

**ПОВЫШЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ
 ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ОГС**

**ПІДВИЩЕННЯ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ
 ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ З ОГС**

**IMPROVING OF COMPUTATIONAL EFFICIENCY OF DEMODULATION OF SIGNALS
 OF TRANSMISSION SYSTEMS WITH ORTHOGONAL HARMONIC SIGNALS**

Аннотация. В статье обосновывается применение дискретного преобразования Фурье для демодуляции сигналов обобщенного класса ортогональных гармонических сигналов.

Анотація. У статті обґрунтовується застосування дискретного перетворення Фур'є для демодуляції сигналів узагальненого класу ортогональних гармонічних сигналів.

Abstract. The application of the discrete Fourier transform for the demodulation of signals of the generalized class of orthogonal harmonic signals is grounded in the article.

Актуальной проблемой развития телекоммуникаций является повышение эффективности систем передачи (СП) информации. При этом одной из важных научных задач является разработка эффективных алгоритмов демодуляции сигналов обобщенного класса ортогональных гармонических сигналов (ОГС) предложенного в [1].

Широкое распространение среди современных средств связи получили СП, использующие множество ОГС, одновременно и независимо модулируемых передаваемыми информационными сигналами – СП с OFDM-модуляцией (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2...5]. Примером таких технологий служат радиотехнологии WiMAX, Wi-Fi, проводные – xDSL, PLC, DOCSIS и другие. Используемые в этих технологиях широкополосные сигналы являются одним из видов широкого класса ОГС, предложенных в [1], которые могут быть использованы для целей передачи информации.

Известно, что эффективные алгоритмы демодуляции сигналов СП ОГС строятся на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ)[4]. Для предложенного обобщенного класса ОГС применение алгоритмов БПФ рассматривалось в [4], однако без строгого обоснования.

Целью статьи является строгое обоснование применения БПФ для повышения вычислительной эффективности демодуляции сигналов СП с ОГС.

Системы сигналов обобщенного класса ОГС, синтезированные в соответствии с методом, предложенном в [1], описываются выражением:

$$\left\{ \sqrt{u(t)} e^{il\omega_0 t} \right\}_{l=0}^{L-1}, \quad -T/2 \leq t < T/2, \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (1)$$

и ортогональны на интервале T:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{u(t)} e^{il\omega_0 t} \sqrt{u(t)} e^{-ik\omega_0 t} dt = \begin{cases} 1, & l = k \\ 0, & l \neq k \end{cases} \quad (2)$$

где f_0 – разнос между частотами соседних гармонических функций, входящих в состав функций (1); L – число функций; T – длительность функций; $u(t)$ – огибающая.

В [1] доказано следующее утверждение. Для того чтобы система функций (1) была ортогональной, необходимо, чтобы сумма сдвижек ее огибающей $u(t)$ на $n\tau_0$, $n = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, была величиной постоянной.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} u(\tau - n\tau_0) = const, \quad \tau_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{1}{f_0}, \quad (3)$$

τ_0 – интервал ортогональности.

Условию (3) удовлетворяют функции с кососимметричными фронтами, например, трапецеидальные функции (рис. 1). На рис. 1 пунктиром показаны функции $u(t)$, сдвинутые на τ_0 .

Отличие предложенных систем сигналов от традиционных OFDM заключается в наличии функции $u(t)$ – общей огибающей системы функций и в необходимости корреляционной обработки сигналов на приеме на интервале длительностью T , а не τ_0 .

