

Помазков В.В., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

**Алгоритм приема спектрально эффективных сигналов
 на основе метрики в виде разности начальных фаз сигналов**

Технология ортогонального частотного уплотнения (OFDM – Orthogonal Frequency Devision Multiplexing) использует параллельную передачу информации на нескольких поднесущих частотах и в настоящее время применяется в стандартах IEEE 802.11 (Wi-Fi) и IEEE 802.16 (WiMAX), в системах связи LTE/ LTE-Advanced и IEEE 802.11a/g/n/ac, 3G, 4G, 4G LTE, а также военных системах тактической и оперативно-тактической радиосвязи. OFDM-сигналы характеризуются повышенной помехоустойчивостью приема в каналах с многолучевым распространением [1]. Многочастотные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Devision Multiplexing) формируются из ортогональных OFDM-сигналов путем снижения разнеса между поднесущими частотами в $1/\alpha$ раз, где α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, тем самым значительно повышая спектральную эффективность сигналов [2]. На рисунке 1 представлены амплитудные спектры OFDM-сигнала (рис. 1а) и SEFDM-сигнала (рис. 1б) для $\alpha = 6/8$ (вид модуляции – квадратурная фазовой манипуляция QPSK – Quadrature Phase Shift Keying), полученные в ходе моделирования формирователя сигналов с частотным уплотнением каналов в среде MATLAB (число поднесущих $N_{\text{fft}} = 2048$).

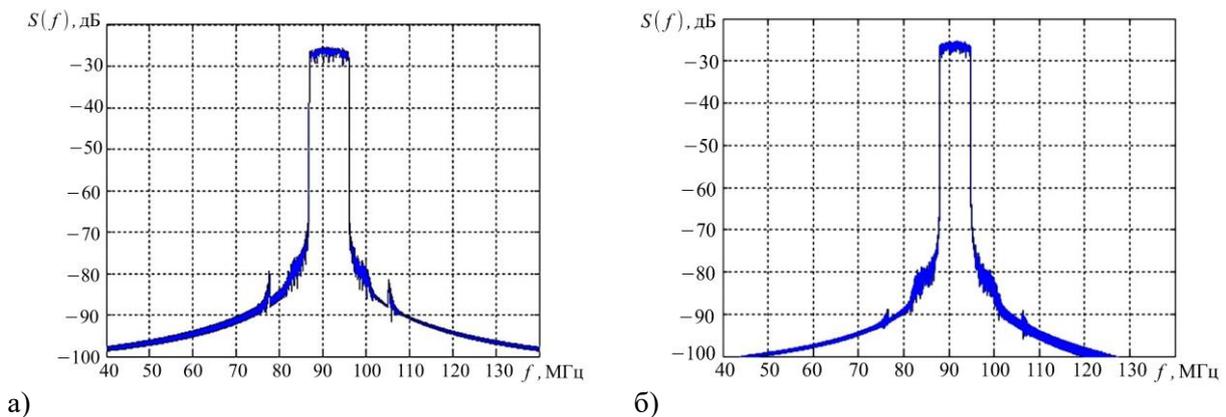


Рис. 1. Амплитудные спектры OFDM-сигнала (а) и SEFDM-сигнала (б)

Из анализа рис. 1 видно, что ширина спектра OFDM-сигнала равна $\Delta F_{\text{OFDM}} \approx 9,2$ МГц, в то время как ширина спектра SEFDM-сигнала оказалась равной $\Delta F_{\text{SEFDM}} \approx 6,9$ МГц. Формирование SEFDM-сигнала $s_{\text{SEFDM}}(t)$ с несущей частотой ω_0 на интервале времени $t_m \leq t \leq t_m + T_C$ осуществляется путем умножения SEFDM-символа на оператор вращения $\exp(j\omega_0 t)$ и последующего выделения реальной части этого произведения [3]

$$s_{\text{SEFDM}}(t) = \text{Re} \left\{ \hat{u}_s(t) e^{j\omega_0 t} \right\} = u_s(t) \cos \omega_0 t + \hat{u}_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (1)$$

$$\text{где } u_s(t) = \sum_{k=1}^L u_k(t) = \sum_{k=1}^L C_k \cos(\omega_k t - \varphi_k); \quad \hat{u}_s(t) = \sum_{k=1}^L \hat{u}_k(t) = \sum_{k=1}^L C_k \sin(\omega_k t - \varphi_k).$$

Из анализа выражения (1) следует, что SEFDM-сигнал формируется на временном интервале $t_m \leq t \leq t_m + T_C$ из SEFDM-символа путем переноса его спектра на несущую частоту ω_0 фазокомпенсационным (безфильтровым) квадратурным преобразователем частоты. При таком переносе дополнительная боковая частотная полоса сигнала не образуется.

