

Д. т. н. Э. А. СУКАЧЁВ, П. А. ШКУЛИПА

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова  
E-mail: sea-onat@rambler.ru

Дата поступления в редакцию  
18.09 2008 г.

Оппонент д. т. н. В. М. НИКОЛАЕНКО  
(ОНПУ, г. Одесса)

## СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОГОУРОВНЕВЫХ СИГНАЛОВ С КОМПАКТНЫМ СПЕКТРОМ

*Предлагается структура системы передачи цифровой информации без межсимвольной интерференции, повышающая надежность работы устройства тактовой синхронизации за счет использования системы сигнальных функций специальной формы.*

Межсимвольная интерференция (МСИ) в телекоммуникационных системах является следствием линейных искажений и селективных замираний в радиотракте. При значительном увеличении МСИ происходит снижение помехоустойчивости вплоть до срыва работы устройства тактовой синхронизации и прекращения связи. Для предупреждения подобных явлений был разработан ряд методов, которые позволяют поддерживать величину МСИ на допустимом уровне [1].

В частности, к наиболее известным методам можно отнести адаптивное выравнивание АЧХ радиотракта, разнесенный прием радиосигналов и др. Решение данной проблемы можно перенести в другую плоскость и связать его с синтезом сигнальных функций специального вида, которые позволяют согласовать энергетический спектр цифрового потока с характеристиками канала связи.

Цель настоящей статьи состоит в том, чтобы разработать структуру приемопередающего оборудования, реализующего передачу цифровых потоков с помощью многоуровневых сигналов с компактным спектром.

В теории сигналов всестороннее развитие получили сигнальные функции, которые свободны от МСИ. Подобные функции имеют финитный спектр и удовлетворяют первому критерию Найквиста [2, 3]

$$g(kT) = \begin{cases} U, & k = 0; \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (1)$$

где  $T$  — длительность тактового интервала или символа.

При реализации этих функций в современных телекоммуникационных системах возникают многочисленные осложнения, связанные с их формированием в передатчике и выделением из цифрового потока информации об оптимальных моментах регистрации символов в приемнике [4].

В частности, спектральная плотность таких сигналов имеет относительно высокий уровень вблизи нулевой частоты, что говорит о наличии значительной постоянной составляющей в спектре цифровой последовательности. Передача подобных сигналов по физическим каналам, которые не пропускают постоянную составляющую, приводит к возникновению искажений, что снижает помехоустойчивость цифровой системы связи.

С другой стороны, выделение тактовой частоты из случайной цифровой последовательности, в которой нет детерминированных признаков, связанных с положением символов в сигнальном потоке, делает систему тактовой синхронизации достаточно сложным устройством.

Задача снижения влияния указанных обстоятельств на технические характеристики системы связи может быть решена посредством перехода от двоичного алфавита символов цифрового потока к  $M$ -ичному алфавиту. Два алфавита связаны между собой соотношениями

$$M = 2^q \text{ и } q = \log_2 M,$$

где  $q$  — число преобразуемых символов двоичного потока;  
 $M$  — объем алфавита после преобразования (число символов в новом алфавите).

Таким образом, в потоке после преобразования используется  $M$  символов и каждый символ содержит  $q$  битов информации.

Для конструирования системы  $M$ -ичных сигнальных функций рассмотрим выражение

$$s_i(t) = m\varphi_1(t) + n\varphi_2(t), \quad i = 0, 1, \dots, 7; \quad m, n = \pm 1, \pm 2, \quad (2)$$

где

$$\varphi_1(t) = U \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{t-T}{T}\right), \quad \varphi_2(t) = U \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{t-2T}{T}\right).$$

Функции  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  относятся к классу селективных сигналов с финитным спектром, которые удовлетворяют первому критерию Найквиста (1). Их максимумы смещены соответственно на  $T$  и  $2T$  относительно начала координат.

Свяжем функции вида (2) с фрагментами цифровой последовательности двоичных символов. Для этого цифровой поток необходимо разделить на блоки по три символа в каждом, которые в дальнейшем будут называться триадами. В этом случае  $q=3$  и  $M=8$ .