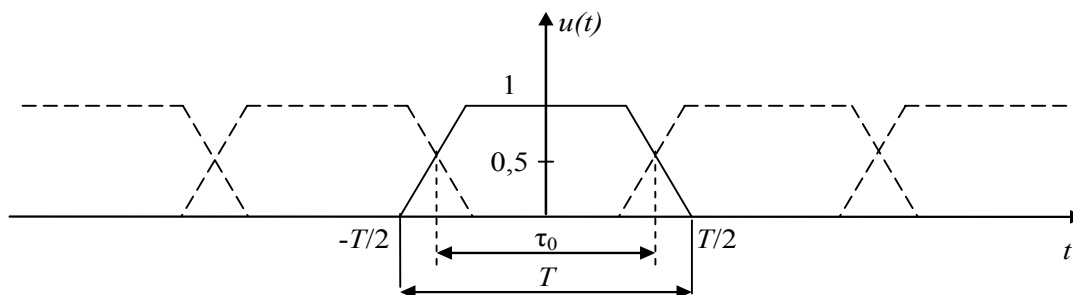


Рисунок 1 – Пример огибающей $u(t)$

Сигналы (1), как и традиционные сигналы OFDM, обладают бесконечными спектрами, однако скорость затухания спектров зависит от формы огибающего сигнала $u(t)$. В [1] приведены результаты расчетов спектров сигналов при вариации формы огибающего сигнала и определение формы огибающего сигнала, обеспечивающей максимальную концентрацию энергии сигналов в частотной области при выполнении обобщенного критерия Найквиста.

Для удобства сравнения энергетических спектров различных систем ОГС введем функцию:

$$A_{\alpha}(f) = 10 \lg \frac{1}{U_{\alpha}^2(f)}, \text{ дБ}, \quad \alpha = \frac{T - \tau_0}{\tau_0}, \quad (4)$$

где $U_{\alpha}(f)$ – модуль спектра сигнала $u(t)$ при $\alpha = \alpha$.

На графиках рис. 2 приведены значения функции $A_{\alpha}(f)$, для четырех систем ОГС с различными огибающими сигналами $u(t)$ при $\alpha = 1$: A_1 – с косинусквадратичными фронтами, A_2 – с кососимметричными фронтами, A_3 – огибающая с квадратичными фронтами; A_0 – график функции (4) для сигнала с прямоугольными фронтами (функция Котельникова $\alpha = 0$).

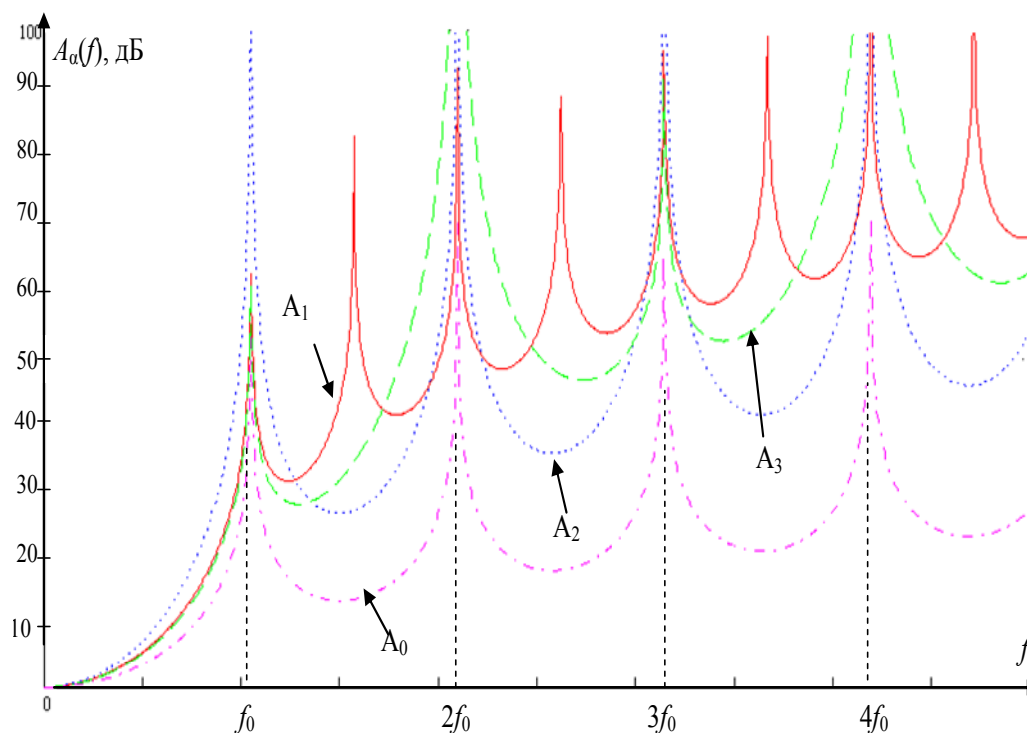


Рисунок 2 – Энергетические спектры различных сигналов при $\alpha = 1$

Из рис. 2 видно, что наибольшей концентрацией энергии в частотной области обладают сигналы с огибающей $u(t)$, имеющей косинусквадратичные фронты.

