УДК 621.396

А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин

Структура универсального генератора сигналов

Рассмотрена схема универсального генератора сигналов для применения в составе векторного генератора сигналов. Приведено описание аппаратных и программных методов, позволяющих формировать синфазную и квадратурную составляющие сигналов различных стандартов цифровой связи.

Ключевые слова: универсальный генератор сигналов, векторный генератор сигналов, квадратурный модулятор, цифровая обработка сигналов.

Постановка задачи. Разработка, настройка, тестирование современных приемопередающих устройств немыслима без использования специализированной контрольно-измерительной аппаратуры [1]. При тестировании аппаратуры, предназначенной для работы с цифровыми видами модуляции, необходимо использовать векторные генераторы сигналов (ВГС) с целью создания эталонных и точно искаженных сигналов. В то время как разработка генераторов сигналов синусоидальной формы с аналоговыми видами модуляции в России освоена и поставлена на поток, векторные генераторы сигналов отечественных производителей, способные конкурировать с зарубежными именитыми компаниями, отсутствуют на рынке как класс. В связи с этим разработка ВГС с возможностью гибкого выбора несущей частоты, вида цифровой модуляции, скорости передачи данных, коррекции сигналов является актуальной задачей.

Векторные генераторы сигналов в своем большинстве строятся с использованием метода непосредственной модуляции на высокой частоте с использованием комплексных сигналов. При этом сигнал на выходе ВГС является узкополосным и описывается выражением:

$$S(t) = I(t) \times \sin(\omega \times t) + Q(t) \times \cos(\omega \times t), \quad (1)$$

где ω – центральная частота колебаний; $I(t)$ – синфазная составляющая модулирующего сигнала; $Q(t)$ – квадратурная составляющая модулирующего сигнала.

По своему устройству векторные генераторы сигналов отличаются от скалярных наличием двух необходимых блоков: квадратурного модулятора (КАМ, рис. 1) и блока генератора модулирующих сигналов (ГМС, рис. 1).

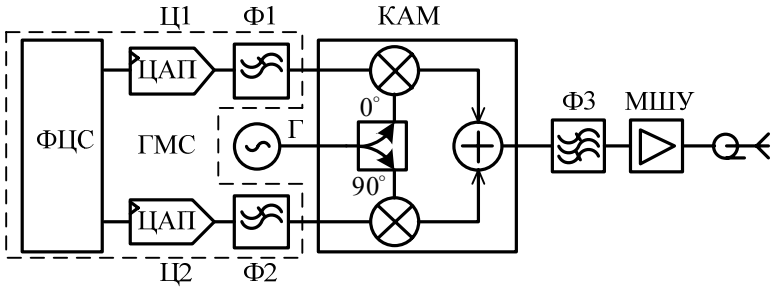

Рис. 1. Структурная схема передатчика с непосредственной модуляцией на ВЧ: ФЦС – блок формирования цифровых сигналов; Ц1, Ц2 – цифроаналоговые преобразователи; Г – генератор несущего сигнала; Ф1, Ф2 – восстанавливающие фильтры; КАМ – квадратурный модулятор; Ф3 – полосно-пропускающий фильтр; МШУ – малошумящий усилитель; ГМС – генератор модулирующих сигналов

ГМС предназначен для формирования синфазной и квадратурной составляющих сигнала и состоит из блока формирования цифровых сигналов (ФЦС), сдвоенного или двух независимых ЦАП, восстанавливающих фильтров. Структура ГМС должна обеспечить полосу модулирующих сигналов, достаточную для реализации современных стандартов цифровой связи. Цифровой тракт ГМС должен поддерживать большинство основных аналоговых и цифровых видов модуляции (АМ, ЧМ, ФМ, PSK, FSK, MSK, QAM и различные их вариации) и возможности воспроизведения данных из памяти, предварительно рассчитанные на ПК, а также корректировать АЧХ аналогового тракта и квадратурный дисбаланс. Таким образом, ставится задача выбора оптимальной архитектуры ГМС,

разработка новых и улучшение существующих методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) применительно к задаче формирования сигналов, реализация ГМС на современной элементной базе.

