

УДК 621.391

Н.Ф. Линник

Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил, Харьков

ВЛИЯНИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ СЛОЖНОГО СИГНАЛА

Проведено исследование взаимосвязи ограничения полосы пропускания канала связи и качества передачи параллельного фазово-частотно-модулированного сигнала. Обосновано, что для исключения снижения помехоустойчивости полоса пропускания должна быть не менее эффективной ширины спектра любого из сигналов, образующих ансамбль, применяемый для передачи информации.

канал связи, сложный сигнал, скорость передачи информации, полоса пропускания

Введение

Постановка задачи. В настоящее время радиосвязь превратилась в мощный инструмент решения прикладных задач как государственного, так и бытового уровня. За короткое время средства радиосвязи прочно вошли в жизнь каждого человека, обеспечив получение и обмен информацией без привязки к конкретному месту, интегрировались в современные информационные сети и системы передачи информации. Радиосвязь позволяет реализовать полный спектр информационных услуг: передачу телефонных сообщений, обмен данными, подключение к глобальным информационным сетям, получение и передачу видеоизображений, телевидение и т.д. Радиосвязь дополняет и расширяет возможности проводной связи, дает свободу передвижения [1, 2].

Роль радиосвязи в обществе и технике постоянно возрастает, что приводит к увеличению количества используемых радиосредств и их развитию. В результате чего происходит постоянное увеличение количества информации, передаваемой по радиоканалам, что приводит к дефициту радиочастотного спектра. В этих условиях задача повышения скорости передачи информации становится одной из главных при построении современных систем передачи информации [3 – 5]. Основным носителем информации всех систем связи являются сигналы. В настоящее время все чаще в качестве носителей информации применяют сложные сигналы [5]. Однако, во многих случаях фактические показатели качества передачи информации оказываются хуже ожидае-

мых расчетных значений, что является результатом некорректного определения необходимой полосы частот для передачи сложных сигналов с определенными требованиями качества.

Анализ литературы. Для повышения частотной эффективности использования радиочастотного диапазона и скорости передачи информации в [6] предложено применять в системах связи параллельные фазово-частотно-модулированные (ПФЧМ) сигналы вида $Lf-M\phi$, где L – число поднесущих частот f , каждая из которых имеет M вариантов модуляции по фазе ϕ . В [7] разработана методика описания спектральных характеристик данных сигналов, основным отличием которой является то, что определение эффективной ширины энергетического спектра должно осуществляться не «в среднем», как принято в работах [3, 8], а для каждой конкретной реализации ПФЧМ сигнала с учетом значений модуляционных параметров: частоты и фазы, как на текущем, так и на соседних интервалах модуляции.

Цель статьи – представление результатов исследования влияния ограничения полосы пропускания канала связи на качество передачи параллельного фазово-частотно-модулированного сигнала.

Основной материал

При передаче информации с помощью какого-либо ансамбля сигналов одним из основных является вопрос о необходимой полосе частот пропускания канала связи. Естественно, емкость канала должна быть не меньше объема передаваемых сигналов. В

этой связи на первый план выдвигается задача правильного определения эффективной ширины спектра ΔF 90% последовательностей сигналов. По результатам исследований [6, 7] установлено, что эффективная ширина спектров ПФЧМ сигналов, входящих в состав одного ансамбля, имеет различное значение.

Известно [1, 3], что спектр случайной последовательности (достаточно длинной) равновероятных сигналов совпадает с математическим ожиданием спектра одного отдельно взятого сигнала определение спектра «в среднем»). При определении необходимой полосы частот для передачи ансамбля ПФЧМ сигналов учитывается значение эффективной ширины спектра, вычисленное «в среднем» за ансамбль. В результате чего для отдельных сигналов данного ансамбля не обеспечивается передача 90% энергии в заданной полосе частот, что влечет потерю помехоустойчивости.

Проанализируем изменения, претерпеваемые одиночным сигналом после прохождения через частотно-избирательный фильтр (канал с ограниченной полосой пропускания) [9]. Для анализа выберем произвольный сигнал (1) ансамбля вида $2f-4\varphi$:

$$s(t) = [\Phi(t-t_H) - \Phi(t-t_H - T)] \times \left[\sin\left(\left(\omega_0 - \frac{\pi}{T}\right) \cdot t\right) + \cos\left(\left(\omega_0 + \frac{\pi}{T}\right) \cdot t\right) \right], \quad (1)$$

где $\Phi(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0 \\ 0 & \text{при } x < 0 \end{cases}$ – функция Хевисайда.