На рис. 3 приведена структурная схема l -го канала традиционной СП ОГС. Передаваемые на p -м тактовом интервале информационные символы a_{lp} и b_{lp} $l = 0, 1, 2, \dots, L-1, p = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$ модулируют независимо квадратурные несущие $\cos l\omega_0(t-pT)$ и $\sin l\omega_0(t-pT)$. На приемной стороне осуществляется корреляционная обработка на интервале τ_0 принятого сигнала. На рис. 4 приведена структурная схема l -го канала СП ОГС с предложенными сигналами. Она отличается от схемы рис. 3 наличием множителей на $s(t) = \sqrt{u(t-pT)}$ на передаче и приеме. В силу линейности модели канала можно множители на $\sqrt{u(t-pT)}$ объединить, и на приеме групповой сигнал умножить на $s(t) = u(t-pT)$ (рис. 5).

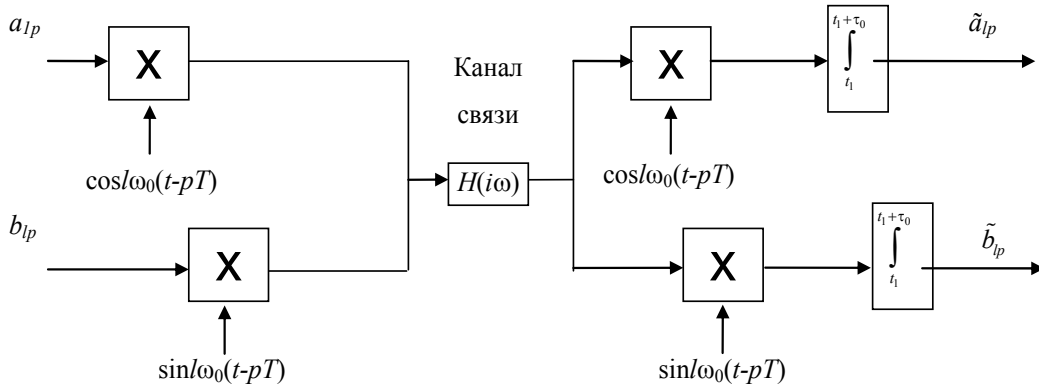


Рисунок 3 – Структурная схема l -го канала традиционной СП ОГС

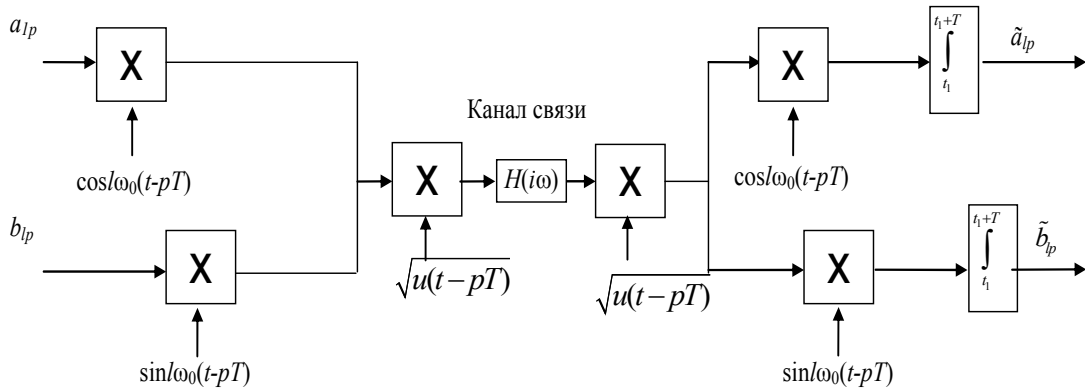


Рисунок 4 – Структурная схема l -го канала СП ОГС с сигналами-переносчиками обобщенного класса

