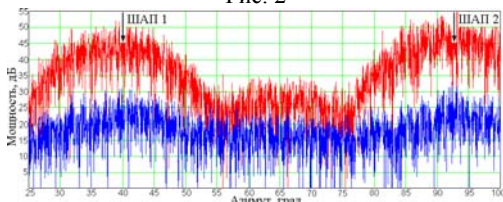


Рис. 3

- [1] Насонов В.В., Журавлев И.В., Фитасов Е.С. //Вестник Ярославского зенитного ракетного института противовоздушной обороны: сб. научных трудов. 2003. Вып. 5. С.90.
- [2] Василенко Е.В., Фитасов Е.С. //В кн.: Тр. XV-й науч. конф. по радиофизике. 1-13 мая 2011 г. /ред. С.М. Грач, А.В.Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2011. С.104.

КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПЭМИ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ ОТ ИСТОЧНИКА НА ФОНЕ ЕСТЕСТВЕННЫХ ПОМЕХ

Е.В. Горда, В.Ф. Ключев

Нижегородский госуниверситет

В условиях расширения применения информационных технологий задача защиты информации от утечки по техническим каналам является актуальной. Одним из технических каналов утечки является канал побочного электромагнитного излучения (ПЭМИ).

В исследуемой нами системе передача информации осуществляется по кабельной линии связи путем передачи последовательности импульсов с длительностью импульсов $\theta \approx 200$ мкс и длительностями фронтов $\tau \approx 20$ мкс. Спектр ПЭМИ передаваемых сигналов находится в диапазоне от 0 до 100 кГц (минимальная длина волны $\lambda = 3000$ м), поэтому измерения электромагнитных полей проводятся в ближней зоне с использованием малогабаритных антенн [1, 2]. Ближняя зона ($r \ll \lambda/2\pi$) характеризуется сильной зависимостью электрического и магнитного полей от расстояния, что позволяет рассмотреть возможность построения метода измерения с компенсацией внешних помех.

Уровень ПЭМИ, как правило, мал в сравнении с внешними помехами.

Для решения задачи приема слабого сигнала на фоне внешних шумов большого уровня предложена схема трехканального устройства обработки входной смеси сигнала и помех, в которой используется метод компенсации внешних помех (рис. 1).

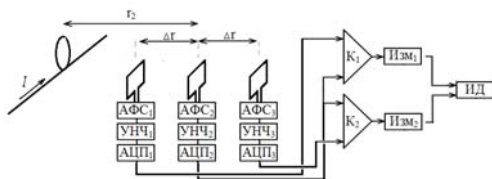


Рис.1. Блок-схема измерителя дальности источника импульсных сигналов.

В среде LabView 8.5 проведено моделирование предложенной схемы обработки входной смеси, оценена эффективность ее использования [3].

В качестве импульсного сигнала моделировались прямоугольные импульсы длительностью 200 отсчетов (20 мкс), а в качестве шума – белый гауссов шум, прошедший через полосовой фильтр. Общее время наблюдения было равно 10000 отсчетов (1 мс).

Устройство включает в себя приемный тракт (антенно-фидерная система (АФС)), сигнал с выхода которого поступает на усилитель нижних частот (УНЧ), а после на аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) с двумя компенсаторами (K_1 и K_2), измеритель мощности импульсных сигналов (Изм₁ и Изм₂) на выходах компенсаторов и измеритель расстояния до источника излучения (ИД).

В случае хорошей корреляции шумов ($R > 0,9$) на входах приемников компенсационный метод позволяет осуществлять измерения при меньших

значениях отношения сигнал/шум (ОСШ). Например, при разнесении приемных антенн на 4 метра, ОСШ в первом приемнике 0 дБ, при удалении этой антенны от источника ПЭМИ на 10 м и коэффициенте корреляции внешних шумов, равном $R=0,948$, отношение сигнал/шум на выходе компенсатора 3,7 дБ.

На рисунках 2–4 представлены зависимости относительной погрешности измерения расстояния до источника излучения r_2 от расстояния между первым датчиком и источником ПЭМИ при различных значениях разнесения приемников, коэффициентов корреляции шумов на выходах соседних приемников и от отношения сигнал/шум на первом датчике. Относительная погрешность измерения расстояния находилась как $\mu = |r_2 - r|/r_2$, где r – оценка расстояния до источника излучения.

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что при значительном удалении от излучателя погрешность измерения расстояния до источника импульсных сигналов резко увеличивается, но это может быть скорректировано путем большего разнесения приемных антенн друг относительно друга.

Компенсационный метод позволяет осуществить прием сигнала при меньших значениях отношения сигнал/шум в случае высокой корреляции шумов на входах разнесенных в пространстве приемников ($R > 0,9$). Данная методика позволяет проводить измерения при отношениях сигнал/шум до -20 дБ.

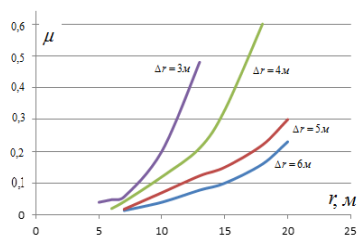


Рис. 2. Зависимость μ от r_1 при различных значениях Δr

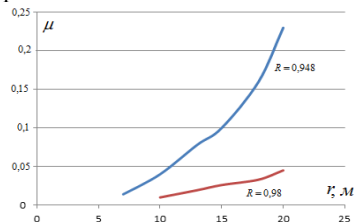


Рис. 3. Зависимость μ от r_1 при различных значениях R .

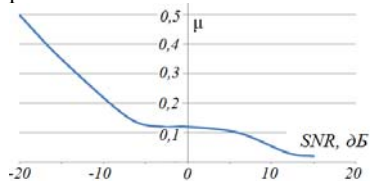


Рис. 4. Зависимость μ от отношения сигнал шум (SNR) на первом датчике при $r_2 = 10$ м и $\Delta r = 4$ м.

- [1] Хармут Х. Теория секвентного анализа. – М.: Мир, 1980, 564 с.
- [2] Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. – М.: Радио и связь, 1987, 256 с.
- [3] Платон Б. LabVIEW: основы аналоговой и цифровой электроники. Пер. с англ. – National Instruments, 2002, 190 с.

РЕШЕНИЕ НЕОДНОРОДНОГО ВОЛНОВОГО УРАВНЕНИЯ С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ В СВЧ-АТТЕНУАТОРЕ

С.Н. Григорьев

ФГУП НПП «Салют»

Так как СВЧ-аттенуатор, выполненный в виде тонких, резистивных плёнок, напыляемых на поверхность теплоотводящих, диэлектрических подложек, представляет собой направленную систему, состоящую из однополосной, несимметричной, полосковой структуры подвешенного типа, экранированной от внешнего электромагнитного воздействия и излучения металлическим экраном, смонтированным на корпус конструкции, то в данной линии обязательно должны быть тепловые потери. Необходимо заметить, что опытным путём установлен факт нагрева внутренних стенок металлического экрана, представляющего собой квази-запредельный волновод размером 24×39 мм с критической частотой «среза» $f_{\text{крит}} \approx 3,2..3,3$ ГГц. При частоте входного сигнала $50 \text{ ГГц} \leq f_{\text{сигн}} < 1 \text{ ГГц}$ практически весь основной ток протекает только по полосково-резистивной линии. С увеличением рабочей частоты входного сигнала $f_{\text{сигн}} \geq 1 \text{ ГГц}$, токи протекают не только вдоль полосково-резистивной линии, но и по внутренним стенкам волновода, выполняющего одновременно роль и экрана, и теплоотводящего корпуса. Следует помнить, что при этом прямо пропорционально увеличивается поверхностное сопротивление протеканию токов по внутренним стенкам волновода, что создаёт дополнительный нагрев самого теплоотводящего корпуса и профиль-радиатора, а не только с торцевых поверхностей граней диэлектрических подложек. Следовательно, в данном случае мы имеем квази-одномодовый режим работы данного СВЧ-аттенуатора, когда моды более высшего порядка отсекаются и отфильтровываются в самой структуре направленной полосковой линии. В силу вышеизложенных фактов следует, что в однородном одномерном волновом дифференциальном уравнении второго порядка без «потерь»

$$\Delta E_x(x, t) - \underbrace{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu}_{\frac{1}{v^2}} \cdot \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1)$$

в правой его части следует добавить вместо нуля диссипативный член, отвечающий за потери мощности в СВЧ-резисторе в виде джоулевого нагревания и излучения в ИК-диапазоне тепловых волн, согласно работам [1, 2]:

$$\frac{1}{\sigma \cdot c \cdot \rho} \cdot \hat{O}(x, t) = \frac{|Z|}{c \cdot \rho} \cdot \hat{O}(x, t) \geq 0.$$

Таким образом, мы приходим к неоднородному одномерному волновому дифференциальному уравнению, второго порядка с «потерями» (2), вместо (1). Здесь также для удобства вывода формулы будем пользоваться одномерным случаем:

$$\Delta E_x(x, t) - \underbrace{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu}_{\frac{1}{v^2}} \cdot \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial t^2} = \frac{1}{\sigma \cdot c \cdot \rho} \cdot \hat{O}(x, t) \Leftrightarrow \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial t^2} = v_x^2 \cdot \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial x^2} + \frac{1}{\sigma \cdot c \cdot \rho} \cdot \hat{O}(x, t), \quad (2)$$