Выбор оптимальной архитектуры ГМС. ГМС строится по архитектуре прямого цифрового синтеза. В основе технологии лежит возможность «сколь угодно точного восстановления мгновенных значений сигнала с ограниченным спектром, исходя из отсчетных значений, взятых через равный промежуток времени» (теорема Котельникова). Важнейшей характеристикой цифрового сигнала является частота дискретизации. Частота дискретизации сигнала определяет его полосу, а для системы цифровой связи частота дискретизации обычно кратна скорости передачи данных. Учитывая различные скорости передачи данных различных стандартов связи, очевидно, что в ГМС необходимо обеспечить возможность изменения частоты дискретизации в широком диапазоне частот.

Рассмотрим несколько вариантов решения поставленной задачи.

Первый вариант. Изменение частоты дискретизации сигнала за счет изменения частоты тактирования ЦАП и блока ФЦС (рис. 2, *а*). В данном случае необходимо в качестве тактового генератора для ЦАП и ФЦС использовать перестраиваемый синтезатор с диапазоном перестройки от единиц килогерц до сотен мегагерц с шагом в 0,1 Гц, что существенно усложняет его структуру. Такой синтезатор либо стоит дорого, либо обладает плохими фазовыми шумами. С другой стороны, изменение тактовой частоты ЦАП потребует использования набора восстанавливающих фильтров, и чем больше диапазон изменения тактовой частоты, тем больше восстанавливающих фильтров должно быть.

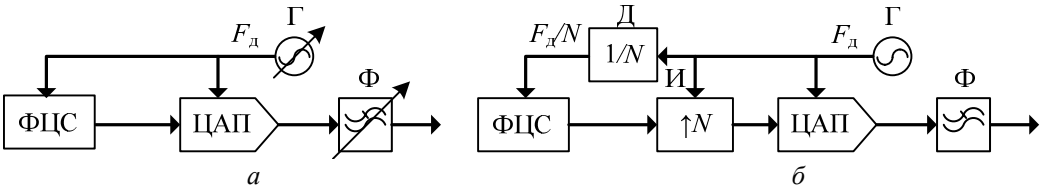

Рис. 2. Структурная схема ГМС: Г – генератор тактовой частоты; Ф – восстанавливающий фильтр; Д – делитель частоты; И – интерполирующий фильтр; ФЦС – блок формирования цифровых сигналов

Второй вариант. Использование фиксированной частоты тактирования ЦАП и необходимой частоты дискретизации ФЦС с последующим повышением частоты дискретизации до частоты тактирования ЦАП (рис. 2, *б*). В терминах ЦОС такая операция называется интерполяцией. Цифровая схема изменения частоты дискретизации позволяет получить гарантированно повторяющиеся параметры сигнала благодаря одному-единственному восстанавливающему фильтру с единственными АЧХ и ФЧХ. Фиксированная частота тактирования ЦАП позволяет использовать простой генератор тактовой частоты с низким уровнем фазовых шумов. Изменение частоты дискретизации с рациональным множителем может проводиться на ПЛИС, в которой реализовано формирование цифровых сигналов, при помощи известного или нового алгоритма интерполяции.

Выбор ЦАП. Цифроаналоговый преобразователь во многом определяет характеристики формируемого сигнала, такие как динамический диапазон по уровню мощности, динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR), уровень фазовых шумов, максимальная полоса формируемого сигнала.

