

УДК 621.317.08, PACS 621.317.08:

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАДИОЗОНДА В СИСТЕМАХ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

Д.И. Вельмискин, к.т.н., И.В. Бучинская, асс., К.С. Муркина, магистр

Одесский государственный экологический университет,
ул. Львовская, 15, 65016, Одесса, Украина, avto@odeku.edu.ua

В статье рассматриваются помехоустойчивые, высокочувствительные и точные алгоритмы обработки сигналов аэрологического радиозонда на стадиях измерения дальности, выделения сигналов телеметрии, вычисления значений метеоэлементов.

Ключевые слова: демодулятор, выделение, телеметрия, зонд, сигнал, вероятность.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время, в силу развития цифровых средств сбора и обработки данных, перед разработчиками открываются новые возможности для решения существующих задач обработки сигналов. Область обработки сигналов аэрологических радиозондов не исключение.

Широкая доступность мощных процессоров цифровой обработки сигналов (ЦОС), позволяет реализовать более эффективные алгоритмы, недоступные ранее в силу своей вычислительной сложности. Такие классы оптимальных цифровых алгоритмов как корреляционная обработка (см. [1, 2, 3]), нелинейный анализ по максимуму апостериорной вероятности, становятся реализуемыми для обработки в режиме реального времени для всё более широкого класса задач.

2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Актуальность статьи определяется необходимостью перевода существующих систем аэрологического зондирования на вновь разработанные и модернизированные образцы систем аэрологического радиозондирования с улучшенными техническими и потребительскими свойствами, в частности повышенной чувствительностью приемно-измерительного тракта, облегченными массогабаритными характеристиками и существенно уменьшенным энергопотреблением.

Цель статьи: разработка помехоустойчивых, высокочувствительных и точных алгоритмов обработки сигналов аэрологического зонда, на стадиях измерения дальности, выделения сигналов телеметрии, вычисления значений метеоэлементов.

3. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА. ФОРМА ОБРАБАТЫВАЕМОГО СИГНАЛА РАДИОЗОНДА

В данной статье рассматриваются помехоустойчивые, высокочувствительные и точные алгоритмы обработки сигналов аэрологического радиозонда на стадиях измерения дальности, выделения сигналов телеметрии, вычисления значений метеоэлементов.

Форма обрабатываемого сигнала радиозонда. Для решения задачи приёма сигнала радиозонда, необхо-

димо определить форму этого сигнала и пределы изменения его характеристик. Здесь рассмотрим сигнал зонда ПАЗА-10 и его аналогов.

Предполагается что сигнал, принятый с зонда, уже подвергнут усилению и частотной демодуляции в СВЧ модуле. На выходе имеется сигнал на промежуточной частоте. При этих предположениях, типичный не зашумлённый сигнал с зонда будет выглядеть как показано на рис. 1.

Сигнал представляет собой цепочку импульсов, следующих с опорной частотой близкой к 800 кГц (эта частота ещё и называется поднесущей).

Сигнал близок по форме к синусоидальному колебанию, т.е. имеет главную гармонику на основной частоте с слабыми боковыми составляющими. Частота, в свою очередь, частотно-модулирована сигналом телеметрии с глубиной модуляции ± 10 кГц.

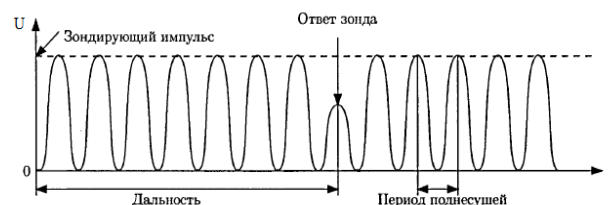


Рис. 1 – Вид сигнала на промежуточной частоте

Сигнал, кроме частоты колебания, содержит ещё и удаление до зонда. Удаление можно определить по положению участка сигнала с «замиранием» или уменьшенной амплитудой. Продолжительность участка равна продолжительности зондирующего импульса и обычно составляет 2.5 мкс. Этот участок соответствует ответу зонда на зондирующий импульс, излучаемый с земли. Чем больше удаление, тем меньше ослабление ответа, что делает задачу его обнаружения более сложной, чем дальше улетает зонд. Демодуляция телеметрии и последующее измерение её периода так же становится всё более затруднительно из-за уменьшающегося соотношения сигнал/шум.

3.1 Демодуляция сигнала телеметрии

Существующие системы АВК используют метод дифференциальной демодуляции частотно-манипу-

лированного входа с использованием задержанной реплики сигнала. Аналогические схемы используются в системах цифровой передачи и хорошо проанализированы в [4, 5]. В этих работах показано что при правильном выборе задержки реплики, можно максимизировать эффективность обнаружения. При бесспорном достоинстве в простоте реализации, подход имеет следующие недостатки:

как некогерентный, подход страдает ограниченной чувствительностью;

использование реплики сигнала для перемножения делает нелинейными даже линейные помехи канала;

невозможность получать измерения фазы поднесущей 800 кГц.

