

Смирнов М.С., Костров В.В., Кострова Т.Г.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: SRV777@mail.ru

### Особенности переноса спектра при неточном формировании квадратурных составляющих

В современных радиолокационных станциях (РЛС) широко используются сложные сигналы с частотной или фазовой модуляцией, которые обеспечивают при небольшой пиковой мощности передатчика высокую разрешающую способность [1]. Вместе с тем расширение спектра с целью получения высокого разрешения по дальностной координате требует обеспечения в системе повышенной долговременной и кратковременной стабильности частоты всех формируемых колебаний. Это позволяет организовать когерентную обработку, которая обеспечивает аппаратуре достижение оптимальных характеристик во всех режимах, включая межобзорное накопление сигналов. Когерентная обработка сигналов с выхода аналоговой части радиоприемного устройства, в частности согласованная фильтрация, обнаружение сигналов, доплеровская фильтрация, подавление пассивных помех, производится с помощью блока цифровой обработки сигналов (ЦОС). Одним из промежуточных звеньев в последовательности обработки сигналов, к которому предъявляются повышенные требования, является представление сигналов в комплексном виде [2,3], что позволяет существенно снизить тактовую частоту работы цифровых сигнальных процессоров. В современных радиотехнических устройствах наметилась тенденция формирования квадратур на некоторой промежуточной частоте, которая согласуется с возможностями аппаратуры и с соответствующими зонами дискретизации [4].

Целью данной работы является анализ эффектов при неточном формировании квадратурных составляющих и оценка результатов переноса спектра на промежуточную частоту для последующей цифровой обработки сигнала.

Обобщенная схемы цифрового формирователя квадратурных составляющих, которая широко используется в схемах современных РЛС, представлена на рис 1. На схеме использованы обозначения: УПЧ – усилитель промежуточной частоты  $f_{nc}$ , ФНЧ – фильтр нижних частот, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФВ – фазовращатели на угол  $\pm 45^\circ$ . Для формирования квадратурных составляющих на промежуточной частоте требуется повышенная частота дискретизации  $f_T$ , в простейшем случае удовлетворяющая соотношению  $f_T > 2(|f_{nc} - f_0| + \Delta f_s)$ , где  $\Delta f_s$  – полоса сигнала,  $f_0$  – частота опорного генератора (ОГ).

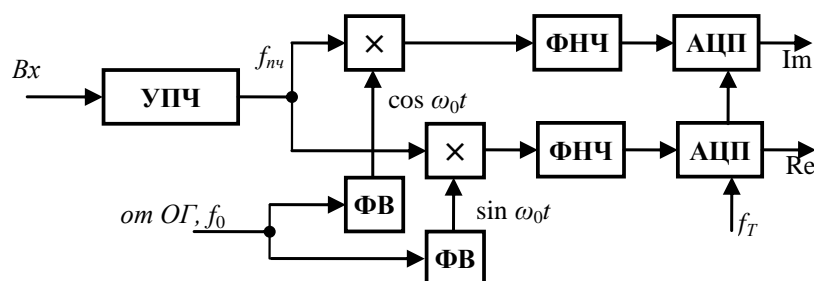


Рис. 1 – Обобщенная структура формирователя комплексного сигнала

Проведем анализ квадратурного сигнала при ошибках фазовращателей величиной  $\Delta\varphi$ . Пусть для простоты входной сигнал является монохроматическим и равен  $x(t) = U \cdot \sin \omega_{nc} t$ . Тогда после перемножителя верхнего канала получаем

$$e_1(t) = U \cdot \sin \omega_{нч} t \cdot \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi) = \frac{U}{2} [\sin\{(\omega_{нч} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} + \sin\{(\omega_{нч} + \omega_0)t + \Delta\varphi\}],$$

а после перемножителя нижнего канала

$$e_2(t) = -U \cdot \sin \omega_{нч} t \cdot \sin(\omega_0 t - \Delta\varphi) = -\frac{U}{2} [\cos\{(\omega_{нч} - \omega_0)t + \Delta\varphi\} - \cos\{(\omega_{нч} + \omega_0)t - \Delta\varphi\}].$$

В фильтрах низкой частоты компоненты с частотой  $\omega_{нч} + \omega_0$  подавляются, поэтому после фильтрации в ФНЧ имеем

$$\text{Re}(t) = \frac{U}{2} \sin\{(\omega_{нч} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} \text{ и } \text{Im}(t) = -\frac{U}{2} \cos\{(\omega_{нч} - \omega_0)t + \Delta\varphi\}.$$

