

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 534.21:621.391.81

### ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛЧМ-СИГНАЛОВ В ПОЛОСАХ РАВНОЙ РАЗБОРЧИВОСТИ

*д-р техн. наук, проф. В.К. ЖЕЛЕЗНЯК; И.Б. БУРАЧЕНОК  
(Полоцкий государственный университет)*

*Исследованы наиболее значимые свойства широкополосных линейно-частотно-модулированных сигналов в полосах равной разборчивости. Предложено использовать частотно-временной анализ измерительных широкополосных линейно-частотно-модулированных сигналов при оценке степени защищенности каналов утечки речевой информации с целью повышения точности и разрешающей способности по частоте частотно-временной обработки. Задача заключается в оценке степени защиты речевой информации от утечки по техническим каналам на соответствие установленным нормативными требованиями к показателям эффективности защиты информации.*

**Введение.** Для оценки защищенности каналов утечки (КУ) речевой информации в качестве измерительного широко применяется гармонический сигнал, обоснованный корреляционной теорией разборчивости речи [1]. Однако для речевого сигнала с диапазоном частот от 100 Гц до 10 кГц оценка только по 20-ти гармоническим составляющим не исключает некоторые методические погрешности, так как прохождение измерительного сигнала через сложную среду, характеристики которой меняются в зависимости от различных условий, приводит к значительной деформации его спектральной плотности и увеличению погрешности оценки его тонкой частотно-временной структуры. Для уменьшения методической погрешности, обусловленной неравномерностями спектральной плотности речевого сигнала и искусственных шумов в широком диапазоне частот, чувствительностью уха, амплитудно-частотной характеристикой преграды, через которую распространяется речевой сигнал, а также обеспечения высокой чувствительности и разрешающей способности по частоте при оценке каналов утечки речевой информации в качестве измерительных в работе [2] предложено использовать широкополосные линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) сигналы в 20-ти полосах равной разборчивости (ПРР). Применение для оценки измерительных широкополосных ЛЧМ-сигналов значительно повышает требования к их исходным параметрам, поэтому исследования в данной области остаются актуальными и возникает теоретический и практический интерес к анализу и синтезу широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР. Несмотря на то, что в последнее время большое количество работ посвящено теоретическим исследованиям и практическим применениям различных сигналов в системах передачи информации исследование широкополосных ЛЧМ-сигналов представляет интерес при оценке степени защищенности КУ речевой информации.

Цель данной работы – исследование спектральных и корреляционных характеристик широкополосных ЛЧМ-сигналов в полосах равной разборчивости и выявление наиболее значимых, обеспечивающих высокую чувствительность, точность, разрешающую способность и эффективность систем оценки степени защищенности КУ речевой информации.

**Математическая модель широкополосного ЛЧМ-сигнала с большой базой.** Достоинством широкополосных сигналов является возможность одновременного повышения его энергетического потенциала и разрешающей способности по частоте без уменьшения длительности модулирующих импульсов [3]. Практическая значимость ЛЧМ-сигналов заключается в существенном сжатии сигнала при приеме и увеличении его амплитуды над уровнем помех в надпороговой области. Из достоинств широкополосных ЛЧМ-сигналов следует отметить возможности их аппаратной реализации.

Для оценки защищенности КУ информации в работе [1] предложена методика автоматизированной обработки гармонического измерительного сигнала при разбиении спектральной плотности речевого сигнала на двадцать ПРР. На основе данной методики для оценки защищенности решено использовать измерительные широкополосные ЛЧМ-сигналы в ПРР с большой базой  $B \gg 1$  и прямоугольной огибающей.

Проведем сравнительную оценку широкополосности ЛЧМ-сигналов в 20-ти ПРР. Используемые для оценки КУ речевой информации широкополосные измерительные ЛЧМ-сигналы в ПРР можно отнести к сигналам [4] с большой относительной полосой  $\eta$ , определяемой по следующей формуле [4]:

$$\eta = \frac{(f_g - f_n)}{(f_g + f_n)}, \quad (1)$$

где  $f_g, f_n$  – соответственно высшая и низшая частоты полос равной разборчивости.

Обозначим полосы равной разборчивости  $N_k$ , где  $k$  – порядковый номер полосы ( $k = 1, \dots, 20$ ). Величина  $\eta$  для каждой полосы равной разборчивости представлена в таблице.

Величины относительных полос ЛЧМ-сигналов в двадцати полосах равной разборчивости

$N_k$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\eta$	0,62	0,15	0,11	0,1	0,09	0,08	0,07	0,05	0,05	0,05

Окончание таблицы

$N_k$	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$\eta$	0,04	0,04	0,05	0,06	0,06	0,05	0,05	0,11	0,18	0,16

Как следует из таблицы, относительные полосы всех исследуемых широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР изменяются в зависимости от ширины полосы в пределах  $\eta \approx 0,01 \dots 1$ . Согласно [4]  $\eta = 1$  является максимальной величиной, допускаемой определением. Самое высокое значение относительной полосы  $\eta = 0,62$  имеет широкополосный ЛЧМ-сигнал в первой  $N_1$  ПРР.

В качестве исходных используем широкополосные ЛЧМ-сигналы  $s_{ЛЧМ}(t)$  длительностью  $T_c$ . Частота  $\omega(t)$  их высокочастотного заполнения нарастает в пределах заданного значения длительности от начала импульса к его концу по линейному закону [5; 6]:

$$\omega(t) = \omega_0 + \mu t, \quad -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2}, \quad (2)$$

где  $\omega_0$  – центральное значение частоты широкополосного ЛЧМ-сигнала;  $\mu$  – скорость изменения мгновенной частоты во времени.

Таким образом, широкополосный ЛЧМ-сигнал на входе КУ описывается следующей математической моделью [5; 6]:

$$s_{ЛЧМ}(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{T_c}{2}, \\ A_m \cos \left[ \left( \omega_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right) + \varphi_0 \right], & -\frac{T_c}{2} < t < \frac{T_c}{2}, \\ 0, & t > \frac{T_c}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь  $A_m$  – амплитуда широкополосного ЛЧМ-сигнала;  $\varphi_0$  – начальная фаза, в рассматриваемом случае  $\varphi_0 = 0$ .

Полная фаза такого сигнала определяется выражением [5; 6]:

$$\Theta(t) = \omega_0 t + \frac{\mu}{2} t^2, \quad (4)$$

скорость изменения мгновенной частоты во времени [6]

$$\mu = \frac{\Delta\omega}{T_c} = \frac{2\pi(2\Delta f)}{T_c}, \quad (5)$$

где  $\Delta\omega = 2\pi(2\Delta f)$  – полная девиация частоты;  $\Delta f = \frac{f_g - f_n}{2}$  – девиация частоты.

