

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОБРАБОТКУ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

А. Л. Беседа, С. А. Мясников, В. А. Синицын, Е. А. Синицын

*Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова
АО «ВНИИРА», г. Санкт-Петербург*

Приведены результаты оценки влияния временного дрожания (джиттера) фронта импульсов тактовых сигналов аналого-цифрового преобразования на отношение сигнал/шум на выходе цифрового фильтра сжатия сложных сигналов с малой базой. Представлены аналитические выражения, позволяющие количественно оценивать отношение сигнал/шум на выходе фильтра, а также результаты моделирования сжатия сигнала с линейной частотной модуляцией с учетом джиттера.

В радиоэлектронных системах (РЭС) различного назначения широко применяются сложные сигналы, позволяющие повысить энергетический потенциал РЭС без увеличения импульсной мощности передатчика и снизить вредное воздействие РЭС на окружающую среду.

При обработке (сжатии) сложных сигналов на выходе тракта приема и обработки РЭС возникают боковые лепестки, затрудняющие обнаружение слабых сигналов на фоне интенсивных сигналов. В [1–3] показано, что для достижения боковых лепестков достаточно низкого уровня (минус 60 – 70 дБ) при малых потерях в отношении сигнал/шум целесообразно применять цифровой фильтр сжатия с передаточной характеристикой, рассчитанной методом обратных пульсаций.

Суть метода обратных пульсаций (МОП) заключается в том, что спектр сжатого сигнала $L(f)$ полагают соответствующим весовой функции, обеспечивающей необходимый УБЛ, а

передаточную характеристику фильтра сжатия $\dot{H}(f)$ находят из выражения

$$\dot{H}(f) = \frac{L(f)}{\dot{U}(f)}, \quad (1)$$

где $\dot{U}(f)$ – спектр сигнала на входе фильтра.

В [2] показаны основные недостатки МОП – его чувствительность к доплеровским сдвигам частоты и временным сдвигам сигнала относительно моментов дискретизации в аналого-цифровом преобразователе (АЦП). Но это не единственные недостатки метода. На УБЛ и длительность сигнала оказывают влияние:

1. Изменение формы огибающей зондирующего импульса вследствие старения компонентов передатчика.
2. Ограничения в тракте приемника.
3. Джиттер тактового сигнала АЦП.

При проектировании аппаратуры обработки РЭС необходимо учитывать указанные факторы. В рамках настоящей работы ограничимся рассмотрением влияния джиттера на сжатый сигнал.

Положение фронта тактирующего импульса характеризуется некоторым распределением (например, Гауссовским), и величиной среднеквадратического отклонения фронта импульса от среднего значения (рис. 1).

Именно величина среднеквадратического отклонения (СКО) фронта импульса от среднего, имеющая размерность времени, и подразумевается под термином «дрожание фронтов» или «джиттер» [4].

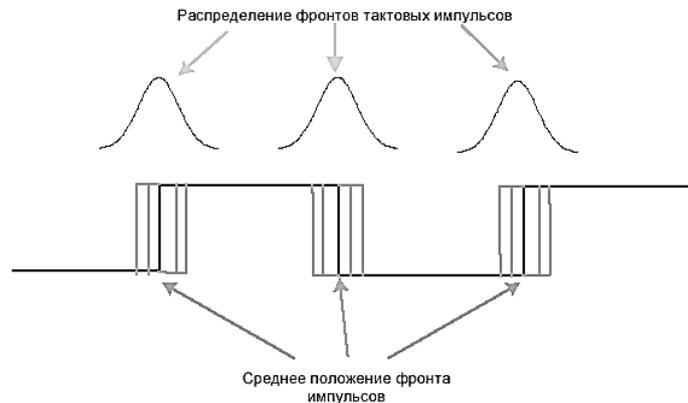


Рис. 1. Дрожание фронта тактового сигнала

Джиттер приводит к ухудшению отношения сигнал/шум на выходе АЦП. Оценить отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума, обусловленного джиттером и параметрами АЦП, для конкретного АЦП можно по формуле [5]

$$Q' = P_c / P_{ш} = -20 \lg \left((2\pi f_a t_j)^2 + \left(\frac{1+e}{2^N} \right)^2 + \left(\frac{V_n}{2^N} \right)^2 \right)^{0.5}, \quad (2)$$

где f_a – частота аналогового сигнала, t_j – джиттер, e – средняя дифференциальная нелинейность АЦП (Обычно $e \approx 0,4$ единицам младшего разряда АЦП), N – количество разрядов АЦП, бит, V_n – тепловой шум, ЕМР [5].

$$Q_{АЦП} = P_c / P_{ш} = -20 \lg(2\pi f_a t_j). \quad (3)$$

Воспользуемся упрощенной формулой.

