

Выводы

1. Построены две модели систем радиосвязи с помощью программного продукта Matlab: первая – с использованием кодирования передаваемой информации методом РС, модуляции несущей 16-КАМ; вторая – без использования кодирования передаваемой информации, с модуляцией несущей ФМ-2. Проведено их моделирование, в результате чего получены следующие количественные и качественные показатели работы систем: значения вероятности битовой ошибки, общее количество переданных бит, а также бит, переданных с ошибкой.

2. Проведено сравнение моделей радиосвязи по показателю зависимости P_b от $\frac{E_b}{N_o}$ с использованием различных видов модуляции несущей (ЧМ-2, ЧМ-4, ФМ-2 и КАМ-64), при этом результаты сравнения представлены графически (рис. 4). Показан выигрыш применения КАМ-64 с использованием кода Рида – Соломона, что позволяет сделать вывод о правильности расчетов в случае применения Matlab при

Получено 17.01.2016

сравнении полученных результатов с известными теоретическими исследованиями [7].

3. Проанализированы основные узлы, необходимые для построения систем радиосвязи, а именно: генератор передаваемых символов, кодер, модулятор, источник шума, демодулятор, декодер и анализатор ошибок, приведены их основные параметры.

Библиографические ссылки

1. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение : пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
2. Харкевич А. А. Основы радиотехники. – 3-е изд., стер. – М. : Физматлит, 2007. – 512 с.
3. Носов В. И. Моделирование систем связи в среде Matlab : учеб. пособие. – Новосибирск : Сибирский гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2007. – 177 с.
4. Гультияев А. К. Визуальное моделирование в среде Matlab : учеб. курс. – СПб. : Питер, 2000. – 432 с.
5. Носов В. И. Указ. соч.
6. SIMULINK. Simulink Reference. – Version 5. – The MathWorks, Inc., July 2002. – 578 p.
7. Склар Б. Указ. соч.

УДК 621.396

А. Н. Копысов, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

А. В. Жидяев, аспирант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

И. С. Батурич, ОАО «Сарапульский радиозавод»

А. В. Савельев, доктор технических наук, профессор, ОАО «Сарапульский радиозавод»

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО МОДЕМА С MSK*

В условиях перехода современных средств связи на отечественную элементную базу актуальной становится проблема реализации эффективных алгоритмов цифровой обработки сигналов в условиях крайне ограниченных вычислительных ресурсов. В настоящее время при проектировании многоскоростных систем мобильной связи [1] широко используется частотная модуляция с минимальным сдвигом (МСК), так как этот тип модуляции обеспечивает высокую энергетическую и спектральную эффективность. Алгоритм формирования сигнала MSK достаточно прост [2] и может быть реализован непосредственно в синтезаторе частот передатчика. Наибольшей вычислительной нагрузкой обладает алгоритм демодуляции, общая схема которого приведена на рис. 1.

Для реализации демодулятора частотно модулированного (ЧМ) сигнала необходимо 3 операции сложения и 2 операции умножения на 1 отсчет цифрового сигнала. Для реализации устройства принятия решения необходим один оператор условного выбора. Следовательно, основной объем операций, тре-

буемых для работы демодулятора, использует устройство выделения тактовой частоты.

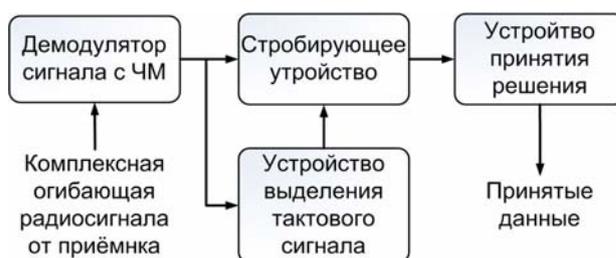


Рис. 1. Общая схема демодулятора сигнала с MSK

Из литературы [3] известен общий подход для реализации этого устройства: возведение демодулированного сигнала в квадрат и выделение сигнала тактовой частоты с помощью полосового фильтра (рис. 2). Для использования выделенного сигнала в качестве тактового необходимо задержать демодулированный сигнал на величину группового времени запаздывания тактовой частоты в фильтре.

В данном алгоритме наибольшее число операций для работы требует цифровой фильтр. Для его реализации традиционно используется один из трех способов: фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Произведем анализ количества операций (см. табл.), требуемых для работы системы тактовой синхронизации демодулятора с использованием каждого из трех типов фильтров.



