

УДК 621.317.08

Г.Д. Братченко, В.В. Скачков, доктора техн. наук,
И.В. Кушнир

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО РАДИОИМПУЛЬСА

Нелинейные фазовые искажения линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов предлагается оценивать по величине коэффициента, связанного с коэффициентом взаимной корреляции искаженного и эталонного сигналов на выходе согласованного фильтра. Показана близость его величины к коэффициенту гармоник.

Ключевые слова: радиоимпульс, нелинейные фазовые искажения, коэффициент гармоник, коэффициент взаимной корреляции, метод измерения.

G.D. Bratchenko, ScD., V.V. Skachkov, ScD.,
I.V. Kushnir

METHOD OF MEASURING OF NONLINEAR PHASE DISTORTIONS OF WIDEBAND CHIRP RADIO PULSE

Nonlinear phase distortions of linear FM (chirp) radio pulses it is recommended to estimate on the size of coefficient, related to the coefficient of cross-correlation distorted and standard signals on the output of the matched filter. The closeness of his size to the coefficient of harmonics is shown.

Keywords: linear FM (chirp) radio pulse, nonlinear phase distortions, coefficient of harmonics, coefficient of cross-correlation, measuring method.

Г.Д. Братченко, В.В. Скачков доктори техн. наук,
І.В. Кушнір

МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ ФАЗОВИХ СПОТВОРЕНЬ ШИРОКОСМУГОВОГО ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО РАДІОІМПУЛЬСУ

Нелінійні фазові спотворення лінійно-частотно-модульованих радіоімпульсів пропонується оцінювати за величиною коефіцієнта, пов'язаного з коефіцієнтом взаємної кореляції спотвореного і еталонного сигналів на виході узгодженого фільтру. Показана близькість його величини до коефіцієнта гармонік.

Ключові слова: радіоімпульс, нелінійні фазові спотворення, коефіцієнт гармонік, коефіцієнт взаємної кореляції, метод вимірювання.

Анализ последних достижений и публикаций. Для обеспечения высокого разрешения по дальности в современных радиолокационных станциях (РЛС) широко применяются зондирующие линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) радиоимпульсы. Это объясняется относительной простотой и развитием технологий их генерирования и обработки, а также возможностью достижения более низкого по сравнению с другими сложными сигналами уровня боковых лепестков сжатого сигнала на выходе приемника [1–4]. В РЛС с высоким разрешением по дальности могут быть получены радиолокационные дальностные портреты (РЛДП) объектов наблюдения, которые широко применяются для радиолокационного распознавания [5, 6].

В процессе производства и эксплуатации различных экземпляров РЛС с ЛЧМ зондирующим сигналом (ЗС), необходимо контролировать качество воспроизведения параметров зондирующих импульсов, поскольку нелинейные искажения сигнала, как в процессе его генерирования, так и при обработке в приемнике ведут к появлению дополнительных отличий формы РЛДП от эталонных портретов. Такие отличия могут, в свою очередь, вызвать увеличение числа ошибок распознавания, усложнить задачу обнаружения сигналов от малоразмерных объектов вблизи отражений от крупноразмерных. Нелинейные искажения сигнала могут быть различной природы амплитудными, частотными, фазовыми либо их комбинациями [1, 3, 7, 8].

Измерение фазовых нелинейных искажений ЛЧМ сигнала как в процессе его излучения, так и при приеме отраженного импульса в РЛС со сжатием ЛЧМ радиоим-

© Братченко Г.Д., Скачков В.В.,
Кушнир И.В., 2012

пульсов, таким образом, является актуальной задачей для современной радиолокации, требующей дополнительного исследования. При этом важен выбор показателя качества. В радиолокации таким показателем является уровень боковых лепестков сжатого сигнала по сравнению с главным лепестком, имеющий важное значение при обнаружении слабых эхосигналов вблизи сильных [3, 7]. В то же время в метрологии общепринятым показателем для измерения нелинейных фазовых искажений частотно-модулированных сигналов является коэффициент гармоник [8], оцениваемый

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2} / U_1, \quad (1)$$

где U_i – амплитуда i -ой гармоники искаженного сигнала, $i = \overline{1, n}$.

Кроме того, поскольку в приемнике РЛС проводится корреляционная обработка сигнала, то снижение коэффициента корреляции искаженного сигнала с неискаженным также может рассматриваться как показатель, характеризующий величину нелинейных фазовых искажений сигнала.

Для обеспечения единства измерений параметров нелинейных искажений целесообразно установить взаимосвязь различных его показателей.