Схема отображения двоичных комбинаций в пространство  $s_i(t)$

$i$	Комбинация			$s_i(t)$	$m$	$n$
0	0	0	0	$s_0(t)$	1	-1
1	0	0	1	$s_1(t)$	1	-2
2	0	1	0	$s_2(t)$	2	-1
3	0	1	1	$s_3(t)$	2	-2
4	1	0	0	$s_4(t)$	-1	1
5	1	0	1	$s_5(t)$	-1	2
6	1	1	0	$s_6(t)$	-2	1
7	1	1	1	$s_7(t)$	-2	2

В таблице приведена взаимно-однозначная связь между комбинациями двоичных символов (триадами) и коэффициентами  $m, n$ , которым соответствуют сигнальные функции  $s_i(t)$ .

**Сигнальные функции и их спектры**

После несложных преобразований выражение (2) можно привести к следующему виду:

$$s_i(t) = U \operatorname{sinc} \left( \pi \frac{t-T}{T} \right) \frac{\left( \frac{t-T}{T} \right) (m-n) - m}{\frac{t-2T}{T}}, \quad (3)$$

$i = 0, 1, \dots, 7$ .

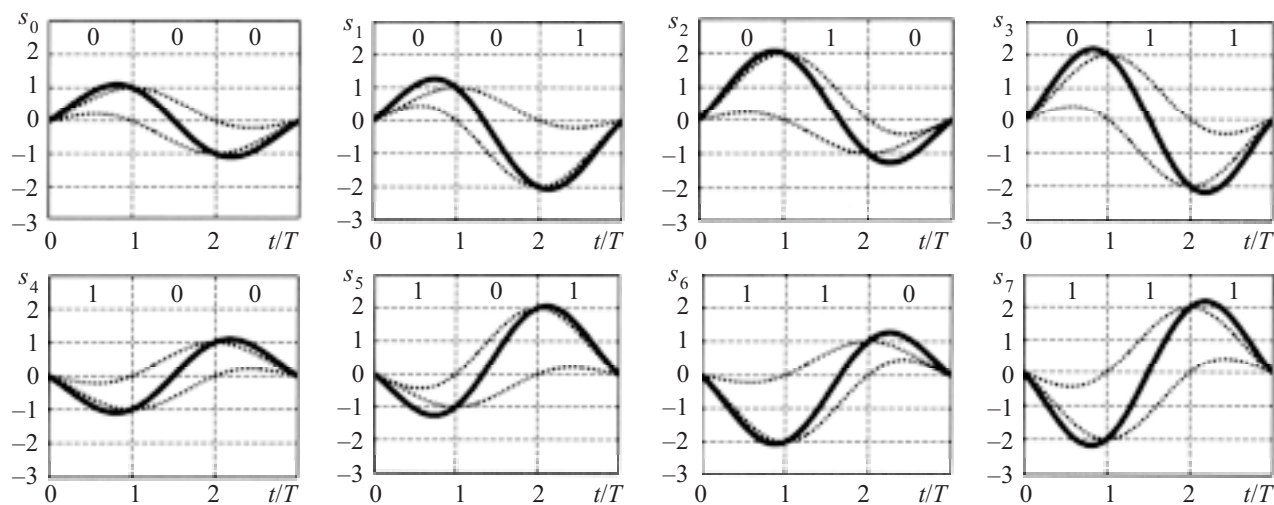


Рис. 1. Система сигнальных функций, свободных от межсимвольной интерференции

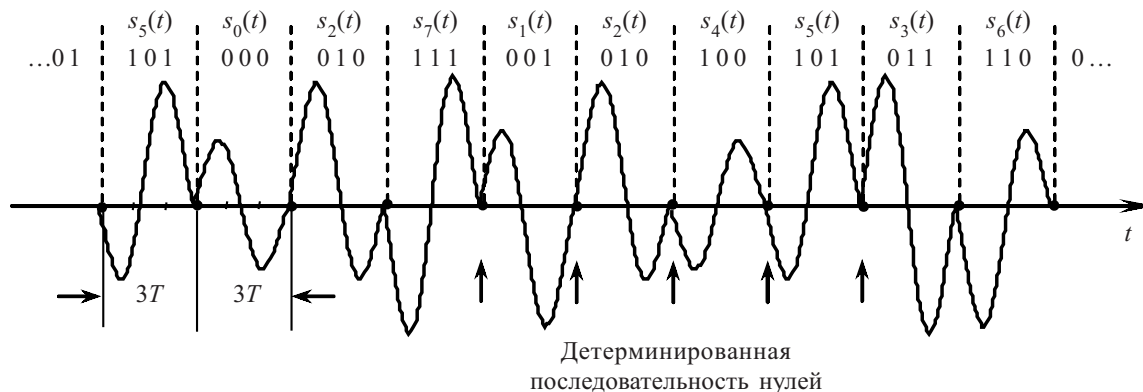


Рис. 2. Фрагмент цифрового потока, состоящего из функций  $s_0(t) \dots s_7(t)$

Сигнальные функции (3) за пределами рабочей зоны  $[0, 3T]$  теоретически определены на всей оси  $[-\infty, \infty]$ . Следует отметить, что эти функции, согласно (2), представляют собой линейную комбинацию селективных сигналов, удовлетворяющих (1), т. е. они свободны от межсимвольной интерференции. Таким образом, в моменты  $t_k=kT$  и  $t_{k+1}=(k+1)T$ , когда происходит регистрация принимаемого сигнала  $s_i(t)$ , воздействие соседних многоуровневых сигналов равно нулю.

Формы сигнальных функций  $s_0(t) \dots s_7(t)$  приведены на рис. 1.

