

Прямой цифровой синтез сигнала как основа построения калибратора средств измерений показателей качества электроэнергии

А. А. ШАТОХИН, И. Н. ЖЕЛБАКОВ, О. А. КОРОВИНА

Московский энергетический институт (технический университет),
Москва, Россия, e-mail: zhelbakovin@mpei.ru

В современных калибраторах средств измерений показателей качества электроэнергии напряжение воспроизводится методом прямого цифрового синтеза сигнала (Direct Digital Synthesis, DDS). Рассмотрены основные структуры и способы регулирования частоты выходного сигнала DDS-синтезаторов. Показано, что по ряду параметров наиболее предпочтительным является метод регулирования частоты, когда опорная частота цифроаналогового преобразователя варьируется при помощи DDS-генератора.

Ключевые слова: показатели качества электроэнергии, калибратор, прямой цифровой синтез сигнала, регулирование частоты.

In the modern electric power quality measuring instruments calibrators the voltage is reproduced by the direct digital synthesis (DDS) method. The basic structures and the methods of output signal frequency regulation for DDS synthesizers are considered. It is shown that for a number of parameters the most preferable is the method of frequency regulation when the reference frequency of DAC varies by means of the DDS-generator.

Key words: electric power quality measuring device, calibrator, direct digital synthesis method, frequency regulation methods.

Построение современных калибраторов средств измерений показателей качества электроэнергии (СИ ПКЭ) основано на методе прямого цифрового синтеза сигналов (Direct Digital Synthesis, DDS). Каждый из трех трактов калибратора СИ ПКЭ состоит из DDS-синтезатора и масштабирующего высоковольтного усилителя напряжения. В этой статье описаны наиболее перспективные структуры построения DDS-синтезатора. На рис. 1 представлена структурная схема простейшего DDS-синтезатора. Цифровые значения сигнала за его период хранятся в запоминающем устройстве ЗУ, т. е. ЗУ функционирует как перезагружаемая таблица значений сигнала. Счетчик, тактируемый генератором опорной частоты ГОЧ, в каждом такте увеличивает число на единицу и пробегает все адреса ЗУ, его содержимое передается на цифроаналоговый преобразователь ЦАП. В конце периода сигнала счетчик сбрасывается в нуль и цикл повторяется. В результате на выходе ЦАП формируется периодическое ступенчатое напряжение. Далее это напряжение проходит через фильтр нижних частот ФНЧ для подавления высокочастотных паразитных гармоник. При таком синтезе сигнала исключается фазовый шум из-за усечения кода фазы, так как на каждом периоде воспроизведение сигнала всегда начинается с одной и той же точки. Частоту получаемого таким образом выходного напряжения можно изменять, варьируя либо опорную частоту ГОЧ, либо количество хранимых в ЗУ отсчетов сигнала за период. Известна также регулировка частоты выходного напряжения с высоким разрешением при помощи аккумулятора фазы (АФ) [1, 2]. В этом случае в DDS-синтезаторе счетчик заменяется АФ, состоящим из сумматора и регистра, а ГОЧ имеет фиксированную частоту $F_{оп}$ (рис. 2).

В отличие от простейшего DDS-синтезатора (см. рис. 1) DDS-синтезатор с АФ (см. рис. 2) функционирует следующим образом. В ЗУ хранится 2^W отсчетов одного периода сигнала, где W — разрядность кода АФ после усечения. С каждым тактом число в сумматоре увеличивается на значение кода

сумматора частоты $F_ч$ и передается в регистр. В результате аккумулятор фазы осуществляет перебор ячеек ЗУ с шагом $F_ч$. Таким образом, $F_ч$ — это приращение аргумента сигнала за один такт работы устройства, поэтому при его помощи можно быстро изменять частоту выходного напряжения $U_{вых}$:

$$F_{вых} = F_ч F_{оп} / 2^M = F_ч F_{оп} / K, \quad (1)$$

где $F_{оп}$ — опорная частота; $F_ч$ — код частоты; M — разрядность аккумулятора фазы до усечения; $K = 2^M$. Отношение $F_{оп} / K$ в (1) определяет разрешение по частоте. Достоинства схемы, представленной на рис. 2, состоят в высоких разрешениях по частоте и скорости перестройки частоты, а недостаток — наличие фазового шума. Источник фазового шума — усечение разрядности кода на выходе АФ, т. е. использование для адресации ЗУ только старших разрядов АФ. Это вызывает появление в полосе сигнала паразитных гармоник. Подробный анализ спектральных составляющих, вносимых усечением кода АФ, приведен в [2, 3]. Однако несмотря на наличие фазового шума микросхемы DDS активно выпускаются, поскольку основное достоинство применения АФ — высокая скорость перестройки частоты. Микросхемы DDS предназначены, как правило, для применения в телекоммуникационных системах и включают в себя АФ, постоянное запоминающее устройство ПЗУ и ЦАП, но не подходят для построения DDS-синтезатора. Причины этого заключаются в следующем: невозможность перезаписывать ПЗУ; низкая разрядность ЦАП (в основном 10 и максимум 14 бит); отсутствие информации о некоторых важных характеристиках ЦАП, таких как нелинейность функции преобразования и ложные выбросы. Если же при построении DDS-синтезатора не применять АФ (как в схеме рис. 1), а регулировать частоту выходного напряжения, изменяя $F_{оп}$, то ГОЧ с изменяемой частотой можно построить на основе выпускаемых микросхем DDS.

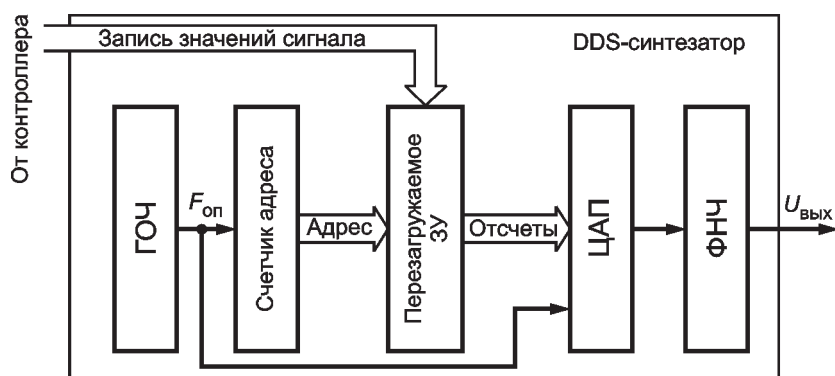


Рис. 1. Структурная схема простейшего DDS-синтезатора:

ГОЧ — генератор опорной частоты; ЗУ — запоминающее устройство; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; ФНЧ — фильтр нижних частот; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение сигнала

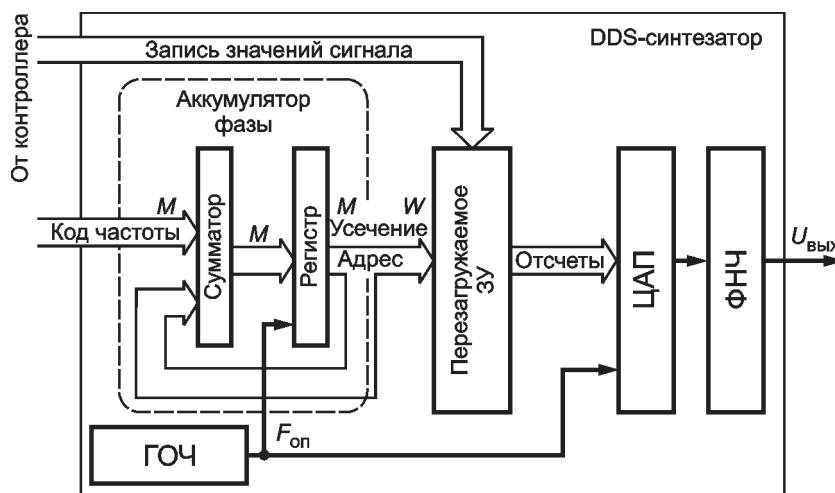


Рис. 2. Структурная схема DDS-синтезатора с АФ:

M , W — разрядности кода аккумулятора фазы до и после усечения; остальные обозначения, как на рис. 1

Согласно стандартам [4, 5] воспроизведение частоты (в диапазоне 42,5—57,5 Гц) необходимо осуществлять с погрешностью 0,0033 Гц. Желательно также, чтобы разрешающая способность не превышала 0,001 Гц. Поэтому одной из важнейших задач при построении DDS-синтезатора является выбор способа регулирования частоты выходного напряжения:

- изменение количества отсчетов, хранимых в ЗУ;
- изменение кода частоты аккумулятора фазы;
- изменение опорной частоты ЦАП делением на варьируемый коэффициент, фазовой автоподстройкой частоты, опорным DDS-генератором.

При регулировании частоты сигнала аккумулятором фазы применяется схема DDS-синтезатора, приведенная на рис. 2; при использовании остальных способов — схема простейшего DDS-синтезатора (см. рис. 1).

