УДК 621.385.632

А.С. Аникин, В.В. Цугланов

Аппаратурные погрешности измерения расстояния фазовым методом с помощью сигналов ФКМ при наличии нелинейности выходного усилителя мощности радиопередатчика

Определены погрешности измерения расстояния фазовым методом за счёт нелинейных искажений ФКМ сигналов элементами выходного тракта радиопередатчика.

Ключевые слова: модель нелинейного усилителя мощности, ФКМ-сигнал, фазовые искажения, переходный процесс.

Измерения дальности фазовым методом используются в системах местоположения [1, 2] с повышенной точностью. В системах спутниковой навигации применяется режим измерения координат с использованием фазовых задержек принимаемых сигналов, позволяющий получить миллиметровую точность.

В ряде работ по изучению наземных систем синхронизации сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона оценки дальности проводятся по временному положению максимума огибающей корреляционной функции прошедшего трассу распространения радиоволн и копии зондирующего сигнала [3]. Дальнейшим резервом повышения точности в этом случае является использование фазы принимаемого сигнала.

Наличие мощных усилителей в выходных каскадах радиопередатчиков с нелинейными свойствами ограничивают точность измерения дальности.

Влияние на характеристики широкополосных сигналов нелинейных радиопередатчиков рассмотрено, например, в работах [4, 5]. В данной работе влияние нелинейности радиопередатчиков будет рассматриваться по отношению к фазовым искажениям фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов с бинарным кодом.

Целью работы является оценка погрешности измерения дальности за счет сдвига фазы несущей излучаемого сигнала из-за нелинейности усилителя мощности и влияния полосового фильтра на его выходе. Предполагается, что на входе усилителя имеется смесь нескольких ФКМ-сигналов с разными несущими частотами. Данная постановка справедлива, например, при одновременной реализации методов (Multiple Input – Multiple Output) МІМО [6] и точной синхронизации в аппаратуре измерения.

Исследование выполнялось методом моделирования. Структурная схема модели тракта прохождения сигналов и измерения фазового сдвига в радиопередатчике представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема тракта прохождения сигналов при моделировании

При моделировании использовались два тестовых сигнала $s_1(t)$ и $s_2(t)$, которые образованы суммами ортогональных ФКМ сигналов $s_i(t)$ на несущих частотах f_i , равных 2,1; 2,5; 3,1; 3,5 ГГц для $s_1(t)$ и 2,1; 2,3; 2,5; 2,7; 2,9; 3,1; 3,3; 3,5; 3,7 ГГц для $s_2(t)$. Каждый ФКМ-сигнал имел код с периодом 1024 мкс и длительностью чипов 100 нс. Частота дискретизации сигналов была выбрана $F_s = 20$ ГГц, так что отсчёты для $s_{1,2}^k$ сигнала $s_{1,2}(t)$ фиксировались через интервал времени $\Delta t = \frac{1}{F_s}$

как $s_{1,2}(t_k) = s_{1,2}(\Delta t \cdot k) = s_{1,2}^k$. Модель ФКМ сигнала $s_{1,2}(t)$ для удобства выражалась через квадратурные составляющие $C_{1,2}(t)$ и $S_{1,2}(t)$ по формуле:

$$s_{1,2}(t) = A_{1,2}(t) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f^{cp} \cdot t + \varphi_{1,2}(t)\right) = C_{1,2}(t) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f^{cp} \cdot t\right) + S_{1,2}(t) \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f^{cp} \cdot t\right) = \\ = \operatorname{Re}\left[A_{1,2}(t) \cdot \exp\left\{j \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f^{cp} \cdot t + \varphi_{1,2}(t)\right)\right\}\right],$$