Сформированная последовательность из предложенных сигнальных функций на входе линии связи или модулятора передатчика показана на рис. 2 в виде фрагмента цифрового потока, содержащего десять триад.

Как следует из рис. 2, на границах триад сигнальные функции принимают нулевые значения, что порождает детерминированную последовательность эквидистантных нулей. Этот признак может служить основанием для разработки более совершенных систем тактовой синхронизации.

Рассмотрим спектральную плотность сигнальных функций  $s_i(t)$ . Воспользуемся тем, что в выражении (2) функция

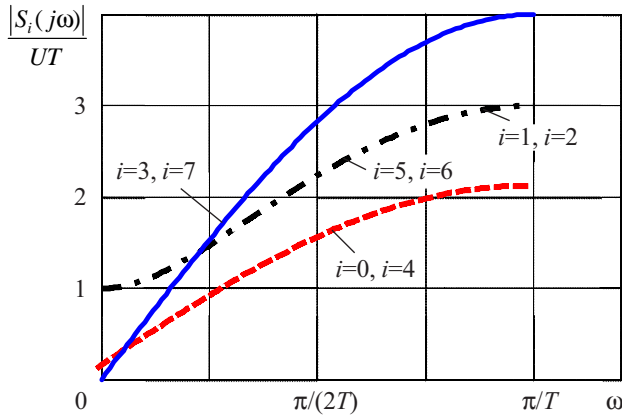


Рис. 3. Спектральная плотность сигнальных функций  $s_i(t)$

$$\varphi(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t},$$

где  $\omega_c = \pi/T$ ,  
имеет спектральную плотность вида

$$\Phi(j\omega) = \begin{cases} UT, & |\omega| \leq \omega_c; \\ 0, & |\omega| > \omega_c. \end{cases}$$

Тогда спектральную плотность линейной комбинации  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  можно записать следующим образом [5]:

$$S(j\omega) = \begin{cases} UTme^{-j\omega T} + UTne^{-j\omega 2T}, & |\omega| \leq \omega_c; \\ 0, & |\omega| > \omega_c. \end{cases}$$

Таким образом, система сигнальных функций  $s_i(t)$  имеет финитный спектр, который можно представить в виде

$$S_i(j\omega) = UT [m \cos \omega T + n \cos 2\omega T - j(m \sin \omega T + n \sin 2\omega T)], \quad -\pi/T \leq \omega \leq \pi/T. \quad (4)$$