Основными критериями выбора ЦАП являются разрядность и частота дискретизации. Широко используются ЦАП разрядностью 16 бит, что позволяет получить сигнал с динамическим диапазоном по уровню мощности 96 дБ и максимальным динамическим диапазоном, свободным от гармоник. Современные высокоскоростные ЦАП способны тактироваться от частоты в несколько гигагерц и, используя встроенные алгоритмы интерполяции в 2, 4 или 8 раз, обеспечивать избыточную дискретизацию сигнала с уменьшением требований на восстанавливающий фильтр. Интерполирующий ЦАП с частотой тактирования в 1 ГГц может принимать данные с частотой дискретизации в 250 МГц с последующим её повышением в 4 раза до 1 ГГц. Тогда ФНЧ на выходе ЦАП должен подавить сигнал не в районе 250 МГц, а в районе 1 ГГц, что позволяет уменьшить разрядность фильтра и улучшить уровень подавления зеркального сигнала за счет увеличения зоны перехода фильтра. Помимо уровня подавления сигнала на частоте дискретизации, на восстанавливающий фильтр накладываются требования минимальной неравномерности АЧХ и постоянной групповой задержки в полосе пропускания.

Выбор и реализация алгоритма интерполяции сигналов. Изменение частоты дискретизации сигналов с рациональным множителем является важной задачей для многих применений в ЦОС. В классической литературе решение поставленной задачи сводится к комбинации прореживания и интерполяции [2]. Действительно, для изменения частоты дискретизации в 12/13 раз необходимо интерполировать сигнал в 12 раз и проредить в 13. Учитывая, что современные алгоритмы ЦОС работают в масштабе реального времени, такое решение может оказаться экономически невыгодным либо неосуществимым из-за требуемой высокой частоты дискретизации на промежуточном этапе. Частным решением может стать многоступенчатое прореживание и интерполирование [2], но его разумно применять при интерполяции с фиксированным множителем.

В последние годы получили распространение алгоритмы полиноминальной интерполяции [3], где в реальном времени по определенному количеству временных отсчетов определяются коэффициенты полинома, описывающие исходный сигнал. Уже по найденному полиному рассчитываются значения функции в заданные моменты времени. Сигнал на выходе подобного интерполирующего фильтра записывается в виде полинома степени *N*:

$$f(x) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \times x^n \ , \qquad (2)$$

где a_n – рассчитываемые коэффициенты полинома; x^n – безразмерная переменная времени.

Эффективность алгоритма интерполяции оценивается по достоверности восстановленной функции, качественной оценкой которой является отношение уровня мощности к уровню шумов на выходе интерполирующего фильтра. К примеру, для интерполяции с использованием полинома Лагранжа 5-го порядка это значение составляет около 35 дБ [3]. К задаче интерполяции могут применяться полиномы различного порядка. Очевидно, что чем больше порядок полинома, тем лучше будет результат и тем больше операций умножения, суммирования и вычитания необходимо выполнять. В решении реальных задач необходимо найти компромисс между эффективностью алгоритма интерполяции и затрачиваемыми ресурсами на его реализацию. Применительно к полиноминальной интерполяции эта задача сводится к нахождению коэффициентов полинома, позволяющих получить наименьший уровень шумов при наименьшем порядке полинома.

В статье [3] приведен алгоритм «оптимальной» интерполяции и показано его преимущество над иными алгоритмами полиноминальной интерполяциями (Лагранжа, B-spline и др.). Можно ли использовать алгоритм «оптимальной» интерполяции для задачи интерполяции с рациональным множителем в ПЛИС? В статье [4] проведен подробный анализ алгоритма для реализации интерполяции с рациональным множителем в ПЛИС и сделаны выводы о целесообразности его использования. При использовании избыточной дискретизации в 2 раза алгоритм «оптимальной» интерполяции обладает единственным недостатком: необходимость коррекции АЧХ. С целью коррекции АЧХ может использоваться дополнительный корректирующий цифровой фильтр либо объединенный фильтр коррекции АЧХ и интерполяции в 2 раза (рис. 3).

