

УДК 621.396.67

## Автоматизированное определение параметров цифровых радиосигналов с закруглёнными формами фазовых созвездий\*

А.А. НАГОРНИК<sup>1</sup>, А.А. ПИСАРЧУК<sup>2</sup>

<sup>1</sup> 630073, Украина, г. Житомир, пр. Мира, 23, Житомирский военный институт Государственного университета телекоммуникаций, научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории, e-mail: raix77@mail.ru

<sup>2</sup> 630073, Украина, г. Житомир, пр. Мира, 23, Житомирский военный институт Государственного университета телекоммуникаций, д. т. н., с. н. с., e-mail: dtn.pysarchuk@mail.ru

В данной работе предложен подход до автоматизированного расчета несущей частоты и погрешности тактовой синхронизации радиосигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией, имеющих закруглённые формы фазовых созвездий. Подход основан на определении минимума взаимной корреляционной функции символов сигнального созвездия с разделением двухмерного поиска на два одномерных и применением итерационного метода дихотомии. В качестве предварительной оценки несущей частоты при первом одномерном поиске использована центральная частота амплитудно-частотного спектра сигнала, значение которой близко к несущей за счет равномерного распределения энергии в спектре. Второй одномерный поиск оптимального значения несущей частоты реализуется с учетом ошибки тактовой синхронизации, полученной при осуществлении первого поиска. Наличие монотонно убывающих участков целевой функции позволило использовать итерационный метод для поиска ее минимума. При этом каждый одномерный поиск разделен на два этапа: грубое определение значения параметра и точный расчет с использованием метода дихотомии. Исследования показали, что количество операций по расчету целевой функции при применении одномерных поисков и метода дихотомии снижается на несколько порядков в сравнении с обычным методом поиска глобального минимума. Эффективность предложенного подхода оценена с помощью компьютерного моделирования в среде MATLAB. Результаты моделирования дают возможность утверждать, что относительная ошибка определения несущей частоты близка к  $10^{-5}$  при отношении сигнал шум больше 25 дБ. Причем чем меньше точек в сигнальном созвездии, тем ошибка расчета частоты будет меньше. Программные исследования времени определения параметров сигналов подтвердили проведенные теоретические расчеты.

**Ключевые слова:** автоматизация, определение параметров, частотная синхронизация, тактовая синхронизация, фазовое созвездие, радиосигнал, частота, ошибка тактовой синхронизации, целевая функция, метод дихотомии

### ВВЕДЕНИЕ

В современных телекоммуникационных системах широкое применение нашли сигналы с квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМн), которая является одной из наиболее спектрально и энергетически эффективных видов модуляций [1, 2]. При этом для повышения энергетической эффективности модуляции формы фазовых созвездий закругляют. Именно такие формы сигнальных созвездий используются в современных стандартах MIL-STD-188-110B [3] и STANAG-4538 [4].

При приеме таких сигналов в системах радиомониторинга [5], когнитивного радио (cognitive radio) и программно определяемого радио (software defined radio) [6] возникает задача определения параметров радиосигнала в условиях априорной неопределенности. Ос-

---

\* Статья получена 26 марта 2014 г.

новными параметрами сигнала, расчет которых необходим для восстановления сигнального созвездия и успешной демодуляции, является несущая и символьная частоты. Для определения символьной частоты можно воспользоваться методом, основанным на циклостационарных свойствах цифрового радиосигнала [7]. Реализация же классических методов определения несущей частоты в условиях априорной неопределенности [1, 2] для сигналов с закругленными формами фазовых созвездий невозможна, поскольку возведение сигнала в степень не приводит к появлению в частотном спектре доминантных гармоник, связанных с несущей частотой сигнала. Анализ существующих подходов к «слепому» определению параметров сигнала (non data aided methods) показал, что для решения этой задачи можно использовать метод, основанный на анализе взаимной корреляции символов в фазовом созвездии [8]. Однако ему присуща значительная вычислительная сложность, и, следовательно, невозможность реализации в реальном масштабе времени. Целью данной статьи есть усовершенствование метода и оценка его эффективности применительно к сигналам с закругленными формами фазовых созвездий.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Сигнальную смесь  $r(t, U_i)$  на выходе промежуточной частоты радиоприемного устройства, состоящую из полезного сигнала  $s(t, U_i)$  и аддитивного гауссовского шума  $n(t)$ , можно представить как функцию от времени  $t$  []