Пусть фильтр сжатия обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум на величину $Q_{фс}$, тогда при использовании реального АЦП с учетом джиттера будем иметь

$$Q = (P_c / P_{ш})_{\text{вых ФС}} = Q_{фс} + Q_{АЦП}. \quad (4)$$

Рассмотрим сжатие ЛЧМ импульса вида

$$s(t) = e^{j\pi F_d \tau ((t-0.5\tau)/\tau)^2}, \quad (5)$$

где F_d – девиация частоты, τ – длительность импульса.

Рассмотрим два вида преобразования сигнала.

1). Аналого-цифровое преобразование сигнала на промежуточной частоте (ПЧ), $f_{пч} \gg \Delta F$, (ΔF – ширина спектра сигнала). При использовании МОП, выигрыш фильтра будет $Q_{сф} = B - Q_{нсф}$ ($Q_{нсф}$ – потери за счет несогласованной обработки МОП, $B = \Delta F \tau$ – база сигнала). С учетом этого

$$(P_c / P_{ш})_{\text{вых ФС}} = 10 \lg(\Delta F \tau) - Q_{нсф} - 20 \lg(2\pi f_{пч} t_j) = 10 \lg \left(\frac{\Delta F \tau}{(2\pi f_{пч} t_j)^2} \right) - Q_{нсф}. \quad (6)$$

2. При аналого-цифровом преобразовании сигнала на нулевой частоте, например, после аналогового фазового детектора, примем $f_a = 0.5 \Delta F$. Тогда:

$$(P_c / P_{ш})_{\text{вых ФС}} = 10 \lg(\Delta F \tau) - Q_{нсф} - 20 \lg(\pi \Delta F t_j) = 10 \lg \left(\frac{\tau}{(\pi t_j)^2 \Delta F} \right) - Q_{нсф}. \quad (7)$$

Рассмотрим отклик фильтра сжатия ЛЧМ сигнала без джиттера и с джиттером (рис. 2 а, б). Передаточная характеристика фильтра а была рассчитана методом обратных пульсаций, а длина импульсной характеристики выбрана такой, чтобы УБЛ не превышал -70 дБ.

Шум, вызванный джиттером, появляется только вместе с сигналом и на выходе фильтра наблюдается как боковые лепестки, прилегающие к основному. Их уровень определяется величиной джиттера.

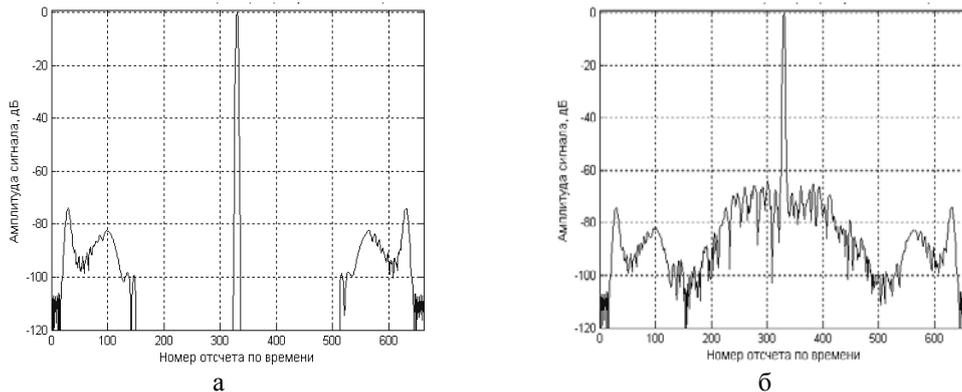


Рис. 2. Отклик фильтра на сигнал, дискретизированный на промежуточной частоте 60 МГц $B = 150$, частота дискретизации 2 МГц; а) $t_j = 0$; б) $t_j = 10$ пс

Для проверки выражений (7) и (9) было проведено моделирование сжатия сигнала и построена зависимость отношения сигнал/шум на выходе фильтра от величины джиттера. Модель (рис. 3) имеет генераторы непрерывной последовательности ЛЧМ импульсов. После сжатия из одной нормированной последовательности вычитается другая и выделяется шум. Далее производится вычисление средней мощности шума и оценка отношения сигнал/шум, имея в виду, что пиковое значение сигнала после нормировки равно 1. Результаты моделирования показаны на рис. 4, 5.