где $\frac{1}{\sigma \cdot c \cdot \rho} = \frac{|Z|}{c \cdot \rho} = \frac{\sqrt{R_0^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}}{c \cdot \rho}$; c и ρ – теплоёмкость и плотность

резистивной плёнки соответственно;

$$\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right) \cdot \omega = \frac{\omega}{(2\pi/\lambda)} = \frac{\omega}{k} = v_{\text{фаз.}} = v = |\vec{v}| = \sqrt{v_x^2 + \underbrace{v_y^2}_{0,1} + \underbrace{v_z^2}_{0,1}} = v_x =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{(\varepsilon_0 \cdot \mu_0) \cdot (\varepsilon_{\text{среды}} \cdot \mu_{\text{среды}})}} = \frac{1/\sqrt{(\varepsilon_0 \cdot \mu_0)}}{\sqrt{(\varepsilon_{\text{среды}} \cdot \mu_{\text{среды}})}} = \frac{v_{\text{света}}}{\sqrt{(\varepsilon_{\text{среды}} \cdot \mu_{\text{среды}})}}$$

– фазовая скорость падающей электромагнитной волны в СВЧ-тракте аттенюатора.

Решением неоднородного одномерного волнового дифференциального уравнения второго порядка с «потерями» (2), будет выражение для продольной составляющей мод собственных гармонических функций падающей волны электрического поля, принимающей вид:

$$E_n(x) \Big|_{0 \leq x \leq \ell} = \sqrt{\frac{2}{\ell}} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{\ell}\right), \quad (3)$$

где $\forall n = \overline{1, N}$. Поскольку $E_0(x) \Big|_{\forall x \in [0, \ell]} \equiv 0$ – нормированная продольная составляющая вырожденной «нулевой» моды падающей волны – «нулевое», то принимаем $n \neq 0$.

Аналогично определяется нормированная продольная составляющая мод в распределении магнитного поля $H = H(x)$ в СВЧ-тракте аттенюатора.

- [1] Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. – М.: Наука, 1972. С. 82-119, 447-476.
- [2] Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебник для ВУЗов. / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – М.: Радиотехника, 2009, 744 с.

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ СУБТГЦ СПЕКТРОСКОПИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА ДВОЙНОГО РЕЗОНАНСА

А.Б. Иванов, В.Л. Вакс

Нижегородский госуниверситет

Одним из основных требований, предъявляемых к чувствительности методов газоанализа различными приложениями (медицина, экология, hi-tech и т.д.), является необходимость измерения концентрации исследуемых веществ на уровне 30–100 ppt. Метод нестационарной газовой спектроскопии обладает рядом преимуществ перед другими методами газового анализа, такими как газовая хромато-

графия, масс-спектрометрия, электрохимические сенсоры и ультрафиолетовая флуоресценция, ИК спектроскопия. В частности, он обладает высокой чувствительностью – на уровне 0,2 ppb (для ряда веществ) при доплеровской разрешающей способности. Кроме того, к его несомненным достоинствам можно отнести то, что метод нестационарной газовой спектроскопии не разрушает исследуемую смесь, а также отличается высокой селективностью и простотой использования (пробоподготовки).

Целью данной работы является исследование возможности повышения чувствительности нестационарной газовой спектроскопии с помощью метода двойного резонанса.

Суть метода двойного резонанса заключается в том, что импульсное излучение на определенной частоте возбуждает молекулы газа, создавая неравновесное распределение населенностей на вращательных или колебательных энергетических уровнях, которые зондируются другим излучением. Поглощенная энергия линейно зависит от населенности уровня, поэтому с ростом количества молекул на зондируемом уровне возрастает коэффициент поглощения, что приводит к увеличению чувствительности.

В приближении двухуровневой системы коэффициент поглощения был рассчитан с использованием уравнения Блоха с нулевыми производными поляризации и населенности по времени [1]:

$$\gamma_{jk}^{\text{дв.суст.}}(\omega) = \frac{4\pi^2 D_{jk}^2 \rho_0 (N_k - N_j) \omega_{jk}^3}{\hbar \omega^2 c} L(\omega_{jk} - \omega) \quad (1)$$

где D_{jk} – матричный элемент дипольного момента, отвечающий за переход молекулы из состояния j в k , N_j и N_k – населенности соответствующих уровней, ω_{jk} – частота перехода, ω – частота воздействующего излучения, $L(\omega_{jk} - \omega)$ – нормированный лоренцев контур.

Электромагнитное поле, действующее на исследуемый газ, представлено в виде суперпозиции двух полей: зондирующего и накачки. Решая уравнение Шредингера и считая, что зондирующее поле мало по сравнению с полем накачки, получим коэффициент поглощения как отношение поглощенной мощности (ΔP) к мощности излучения (P) [2]:

$$\gamma_{\text{дв.рез.}} = \frac{\Delta P}{P} = \frac{\hbar \omega_s \tau^{-1} \left[(N_1 - N_2) \langle |a_{1 \rightarrow 2}|^2 \rangle - (N_2 - N_3) \langle |a_{3 \rightarrow 2}|^2 \rangle \right]}{P}, \quad (2)$$

где N_1 , N_2 , N_3 – населенности соответствующих уровней, ω_s – частота зондирующего сигнала, τ – время релаксации, $\langle |a_{1 \rightarrow 2}|^2 \rangle$, $\langle |a_{3 \rightarrow 2}|^2 \rangle$ – вероятности соответствующих переходов, полученные из уравнения Шредингера.

Одним из веществ, представляющих интерес, например, для систем безопасности, является формальдегид, поскольку он может быть маркером ряда взрывчатых веществ. Кроме того, повышенное содержание его в атмосфере отрицательно сказывается на живых организмах, его обнаружение необходимо для контроля окружающей среды в районе химических производств, где возможен выброс формальдегида.

На рисунке представлена выбранная для исследования схема энергетических уровней для формальдегида. В качестве накачки был выбран переход $8\ 1\ 7 \leftarrow 7\ 1\ 6$ на частоте $600330,566\ \text{МГц}$, а в качестве зондирующего перехода – $8\ 1\ 7 \leftarrow 8\ 1\ 8$ на частоте $173461,705\ \text{МГц}$.

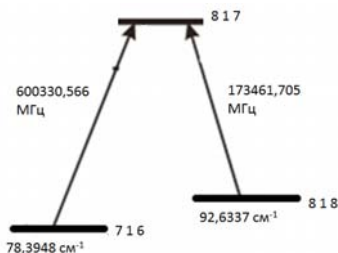


Рис.

Переход обусловлен составляющей дипольного момента $\mu_a = 2,331\ \text{Д}$.

В результате имеем:

$$\frac{\gamma_{\text{дв.рез}}}{\gamma_{\text{дв.сист.}}} \approx 7.$$

Показано, что использование метода двойного резонанса приводит к выигрышу по коэффициенту поглощения приблизительно в 7 раз, что позволяет использовать его для повышения чувствительности. В дальнейшем будет исследована возможность использования двойного резонанса ИК-ТГц, ТГц-ИК, и других диапазонов для увеличения чувствительности метода нестационарной газовой спектроскопии.

- [1] Флайгер У. Строение и динамика молекул. Пер. с англ. Т.2. – М.: Мир, 1982, 872 с.
- [2] Стейнфелд Дж. Лазерная и когерентная спектроскопия. Пер. с англ. – М.: Мир, 1982, 629 с.

ПРОЯВЛЕНИЕ МИКРОВОСПЫШЕК В МОДУЛЯЦИИ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ КОРОНАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ПЕТЕЛЬ

К.Г. Кислякова, А.Г. Кисляков

Нижегородский госуниверситет

При анализе низкочастотной модуляции интенсивности солнечного микроволнового излучения обнаружена модуляция с квазипериодически изменяющейся частотой и периодом изменения частоты в пределах 150–300 секунд [1]. Наиболее полно все особенности данной модуляции объясняет тип колебаний корональной магнитной петли (КМП) как эквивалентного электрического контура [2]. Конвективные потоки фотосферной плазмы, взаимодействуя с магнитным полем в основа-

ниях петли, генерируют электрический ток, который течет от одного основания петли к другому через корональную часть и замыкается в подфотосферных слоях.

В фотосферной конвекции существует широкий спектр осцилляций скорости, максимум которого приходится на колебания с периодом около 5 мин. Проявления 5-минутных осцилляций в излучении Солнца и возможность их проникновения в корону рассматривались в ряде работ [3–5]. Эти колебания имеют звуковую природу, однако они не проникают в хромосферу и корону, отражаясь от области температурного минимума, вследствие чего не могут непосредственно воздействовать на всю КМП. Однако акустические колебания модулируют электрические токи, текущие в КМП. Модуляция электрического тока приводит к возникновению периодически изменяющегося электрического поля, направленного вдоль оси трубки. В работе получены оценки величины такого электрического поля, и рассмотрен процесс ускорения им электронов.