Последний недостаток существенен, т.к. измерения фазы поднесущей необходимы для когерентного обнаружения ответа зонда по дальности.

Другой класс широко-известных алгоритмов демодуляции использует схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые теоретически обладают повышенной чувствительностью и позволяют получить измерение фазы сигнала.

Наиболее распространенные алгоритмы демодуляции, основанные на ФАПЧ (см. [6, 7]), используют линейное приближение частотно-модулированного сигнала и содержат линейный фильтр первого, второго и третьего порядка. К недостаткам такого подхода следует отнести возможность наличия статической ошибки в оценке фазы. В зависимости от закона по которому меняется частота и фаза сигнала, ФАПЧ сходится к значению фазы, смещённому на некоторую величину по отношению к исходному сигналу.

В то время как смещённость оценки фазы не мешает правильной демодуляции ЧМ сообщения для возможности производить когерентную фильтрацию ответа сигнала зонда по дальности, смещённость оценки фазы неприемлема. Таким образом, алгоритмы ФАПЧ с линейным фильтром не являются самыми подходящими кандидатами для целей обработки сигнала от радиозонда.

Другой вид ФАПЧ основан на теории переменных состояния и использует так называемый фильтр Кальмана (см.[8, 9]). Несмотря на улучшенную чувствительность и лучшие характеристики по захвату несущей, этот подход применим только для линейной модуляции и не применим для демодуляции ЧМ. Это ограничение есть следствие использования линейной модели сигнала, которая неприменима для ЧМ.

Современные алгоритмы ФАПЧ используют результаты нелинейного моделирования входного сигнала (см. [11, 10]) и обладают достоинством несмещенной оценки фазы входного сигнала, и позволяют построить когерентный фильтр ответа зонда по дальности. В связи с этим свойством, именно этот класс алгоритмов ФАПЧ рассматривается в этой работе.

3.2 Выделение сигнала зонда по дальности

В аэрологических вычислительных комплексах (АВК), выделение ответа зонда по дальности произ-

водится интегрированием амплитуды сигнала. Для сопровождения используется система из двух прилегающих полустробиов, на которых происходит интегрирование. Положение центра системы управляется разницей, накопленных на полустробиах, значений. Данный подход не использует информацию о внутренней структуре сигнала, что неизбежно ограничивает чувствительность. Кроме того, у этого метода измерений есть существенный неустраняемый недостаток – его дифференциальный характер и очень узкое окно сопровождения. Это транслируется в высокую вероятность срыва сопровождения зонда по дальности при временных замираниях. Как только ответ уходит из «поля зрения» алгоритма, дальнейшее измерение дальности становится невозможным, так как вновь появившийся ответ будет уже вне окна слежения двух полустробиов. Детально алгоритм работы узла дальности описан в [12].

3.3 Работа алгоритма выделения сигнала дальности в АВК с маломощным передатчиком

Существенной мотивацией для поиска алгоритмов выделения дальности с улучшенными характеристиками послужил тот факт, что генератор СВЧ (магнетрон) для мощного передатчика в системах АВК, выдающий на антенну около 1.5 кВт, промышленностью более не производится. В то же время, при использовании маломощного передатчика с излучаемой мощностью 100 Вт, дальность сопровождения, по результатам проведённых испытаний, составляет не более 70 км. Для зондирования необходимы дальности не менее 150 км., а для некоторых местностей необходимы дальности до 250 км.

Дополнительно существует проблема срыва сопровождения. Система полустробиов не позволяет находить потерянную ответную паузу по дальности, если она визуально не видна на осциллографе. Оператору необходимо вручную обнаружить потерянную ответную паузу и подвести полустробиы для успешного повторного захвата. В таких условиях дальность надежного сопровождения на маломощном передатчике снижается до 20 км.

Всё это делает необходимым использование усовершенствованных методов обработки.

Перед разрабатываемым алгоритмом поставлена задача сопровождения до 150 км. с возможностью повторного захвата при срыве сопровождения на АВК.

3.4 Демодуляция сигнала телеметрии. МАВ-демодулятор

Для устранения описанных выше недостатков, в настоящей статье предложен следующий поэтапный процесс:

Аналоговая фильтрация НЧ фильтром для исключения высших гармоник поднесущей частоты телеметрии – стандартная подготовка к переводу в цифровую форму с целью исключения возможности переборки.