Регулирование частоты сигнала изменением числа отсчетов в ЗУ. В этом случае опорная частота ЦАП $F_{\text{оп}}$ — фиксированная величина (см. рис. 1). Частота сигнала и количество отсчетов связаны формулой

$$F_{\text{вых}} = F_{\text{оп}} / N, \quad (2)$$

где N — количество отсчетов сигнала, хранимое в ЗУ.

Чувствительность $F_{\text{вых}}$ к N описывается как

$$S_{\text{вых}} = \partial F_{\text{вых}} / \partial N = -F_{\text{оп}} / N^2.$$

Для варьирования $F_{\text{вых}}$ в диапазоне 42,5—57,5 Гц с шагом 0,001 Гц потребуется изменять N в пределах 42499—57499 при $F_{\text{оп}} \approx 2,4$ МГц. Такая опорная частота может быть неприемлемой для современных прецизионных ЦАП из-за их невысокой скорости преобразования. Еще один недостаток этого метода — неравномерный шаг по частоте. На малых частотах шаг в 1,5 раза больше, чем на высоких.

Регулирование частоты сигнала изменением кода частоты аккумулятора фазы. При этом опорная частота ЦАП $F_{\text{оп}}$ — также фиксированная величина (см. рис. 2). Частота сигнала $F_{\text{оп}}$ и код частоты $F_{\text{ч}}$ связаны формулой (1). Для варьирования $F_{\text{вых}}$ в диапазоне 42,5 Гц — 57,5 Гц с шагом 0,001 Гц при $N = 1000$ в ЗУ потребуется хранить $K \approx 57,5 \cdot 10^6$ отсчетов. При $F_{\text{оп}} = 57,5$ кГц код частоты $F_{\text{ч}}$ необходимо изменять в диапазоне 3174541—4294968. Значение $K \approx 57,5 \cdot 10^6$ требует примерно 26 бит для адресации. Поэтому разрядность АФ примем стандартной $M = 32$ бита, тогда разрешение по частоте составит $\Delta F_{\text{вых}} = 1,3 \cdot 10^{-5}$ Гц. Однако для хранения 2^{32} отсчетов разрядностью по 16 бит потребуется ЗУ емкостью примерно 8,5 Гбайт. Исследования показали, что исходную разрядность АФ можно снизить до 14—16. В этом случае потребуется ЗУ емкостью 32—128 кбайт (при применении 16 разрядного ЦАП); относительное значение амплитуды максимальной паразитной гармоники, возникающей в полосе сигнала из-за усечения кода АФ, не превысит $(6,1—1,5) \cdot 10^{-3}$ % амплитуды основной гармоники; джиттер выходного сигнала из-за усечения кода АФ будет не больше $3 \cdot 10^{-7}$ — $7 \cdot 10^{-8}$ с; разрешение по частоте составит $1,3 \cdot 10^{-5}$ Гц.

Необходимость хранить в ЗУ большое количество отсчетов является основным недостатком регулирования частоты сигнала при помощи АФ.

Регулирование частоты сигнала делением опорной частоты ЦАП на варьируемый коэффициент. Соответствующая схема приведена на рис. 3. Счетчик непрерывно считает импульсы, поступающие на него от источника тактовой частоты $F_{\text{т}}$. Цифровой компаратор сравнивает выходные коды счетчика и накапливающего сумматора. При их совпадении компаратор вырабатывает сигнал, разрешающий переключателю сменить одно состояние на другое, а сумматору прибавить код X к своему содержимому.

В итоге получаем опорную частоту $F_{\text{оп}} = F_{\text{т}} / (2X)$. Согласно (2) частота выходного сигнала $F_{\text{вых}} = F_{\text{т}} / (2XN)$. Чувствительность к коду X

$$S_{\text{оп}} = \partial F_{\text{оп}} / \partial X = -F_{\text{т}} / (2X^2 N).$$

Для варьирования $F_{оп}$ в диапазоне 42,5—57,5 Гц с шагом 0,001 Гц при $N = 1000$ потребуется тактовая частота $F_T = 6,6$ ГГц, что исключает применение данного способа регулирования частоты сигнала.

Регулирование частоты сигнала изменением опорной частоты фазовой автоподстройки частоты PLL (Phase Locked Loop), типовая структурная схема которого приведена на рис. 4.