Так как частота собственных колебаний КМП как эквивалентного электрического контура пропорциональна текущему через петлю току [2], периодические изменения тока и, соответственно, микровспышки, будут проявляться в спектрах микроволнового излучения Солнца как периодические изменения частоты (см. рис.) с периодом 150–300 с.

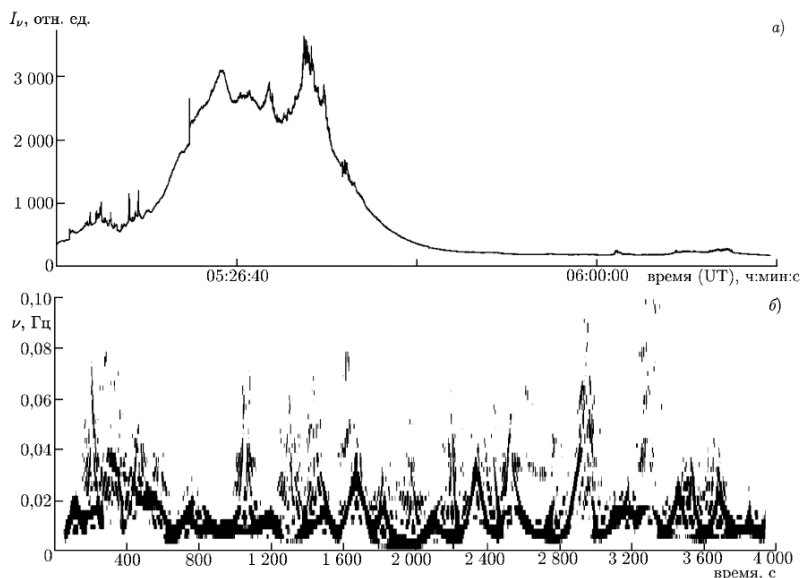


Рис. Событие 10.04.2001: интенсивность микроволнового излучения по наблюдениям спектрополяриметра «Нобеяма» на 2 ГГц (а); спектр низкочастотной модуляции микроволнового излучения, полученный с помощью преобразования Вигнера-Вилля (б).

Хотя микровспышки сложно наблюдать непосредственно, в предложенном механизме они обнаруживают себя модуляциями микроволнового излучения в спектрах. Проведенный анализ микроволновых всплесков (характерная модуляция наблюдалась приблизительно в 85% случаев) и полученные оценки позволяют предположить, что микровспышки могут вносить существенный вклад в нагрев магнитных петель, и, следовательно, солнечной короны в целом.

Ускоряющее поле не является супердрайсеровским нигде на протяжении длины петли, однако субдрайсеровские значения, достигаемые в вершине, уже являются достаточными для ускорения большого числа электронов. В работе [1] получены оценки количества ускоренных электронов, их средней энергии, а также проведено сравнение функции нагрева за счет микровспышек с потерями на излучение из КМП для различных значений давления. Как показывают сделанные в статье оценки, в случае, если давление в петле не превышает 100 ед. СГС, нагрев за счет микровспышек не только полностью компенсирует потери на излучения, но и превышает их (при силе тока в КМП $I_z = 3 \times 10^9$ А).

- [1] Кислякова К.Г. // Известия вузов. Радиофизика. 2011. Т.54, №11. С.799.
- [2] Зайцев В.В., Кислякова К.Г., Алтынцев А.Т., Мешалкина Н.С. // Известия вузов. Радиофизика. 2011. Т.54, №4. С.243.
- [3] Кисляков А.Г., Шкелев Е.И., Лупов С.Ю., Кислякова К.Г. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И.Лобачевского. 2011, №2(1). С.46.
- [4] Зайцев В.В., Кисляков А.Г. // Астрономический журнал. 2006. Т.83, №10. С.921.
- [5] Kislyakov A.G., Zaitsev V.V., Stepanov A.V., Uro S. // Solar Physics. 2006. V.233.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛА НАВИГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА GPS В СИСТЕМАХ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Д.А. Коконин, В.А. Односцев, Д.Н. Кириллов

Нижегородский госуниверситет

При проектировании современных радиолокационных станций (РЛС) большое внимание уделяется скрытности их работы, поэтому развитие систем пассивной радиолокации является актуальным при решении задач сбора информации для обнаружения цели в процессе радиотехнической разведки. Новым подходом в решении вопроса развития систем радиолокации стало использование в качестве источника подсвечивающих сигналов системы спутниковой навигации.

Рассмотрим возможность использования отраженных сигналов радионавигационного комплекса GPS от земной поверхности с целью обнаружения на ней объектов. Полагаем, что отраженные сигналы этого комплекса принимаются с помощью РЛС бокового обзора (БО) с вдольфюзеляжной антенной, имеющей коэффициент усиления 20 дБ. Каждый спутник системы GPS непрерывно излучает два фазоманипулированных сигнала: на частотах $f_1 = 1575,42$ МГц и $f_2 = 1227,6$ МГц. Причем частота f_1 модулируется двумя видами дальномерных кодов: C/A-кодом – код свободного доступа и P-кодом – код санкционированного доступа, а частота f_2 – только P-кодом. Кроме того, обе несущие частоты дополнительно кодируются навигационным сообщением [1]. Предполагается производить обнаружение цели по излучаемой мощности C/A-кода ввиду его известной структуры, большей по сравнению с P-кодом излучаемой мощности и меньшей частотной полосой.

Оптимальная в условиях воздействия гауссовского шума схема обработки с учетом случайной начальной фазы отраженного сигнала GPS, показанная на рис. 1, предполагает согласованную фильтрацию

(СФ) и когерентное накопление в каждом из квадратурных каналов. Время накопления τ не должно превышать характерное время когерентности отраженного сигнала, которое составляет $\tau_0 \approx 0,1$ с при движении платформы-носителя приемника со скоростью $V = 30$ м/с на высоте $H = 500$ м от земной поверхности.

Поэтому, с учетом движения носителя необходимо использовать схему обработки, показанную на рис. 2. Здесь производится когерентное накопление за время $\tau = 0,1$ с, позволяющее снизить энергетические потери детектирования, а повышение вероятности обнаружения достигается за счет увеличения времени последетекторного накопления.

Для каждого из рассмотренных приемников получены формулы для вычисления отношения сигнал/шум на их выходе [2] и построены зависимости условной вероятности правильного обнаружения дискретной неоднородности с эффективной площадью рассея-

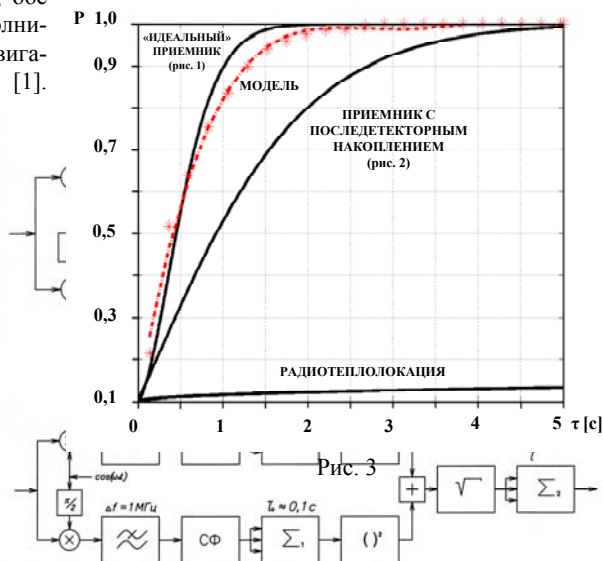


Рис. 2

ния (ЭПР), равной 10 м^2 , от времени накопления при значении вероятности ложного обнаружения 0,1 (рис. 3).

Одним из видов пассивной радиолокации является метод радиотеплолокации. Для этого метода, используя известные формулы [3] и те же значения параметров, что и для метода приема отраженных GPS сигналов, построена аналогичная зависимость (рис. 3). Полученные результаты убедительно свидетельствуют о преимуществе метода приема отраженного сигнала GPS по сравнению с методом радиотеплолокации в диапазоне частот GPS системы.

Кроме того, было выполнено имитационное моделирование рассмотренного вначале приемника (рис. 1) в среде разработки LabVIEW. Результат, полученный с помощью разработанной модели, приведен на графике (рис. 3).

Следует отметить, что приведенные оценки дают верхнюю границу вероятности обнаружения, поскольку не учитывают потери, возникающие в реальных устройствах обработки. Вместе с тем они свидетельствуют о возможности практического использования указанного метода в целях пассивной радиолокации.

- [1] Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. –М.: Горячая линия–Телеком, 2005, 272 с.
- [2] Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. –М.: Радио и связь, 1986, 280 с.
- [3] Коростелев А.А., Ключев Н.Ф., Мельник Ю.А. и др. Теоретические основы радиолокации /Под ред. В.Е. Дулевича. –М.: Сов. радио, 1978, 608 с.