Перевод сигнала в цифровую форму с частотой выборки большей удвоенной частоты поднесущей плюс глубина модуляции так, чтобы удовлетворялось условие теоремы Котельникова.

Фильтрация цифровым ВЧ фильтром, исключение низких частотных составляющих для ослабления стационарных помех, называемых местниками.

Демодуляция последовательности импульсов телеметрии, закодированной ЧМ.

Задача демодуляции частотно-манипулированного сигнала может решаться множеством существующих схем, разработанных для аналоговых цепей. Как показано в [13, 14], наиболее устойчивые к внешнему шуму демодуляторы основаны на системах фазовой авто-подстройки частоты ФАПЧ (см. [15, 16]). Для целей описываемой системы, устройства ФАПЧ более пригодны еще в силу того, что в дальнейшем, для когерентного обнаружения ответа зонда по дальности, необходима оценка фазы поднесущей. ФАПЧ такую оценку предоставляет. Для формы модулирующего сигнала телеметрии, представляющего собой импульсы фиксированной амплитуды, ФАПЧ 2-го порядка будет давать несмещенную оценку фазы (см. [16]). Однако, поскольку вычислительная мощность микропроцессора обрабатывающего сигнал в АВК-1 довольно высока, представляется возможным использование более вычислительно сложных и оптимальных алгоритмов нелинейной оценки параметров, основанных на критерии максимальной апостериорной вероятности (МАВ). МАВ-демодулятор в случае ЧМ обладает более высокой помехоустойчивостью, по сравнению с классическим устройством ФАПЧ (см. [11]).

Одним из наиболее разработанных методов в теории оценок, является метод переменных состояния. Аппарат переменных состояния хорошо разработан как для непрерывных во времени оценок, так и для дискретных (см. [18]). Общая идея метода состоит в моделировании исходного сообщения, подлежащего модуляции, окрашенным белым шумом, пропускаемым через фильтр, описываемый дифференциальным (непрерывный случай) или разностным (дискретный случай) уравнением первого или более высокого порядка. В нашем случае, т.к. обработка будет вестись в цифровом виде, будем использовать дискретную модель.

В формальном виде, дискретная модель сигнала выглядит как модель сообщения

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi[\mathbf{x}(k), k] + \Gamma[\mathbf{x}(k), k]\mathbf{w}(k);$$

модель наблюдения $\mathbf{z}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k), k) + \mathbf{v}(k)$.

Здесь используются следующие обозначения:

k – номер отсчёта;

$\mathbf{z}(k)$ – наблюдаемый сигнал;

$\mathbf{h}(k)$ – модулирующая функция;

$\mathbf{v}(k)$ – аддитивный белый шум канала передачи;

$\mathbf{x}(k)$ – сообщение, подлежащее модуляции (в нашем случае последовательность импульсов телеметрии);

$\Phi[]$ – вектор-функция, описывающая фильтр сообщения;

$\mathbf{w}(k)$ – белый шум, модулирующий сообщение;

$\Gamma[]$ – матрица трансформации шума $\mathbf{w}(k)$.

Для наших целей рассмотрим однополюсный линейный фильтр сообщения с неокрашенным белым шумом на входе.

Перед обработкой из принимаемого с зонда сигнала, вычитается несущая частота, в результате чего – получаем две квадратурные составляющие, которые и будем считать наблюдаемым сигналом. Таким образом, модель наблюдения будет иметь вид

$$\mathbf{z}(k) = \sqrt{2a} \begin{pmatrix} \cos \theta(kT) \\ \sin \theta(kT) \end{pmatrix} + \mathbf{v}(k) \quad (1)$$

Здесь мы ввели обозначения:

T – временной шаг дискретизации,

$\theta(t) = c \int_{t_0}^t x(u) du$ – фаза частотно-модулированного сигнала,

$\mathbf{v}(k)$ – аддитивный двухмерный вектор белого шума с дисперсией $\Gamma\sigma^2$.

Имея в распоряжении фазу, её можно использовать для описания частотной модуляции в терминах непрерывных переменных состояния

$$\begin{pmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha & 0 \\ c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(t) \\ \theta(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u(t) \\ 0 \end{pmatrix}$$

Точка над переменной обозначает производную по времени t .

Как видно, в модели задействованы две переменные состояния: сообщение и текущая фаза сигнала. Нами были использованы следующие обозначения:

$u(t)$ – белый шум сигнала с вариацией v^2 ,

α – частота среза фильтра сообщения по уровню - 3 дБ,

c – ширина спектра ЧМ.