$$r(t, U_i) = s(t, U_i) + n(t), \quad (1)$$

где  $U_i = \left[ a_i f_c \theta T \varepsilon g(t) \left\{ \varphi_k \right\}_{k=1}^K \left\{ s_k^{(i)} \right\}_{k=1}^K \right]$  – вектор параметров сигнала;  $a$  – амплитуда сигнала;  $f_c$  – несущая частота;  $\theta$  – начальная фаза несущего колебания;  $T$  – символьный период;  $\varepsilon$  – ошибка тактовой синхронизации;  $g(t)$  – совместная импульсная характеристика формирующего фильтра и канала связи;  $\left\{ s_k^{(i)} \right\}_{k=1}^K$  –  $K$  передаваемых комплексных символов, которые берутся и  $i$ -го конечного алфавита для соответствующего вида модуляции.

Полезный сигнал с линейной цифровой модуляцией описывается формулой:

$$s(t, U_i) = a_i e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \sum_{k=1}^K s_k^{(i)}(t) g(t - (k-1)T - \varepsilon T), \quad (2)$$

где  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица.

Для КАМн сигналов с округленными формами фазовых созвездий значение комплексных символов определяется выражением

$$s_k^{(КАМн)} = s_{k,I}^{(КАМн)} + j s_{k,Q}^{(КАМн)}, \quad (3)$$

где индексы  $I$  и  $Q$  представляют синфазную и квадратурную составляющие отсчетов сигнала, соответствующих положению точки на фазовом созвездии.

Для 16-, 32- и 64-позиционной КАМн положение точек в закругленных фазовых созвездиях показано на рис. 1.

Предполагается, что вид модуляции и параметры сигнала на исследуемом временном участке постоянны.

Необходимо определить несущую частоту  $f_c$  и ошибку тактовой синхронизации  $\varepsilon$  сигнала  $s(t, U_i)$  в условиях априорной параметрической неопределенности.

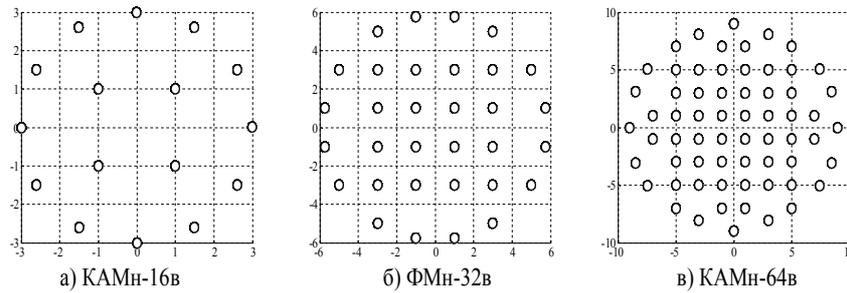


Рис. 1. Закругленные фазовые созвездия КАМн:  
*a* – 16-позиционная; *b* – 32-позиционная; *v* – 64-позиционная

2. ОСНОВНОЙ РЕЗУЛЬТАТ

В соответствии с методом определения несущей частоты, основанным на взаимной корреляции символов в фазовом созвездии, основой вычислительного процесса минимизация двумерной целевой функции  $c(R(\tau, f_c))$  [8]:

$$c(R(\tau, f_c)) = \sum_{m=1, k \neq m}^N \min \{ |r_{k,I}(\tau, f_c) - r_{m,I}(\tau, f_c)| + |r_{k,Q}(\tau, f_c) - r_{m,Q}(\tau, f_c)| \}, \quad (4)$$

где  $R(\tau, f_c)$  – двумерная функция зависимости минимальной метрики между комплексными отсчетами сигнала от опорного значения несущей частоты  $f_c$  и ошибки тактовой синхронизации  $\tau = \varepsilon T$ ;  $r_{k,I}(\tau, f_c)$ ,  $r_{k,Q}(\tau, f_c)$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$  – действительная и мнимая части комплексного отсчета радиосигнала;  $N$  – количество отсчетов используемых при расчетах.