Конкретизируя математическую модель исходного широкополосного ЛЧМ-сигнала для каждой ПРР, заметим, что, согласно [7], их длительность одинакова и равна  $T_c$ , причем точке  $t_0 = 0$  соответствует середина каждого импульса, а их амплитуда имеет постоянное значение, равное  $A_m = const = 1$ .

На рисунке 1 показаны основные характеристики сформированного на основании выражения (3) в девятой  $N_9$  ПРР измерительного широкополосного ЛЧМ-сигнала продолжительностью  $T_c = 1$  с и частотой дискретизации  $F_s = 44100$  Гц. Диапазон задаваемых частот от  $f_n = 1600$  Гц до  $f_g = 1780$  Гц, средняя

частота  $f_0 = 1690$  Гц, девиация частоты  $2\Delta f = 180$  Гц. Сформированному сигналу соответствуют временная, частотно-временная и фазовая характеристики, представленные на рисунках 1, а, б, в.

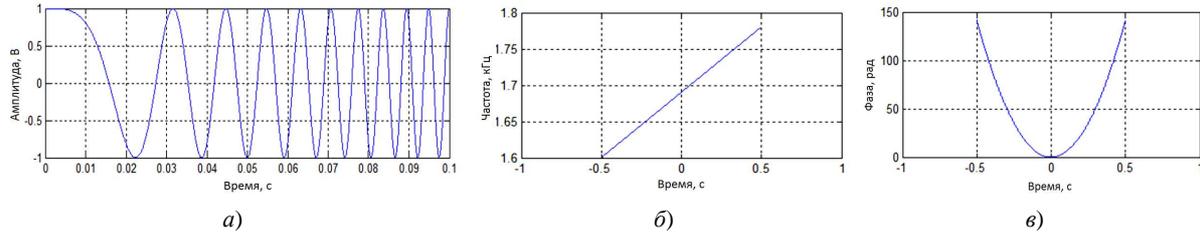


Рис. 1. Основные характеристики исходного широкополосного ЛЧМ-сигнала:  
а – фрагмент измерительного широкополосного ЛЧМ-сигнала длительностью  $T_c' = 0,1$  с;  
б – закон изменения частоты; в – закон изменения фазы

При прохождении измерительного широкополосного ЛЧМ-сигнала через неоднородную среду распространения возможны различные искажения закона модуляции, которые приводят к изменению характеристик исходного сигнала и его частотно-временной структуры. Возможные изменения основных характеристик широкополосного ЛЧМ-сигнала представлены на рисунках 2, а, б, в.

На рисунке 2, а отображено изменение закона модуляции в течение времени, а также случайное запаздывание выходного сигнала относительно входного, обусловленное прохождением его через среду распространения и задержками аппаратуры. На рисунках 2, б и 2, в отображены соответственно искажения законов изменения частоты и фазы выходного сигнала.

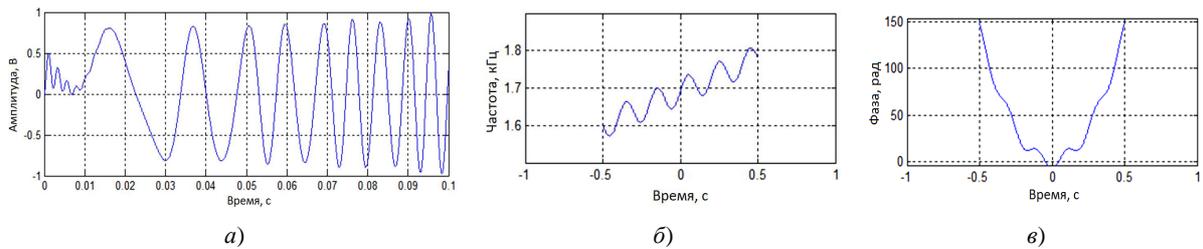


Рис. 2. Основные характеристики искаженного широкополосного ЛЧМ-сигнала:  
а – фрагмент искаженного измерительного широкополосного ЛЧМ-сигнала длительностью  $T_c' = 0,1$  с;  
б – искажения закона изменения частоты; в – искажения закона изменения фазы

Сравнительный анализ характеристик широкополосного ЛЧМ-сигнала без искажения закона модуляции (рис. 1, а, б, в) и характеристик сигнала с искажениями (рис. 2, а, б, в) показывает возможные дополнительные пульсации в амплитудном спектре принятого сигнала. Амплитуда и частота пульсаций зависят от параметров, характеризующих искажение законов модуляций, представленных в работе [6].

Получение для характеристик выходных ЛЧМ-сигналов выражений, достаточно простых для анализа, связано с трудностями, так как в общем виде получение характеристик для широкого диапазона исходных данных (законов модуляций и различного вида огибающей) возможно только с использованием численных методов [6]. Для исследования фазовых искажений широкополосного ЛЧМ-сигнала, прошедшего неоднородную среду распространения, воспользуемся в качестве элементарных функций не обычными действительными значениями сигналов, а экспоненциальными функциями их мнимого аргумента по формуле Эйлера [8; 9]:

$$\cos(\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} \left[ e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)} \right]. \quad (6)$$

Здесь  $j = \sqrt{-1}$  – принятое в технических дисциплинах обозначение для мнимой единицы.

Так как фаза (аргумент) комплексного числа – это угол между действительной осью и линией, проведенной из центра координат (пересечения осей  $x$  и  $y$ ) до точки, представленной комплексным числом, то представление сигналов согласно выражению (6) позволяет определить фазы исходного и искаженного сигналов по формуле [10]:

$$\ln \dot{A} = \ln(A \cdot e^{j\varphi}) = \ln(A) + \ln(e^{j\varphi}) = \ln A + j \cdot \varphi, \quad (7)$$

где  $\dot{A}$  – комплексное число (в рассматриваемом случае широкополосный ЛЧМ-сигнал представлен в виде двух составляющих: реальной и мнимой).

Из выражения (7) следует, что действительная часть логарифма комплексного числа равна логарифму его абсолютного значения, а мнимая часть – величине его угла.

На рисунке 3 показаны фазовые характеристики исходного (рис. 1, а) и искаженного (рис. 2, а) широкополосных ЛЧМ-сигналов соответственно: зависимость фазового сдвига от абсолютного значения логарифма сигнала (рис. 3, а) и фазовый сдвиг в полярной системе координат (рис. 3, б).

