

## **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

*Московский авиационный институт (Государственный технический университет)*  
*kaf407@mai.ru.*

*Приведены результаты исследований влияния джиттера и фазовых шумов опорных генераторов в широкополосных РЛС на УБЛ сжатого ЛЧМ импульса со взвешиванием.. Даны рекомендации по построению аналогового тракта РЛС.*

*Investigation results of reference generators jitter and phase noise in UWB radiolocators influence on the level of compressed line FM pulse side lobe are presented. Recomendations for building an analog section of a radiolocation system are made.*

Элементная база современных радиолокаторов позволяет получать весьма высокую разрешающую способность по дальности. Разрешение менее 1м достигается в коротко импульсных РЛС с длительностью импульса единицы наносекунд. Для повышения энергетического потенциала радиолокатора используются сложные широкополосные сигналы с внутримпульсным заполнением и большой базой  $B \gg 1$ .

Основным недостатком сложных сигналов является наличие в сжатом сигнале некомпенсированных остатков – боковых лепестков. Боковые лепестки, искажения сигнала и шумы ограничивают возможность обнаружения слабо отражающих целей на фоне подстилающей поверхности или вблизи ярких объектов с большой ЭПР. При обзоре земной поверхности динамический диапазон яркостей радиолокационного изображения с высоким разрешением может достигать 60 – 70дБ [1].

У ЛЧМ радиоимпульса с прямоугольной огибающей после сжатия согласованным фильтром максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) составляет -13дБ. Теоретически снижение УБЛ до -70..80 дБ можно получить в результате синтеза сигнала, например, с нелинейной ЧМ [2] или после весовой обработки. Практически же реализовать сигнальную функцию с таким низким уровнем некомпенсированных остатков сложно. Анализ экспериментальных данных показывает, что подавление некомпенсированных остатков в сжатом импульсе достигает в реальных условиях лишь величины 30-40 дБ. В значительной степени ограничения обусловлены техническими возможностями аналоговых трактов аппаратуры.

В общем случае приемный и передающий тракты можно условно разделить на радиочастотные каскады и каскады основной полосы. Основным отличительным признаком при таком делении можно считать степень широкополосности сигналов. В радиочастотном тракте происходит усиление и преобразование узкополосных сигналов ( $\Delta f \ll f_0$ ), в тракте основной полосы преобразование широкополосных квадратурных компонент комплексной огибающей.

В радиочастотных каскадах искажающими сигнал факторами являются аддитивные шумы приемника, фазовые шумы гетеродинов преобразователей частоты; неравномерность АЧХ и нелинейность ФЧХ, нелинейные интермодуляционные искажения. Влияние большинства из этих искажающих факторов и меры борьбы с ними достаточно хорошо изучены и описаны в классической литературе.

В тракте основной полосы помимо аналогичных для радиочастотных узлов погрешностей имеются специфические искажения. В частности, к возрастанию УБЛ приводит неортогональность каналов, шумы квантования и джиттер цифровых преобразователей (ЦП) - ЦАП и АЦП.

Одним из наиболее существенных искажающих факторов является, так называемый, "джиттер" – случайные флуктуации моментов взятия отсчетов. Джиттер определяется временем апертурной неопределенности, величина которой непосредственно в самих микросхемах высокоскоростных ЦП весьма мала и составляет единицы, десятые доли пикосекунд. Однако значительную составляющую в джиттер вносят фазовые шумы опорного генератора тактовой частоты, к которому должны быть предъявлены достаточно высокие требования.

*Задача* данной работы состоит в исследовании влияния фазовых шумов на параметры сжатого импульса с целью определения обоснованных требований к характеристикам опорных генераторов широкополосного радиолокатора.

Рассмотрим влияние фазовых шумов тактового генератора на корреляционную функцию сигнала с внутриимпульсной, в общем случае, нелинейной частотной модуляцией.