На рис. 2 представлена зависимость функции  $c(R(\tau, f_c))$  от опорного значения несущей частоты  $f_c$  и ошибки тактовой синхронизации  $\tau$ , рассчитанная для КАМн-сигнала с кратностью манипуляции 16 при истинных значениях параметров  $f_c = 1700$  Гц и  $\tau = 0.3$  мс.

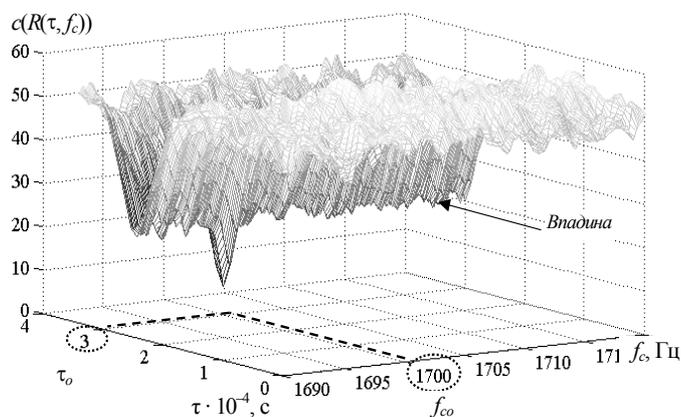


Рис. 2. Зависимость целевой функции  $c(R(\tau, f_c))$  от параметров  $f_c$  и  $\tau$

Как показывают результаты исследований (рис. 2), для целевой функции  $c(R(\tau, f_c))$  существует глобальный минимум, поэтому задача определения параметров состоит в поиске соответствующей ему пары значений  $f_{co}$  и  $\tau_o$ . Обычно это осуществляется путем полного перебора двумерного массива данных аргументов, что требует значительных затрат вычислительных ресурсов. Однако поиск минимума можно значительно ускорить, избежав полного перебора значений аргументов, благодаря следующей особенности двумерной целевой функции. На оси частот на величине  $\tau_o$  существует впадина, позволяющая разделить двумерный поиск глобального минимума на два одномерных.

В таком случае, первым одномерным поиском будет поиск ошибки тактовой синхронизации при константном значении несущей частоты, полученной на этапе предварительной обработки. Учитывая равномерность распределения энергетического спектра радиосигнала с цифровой линейной модуляцией по оси частот за счет использования операции скремблирования в передающем устройстве, в качестве предварительной оценки несущей частоты предлагается использовать центральную частоту спектра (9)

$$f_0 = \frac{\sum_{n=1}^N nF \cdot W(nF)}{\sum_{n=1}^N W(nF)}, \quad (5)$$

где  $W(nF)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  – значение мощности, соответствующее амплитуде спектральной составляющей энергетического спектра на частоте  $nF$  и превышающее порог определения спектра сигнала  $P_n$  (9);  $F$  – дискретность представления энергетического спектра сигнала.

Компьютерное моделирование показало, что абсолютное расхождение центральной  $f_0$  и несущей  $f_c$  частот КАМн-радиосигналов с округлёнными формами фазовых созвездий и символической частотой  $f_{sym} \leq 12800$  Гц не превышает 100 Гц при отношении сигнал/шум (ОСШ) больше 15 дБ.

Вторым одномерным поиском будет поиск значения несущей частоты с учетом ошибки тактовой синхронизации, полученной при реализации первого поиска  $\tau = \tau_o$ .

Рассмотрим более детально порядок определения несущей частоты и ошибки тактовой синхронизации.

Из массива комплексных отсчетов  $r(k)$  сигнала берутся  $L$  отсчетов для  $n$ -го символического интервала:

$$\{r_{Ln+1}, r_{Ln+2}, \dots, r_{Ln+L}\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (6)$$

где  $L = F_s T$  – количество отсчетов на символический период;  $F_s$  – частота дискретизации.

Определяются  $N$  интерполяционных полиномов  $p_n(\tau)$  порядка  $L-1$  по формуле (8)

$$p_n(\tau) = a_{n1}\tau^{L-1} + a_{n2}\tau^{L-2} + \dots + a_{nL}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (7)$$

где  $a_{ni}$  – коэффициенты интерполяционного полинома [8].