Воспользуемся тригонометрическими преобразованиями  $\sin(\alpha - \beta)$  и  $\cos(\alpha - \beta)$ , получаем

$$\text{Re}(t) = \frac{U}{2} \sin\{(\omega_{нч} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} = \frac{U}{2} [\sin(\omega_{нч} - \omega_0)t \cdot \cos \Delta\varphi - \cos(\omega_{нч} - \omega_0)t \cdot \sin \Delta\varphi] \text{ и}$$

$$\text{Im}(t) = -\frac{U}{2} \cos\{(\omega_{нч} - \omega_0)t + \Delta\varphi\} = -\frac{U}{2} [\cos(\omega_{нч} - \omega_0)t \cdot \cos \Delta\varphi - \sin(\omega_{нч} - \omega_0)t \cdot \sin \Delta\varphi].$$

Это представление позволяет записать проведенные преобразования над сигналом в виде

$$z(t) = -\frac{U}{2} \cdot \cos \Delta\varphi \cdot e^{-j(\omega_{нч} - \omega_0)t} + \frac{U}{2} \cdot \sin \Delta\varphi \cdot e^{-j[(\omega_{нч} - \omega_0)t + \pi/2]}.$$

Из этого соотношения видно, что при наличии фазового рассогласования в опорных колебаниях квадратурного смесителя в спектре сигнала появляется дополнительная частотная составляющая, расположенная симметрично относительно основной части спектра. Уровень дополнительной частотной составляющей линейно зависит от значения  $\sin \Delta\varphi$ .

На основании этого соотношения может быть разработан алгоритм компенсации фазовых искажений. Для этого используем тестовый синусоидальный сигнал с частотой, принадлежащей полосе сигнала, например  $\omega_1$ . С помощью анализатора спектра определяем модуль сигнала  $U_0$  на частоте  $\omega_0 - \omega_1$  и модуль сигнала  $U_1$  на частоте  $\omega_1 - \omega_0$ . По этим измерениям определяем искомую поправку фазового угла  $\Delta\varphi = \text{artg}(U_1/U_0)$ , которая вводится в дополнительные фазовращатели генератора опорных сигналов.

Для проверки полученных соотношений были проведены исследования данного метода формирования квадратур с помощью математического моделирования. В качестве примера рассматривалось квадратурное преобразование гармонического сигнала и сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). На рис. 2а-б приведены спектр входного импульсного радиосигнала, по оси X отложена частота, а по оси Y – условная амплитуда сигнала в относительных единицах измерения. Полученный спектр ограничен в полосе частот от минус 300 кГц до +300 кГц, что соответствует полосе прозрачности ФНЧ. В основной полосе частот сигнала поведение спектра соответствует общим представлениям [5, 6], а на вершине наблюдаются пульсации Френеля, характерные для ЛЧМ сигналов.

Для моделирования ошибок фазировки опорного колебания вводился фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = 10^\circ$ . Спектры ЛЧМ сигнала и радиоимпульса, полученные при таком значении расфазировки, представлены на рис. 3а-б. Как и следовало ожидать, в общем спектре появилась зеркальная составляющая (слева от нулевой частоты), которая привела к снижению энергетики сигнала в основной полосе. Эта паразитная составляющая спектра не подавляется фильтрами, поэтому искажает все последующие преобразования сигнала. При наличии фазовых искажений опорного сигнала средний уровень основной части спектра ЛЧМ сигнала составляет 1700, а зеркальной – примерно 300. Оценка фазовых искажений

$$\Delta\varphi = \text{artg} \frac{U_1}{U_0} = \text{artg} \frac{300}{1700} = \text{artg}(0,1765) \approx 10^\circ,$$

что подтверждает полученное выше расчетное соотношение и условия проведения эксперимента.

Снижение значения модуля спектра сигнала также соответствует расчетам. Без искажений максимальное значение составляет 2061,76. Значение  $\cos(10^\circ) = 0,9848$ . Отсюда ожидаемое

значение модуля спектра при искажениях  $2061,76 \times \cos(10^\circ) = 2061,76 \times 0,9848 = 2030,421248$ , что с точностью 0,025% совпадает с результатами моделирования.