Пусть формирование зондирующего и обработка принятого сигналов выполняется в тракте основной полосы в квадратурах. Для преобразования сигналов используются сдвоенные синхронные ЦП, поэтому можно считать моменты взятия отсчетов в квадратурных каналах совпадающими. Пренебрежем искажениями сигнала, вызванными другими звеньями системы. Отсчеты комплексной огибающей сигнала запишем в виде

$$s(n) + \varepsilon_j(n) = |s(n)| \exp\{j2\pi f(n) nT\} \exp\{j\varphi_j(n)\}, \quad (1)$$

где  $f(n)$  – мгновенная частота сигнала,  $\varphi_j(n)$  – случайные отклонения фазы, вызывающие шум джиттера  $\varepsilon_j(n)$ . Для малых отклонений  $\Delta t_j(n)$  момента взятия  $n$ -го отсчета

$$\varphi_j(n) = 2\pi f(n) \Delta t_j(n).$$

Случайное отклонение фазы приводит к ошибке отсчета сигнала

$$\varepsilon_j(n) \approx j s(n) \varphi_j(n) = j 2\pi s(n) f(n) \Delta t_j(n). \quad (2)$$

Пренебрегая временем апертурной неопределенности микросхем ЦП, будем считать, что джиттер  $\Delta t_j$  определяется только фазовыми шумами тактового генератора. Среднее квадратическое отклонение джиттера равно  $\sigma_j = \sigma_\varphi / 2\pi f_T$ , где  $\sigma_\varphi$  – среднее квадратическое отклонение фазы сигнала тактового генератора,  $f_T = 1/T$  – частота дискретизации.

Фазовые флуктуации генераторов в инженерной практике характеризуют спектральной плотностью  $S_\varphi(F)$  [рад<sup>2</sup>/Гц] и дисперсией  $\sigma_\varphi^2 = \int_0^{f_{\max}} S_\varphi(F) dF$ . При малом уровне фазовых шумов ( $\sigma_\varphi \ll 1$ )  $S_\varphi(F)$  выражается через спектральную плотность мощности (СПМ) шума одной боковой полосы.  $S_\varphi(F) \approx 2S_{\text{ш}}(F)$ .

Типичное распределение СПМ шума генератора можно условно разделить на две области: относительно интенсивных низкочастотных шумов, сконцентрированных вблизи несущей, и протяженного "хвоста" теплового шума с равномерным распределением в широкой полосе частот.

Низкочастотная составляющая СПМ достаточно быстро спадает до уровня теплового шума (обычно в полосе  $F < 10 \dots 100$  кГц). Если интервал анализа (длительность зондирующего импульса) -  $t_a < 1/10F$ , то случайные отклонения фазы сигнала генератора можно аппроксимировать линейной функцией. В дискретные моменты времени  $\Delta\varphi(n) = \varphi_0 + \frac{2\pi\Delta f}{f_T} n$ , где  $\Delta f$  – случайное отклонение частоты

дискретизации, постоянное в течение длительности импульса,  $\varphi_0$  – случайная начальная фаза.

Низкочастотная компонента флуктуаций фазы приводит к медленным изменениям джиттера  $\Delta t_j$ , который также можно аппроксимировать линейной функцией

$$\Delta t_{jm}(n) = \frac{\Delta \varphi(n)}{2\pi f_T} = \Delta t_{j0} + \frac{\Delta f}{f_T^2} n.$$

Первый член  $\Delta t_{j0}$  определяет случайную начальную фазу комплексной огибающей сигнала. Модуль выходного эффекта фильтра сжатия, а, следовательно, и УБЛ от него не зависят, поэтому в дальнейшем  $\Delta t_{j0}$  будем опускать. Второе слагаемое приводит к случайным медленным отклонениям текущей фазы дискретного сигнала

$$\varphi_{jm}(n) = 2\pi f(n) \frac{\Delta f}{f_T^2} n.$$

Полная фаза сигнала (1) с учетом только медленной компоненты джиттера будет иметь вид

$$\varphi_s(n) + \varphi_{jm}(n) = 2\pi f(n) \frac{n}{f_T} \left(1 + \frac{\Delta f}{f_T}\right).$$

