

**В.В. Котов, С.И. Ширшин, В.Н. Бурканов**

## **ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СИГНАЛОВ**

*Рассматриваются способы реализации устройств обработки сигналов с применением цифрового квадратурного модулятора и формирователя комплексного сигнала на основе дискретного преобразования Гильберта.*

**V.V. Kotov, S.I. Shirshin, V.N. Burkanov**

## **SIGNALS DIGITAL CONVERTER**

*The article considers the ways of realization of devices of processing of signals with using the digital QM modulator and discrete shaper of code signal based on Gilbert discrete converter.*

Устройства с квадратурными модуляторами (демодуляторами) являются универсальными устройствами, предназначенными для обработки сигналов независимо от вида модуляции. Существуют интегральные микросхемы аналоговых и цифровых квадратурных модуляторов, например фирмы Analog Device.

В данной работе решается задача смещения во времени и по частоте исходного квазигармонического широкополосного сигнала с финитным спектром. При этом необходимо минимизировать допущения при аналитическом формировании сигнала за один период частоты дискретизации.

Для определенности, задача решалась по следующим исходным параметрам: частота дискретизации  $f_m = 90$  МГц, частота входного сигнала  $f_0 = 30$  МГц, полоса частот входного сигнала  $\Delta f = 30$  МГц ( $f_0 \pm 15$  МГц), шаг смещения по частоте не хуже  $\Delta f_c < 2 \cdot f_c^2 \cdot 10^{-6}$ , смещение во времени до 4 мс. Исходя из этого определяются как аналитические, так и схемотехнические подходы к решению задачи.

Для реализации цифровых устройств с использованием свойств аналитического сигнала широкое распространение получили методы формирования последовательности отсчетов сигнала, сопряженного по Гильберту. В одном случае для этого может быть использовано конечное дискретное преобразование Фурье (КДПФ), а в другом – приближенные преобразования на базе дискретного преобразования Гильберта. На пути реализации первого метода необходимо осуществить прямое и обратное КДПФ для перехода из временной области в частотную и наоборот, которое может быть выполнено на основе применения алгоритмов БПФ. Однако использование этого метода для создания устройств с поточной обработкой сигналов встречает трудности реализации преобразователя, работающего в реальном времени, т.е. за время одного периода частоты дискретизации ( $\Delta t$ ), что в нашем случае составляет  $\Delta t = 11$  нс.

Второй метод к получению отсчетов входного сигнала, сопряженного по Гильберту, имеет простую реализацию, хорошо подходит для поточной обработки, но основан на использовании конечного числа членов бесконечного ряда. Весовые

коэффициенты ряда убывают медленно, поэтому для того, чтобы достичь хорошей фильтрации, число коэффициентов должно быть очень большим.



Рис. 1

приведена структурная схема преобразователя сигнала.

Сигнал, дискретизованный с шагом  $\Delta t$ , поступает на сдвиговый регистр. Коммутатор осуществляет подключение к отводам сдвигового регистра в соответствии со смещением во времени. Если время запаздывания  $\tau_0$ , то коммутатор считывает последовательность отсчетов с отвода  $k_0$ , обеспечивая задержку на  $k_0$  тактов. Эта последовательность  $u[n-k_0]$  поступает на формирователь дискретного комплексного сигнала (ДКС), который образует сигнал:

$$w[n] = u[n] + jv[n],$$

где  $u[n] = \text{Re}\{w[n]\}$  – реальная составляющая, равная отсчетам входного сигнала;  $v[n] = \text{Im}\{w[n]\}$  – мнимая составляющая;  $j$  – мнимая единица.

Отсчеты сигнала  $v[n]$  определяются выражением [1]:

$$v(n) = \sum_{i=0}^{Ng-1} b_i \{u[n+(2i+1)] - u[n-(2i+1)]\}, \quad n = 0, 1, \dots,$$

$$b_i = -\frac{2}{Ng} \left[ (2i+1) \frac{\pi}{Ng} \right],$$

где  $Ng$  – размах конечного дискретного преобразователя Гильберта.

Образованный таким образом ДКС имеет свойства аналитического сигнала. Далее, квадратурные составляющие  $u[n]$  и  $v[n]$  умножаются на  $\cos(pn)$  и  $\sin(pn)$  соответственно, где  $p = \omega \Delta t$  ( $\omega$  – круговая частота смещения), а затем суммируются (при  $\omega > 0$ ) или вычитаются (при  $\omega < 0$ ).

В то же время известно конечное дискретное преобразование Гильберта, представляющее свертку в аналитическом виде. Однако прямое использование такого преобразования для формирования отсчетов сигнала, сопряженного по Гильберту, сопряжено с большими вычислительными затратами времени и памяти, кроме того ориентировано на блочную обработку сигнала.