Eq. $A_{1,2}(t) = \sqrt{\left(C_{1,2}(t)\right)^2 + \left(S_{1,2}(t)\right)^2}$ $\bowtie \quad \varphi_{1,2}(t) = \operatorname{arctg}\left(\frac{S_{1,2}(t)}{C_{1,2}(t)}\right),$
 $C_{1,2}(t) = \sum_{n=1}^N A_i(t) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \left\{f_i - f^{cp}\right\} \cdot t + \varphi_i\right), \quad S_{1,2}(t) = \sum_{n=1}^N A_i(t) \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left\{f_i - f^{cp}\right\} \cdot t + \varphi_i\right).$

Здесь $A_{1,2}(t)$ – огибающая ФКМ-сигнала $s_{1,2}(t)$; f^{cp} – средняя частота исследуемого ФКМсигнала $s_{1,2}(t)$, которая выбирается равной любой из частот f_i . При расчетах f^{cp} была принята 2100 МГц; $\varphi_{1,2}(t)$ – начальная фаза ФКМ-сигнала $s_{1,2}(t)$; $A_i(t)$ – огибающая кодовой последовательности *i*-го парциального ФКМ сигнала; f_i и φ_i – несущие частота и начальная фаза прочих ФКМ сигналов, составляющих сумму N ФКМ-сигналов. Переход к дискретной модели ФКМсигнала осуществляется заменой переменной $t \rightarrow \Delta t \cdot k = t_k$.

Искажения выходного сигнала усилителя мощности рассчитывались методом комплексного коэффициента передачи [4]. Нелинейность усилителя мощности (150 Вт) задавалась при помощи модели Салеха [7]. Амплитудная характеристика (АХ) модели Салеха определялась коэффициентами $\alpha_a = 3$; $\beta_a = 0,01$, а амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) – коэффициентами $\alpha_{\phi} = 0,02$; $\beta_{\phi} = 0,05$. Полосовой фильтр на выходе усилителя мощности имел ширину полосы 50 МГц по уровню 3 дБ, центральную частоту, равную несущей соответствующего ФКМ-сигнала.

Количественная оценка фазового сдвига несущей в каждом *j*-м чипе ФКМ-сигнала характеризовалась средним значением $m_{\Delta\Psi,\text{ЧИП}}^{j}$ и СКО $\sigma_{\Delta\Psi,\text{ЧИП}}^{j}$, вычисленными за длительность каждого чипа и за интервал времени, соответствующий установившемуся режиму в каждом чипе. На примере типичной реализации искажений фазы первых 4 чипов ФКМ-сигнала, иллюстрируемой рис. 2, указаны интервалы времени, соответствующие установившемуся режиму.

Интервал времени установившегося режима для каждого чипа зависел от полосы фильтpa, количества ФКМсигналов на входе усилителя и соотношений фаз чипов парциальных сигналов. Для упрощения во всех расчётах этот интервал принимался 45 нс, в котором переходный процесс гарантированно прекращался.



Рис. 2. Типичная реализация искажений фазы ФКМ-сигналов

С учётом псевдослучайного характера модулирующей последовательности в качестве характеристик фазовых искажений ФКМ-сигнала были выбраны статистические характеристики:

– среднее за период кода смещение фазы в чипе ФКМ-сигнала $m_{\Delta\Psi}$ при многосигнальном воздействии относительно фазы при односигнальном входном воздействии по формуле

$$m_{\Delta\Psi} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{j=1}^{M} m_{\Delta\Psi, \Pi\Pi}^{j} ; \qquad (1)$$

– среднеквадратическое отклонение (СКО) фазового сдвига в чипе ФКМ-сигнала $\sigma_{\Delta\Psi}$ за период кода при многосигнальном воздействии по формуле

$$\sigma_{\Delta\Psi} = \sqrt{\frac{1}{M} \cdot \sum_{j=1}^{M} \left(m_{\Delta\Psi, \Pi M \Pi}^{j} - m_{\Delta\Psi} \right)^{2}}$$
(2)

Оценка фазовых искажений ФКМ сигнала проводилась по следующей методике:

1) Генератором сигнала формировался входной ФКМ сигнал на несущей частоте 2,1 ГГц.

2) Вычислялся ФКМ сигнал на выходе усилителя мощности.