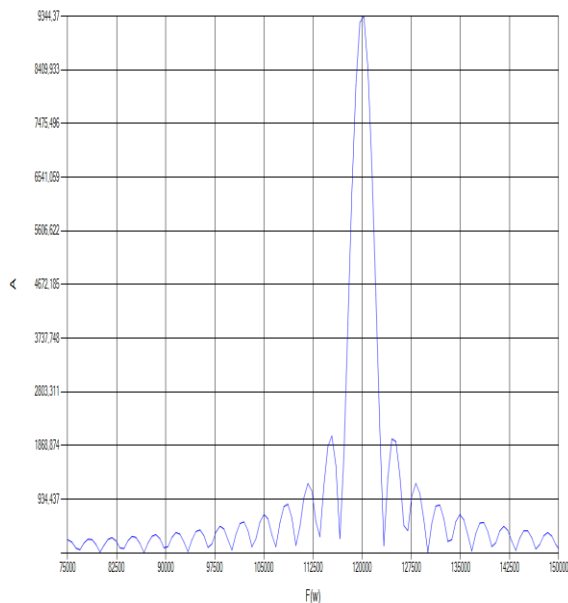


Рис. 2а – Спектр РИ без разбаланса квадратур

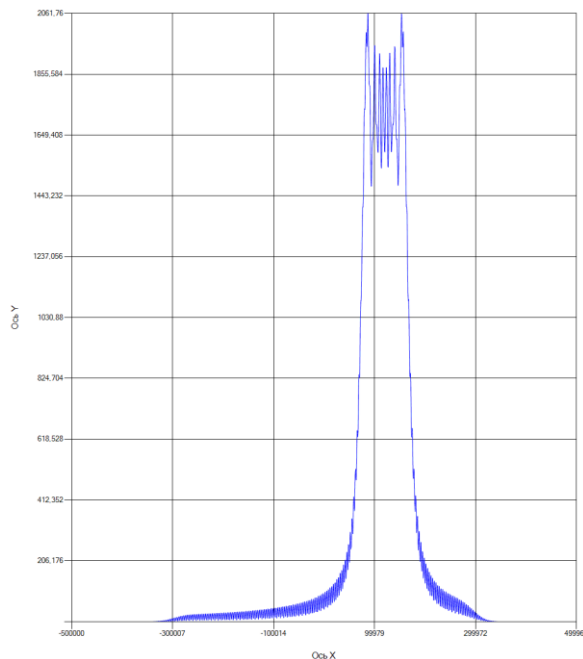


Рис. 2б – Спектр ЛЧМ с разбалансом квадратур

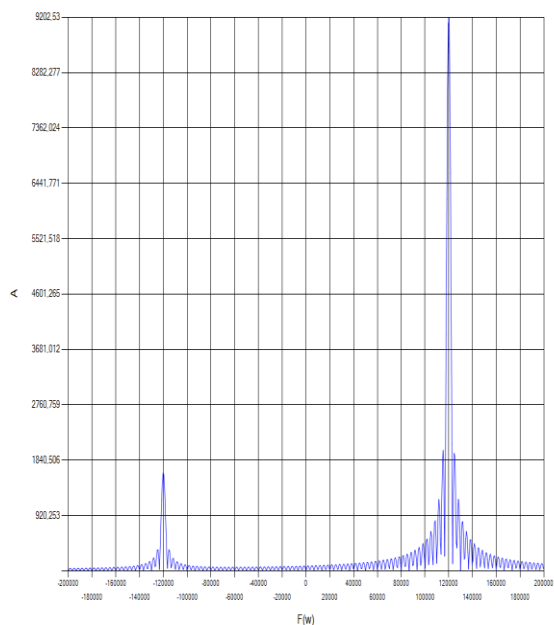


Рис. 3а – Спектр РИ без разбаланса квадратур

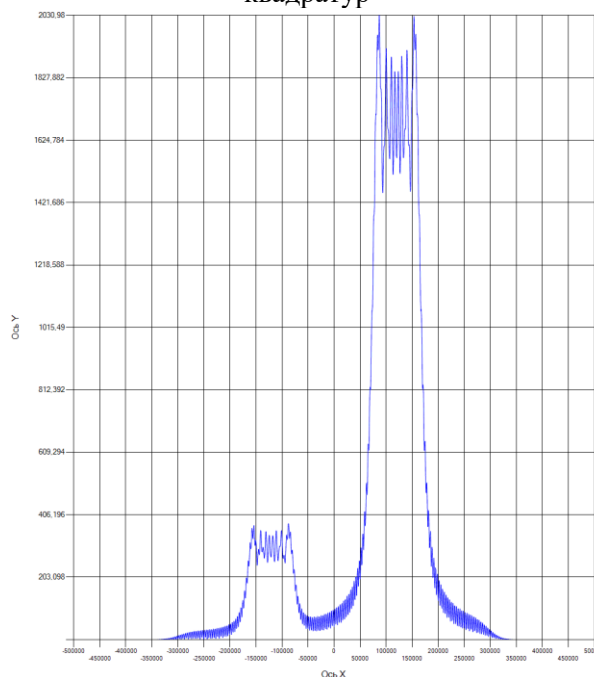


Рис. 3б – Спектр ЛЧМ с разбалансом квадратур

Таким образом, проведенные исследования показали, что этап формирования квадратурных составляющих при переходе к комплексному представлению сигналов на промежуточной частоте является ответственным в устройствах цифровой обработки. Амплитудно-фазовые ошибки и нестабильности в опорном колебании приводят к искажению спектральных соотношений и, как следствие, к снижению отношения сигнал-шум. Снизить влияние подобных эффектов можно за счет периодического функционального контроля и коррекции фаз опорного генератора. Комплекс таких мер позволяет получить

высококачественную обработку, чувствительную к фазовым и доплеровским изменениям в сигнале.

### Литература

1. Верба В.С, Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук Э.Г. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010.
2. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012.
3. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая Линия–Телеком, 2013.
4. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012.
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971.
6. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977.