В данном случае применим метод вычисления конечного дискретного преобразования Гильберта, обеспечивающий экономию вычислительных ресурсов и возможность простой аппаратной реализации при поточном преобразовании [1]. На рис. 1

Поскольку погрешность квадратурной модуляции связана с искажениями, обусловленными цифровым формирователем квадратурных составляющих, рассмотрим результаты численного анализа формирователя ДКС с помощью методов спектрального анализа для входного сигнала в виде стационарного случайного процесса, которые позволяют оценить искажения АЧХ и вносимый формирователем фазовый шум.

Пусть спектры входного действительного сигнала  $u[n]$  и выходного комплексного сигнала  $w[k]$  в основной полосе частот, полученные по  $q$ -й реализации случайного процесса, определяются  $N$ -точечными конечными дискретными преобразованиями Фурье:

$$u_q[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_q[n] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nk\right),$$

$$w_q[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w_q[n] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nk\right),$$

$$k = 0, 1, \dots, N/2 - 1.$$

Тогда частотная характеристика формирователя может быть оценена с помощью функции дискретной частоты:

$$H[k] = G_{uw}[k] / G_u[k],$$

где  $G_{uw}[k] = \frac{1}{L} \sum_{q=1}^L u_q^*[k] v_q[k]$  –

взаимная спектральная плотность;

$G_u[k] = \frac{1}{L} \sum_{q=1}^L |u_q[k]|^2$  – спектральная

плотность входного сигнала;  $L$  – количество реализаций случайного процесса.

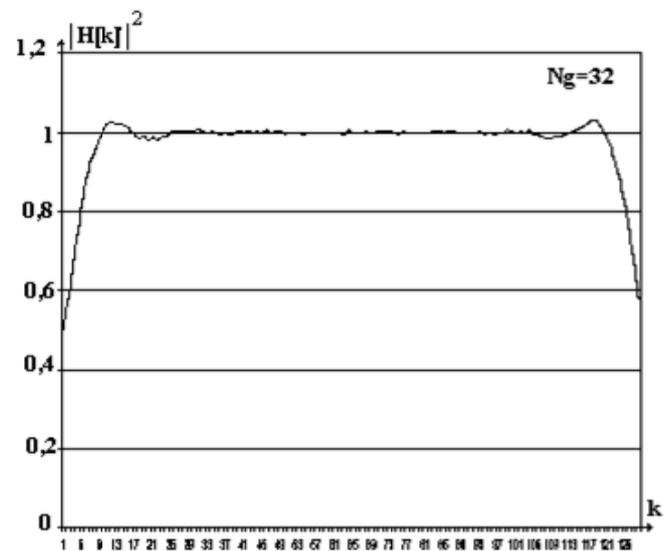
Модуль  $|H[k]|$  – определяет амплитудно-частотную характеристику формирователя, аргумент  $F[k]$ , равный

$F[k] = \arctg(\text{Im}\{H[k]\} / \text{Re}\{H[k]\})$  – фазочастотную характеристику.

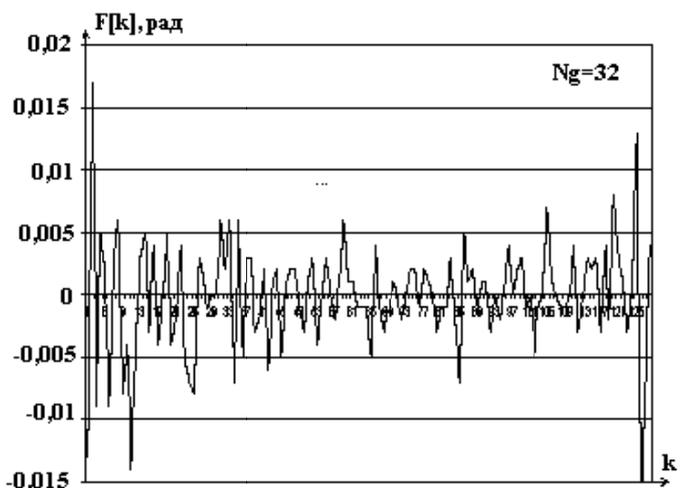
Для определения функции дискретной частоты  $H[k]$  было проведено статистическое моделирование на ЭВМ формирователя с входным сигналом в виде дискретного белого шума:

где  $P_n$  – средняя мощность (дисперсия) шума;  $\xi[n]$  – нормально распределенные случайные числа со средним, равным нулю, и дисперсией, равной единице.

Результаты моделировались для размаха преобразователя  $Nq=32$  (см.