Цель статьи. Целью статьи является обоснование показателей и метода измерения нелинейных фазовых искажений ЛЧМ радиоимпульса в РЛС со сжатием.

Для достижения поставленной цели решаются следующие частные задачи:

обосновывается математическая модель формирования РЛДП на выходе приемника РЛС с ЛЧМ зондирующим радиоимпульсом с нелинейными фазовыми искажениями и без них;

предлагаются показатели нелинейных фазовых искажений ЛЧМ радиоимпульса и метод их измерения;

проводится математическое моделирование влияния фазовых искажений на качество сжатого сигнала в РЛС с ЛЧМ зондирующим радиоимпульсом и оценка их величины предложенным методом по двум показателям.

Изложение основного материала. При моделировании предлагается k -й отсчет эхосигнала на входе приемника представлять суммой дискретных отсчетов комплексных огибающих двух составляющих

$$s_{\text{вх}}(t_k) = \sum_{n=1}^{Nbt} A_n s_1(t_k - Tz_n) + Ns_k, \quad (2)$$

где $Nbt s_1(t) = \sqrt{2/\tau_i} \exp \left[-j \left(\frac{\pi \Delta f}{\tau_i} t^2 - \varphi(t) \right) \right]$

при $|t| \leq \tau_i/2$, и 0 при $|t| > \tau_i/2$ – комплексная огибающая искаженного ЛЧМ радиоимпульса [2, 3, 8], Δf , τ_i – соответственно девиация частоты и длительность зондирующего ЛЧМ радиоимпульса; $\varphi(t)$ – закон искажения фазы при излучении сигнала и при его распространении; Nbt – число блестящих точек (БТ) на цели; $n = \overline{1, Nbt}$ – номера БТ, Tz_n – задержка во времени эхосигнала от n -й БТ по отношению к ближайшей до РЛС в направлении визирования; A_n – комплексная амплитуда этой БТ, модуль которой пропорционален корню квадратному из ее эффективной площади рассеяния; Ns_k – комплексные отсчеты шума.

Согласованная фильтрация для снижения вычислительных затрат при моделировании выполняется в частотной области с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Отсчеты спектра эхосигнала перемножаются на комплексно сопряженные отсчеты спектра эталонного ЛЧМ радиоимпульса $s_0(t) = s_1(t)$ при $\varphi(t) = 0$, после чего выполняется обратное БПФ. Фазовые искажения опорного сигнала могут быть учтены заменой эталонного ЛЧМ радиоимпульса сигналом $s_2(t)$, в котором $\varphi(t) = \varphi_2(t)$ отличается от закона искажений ЗС. Возможные амплитудные искажения ЛЧМ сигнала могут быть также учтены в модели введением дополнительных множителей $a_1(t)$, $a_2(t)$ в составляющие $s_1(t)$, $s_2(t)$.

Полученный на выходе СФ сигнал $s_{\text{вых0}}(t)$ для снижения уровня боковых лепестков обычно подвергается дополнительной

фильтрации по Хеммингу [9],

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{\sqrt{1,36}} \{s_{\text{ВЫХ}0}(t) + 0,425 \times \\ \times [s_{\text{ВЫХ}0}(t - 1/\Delta f) + s_{\text{ВЫХ}0}(t + 1/\Delta f)]\},$$

при частоте дискретизации сигнала $2\Delta f$, заданной в соответствии с теоремой Котельникова,

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{\sqrt{1,36}} \{s_{\text{ВЫХ}0}(t_k) + 0,425 \times \\ \times [s_{\text{ВЫХ}0}(t_{k-2}) + s_{\text{ВЫХ}0}(t_{k+2})]\}.$$

В простейшем случае паразитной одно-тональной фазовой модуляции зондирующего ЛЧМ сигнала аналитическая математическая модель эхосигнала от единственной БТ на выходе СФ приемника РЛС имеет вид [1]

$$U_{\Pi}(t) = J_0(M_{\varphi}) U_{\text{ВЫХ}}(t) \cos \omega_0 t + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} K_n J_n(M_{\varphi}) \left[U_{\text{ВЫХ}} \left(t + \frac{nf_M}{\Delta f} \tau_i \right) \times \right. \\ \left. \times \cos(\omega_0 + n\pi f_M) t + (-1)^n U_{\text{ВЫХ}} \left(t - \frac{nf_M}{\Delta f} \tau_i \right) \times \right. \\ \left. \times \cos(\omega_0 - n\pi f_M) t \right], \quad (3)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ – огибающая сжатого СФ неискаженного ЛЧМ радиоимпульса $s_0(t)$; K_n – значение амплитудно-частотной характеристики согласованного фильтра на частотах гармоник; $J_n(M_{\varphi})$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента; M_{φ} – индекс фазовой модуляции; ω_0 – несущая частота.