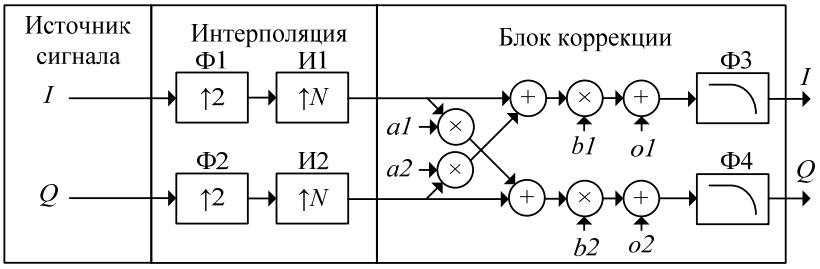

Рис. 3. Структурная схема цифрового тракта: Ф1, Ф2 – фильтры интерполяции в два раза; И1, И2 –интерполяция с рациональным множителем *N*; Ф3, Ф4 – фильтры коррекции АЧХ аналогового тракта

Применение избыточной дискретизации в 2 раза и алгоритма «оптимальной» интерполяции 5-го порядка позволяет получить высокую эффективность изменения частоты дискретизации. Так, удалось получить отношение уровня сигнала к уровню шумов более 90 дБ в полосе 0,4 от частоты дискретизации. Корректирующий и интерполирующий фильтры подобраны так, что неравномерность АЧХ в полосе пропускания составляет менее 0,02 дБ. Благодаря использованию алгоритма «оптимальной» интерполяции стало возможным изменять частоту дискретизации исходного сигнала

в диапазоне от 1 кГц до 125 МГц с шагом в 0,1 Гц; нижняя частота ограничена из разумных предположений, верхняя частота – скоростью обработки сигналов используемой ПЛИС.

Коррекция искажений. Применение метода непосредственно модуляции на ВЧ с использованием комплексных модулирующих сигналов требует наличия дополнительных схем коррекции амплитуды и фазы. В статье [5] показаны основные причины появления дисбалансов квадратурных составляющих и дано их описание.

Выделяют следующие виды дисбалансов:

- дисбаланс амплитуды – отличие максимальных уровней синфазной и квадратурной составляющих на входе сумматора квадратурного модулятора (см. рис. 1) при одинаковом входном сигнале;
- дисбаланс фазы – отличие фазы синфазной и квадратурной составляющих на входе сумматора квадратурного модулятора от 90 градусов (см. рис. 1) при одинаковом входном сигнале;
- просачивание несущей частоты – остаточный уровень несущего сигнала при отсутствии входного сигнала на I и Q входах квадратурного модулятора.

Наличие дисбаланса амплитуды и фазы приводит к недостаточному подавлению зеркального канала относительно несущей частоты и увеличению уровня модуля вектора ошибки. Так, для значения подавления зеркального канала в 40 дБ уровень модуля вектора ошибки составляет около 1% при минимальном уровне шумов. В ВГС необходимо обеспечивать минимальный уровень модуля вектора ошибки. В формуле (3) приведена матрица коррекции или внесения ошибок (в зависимости от задачи) в тракт синфазной и квадратурной составляющих. Реализация алгоритма из формулы (3) позволит компенсировать дисбаланс амплитуды, фазы и просачивание несущей. Отметим, что просачивание несущего сигнала можно компенсировать, внеся постоянное смещение в тракт синфазной и квадратурной составляющей сигнала.

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} k1 \\ k2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} o1 \\ o2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a2 \\ a1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} b1 \\ b2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} o1 \\ o2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где φ – значение дисбаланса фазы; $k = k1/k2$ – значение дисбаланса амплитуды; $o1$, $o2$ – постоянные смещения напряжений в синфазном и квадратурном каналах; $a1$, $a2$, $b1$, $b2$ – преобразованные для удобства отображения коэффициенты дисбаланса фазы и амплитуды (см. рис. 3).

Заметим, что недостаточно использовать только алгоритм компенсации дисбаланса для получения минимального уровня вектора ошибки; необходимо также использовать эффективный метод поиска корректирующих коэффициентов из формулы (3).

Аналоговому тракту, как ГМС, так и высокочастотному на выходе КАМ, свойственна неравномерность АЧХ, которую также необходимо корректировать. Использование цифрового фильтра с предварительно рассчитанной корректирующей характеристикой позволяет компенсировать неравномерность АЧХ (см. рис. 3).