3) По выходному сигналу усилителя мощности рассчитывался ФКМ-сигнал на выходе полосового фильтра с центральной частотой 2,1 ГГц.

4) Фазометром определялась разность фаз $\Delta \Psi^0(t)$ между сигналами на входе усилителя мощности и выходе полосового фильтра.

5) Вычислялись статистические характеристики разности фаз $\Delta \Psi^0(t)$:

– среднее значение $m_{\Delta\Psi,\text{ЧИП.0}}^{J}$ и СКО $\sigma_{\Delta\Psi,\text{ЧИП.0}}^{J}$ фазового сдвига $\Delta\Psi^{0}(t)$ в целом по *j*-му чипу и по части *j*-го чипа с установившимся режимом усиления по формулам

$$m_{\Delta\Psi,\Psi\Pi\Pi,0}^{j} = \frac{1}{P} \cdot \sum_{k=1}^{P} \Delta\Psi_{j.}^{0} (\Delta t \cdot k) \quad \text{и} \quad \sigma_{\Delta\Psi,\Psi\Pi\Pi,0}^{j} = \sqrt{\frac{1}{P}} \cdot \sum_{k=1}^{P} \left(\Delta\Psi_{j}^{0} (\Delta t \cdot k) - m_{\Delta\Psi,0}^{j} \right)^{2} ;$$

среднее $m_{\Delta\Psi,0} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{j=1}^{M} m_{\Delta\Psi,\Psi\Pi\Pi,0}^{j}$ и СКО $\sigma_{\Delta\Psi,0} = \sqrt{\frac{1}{M} \cdot \sum_{j=1}^{P} \left(m_{\Delta\Psi,\Psi\Pi\Pi,0}^{j} - m_{\Delta\Psi,0} \right)^{2}} .$

6) Формировался первый тестовый сигнал, выполнялись п. 2, 3.

7) Фазометром определялась разность фаз $\Delta \Psi(t)$ сигнала на выходе фильтра.

8) Вычислялся расчет фазового сдвига несущей ФКМ-сигнала $\Delta \Psi_{cM}(t)$ как разности значений фаз, полученных по п. 8 и 4, по формуле $\Delta \Psi_{cM}(t) = \Delta \Psi(t) - \Delta \Psi^{0}(t)$.

9) Для оценки характеристик $\Delta \Psi_{cM}(t)$ вычислялись:

– внутри каждого чипа среднее значение $m_{\Delta\Psi, \text{ЧИП}}^{j}$ и СКО $\sigma_{\Delta\Psi, \text{ЧИП}}^{j}$ фазового сдвига $\Delta\Psi_{\text{см}}(t)$ в целом по чипу и по части чипа с установившимся режимом усиления по формулам $m_{\Delta\Psi, \text{ЧИП.см}}^{j} = \frac{1}{P} \cdot \sum_{k=1}^{P} \Delta\Psi_{\text{см}}^{j}(\Delta t \cdot k)$ и $\sigma_{\Delta\Psi, \text{ЧИП.см}}^{j} = \sqrt{\frac{1}{P} \cdot \sum_{k=1}^{P} \left(\Delta\Psi_{\text{см}}^{j}(\Delta t \cdot k) - m_{\Delta\Psi, \text{ЧИП}}^{j}\right)^{2}}$;

– по периоду последовательности (усреднение по периоду) по формулам (1) и (2) для получения $m_{\Delta \Psi, cM}$ и $\sigma_{\Delta \Psi, cM}$ соответственно.

10) Вычислялись значения полного эффекта искажений фазы при прохождении через цепочку «нелинейный усилитель – фильтр», среднее $m_{\Delta\Psi} = m_{\Delta\Psi,cM} + m_{\Delta\Psi_0}$ и СКО $\sigma_{\Delta\Psi} = \sqrt{\sigma_{\Delta\Psi,cM}^2 + \sigma_{\Delta\Psi_0}^2}$.

11) Повторялись п. 5–10 для второго тестового сигнала.