Рассчитываются новые значения  $r_n$  и  $R(\tau, f_0)$  для временных сдвигов  $k\Delta\tau$  ( $k = 1, 2, \dots, L/\Delta\tau - 1$ ):

$$r_n(k\Delta\tau, f_0) = p_n(k\Delta\tau) e^{-j2\pi f_0 k\Delta\tau}; \quad (8)$$

$$R(k\Delta\tau, f_0) = \{r_1(k\Delta\tau), r_2(k\Delta\tau), \dots, r_N(k\Delta\tau)\}, \quad (9)$$

где  $\Delta\tau$  – значение шага расчета по времени.

Целевая функция  $c(R(\tau, f_0))$  рассчитывается по выражению (4). Когда  $L/\Delta\tau$  значений функции  $c(R(\tau, f_0))$  будут получены, реализуется одномерный оптимальный поиск для оценки оптимального значения  $\tau_o$ :

$$\tau_o = \arg \min \{c(R(k\Delta\tau, f_0))\}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, L/\Delta\tau - 1. \quad (10)$$

После получения значения  $\tau = \tau_o$  реализуется второй одномерный поиск оптимального значения несущей частоты. Для этого определяется новый массив отсчетов сигнала по формуле

$$R(\tau_o, f) = \left\{ r_1(\tau_o) e^{-j\frac{2\pi\Delta f}{F_s}}, r_2(\tau_o) e^{-j\frac{2\pi k\Delta f \cdot 2}{F_s}}, \dots, r_N(\tau_o) e^{-j\frac{2\pi k\Delta f N}{F_s}} \right\}, \quad (11)$$

где  $\frac{f_{\min}}{\Delta f} \leq k \leq \frac{f_{\max}}{\Delta f}$ ;  $\Delta f$  – значение шага по частоте;  $f_{\min} = f_0 - f_0/8$  – нижняя граница полосы поиска частоты;  $f_{\max} = f_0 + f_0/8$  – верхняя граница полосы поиска частоты.

Целевая функция  $c(R(\tau_o, k\Delta f))$  рассчитывается для всех значений  $k$ . Второй одномерный поиск для определения несущей частоты осуществляется по выражению

$$f_{co} = \arg \min \left\{ c(R(\tau_o, k\Delta f)) \right\}, \quad k = \frac{f_{\min}}{\Delta f}, \dots, 0, 1, \dots, \frac{f_{\max}}{\Delta f}. \quad (12)$$

Проанализировав выражения (4 – 12), можно сделать вывод, что ошибка определения несущей частоты и времени тактовой синхронизации определяется параметрами  $\Delta t$  и  $\Delta f$ , поэтому их значение не должно превышать заданных величин  $\Delta t < 2\varepsilon_t$  и  $\Delta f < 2\varepsilon_f$ , где  $\varepsilon_t, \varepsilon_f$  – заданные абсолютные ошибки по времени и частоте соответственно. Однако уменьшение шага расчетов приводит к значительному увеличению расчетной сложности и делает невозможным использование способа в реальном времени.

Для решения этого противоречия предлагается использовать итерационный метод дихотомии [10] при одномерных поисках минимальных значений целевых функций  $c(R(\tau, f_o))$  и  $c(R(\tau_o, f_c))$ . Такой подход можно использовать на монотонно убывающих участках целевой функции [10]. На рис. 3 представлены срезы функции  $c(R(\tau, f_c))$  в двух плоскостях –  $f_c$  и  $\tau$ .

