

УДК 681.51/54

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В ЗАДАЧЕ ДЕМОДУЛЯЦИИ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Д. С. Марычев¹, О. А. Морозов¹, В. Р. Фидельман¹, С. Л. Хмелёв²

¹ Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского,

² Научно-исследовательский физико-технический институт Нижегородского госуниверситета им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Предложен подход к восстановлению несущей частоты фазоманипулированных сигналов на основе цифровой адаптивной фильтрации. Представлены структуры схем восстановления частоты для случаев ФМ2-, ФМ4-сигналов, а также универсальная схема. Представлены результаты исследований зависимости скорости вхождения схемы в синхронизм от начального частотного рассогласования, отношения сигнал/шум и результаты исследования помехоустойчивости схем в задаче демодуляции фазоманипулированных сигналов. Проведено сравнение с классическими аналогами.

ВВЕДЕНИЕ

Сигналы с фазовой манипуляцией находят широкое применение в системах цифровой связи различного назначения. Их использование позволяет повысить скорость передачи информации в условиях ограниченности частотного и энергетического ресурсов канала связи, обеспечивая приемлемую помехозащищённость.

Классические схемы демодуляторов фазоманипулированных (ФМн) сигналов используют опорное колебание, согласованное по частоте и начальной фазе с принимаемым сигналом. При отсутствии точного согласования в выходном сигнале демодулятора будут присутствовать биеения на частоте, соответствующей величине рассогласования, и качество приёма будет невысоким. Особенно остро проблемы высокочастотной синхронизации проявляются в системах подвижной радиосвязи и различных системах с использованием космического сегмента [1], где частота принимаемого сигнала может быть априорно неизвестна или подвержена изменениям вследствие эффекта Доплера.

Большинство схем, применяемых для демодуляции ФМн сигналов, имеют в своём составе систему восстановления когерентной несущей. Её задачей является формирование опорного сигнала на основе принимаемого ФМн сигнала. Основная сложность в формировании опорного колебания по входному сигналу состоит в том, что у ФМн сигналов спектральная линия, соответствующая несущей частоте, существенно подавлена.

Известен ряд схем, предназначенных для демодуляции ФМн сигналов в условиях неопределённости их спектра, к числу которых следует отнести схемы с удвоением частоты (схема А. А. Пистолькорса [2]), а также схемы, использующие фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ). К их числу относятся схемы Сифорова, Костаса, Каршина и др. [2–5]. Непосредственное использование схем ФАПЧ как систем восстановления когерентной несущей для ФМн сигналов затруднено. Причина в том, что схема ФАПЧ, на вход которой подано ФМн колебание, будет постоянно перестраиваться, пытаясь синхронизироваться с каждым символом входного сигнала. Необходимо тем или иным способом исключить информационную составляющую из входного сигнала, подавая на вход ФАПЧ-колебание, фаза которого соответствует какому-то одному символу. Подобная предобработка входного сигнала проводится в большинстве известных схем демодуляторов.

В данной работе предлагается метод построения схем для демодуляции многопозиционных ФМн сигналов, функционирующих в условиях недостатка информации относительно их несущей частоты. В отличие от большинства известных аналогов, предложенная в данной работе схема рассчитана на применение в условиях необходимости быстрого вхождения в синхронизм с принимаемым сигналом (что является критичным при обработке сигналов систем связи с временным разделением доступа), а также низкого отношения сигнал/шум. Схема является универсальной в том смысле, что её адаптация для задачи демодуляции сигналов с произвольным числом позиций фазы не предполагает существенного изменения структуры.

1. ОБОБЩЁННАЯ МОДЕЛЬ СХЕМЫ ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Предлагаемая схема демодуляции ФМн сигналов представлена на рис. 1. Схема работает аналогично схеме ФАПЧ, однако обладает рядом существенных отличий. Так, в схеме в явном виде отсутствует управляемый источник опорного сигнала — управляемый генератор. Отсчёты действительной и мнимой компонент импульсной характеристики фильтра могут быть интерпретированы как отсчёты синфазной I и квадратурной Q составляющих опорного сигнала с регулируемой частотой и начальной фазой.