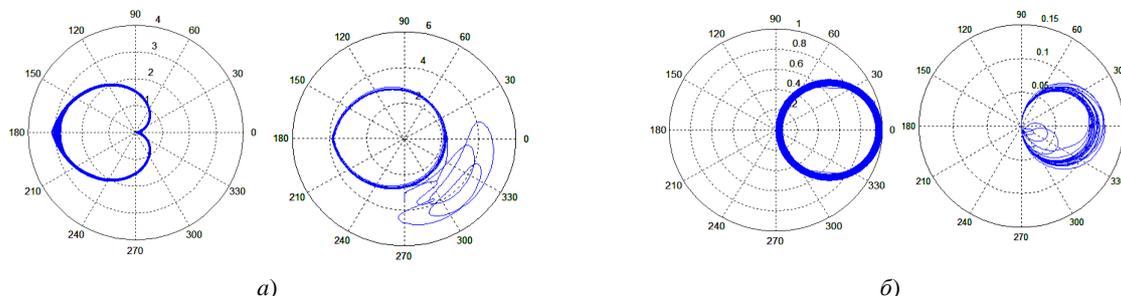


Рис. 3. Фазовые характеристики исходного и искаженного широкополосных ЛЧМ-сигналов:  
 а – зависимость фазового сдвига от абсолютного значения логарифма сигнала;  
 б – фазовый сдвиг в полярной системе координат

По изображениям на рисунке 3 можно определить изменение фазы искаженного измерительного ЛЧМ-сигнала относительно исходного, однако данный метод анализа является ограниченным и предназначен для исследования изменения фазовых характеристик сигнала либо по частоте, либо по времени. Поэтому в дальнейшем целесообразно рассмотреть возможность использования наиболее удобных и информативных методов анализа сигналов при оценке защищенности каналов утечки речевой информации с помощью широкополосных ЛЧМ-сигналов.

**Спектральные свойства широкополосных ЛЧМ-сигналов.** Спектральный анализ является одним из наиболее распространенных видов анализа сигналов. При данном виде анализа исключительно полезным является использование преобразования Фурье временной функции, описывающей сигнал, и все исследования, таким образом, переносятся в частотную область.

Широкополосный ЛЧМ-сигнал с большой базой приблизительно описывается модулем спектральной плотности [5]:

$$|F(\omega)| = \begin{cases} 0, & 0 < \omega < \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \\ A_m \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}}, & \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}; \\ 0, & \omega > \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}. \end{cases} \quad (8)$$

Здесь  $\omega_0$  – центральное значение частоты широкополосного ЛЧМ-сигнала;  $A_m$  – амплитуда сигнала;  $\mu$  – скорость изменения мгновенной частоты во времени;  $\Delta\omega$  – полная девиация частоты.

Энергетический спектр такого сигнала [5]

$$W = \frac{\pi A_m^2}{2\mu} \quad (9)$$

постоянен в интервале частот  $\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}; \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right)$  и обращается в нуль вне указанной полосы.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ)  $\Theta(t)$  для исследуемых широкополосных ЛЧМ-сигналов представлена следующим выражением [5; 6]:

$$\Theta(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} = -\frac{\pi B}{4} \cdot \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2}, \quad (10)$$

где  $B$  – база широкополосного ЛЧМ-сигнала,  $B = 2\Delta f T_c = \frac{\omega_0 T_c}{\pi}$  [6].

Рассмотрим спектральные свойства двух широкополосных ЛЧМ-сигналов с большой базой продолжительностью  $T_c = 1$  с и частотой дискретизации  $F_s = 44100$  Гц: первого, сформированного в третьей  $N_3$  ПРР и имеющего самую узкую полосу частот; второго, сформированного в двадцатой  $N_{20}$  ПРР и имеющего самую широкую полосу частот.

Исходными данными для широкополосного ЛЧМ-сигнала в третьей  $N_3$  ПРР являются: диапазон задаваемых частот от  $f_n = 570$  Гц до  $f_s = 710$  Гц; средняя частота  $f_0 = 640$  Гц; девиация частоты  $2\Delta f = 140$  Гц; база сигнала  $B = 140$ .

Исходными данными для широкополосного ЛЧМ-сигнала в двадцатой  $N_{20}$  ПРР являются: диапазон задаваемых частот от  $f_n = 7250$  Гц до  $f_s = 10000$  Гц; средняя частота  $f_0 = 8625$  Гц; девиация частоты  $2\Delta f = 2750$  Гц; база сигнала  $B = 2750$ .

Спектральные характеристики данных сигналов представлены на рисунке 4.