Источник модулирующих сигналов. Источник модулирующих сигналов может быть любым, в чем и заключается универсальность ГМС. В качестве источника модулирующих сигналов могут выступать временные отсчеты, предварительно рассчитанные на ПК и записанные в память или же рассчитываемые в масштабе реального времени согласно существующим стандартам цифровой связи или видам цифровой модуляции. Описанная схема изменения частоты дискретизации позволяет задать необходимую частоту дискретизации для источника модулирующих сигналов, а использование ПЛИС позволит динамически изменять схему работы источника модулирующих сигналов.

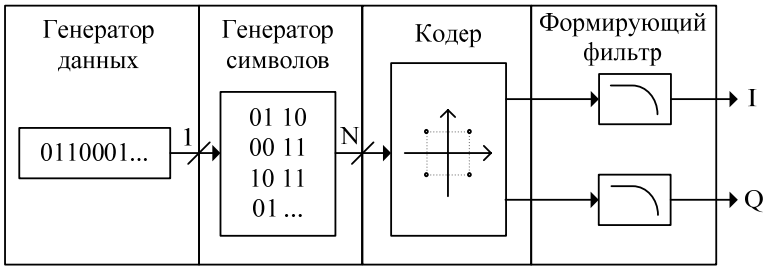

Рис. 4. Структурная схема одной из реализаций источника модулирующих сигналов

К примеру, на рис. 4 приведена схема реализации квадратурной амплитудной модуляции (*QAM*), которая требует наличия следующих конструктивных блоков:

• генератор последовательности данных – формирует поток битов. В качестве потока битов могут выступать стандартные псевдослучайные последовательности (ПСП): PN9, PN11 и т.д., поток битов из памяти либо поток битов, формирующийся в масштабе реального времени;

• генератор символов – преобразует поток битов в поток символов;

• кодер – преобразует поток символов в последовательность временных отсчетов *I* и *Q* сигналов;

• формирующий фильтр – фильтр, формирующий полосу сигнала в соответствии с заданной характеристикой. К примеру, может использоваться фильтр с характеристикой Гаусса или Найквиста.

Заключение. Приведенная структура универсального генератора модулирующих сигналов реализована на предприятии «ЗАО «НПФ Микран»» в рамках разработки векторного генератора сигналов. Для задачи интерполяции сигнала с рациональным множителем впервые использовался алгоритм «оптимальной» интерполяции с избыточной дискретизацией в 2 раза, что сделало возможным изменение частоты дискретизации от 1 кГц до 125 МГц с шагом в 0,1 Гц с высоким отношением уровня сигнала к уровню шумов (более 90 дБ). Дополнительный блок коррекции АЧХ аналогового тракта и квадратурного дисбаланса позволяет получить минимальный модуль вектора ошибки.

Работа выполнена по договору № 02.G25.31.0091 от 25.05.2013 между ЗАО «НПФ «Микран» и Минобразования РФ, выполняемому в рамках Постановления Правительства РФ № 218.

Литература

1. Волков К.В., Мелихов С.В. Алгоритм тестирования цифрового радиочастотного оборудования // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 85–88.

2. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – 3-е изд., испр. – М: Техносфера, 2012. – 1048 с.

3. Niemitalo O. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf, свободный (дата обращения: 30.08.2013).

4. Абраменко А.Ю. Исследование алгоритма оптимальной интерполяции и его аппаратно-программная реализация на ПЛИС // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-техн. конф. Томск, 8–10 ноября 2012 г.: в 2 ч. Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2012. – С. 9–14.

5. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 58–62.

Абраменко Александр Юрьевич
Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа
Тел.: 8-960-979-13-42
Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Гошин Геннадий Георгиевич
Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-18
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Abramenko A.Yu., Goshin G.G.
Structure of versatile signal generator

The article considers the structure of a versatile signal generator for use in the vector signal generator. The description of the hardware and digital signal processing techniques for generation of in-phase and quadrature signal components of different standards of digital communication.
Keywords: versatile signal generator, vector signal generator, quadrature modulator, digital signal processing.