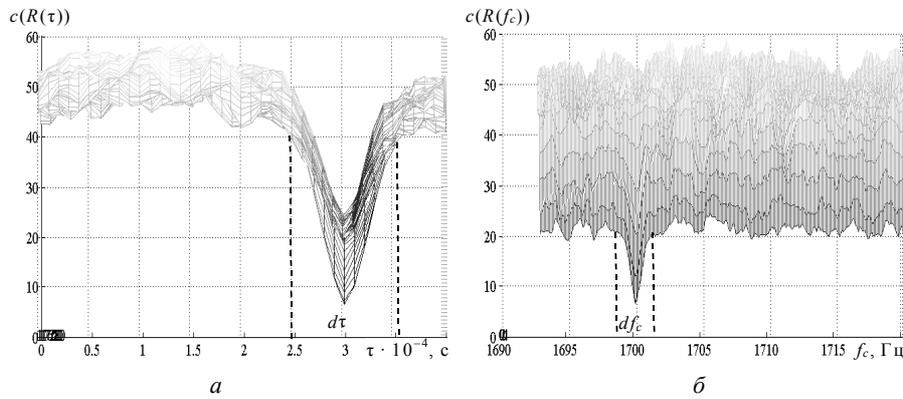


Рис. 3. Срезы целевой функции  $\tilde{n}(R(\tau, f_c))$  в плоскостях  $f_c$  и  $\tau$

С рис. 3 видно, что при определении оптимального значения  $\tau_o$  монотонный участок целевой функции равен около четверти символического периода ( $d\tau = T/4$ ), а при расчете оптимального значения  $f_o$  – больше 3 Гц ( $df_c = 3$  Гц). Таким образом, определение значений несущей частоты и ошибки тактовой синхронизации при одномерных поисках необходимо производить в два этапа: грубый расчет параметров с шагом по времени и частоте не больше  $\Delta f_r < df_c/2$  и  $\Delta \tau_r < d\tau/2$  с дальнейшим достижением необходимой точности методом дихотомии.

Рассмотрим процесс применения метода дихотомии при определении несущей частоты сигнала. В таком случае целевая функция будет иметь вид

$$f_{cd} = \arg \min \left\{ c(R(\tau_o, f_c)) \right\}, \quad f_{cd} \in [f_{p1}, f_{p2}], \quad (13)$$

где  $f_{p1} = f_{co} - df_c/2$ ;  $f_{p2} = f_{co} + df_c/2$ ;  $f_{co}$  – значение несущей частоты, полученное по формуле (12);  $f_{cd}$  – оценка несущей частоты, рассчитанная методом дихотомии.

На каждом шаге итерационного процесса отрезок  $[f_{p1}, f_{p2}]$  делится пополам:

$$f_{pn} = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2}. \quad (14)$$

Рассчитываются значения функции  $c(R(\tau_o, f_c))$  вблизи точки  $f_{pn}$ :

$$C_1 = c(R(\tau_o, f_{pn} - \varepsilon_f)), \quad C_2 = c(R(\tau_o, f_{pn} + \varepsilon_f)). \quad (15)$$

Если  $C_1 < C_2$ , то  $f_{p2} = f_{pn}$ , в противном случае  $-f_{p1} = f_{pn}$ . Итерационный процесс деления продолжается до тех пор, пока длина отрезка не станет меньше заданной точности расчета несущей частоты [8]:

$$|f_{p1} - f_{p2}| \leq \varepsilon_f. \quad (16)$$

Преимуществом предложенного подхода является простота реализации, абсолютная сходимость итерационного процесса, при этом количество необходимых итераций  $N_i$  для обеспечения заданной точности  $\varepsilon_f$  определяется по формуле [8]

$$N_i = \log_2 \frac{|f_{p1} - f_{p2}|}{\varepsilon_f} - 1. \quad (17)$$

Количество расчетных операций усовершенствованного метода определения несущей частоты и ошибки тактовой синхронизации на основе анализа взаимной корреляции символов в фазовом созвездии определяется преимущественно количеством операций расчета двухмерной целевой функции  $c(R(\tau, f_c))$ . Рассмотрим, насколько уменьшилось количество расчетных операций при замене двухмерного поиска экстремума целевой функции двумя одномерными и применением метода дихотомии.

В случае, когда диапазон поиска несущей частоты составляет  $f_w = 50$  Гц, символьный период  $T = 0.4$  мс, заданные абсолютные ошибки определения несущей частоты  $\Delta f_w = 0.05$  Гц и времени тактовой синхронизации  $\Delta \tau = 0.05T$ , количество расчетных операций двухмерной целевой функции равно

$$N_{o1} = \frac{f_w}{\Delta f_w} \frac{T}{\Delta \tau} = 20000. \quad (18)$$

В случае реализации двух одномерных поисков

$$N_{o2} = \frac{f_w}{\Delta f_w} + \frac{T}{\Delta \tau} = 1020. \quad (19)$$

Применение метода дихотомии позволяет уменьшить количество операций расчетов целевой функции:

$$N_{o3} = \frac{f_w}{\Delta f_r} + \log_2 \left( \frac{2\Delta f_r}{\Delta f_w} \right) + \frac{T}{\Delta \tau_r} + \log_2 \left( \frac{2\Delta \tau_r}{\Delta \tau} \right) + 2 = 50, \quad (20)$$

где  $\Delta f_r$  – шаг грубого расчета целевой функции по частоте;  $\Delta \tau_r$  – шаг грубого расчета целевой функции по времени.