Основным компонентом схемы является узкополосный цифровой фильтр, характеризуемый двумя параметрами, $f_c[n]$ и $\varphi_c[n]$, имеющими смысл частоты и фазы сигнала в момент времени n . Здесь и далее время полагается дискретным и равным $n\Delta t$, где $\Delta t = f_s^{-1}$, f_s — частота дискретизации, а n — целое число. Частота $f_c[n]$ измеряется в долях частоты дискретизации и является безразмерной величиной, фаза $\varphi_c[n]$ измеряется в радианах. Для фазоманипулированных сигналов

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

где A — амплитуда, f — несущая частота, φ — случайная начальная фаза, а ψ — фаза информационного сигнала, имеет смысл задавать импульсную характеристику фильтра длины p следующим образом:

$$h_n[k] = \frac{1}{p} \exp(i 2\pi f_c[n]k + i\varphi_c[n]), \quad 0 \leq k \leq p - 1.$$

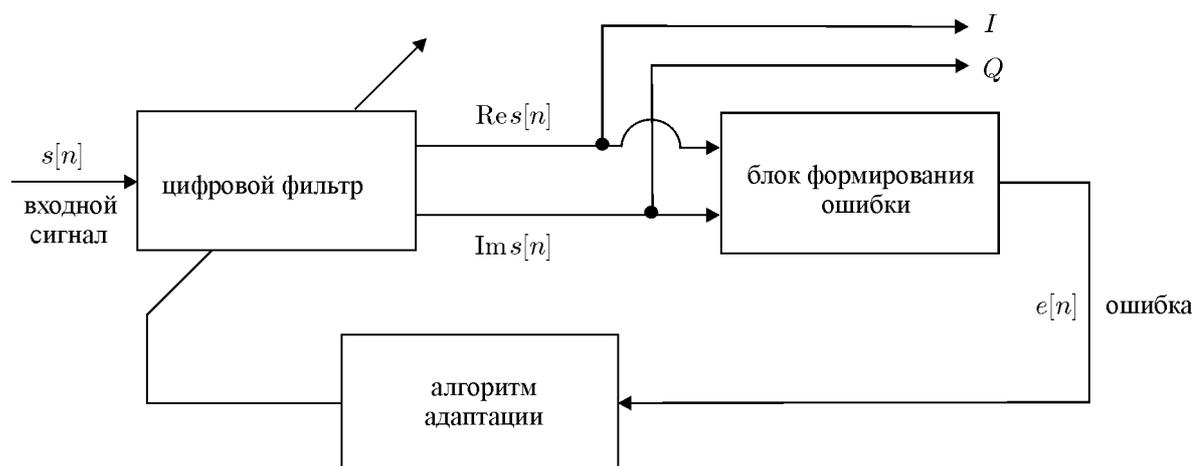


Рис. 1. Демодулятор фазоманипулированных сигналов

В этом случае фильтр является согласованным для сигнала, длительность и начальная фаза которого соответствуют единичному символу ФМн сигнала на несущей частоте. Изменение амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик фильтра осуществляется за счёт коррекции параметров f_c и φ_c .

В случае совпадения частоты и фазы фильтра с частотой и фазой сигнала $s[n]$ выходной сигнал $x[n]$ представляет собой отсчёты модулирующей последовательности. В общем случае выходной сигнал фильтра будет иметь вид

$$\begin{aligned} x[n] &= \frac{A}{2p} \sum_{k=0}^{p-1} h_n^*[k] s_n[k] = \frac{A}{2p} \sum_{k=0}^{p-1} \exp(-i 2\pi f_c[n]k - i\varphi_c[n]) \exp(i 2\pi f k + i\varphi[n]) = \\ &= \frac{A}{2p} \exp(i\varphi[n] - i\varphi_c[n]) \exp\{i\pi (f - f_c[n]) (p - 1)\} \frac{\sin\{\pi (f - f_c[n]) p\}}{\sin\{\pi (f - f_c[n])\}}. \end{aligned}$$

В данном выражении присутствует множитель

$$\tilde{A}(f, f_c) = \frac{1}{2p} \frac{\sin\{\pi (f - f_c[n]) p\}}{\sin\{\pi (f - f_c[n])\}},$$

определяющий подавление сигнала фильтром, а также множитель, характеризующий разность полных фаз сигнала и фильтра:

$$\Omega(\Delta\Theta) = \exp(i \Delta\Theta), \quad \Delta\Theta[n] = \varphi[n] - \varphi_c[n] + 2\pi \left(\frac{f - f[n]}{2} \right) (p - 1) + \psi.$$

Величина $\Delta\Theta$ содержит информацию о рассогласовании частот и начальных фаз сигнала и фильтра, а также информацию о текущем передаваемом символе ψ . Для того, чтобы иметь возможность настраивать фильтр на несущую частоту фазоманипулированного сигнала, необходимо исключить из разности полных фаз информационную компоненту. Для этой цели в схеме используется блок формирования ошибки.