Рис. 2. Схема алгоритма тактовой синхронизации

Параметры демодулятора:

- техническая скорость передачи 32000 бит/сек.;
- частота дискретизации сигнала 512 кГц.

Параметры цифровых фильтров

Тип фильтра	Количество операций на 1 отсчет цифрового сигнала				Необходимый объем ОЗУ, кБ
	умножения	сложения	другие	в сумме	
КИХ	5000	4999	0	9999	10
БИХ	4	3	0	7	156
ФАПЧ	5	11	cos	17	~0,0048

Как видно из таблицы, наименьшее количество операций требуется для работы фильтра с БИХ, однако зависимость группового времени запаздывания (ГВЗ) от частоты для фильтров такого типа – это нелинейная функция с острым пиком порядка нескольких тысяч отсчетов (рис. 3, 4). Для точного согласования по времени все отсчеты, на которые фильтр задерживает сигнал, необходимо хранить в памяти вычислительного устройства, что может быть затруднительно для мобильных средств связи. Кроме того, острый пик в ГВЗ приведет к потере временной синхронизации при самом незначительном отклонении от номинального значения тактовой частоты. В силу описанных особенностей фильтр с БИХ затруднительно использовать в системе синхронизации.

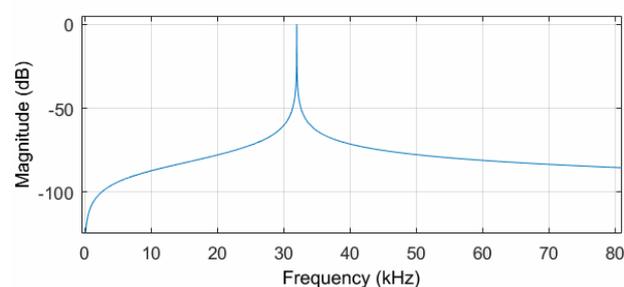


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) цифрового фильтра с БИХ

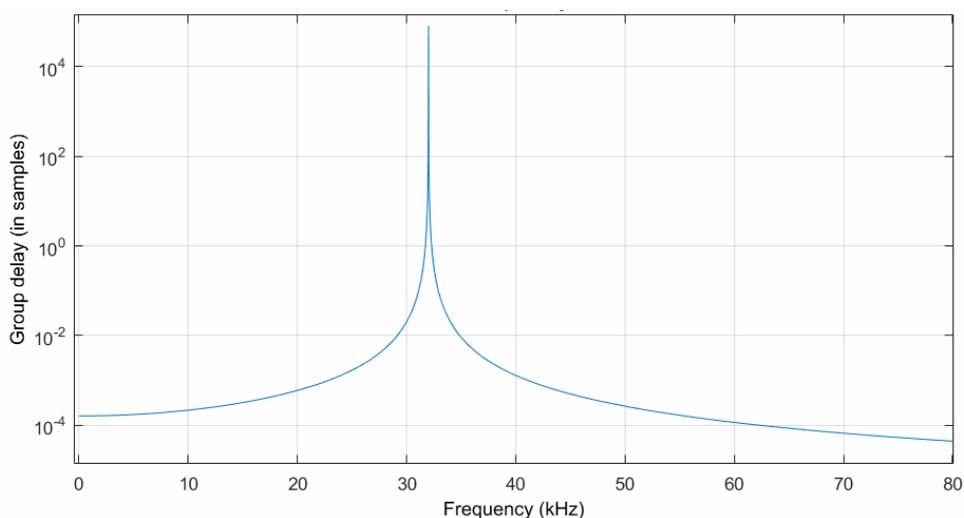


Рис. 4. Групповое время запаздывания (ГВЗ) цифрового фильтра с БИХ

Фильтр с КИХ решает проблему рассогласования тактовой частоты благодаря линейной ФЧХ, но использует очень много операций на 1 такт входного сигнала и требует хранения нескольких тысяч отсчетов для компенсации запаздывания сигнала.

Применение контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) позволит решить проблему возможного рассогласования генераторов тактовой частоты и необходимости сохранения большого объема цифровых отсчетов в оперативной памяти. В результате анализа выберем алгоритм фазовой автопод-

стройки частоты в качестве основы для построения алгоритма синхронизации.

Поскольку тактовая частота известна и на приемной и на передающей стороне системы связи, задача тактовой синхронизации может быть сведена к задаче поиска начальной фазы известного гармонического сигнала. Для того чтобы понять, каким образом это возможно сделать, рассмотрим осциллограммы сигналов с выхода демодулятора и сигнала тактовой синхронизации, полученного классическим способом (рис. 5).