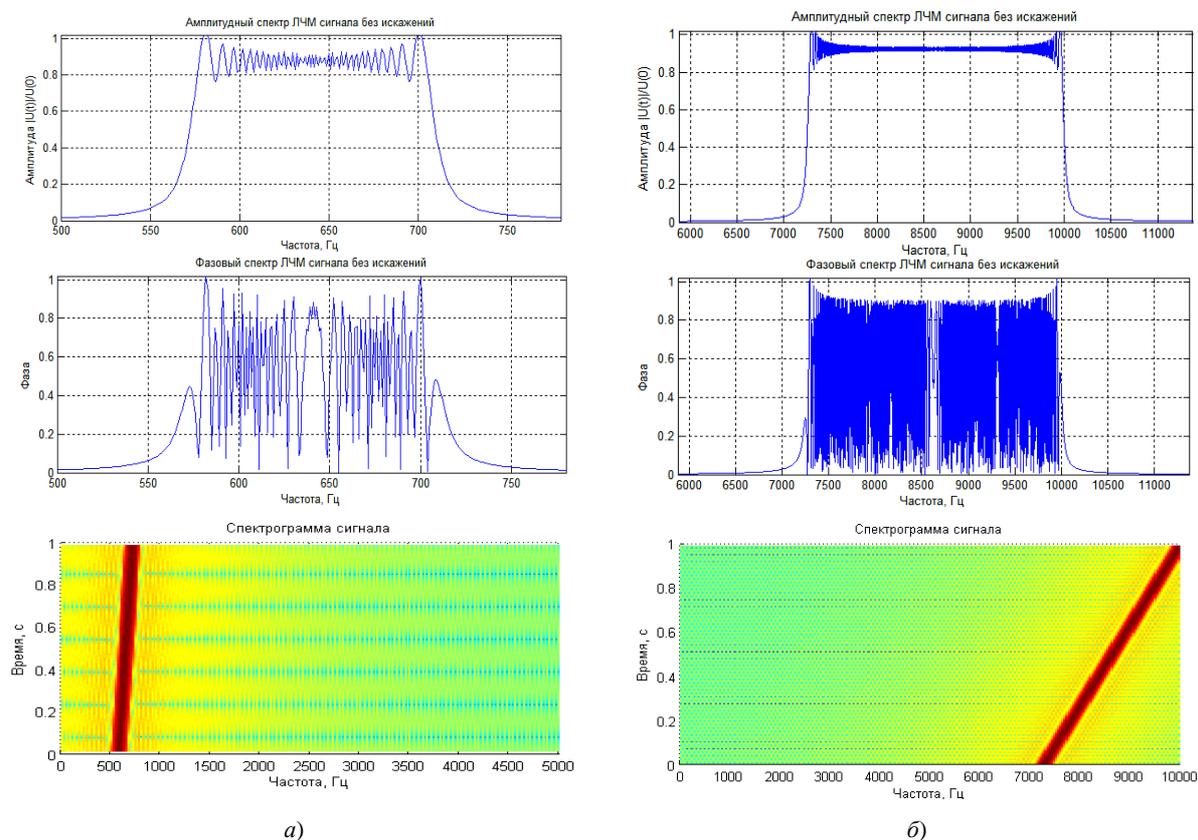


Рис. 4. Спектральные характеристики широкополосных ЛЧМ-сигналов:  
а – в третьей  $N_3$  полосе частот; б – в двадцатой  $N_{20}$  полосе частот

Таким образом, для широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР, определяемых выражением (3), при  $B \gg 100$  пульсации спектра пренебрегают и амплитудный спектр считают прямоугольным [11], что является удобным в устройствах обработки сигналов.

Достоинством спектрального анализа является возможность оценки по спектральным характеристикам изменения: средней частоты – центра тяжести спектра; «ширины» спектра; коэффициента асимметрии, характеризующего симметрию спектра относительно центральной частоты  $f_0$ ; коэффициента эксцесса, характеризующего сглаженность спектра в окрестности центральной частоты  $f_0$  [12], и др.

Однако в речевом сигнале самым информативным является одновременное изменение его частотно-временных характеристик. Для осуществления такого вида анализа методы, основанные на спектральной модели сигнала, недостаточно информативны, так как позволяют проводить анализ либо частотных, либо временных характеристик сигнала. Далее рассмотрим другие виды анализа сигналов.

**Корреляционные свойства широкополосных ЛЧМ-сигналов в полосах равной разборчивости.** Аналитические описания широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР и их спектры, описанные выше, являются важнейшими характеристиками, на основании которых можно построить автокорреляционную и

взаимокорреляционную функции. Полученные функции позволят осуществить корреляционный анализ сигналов. Корреляционный анализ сигналов – это действие или процесс взаимосвязей, существующих между сигналами [13]. Данный вид анализа позволяет установить в сигналах наличие определенной связи изменения значений сигналов по независимой переменной, то есть когда большие значения одного сигнала (относительно средних значений сигнала) связаны с большими значениями другого сигнала (положительная корреляция) или, наоборот, малые значения одного сигнала связаны с большими значениями другого сигнала (отрицательная корреляция), или данные двух сигналов никак не связаны (нулевая корреляция).

Взаимокорреляционная функция (ВКФ) – функция времени, которая позволяет оценивать степень подобия двух сигналов, имеет размерность энергии и определяется выражением [6; 14]:

$$R_{1,2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2(t - \tau) dt, \quad (11)$$

где  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  – входной и выходной сигналы соответственно;  $\tau$  – сдвиг по времени между сигналами;  $R_{1,2}(\tau)$  – ВКФ двух сигналов:  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ .

Функция (11) позволяет дополнительно оценить степень сходства формы двух сигналов, а также их взаимное расположение по оси времени. В момент времени, когда выходной сигнал  $s_2(t)$  наиболее подобен входному  $s_1(t)$ , корреляционная функция будет иметь максимум. Ширина этого максимума равна удвоенной длине исходного импульса и симметрична относительно центра.

Если  $s_1(t) = s_2(t)$ , то выражение (11) для  $R_{1,2}(\tau)$  является выражением автокорреляционной функции (АКФ) сигнала  $s(t) = s_1(t) = s_2(t)$  [6; 14]:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t - \tau) dt. \quad (12)$$

Автокорреляционную функцию можно рассматривать как частный случай ВКФ при одном и том же сигнале. Помимо этого, АКФ позволяет оценить среднестатистическую зависимость текущих отсчетов сигнала от своих предыдущих и последующих значений, а также выявить в сигнале наличие периодически повторяющихся элементов.

Использование данной функции позволяет измерять сдвиг между двумя сигналами, полученными с помощью временного смещения  $\tau$ . Чем больше значение  $|R_{1,2}(\tau)|$  отличается от  $|R(0)|$ , тем легче могут быть обнаружены два сигнала, отличающиеся временем запаздывания. Данный способ также позволяет измерить расстояние до преграды. Если излучаемый сигнал имеет вид  $s_1(t)$ , то после отражения от преграды возвращается сигнал следующего вида:  $s_2(t) = \alpha s_1(t - 2T)$ , где  $2T$  – время прохождения сигнала до преграды и обратно. Пусть  $c$  – скорость распространения сигнала,  $d$  – расстояние от излучателя до преграды, тогда  $d = cT$ .

Оценку корреляции двух сигналов будем проводить на основе линейного коэффициента корреляции. Коэффициент корреляции рассчитывается по формуле [15]:

$$k = \frac{\sum_{i=1}^n (s_{1i} - \bar{s}_1)(s_{2i} - \bar{s}_2)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (s_{1i} - \bar{s}_1)^2 (s_{2i} - \bar{s}_2)^2}}, \quad (13)$$

где  $\bar{s}_1 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_{1i}$  и  $\bar{s}_2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_{2i}$  – среднее значение выборок измерительных ЛЧМ-сигналов на входе и выходе канала утечки речевой информации. Коэффициент корреляции изменяется в пределах от минус единицы до плюс единицы.

Согласно выражению (12) построены АКФ широкополосных ЛЧМ-сигналов в третьей  $N_3$  (рис. 5, а) и двадцатой  $N_{20}$  ПРР (рис. 5, б). Так как все исследуемые широкополосные ЛЧМ-сигналы относятся к сигналам с большой базой, то они имеют узкую корреляционную функцию. Эти положительные качества широкополосных ЛЧМ-сигналов позволяют успешно их использовать в различных комплексах аппаратуры. Причем более широкому графику спектральной плотности соответствует более узкий график максимума АКФ и наоборот. Для измерительных ЛЧМ-сигналов с исходными данными, представленными в

работе [7], самый широкий максимум  $\Delta t = 7,1$  мс имеет АКФ широкополосного ЛЧМ-сигнала в третьей  $N_3$  ПРР; самый узкий максимум  $\Delta t = 0,36$  мс – АКФ широкополосного ЛЧМ-сигнала в двадцатой  $N_{20}$  ПРР.