а



б

Рис. 2. АЧХ а) и ФЧХ б) формирователя ДКС при  $Nq=32$

рис. 2). Можно отметить две особенности амплитудно-частотной характеристики. Во-первых, видно, что имеется область частот, где  $|H[k]|$  близка к единице, как в идеальном случае. Во-вторых, существуют две области частот, в которых дискретная функция  $|H[k]|$  нелинейная и падает значительно ниже единицы. В относительных частотах, нормированных относительно частоты Найквиста  $fn$ , этими областями являются:  $f/fn < 1/16$  и  $f/fn > 15/16$ . При моделировании с различными значениями  $Ng$  область нелинейности уменьшается при увеличении  $Ng$ , а при  $Ng=32$  амплитудная характеристика линейна на большинстве частот (90% основной полосы частот) с усилением, близким к единице.

Рассмотрение фазочастотных характеристик показывает, что фазовый угол флуктуирует вблизи нуля, при этом величина фазовых флуктуаций в области линейности не превосходит 0.007 рад (и практически не зависит от размаха преобразователя Гильберта).

Структурная схема цифрового поточного формирователя отсчетов комплексного сигнала на основе преобразования Гильберта при  $Ng=32$  показана на рис. 3.

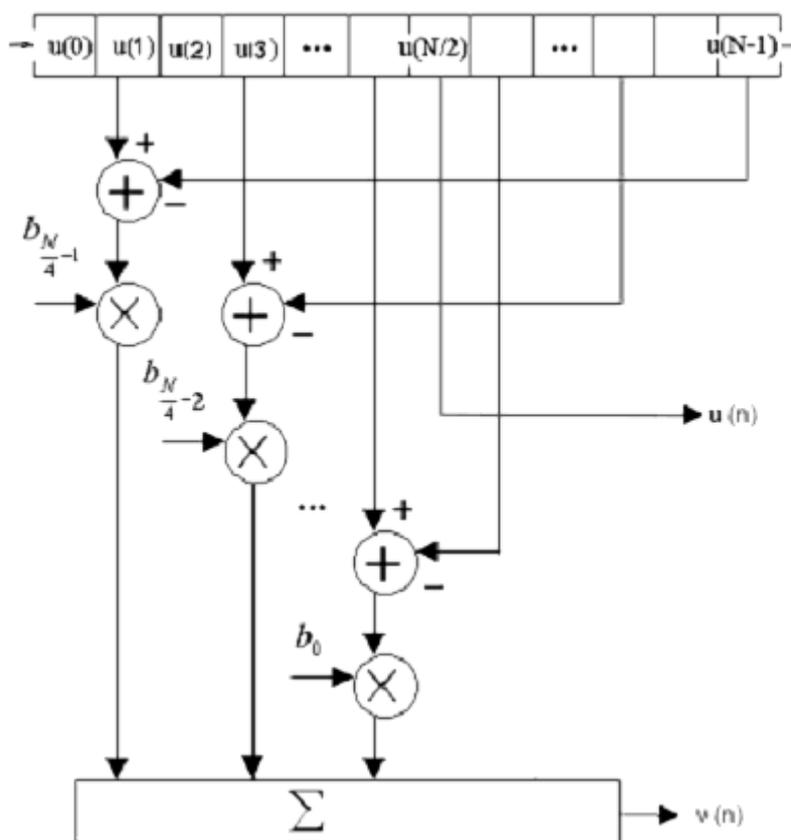


Рис. 3

Структура цифрового преобразователя сигнала [1] приведена на рис. 4. Схема содержит АЦП, цифровую линию задержки (ЦЛЗ), блок управления, ЦАП.

Блок управления реализован с использованием программируемой логической интегральной схемы D1 (ПЛИС) фирмы Altera и микроконтроллера D2 связи с компьютером. Команды управления, обмен данными, мониторинг платы преобразователя осуществляется от компьютера (по RS232), для чего разработано соответствующее программное обеспечение. На рис. 5 приведено окно программы.