Согласно соотношению (3) в результате такого искажения РЛДП представляется совокупностью сжатых радиоимпульсов с дополнительными попарно симметричными относительно истинного импульсами. При этом n -й импульс отстоит от истинного во времени на $\frac{nf_M}{\Delta f} \tau_i$ и имеет амплитуду, пропорциональную модулю функции Бесселя $|J_n(M_{\varphi})|$, т.е. соответствует амплитуде составляющей спектра однотонового сигнала при угловой модуляции [10].

Таким образом, исключив огибающие импульсов первой U_1 и выделив огибающие высших гармоник U_i , можно для оценки

нелинейных искажений использовать разновидность коэффициента гармоник

$$K_{\Gamma} = \left| \frac{\vec{U}_{\text{ВЫХ}} - k\vec{U}_{\text{ВЫХ}0}}{k\vec{U}_{\text{ВЫХ}0}} \right|, \quad (4)$$

где $\vec{U}_{\text{ВЫХ}}$ – вектор отсчетов огибающей сигнала на выходе СФ приемника при совпадении максимумов огибающих искаженного и неискаженного сигналов (при $\tau = 0$); k – отношение этих максимумов (предполагается, что M_{φ} достаточно мал, поэтому максимальные значения составляющих вектора $\vec{U}_{\text{ВЫХ}}$ и $\vec{U}_{\text{ВЫХ}0}$ совпадают по времени прихода).

Показатель (4) в отличие от классического коэффициента гармоник рассчитывается для огибающих сигнала на выходе фильтра, согласованного не с гармоническим, а с ЛЧМ сигналом, во временной области. В более общем случае закон частотной модуляции ЗС может отличаться от линейного.

При малых значениях f_M временного разделения первой и высших составляющих сигнала может не быть. В таком случае как показатель качества предлагается использовать значение коэффициента взаимной корреляции с эталоном, полученным при тех же условиях наблюдения и отсутствии искажений

$$\rho(\tau) = \frac{\vec{U}_{\text{ВЫХ}}(\tau) \cdot \vec{U}_{\text{ВЫХ}0}}{|\vec{U}_{\text{ВЫХ}}(\tau)| \cdot |\vec{U}_{\text{ВЫХ}0}|}, \quad (5)$$

где $\rho(\tau)$ – коэффициент взаимной корреляции выходного сигнала на выходе приемника РЛС как функция сдвига выходного сигнала по времени в окне наблюдения; $\vec{U}_{\text{ВЫХ}}(\tau)$ – вектор огибающей выходного сигнала приемника со сдвигом во времени τ при наличии искажений; $\vec{U}_{\text{ВЫХ}0}$ – вектор эталонной огибающей выходного сигнала приемника РЛС при отсутствии искажений.

Применение показателя (5) имеет практическое значение, поскольку вычисление взаимной корреляции РЛДП с эталонами широко используется в алгоритмах распознавания, а корреляционная сумма считается одним из наиболее информативных признаков распознавания [5, 6]. Представляет интерес поиск взаимосвязи показателей (4) и (5)

при оценке качества формирования ЗС ЛЧМ сигнала и обработке эхосигнала в приемнике РЛС.

Результат моделирования обработки сигнала (1) при $Nbt=1$, $\Delta f=150$ МГц, $\tau_i=13,65$ мкс в СФ приемника представлен эпюрами напряжений на выходе амплитудного детектора (АД) U_c (рис 1, а) без фазовых искажений и при их наличии $U_{c+\pi}$ (рис 1, б) (отношение сигнал–шум более 40 дБ, нормировка максимумом напряжения U_c). Их разность – U (рис. 1, в). Закон фазового искажения ЗС задается гармоническим $\varphi(t) = M_\varphi \cos(2\pi f_M t + \pi)$ при $M_\varphi = 0,4$, $f_M = 105$ кГц.