Проанализировав выражения (18) – (20), можно сделать вывод, что для приведенного примера при замене двумерного поиска экстремума целевой функции двумя одномерными, количество операций по расчету целевой функции уменьшается в 20 раз, а при дополнительном применении метода дихотомии – в 400 раз.

Проверку работоспособности и оценивание эффективности способа определения параметров КАМн-радиосигналов с округленными формами фазовых созвездий реализовано путем компьютерного моделирования в программной среде MATLAB 2012a в соответствии методам статистических испытаний Монте – Карло [11]. Реализации сигналов формировались с помощью стандартных процедур пакета *Communication System Toolbox* и собственных процедур генерирования сигналов, которые используют математические модели сигналов, представленные в [1 – 4]. Параметры коммуникационного канала задавались гауссовой моделью и менялись для обеспечения дискретных значений ОСШ от 1 до 35 дБ. Статистическое усреднение результатов осуществлялось по 1000 реализациям для каждого набора значений параметров сигнала и канала связи.

В качестве основного критерия эффективности работы предложенного метода использовалась относительная ошибка определения несущей частоты сигнала  $\delta f_c$ :

$$\delta F = \frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{|f_c - f_{co}(i)|}{f_c}, \quad (21)$$

где  $f_c$  – истинное значение несущей частоты;  $f_{co}(i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_r$  – массив рассчитанных значений несущей частоты;  $N_r = 1000$  – количество реализаций сигнала, используемых для расчетов.

Зависимости относительной ошибки определения несущей частоты для трех видов КАМн с закругленными формами фазовых созвездий с кратностями манипуляции 16 (КАМн-16в), 32 (КАМн-32в) и 64 (КАМн-64в) представлены на рис. 4.

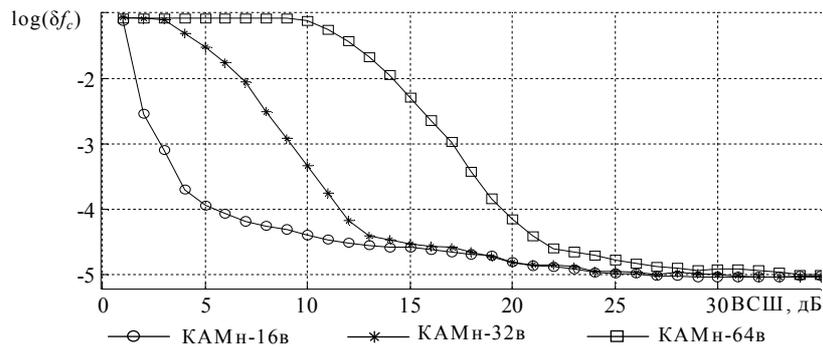


Рис. 4. Зависимости относительной ошибки определения несущей частоты КАМн-сигналов от ОСШ

Анализ зависимостей позволяет сделать вывод, что точность расчетов ухудшается при низких значениях ОСШ, причем, чем более простое фазовое созвездие сигнала, тем ошибка будет меньше. Это связано с искажением фазового созвездия сигнала и соответствующим увеличением числа ошибок при расчете взаимной корреляционной функции.

Для более простых фазовых созвездий, пространственное расстояние между точками которых больше, погрешность определения несущей частоты близка до  $10^{-5}$  при ОСШ больше 24 дБ. Учитывая потенциальную возможность использования разновидностей КАМн-модуляций, ограниченную границей Шеннона [1], полученная точность достаточна для осуществления дальнейшего анализа сигнала и его демодуляции.

На рис. 5 представлены графики зависимостей нормированного времени определения параметров сигнала от заданной относительной ошибки расчетов несущей частоты.