Можно показать, что при переходе к эквивалентной дискретной модели, уравнения будут выглядеть как так называемая переходная матрица системы, T – период выборки сигнала.

$$\begin{pmatrix} x(k+1) \\ \theta(k+1) \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{pmatrix} x(k) \\ \theta(k) \end{pmatrix} + \Phi \begin{pmatrix} u(t) \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Здесь
$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{-\alpha T} & 0 \\ \frac{c}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T}) & 1 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, (1) и (2) вместе дают модель частотно модулированного сигнала. Функция наблюдения в нашем случае нелинейная, так что классическое решение в виде фильтра Кальмана, используемое для линейных систем, не подойдет.

В общем виде, для получения оптимального решения в смысле максимальной апостериорной вероятности, необходимо максимизировать вероятность оценки сигнала при известных наблюдениях. В моно-

графии Сейджа [19] для приближенного сходящегося решения использован метод «внедрения вариаций».

Более подробно о теории оценок с помощью метода переменных состояния можно прочесть в монографиях Сейджа [10, 19] и Ван-Триса [20].

Детальный вывод демодулятора ЧМ, сделанный в более общей форме, можно найти в статье [11]. Следует заметить, что выведенный общей форме алгоритм вычислительно неустойчив, так как содержит вычисления обратной матрицы.

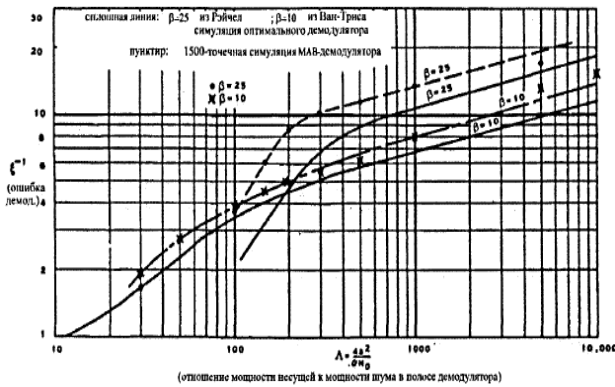


Рис. 2 - Ошибка демодуляции МАВ-демодулятора

Вычисления обратной матрицы с детерминантом близким к нулю приводит к насыщению значений с плавающей точкой, что ведет к существенным вычислительным ошибкам.

На рис. 2, представлены результаты измерений характеристик МАВ-демодулятора из статьи [11]. Для сравнения, на графике изображены кривые для аналогового ФАПЧ представленного в Ван-Трисе [14, 15], для разных значений коэффициента расширения спектра $\beta = \frac{c}{a}$.

Оптимальное выделение сигнала зонда по дальности. Ответ радиозонда на зондирующий импульс радара представляет собой замирание поднесущей частоты сигнала телеметрии. Задача обнаружения такого сигнала сводится к классической задаче бинарного обнаружения частоты в радиолокации и описана детально Ван-Трисом в [12, 18].

Задача рассматривается в следующей формулировке бинарной задачи обнаружения:

$$\begin{cases} H_1 : r(t) = \sqrt{2}E_r A \cos(\omega_c t + \Phi(t) + \theta) + \omega(t), 0 \leq t \leq T - \text{ответ отсутствует} \\ H_2 : r(t) = w(t), 0 \leq t \leq T - \text{ответ есть} \end{cases} \quad (3)$$

$r(t)$ – наблюдаемый сигнал;

ω_c – частота поднесущей;

$\Phi(t)$ – оценка фазовой модуляции сигнала, которую в нашем случае мы получаем из демодулятора ЧМ;

θ – ошибка оценки фазы $\Phi(t)$;

T – длительность ответа радиозонда;

E_r – мощность принимаемого сигнала;

$w(t)$ – аддитивный белый шум с двухсторонней

плотностью $\frac{N_0}{2}$.

Заметим, что в реальном сигнале зонда, кроме шумов могут присутствовать стационарные помехи – так называемые местники. Для того, чтобы формулировка задачи (3) была корректна, потребуется дополнительная фильтрация с целью удаления местников.

Так как по своей форме местники представляют собой относительно медленно меняющуюся аддитивную помеху, их спектр будет сосредоточен в нижних частотах. В этом случае, для того чтобы отфильтровать такой сигнал, нам достаточно применить фильтр высоких частот с частотой среза близкой к частоте поднесущей или полосовой фильтр с центральной частотой равной частоте поднесущей. Полосовой фильтр позволит дополнительно избавиться от высоких гармоник помехи. После применения одного из указанных фильтров, получим более узкополосный сигнал поднесущей с большим соотношением сигнал/помеха. Далее, будем предполагать что $r(t)$ – это отфильтрованный сигнал.

Заметим дополнительно, что так как применение фильтра вообще говоря изменяет фазу сигнала в зависимости от частоты, то оценку фазы $\Phi(t)$ необходимо проводить на отфильтрованном сигнале.