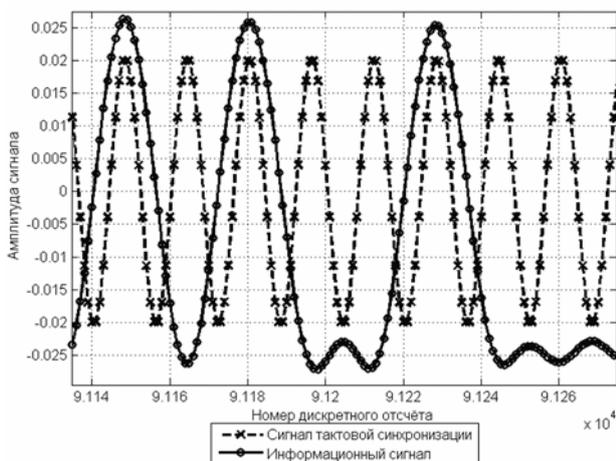


Рис. 5. Осциллограммы информационного сигнала и сигнала тактовой синхронизации

Как видно из этого рисунка, максимально благоприятный момент взятия строба соответствует максимальному значению сигнала синхронизации на периоде символа. Для того чтобы отследить точку максимума, возможно использовать модифицированный алгоритм работы дискриминатора рассогласования [4, 5], применяемого для синхронизации в широкополосных системах связи. Кроме текущего значения сигнала необходимо дополнительно 2 отсчета — опережающий и запаздывающий. Если текущий отсчет больше опережающего и запаздывающего, значит, текущее значение сигнала синхронизации является максимальным. Если это условие не выполняется, по соотношению этих величин можно выполнить подстройку основного генератора тактовой частоты. Для того чтобы удалить шумовые компоненты из сигнала тактовой синхронизации, возможно подвергать опережающий, текущий и запаздывающий сигналы синхро-

низации интегрированию по некоторому временному интервалу с периодом, равным длительности символа.

Из приведенных рассуждений можно составить схему алгоритма синхронизации на основе петли фазовой автоподстройки частоты и дискриминатора рассогласования (рис. 6.).

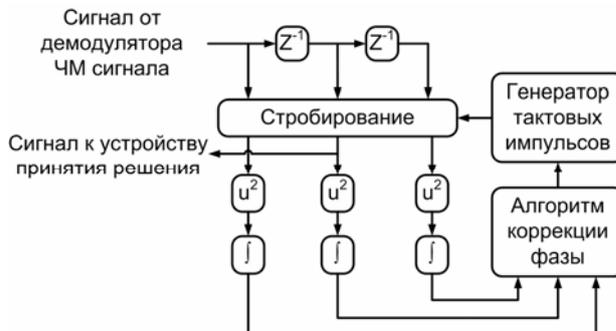


Рис. 6. Алгоритм тактовой синхронизации

Как показывают эксперименты, для удовлетворительной работы алгоритма достаточно производить оценку смещения в течение передачи 20 символов (рис. 7).

При такой длительности оценки алгоритм может компенсировать рассогласование тактовых частот, если это рассогласование не приводит к сдвигу синхронизации более чем на 1 отсчет за 20 символов. Значит, для рассмотренного модема со скоростью передачи 32000 бит/сек. и частотой дискретизации 512 кГц возможна компенсация рассогласования по частоте на 200 Гц. Для номинальной скорости передачи 32000 бит/сек. 200 Гц рассогласования составляют $6,25 \cdot 10^{-3}$, в то время как современные генераторы тактовых импульсов обеспечивают нестабильность частоты не хуже 10^{-5} .