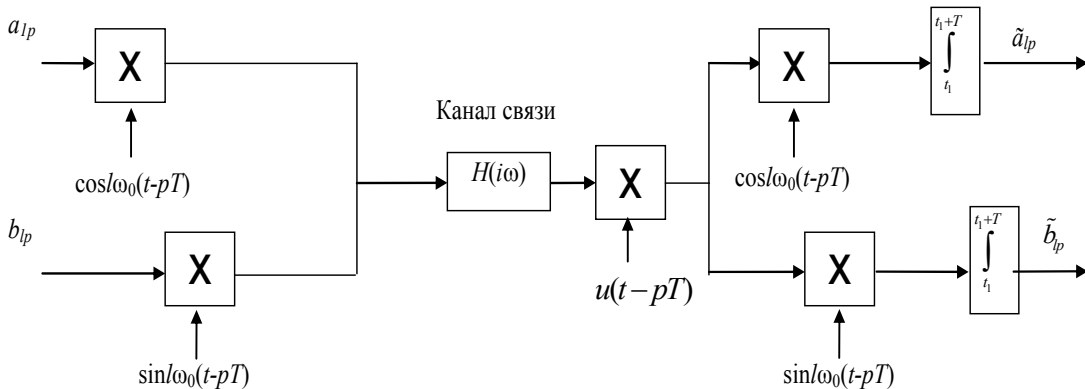


Рисунок 5 – Структурная схема l -го канала СП ОГС с одним дополнительным множителем

Известно, что операции модуляции несущих сигналов СП
ОГС: $s_l(t) = a_l \cos l\omega_0 t + ib_l \sin l\omega_0 t$, и демодуляция группового сигнала:

$$s_{\text{гр}}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \cos l\omega_0 t + ib_l \sin l\omega_0 t, \quad 0 < t \leq \tau_0, \quad l = 0, 1, 2, \dots, L-1 \frac{1}{2} \quad (5)$$

осуществляются с помощью соответственно обратного и прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{\frac{i2\pi nk}{N}} \quad (6)$$

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-\frac{i2\pi nk}{N}}, \quad k, n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (7)$$

В ДПФ (6), (7) параметр N определяет число отсчетов дискретного сигнала (5) на интервале τ_0 и численно равен частному от деления $N = \tau_0/\Delta t$, где $\Delta t = 1/F_d$ с – длительность интервала дискретизации группового сигнала, а F_d (Гц) частота дискретизации. Для выполнения условия соответствия параметров ДПФ и группового сигнала (5) необходимо выполнение условий $N = 2L$ и $N = \frac{2\omega_v}{\omega_0}$, где ω_v – верхняя частота спектра преобразованного сигнала.

Введение функции $u(t)$ – огибающей системы функций (1) привело к увеличению длительности корреляционной обработки с τ_0 до T , равного длительности тактового интервала передачи символов, число отсчетов дискретного сигнала на интервале T будет равно $N_T = T/\Delta t$. В результате воспользоваться непосредственно для выполнения операций модуляции-демодуляции алгоритмами ДПФ невозможно.

Обоснуем метод демодуляции сигналов ОГС при $T > \tau_0$ с помощью алгоритмов ДПФ. Алгоритм модуляции, очевидно, не вызывает сколь-либо серьезных проблем.

Предположим, что $T = M\tau_0$, где M – целое число. Это условие всегда можно выполнить, дополняя последний интервал $M\tau_0$ нулевыми отсчетами сигнала. Так как для нашей задачи демодуляции имеет смысл только значение $M = 2$, то следующие выкладки проведем для этого случая, отдавая отчет, что справедлив и общий случай любого целого M для других задач.