Предположим, что ошибка измерения фазы сигнала θ имеет центрированную в нуле функцию распределения предложенную в [11]

$$p(\theta : \Lambda_m) = \frac{\exp[\Lambda_m \cos \theta]}{2\pi I_0 \Lambda_m},$$

где $I_0(\Lambda_m)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода, а Λ_m – параметр, определяющий рассеяние распределения. Чем точнее доступные измерения фазы, тем больше значение Λ_m . При $\Lambda_m = 0$, распределение становится равномерным, т.е. это случай когда о фазе никакой информации нет.

При таком предположении о фазе, можно показать, что оптимальной решающей функцией в смысле максимальной апостериорной вероятности (МАВ) будет левая часть неравенства

$$\left(\frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} \right)^2 (L_c^2 + L_s^2) + 2\Lambda_m \frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} L_c = \gamma, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} L_c &= \int_0^T \sqrt{2}r(t) \cos[\omega_c t + \Phi(t)] dt, \\ L_s &= \int_0^T \sqrt{2}r(t) \sin[\omega_c t + \Phi(t)] dt. \end{aligned} \quad (5)$$

В (6) первое слагаемое представляет собой описание квадратурного некогерентного коррелятора, в то время как второе есть когерентная часть. Таким образом, чем больше имеется значений о фазе модулированной поднесущей, тем больший вес имеет когерентная часть обнаружителя. Соответственно, при

отсутствии информации о фазе ($\Lambda_m = 0$), остается только некогерентная часть. Значение порога γ устанавливается в зависимости от необходимой достоверности обнаружения.

Применение формулы (4) на практике весьма затруднительно в связи с наличием зависимости от трудно-оцениваемого параметра Λ_m . Кроме того, желательно избавиться от зависимости от мощности сигнала E_r и уровня шума N_0 . один из способов преодолеть это препятствие – рассмотреть два экстремальных случая.

1. Некогерентный обнаружитель.

В этом случае предполагается, что $\Lambda_m = 0$, т.е. не имеется никакой информации о фазе поднесущей. Внося зависимости от E_r и N_0 в значение порога, формула 6 преобразуется к виду

$$\Psi_{nc}(t) = \frac{1}{2}(L_c^2 + L_s^2) \neq \gamma_{nc}. \quad (6)$$

Полученный обнаружитель есть ни что иное как квадратурный коррелятор, описанный в [12]. Заметим, что в силу того что θ является равномерно-распределённой величиной на интервале $[-\pi, \pi]$, начальная фаза в модуляции сигнала $\Phi(t)$ может быть взята произвольной, т.е. если обозначить мгновенную частоту частотно-модулированного сигнала $\omega(t) = \Phi(t) + \omega_c$, то формулу для обнаружителя можно переписать как

$$\Psi_{nc}(t) = \left(\int_0^T r(t) \cos[\omega(t) \cdot t] dt \right)^2 + \left(\int_0^T r(t) \sin[\omega(t) \cdot t] dt \right)^2 \quad (7)$$

В таком виде формула отражает тот факт, что функция зависит только от частоты детектируемого сигнала, но не от значения его фазы.

2. Когерентный обнаружитель.

В этом случае предполагается что $\Lambda_m \rightarrow \infty$, т.е. это случай, когда информация о фазе нам доступна с бесконечной точностью. В этом случае формула (4) напрямую неприменима, однако нужно учесть, что задача фактически становится задачей обнаружения полностью известного сигнала. Не трудно показать (см. [12]), что в этом случае, обнаружитель будет иметь следующий вид

$$\Psi_c(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} L_c = \int_0^T r(t) \cos[\omega_c t + \Phi(t)] dt \neq \gamma_c,$$

т.е. обнаружитель есть ни что иное как линейный коррелятор с колебанием, синхронизированным с детектируемым сигналом.

Нетрудно заметить, что в обоих случаях пороги γ_{nc} и γ_c уже не фиксированы, а зависят от уровня сигнала и шума. Один из простых методов, позволяющих эту зависимость преодолеть – оценить дисперсию шумовой составляющей детектирующей функции как среднее квадрата отклонения $\sigma^2(t)$ значений самих функций $\Psi_{nc}(t)$ и $\Psi_c(t)$ на участке, на котором производится поиск ответа зонда.

По правилу трёх сигм порог можно будет записать так:

$$\begin{aligned} \gamma_{nc} &= 3\sigma_{\Psi_{nc}}(t), \quad t \in [T_1, T_2], \\ \gamma_c &= 3\sigma_{\Psi_c}(t), \quad t \in [T_1, T_2], \end{aligned}$$

где T_1 и T_2 – границы участка поиска.