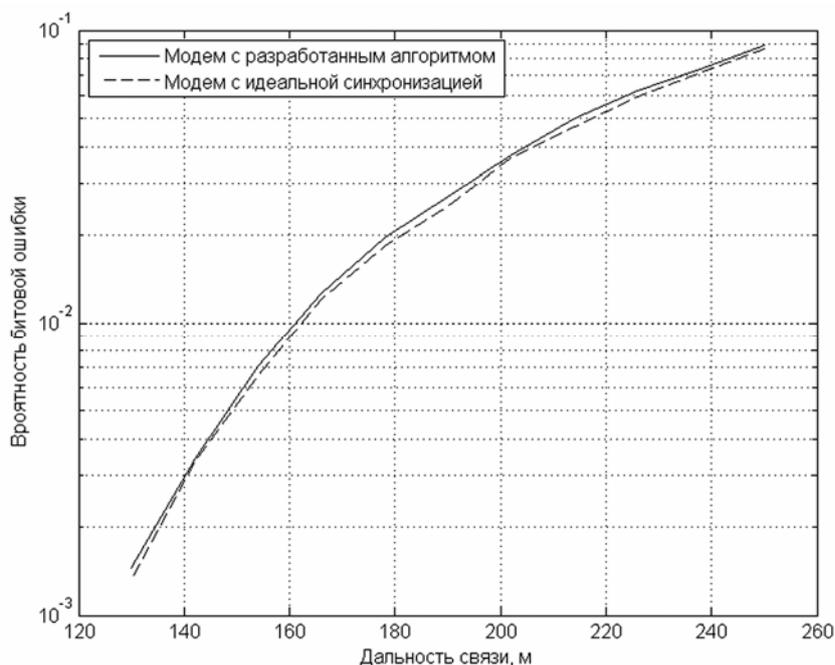


Рис. 7. Результаты имитационного моделирования

Таким образом, в результате исследования, были достигнуты следующие результаты.

1. Проведен анализ существующих способов тактовой синхронизации без внесения избыточности в сигнал.

2. Разработан алгоритм тактовой синхронизации, требующий в среднем две операции умножения и три операции сложения на каждый отсчет цифрового сигнала и способный работать при рассогласовании тактовых частот порядка $1 \cdot 10^{-4}$.

Библиографические ссылки

1. Жидяев А. В., Мошонкин В. А., Копысов А. Н. Разработка и исследование алгоритмов адаптации коротковол-

Получено 05.05.2016

новой радиолнии // Измерения, контроль и диагностика – 2014 : сб. материалов III Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Ижевск, 2014. – С. 188–194.

2. Marvin K. Simon. Bandwidth – Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications. Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology, 2001.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М. : Вильямс, 2003.

4. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М. : Радио и связь, 1985.

5. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. – М. : Радио и связь, 2000.

УДК 621.391

В. А. Пономарев, доктор технических наук, профессор, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

О. В. Пономарева, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

А. В. Пономарев, кандидат экономических наук, Администрация Главы и Правительства Удмуртской Республики

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ СПЕКТРОВ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ

Дискретно-временное преобразование Фурье (ДВПФ) занимает важное место в теории спектрального анализа дискретных информационных сигналов (ДИС) [1–3]. ДВПФ некоторой последовательности $y(n)$, $n = -\infty, +\infty$, определяется как ее z -преобразование на единичной окружности:

$$S_y(f) = S_y(z) \Big|_{z=\exp(-j2\pi f)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f \cdot n), \quad -1/2 \leq f \leq 1/2. \quad (1)$$

Таким образом, ДВПФ некоторой дискретной последовательности $y(n)$, $n = -\infty, +\infty$, ставит в соответствие ей *непрерывный периодический спектр* $S_y(f)$.

Если взвесить исходный ДИС $x(n)$ прямоугольным временным окном $\omega_B(n)$ ($\omega_B(n)=1$ при $n = 0, (N-1)$; $\omega_B(n)=0$ при $n = -\infty, (-1)$ и при $n = N, +\infty$), то получим *взвешенное ДВПФ*.

Теория ДПФ [4–25] базируется на трех основных и взаимосвязанных положениях: определение сигнала на конечном интервале (N -интервале), определение сдвига сигнала как некоторой перестановки его отсчетов и определении базиса в виде полной системы дискретных базисных функций.

Прямое ДПФ:

$$S_N(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}; \quad (2)$$

$$W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad k = 0, \overline{(N-1)}.$$

Обратное ДПФ:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_N(k) W_N^{-kn}; \quad (3)$$

$$W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad n = 0, \overline{(N-1)}.$$

Сопоставляя соотношения (1) и (2), несложно установить, что коэффициенты ДПФ $S_N(k)$ равны значениям взвешенного ДВПФ в точках $2\pi k/N$, $k = 0, \overline{(N-1)}$ на единичной окружности (рис. 1) *периодической последовательности* $x_p(n)$, $n = 0, \overline{(N-1)}$, определяемой циклической перестановкой отсчетов последовательности $x(n)$, $n = 0, \overline{(N-1)}$, внутри N -интервала.

При практическом применении ДПФ возникает ряд проблем, появление которых связано с проявлением специфических эффектов, сопровождающих его использование [14]. Отметим главный из них – *эффект частоты в частотной области*, суть которого заключается в том, что ДПФ не дает ответа