ВЛИЯНИЕ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НА ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В ПРИЕМНИКЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

С.В. Лапин, Д.Н. Ивлев

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время в системах передачи информации достаточное распространение получили приемники, использующие прямое преобразование сигнала. Одним из недостатков таких приемников является повышенный уровень паразитной постоянной составляющей, обусловленный особенностями архитектуры аналоговой части приемника [1]. Причинами появления постоянной составляющей могут быть: утечка сигнала гетеродина и самосмещение, просачивание мощной помехи на входы смесителя, а также дрейф нуля в усилительных и преобразовательных каскадах. Пройдя через следующие за смесителем усилительные каскады, постоянная составляющая может привести к появлению битовых ошибок и даже ввести в режим насыщения АЦП.

В данной работе исследовалось влияние паразитной постоянной составляющей на вероятность битовых ошибок при некогерентном приеме широкополосного

сигнала с двоичной относительной фазовой модуляцией. Исследование проводилось методом имитационного моделирования в среде LabVIEW.

Структура моделируемой системы приведена на рис. 1. Генератор формирует информационную последовательность, используя двоичную относительную фазовую модуляцию и расширение спектра кодом Голда длины 31 методом прямой последовательности. Затем к сигналу добавляется аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) и комплексная постоянная составляющая с заданными величиной и фазой. Далее сигнал демодулируется по стандартному для данного типа сигналов алгоритму, и происходит подсчет ошибок.

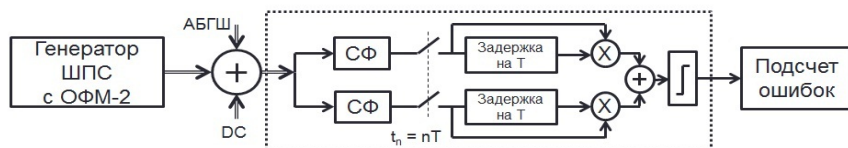


Рис. 1

Комплексный сигнал на входе приемника описывается выражением (1):

$$\dot{s}(t) = Ae^{j\varphi(t)} + V_0 e^{j\varphi_0} + \dot{n}(t), \quad (1)$$

где A , φ – амплитуда и фаза сигнала, V_0 , φ_0 – величина и фаза комплексной постоянной составляющей, $\dot{n}(t)$ – комплексный АБГШ.

На рис. 2 приведен график полученной зависимости вероятности битовых ошибок от относительной величины постоянной составляющей. Зависимость получена при фиксированной фазе комплексной постоянной составляющей $\varphi_0 = 45^\circ$ и энергетическом отношении сигнал-шум (ОСШ) $E_b / N_0 = 10$ дБ (здесь E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 информационный бит, N_0 – уровень спектральной плотности АБГШ).

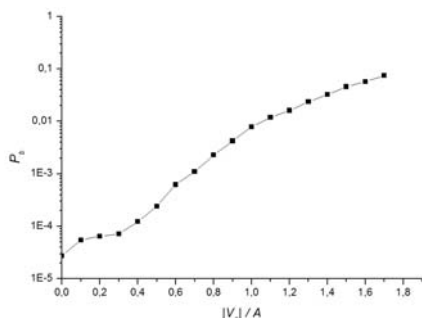


Рис. 2

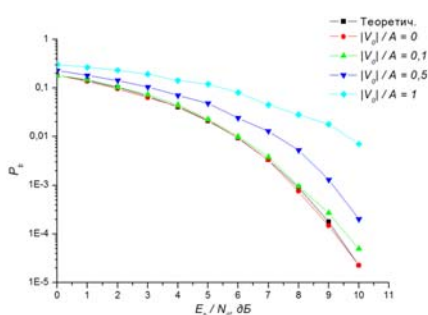


Рис. 3

На рис. 3 приведены графики зависимостей вероятности битовых ошибок от ОСШ для различных значений относительной величины комплексной постоянной составляющей.

В результате моделирования было также установлено, что зависимость вероятности битовой ошибки от фазы комплексной постоянной составляющей является достаточно слабой и ею можно пренебречь.

Из рис. 2 видно, что изменение вероятности битовых ошибок на порядок происходит при относительном уровне постоянной составляющей, равном 0,5.

Результаты исследования позволяют получить представление о степени влияния постоянной составляющей на вероятность битовых ошибок и использовать эти результаты при расчетах.

- [1] Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. –М.: СОЛОН-Пресс, 2003, 272 с.

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ДЕМОДУЛЯТОРОВ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Д.С. Марычев, О.А. Морозов, С.Л. Хмелев

Нижегородский госуниверситет

В работе представлен квазикогерентный алгоритм восстановления несущей частоты и демодуляции фазоманипулированных (ФМ2, ФМ4, ФМ8) сигналов на основе цифрового фильтра с адаптируемыми параметрами, функционирующего аналогично схеме фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Цифровой фильтр, использующийся в схеме, имеет p отсчетов, и его импульсная характеристика в момент времени n определяется выражением

$$h[n, k] = \frac{1}{p} \exp(i2\pi f_c[n]k + i\varphi_c[n]), \quad 0 \leq k \leq p-1,$$

где $f_c[n]$ и $\varphi_c[n]$ подстраиваемые параметры, по смыслу соответствующие фазе и частоте. Для сигналов с гармонической несущей (при условии совпадения частот) данный фильтр является согласованным, что и определяет его использование. Для обеспечения корректности процесса автоподстройки фаза $\varphi_c[n]$ в каждый следующий момент времени должна получать приращение, равное $2\pi f$, для того, чтобы ее изменение было подобно изменению полной фазы входного сигнала.

Входной фазоманипулированный сигнал схемы представляется выражением:

$$s[n] = A \exp(2\pi f n + \varphi_0 + \psi),$$

где A – амплитуда, f – несущая частота, φ_0 – случайная начальная фаза, ψ – информационная составляющая фазы, принимающая значения из дискретной последова-

тельности. В случае ФМ2 $\psi \in \{0, \pi\}$, в случае ФМ4 $\psi \in \{\pi/4, 3\pi/4, -\pi/4, -3\pi/4\}$. Сигнал $x[n]$ на выходе фильтра имеет вид:

$$x[n] = \frac{A}{2p} \sum_{k=0}^{p-1} h'_n[k] s_n[k] = \tilde{A}(f, f_c) \exp(\Delta\Theta_n),$$

где $\tilde{A}(f, f_c)$ – амплитудный множитель, определяемый полосой пропускания фильтра, $\Delta\Theta$ – разность полных фаз сигнала и фильтра, определяемая выражением:

$$\Delta\Theta_n = 2\pi(f - f_c)n + \varphi - \varphi_c + \psi.$$

Значение $\Delta\Theta$ вычисляется путем взятия арктангенса от отношения мнимой и действительной частей выходного сигнала фильтра. Корректность слежения за фазой и частотой несущего сигнала обеспечивается путем исключения из разности полных фаз информационной составляющей. Оценка информационной составляющей фазы производится на основе априорной информации о принимаемом сигнале.

Полученное значение (при условии правильной оценки ψ) после нормировки может быть использовано для подстройки частоты и фазы фильтра. Алгоритм имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \varphi_c[n] &= \varphi_c[n-1] + 2\pi f_c[n-1] - \alpha e[n-1], \\ f_c[n] &= f_c[n-1] - \beta 2\pi e[n-1], \end{aligned}$$

где α и β характеризуют величину обратной связи. После завершения переходного процесса отсчеты выходного сигнала фильтра будут представлять собой исходную модулирующую последовательность.

- [1] Sethares W.A., Walsh J.M., Johnson Jr. C.R. // Circuits and Systems. The 2002 45th Midwest Symposium on. 2002. V.2. P.521.
- [2] Hagemann E. The Costas Loop: <http://i.cmpnet.com/chipcenter/dsp/images/dsp sourced/DSP010628F1.pdf>

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО БИХ-ФИЛЬТРА ТРАКТА КАРОТАЖНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

А.В. Матушкин

Нижегородский госуниверситет

Геофизические исследования применяются для изучения разрезов скважин и массива геологических пород в околоскважинном и межскважинном пространствах, контроля технического состояния скважин и разработки нефтяных и газовых месторождений. Геофизические исследования, проводимые для изучения геологических разрезов скважин, называются каротажом. При каротаже с помощью приборов, спускаемых в скважину на каротажном кабеле, измеряются геофизические

характеристики, зависящие от одного или совокупности физических свойств геологических пород и их расположения в разрезе скважины [1].

Сигнал с датчика-зонда передаётся на измерительную станцию с помощью коротажного кабеля длиной в несколько километров и, естественно, искажается на выходе кабеля. На рис. 1 приведены АЧХ и ФЧХ кабельной линии КГ1-075-30-150 длиной 3,8 км.

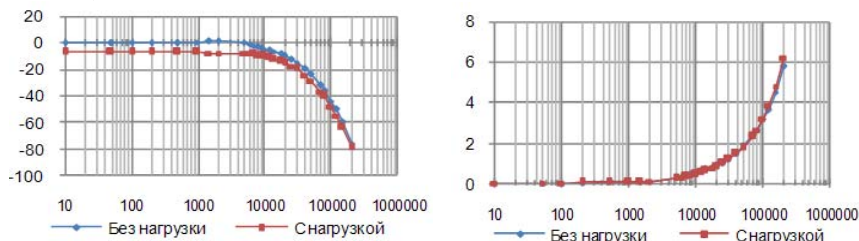


Рис. 1. АЧХ и ФЧХ кабельной линии с нагрузкой и без.