Вспоминая, что ответ зонда хорошо локализован, при малых соотношениях сигнал/шум, когда шумовая составляющая сравнима с ответом зонда, вклад ответа в значение $\sigma^2(t)$ будет незначительным. При больших соотношениях сигнал-шум вклад уже будет ощутим, однако, при ширине отрезка анализа как минимум в три ширины ответа, даже завышенная оценка дисперсии даст нам точку отсечения ниже уровня ответа зонда.

Из общих соображений очевидно, что когерентный обнаружитель должен иметь лучшие показатели, так как он использует дополнительную информацию о сигнале – информацию о фазе. Однако необходимо заметить, что информация о фазе на практике не точна, а значит предположение $\Lambda_m \rightarrow \infty$ вообще говоря не выполняется. Более того – чем меньше соотношение сигнал/шум, т.е. чем более мы переходим в область, где когерентный коррелятор имеет преимущество, тем менее точно выполняется это условие. А раз исходные условия выполняются плохо, то нужно ожидать деградацию характеристик обнаружителя. Таким образом, мы имеем эффект, который может нейтрализовать преимущество когерентного обнаружителя при низких соотношениях сигнал/шум или даже превратить преимущество в отставание.

Аналогичные рассуждения применимы к некогерентному обнаружителю поскольку, как видно из формулы (7), детектирующая функция зависит от текущей частоты сигнала, оценка которой становится тем менее точной, тем меньше соотношение сигнал/шум.

Для выяснения влияния описанного эффекта, был проведен вычислительный эксперимент, в ходе которого вычислялись нормированные значения усреднённых функций Ψ_{nc} и Ψ_c . Нормирование производилось в том смысле, что обе функции приводились к виду, где минимум соответствует единице, а максимум – нулю. При таком приведении, значение 1.0 будет отвечать наибольшему соответствию гипотезе H_2 , т.е. наличию ответа зонда, в то время как нулевое значение соответствует H_1 , т.е. отсутствию ответа. Усреднение обеих функций Ψ_{nc} и Ψ_c производилось в течение определенного количества экспериментов.

Эксперимент производился с использованием ЭВМ. Оба обнаружителя – когерентный и некогерентный – использовали выход МАВ-ФАПЧ как источник оценки фазы сигнала и его текущей частоты. В целях получения достоверного сравнения, оба алгоритма обрабатывали абсолютно идентичные входные данные, смоделированные на ЭВМ с использованием штатного генератора псевдослучайных чисел для моделирования шума.

Результаты эксперимента представлены на рис. 3 количество экспериментов, за которое было произведено усреднение функций обнаружения указано на заголовках.

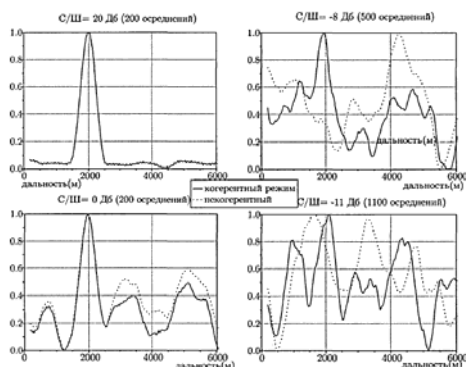


Рис. 3 – Сравнение когерентного и не когерентного обнаружителей (ответ зонда на 2000 м)

Как видно из графиков, когерентный обнаружитель выделяет ответ зонда явно лучше при низких соотношениях сигнал-шум. При -8 дБ не когерентный обнаружитель дает ложные значения ответа зонда (в правом углу графика), в то время как когерентный алгоритм выдает четкий пик. Похожая картина повторяется и при меньшем соотношении сигнал/шум в -11 дБ. В ходе экспериментов, был отмечен стабильный отрыв порога обнаружения когерентного обнаружителя на 3-4 дБ.

Для сравнения, был так же проведен эксперимент, в котором некогерентный обнаружитель работал на фиксированной частоте, соответствующей модулированному сигналу между импульсами телеметрии. Таким образом убирается зависимость от ω в формуле (6), а значит работа некогерентного алгоритма не будет зависеть от эффективности МАВ-демодулятора. В то же время, обнаружитель большую часть времени, т.е. между относительно короткими импульсами телеметрии, будет синхронизирован по частоте с сигналом, что теоретически приведет к наилучшему возможному для некогерентного обнаружителя порогу обнаружения. Результаты отображены на рис. 4.

Из графика видно, что результат содержательно не изменился, по сравнению с первым экспериментом. Это показывает, что даже исключение влияния ошибки определения частоты сигнала не ослабляет превосходства когерентного обнаружителя, что окончательно подтверждает предпочтительность выбора именно когерентного алгоритма для практической реализации.