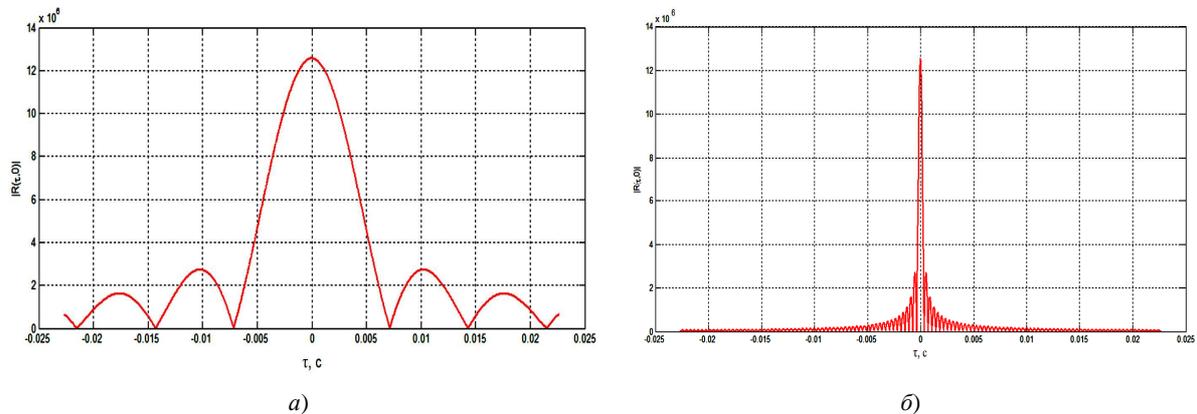


Рис. 5. Автокорреляционные функции широкополосных ЛЧМ-сигналов:  
 а – в третьей  $N_3$  полосе частот ( $\Delta t = 7,1$  мс);  
 б – в двадцатой  $N_{20}$  полосе частот ( $\Delta t = 0,36$  мс)

При исследовании корреляционных свойств двух широкополосных ЛЧМ-сигналов, взятых в одной и той же полосе без зашумления (первый исходный с постоянным значением мощности  $P_{U1} = 74$  дБ; второй с переменным значением мощности  $P_{U2}$ , лежащим в диапазоне от  $-74$  до  $74$  дБ) установлено, что взаимная мощность  $P_{U1,U2}$ , определенная на основе ВКФ, равна их усредненной мощности. При снижении уровня выходного широкополосного ЛЧМ-сигнала наблюдается линейная зависимость мощности ВКФ  $P_{U1,U2}$  от мощности  $P_{U2}$ . При различной длительности сигналов данная зависимость сохраняется. Коэффициент корреляции в условиях отсутствия шумов при заданном соотношении исходного широкополосного ЛЧМ-сигнала в любой ПРР с его ослабленной по уровню копией всегда равен 1.

Дальнейшие исследования проводились в условиях сильного зашумления. Для зашумления применялась хаотическая импульсная последовательность (ХИП). Основная особенность используемого шума ХИП – он имеет спектральную плотность, близкую к спектральной плотности речевого сигнала, и его график плотности распределения вероятности практически совпадает с графиком распределения вероятности нормального закона [14]. Коэффициент корреляции широкополосного ЛЧМ-сигнала с таким шумом стремится к нулю.

Исследовалась корреляция широкополосных ЛЧМ-сигналов при условии значительного ослабления на  $50$  дБ и сильного зашумления сигнала на выходе КУ при различных отношениях сигнал/шум (ОСШ)  $P_{U2}/P_{noise}$  в интервале от  $-30$  до  $20$  дБ. Для этого использовались исходные широкополосные ЛЧМ-сигналы в третьей  $N_3$  и двадцатой  $N_{20}$  ПРР с частотой дискретизации  $F_s = 44100$  Гц и постоянным значением мощности  $P_{U1} = 74$  дБ. Значения коэффициента корреляции оценивались при их длительностях  $T_c = 1, 2, 4, 6, 10$  с и различных значениях базы. Для формирования сигналов в третьей  $N_3$  ПРР задавались значения баз в соответствии с установленными длительностями  $T_c$ :  $B = 140, 280, 560, 840, 1400$ . При этих же условиях для формирования сигналов в двадцатой  $N_{20}$  ПРР задавались значения баз  $B = 2750, 5500, 11000, 16500, 27500$ .

Результаты эксперимента для двух полос равной разборчивости представлены на рисунке 6 (рис. 6, а – для сигналов в третьей  $N_3$  полосе частот; рис. 6, б – для сигналов в двадцатой  $N_{20}$  полосе частот).

По результатам анализа следует, что при увеличении длительности сигналов в третьей  $N_3$  и двадцатой  $N_{20}$  ПРР значение коэффициента корреляции увеличивается. Коэффициент корреляции в третьей  $N_3$  полосе при одной и той же длительности (например,  $T_c = 2$  с) больше, чем коэффициент корреляции в двадцатой  $N_{20}$  полосе. При условии, что значение мощности сигнала на выходе КУ на  $50$  дБ меньше мощности входного сигнала и ОСШ  $P_{U2}/P_{noise} = 0$  дБ, коэффициент корреляции составит  $k = 0,72$ .

Таким образом, использование функций ВКФ и АКФ во временной области позволяют, снижая их шумовую составляющую, проявить свойства широкополосных ЛЧМ-сигналов и тем самым обнаружить

периодические составляющие сигналов на фоне шума. Выигрыш в помехоустойчивости системы в этом случае также зависит от величины амплитуды исходного измерительного сигнала.