Если принять, что суммарный коэффициент передачи кабеля и фильтра на нагрузке $R_n=100$ Ом равен нулю децибел, то АЧХ восстанавливающего цифрового фильтра (рис. 2) должно удовлетворять соотношению (1).

$$K_{цф} = -K_{каб} \quad (1)$$

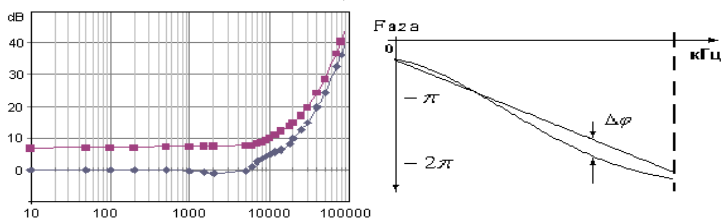


Рис. 2. Требования к АЧХ и ФЧХ восстанавливающего фильтра.

Постановку задачи многофункционального синтеза рекурсивного восстанавливающего фильтра в общем виде можно записать так [2]:

$$F^o(X^o) = \min F(X), \quad X \in E^{5m} \quad (2)$$

$$-2 \leq a_{di} \leq 2 \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,m}, \quad (3)$$

$$-2 \leq b_{di} \leq 2 \quad d=\overline{0,2} \quad i=\overline{1,m}, \quad (4)$$

$$|Z_{pi}| < 1 \quad i=\overline{1,m},$$

где m – число звеньев второго порядка, d – индекс коэффициента передаточной функции звена.

Общая экстремальная задача синтеза (2) записана относительно вещественного пространства E^{5m} параметров (коэффициентов фильтра) размерностью $5m$. Ограничения (3) задают границы изменения этих коэффициентов. Функциональные огра-

ничения (4) контролируют в процессе синтеза условие устойчивости рекурсивного фильтра по всем полюсам коэффициента передачи. Многофункциональное задание целевой функции определяется соотношением

$$F(X) = \sum_i \beta_i f_i(X), \quad (4)$$

хотя здесь могут быть применены и другие известные способы скаляризации векторных задач.

Коэффициент β_i задает значимость (вес) характеристики (i -го частотного окна). Сами частные целевые функции $f_i(X)$ формируют функциональный редактор пакета синтеза по критерию минимума среднеквадратичного отклонения:

$$f_i(X) = \frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [Y_n(X) - Y_n^T]^2, \quad (5)$$

где $Y_n(X)$ – текущее значение характеристики на n -ой дискретной частоте диапазона определения, а Y_n^T – требуемое значение частотной характеристики.

В качестве базовой структуры фильтра выбираем форму каскадного соединения 4 БИХ-звеньев второго порядка [3].

Таким образом, минимизация целевого функционала осуществлялась на 20-мерном пространстве параметров. Сам целевой функционал данной задачи формировался в три частотных окна по частотным характеристикам фильтра.

В результате анализа характеристик среднеквадратическое отклонение АЧХ синтезированного фильтра от требуемой оставило 0,17, а фазовые искажения не превышают 12°. Из материалов, приведённых в работе видно, что в сравнении с традиционными классическими подходами синтез цифровых фильтров методом нелинейного программирования имеет целый ряд преимуществ.

- [1] Сохранов Н.Н. Машинные методы обработки и интерпретации результатов геофизических исследований скважин –М.: Недра, 1973, 233 с.
- [2] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И.Лобачевского. 2009, № 6. С.61.
- [3] Кривошеев В.И. Цифровая обработка сигналов. Уч. пособие –Н. Новгород: Изд-во Нижегородского госуниверситета, 2006, 207 с.

РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЙ И СИСТЕМ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

А.С. Поднебеснов

Нижегородский лицей № 165

Решение большого класса радиофизических задач сводится к решению уравнений или систем уравнений. Чем сложнее практическая задача, тем сложнее описывающие ее уравнения. Классические методы решения уравнений и систем [1], как известно, инвариантны относительно решаемых уравнений и с возрастанiem

сложности решение задачи такими методами затруднительно, а порой и вовсе не может быть получено. В таких ситуациях перспективно использование методов математического программирования (МП) для решения уравнений и систем. МП, как раздел математической науки, изучает класс экстремальных математических задач, их постановку и методы решения [2]. В прикладном аспекте МП – это инвариантная и весьма эффективная методология решения формализованных задач, уравнений и систем уравнений, общая идея которой состоит в переводе конкретной задачи в класс экстремальных задач, т.е. в привязке решения задачи к чёткому инвариантному математическому признаку – экстремуму функции качества (цели) $F(X)$, где X – вектор искомых параметров (корней уравнений). Для любой задачи такую функцию в общем виде всегда можно сформировать, исходя из заданных требований. Имея такую функцию, решение задачи можно свести к процедуре минимизации $F(X)$, то есть отысканию координат глобального экстремума (оптимальных параметров X^o), что обычно делается поисковыми методами.

Рассмотрим основные этапы реализации данного подхода на примере решения сложной системы трансцендентных уравнений:

$$\begin{cases} |p-q|^{1,77} + (q-3)^{0,13} - 2e^{0,1(2p-3q+2)} = 0, \\ 3\cos^2(p-q-1) + e^{\sin(p-5)} - 4 = 0 \end{cases} \quad (1)$$

На первом этапе определим функциональные показатели задачи y_1 и y_2 , зависящие от переменных p и q . В данном случае они определяются левыми частями уравнений:

$$\begin{aligned} y_1 &= |p-q|^{1,77} + (q-3)^{0,13} - 2e^{0,1(2p-3q+2)}, & y_1^T &= 0 \\ y_2 &= 3\cos^2(p-q-1) + e^{\sin(p-5)} - 4, & y_2^T &= 0 \end{aligned}$$

Требуемые же значения этих показателей равны нулю.

Введём относительные показатели k_1 и k_2 , как принципиально экстремальные функции, где экстремум (минимум) соответствует выполнению требований. Наиболее рационально сформировать такие относительные показатели в квадратичном виде:

$$k_1 = y_1^2 \quad k_2 = y_2^2 \quad (2)$$

В этом случае мы имеем двухкритериальную и двухпараметрическую задачу, целевую функцию для решения которой сформируем из относительных показателей (2) в минимаксном виде [2, 3]:

$$F(p, q) = \max\{k_1, k_2\} \quad (3)$$

Тогда экстремальная задача МП относительно целевой функции (3) запишется так:

$$F^0(p^0, q^0) = \min_{X \in D} \max\{k_1, k_2\}, \quad (4)$$

где p^0 и q^0 – искомые корни системы уравнений (1).

Область D определяется допустимыми границами изменения аргументов p и q :

$$D: \begin{cases} -10 \leq p \leq 10 \\ 3 \leq q \leq 10. \end{cases}$$

На рисунке приведён вид перспективной проекции целевой функции данной задачи. Видно, что целевая функция носит нелинейный, полимодальный характер.

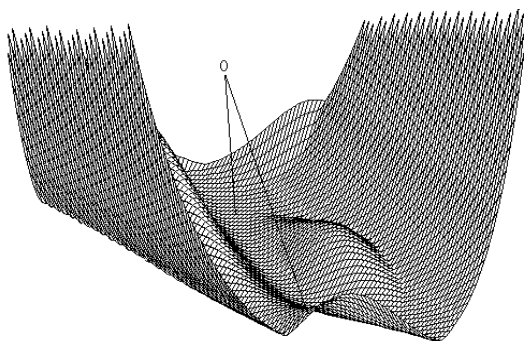


Рис.

В ходе численного поискового решения задачи (4) глобальным симплексным алгоритмом [3] были найдены две пары корней трансцендентной системы уравнений (1): $p_1 = 5$, $q_1 = 4$ и $p_2 = 7,16$, $q_2 = 6,88$. При этом время решения задачи (нахождение обеих пар корней данной системы) не превышало 20 сек.

Таким образом, поисковые методы математического программирования позволяют эффективно решать наиболее сложные задачи, системы трансцендентных уравнений и неравенств, решение которых традиционными методами невозможно.

- [1] Авдонин Н.И., Голубев В.К. 30 уроков репетитора по математике. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 1997. С.127.
- [2] Мину М. Математическое программирование. Теория и алгоритмы. – М.: Статистика, 1990. С.240.
- [3] Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. – М.: Наука, 2007, 730 с.

ИССЛЕДОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ВОДОНЕФТЯНОЙ ЭМУЛЬСИИ НА ЧАСТОТЕ 12,4 ГГц

И.В. Ракуть, В.Ю. Савельев

Научно-исследовательский радиофизический институт

В НИРФИ продолжается развитие метода [1] поляризационных контрастов собственного теплового излучения наблюдаемого участка водной поверхности с применением радиометрических приёмников микроволново-

го диапазона длин волн. Одной из решаемых задач по совершенствованию средств экологического мониторинга разливов нефтепродуктов на водной поверхности является исследование изменений во времени состояния нефтяной плёнки. В естественных условиях нефтяная плёнка при волнении в акватории перемешивается с водой, превращаясь в плёнку водонефтяной эмульсии. Это увеличивает составляющие комплексной диэлектрической проницаемости эмульсии в плёнке и проявляет частотную зависимость двухслойной среды плёнка-вода. Данные изменения требуют совершенствования методик сбора и обработки измеряемых величин. В работах [2, 3] указывается на необходимость учёта этих факторов, но при этом авторы [2, 4] потерями в слое водонефтяной эмульсии пренебрегают, а расчёт диэлектрической постоянной эмульсии ведут [2–4] по симметричной формуле смешивания Лоренца (1):

$$(\varepsilon_m^* - 1)/(\varepsilon_m^* + 2) = w_d (\varepsilon_d^* - 1)/(\varepsilon_d^* + 2) + w_c (\varepsilon_c^* - 1)/(\varepsilon_c^* + 2), \quad (1)$$

где $\varepsilon_m^* = (\varepsilon_{1m} + i\varepsilon_{2m})$, $\varepsilon_c^* = (\varepsilon_{1c} + i\varepsilon_{2c})$, $\varepsilon_d^* = (\varepsilon_{1d} + i\varepsilon_{2d})$ – комплексные диэлектрические проницаемости: смеси, нефти, воды; ε_1 и ε_2 – их действительные и мнимые части; w_d и $w_c = (1 - w_d)$ – объёмное содержание в смеси: воды (дисперсной (внутренней) фазы) и нефти (дисперсионной (непрерывной) среды); i – мнимая единица.

Однако в [5] утверждается, что соотношение (1) можно использовать только для описания растворов с равноправными компонентами, а для описания эмульсий, которые растворами не являются, рекомендуется применять несимметричную формулу смешивания Клаузиуса – Мосотти (2):

$$(\varepsilon_m^* - \varepsilon_c^*)/(\varepsilon_m^* + 2\varepsilon_c^*) = w_d (\varepsilon_d^* - \varepsilon_c^*)/(\varepsilon_d^* + 2\varepsilon_c^*). \quad (2)$$

Выражение (2) в анализе модели водонефтяной эмульсии ранее не использовалось [2–5]. Также в [5] указывается, что вода и нефть в смеси образуют только обратные эмульсии (вода в масле), и при больших влажностях эмульсия неустойчива, т.к. часть дисперсной фазы (воды) выпадает в виде свободной воды, понижая влажность эмульсии.

Всё вышеизложенное обусловило цикл лабораторных измерений коэффициента отражения $K_{отр}$ (рис. 2) двухслойной среды эмульсия-вода на частоте 12,4 ГГц при влажности $w_d = 0,05 \div 0,2$. На рис. 1 представлена схема установки. Эмульсия наливалась слоем d до 4,7 мм на поверхность воды. Использовался метод активно-пассивной радиометрии с подсветкой шумовым излучением в направлении нормали к поверхности воды. По измерениям $K_{отр}$ (рис. 2) рассчитаны ε_{1m} и ε_{2m} применяемых эмульсий в зависимости от их влажности w_d (рис. 3 и 4 – кресты). Расчёт ε_{1m} и ε_{2m} по формулам (1) и (2) для $\varepsilon_{1c} = 2,085$, $\varepsilon_{2c} = 0,05$, $\varepsilon_{1d} = 55,023$, $\varepsilon_{2d} = 35,179$, $T = 21^\circ\text{C}$ приведен на рис. 3 и 4 (ромбы и круги).

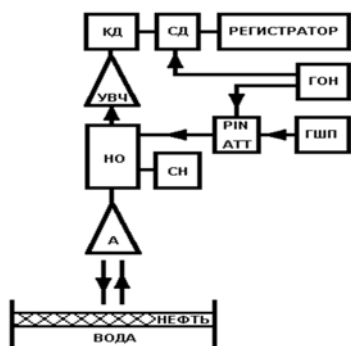


Рис. 1

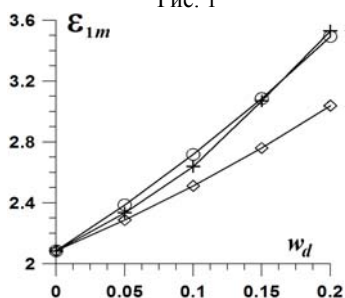


Рис. 3

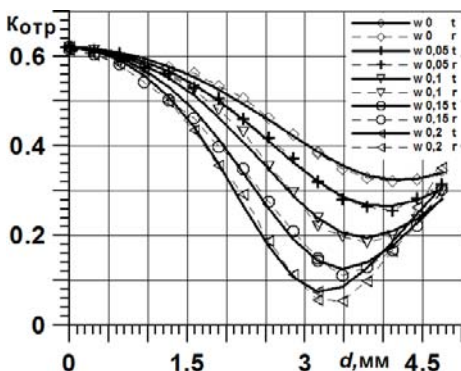


Рис. 2

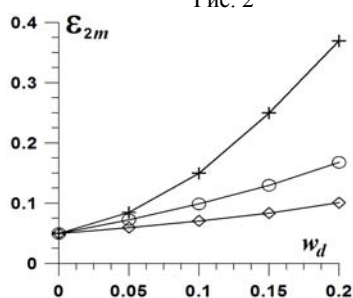


Рис. 4

Итак, наиболее адекватной для применения в поляризационном методе с моделью плоской двухслойной среды является несимметричная формула смешивания. Неясна пока причина большого расхождения между величинами мнимых компонент диэлектрической проницаемости эмульсии, полученных экспериментально и рассчитанных по несимметричной формуле смешивания. Решение этого вопроса предполагается в дальнейших исследованиях.

- [1] Кротилов В.Д., Мордвинкин И.Н., Пелюшенко А.С., Пелюшенко С.А., Ракуть И.В. //Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т.45, №3. С.243.
- [2] Scou N. //IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing. 1986. No.3. P.360.
- [3] Пелюшенко А.С. //В кн.: Тр. 7-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2003 г. /Ред. А.В.Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2003. С.172.
- [4] Brown, E.R., McMahon, O.B., Murphy, T.J., Hogan, G.G., Daniels, G.D., Hover, G. //IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1998. No.12. P.1989.
- [5] Кричевский Е.С. и др. Теория и практика экспрессного контроля влажности твердых и жидких тел. /Ред. Е.С. Кричевского. –М.: Энергия, 1980, 240 с.

ЗАВИСИМОСТЬ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ОТ ШАГА ЭКВИДИСТАНТНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

М.Ю. Семенова

Нижегородский госуниверситет

Теорема отсчетов в традиционной формулировке и различные ее обобщения [1] устанавливают минимальную допустимую частоту дискретизации, для которой возможно полное восстановление информации об исходном непрерывном сигнале. Вместе с тем теорема отсчетов допускает возможность выбора величины шага эквидистантной дискретизации в каждой конкретной практической задаче на основе применения дополнительных критериев. В ряде работ по цифровой обработке сигналов отмечается зависимость эффективности различных алгоритмов от частоты дискретизации и предлагаются различные критерии выбора оптимального шага.

В данной работе предлагается алгоритм выбора оптимального шага дискретизации, основанный на процедуре максимизации энтропии временного ряда отсчетов. Известно, что при переходе от непрерывного сигнала к конечному, дискретному его представлению, происходит потеря информации. Поэтому критерием оптимальности процедуры дискретизации может являться минимум потери информации при переходе от непрерывного сигнала к дискретному. Для этого предлагается проводить процедуру дискретизации с информационно-оптимальным шагом, которая приводит к временному ряду отсчетов с максимальной энтропией.

Показано [2], что энтропия Шеннона непрерывного сигнала для гауссового случайного стационарного процесса определяется величиной детерминанта автокорреляционной матрицы (АКМ) $\mathbf{R}_x$:

$$H = \ln[(2\pi)^{N+1} \det \mathbf{R}_x] + N + 1.$$

Поэтому реализация требования максимума энтропии временного ряда при определении информационно-оптимального шага дискретизации должна основываться на правиле максимума детерминанта АКМ обрабатываемого сигнала: частота дискретизации, для которой детерминант АКМ имеет максимальное значение, является информационно-оптимальной.

Влияние выбора информационно-оптимального шага эквидистантной дискретизации исследовано на примере трех задач: линейное предсказание гармонических сигналов, определение взаимной временной задержки сигналов при многоканальном распространении с применением нелинейной цифровой фильтрации, демодуляция ЧМ сигналов алгоритмом, основанным на методе минимума дисперсии Кейпона.

В работе [2] представлены результаты исследования критерия выбора информационно-оптимального шага дискретизации на эффективность линейного предсказания гармонических сигналов. Коэффициенты предсказания находились на основе решения системы уравнений Юла-Уолкера. По заданному одинаковому числу отсчетов обрабатываемых сигналов в течение фиксированного времени осуществлялось предсказание следующих отсчетов. В случае информационно-оптимального шага дискретизации не наблюдаются

искажения (изменения масштаба и формы) предсказываемого сигнала в интервале предсказания.