Выражение (1) определяет одиночный двухчастотный сигнал длительностью T , начинающийся в момент t_H . Дискретное представление комплексного спектра сигнала имеет вид:

$$\vec{G}_k = \text{fft}(\vec{s}), \quad (2)$$

где $\text{fft}(\cdot)$ – оператор быстрого дискретного преобразования Фурье; $\vec{s} = \{s(t_0), \dots, s(t_{N-1})\}$, $N = 2^B$ – вектор дискретных отсчетов сигнала $s(t)$; $\vec{G}_k = \{g_0, \dots, g_Z\}$, $Z = 2^{B-1} + 1$ – вектор дискретных значений комплексного спектра; B – целое число, определяющее шаг дискретизации по времени: $h = t_{\max}/2^B$, t_{\max} – временной интервал преобразования.

Интервал дискретности значений комплексного спектра составляет: $\Delta\omega = 1/t_{\max}$, а диапазон развертки спектра: $0 \dots R \cdot \Delta\omega$. Операция „идеальной” фильтрации может быть осуществлена путем вычисления вектора \vec{GF} , получаемого скалярным произведением вектора комплексных данных \vec{G}_k и вектора-фильтра действительных чисел

$$\vec{\Psi} = \{\psi_0, \dots, \psi_R\}:$$

$$\vec{GF} = \{g_0, \dots, g_R\} \times \{\psi_0, \dots, \psi_R\} = \{gf_0, \dots, gf_R\}. \quad (3)$$

Элементы вектора-фильтра определяются по правилу $\psi_i = 1$ в полосе пропускания и $\psi_j = 0$ в полосе подавления избирательного фильтра. Такая фильтрация идеализирована, поскольку не вносит фазовых искажений, однако легко реализуется в цифровых алгоритмах обработки сигналов.

Восстановление сигнала после фильтрации осуществляется операцией обратного дискретного преобразования Фурье:

$$\vec{YF}(t_k) = \text{ifft}(\vec{GF}) = \{yf(t_0), \dots, yf(t_{N-1})\}. \quad (4)$$

Восстановленный сигнал представляется в виде вектора дискретных отсчетов, количество и шаг дискретности которых совпадают с аналогичными параметрами исходного сигнала. Сглаживание и

интерполяция векторов-сигналов $\vec{s}(t_k)$ и $\vec{YF}(t_k)$ позволяют представить все преобразования в аналоговом виде. На рис. 1 показаны результаты применения описанного выше алгоритма моделирования процесса фильтрации для сигнала (1) при различных полосах пропускания канала. Длительность временного интервала БПФ выбрана в пять раз больше длительности исходного сигнала, а сам сигнал расположен в центре этого «окна», что делает более удобным наблюдение краевых искажений формы огибающей. Энергия сигнала после фильтрации может быть вычислена по временному или частотному векторам БПФ (равенство Парсеваля):

$$|\text{GF}|^2 = h \cdot \sum_{k=0}^{N-1} (yf(t_k))^2 = \Delta\omega \cdot \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}} |gf_k|^2. \quad (5)$$

Как следует из рис. 1, эта энергия с уменьшением полосы пропускания падает по абсолютной величине и распределяется за пределами длительности сигнала, то есть возникает межсимвольная интерференция во временной области. Это ведет к ухудшению показателя удельных энергетических затрат за счет уменьшения отношения сигнал/шум в канале и взаимного мешающего действия сигналов. По мере распространения сигнала на соседние временные интервалы падает доля его энергии, приходящаяся на собственный, предназначенный для его передачи отрезок времени. Причем, чем уже полоса пропускания канала, тем меньшая часть энергии E_s сигнала, «просочившейся» сквозь фильтр, попадает в отведенный для приема данного сигнала отрезок времени T .

Вывод

Ограничение полосы пропускания канала связи приводит к потере энергии передаваемого сигнала. Это проявляется в снижении помехоустойчивости, так как не обеспечивается передача 90% энергии отдельных сигналов по каналу связи.