Структура блока формирования ошибки определяется типом принимаемого сигнала. Исключение информационной компоненты ψ из разности полных фаз соответствует тому, что ошибка будет инвариантна относительно изменения фазы сигнала, соответствующего переходам от одного символа к другому.

По аналогии со схемой Костаса — известной схемой демодулятора ФМ2-сигналов — блок формирования ошибки строится как перемножитель действительной и мнимой компонент выходного сигнала фильтра. Выражение для сигнала ошибки $e[n]$ имеет вид

$$\begin{aligned} e[n] &= \operatorname{Re}\{x[n]\} \operatorname{Im}\{x[n]\} = \\ &= \frac{A^2}{8p^2} \sin\left\{2\pi (f - f_c[n]) (p - 1) + 2(\varphi[n] - \varphi_c[n])\right\} \frac{\sin^2\{\pi (f - f_c[n]) p\}}{\sin^2\{\pi (f - f_c[n])\}}. \quad (1) \end{aligned}$$

Как видно, ошибка (1) зависит от удвоенной разности фаз, а, следовательно, является инвариантной к скачкам фазы на $\pm\pi$, соответствующим сигналу ФМ2. В схеме демодулятора сигналов с частотой манипуляции 4 800 Гц (ФМ4) блок формирования ошибки имеет более сложную структуру, которая приведена на рис. 2.

Ошибка, формируемая блоком (рис. 2), представляет собой периодическую функцию $\Delta\Theta$ с периодом, равным $\pi/2$. На интервале $[0; \pi/2]$ зависимость ошибки от $\Delta\Theta$ с точностью до множителя будет иметь вид

$$e[n] = C \sin(\Delta\Theta - \pi/4).$$

Сигнал ошибки является инвариантным относительно скачков фазы на $\pi/2$, соответствующих ФМ4-сигналу.

Для демодуляции сигналов ФМ8, а также сигналов с большим и меньшим числом позиций фазы может быть построена универсальная схема. Блок формирования ошибки для таких случаев представлен на рис. 3. Принцип работы такого формирователя ошибки аналогичен представленному в [6]. По входному сигналу вычисляется разность полных фаз $\Delta\theta$, на основе которой оценивается фаза ψ информационного сигнала. Оценка фазы вычисляется следующим образом:

$$\psi_l^* = \frac{2\pi l^*}{M}, \quad l^* = \arg \left(\min_{l=0, \dots, M-1} \left\| \frac{2\pi l}{M} - \Delta\theta \bmod 2\pi \right\| \right).$$

Далее оценка информационной составляющей фазы исключается из измеренной разности полных фаз. Нормированная разность полных фаз представляет собой ошибку

$$e[n] = \frac{\Delta\theta - \psi^*}{2\pi}.$$

Регулирование частоты и фазы фильтра осуществляется алгоритмом адаптации (см. рис. 1). Алгоритм адаптации представляет собой итерационную процедуру поиска оптимума функции стоимости [7]:

$$J_n(\Delta f, \Delta\varphi) = \sin^2(\pi \Delta f + \Delta\varphi).$$

Итерационная схема поиска минимума данной функции имеет вид

$$\varphi_c[n] = \varphi_c[n-1] - \alpha e[n-1], \quad f_c[n] = f_c[n-1] - \beta 2\pi e[n-1].$$

Для получения корректных оценок разности полных фаз сигнала и фильтра фаза фильтра на каждом шаге должна увеличиваться на величину $2\pi f_c$. Окончательно алгоритм подстройки частоты и фазы можно представить следующим образом:

$$\varphi_c[n] = \varphi_c[n-1] + 2\pi f_c[n-1] - \alpha e[n-1], \quad f_c[n] = f_c[n-1] - \beta 2\pi e[n-1], \quad (2)$$

где α и β характеризуют величину обратной связи. Рекомендации по выбору оптимальных соотношений между параметрами α и β для обеспечения устойчивости работы схемы аналогичны представленным в [4].