Увеличение интервала времени τ_0 в два раза $T = 2\tau_0$ приведет к тому, что дискретный спектр станет вдвое гуще $\Delta\omega = \omega_0 / 2$, а число спектральных составляющих станет равным $2N$. Среди $2N$ спектральных составляющих полезными для нас являются лишь каждая вторая, соответствующая несущим сигналам. Поэтому один из возможных путей демодуляции сигналов при $T = M\tau_0$ является выполнение БПФ размерностью MN , а затем выделения N необходимых составляющих. Однако увеличение размерности ДПФ приводит к увеличению вычислительной сложности, что нежелательно. Приведенный ниже алгоритм позволяет избежать этого. Положим в алгоритме прямого ДПФ (7) вместо N размерность ДПФ $2N$, равную удвоенному числу отсчетов дискретного сигнала на интервале τ_0 . Таким образом, вместо алгоритма прямого дискретного ПФ(7) необходимо вычислить дискретный спектр:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{2N-1} s(k) e^{-\frac{i2\pi nk}{2N}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, 2N-1. \quad (8)$$

Нас интересуют лишь спектральные составляющие $n = 0, 2, 4, \dots, 2N-2$. Поэтому перепишем (8)

$$S(2l) = \sum_{k=0}^{2N-1} s(k) e^{-\frac{i2\pi 2lk}{2N}} = \sum_{k=0}^{2N-1} s(k) e^{-\frac{i2\pi lk}{N}}, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

В силу периодичности дискретных функций $e^{-\frac{i2\pi lk}{N}}$ по k с периодом N , последнее выражение можно переписать в виде:

$$\sum_{k=0}^{2N-1} s(k)e^{-i2\pi lk/N} = \sum_{k=0}^{N-1} s(k)e^{-i2\pi lk/N} + \sum_{k=N}^{2N-1} s(k)e^{-i2\pi lk/N} =$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} s(k)e^{-i2\pi lk/N} + \sum_{k=0}^{N-1} s(k+N)e^{-i2\pi l(k+N)/N} = \sum_{k=0}^{N-1} [s(k) + s(k+N)]e^{-i2\pi lk/N}, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Окончательно получим выражение:

$$S(l) = \sum_{k=0}^{N-1} [s(k) + s(k+N)]e^{-i2\pi lk/N}, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (9)$$

Так как опережающий сигнал реализовать невозможно, то очевидно справедливо следующее преобразование (9):

$$S(l) = \sum_{k=0}^{N-1} [s(k-N) + s(k)]e^{-i2\pi lk/N}, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (10)$$

Таким образом, если осуществить предварительную операцию преобразования группового сигнала, соответствующую сложению сигналов в квадратных скобках алгоритма (10), то выполнение стандартного прямого ДПФ по основанию N будет соответствовать алгоритму демодуляции сигналов ОГС обобщенного класса. Рис. 6, 7 иллюстрируют выполнение операции свертывания группового сигнала.