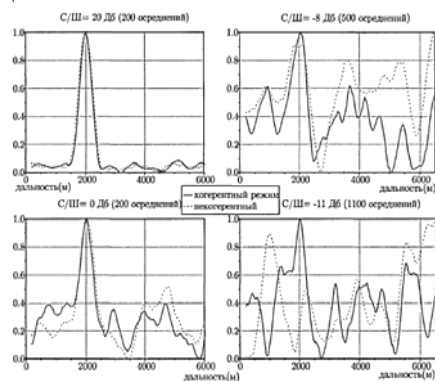


Рис. 4 – Сравнение когерентного и не когерентного обнаружителей в случае фиксированной частоты (ответ зонда на 2000 м)

4. ВЫВОДЫ

Нами были рассмотрены оптимальные, в смысле максимума апостериорной вероятности, алгоритмы демодуляции сигнала телеметрии и выделения ответа радиозонда на фоне белого шума. Была выведена и обоснована экспериментально, с помощью математического моделирования, рекомендация по использованию когерентного моделирования, рекомендация по использованию когерентного алгоритма обработки по сравнению с некогерентными, который, как было установлено, даёт выигрыш в чувствительности порядка 3-4 дБ.

Предложенные подходы допускают дальнейшее развитие с целью снижения вычислительной сложности и стоимости решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. -Москва: Мир, 1990.
2. Steven M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, Prentice Hall PTR, March 26, 1993.
3. Monson H. Hayes. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*. Wiley, March 1, 1996.
4. Anderson R.R., Bennett W.R., Davey J.R., Salz J. Differential detection of binary FM. *Bell Syst. Tech. J.*, 1965, vol. 44, pp. 111-170.
5. Masamura T., Samejima S., Morihiko Y., and Fuketa H. Differential detection of MSK with nonredundant error correction. *IEEE Trans. Commun.*, 1978, vol. 26, pp. 912-918.
6. Heinrich Meyr, Gerd Ascheid. *Digital Communication Receivers, Phase-, Frequency-Locked Loops, and Amplitude Control*. Wiley-Interscience, March 1990.
7. Kelly C.N. and Gupta S.C. The Digital Phase-Locked Loop as a Near-Optimum FM Demodulator, *IEEE Transactions on Communications*, June 1972.
8. Patapoutian Ara. On Phase-Locked Loops and Kalman Filters, *IEEE Transactions on Communications*, May 1999, vol 47, no. 5.
9. Polk D.R., Gupta S.C. Quasi-Optimum Digital Phase-Locked Loops, *IEEE Transactions on Communications*, Jan 1973.
10. Sage A.P., White C.C.I. *Optimum system control*. Prentice-Hall Inc., Englewood Clis, N.J., 2nd edition edition, 1977.
11. Alan L. McBride, On Optimum Sampled-Data FM demodulation, *IEEE Transactions on Communications*, no. 1, January 1973, pp. 40-50.
12. Ефимов А.А., Принцип работы аэрологического информационно-вычислительного комплекса АВК-1, Московский гидрометеорологический техникум, 1989.
13. Meyr H., Ascheid G. *Synchronization in Digital Communications*. Vol 1, Wiley, New York, 1990.
14. Gardner F. M. *Phaselock Techniques*, Wiley, New York, 1979.
15. John L.Stensby. *Phase-Locked Loops: Theory and Applications*, CRC, June 19, 1997.
16. Brennan P.V. *Phase-Locked Loops: Principles and Practice*, McGraw-Hill Professional, May 1, 1996.
17. Katsuhisa Furuta. *State Variable Methods in Automatic Control*. John Wiley & Sons, October 26, 1988.
18. Sage, Andrew P., Melsa. *Estimation Theory with Applications to Communications and Control*, McGraw-Hill Book Co., 1971.
19. Harry L.VanTrees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*, Wiley-Interscience, Reprint edition, September 27, 2001.
20. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1, «Сов. радио», -М., 1972.
21. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 2, «Сов. радио», -М., 1975.

REFERENCES

1. Marpl-ml. S.L., *Tsyfrovoy spektral'nyy analiz y eho prylozhenyya* [Digital Spectral Analysis and Its Applications]. Moskva: Myr, 1990.