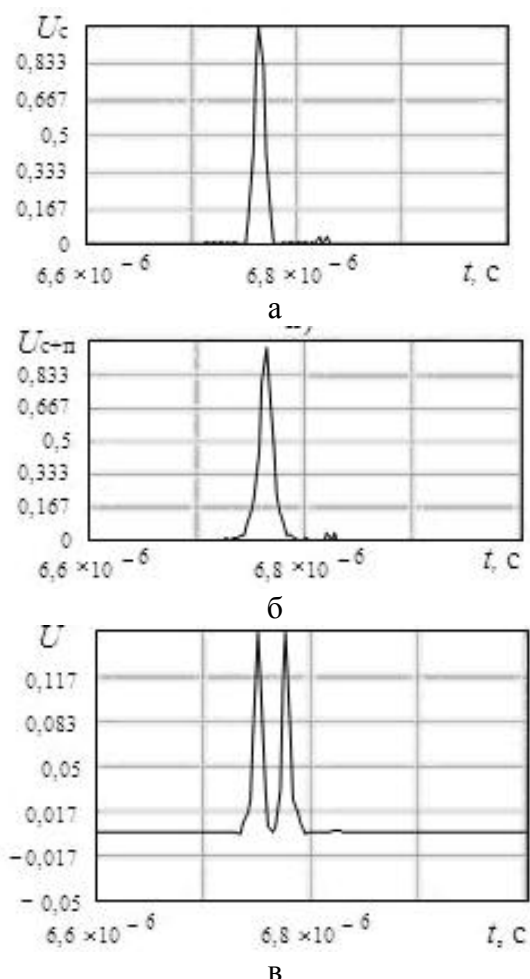


Рис. 1. Эпюры напряжений на выходе: а) – АД без фазовых искажений; б) – АД при наличии фазовых искажений; в) – устройства вычитания после исключения из искаженного сигнала значений огибающей неискаженного сигнала

При оценке взаимосвязи показателей (4) и (5) в модели показатель (5) представляется коэффициентом

$$K_p = \sqrt{1 - \rho_{\max}^2}, \quad (6)$$

где ρ_{\max} – максимальное значение $\rho(\tau)$ в окне наблюдения.

Как видно (рис. 2), коэффициент K_p близок по величине к K_T , а в диапазоне значений индекса гармонической фазовой модуляции от 0 до 0,4 их значения практически совпадают.

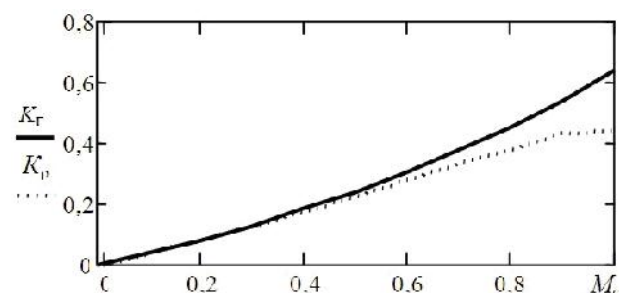


Рис. 2. Графики зависимости K_T и K_p от глубины модуляции гармонического фазового искажения

Представленный результат моделирования получен при гармонических фазовых искажениях ЛЧМ радиоимпульса при фиксированном значении частоты модуляции $f_M=105$ кГц и параметрах импульса. Для получения более общих выводов требуются дальнейшие исследования при большем многообразии возможных нелинейных искажений.

Выводы. Разработана математическая модель формирования РЛДП в РЛС с ЛЧМ зондирующим радиоимпульсом с фазовыми искажениями и без них, работоспособность которой иллюстрируется эпюрами напряжений на выходе амплитудного детектора приемника.

Предложены два показателя и метод для оценки влияния нелинейных фазовых искажений ЛЧМ радиоимпульса по разновидности коэффициента гармоник и коэффициенту, связанному со значением максимума взаимной корреляции огибающих искаженного

и эталонного сигналов на выходе СФ приемника РЛС.

Получены результаты математического моделирования влияния фазовых искажений на качество сжатого ЛЧМ радиоимпульса. На частном примере показана близость значений предложенных показателей.