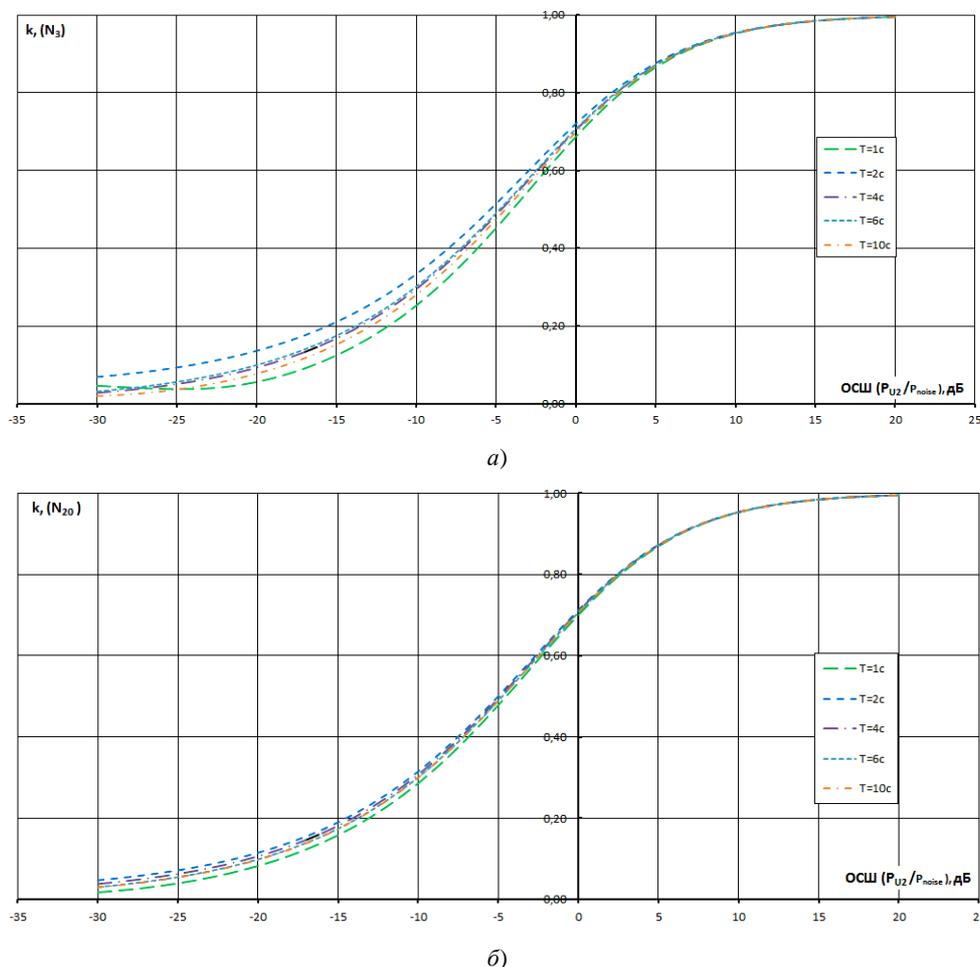


Рис. 6. Изменение коэффициента корреляции в зависимости от изменения ОСШ  $P_{U2} / P_{noise}$  широкополосного ЛЧМ-сигнала на выходе КУ:  $a$  – в третьей  $N_3$  полосе частот;  $b$  – в двадцатой  $N_{20}$  полосе частот

С целью повышения точности обнаружения полезного сигнала на фоне шумов высокого уровня и других воздействующих факторов исходный измерительный сигнал при помощи частотно-временного преобразования Гильберта [14] представим в виде комплексной переменной как совокупность двух вещественных функций, объединенных в сумму вида

$$\dot{s}(t) = \text{Re}(t) + j \cdot \text{Im}(t), \tag{14}$$

где  $\text{Re}(t)$  – вещественная переменная сигнала;  $\text{Im}(t)$  – мнимая переменная сигнала.

Далее для удобства обработки сигнал  $\dot{s}(t)$ , представленный комплексной переменной, запишем в виде векторов в экспоненциальной форме [16]:

$$\dot{s}(t) = s(t) \cos \varphi(t) + j \cdot s(t) \sin \varphi(t) = s(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \tag{15}$$

где  $s(t) = \sqrt{\text{Re}^2(t) + \text{Im}^2(t)}$  – огибающая сигнала;  $\varphi(t) = \text{arctg} \frac{\text{Im}(t)}{\text{Re}(t)}$  – фаза сигнала.

Сигнал  $\dot{s}(t)$ , изображённый в виде вектора на плоскости, показан на рисунке 7,  $a$ . Длина этого вектора равна  $A$ , он наклонен к действительной оси под углом  $\varphi(t)$ . В разные моменты времени вектор  $\dot{s}(t)$

имеет разную длину и занимает различное положение в зависимости от законов изменения вещественной  $Re(t)$  и мнимой  $Im(t)$  переменных сигнала. Величина этого вектора определяется как корень квадратный из суммы двух вещественных функций  $Re(t)$  и  $Im(t)$  сигнала  $\dot{s}(t)$ . Использование в качестве измерительного широкополосного ЛЧМ-сигнала, представленного в комплексной форме, позволяет получить выигрыш по амплитуде в 1,41 раза.

Далее рассмотрим возможность использования комплексно-сопряженного к нему сигнала в виде [16]

$$\dot{s}^*(t) = Re(t) - j \cdot Im(t) = s(t) \cos \varphi(t) - j \cdot s(t) \sin \varphi(t) = s(t) \cdot e^{-j\varphi(t)}, \quad (16)$$

где  $*$  – операция комплексного сопряжения.

Комплексно-сопряженный сигнал представляет на плоскости вектор  $\dot{s}^*(t)$ , который является зеркальным отображением вектора сигнала  $\dot{s}(t)$  относительно действительной оси и вращается со скоростью  $\omega$  в противоположном направлении (рис. 7, б). Длина этого вектора равна  $A$ , однако он наклонен по отношению к действительной оси под противоположным углом  $-\varphi(t)$ . Конец этого вектора описывает окружность радиуса, длиной  $A$ .

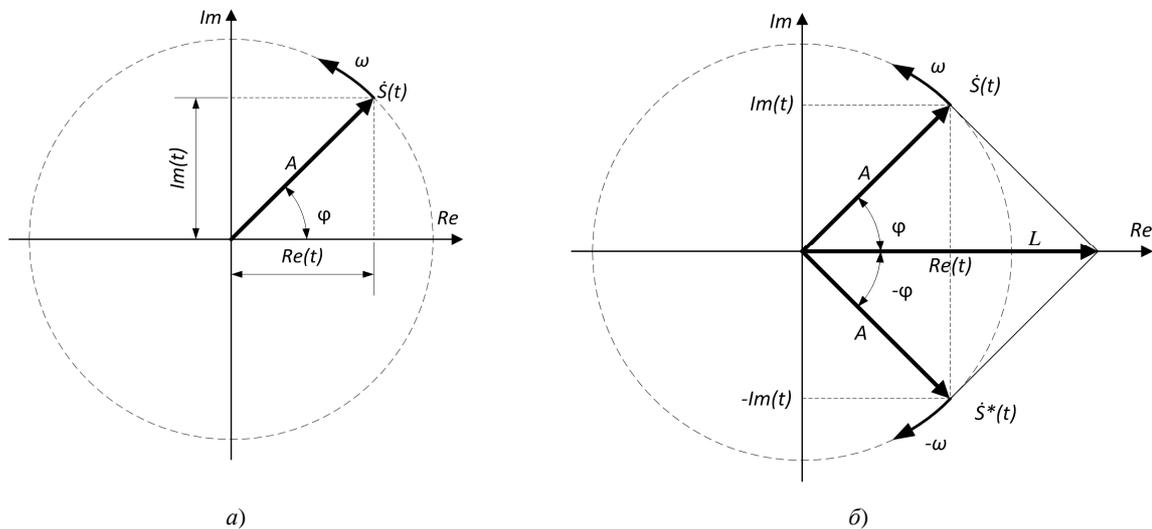


Рис. 7. Представление сигналов в виде комплексных переменных  
а – аналитический сигнал в виде комплексной переменной; б – комплексно-сопряженные сигналы

Суммарный вектор  $s_{12}(t)$ , отображающий сигнал в любой момент времени, параллелен оси действительных чисел; длина этого вектора равна  $L$ . Мнимая часть сигнала в данном случае равна нулю.