Результаты расчетов фазовых искажений ФКМ-сигнала. Средние и СКО фазовых сдвигов несущей сигнала при усилении одиночного сигнала усилителем мощности приведены в табл. 1.

Таблица 1 Статистические характеристики фазового сдвига несущей при прохождении через цепочку «нелинейный усилитель – полосовой фильтр», град

Показатель искажения фазы	Усреднение по всему периоду ПСП	Установившийся режим
$m_{\Delta \Psi 0}$	5,20	19,50
$\sigma_{\Delta\Psi 0}$	10,17	0,008

Статистические показатели существенно зависят от выбора временного интервала для усреднения. Усреднение по всей длительности ПСП дает значительные флуктуации фазового сдвига (величиной до 10 град). Усреднение в интервалах длительности периода ПСП установившегося режима прохождения сигналов позволяет уменьшить СКО до долей градуса (0,008). Среднее значение фазового сдвига зависит от интервалов усреднения. Реализации разности фаз $\Delta \Psi(t)$ при усилении суммы ФКМ-сигналов для одного из чипов ФКМ-сигнала частотой 2,1 ГГц, тестового сигнала $s_1(t)$ и тестового сигнала $s_2(t)$ показаны на рис. 3.

Как видно из рисунка, в местах изменения фазы вследствие модуляции ПСП наблюдаются переходные процессы, длительность и интенсивность которых зависит от количества парциальных

сигналов на входе усилителя. В установившемся режиме средний фазовый сдвиг зависит от числа парциальных сигналов, что может быть связано с пик-фактором во входном сигнале.

Результаты расчёта статистических характеристик дополнительного (по отношению к фазе несущей одиночного ФКМ-сигнала на выходе фильтра) фазового сдвига сигнала с несущей 2,1 ГГц при усилении тестовых сигналов представлены в табл. 2.

Таким образом, флуктуации дополнительного фазового сдвига зависят от выбора временных интервалов усреднения. В частности, при усреднении по всей длительности периода ПСП СКО составляет величину 3–4°, а при выборе для усреднения временных интервалов внутри чипов с установившимся режимом СКО уменьшается до величин 0,3–1,6°.



Рис. 3. Пример разности фаз $\Delta \Psi(t)$ в чипе ФКМсигнала (пунктир – одиночный сигнал частотой 2,1 ГГц, сплошная тонкая – $s_1(t)$, сплошная толстая – $s_2(t)$), мощность на входе 10,0 Вт

Таблица 2

npri npononigenni repeo geno nij «novinemizin jenomi enzi "novovozon wrozi p», i pug						
Показатель	Тестовый сигнал $s_1(t)$		Тестовый сигнал $s_2(t)$			
искажения	Усреднение по всему	Установившийся ре-	Усреднение по всему	Установившийся		
фазы	периоду ПСП	жим	периоду ПСП	режим		
$m_{\Delta \Psi. cm}$	0,702	0,330	7,832	9,540		
$\sigma_{\Delta\Psi.cM}$	3,107	0,342	4,165	1,583		
$m_{\Delta \Psi}$	5,902	19,83	13,032	29,04		
$\sigma_{\Delta\Psi}$	10,634	0,342	10,990	1,583		

Статистические характеристики дополнительного фазового сдвига несущей ФКМ-сигнала при прохожлении через цепочку «нелинейный усилитель – полосовой фильтр», грал

Меньшие значения СКО соответствуют меньшему числу парциальных сигналов в тестовом сигнале. С увеличением числа парциальных сигналов величина СКО растет. С учетом реакции на одиночный ФКМ-сигнал флуктуации фазы за период ПСП составляют примерно 11° (СКО) и при усреднении по участкам чипов с установившимся режимом не более 1,5° (СКО). Соответственно, смещения фазы сигналов на выходе фильтров достигают 13 и 30°.