На основании (4) можно записать амплитудный спектр

$$|S_i(j\omega)| = UT \sqrt{(m+n)^2 \cos^2 \frac{\omega T}{2} + (m-n)^2 \sin^2 \frac{\omega T}{2}}, \quad (5)$$

$$-\frac{\pi}{T} \leq \omega \leq \frac{\pi}{T}$$

и фазовый спектр

$$\psi_i(\omega) = -\text{arctg} \frac{m \sin \omega T + n \sin 2\omega T}{m \cos \omega T + n \cos 2\omega T}, \quad -\frac{\pi}{T} \leq \omega \leq \frac{\pi}{T}$$

системы сигнальных функций (3).

На рис. 3 представлено графическое изображение модуля  $|S_i(j\omega)|$  для различных значений  $i$ .

Спектральная плотность (5) отлична от нуля в полосе частот  $-\pi/T \leq \omega \leq \pi/T$  и равна нулю всюду за пределами этого интервала. На частоте  $\omega=0$  спектральная плотность равна нулю для  $i \in \{0, 3, 4, 7\}$  и ниже на 9,5 дБ относительно максимального значения для  $i \in \{1, 2, 5, 6\}$ .

### Структурная схема системы связи

Один из возможных способов организации передачи цифровых потоков посредством системы многоуровневых сигнальных функций (3) представлен на рис. 4. Оборудование состоит из передатчика и приемника [6].

Передатчик включает в себя блоки определения номера трехбитовой кодовой комбинации ( $i=0, \dots, 7$ ) 1; блок тактовой синхронизации 2; кодовую книгу 3, которая содержит записи сигнальных функций  $s_i(t)$ , ( $i=0, 1, \dots, 7$ ); цифро-аналоговый преобразователь и устройство согласования с каналом 4.

Приемник включает в себя решающее устройство 5; устройство выделения тактовых синхронизирующих импульсов 6; кодовую книгу 7, которая содержит записи трехбитовых кодовых комбинаций; устройство согласования формата двоичного потока с характеристиками аппаратуры пользователя 8.

Система связи работает следующим образом. Двоичный цифровой поток от источника информации поступает в блок 1, который разделяет поток на группы из трех символов (триады) и определяет номер полученной таким образом комбинации согласно таблице. Номер кодовой комбинации  $i$  в параллельном коде поступает в кодовую книгу 3. В соответствии с номером из кодовой книги извлекается сигнальная функция  $s_i(t)$  в оцифрованном виде, которая после ЦАП приобретает аналоговую форму, затем фильтруется, усиливается и подается в канал связи, который имеет соответствующую пропускную способность.

В приемнике с помощью системы тактовой синхронизации из информационного потока выделяются интервалы длительностью  $3T$ , в пределах которых размещаются функции  $s_i(t)$ . Решающее устройство 5 измеряет мгновенные значения в точках  $t_k = kT$  и