Использование двух комплексно-сопряженных сигналов позволяет получить выигрыш по амплитуде сигнала в два раза.

Если представить два сигнала как

$$\dot{s}_1(t) = s_1(t) \cdot e^{j\varphi_1(t)} \quad \text{и} \quad \dot{s}_2(t) = s_2(t) \cdot e^{j\varphi_2(t)}, \quad (17)$$

тогда обобщенную двумерную ВКФ двух комплексно-сопряженных сигналов можно представить в следующем виде:

$$R_{1,2}(\tau, \Omega) = \frac{1}{E} \int_0^{T_c} \dot{s}_1(t) \dot{s}_2^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt, \quad (18)$$

где  $\tau$  и  $\Omega$  соответственно временное и частотное смещение сигнала;  $E$  – энергия сигнала;  $T_c$  – длительность сигнала.

Однако взаимокорреляционный процесс не ограничивается функциями во временной области. Зачастую для анализа тонкой частотно-временной структуры сигналов необходимо получить взаимокорреляционные функции и в частотной области.

Если  $s_1(t) \leftrightarrow F_1(\omega)$ ;  $s_2(t) \leftrightarrow F_2(\omega)$ , тогда

$$R_{1,2}(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_2^*(\omega - \Omega) d\omega, \quad (19)$$

где  $R_{1,2}(\Omega)$  – взаимокорреляционная функция;  $F_1(\omega)$ ,  $F_2^*(\omega - \Omega)$  – спектры исходного и принятого сигналов;  $\Omega$  – частотная переменная сдвига по частоте между  $F_1(\omega)$  и  $F_2(\omega)$ .

Или

$$R_{1,2}(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F_1^*(\omega - \Omega) F_2(\omega) d\omega. \quad (20)$$

Спектральная АКФ также является частным случаем спектральной ВКФ при одном и том же сигнале. При условии, что  $F(\omega) = F_1(\omega) = F_2(\omega)$ , она может быть представлена выражением:

$$R(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) F^*(\omega - \Omega) d\omega. \quad (21)$$

Взаимокорреляционная функция сигналов в частотной области равна нулю при любых временных сдвигах  $\tau$ , при условии, что спектры этих сигналов не перекрываются на частотной оси. Сигналы, амплитудные спектры которых одинаковы, а фазовые отличаются, имеют одинаковую АКФ. Таким образом, корреляционная функция не зависит от фазового спектра.

На рисунке 8 отображена АКФ по времени и по частоте для широкополосного ЛЧМ-сигнала в третьей  $N_3$  ПРП длительностью сигнала  $T_c = 100$  мс ( $B = 14$ ).

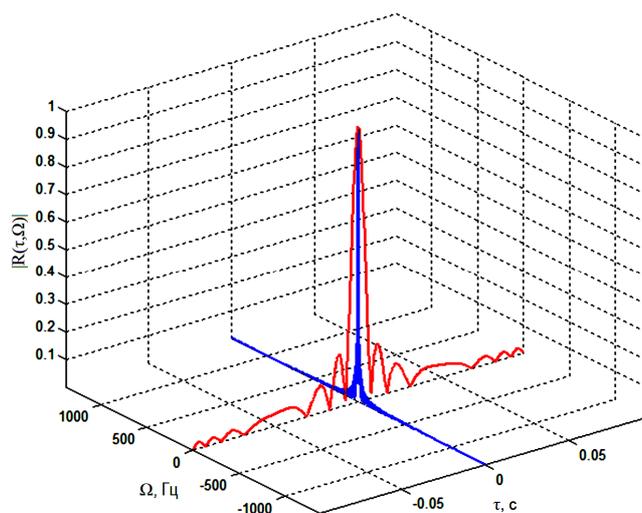


Рис. 8. Временная и частотная АКФ широкополосного ЛЧМ-сигнала в третьей  $N_3$  полосе частот

Форма АКФ широкополосного ЛЧМ-импульса зависит от его базы, что проявляется в числе боковых лепестков и их форме. Взаимокорреляционная функция во временной области имеет максимум при нулевом запаздывании, то есть при  $\tau = 0$ . Ширина главного максимума определяется из соотношения  $\pi B \frac{\tau}{T_c} = \pi$  и равна  $\tau = \frac{T_c}{B}$ . Таким образом, при больших значениях базы ( $B \gg 1$ ) ширина главного максимума корреляционной функции значительно меньше длительности импульса.

Функции частотной корреляции применяются редко, однако нет никакой причины отдавать предпочтение временной форме, так как при обработке сигналов частотное представление может быть известно так же хорошо, как и его временная форма. Функция частотной корреляции имеет свойства, аналогичные свойствам функции временной корреляции:  $|R_{1,2}(\Omega)| \leq |R(0)|$ , то есть она максимальна при нулевом частотном сдвиге. Следует отметить, что оба представления взаимосвязаны и модификация одного из них приводит к изменению другого. В частности, некоторый временной сдвиг эквивалентен частному

фазовому сдвигу:  $s(t-\tau) \rightleftharpoons F(f) \cdot e^{-2\pi j f \tau}$ , а частотный сдвиг эквивалентен временному фазовому сдвигу:  $F(f-\Phi) \rightleftharpoons s(t) \cdot e^{+2\pi j \Phi t}$ . Исходя из этого двумерная обобщенная ВКФ, характеризующая разрешающую способность системы по времени и частоте (способность системы различать сигналы со смещением по времени и частоте один относительно другого), может быть представлена как

$$R_{1,2}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\omega_H}^{\omega_B} F_1(\omega) F_2^*(\omega - \Omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (22)$$

где  $\omega_H$  и  $\omega_B$  – нижняя и верхняя границы заданной полосы широкополосного ЛЧМ-сигнала.

Разрешение системы при обнаружении объектов характеризуется квадратом функции  $|R(\tau, \Omega)|^2$ , на основании которого можно получить отдельно характеристики разрешения по времени и по частоте. Разрешение по времени определяется выражением [6]:

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |R(\tau, 0)|^2 d\tau}{R^2(0, 0)}. \quad (23)$$

Установлено, что  $\Delta\tau$  достигает минимального значения тогда, когда спектр будет равномерен в пределах занимаемой ширины.