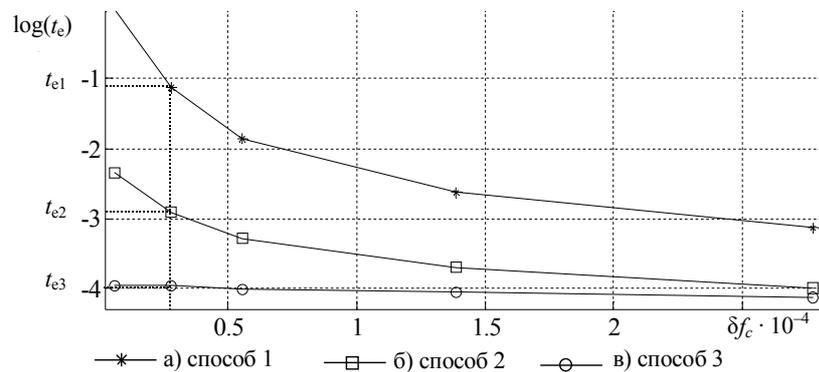


Рис. 5. Зависимость нормированного времени определения параметров сигнала от заданной относительной точности расчетов несущей частоты:

а – полный перебор (способ 1); б – последовательный перебор (способ 2); в – последовательный перебор с использованием метода дихотомии (способ 3)

Проанализировав зависимости, изображенные на рис. 5, можно сделать вывод, что для обеспечения относительной точности определения несущей частоты сигнала порядка  $3 \cdot 10^{-5}$  использование двух последовательных одномерных поисков позволяет уменьшить время расчетов в 45 раз, а при использовании одномерных поисков и метода дихотомии в 370 раз, что соответствует ранее полученным теоретическим результатам.

### ВЫВОДЫ

Усовершенствованный метод определения параметров КАМн-сигналов с закругленными формами фазовых созвездий в условиях априорной параметрической неопределенности, основанный на анализе двухмерной взаимной корреляционной функции символов фазового созвездия, имеет меньшую расчетную сложность и позволяет реализовать расчет параметров в реальном масштабе времени. При этом, как показали результаты компьютерного моделирования, относительная ошибка определения несущей частоты при ОСШ больше 25 дБ близка до  $10^{-5}$ .

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая связь. – СПб.: ГЭТИ «ЛЭТИ», 2012. – 164 с.
3. MIL-STD-188-110B. Interoperability and performance standards for data modems. – 2000. – 131 p.
4. STANAG 4538. Technical standards for an automatic radio control system for HF communication links. – 2000. – 297 p.
5. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия–Телеком, 2012. – 640 с.
6. Doyle L. The Essentials of Cognitive Radio. – Cambridge University Press, 2009. – 240 p.
7. Нагорнюк О.А. Алгоритм попереднього оцінювання символної частоти сигналів з цифровою лінійною модуляцією // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. пр. – Житомир: ЖВІ НАУ, 2011. – Вип. 2. – С. 46-56.
8. Kozminchuk B.W., Huang X. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals. – Defence Research Establishment. – Ottawa, Canada, 1996. – 13 p.
9. Dubuc C. Method and system for detecting and classifying the modulation. Patent US № 7428270.
10. Мицель А.А. Методы оптимизации. Ч. 1. – Томск: Том. межвуз. центр дистанц. обучения, 2002. – 192 с.
11. Mikhailov G.A. Parametric estimates by the Monte Carlo method. – Utrecht, Netherlands: VSP, 1999. – 376 p.

*Нагорнюк Александр Анатольевич*, научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории научного центра Житомирского военного института Государственного университета телекоммуникаций. Основное направление научных исследований – разработка и усовершенствование алгоритмов цифровой обработки и распознавания сигналов. Имеет 13 публикаций. E-mail: paix77@mail.ru

*Писарчук Алексей Александрович*, доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник кафедры Житомирского военного института Государственного университета телекоммуникаций. Основное направление научных исследований – эргодические системы, кибернетика. Имеет более 50 публикаций. E-mail: dtn.pysarchuk@mail.ru