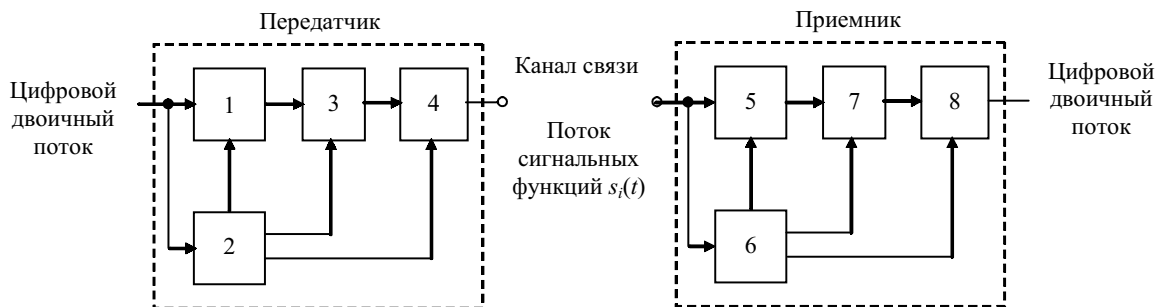


Рис. 4. Структура системы передачи цифровой информации

$t_{k+1}=(k+1)T$  и оценивает значения коэффициентов  $m$  и  $n$ . После этого в соответствии с таблицей устанавливается номер комбинации  $i$ , который в параллельном коде поступает в кодовую книгу 7. Согласно номеру из кодовой книги извлекается комбинация из трех двоичных символов, которая реализуется в виде набора из трех импульсов в формате, соответствующем техническим характеристикам терминала пользователя.

### Заключение

Описанная в данной статье структура системы передачи цифровой информации без межсимвольной интерференции представляет собой как теоретический, так и практический интерес. Предложенная система сигнальных функций с конечным спектром позволяет применить ее для построения систем с малым уровнем межканальных помех, что эквивалентно повышению эффективности использования выделенной полосы частот.

Повышение числа сигнальных уровней снижает помехозащищенность информационного канала, однако появление в цифровом потоке детерминированного признака — последовательности эквидистантных нулей, следующих со скоростью передачи триад

— повышает помехозащищенность канала тактовой синхронизации.

Дальнейшие исследования помогут количественно оценить результирующую помехоустойчивость предложенного способа передачи, который реализуется посредством описанной структуры приемопередающих устройств.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: Вильямс, 2003.
2. Сукачев Э. А. Класс функций, удовлетворяющих первому критерию Найквиста // Труды УНИИРТ. — 1995. — № 1. — С. 30—31.
3. Сукачев Э. А. Класс функций, удовлетворяющих первому и второму критерию Найквиста // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова. — 2001. — № 1. — С. 28—32.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. — М.: Радио и связь, 2000.
5. Сукачев Э. А., Шкулипа П. А. Исследование спектральных характеристик конечных реализаций цифрового потока в системах с коррелятивным кодированием // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. — 2007. — Вып. 151. — С. 194—197.
6. Пат. України 84112. Спосіб передавання цифрової інформації / Сукачев Е. О., Шкуліпа П. А. — 2008. — Бюл. № 17.

### НОВЫЕ КНИГИ

#### НОВЫЕ КНИГИ

**Златин И. Л. Схемотехническое и системное проектирование радиоэлектронных устройств в OrCAD 10.5. — М.: Горячая линия – Телеком, 2008. — 352 с.**

Книга предназначена, в первую очередь, для самостоятельного освоения системы OrCAD. В ней рассмотрены правила и приемы работы с системой OrCAD для начинающих пользователей. Подробно изложены вопросы графического анализа результатов моделирования при помощи шаблонов окна графика, проведения статистических расчетов в программе PSpice и моделирования радиоэлектронных устройств на системном (функциональном) уровне, в том числе за счет интеграции программ OrCAD и Matlab/Simulink при помощи интерфейса SLPS. Отдельно рассмотрены новый вид анализа Advanced Analysis (Расширенный анализ), позволяющий пользователям оптимизировать выполнение и улучшить качество проектов перед их аппаратной реализацией, и программа Transformer Designer, включенная в OrCAD 10.5 и предназначенная для разработки трансформаторов и дросселей. Изложенный материал иллюстрируется многочисленными примерами.

Для инженерно-технических работников, аспирантов и студентов.



#### НОВЫЕ КНИГИ

**Динеш С. Дьюб. Электроника: Схемы и анализ. — М.: Техносфера, 2008. — 432 с.**

Разработка и анализ электронных приборов и схем составляют неотъемлемую часть университетского курса физики. Книга представляет краткое, но всестороннее изложение по данной теме. Освещены физические аспекты работы биполярных и полевых транзисторов, все схемы проанализированы фундаментально. Глава о производстве интегральных схем выделяет эту книгу из ряда аналогичных изданий.

Простота и основательность изложения, большое количество примеров, задач и иллюстраций делают ее незаменимым пособием для студентов технических вузов.