Легко видеть, что отклонение частоты дискретизации от номинального значения приводит к случайному изменению масштаба оцифрованного сигнала. В общем, случайное масштабирование приводит к расширению основного и росту уровня боковых лепестков корреляционной функции. Однако для реальных отклонений частоты тактового генератора  $\frac{|\Delta f|}{f_T} \leq 10^{-5}$  влияние масштабирования на выходной эффект фильтра сжатия весьма незначительно.

Вторая область СПМ фазовых флуктуаций генератора – зона широкополосного теплового шума простирается от низких частот до границы, определяемой полосой пропускания цепей формирования отсчетов ЦП. Верхняя граничная частота цепей тактирования (дискретизации) достигает сотен МГц и заходит в ГГц диапазон. Важно отметить, что полоса пропускания цепей тактирования, как правило, в несколько раз больше максимальной для данного ЦП частоты дискретизации.

В силу широкополосности и равномерности СПМ, тепловую составляющую фазового шума тактового генератора будем считать "белым" шумом. При этом джиттер, обусловленный только тепловой компонентой шума, можно считать  $\delta$ -коррелированным.

$$R_j(n, m) = \langle \Delta t_j(n) \cdot \Delta t_j(m) \rangle = \sigma_j^2 \delta(n - m) \quad (3)$$

$\delta$ -коррелированный шум джиттера ЦАП и АЦП можно считать независимым, а результирующую дисперсию  $\sigma_j^2$  в принятом сигнале равной сумме дисперсий ЦП.

Из (2) и (3) следует, что шум сигнала, вызванный джиттером нестационарный, а его компонента, обусловленная тепловыми шумами,  $\delta$ -коррелирована. Корреляционная функция шума после цифрового преобразования будет иметь вид

$$R_\varepsilon(n, m) = \langle \varepsilon_j(n) \varepsilon_j^*(m) \rangle = \frac{|s(n)|^2 f^2(n) \sigma_\varphi^2}{f_T^2} \delta(n - m). \quad (4)$$

Дисперсия шума увеличивается по мере роста мгновенной частоты комплексной огибающей. Для ЛЧМ максимум дисперсии наблюдается в начале и в конце импульса.

Шум джиттера на выходе цифрового фильтра сжатия представляет собой свертку входной реализации шума с импульсной характеристикой фильтра  $h(n)$

$$\varepsilon_{j\_вых}(k) = \sum_n \varepsilon_j(n) \cdot h(n - k).$$

По отношению к мощности сигнала, вызвавшего шум джиттера, дисперсия шума при отстройке на  $k$  отсчетов с учетом (4) равна

$$\frac{\sigma_{j\_вых}^2(k)}{P_{с\_вых}} = \frac{\frac{\sigma_\phi^2}{f_T^2} \sum_n |s(n)|^2 \cdot f^2(n) \cdot |h(n-k)|^2}{|\sum_n S(n) \cdot h(n)|^2}. \quad (5)$$

Сравнивая относительный уровень шума джиттера (рис.1б -2) с УБЛ выходного эффекта фильтра сжатия, можно получить оценки допустимого уровня фазовых шумов тактовых сигналов ЦП.

Следует подчеркнуть, что наибольший вклад в шумы джиттера вносят компоненты с максимальным произведением мгновенной амплитуды и частоты комплексной огибающей сигнала. Оконное взвешивание, применяемое для снижения УБЛ, сокращает вклад высокочастотных компонент в сжатый сигнал, тем самым, уменьшая абсолютный уровень шума джиттера.