### ***Automated parameters estimation of the digital signals with rounded phase constellations shapes\****

A.A. NAHORNIUK<sup>1</sup>, A.A. PYSARCHUK<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Zhytomyr military institute named after S. P. Korolyov of State University of Telecommunication, 22 prospect Mira, Zhytomyr, 10004, Ukraine, Research Fellow of a Research Section, e-mail: paix77@mail.ru

<sup>2</sup> Zhytomyr military institute named after S. P. Korolyov of State University of Telecommunication, 22 prospect Mira, Zhytomyr, 10004, Ukraine, doctor of technical Sciences, Chief of a Department, e-mail: dtn.pysarchuk@mail.ru

An approach to the automated carrier frequency and timing error estimation of radio signals with quadrature amplitude modulation which have the rounded phase constellations shapes is offered in article. The approach is based on determination of the maximum of signal constellation cross-correlation function by means of division of two-

---

\* Received 26 March 2014.

dimensional search on the two one-dimensional searches and using the dichotomy method. As a preliminary estimate of carrier frequency in the first one-dimensional search was used the center frequency of the amplitude-frequency spectrum whose value is close to the carrier frequency due to the uniform distribution of energy in the spectrum. Second one-dimensional search for the optimal values of the carrier frequency is realized using the value of the timing error obtained by carrying out the first search. The presence of monotonically decreasing parts of objective function allowed using an iterative method to find its minimum. Thus, each one-dimensional search is divided into two stages: a rough estimation of the parameter value and the exact calculation using the dichotomy. Studies have shown that the number of the objective function calculation operations using one-dimensional searches and the dichotomy method is reduced by several orders of magnitude compared with the conventional method of finding the global minimum. The effectiveness of the proposed approach was evaluated by computer simulation in MATLAB. The simulation results shows that the relative error in the carrier frequency estimation is close to  $10^{-5}$  for the signal-noise ratio greater than 25 dB. The smaller points are in the signal constellation, the frequency error calculation is smaller. Researches of the time of signal parameters estimation confirmed the theoretical calculations carried out.

**Keywords:** automation, parameters estimation, frequency synchronization, clock synchronization, phase constellation, radio signal, clock error, the objective function, the method of dichotomy

#### REFERENCES

1. Sklyar B. *Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye* [Digital communication. Theoretical basis and practical application]. Moscow, Vil'yams Publ., 2003. 1104 p.
2. Sergienko A.B. *Tsifrovaya svyaz'* [Digital communication]. St. Petersburg., SPEU «LETI» Publ., 2012. 164 p.
3. MIL-STD-188-110B. Interoperability and performance standards for data modems. 2000. 131 p.
4. STANAG 4538. Technical standards for an automatic radio control system for HF communication links. 2000. 297 p.
5. Rembovskii A.M., Ashikhmin A.V., Koz'min V.A. *Radiomonitoring: zadachi, metody, sredstva*. 3-e izd. [Radio monitoring: objectives, methods, tools]. 3rd ed. Moscow, Hotline-Telecom, 2012. 640 p.
6. Doyle L. *The Essentials of Cognitive Radio*. Cambridge University Press, 2009. 240 p.
7. Nagornyuk O.A. [Previous estimation algorithm of digital linear modulation signals symbol frequency]. *Problemy stvorennja, vyprobuvannja, zastosuvannja ta ekspluatacii' skladnyh informacijnyh system. Zbirnyk naukovykh prac' Zhytomys'kogo vijs'kovyogo instytutu imeni S.P. Korol'ova Nacional'nogo aviacijnogo universytetu* [The problems of creating, testing, use and maintenance of complex information systems. Collected works of Zhitomir army institute of a name of S.P. Korolev of National aviation university]. Zhytomyr, 2011, iss. 2, pp. 46-56.
8. Kozminchuk B.W., Huang X. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals. Defence Research Establishment. Ottawa, Canada, 1996. 13 p.
9. Dubuc C. Method and system for detecting and classifying the modulation. Patent US, no. 7428270.
10. Mitsel' A.A. *Metody optimizatsii. Ch. 1* [Optimization methods. Pt. 1]. Tomsk, TMC DO Publ., 2002. 192 p.
11. Mikhalov G.A. Parametric estimates by the Monte Carlo method. Utrecht, Netherlands, VSP, 1999. 376 p.