2. Steven M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, Prentice Hall PTR March 26, 1993.
3. Monson H. Hayes. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, Wiley, March 1, 1996.
4. Anderson R.R., Bennett W.R., Davey J.R., Salz J. Differential detection of binary FM, *Bell Syst. Tech. J.*, 1965, vol. 44, pp. 111-170.
5. Masamura T., Samejima S., Morihiro Y., Fuketa H., Differential detection of MSK with nonredundant error correction. *IEEE Trans. Commun.*, 1978, vol. 26, pp. 912-918.
6. Heinrich Meyr, Gerd Ascheid, *Digital Communication Receivers, Phase-, Frequency-Locked Loops, and Amplitude Control*, Wiley-Interscience, March 1990.
7. Kelly C.N., Gupta S.C., The Digital Phase-Locked Loop as a Near-Optimum FM Demodulator, *IEEE Transactions on Communications*, June 1972.
8. Patapoutian Ara, On Phase-Locked Loops and Kalman Filters, *IEEE Transactions on Communications*, vol 47, no. 5, May 1999.
9. Polk D.R., Gupta S.C., Quasi-Optimum Digital Phase-Locked Loops, *IEEE Transactions on Communications*, Jan 1973.
10. Sage A.P., White C.C.I. *Optimum system control*. Prentice-Hall Inc., Englewood Clis, N.J., 2nd edition edition, 1977.
11. Alan L. McBride, On Optimum Sampled-Data FM de-modulation, *IEEE Transactions on Communications*, no. 1, January, 1973 pp. 40-50.
12. Efymov A.A., *Pryntsyv roboty aërolohycheskoho ynformatsyonno-vychyslytel'noho kompleksa AVK-1* [The principle of operation of upperair data processing complex AVK-1]. Moskovskyy hydrometeorolohycheskyy tekhnikum, 1989.
13. Meyr H., Ascheid G. *Synchronization in Digital Communications, vol 1*, Wiley, New York, 1990.
14. Gardner F.M. *Phaselock Techniques*, Wiley, New York, 1979.
15. John L. Stensby. *Phase-Locked Loops: Theory and Applications*, CRC, June 19, 1997.
16. Brennan P.V. *Phase-Locked Loops: Principles and Practice*, McGraw-Hill Professional, May 1, 1996.
17. Katsuhisa Furuta. *State Variable Methods in Automatic Control*, John Wiley & Sons, October 26, 1988.
18. Sage, Andrew P. Melsa, *Estimation Theory with Applications to Communications and Control*, McGraw-Hill Book Co., 1971.
19. Harry L. Van Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*, Wiley-Interscience, Reprint edition, September 27, 2001.
20. Van Trys H. *Teoryya obnaruzhenyia, otsenok y modulyatsyy. Tom 1* [Theory of detection, evaluation and modulation. Volume 1]. Moscow: «Sov. radyo», 1972.
21. Van Trys H. *Teoryya obnaruzhenyia, otsenok y modulyatsyy. Tom 2* [Theory of detection, evaluation and modulation. Volume 2]. Moscow: «Sov. radyo», 1975.

DEVELOPMENT OF ALGORITHMS FOR DIGITAL PROCESSING OF SIGNALS IN THE RADIOSONDE UPPER-AIR SOUNDING SYSTEMS OF THE NEW GENERATION

D.Y. Vel'myskyn, cand. tech. sci., Y.V. Buchynskaya, ass., K.S. Murkyna, magister

Odessa State Environmental University, 15, Lvivska St., 65016 Odessa, Ukraine, avto@odeku.edu.ua

The article deals with noise-proof, highly sensitive and accurate signal processing algorithms in the upper-air radiosonde ranging stages, telemetry signal isolation, calculation of meteorological parameters. The effectiveness of the proposed algorithms performed by computational experiment for coherent and incoherent detector. The experiment was conducted using a computer. Both used the detector output MAV-PLL demodulator in order to obtain a reliable algorithm for both detectors used identical input. Science Experiment results show that the coherent detector signal probe identifies clearly better at low signal to noise ratio. At -8 dB gives a false signal value of the probe. A similar pattern was repeated at lower values of signal-to-noise -11 dB. During the experiments, there has been a steady gap detection threshold of the coherent detector 3-4 dB.

Keywords: demodulator, selection, telemetry, probe, signal, probability.

РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ РАДІОЗОНДУ В СИСТЕМАХ АЕРОЛОГІЧНОГО ЗОНДУВАННЯ НОВОГО ПОКОЛІННЯ

Д.І. Вельмискин, к.т.н., І.В. Бучинська асс., К.С. Муркіна, магістр

Одеський державний екологічний університет, вул. Львівська, 15, 65016 Одеса, Україна, avto@odeku.edu.ua

У статті розглядаються перешкодостійкі, високочутливі і точні алгоритми обробки сигналів аерологічної радіозонда на стадіях вимірювання дальності, виділення сигналів телеметрії, обчислення значень метеоелементів.

Ключові слова: демодулятор, виділення, телеметрія, зонд, сигнал, ймовірність.

Дата першого представлення: 24.06.2015

Дата поступлення окончательной версии: 17.07.15

Дата опубликования статьи: 24.09.2015