Отметим, что в тракте радио- и промежуточной частоты сигнал можно считать узкополосным, поэтому флуктуации фазы гетеродинов  $\phi_{шт}$  просто суммируются с текущей фазой сигнала. Вектор ошибки отсчета сигнала  $\varepsilon_{шт}(n) \approx j s(n) \phi_{шт}(n)$  в отличие от (2) не зависит от мгновенной частоты комплексной огибающей. Дисперсию фазового шума, на выходе фильтра сжатия, можно выразить формулой

$$\sigma_{\phi\_вых}^2(k) = \sigma_\phi^2 \sum_n |S(n)|^2 \cdot |h(n-k)|^2,$$

где  $\sigma_\phi^2$  - дисперсия тепловой компоненты фазовых шумов гетеродина с равномерной в полосе сигнала СПМ. Причем в отличие от шумов джиттера интегрирование СПМ для вычисления  $\sigma_\phi^2$  выполняется лишь в пределах полосы пропускания линейного тракта.

Низкочастотную составляющую случайных отклонений фазы в пределах длительности зондирующего импульса можно считать линейной. В радиочастотном тракте линейная фазовая ошибка приводит к сдвигу всего спектра сигнала, а корреляционная функция сжатого импульса ведет себя так же, как и при доплеровском смещении спектра отраженного сигнала. Медленные флуктуации фазы гетеродинов в когерентном радиолокаторе компенсируются и не влияют на УБЛ сжатого сигнала.

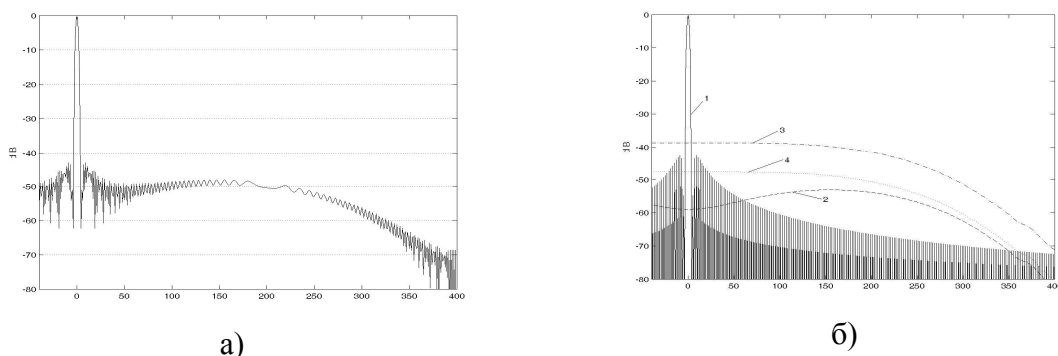
Для увеличения дальности действия в экспериментальный сверх коротко импульсный радиолокатор (СКИРЛ) [3] был введен режим зондирования широкополосными ЛЧМ импульсами ( $\tau_n = 1\text{мкс}$ ,  $\Delta f = 200\text{МГц}$ ). Зондирующий сигнал формируется в широкополосном квадратурном модуляторе и подвергается затем четырехкратному умножению частоты. В модернизированной аппаратуре достигнут уровень некомпенсированных остатков в сжатом сигнале ниже -30дБ. Дальнейшее снижение УБЛ возможно лишь при улучшении характеристик аналоговых узлов РЛС.

Оценим вклад фазовых шумов генераторов в результирующие искажения выходного эффекта фильтра сжатия. С помощью анализатора спектра были измерены шумы сигнала опорного кварцевого генератора системы синхронизации. По результатам измерений рассчитана оценка эффективного паразитного отклонения частоты:  $\Delta f_{\phi\phi} = 3 \dots 4\text{кГц}$  и СПМ тепловых шумов:  $S_{шт} = -110\text{дБн/Гц}$ . При этом дисперсия тепловой компоненты фазовых шумов, к примеру, в полосе 750 МГц равна  $\sigma_\phi^2 = 0,015\text{рад}^2$ , что для частоты генератора 200МГц соответствует среднему квадратическому значению джиттера  $\sigma_j \approx 100\text{пс}$ .