Постоянная разрешения по частоте определяется следующим образом [6]:

$$\Delta\Omega = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |R(0, \Omega)|^2 d\Omega}{R^2(0, 0)}. \quad (24)$$

На рисунке 9 приведены значения разрешения для измерительных широкополосных ЛЧМ-сигналов в 20-ти ПРР. Разрешение по времени отображено на рисунке 9, а. Согласно графику самое малое значение постоянной разрешения по времени соответствует девятнадцатой  $N_{19}$  и двадцатой  $N_{20}$  ПРР. Следует отметить, что сигнал, для которого постоянная разрешения по времени при заданном значении  $\tau$  имеет меньшее значение, обладает большими возможностями разрешения по частоте. На рисунке 9, б отображено разрешение по частоте. В рассматриваемом нами случае преграда – это неподвижный объект, поэтому частота отраженного от нее сигнала в каждой из ПРР будет отличаться на бесконечно малую величину сдвига по частоте.

Возможность системы по одновременному разрешению по времени и частоте оценивается произведением  $\Delta\tau$  и  $\Delta\Omega$  [9]. График постоянной разрешения системы одновременно по времени и частоте повторяет форму спектральной плотности речевого сигнала.

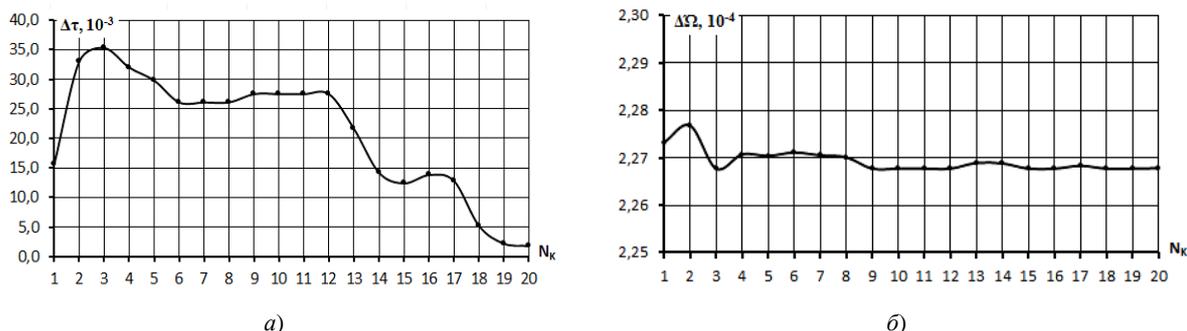


Рис. 9. Разрешения измерительных широкополосных ЛЧМ-сигналов в двадцати полосах разной разборчивости: а – постоянные разрешения по времени; б – постоянные разрешения по частоте

Таким образом, функции ВКФ и АКФ позволяют выявить наиболее важные свойства широкополосного ЛЧМ-сигнала. При помощи корреляционного анализа можно не только осуществить анализ измерительных широкополосных ЛЧМ-сигналов одновременно и по времени, и по частоте, что является более информативным при идентификации сигнала по сравнению со спектральными методами анализа, но и обнаружить периодическую составляющую сигнала на фоне шумов высокого уровня и других воздействующих факторов.

**Заключение.** В результате проведенного исследования спектральных и взаимокорреляционных свойств широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР выявлены наиболее значимые их свойства, позволяющие проводить частотно-временной анализ сигналов на выходе КУ речевой информации.

Использование для анализа функций ВКФ комплексно-сопряженных исходного измерительного и выходного широкополосных ЛЧМ-сигналов обеспечивает выигрыш в ОСШ на выходе канала утечки на 6 дБ. Одновременная частотно-временная корреляционная обработка измерительных широкополосных ЛЧМ-сигналов в ПРР является эффективным методом оценки степени защищенности КУ речевой информации на фоне шумов высокого уровня и других факторов с высокой точностью и разрешающей способностью.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Железняк, В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб. пособие / В.К. Железняк. – СПб.: ГУАП, 2006. – 188 с.
2. Раханов, К.Я. Широкополосная линейно-частотная модуляция сигнала для оценки разборчивости речи в каналах утечки информации / К.Я. Раханов, В.К. Железняк // Изв. Нац. акад. наук Беларуси. Серия физико-технических наук; редкол.: П.А. Витязь (гл. ред.) [и др.]. – Минск: Белорус. наука, 2014. – С. 88–95.
3. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Хармут, Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи / Х.Ф. Хармут; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
5. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988. – 448 с.
6. Денисенко, А.Н. Статистическая теория радиотехнических систем / А.Н. Денисенко. – М.: АРИ, 2007. – 200 с.
7. Бураченко, И.Б. Представление параметров широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала для оценки разборчивости речи в технических каналах утечки информации / В.К. Железняк, К.Я. Раханов, И.Б. Бураченко // Вестн. Полоц. гос. ун-та. Серия С. Фундаментальные науки. – 2014. – № 12. – С. 2–12.
8. Общая теория связи / Д.Л. Бураченко [и др.]; под ред. Л.М. Финка. – Л.: ВАС, 1970. – 412 с.
9. Теория электрической связи: учебник для вузов / А.Г. Зюко [и др.]; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
10. Скучик, Е. Основы акустики / Е. Скучик. – Т. 1. – М.: Мир, 1976. – 520 с.
11. Кочемасов, В.Н. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией / В.Н. Кочемасов, Л.А. Белов, В.С. Оконешников. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
12. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Сов. радио, 1969. – 752 с.
13. Бурдик, В.С. Анализ гидроакустических систем / В.С. Бурдик; пер. с англ. – Л.: Судостроение, 1988. – 392 с.
14. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2005. – 604 с.
15. Общая теория статистики: учебник / под ред. Р.А. Шмойловой. – 3-е изд., перераб. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 560 с.
16. Трахман, А.М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов / А.М. Трахман. – М.: Сов. радио, 1972. – 352 с.

*Поступила 02.03.2015*

#### **TIME-FREQUENCY FEATURES OF BROADBAND CHIRP SIGNALS IN THE BANDS OF EQUAL INTELLIGIBILITY**

**V. ZHELEZNYAK, I. BURACHONAK**

*Studied the most important properties of broadband linearly frequency-modulated signals in the bands of equal intelligibility. Proposed to use time-frequency analysis of measuring broadband linearly frequency-modulated signals when assessing the level of protection leakage channels of speech information in order to increase the accuracy and frequency resolution by frequency-time processing.*