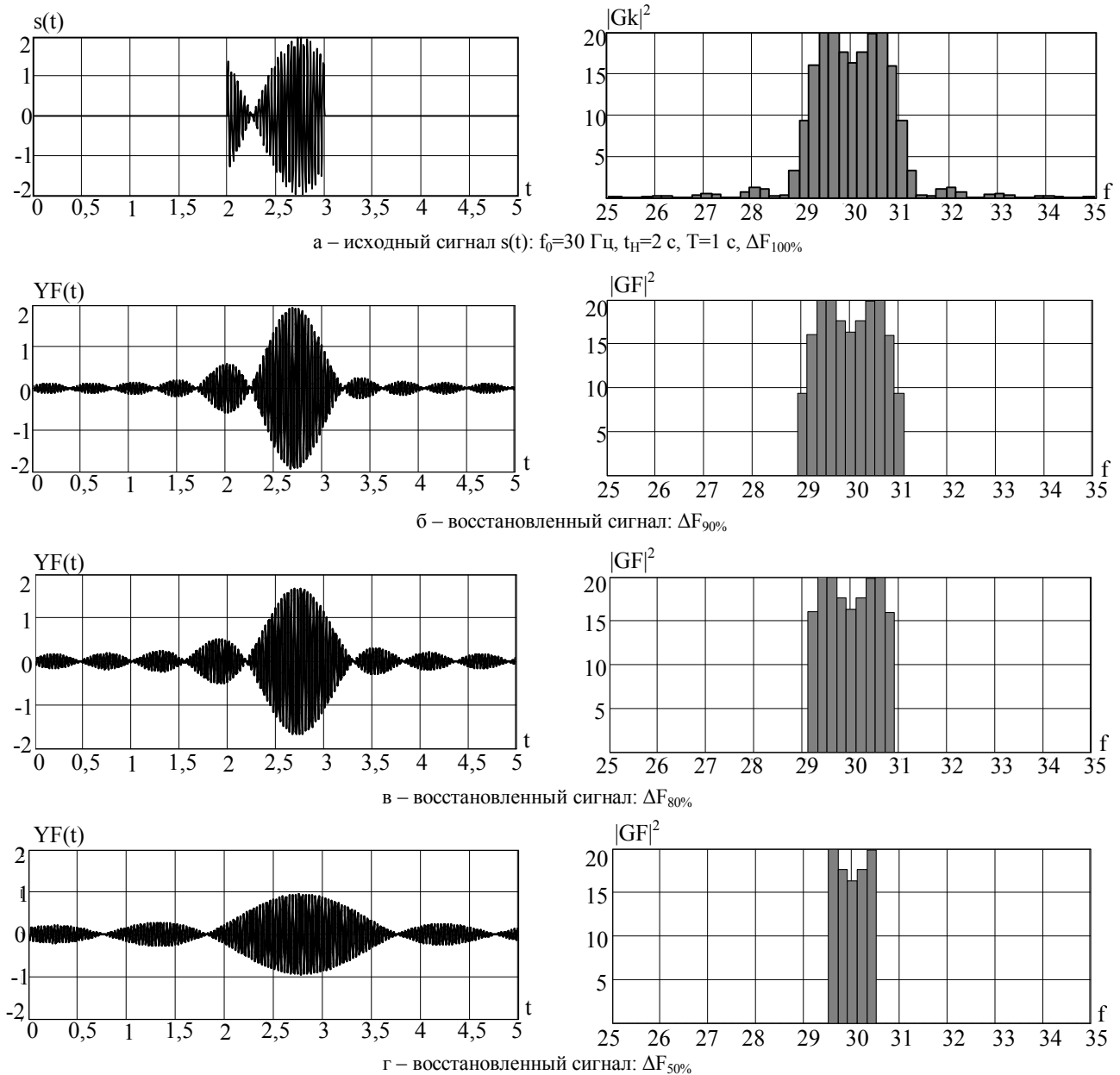


Рис. 1. Временные эпюры и энергетические спектры одиночного сигнала после полосовой фильтрации

Список литературы

1. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с
2. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекоммуникаційні мережі. – К.: Техніка, 2001. – 392 с.
3. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход. – С.-Пб.: БХВ-Петербург, 2003. – 405 с.
4. Рихтер С.Г. Цифровое радиовещание. – М: Горячая линия – Телеком, 2004. – 352 с.
5. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 704 с.
6. Линник М.Ф., Рассомахин С.Г., Малахов С.В. Метод формування оптимальних частотно-ефективних ансамблів паралельних багаточастотних сигналів для передачі інформації // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: Центральний науково-дослідний

інститут навігації і управління, 2007. – Вип. 2. – С. 65 – 67.

7. Рассомахин С.Г., Линник Н.Ф., Авиллов В.А. Исследование явления интерференции параллельных фазочастотно-модулированных сигналов с двукратной фазовой манипуляцией // Системи обробки інформації: Збірник наукових праць. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 5(21). – С. 224 – 226.

8. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.

9. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 192 с.

Поступила в редколлегию 2.03.2007

Рецензент: канд. техн. наук, доцент С.Г. Рассомахин, Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил, Харьков.