Задача определения взаимной временной задержки ФМ2 сигналов при многоканальном распространении решалась с применением нелинейного цифрового метода обработки исходных сигналов, основанного на замене отсчетов исходного сигнала на отсчеты некоторой функции, зависящей от мгновенной частоты сигнала. Отсчеты указанной «функции текущей частоты» рассчитываются на основе метода гармонического разложения Писаренко [3]. Функция текущей частоты сохраняет характерные элементы в структуре исходного ФМ2 сигнала (скачки фазы), при этом устраняется зависимость обрабатываемых данных от несущей частоты. Далее рассчитывается взаимная корреляционная функция полученных функций текущей частоты, глобальный максимум которой соответствует искомой величине задержки.

Результаты моделирования ФМ2 сигналов на фоне аддитивных шумов позволяют сделать вывод о том, что достоверность определения ВВЗ сигналов с использованием функции текущей частоты существенно повышается в случае применения информационно-оптимального шага дискретизации, получаемого на основе критерия максимума энтропии временного ряда отсчетов. Этот эффект связан с повышением обусловленности АКМ обрабатываемого сигнала в случае выбора оптимальной частоты дискретизации.

Исследования влияния выбора частоты дискретизации на эффективность демодуляции ЧМ сигналов с применением модифицированного метода нелинейной цифровой фильтрации [4], основанного на критерии минимума дисперсии Кейпона, показали, что эффективность этого метода не зависит от применяемой частоты дискретизации. Эффект, связанный с повышением обусловленности АКМ сигнала в случае применения информационно-оптимальной частоты дискретизации, «теряется» при выполнении дополнительной обработки АКМ (в частности, при фильтрации в пространстве сингулярных чисел для расчета псевдообратной матрицы).

- [1] Джерри А.Дж. // ТИИЭР. 1977. Т. 65, №11. С.53.
- [2] Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р., Бережной И.О. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И.Лобачевского. Сер. «Радиофизика». 2007, №2. С. 91.
- [3] Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. //Автометрия. 1995, №2. С.108.
- [4] Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. // Известия вузов. Радиофизика. 2006. Т.49, №8. С. 704.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ДОСТУПА LINK 16

В.Р. Фидельман, А.О. Трушков

Нижегородский госуниверситет

Link 16 – широкополосная сетевая УКВ-радиосистема передачи данных с временным разделением доступа. Он обеспечивает высокоскоростную, помехозащи-

щённую, криптозащищённую связь «компьютер-компьютер» и предназначена для решения таких задач, как навигация и опознавание подвижных объектов, автоматической ретрансляции оперативных данных между информационными системами различного назначения в случаях, когда расстояние между ними превышает дальность прямой геометрической видимости.

Система Link 16 является примером широкополосной системы связи с временным разделением доступа (МДВР), в полной мере использующей все преимущества архитектуры [1]. В данной работе цифровая обработка сигналов Link 16 осуществляется для решения двух основных задач: предварительного обнаружения сигнала и определения местоположения источника этого сигнала по взаимной временной задержке его копий, принятых на различных спутниках.

В режиме МДВР каждому абоненту периодически выделяется СВИ – стандартный временной интервал (кадр) для приема или передачи информации, причем необходимый ресурс связи распределяется путем предоставления каждому абоненту всего спектра частот в течение отведенного ему СВИ. Интервал времени выхода на связь всех абонентов в системе получил название суперцикла и имеет длительность 12,8 мин. Суперцикл состоит из 64 циклов по 12 сек. каждый, а цикл, в свою очередь, состоит из 1536 СВИ или кадров.

В типовом варианте построения системы СВИ состоит из начального интервала, называемого джиттером, передаваемого информационного пакета и защитного интервала. Положение информационного пакета длительностью 3354 мкс внутри СВИ определяется величиной джиттера. Для повышения защиты системы от преднамеренных помех значение длительности джиттера изменяется от кадра к кадру по псевдослучайному закону.

Передаваемый информационный пакет состоит из 129 слов, как правило, из трех основных составляющих частей: составляющая синхронизации и уточнения времени ($(1 \div 16)$ – синхронизация, $(17 \div 20)$ – уточнение времени), заголовок (состоит из 16 слов $(21 \div 36)$), который содержит служебную информацию, информационный блок включает в свой состав последние 93 слова $(37 \div 129)$. Длительность каждого слова СВИ составляет 26 мкс. Слово передается импульсом длительностью 6,4 мкс, промодулированным частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (MSK) 32-битной псевдослучайной последовательности (ПСП), и паузой длительностью 19,6 мкс.

Сигналы системы Link 16 имеют сложную структуру, в них применяется целый ряд процессов модуляции и кодирования, обеспечивающих криптозащищенность и помехоустойчивость системы. В самом начале поток битов исходной информации комбинируется в 5-битные символы. Далее происходит кодирование этих 5-битных слов корректирующим кодом Рида-Соломона $(31,15)$, позволяющим исправлять ошибки и стирания. После кодирования Ридом-Соломоном по определённом алгоритму происходит перемежение 5-битных символов данных в пределах информационного пакета с целью разрушения линейно-статистического характера повторения слов кода Рида-Соломона и предотвращения групповых ошибок. После этого 5-битные символы модулируются циклическим сдвигом 32-элементной ПСП. На следующем этапе происходит скремблирование полученных 32-битных символов с

32-битной ПСП. Далее для обеспечения передачи информации каждая из получившихся 32-битных последовательностей данных модулирует несущее колебание MSK манипуляцией для генерации аналоговых импульсов, частота несущей меняется по закону псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) в полосе 250 МГц при переходе от импульса к импульсу. При этом минимальный прыжок частот должен составлять не менее 30 МГц. Сигналы данной системы имеют пять степеней криптозащиты, что накладывает отпечаток при их обработке.

При моделировании предполагалось, что приём будет осуществляться следующим образом: в наличии имеется приёмное устройство, позволяющее принимать сигнал с полосой частот порядка десятков МГц (50 МГц при моделировании), при этом центральная частота, на которой ведётся приём, может быть настроена таким образом, что полоса частот, обеспечиваемая данным приёмником, совпадает с частью диапазона несущих, применяемых в Link 16. Обработка сигналов осуществляется в I, Q компонентах.

Для решения задачи обнаружения было предложено использовать амплитудный детектор. Основываясь на данных, полученных из литературных источников, с помощью моделирования была проверена принципиальная возможность такого подхода. Оно показало, что выбранный способ обнаружения является приемлемым при отношении сигнал/шум (SNR) больше 3 дБ.

Для оценки взаимной временной задержки копий сигнала Link 16, принятых на различных приёмниках, была исследована возможность применения функции неопределённости [2]. Моделирование показало, что при SNR сигнала выше 0 дБ взаимная временная задержка сигнала Link 16 определяется верно в пределах доверительного интервала, задаваемого выражением для разрешающей способности сигнала по времени [3]. Оценка величины доплеровского сдвига частот сильно зависит от числа каналов, которые попадают в полосу пропускания приёмника. Данный вопрос требует более тщательного изучения.

- [1] Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М: Техносфера, 2005, 592 с.
- [2] Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов. – М: Радио и связь, 1986, 280 с.
- [3] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, 384 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА-ХУАНГА

И.П. Ястребов, А.В. Прохоренков

Нижегородский госуниверситет

Преобразование Гильберта-Хуанга (ПГХ) представляет собой разложение сигнала на эмпирические моды [1, 2]:

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j(t) + r_n(t),$$

где $c_j(t)$ – j -ая эмпирическая мода, $r_n(t)$ – остаток, n – количество эмпирических мод.

Используя преобразование Гильберта, можно оценить мгновенные частоты и амплитуды каждой моды. Тогда результат преобразования можно записать так

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{j=1}^n a_j(t) \exp[i \int \omega_j(t) dt] \right\},$$

где $a_j(t) = \sqrt{c_j(t)^2 + Hc_j(t)^2}$, $\theta_j(t) = \arctg \left[\frac{Hc_j(t)}{c_j(t)} \right]$, $\omega_j(t) = \frac{d\theta_j(t)}{dt}$ – амплитуда,

фаза и мгновенная частота моды, $Hc_j(t)$ – сопряженный по Гильберту сигнал.

Применение ПГХ для суммы двух гармонических сигналов исследовалось в [3]. Компьютерный эксперимент показал, что разрешающая способность по частоте ПГХ зависит от отношения частот разделяемых синусоидальных компонент сигнала, при этом зависимость имеет сложный немонотонный характер. В данной работе проводится сравнение разрешающей способности алгоритма ПГХ с классическими и параметрическим методами.

Следует заметить, что толкование частотного разрешения для такого метода частотно-временного анализа как ПГХ будет отличаться от классического [4]. Вместо выделения двух максимумов с должным уровнем провала между ними в зависимости спектральной плотности мощности от частоты будем опираться на выделение алгоритмом ПГХ двух мод вблизи частот синусоид и отличающихся по амплитуде не более, чем вдвое.

Модельный эксперимент привел к заключению, что для появления гармонических составляющих в отдельных эмпирических модах требуется, чтобы синусоидальный сигнал на исследуемом отрезке занимал не менее двух периодов. Такое эмпирическое ограничение легко объяснить тем, что для выделения огибающей требуется наличие как минимум двух локальных экстремумов сигнала.