Сжатие ЛЧМ импульсов выполнялось с использованием взвешивания окнами Хэмминга и Блэкмана – Харриса во временной и частотной областях. Взвешивание во временной области сохраняет финитность корреляционной функции, но наблюдается рост УБЛ при сдвиге опорной функции приблизительно на половину длительности

импульса (рис.1 а). Частотное взвешивание с использованием инверсной фильтрации с ограничением полосы сигнала, хотя и сопровождается растяжением выходного эффекта за удвоенную длительность импульса, но характеризуется монотонно спадающим УБЛ (рис.1 б - 1). Полученные оценки уровня шумов джиттера оказались сопоставимыми с УБЛ корреляционной функции лишь при частотном взвешивании.

При сжатии ЛЧМ импульса с применением частотного окна Хэмминга рассчитанный максимальный уровень шума джиттера составил -53дБ (рис.1б -2) , что превышает УБЛ -63дБ (рис.1б -1) при том же сдвиге (около трети длительности импульса). Вместе с тем полученное значение ниже максимального уровня третьего бокового лепестка -43дБ. При тех же условиях максимальный уровень шума джиттера при взвешивании окном Блэкмана - Харриса -50дБ, тогда как максимальный УБЛ ниже -120дБ.



**Рис.1 Корреляционная функция ЛЧМ импульса при взвешивании окном Хэмминга а) во временной области; б) 1 - при инверсной фильтрации и взвешивании в частотной области; 2 - относительная ошибка джиттера, рассчитанная по формуле (5); 3,4 –уровень фазовых шумов радиотракта в структуре с умножением (3) и преобразованием частоты (4).**

По результатам измерений спектров сигналов гетеродинов, уровень теплового фазового шума, пересчитанный после умножения к частоте 9,8ГГц, составил – 100дБн/Гц. При этом в полосе сигнала 200 МГц обеспечивается отношение с/ш - 17дБ. Сжатие ЛЧМ импульса с базой  $B=200$ , увеличивает с/ш на 23дБ. Учитывая, что в приемном тракте тепловые фазовые шумы не коррелированы с фазовыми шумами передатчика, результирующее отношение с/ш уменьшается, по крайней мере, на 3 дБ. Итоговое отношение с/ш, обусловленное фазовыми шумами гетеродинов радиотракта, составит 37дБ.

Поскольку оцененная величина с/ш близка к значению, полученному в экспериментах при лоцировании точечных объектов, можно сделать вывод о доминирующем влиянии фазовых шумов гетеродинов радиочастотного тракта. Таким образом, для снижения некомпенсированных остатков в сжатом сигнале до уровня - 45...55дБ, необходимо в первую очередь снизить уровень фазовых шумов в зондирующем сигнале до -110..120дБн/Гц.

Разрабатываемое в настоящее время альтернативное решение предусматривает отказ от умножения частоты (умножение частоты в 2 раза увеличивает уровень фазовых шумов на 6дБ) и переход к структуре передатчика с преобразованием частоты, что позволит уменьшить уровень некомпенсированных остатков на 9дБ (Рис.1б -4)

*Работа поддержана грантом РФФИ № 09-07-13592-офи\_ц.*

## **Литература**

1. Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов Радиовидение. Радиолокационные системы зондирования Земли.-М.: "Радитехника" 2005.
2. Ефремов В.С. и др. Использование сложных зондирующих сигналов с цифровым формированием для доплеровских метеорологических радиолокаторов. Цифровая Обработка Сигналов №2, 2009.
3. Скосырев В.Н., Нуждин В.М., Ананенков А.Е., Коновальцев А.В. – «Технология сверхкороткоимпульсной радиолокации – ключ к повышению информационных возможностей РЛС», Первая международная конференция «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике», г.Суздаль, 27-29 сентября 2005г.