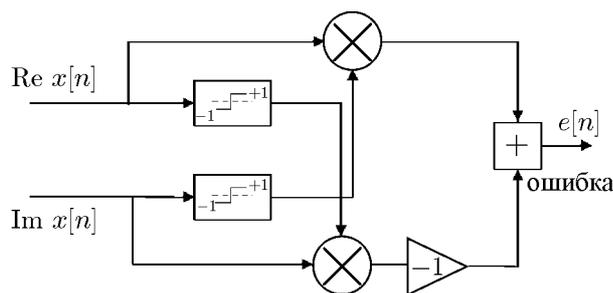


Рис. 2. Блок формирования ошибки в схеме для демодуляции ФМ4-сигнала

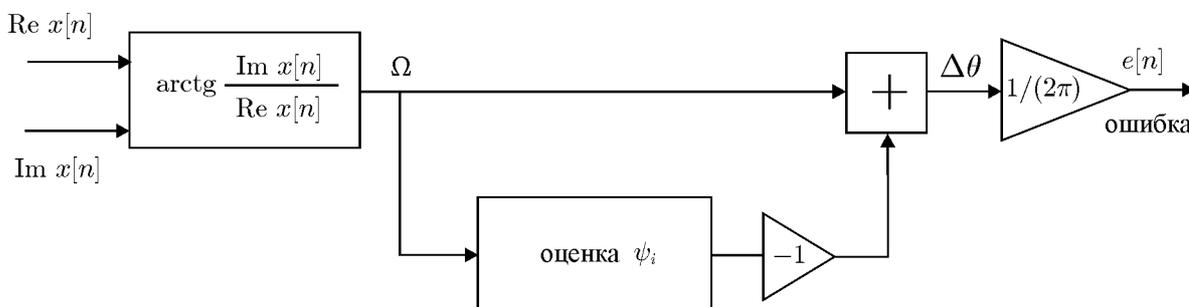


Рис. 3. Блок формирования ошибки универсального демодулятора ФМn сигналов

Полоса захвата представленной схемы определяется шириной главного максимума АЧХ фильтра. При достаточно большом начальном частотном рассогласовании вход в синхронизм может быть затруднён ввиду того, что сигнал на разностной частоте подавлен фильтром, и величина ошибки будет небольшой. Для расширения полосы захвата схемы предлагается модифицированный алгоритм подстройки:

$$\varphi_c[n] = \varphi_c[n-1] + 2\pi f_c[n-1] - \text{sign}(e[n-1])\alpha, \quad f_c[n] = f_c[n-1] - \text{sign}(e[n-1])2\pi\beta. \quad (3)$$

Направление подстройки задаётся знаком ошибки, а параметры α и β задают величину шага подстройки по фазе и частоте соответственно.

2. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

На рис. 4а представлены результаты исследования влияния шума на время входа схемы в синхронизм. На вход схемы поступает синусоидальный сигнал. Частотное рассогласование полагалось фиксированным и равным 0,1. Отношение сигнал/шум изменялось в пределах от +16 дБ до 0 дБ. Кривая 1 на графике соответствует алгоритму, представленному формулами (2), кривая 2 — алгоритму, представленному формулами (3).

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что использование алгоритма подстройки (3) позволяет добиться в среднем более стабильной работы схемы, чем при использовании алгоритма (2). Данный результат можно объяснить тем, что алгоритм (3) не зависит от величины ошибки, а использует только её знак.

На рис. 4б представлен результат исследования влияния величины начального частотного рассогласования на время входа схемы в синхронизм. На вход схемы подавался синусоидальный сигнал. Начальное частотное рассогласование изменялось в пределах от 0,01 до 0,19. Отношение сигнал/шум полагалось фиксированным и равным +10 дБ. Кривая 1 на графике соответствует алгоритму, представленному формулами (2), кривая 2 — алгоритму, представленному формулами (3).

Как видно из представленных графиков, использование алгоритма (3) позволяет существенно расширить полосу захвата схемы. Сопоставление полученных результатов с АЧХ фильтра позволяет сделать вывод о том, что алгоритм (3) позволяет компенсировать частотное рассогласование с сигналом, несущая частота которого располагается в области побочных максимумов АЧХ фильтра, тогда как диапазон частотных рассогласований, которые способна компенсировать исходная схема, ограничивается главным максимумом.