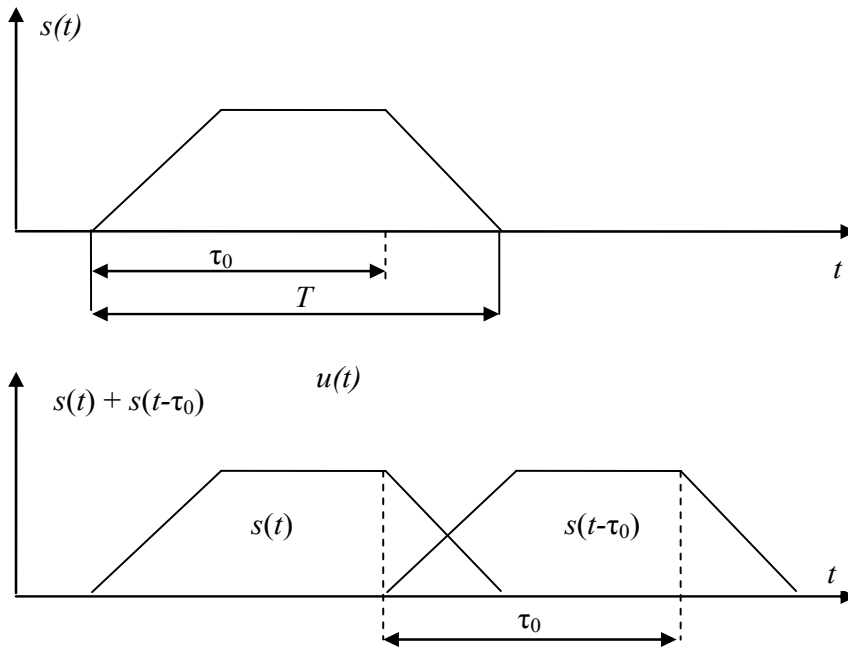


Рисунок 6 – Свертывание сигнала



Рисунок 7 – Реализация свертывания сигнала

Структурная схема демодулятора сигналов обобщенного класса ОГС приведена на рис. 8. Отсчеты цифрового группового сигнала перемножаются с отсчетами периодического цифрового сигнала $u(t)$, границы которого (начало сигнала) синхронизированы с границами тактовых интервалов принимаемых посылок. Результирующий сигнал в сумматоре суммируется с сигналом, задержанным на τ_0 . Из потока отсчетов выделяется N отсчетов, соответствующих границам свернутого сигнала (рис. 7). Затем осуществляется прямое ДПФ выделенной группы отсчетов. Результатом ДПФ является N отсчетов дискретного спектра отрезка принимаемого сигнала. Выделение L отсчетов спектра, соответствующих несущим группового сигнала завершает демодуляцию сигналов обобщенного класса ОГС.

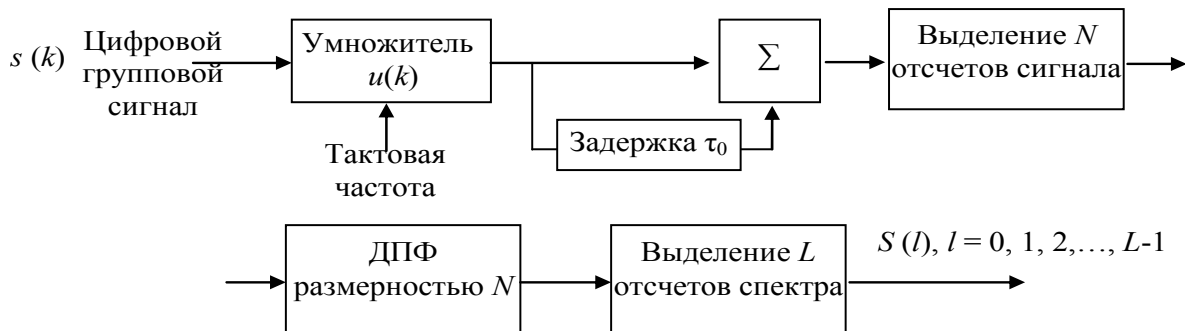


Рисунок 8 – Структурная схема демодулятора ОГС обобщенного класса

В заключении можно сделать следующие выводы.

В статье обосновывается применение алгоритмов БПФ для демодуляции сигналов обобщенного класса ОГС, что позволяет достичь высокой вычислительной эффективности алгоритмов демодуляции СП ОГС. Приведены структурные схемы демодулятора сигналов обобщенного класса ОГС.

В дальнейшем планируется исследование характеристик СП с сигналами обобщенного класса ОГС.

Литература

1. *Балашов В.А.* Ортогональные гармонические сигналы для широкополосных систем передачи / В.А. Балашов, Л.М. Ляховецкий, И.Б. Барба // Загальногалузевий науково-виробничий журнал «Зв'язок». – 2012. – № 3. – С. 17 – 20.
2. *Ипатов В.П.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов / Ипатов В.П. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
3. *Берлин А. Н.* Цифровые сотовые системы связи / Берлин А.Н. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.
4. *Балашов В. А.* Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / Балашов В. А, Воробийченко П.П, Ляховецкий Л.М. – М.: Эко-Трендз, 2012. – 228 с.: ил.
5. *Бондарчук А.П.* Порівняльний аналіз технологій CDMA і OFDM / А.П. Бондарчук // Загальногалузевий науково-виробничий журнал «Зв'язок». – 2011. – № 3. – С. 31 – 32.