SEFDM-символ формируется в комплексной форме на интервале времени $t_m \leq t \leq t_m + T_C$

$$\dot{u}_s(t) = u_s(t) - j\hat{u}_s(t) = \sum_{k=1}^L u_k(t) - j \sum_{k=1}^L \hat{u}_k(t) = \sum_{k=1}^L (a_k - jb_k) \exp(j\omega_k t), \quad (2)$$

где $u_s(t)$ и $\hat{u}_s(t)$ – реальная и мнимая составляющие символа $\dot{u}_s(t)$; L – число частотных подканалов. Важнейшей характеристикой SEFDM-сигналов является коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот $\alpha = T\Delta f = \Delta f / \Delta f_{ORT}$. Для OFDM-сигналов $\alpha = 1$, для SEFDM-сигналов $\alpha < 1$ [3]. На рисунке 2 показана схема демодулятора, реализующего прием SEFDM-сигналов на основе метрики в виде разности начальных фаз сигналов.

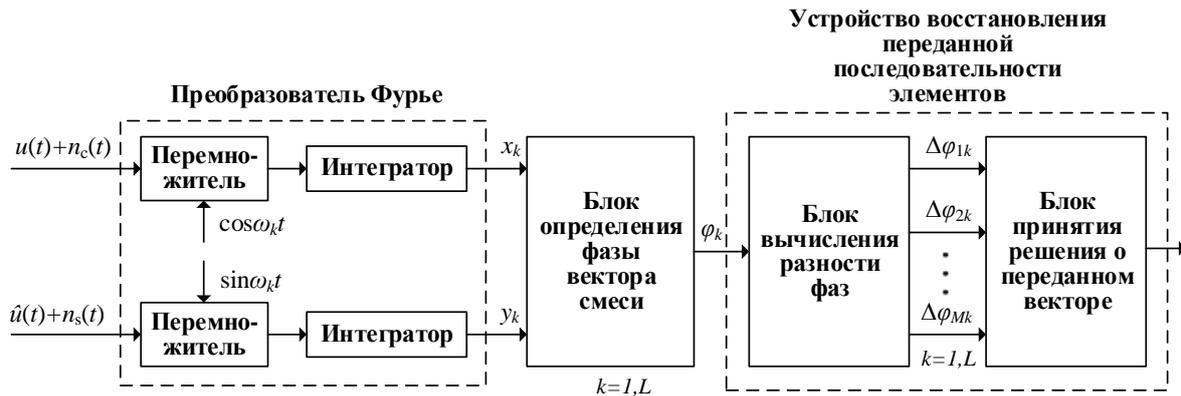


Рис. 2. Структурная схема демодулятора, реализующего прием SEFDM-сигналов на основе метрики в виде разности фаз

На вход преобразователя Фурье поступает аддитивная смесь сигнала и гауссовской помехи $u_{BX}(t) = s_{SEFDM}(t) + n(t)$, а на его выход для каждого подканала выдаются квадратурные составляющие вектора смеси сигнала и помехи x_k и y_k . В блоке определения фазы вектора u_{BX} смеси вычисляется фаза принятого SEFDM-сигнала с помехой в k -м подканале по формуле $\varphi_k = \arctg(y_k/x_k)$, $k = 1, L$ (L – число частотных поднесущих). В блоке вычисления разности фаз находятся разности начальных фаз принятого вектора u_{BX} и всеми векторами сигнального созвездия $\Delta\varphi_{ik} = \varphi_k - \varphi_{ci}$, $i = 1, M$, $k = 1, L$. В качестве переданного считается вектор сигнального созвездия, для которого $\Delta\varphi_{ik}$ минимально.

Для вычисления разности начальных фаз сигналов с помощью прямого преобразования Фурье находятся квадратурные составляющие смеси SEFDM-сигнала и помехи, а также используется хранящиеся в приемнике квадратурные составляющие векторов сигнальных созвездий. В результате моделирования получены зависимости вероятностей искажения гауссовской помехой символов и битов, передаваемых SEFDM-сигналом с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK), от отношения сигнал/помеха.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Вишневецкий В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
3. Fadeev D.K., Rashich A.V. Optimal Input Power Backoff of a Nonlinear Power Amplifier for SEFDM System // Proceedings of the NEW2AN 2015 and 8th Conference. – 2015. – P. 669–678.
4. Сидорчук В.П., Зезюлин А.А., Лукин А.В. Формирование и прием сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе дискретного преобразования Фурье // Сб. науч. ст. по материалам VI Международной НПК «Академические Жуковские чтения». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – С. 295–300.