На рис. 5 представлены графики зависимости вероятности битовой ошибки P_e от величины отношения сигнал/шум. Целью исследования являлась оценка помехоустойчивости схем, построенных на основе предложенного подхода, применительно к задаче демодуляции ФМн сигналов. С выхода генератора сигналов на вход схем поступал фазоманипулированный сигнал с частотой манипуляций, равной 9600 Гц (ФМ2) и 4800 Гц (ФМ4). Величина начального частотного рассогласования полагалась равной 1 кГц, частота дискретизации — 192 кГц.

На рис. 5а представлены результаты, полученные в задаче демодуляции ФМ2-сигнала. Кривая 1 получена для блока формирования ошибки, предназначенного для ФМ2-сигнала, и алгоритма подстройки (2). Кривая 2 получена с использованием того же блока формирования ошибки и алгоритма подстройки (3). Кривая 3 получена для схемы Костаса. Кривая 4 представляет собой оценку вероятности ошибки оптимального некогерентного приёма ФМ2-сигнала.

На рис. 5б представлены результаты, полученные в задаче демодуляции ФМ4-сигнала. Кривая 1 получена с использованием универсального блока формирования ошибки и алгоритма под-

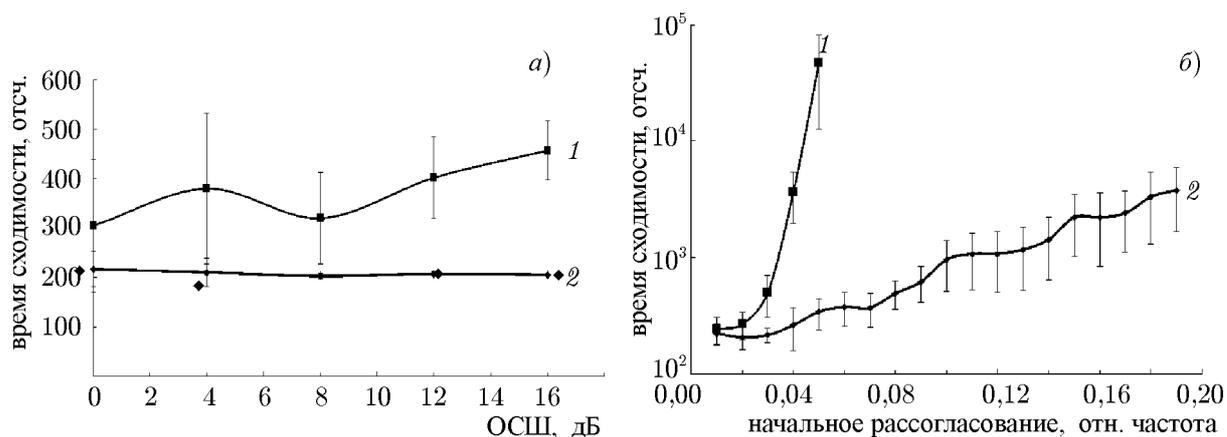


Рис. 4. Зависимость времени сходимости от отношения сигнал/шум (а) и времени сходимости от начального частотного рассогласования (б)

