

УДК 621.316.07

Е. А. Николаева (6 курс, каф. ИИТ), В.Г. Кнорринг, д.т.н., проф.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА НА ОСНОВЕ ПРОЦЕССОРОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Проанализировав приведённую в [1] классификацию калибраторов фазы (КФ), можно выделить следующие основные способы воспроизведения угла фазового сдвига (УФС) в зависимости от физической величины, преобразуемой в УФС:

- 1) изменение механической величины (механические фазовращатели);
- 2) изменение параметров цепей на основе электрических и других эффектов (аналоговые фазовращатели);
- 3) используя цифровые задержки совместно с прямым цифровым синтезом;
- 4) суммированием ортогональных составляющих.

Для воспроизведения УФС (и соответственно реализации КФ) на базе микропроцессорной системы пригодны последние два способа. Рассмотрим каждый из них.

Структурная схема КФ, в котором для воспроизведения УФС используются цифровые задержки совместно с прямым цифровым синтезом, содержит генератор счётных импульсов, два суммирующих счётчика с предустановкой, постоянные запоминающие устройства (ПЗУ), цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) и фильтры нижних частот.

Коды, присутствующие на выходах счётчиков N_1 и N_2 , пропорциональны значениям текущей фазы (x) соответственно опорного (относительно которого задаётся УФС) и сдвинутого на заданный УФС (φ) сигналов. Разность начальных условий (НУ) счётчиков пропорциональна заданному значению УФС. Коды N_1 и N_2 являются адресами, по которым из памяти ПЗУ₁ и ПЗУ₂ соответственно считываются текущие коды функций $Y_1 = \sin x$ и $Y_2 = \sin(x + \varphi)$. Таким образом, на выходах ПЗУ находятся изменяющиеся во времени коды функций Y_1 и Y_2 , которые поступают на входы ЦАП₁ и ЦАП₂ соответственно. На выходах ЦАП формируются два ступенчато-синусоидальных сигнала с регулируемой разностью фаз. Для получения синусоидального сигнала используются фильтры нижних частот. Такая схема позволяет задавать УФС между двумя синусоидальными напряжениями в пределах от 0 до 360° [2...4].

К достоинствам данного метода следует отнести простоту реализации алгоритма, минимальные вычислительные затраты.

Теперь рассмотрим реализацию данного способа воспроизведения заданного УФС, используя микропроцессорную систему на базе представителя класса сигнальных процессоров процессора DSP2181 и КОДЕКа AD1847 фирмы analog Devices.

Используя возможности данного процессора, довольно просто реализовать кольцевой буфер, который будет содержать текущие коды (текущие отсчёты) функции $y = \sin x$. Чтобы, имея один кольцевой буфер, получить отсчёты двух сигналов, необходимо ввести два указателя: один (i_1) на текущий элемент буфера, являющийся текущим отсчётом опорного сигнала, а второй (i_2) – на другой элемент, отстоящий от первого. Таким образом, в процессе чтения буфера получаем отсчёты двух синусоид, сдвинутых на заданный УФС.

С точки зрения программной реализации алгоритма всё достаточно просто. Но при использовании данного КОДЕКа возникают следующие трудности. Так как максимальная скорость обмена между КОДЕКом и сигнальным процессором равна 48 кГц (ограничивается возможностями КОДЕКа), то шаг изменения УФС (в градусах) равен

$(360^\circ \cdot f_{\text{сигнала}})/48000$, где $f_{\text{сигнала}}$ – генерируемая частота сигнала. Так, например, на верхней граничной частоте генерируемого сигнала – 24 кГц (теоретическое значение, ограничивается возможностями КОДЕКа) – время задержки соответствует половине периода этого сигнала. Это означает, что значения, которые может принимать УФС, равны 0, 180 и 360°. На частоте 10 Гц дискретность приращения УФС равна $360^\circ \cdot 10/48000 = 0,075^\circ$. Таким образом, при использовании в качестве ЦАП данного КОДЕКа, рассматриваемый алгоритм целесообразно применять для воспроизведения УФС на низких частотах генерируемых сигналов. Точность воспроизведения УФС кроме прочего определяется точностью представления частоты сигнала и заданного значения УФС в пределах разрядной сетки процессора, точностью вычисления функции синус.

В основу метода формирования заданного УФС путём суммирования ортогональных составляющих положена следующая формула приведения: $\sin(x \pm y) = \sin x \cos y \pm \cos x \sin y$, где x – значение текущей фазы сигнала, а y – заданный УФС. Значения $\cos y$ и $\sin y$ являются постоянными множителями, которые изменяют вес каждой из ортогональных составляющих ($\sin x$ и $\cos x$) в общем сигнале. Для вычисления значения функции $\cos x$ также можно воспользоваться формулой приведения: $\cos(x) = \sin(\pi/2 + x)$ при любых $x \in (0, \pi/2)$. Значение функции $\sin x$ может вычисляться либо однократно (как в предыдущем случае) с последующей записью массива в память или кольцевой буфер, либо точка за точкой. В последнем случае требуемый объём вычислительных ресурсов резко возрастает. Значения коэффициентов $\cos y$ и $\sin y$ вычисляются однократно для заданного значения УФС, что не приводит к существенному увеличению требуемых вычислительных ресурсов.

Данный способ воспроизведения УФС позволяет осуществлять его регулировку в тех же пределах, что предыдущий, однако, шаг изменения фазового сдвига значительно меньше. Так как процессор DSP2181 имеет 16-разрядную шину данных, то весь диапазон изменения УФС - 360° - разбивается на 2^{16} отсчётов [5]. Это означает, что УФС можно менять с шагом в 1 разряд или $360^\circ/2^{16} \approx 0,0055^\circ$. Как видно, по такому параметру как шаг приращения УФС данный способ воспроизведения УФС более предпочтителен, чем первый. Однако при вычислении каждого отсчёта сдвинутого сигнала многократно производятся округления: при вычислении каждой функции синус и косинус, при задании значения УФС. Поэтому точность воспроизведения УФС при данном способе оказывается ниже, чем при первом.

Метод воспроизведения УФС путём суммирования ортогональных составляющих имеет ещё и то преимущество, что позволяет легко осуществить перенос УФС на другие, в том числе более высокие, частоты. Так если в выражении $\sin(x \pm y)$ положить $x = \omega_n t$, а $y = \omega_c t$, то $x \pm y = (\omega_n \pm \omega_c)t$. Таким образом, новая частота может быть больше или меньше начальной. Если имеются начальные фазы φ_n и φ_c , отличные от нуля, то фаза напряжения суммарной частоты будет равна сумме фаз, т.е. $\varphi = \varphi_n + \varphi_c$, а разностной частоты – разности фаз, т.е. $\varphi = \varphi_n - \varphi_c$.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Кравченко С.А. Калибраторы фазы. – Л.: Энергоиздат. Ленинг. отд-ние, 1981.
2. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. Л.: Энергия, 1976.
3. Максудов А.Д. Разработка аппаратных и программных средств цифровых калибраторов фазы. Автореф. дис. ... канд. технич. наук, Уфа, 1998.
4. Сапельников В.М. Преобразователи фазового сдвига (принципы построения, развитие теории, исследование, разработка): Автореф. дис. ... канд. технич. наук. - Уфа, 1997.
5. Руководство пользователя по сигнальным процессорам семейства 2100 // Под ред. проф. А.Д. Викторова. Санкт-Петербург, 1997.