Исследования показали, что разделение суммы двух синусоидальных сигналов на моды с помощью ПГХ слабо зависит от числа точек в сигнале. Если на исследуемом отрезке уместается около 2-3 периодов синусов T_S , то, как правило, достаточно 10-12 точек для разрешения гармонических составляющих.

Предполагая, что гармонические компоненты содержат два и более периодов, можно оценить предел частотного разрешения для классических методов в зависимости от частоты синусоидальных компонент по формуле

$$\Delta f_{\text{класс}} \approx 1/N = 1/2T_S = 0,5^*f_S,$$

где N число точек в сигнале, f_S , – цифровая частота сигнала.

На рисунке представлены две зависимости разрешения Δf от частоты одной из гармонических компонент: пунктирная линия соответствует оценке $\Delta f_{\text{класс}}$, сплошная – данным компьютерного эксперимента из работы [3]. Как видно из рисунка, ПГХ дает выигрыш в разрешении по сравнению с классическими методами. Область, расположенная между кривыми, соответствует тем значениям параметров, при которых ПГХ позволит разделить компоненты сигнала. Классическими методами эти компоненты не будут разрешены.

Отметим, что диапазон частот, в котором располагается данная область, находится в пределах от 0,05 до 0,25. При понижении частоты область, в которой наблюдается преимущество ПГХ, сильно сужается. Это объясняется тем, что на таких частотах в необходимые два периода попадет достаточное количество точек для успешной работы классических алгоритмов. На частотах выше 0,25 алгоритм ПГХ

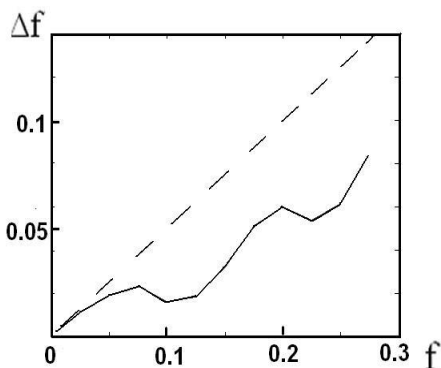


Рис.

ввиду малого числа точек на период работает нестабильно, к тому же часто возникают ошибки в оценках мгновенных частот эмпирических мод.

Сравнительные испытания показали, что в отмеченной выше области ПГХ позволяет разрешать близкие по частотам сигналы в отличие от классических (коррелограммного, периодограммного) и ряда параметрических (Юла-Уолкера, ковариационного) методов. При этом ПГХ по частотному разрешению уступает ведущим авторегрессионным алгоритмам (Берга, модифицированному ковариационному).

- [1] Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen. The Hilbert-Huang transform and its applications. – Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2005. 311 p.
- [2] <http://www.prodav.narod.ru>
- [3] Антипова А.О., Шилов Ю.А., Ястребов И.П. //Труды XV научной конференции по радиофизике, посвященной 110-й годовщине со дня рождения А.А. Андропова /Под ред. С.М. Грача, А.В. Якимова. – Н. Новгород: ННГУ, 2011. С.102.
- [4] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. –М.: Мир, 1990, 584 с.

КОГЕРЕНТНАЯ И НЕКОГЕРЕНТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ЭФФЕКТА МИГРАЦИИ ЭХОСИГНАЛА ПО ДАЛЬНОСТИ

Е.В. Бессонова¹⁾, В.И. Ирхин²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾ОАО «ФНПЦ «ННИИРТ»

В настоящее время одним из перспективных направлений исследований в радиолокации является изучение свойств сложных широкополосных сигналов, которые по сравнению с простыми сигналами, обладают повышенной помехозащищенностью и хорошими энергетическими характеристиками. Широкополосные сигналы также удовлетворяют современным требованиям к разрешающей способности по дальности. Так, например, в разведывательных РЛС целесообразно иметь, по крайней мере, три режима работы [1]: обнаружения (с разрешением порядка 3–5 метров); распознавания до класса (1–2 метра); распознавания до типа (0,3–0,6 метра).

При таком улучшении детальности радиолокационного изображения, в современных РЛС в процессе обработки принимаемых колебаний велика вероятность возникновения миграции эхосигнала по дальности [2]. Эта вероятность увеличивается, если длина цели (ее габариты) L превышает пространственный дискрет РЛС: $\Delta r = c/2\Delta f$, где c – скорость света, Δf – ширина спектра сложного сигнала.

Для РЛС с низким разрешением цель в течение всего интервала синтезирования находится в одном пространственном дискрете, что характеризует отсутствие эффекта миграции эхосигнала по дальности, в другом случае (рис. 1) для РЛС с высоким разрешением пространственный дискрет не охватывает траектории цели в течение всего интервала синтезирования, что приводит к эффекту миграции.

Реализация оптимальной когерентной обработки сложных широкополосных сигналов требует учета изменений фазы отраженного сигнала, которые обусловлены изменением текущего расстояния $r(t_{a3})$ и скоростью его изменения между целью и РЛС. Текущее расстояние от времени, связанного с движением цели по азимуту относительно РЛС изменяется по параболе: $r(t_{a3}) = k t_{a3}^2$.

Оценим эффективность оптимальной когерентной обработки, считая, что закон фазовой модуляции описывается функцией $\Phi(t)$, а отраженный от цели сигнал сдвинут во времени на величину $t_3 = 2r(t_{a3})/c$.

Сигнал, сформированный в приемнике, запишется как:

$$s(t_{a3}, t_r) = A \left(t_r - \frac{2r(t_{a3})}{c} \right) \exp \left\{ i \left(\Phi \left(t_r - 2r(t_{a3})/c \right) - \frac{4\pi}{\lambda} r(t_{a3}) \right) \right\},$$

где $A(t)$ – огибающая отраженного сигнала.

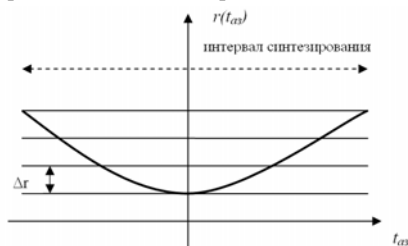


Рис. 1

Было выполнено математическое моделирование и получен отклик оптимального двумерного фильтра для РЛС с низким и высоким разрешением. Так, для случая РЛС с низким разрешением по дальности, когда $A=\text{const}$ в элементе разрешения по дальности, азимутальные и дальностные боковики на плоскости «дальность-азимут» независимы (на рис. 2 слева), а при учете эффекта миграции по дальности, то есть для РЛС с высоким разрешением, когда $A \neq \text{const}$, эхосигнал в двумерном фильтре уже не является независимым по двум координатам дальность-азимут, а размывается по всей плоскости (на рис. 2 справа).

На графиках видно, что происходит уменьшение уровня боковых лепестков при условии наличия эффекта миграции по дальности, что также объясняется свойствами функции неопределенности сложного сигнала. В математической модели использовался зондирующий ЛЧМ сигнал с базой $D = 15$ при скорости цели $v = 100$ м/с.

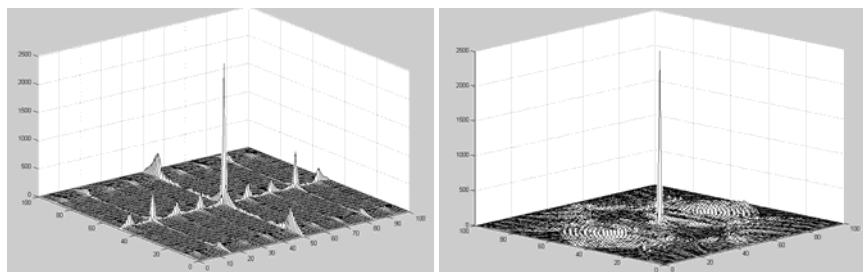


Рис. 2

Для сравнения проводилась когерентная обработка с учетом эффекта миграции по дальности, при этом объем боковых лепестков функции отклика двумерного фильтра составил 0,5 относительно нормированного единичного объема всей функции, а также традиционная обработка без учета эффекта миграции, в этом случае объем боковиков – 0,7, то есть происходит перераспределение объема данной функции от главного лепестка к боковым лепесткам с незначительной потерей в отношении сигнал/шум главного максимума, но с заметным уменьшением его объема. Следовательно, при когерентной обработке с учетом эффекта миграции значительно улучшаются разрешающие способности РЛС. Обработка сигналов на этапе вторичной (трассовой) обработки относится к некогерентному методу, когда происходит накопление энергии вдоль трассы с учетом эффекта миграции сигнала по дальности.

- [1] Толстов Е.Ф. //Цифровая обработка сигналов в РСА /Под ред. Е.Ф. Толстова. – Смоленск: Изд-во ВА ВПВО ВС РФ, 2004. С.109.
- [2] Цветков О.Е. //Цифровая обработка сигналов в РСА /Под ред. Е.Ф. Толстова. – Смоленск: Изд-во ВА ВПВО ВС РФ, 2004. С.70.