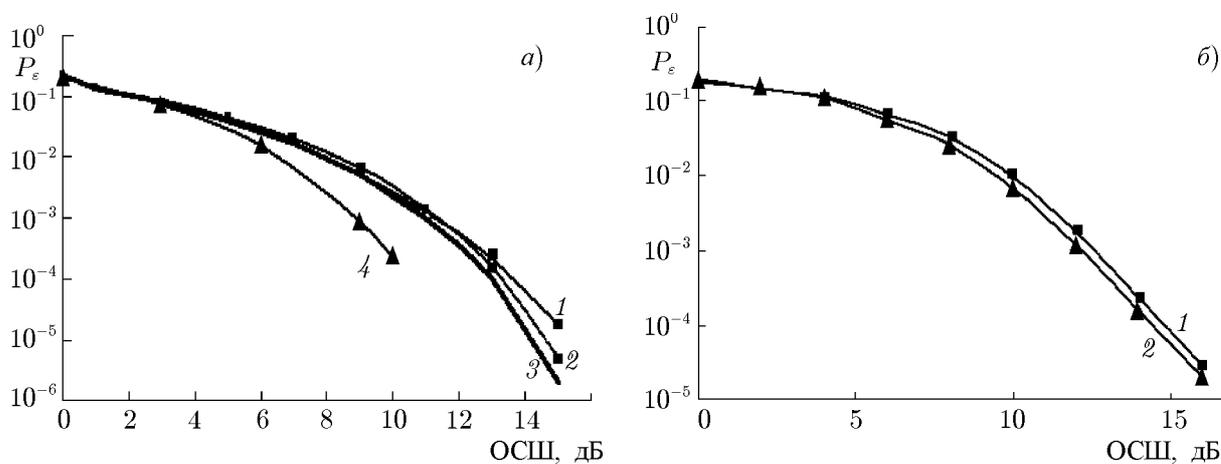


Рис. 5. Зависимости вероятности битовой ошибки демодуляции сигналов ФМ2 (а) и ФМ4 (б) от отношения сигнал/шум

стройки частоты и фазы (2). Кривая 2 получена с использованием блока формирования ошибки, предназначенного для ФМ4-сигнала, и алгоритма подстройки (2).

Представленные результаты показывают, что схемы, построенные на основе предложенного подхода, согласуются с классическими аналогами. Тем не менее, применение подходов цифровой адаптивной фильтрации позволяет получить схемы, структура которых существенно проще, чем у классических аналогов (в частности, схемы Костаса).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен подход к построению схем для демодуляции многопозиционных ФМ_n сигналов, рассчитанных на применение в условиях необходимости быстрого вхождения в синхронизм с принимаемым сигналом (это критично при обработке сигналов систем связи с временным разделением доступа), а также низкого отношения сигнал/шум. В основу подхода положены принципы цифровой адаптивной фильтрации и фазовой автоподстройки частоты. Важными преимуществами схем, получаемых на основе предложенного подхода, является простота их структуры и широкая частотная полоса удержания по сравнению с традиционными аналогами.

Результаты исследования помехоустойчивости построенных схем согласуются с результатами, полученными для классических аналогов, при этом предложенные схемы проще по своей структуре. Как показали исследования, использование модифицированного алгоритма (3) позволяет синхронизоваться с сигналом при наличии большого начального частотного рассогласования, тогда как использование алгоритма (2) требует предварительной (грубой) настройки фильтра на частоту сигнала. С другой стороны, в задачах, связанных с прецизионным измерением параметров спектра сигнала [8] использование алгоритма (2) оказывается предпочтительным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дугин Н. А., Нечаева М. Б., Антипенко А. А. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2011. Т. 54, № 3. С. 177.
2. Мартиросов В. Е. Оптимальный приём сигналов ЦСПИ. М.: Радиотехника, 2010. 208 с.
3. Системы фазовой синхронизации / Под ред. В. В. Шахгильдяна, Л. Н. Белоустиной. М.: Радио и связь, 1982. 288 с.
4. Hagemann E. The Costas loop. [Электронный ресурс]: <http://dsp-book.narod.ru/costas/DSP010315F1.pdf>.
5. Апорович А. Ф., Чердынцев В. А. Радиотехнические системы передачи информации. М.: Высшая школа, 1985. 215 с.
6. Марычев Д. С., Морозов О. А., Хмелёв С. Л. Оценка параметров ЛЧМ сигналов методом цифровой адаптивной фильтрации // Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]: <http://jre.cplire.ru/jre/mar12/3/text.pdf>.
7. Сорохтин М. М., Морозов О. А., Логинов А. А., Фидельман В. Р. // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. С. 563.
8. Sethares W. A., Walsh J. M., Johnson C. R. Jr. // Circuits and Systems. 2002. V. 2. The 45th Midwest Symposium. P. 521.

Поступила в редакцию 8 ноября 2012 г.; принята в печать 30 ноября 2012 г.

ADAPTIVE FILTERING USE IN THE PROBLEM OF DEMODULATION OF THE M-PSK SIGNALS

D. S. Marychev, O. A. Morozov, V. R. Fidel'man, and S. L. Khmelyov

We propose a method to recover the carrier frequency of the phase shift-keyed (PSK) signals on the basis of digital adaptive filtering. The structures of the frequency-recovery schemes for the cases of PSK2 and PSK4 signals as well as the universal scheme are presented. The results of the study of the dependence of the scheme synchronization rate on the initial frequency offset, the signal-to-noise ratio, and the results of the scheme-immunity study in the problem of the PSK-signal demodulation are shown. Comparison with conventional analogs is performed.