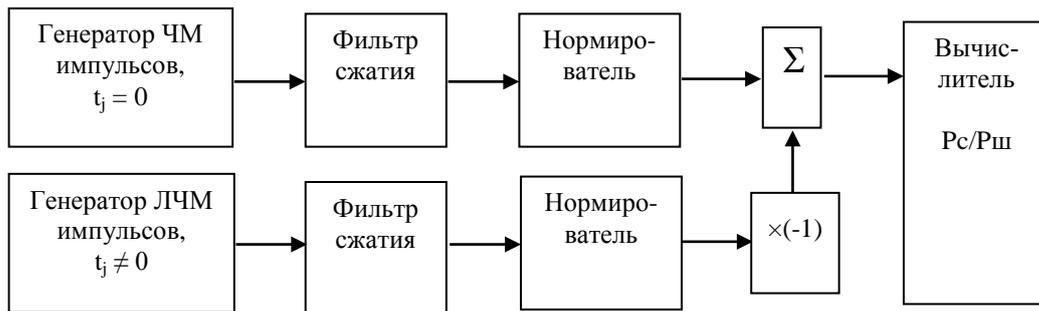


Рис. 3. Упрощенная структурная схема модели устройства сжатия ЛЧМ сигналов

На рис. 4,а показаны зависимости отношения сигнал/шум на выходе фильтра от джиттера. Расхождение между кривой, построенной по выражению (6), и полученной в результате моделирования невелико (на рис. 4,а) кривые совпадают) и показано на рис. 4,б. Это говорит о справедливости (6) и возможности его применения для оценки дополнительных потерь при дискретизации сигнала на промежуточной частоте. Случайный характер расхождения объясняется погрешностью оценки средней мощности шума между циклами моделирования.

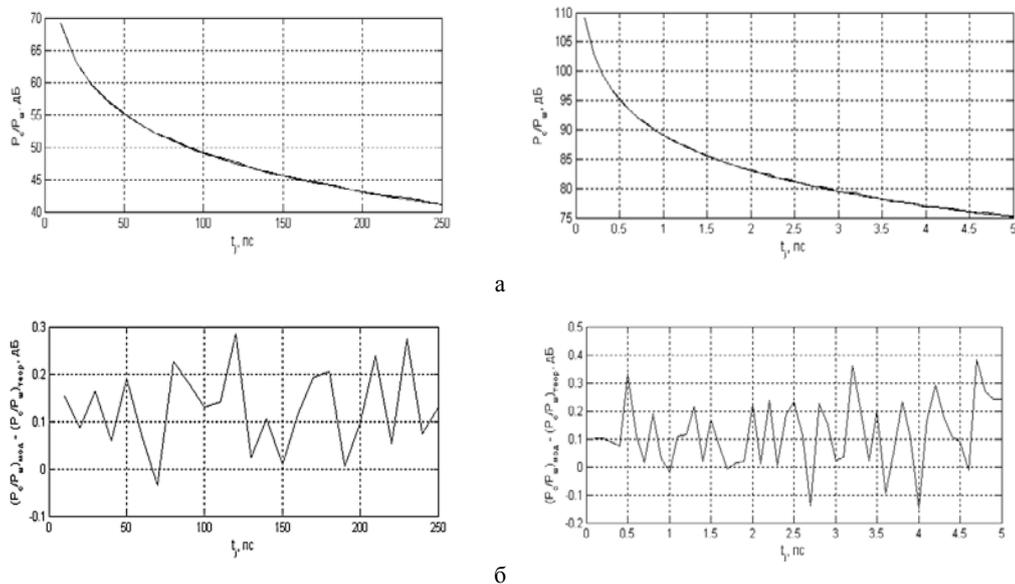


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе фильтра от джиттера:
 а) кривые, полученные в результате моделирования; б) расхождение между зависимостью (б) и результатами моделирования ($\tau = 75$ мкс, $\Delta F = 2$ МГц, $f_{\text{пч}} = 60$ МГц)