Список использованной литературы

1. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов.радио, 1971. – 568 с.
2. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я. Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.
3. Гомозов В. И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем / В. И. Гомозов – Харьков: Издатель Шуст А. И., 2002. – 398 с.
4. Skolnik M. Senrad: An Advanced Wideband Air-Surveillance Radar // IEEE Trans. AES-37. – 2001 – N. 4. – P. 1163–1175.
5. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование / Я. Д. Ширман, С. А. Горшков, С. П. Лещенко, Г. Д. Братченко, В. М. Орленко // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1996. – № 11. – С. 3–63.
6. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд. второе, перераб. и доп. / Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2006. – 512 с.
7. Оценка фазовых искажений широкополосных ЛЧМ сигналов в аналоговом тракте радиолокатора / А. В. Коновальцев, В. М. Нуждин, В. Н. Скосырев, А. Н. Харламов, Д. В. Кишко // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике (СРСА 2010): III Всероссийская науч. конф., 29-30 июня 2010: статьи. – Муром. – 2010. – С. 257–262. – режим доступа к материалам конференции http://www.mivlgu.ru/site_arch/conf/murom2010/materials/SRCA2010/secti-on4/3.pdf.
8. Новий державний первинний еталон одиниці коефіцієнта гармонік / Ю. Ф. Павленко, В. Д. Красовський, В. І. Огар, Т. М.

Голякова // Український метрологічний журнал. – 2009. – №4. – С. 17–23.

9. Моделирование в радиолокации / А. И. Леонов, В. Н. Васенев, Ю. И. Гайдуков и др. / Под ред. А. И. Леонова. – М.: Сов. радио, 1979. – 264 с.

10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков.: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». – М.: Высш. шк., 1988. – 448 с.

Получено 25.05.2012

References

1. Cook Ch. E. Radar signals. An introduction to theory and application / Ch. E. Cook, M. Bernfeld. – New York–London: Academic press, 1967. – 568 p. [in English].
2. Shirman Ya.D. Resolution and compression of signals / Ya. D. Shirman. – Moscow: Sov. radio, 1974. – 360 p. [in Russian].
3. Gomozov V. I. Theory and forming technique complex microwave signals with high-rate of angular modulation for the radio-technical systems / V. I. Gomozov. – Kharkov: Publisher A. I. Shust, 2002. – 398 p. [in Russian].
4. Skolnik M. Senrad: An Advanced Wideband Air-Surveillance Radar / M. Skolnik // IEEE Trans. AES-37. – 2001 – N. 4. – P. 1163–1175.
5. Methods of radar recognition and their design / Ya. D. Shirman, S. A. Gorshkov, S. P. Leschenko, G. D. Bratchenko, V. M. Orlenko // Foreign radio electronics. Successes of modern radioelectronics. – 1996. – № 11. – P. 3–63 [in Russian].
6. The Radioelectronic systems: Bases of construction and theory. Reference book, publ. second, processed and complemented / Ya. D. Shirman, S. T. Bagdasaryan, A. S. Malyarenko, D. I. Lekhovitskiy and other // Under by the release of Ya. D. Shirman. – Moscow: Radiotechnic, 2006. – 512 p. [in Russian].
7. An estimation of phase distortions of the wideband chirp signals is in the analog radar tract / A. V. Konovaltsev, V. M. Nuzhdin, V. N. Skosirev, A. N. Kharlamov, D.V. Kishko // Extremely wideband signals in a radio-location, connection and acoustics (CPCA 2010) : III All-

Russian scientific conference, on June, 29-30 the 2010: articles it is Murom, 2010. – С. 257–262 it is the access mode to materials of conference of [http://www.mivlgu.ru/site arch/conf/murom2010/materials/CPCA2010 / section 4/3.pdf](http://www.mivlgu.ru/site_arch/conf/murom2010/materials/CPCA2010 / section 4/3.pdf). [in Russian].

8. New state primary standard of unit of coefficient of harmonics / Ю. Ф. Павленко, В. Д. Красовський, В. І. Огар, Т. М. Голякова // Ukrainian metrology magazine. – 2009. – № 4. – P.17–23 [in Ukrainian].

9. Design in a radio-location / A. I. Leonov, V. N. Vasenev, U. I. Heyduckov and other // Under by the release of A. I. Leonov. – Moscow: Sov. radio, 1979. – 264 p. [in Russian].

10. Baskakov S. I. Radiotechnical chains and signals / S. I. Baskakov: Textbook for the institutes of higher on speciality radio Engineering. – Moscow: Higher school, 1988. – 448 p. [in Russian].



Братченко
Геннадий Дмитриевич,
д.т.н., проректор по научн.
работе и междун. связям
ОГАТК .
Тел. – (048)727-07-11,
E-mail: gd_bratchenko



Скачков
Валерий Викторович,
д.т.н., проф. каф. информа-
ционно-измерит. систем
ОГАТК ,
тел. (048)724-43-51, E-mail:
v_skachkov@ukr.net.



Кушнир
Ирина Владимировна,
магистр ОГАТК,
тел. (093)301-27-43.
E-mail: kushniryata@mail.ru.