Оценки фазовых сдвигов позволили пересчитать потенциальные аппаратурные ошибки измерения дальности $m_{\Delta R}$ и $\sigma_{\Delta R}$ по формуле $\Delta R = (c \cdot \Delta \Psi)/(2 \cdot \pi \cdot f_0)$, которые представлены в табл. 3. Полностью скомпенсировать аппаратурную ошибку $m_{\Delta R}$ введением поправки при измерениях не удаётся. Как правило, остаточная ошибка в определении $m_{\Delta R}$ составляет 10% от её значения. Полная ошибка измерения расстояния с учётом компенсации определялась по формуле $\sigma = \sqrt{(0,1 \cdot m_{\Delta R})^2 + (\sigma_{\Delta R})^2}$. Её значения приведены в табл. 3.

Представленные материалы позволяют сделать следующие выводы:

1. Результаты измерения фазового сдвига несущей ФКМ-сигнала определяются переходными процессами, вызванными модуляцией ПСП, прохождением через нелинейный усилитель и полосовой фильтр. Количественно ошибка фазового сдвига $\Delta \Psi(t)$ зависит от числа ФКМ-сигналов на вхо-

де усилителя мощности и достигает 11 град (СКО) при смещении оценки до 13°, как это показано в условиях проведенного анализа.

Таблица 3

	Тестовый сигнал $s_1(t)$		Тестовый сигнал $s_2(t)$	
ΔR	Усреднение по всему	Установившийся	Усреднение по всему	Установившийся
	периоду ПСП	режим	периоду ПСП	режим
$m_{\Delta R}$	2,34	7,87	5,17	11,52
$\sigma_{\Delta R}$	4,22	0,14	4,36	0,63
σ	4,23	0,80	4,39	1,31

Статистические характеристики погрешности измерения расстояния, мм

2. Погрешность измерения дальности без поправки составляет до 11,5 мм при флуктуациях (СКО) до 4,5 мм. При введении поправки ошибка измерения дальности составляет 4,5 мм.

3. Уменьшить полную ошибку измерения дальности до 0,8–1,3 мм можно использованием для фазовых измерений временных участков чипов, в которых переходные процессы закончились.

Литература

1. Денисов В.П. Радиотехнические системы / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. – Томск, 2006. – 253 с.

2. Шебшаевич В.С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; ред. В. С. Шебшаевич. – М.: Радио и связь, 1982. – 271 с.

3. Танцай П.И. Экспериментальные исследования точности синхронизации шкал времени в пространственно разнесенных пунктах методом запросной радиолокации / П.И. Танцай, В.Г. Корниенко // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 25–31.

4. Деев В.В. Прохождение нескольких фазомодулированных сигналов через усилитель с комплексной нелинейностью / В.В. Деев // Известия вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. – 1978. – №5. – С. 45–49.

5. Белов Л.А. Анализ нелинейных искажений сигналов в усилителях мощности на лампах бегущей волны / Л.А. Белов, В.М. Рожков, О.А. Челноков, Д.А. Филиных // Вестник МЭИ. – 2009. – № 1. – С. 43–48.

6. Флаксман А.Г. Адаптивная пространственная обработка в многоканальных информационных системах : дис. ... д-ра физ.-мат. наук. – М., 2005.

7. Saleh A.A.M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers / A.A.M. Saleh // IEEE Trans. Communications. – 1981. – Vol. 29, № 11. – P. 1715–1720.

Аникин Алексей Сергеевич

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа, мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа Тел.: 8-906-957-95-83 Эл. почта: rbk@sibmail.com

Цугланов Василий Валерьевич

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа, мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа Тел.: 8-923-402-77-65 Эл. почта: tsuglanovvv@mail.ru

Anikin A.S., Tsuglanov V.V. The instrumental accuracy for distance measuring by phase method using PSK signals taking into account the nonlinearity of the output radio power amplifier

In the article the accuracy of distance measurement is determined by the distance phase method using FCM signal distortion due to the elements of a radio transmitter outflow tract.

Keywords: model of a nonlinear amplifier, BPSK signal, phase distortion, the transition process.