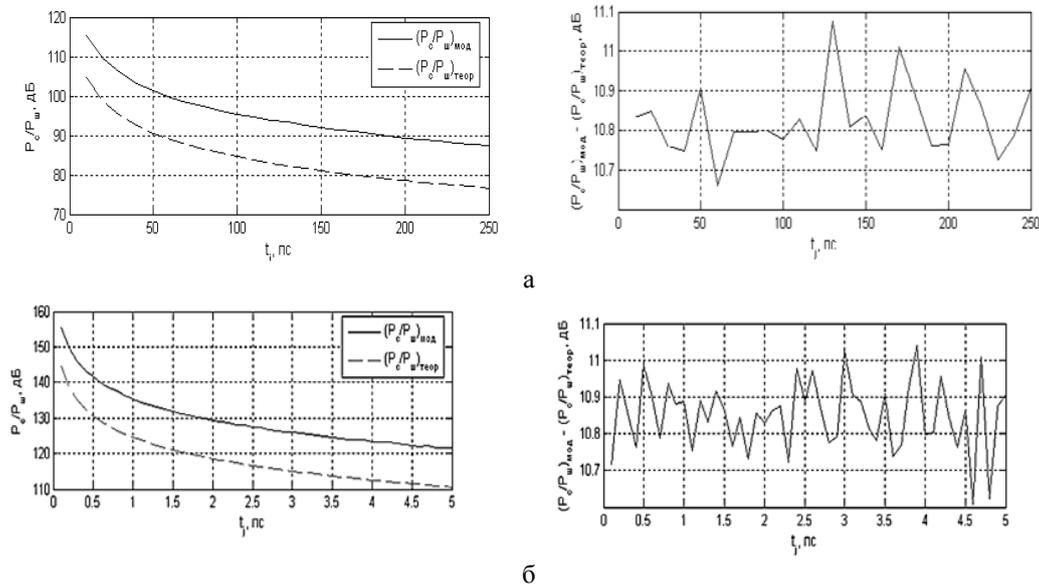


Рис. 5. Сигнал/шум на выходе фильтра при дискретизации на нулевой частоте:
 а) теоретические кривые и кривые, полученные в результате моделирования;
 б) расхождение между зависимостью и результатами моделирования ($\tau=75$ мкс, $\Delta F=2$ МГц)

Результаты, полученные при моделировании сжатия, дискретизированного на нулевой частоте, показаны на рис. 5. В отличие от предыдущих результатов, здесь наблюдается сильное расхождение между теоретическими значениями и результатами моделирования. Это объясняется тем, что при дискретизации на нулевой частоте сильнее сказывается влияние частотной

модуляции, чем при дискретизации на ПЧ. Выражение (7) было получено исходя из того, что частота сигнала внутри импульса постоянна и равна $f_a = 0.5\Delta F$, т.е. для худшего случая.

Из сравнения рис.4 и 5 видно, что влияние джиттера гораздо сильнее при дискретизации сигнала на промежуточной частоте, поэтому в приемниках РЛС следует стремиться использовать как можно меньшую ПЧ или аналоговый фазовый детектор.

Выводы

1. Получено выражение (6), позволяющее оценивать отношение сигнал/шум на выходе фильтра сжатия с учетом джиттера аналого-цифрового преобразователя.

2. Получено выражение (7) для случая сжатия сигналов, дискретизированных на нулевой частоте. Оно дает худший результат оценки и может быть использовано при проектировании приемников РЛС.

3. Для уменьшения влияния джиттера следует использовать либо дискретизацию на нулевой частоте, либо использовать минимально возможную промежуточную частоту.

Библиографический список

1. *Шевляков Д. Г.* Уменьшение уровня боковых лепестков по дальности в алгоритме вычисления прямой свертки при совместном применении метода обратных пульсаций и сглаживании фронта сигнала // Радиопромышленность, 2005, вып. 1.

2. *Шевляков Д. Г.* Оценка чувствительности метода обратных пульсаций к эффектам согласования, квантования и дискретизации при цифровом сжатии сложных сигналов с помощью быстрой свертки // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛТ, 2003, вып. 1

3. *Родионов В. В.* и др. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности // VII МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. Воронеж: 2001. С. 1460 – 1467.

4. *Власенко А.* Генерация и распределение тактовых сигналов для прецизионных высокочастотных аналогово-цифровых систем с помощью компонентов фирмы Analog Devices // Электронные компоненты, 2005. №6.

5. *Brad Brannon.* Aperture Uncertainty and ADC System Performance. Application Note AN-501, Analog Devices, Inc., January 1998. URL: www.analog.com.

УДК 621.396.96

ШУМЫ КВАНТОВАНИЯ И ПОТЕРИ В УСТРОЙСТВАХ СЖАТИЯ СЛОЖНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПЕРВИЧНЫХ РЛС

А. Л. Беседа, С. А. Мясников, В. А. Синицын, Е. А. Синицын

*Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова
АО «ВНИИРА», г. Санкт-Петербург*

Использование сложных импульсных сигналов в первичных радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения позволяет повысить энергетический потенциал РЛС без увеличения импульсной мощности передатчика.

Для согласованной обработки (сжатия) сложных сигналов в приемном канале РЛС применяются цифровые фильтры, перед которыми устанавливаются аналого-цифровые преобразователи (АЦП), выполняющие процедуру дискретизации по времени и квантования аналоговых сигналов по уровню. АЦП является источником шумов квантования, что приводит к