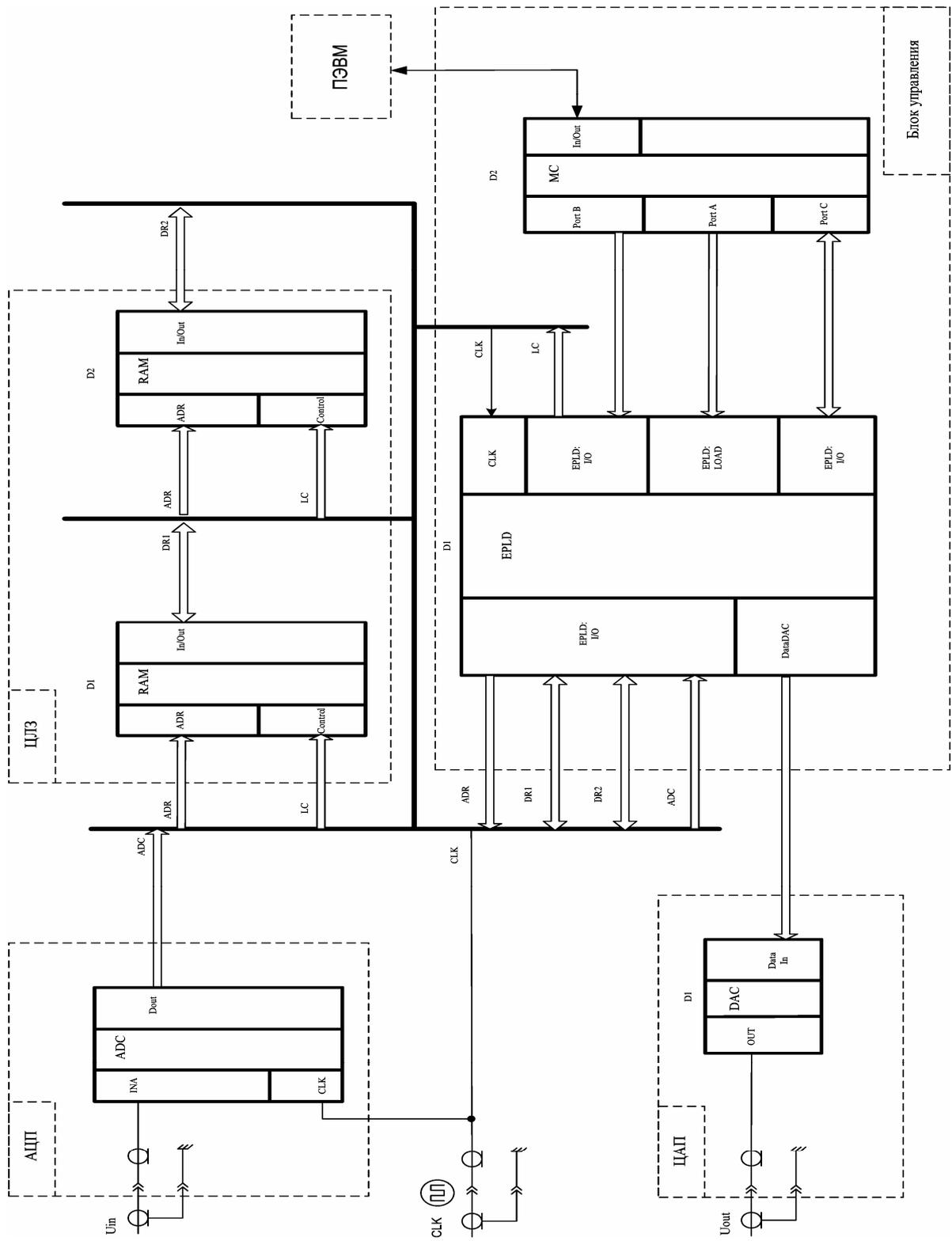


Рис. 4



Рис. 5

Экспериментальные исследования [2] показали работоспособность устройства в соответствии с заданными параметрами.

Необходимо отметить тот факт, что применялась и исследовалась доступная элементная база (ПЛИС) с быстродействием 2,8...3 нс, т.е. среднего быстродействия по современным меркам. Таким образом на данный момент можно синтезировать более быстродействующую конфигурацию преобразователя сигналов, работающую с широкополосными сигналами (с полосой не менее 200 МГц), в том числе с применением DSP фирмы Texas Instruments.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бурканов В.Н. Цифровая имитация отраженного от цели сигнала / В.Н. Бурканов, В.В. Котов, С.И. Ширшин // Радиотехника и связь: материалы Междунар. науч.-техн. конф. Саратов: СГТУ, 2004. С. 71-81.

2. Коломейцев В.А. Цифровая обработка сигналов в радиотехнике / В.А. Коломейцев, В.В. Котов // Радиотехника и связь: материалы Междунар. науч.-техн. конф. Саратов: СГТУ, 2005. С. 123-127.

**Котов Владимир Васильевич** –  
ассистент кафедры «Радиотехника»  
Саратовского государственного технического университета

**Ширшин Сергей Иванович** –  
доктор физико-математических наук, доцент кафедры «Радиотехника»  
Саратовского государственного технического университета

**Бурканов Владимир Николаевич** –  
кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника»  
Саратовского государственного технического университета