Структура PLL включает два делителя частоты с коэффициентами деления R и L , которые устанавливаются внешним управляющим кодом. Первый из них обеспечивает деление частоты F_T кварцевого генератора. Частота генератора ГУН, управляемого напряжением, подстраивается под частоту F_T изменением коэффициента деления L . Значение опорной частоты рассчитывается по формуле

$$F_{оп} = F_T L / R,$$

а частота выходного сигнала согласно (2)

$$F_{вых} = F_T L / (NR).$$

Для варьирования $F_{вых}$ в диапазоне 42,5—57,5 Гц с шагом 0,001 Гц при $N = 1000$ и $F_T = 1$ МГц потребуется изменить L в диапазоне 42500—57500 при $R = 10^6$. Принцип работы PLL заключается в постоянном регулировании частоты и фазы выходного сигнала, чтобы сохранять его соответствие сигналу кварцевого генератора. Фильтр нижних частот ФНЧ в петле обратной связи не подавляет высокочастотные составляющие шума [1]. Кроме того, сложно реализовать деление частоты на варьируемые коэффициенты, имеющие разрядность 2^{16} (для L) и 2^{20} (для R). Поэтому регулирование $F_{оп}$ при помощи PLL неприемлемо.

Регулирование частоты сигнала изменением опорной частоты при помощи опорного DDS-генератора. В настоящее время существует большое количество микросхем DDS. Диапазон частот их выходного сигнала может быть от нуля герц до тысяч мегагерц, а разрешение по частоте — десятки и даже десятитысячные доли герц [1]. Рассмотрим применение такой микросхемы DDS в качестве генератора опорной частоты с варьируемой выходной частотой $F_{оп}$ (рис. 5). На выходе микросхемы DDS формируется синусоидальный сигнал частотой $F_{оп}$, восстановленный ступенчатой функцией. Для подавления высокочастотных паразитных гармоник этот сигнал проходит через ФНЧ и затем преобразуется компаратором в прямоугольные импульсы той же частоты $F_{оп}$, которая является тактовой для ЗУ и ЦАП. Последний преобразует N отсчетов сигнала, хранимых в ЗУ, в напряжение.

Частота $F_{оп}$ изменяется кодом частоты F_q , при этом сама микросхема DDS тактируется генератором с фиксированной частотой F_T . Таким образом,

$$F_{оп} = F_q F_T / 2^M,$$

где, как и ранее, M — разрядность аккумулятора фазы.

В итоге на выходе ЦАП согласно (2) получаем сигнал частотой

$$F_{вых} = F_q F_T / (2^M N).$$

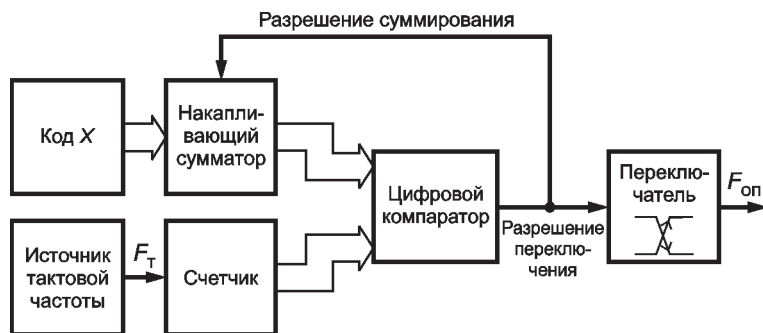


Рис. 3. Изменение частоты $F_{оп}$ делением на варьируемый коэффициент

В ходе проведенного исследования регулирования частоты сигнала с помощью ГОЧ на основе DDS-синтезатора установлено, что приемлемо использовать микросхемы DDS при минимальной стандартной разрядности аккумулятора фазы 24 и 28 бит с усечением кода до 12 бит. Этот метод имеет следующие достоинства:

емкость ЗУ для формирования напряжения минимальная, т. е. для одного периода сигнала она составит всего 2 кбайта (при 1000 отсчетов за период сигнала и 16-разрядном ЦАП);

паразитные гармоники, возникающие в полосе сигнала из-за усечения кода АФ опорного DDS-генератора, пренебрежимо малы, относительное значение их амплитуды не превысит $3,5 \cdot 10^{-5} \%$ амплитуды основной гармоники;

джиттер выходного сигнала, вносимый усечением кода АФ опорного DDS-генератора, также пренебрежимо мал, его значение не превысит $3 \cdot 10^{-9}$ с;

разрешение по частоте примерно $6,0 \cdot 10^{-5}$ Гц при $M = 24$ и около $3,7 \cdot 10^{-6}$ Гц при $M = 28$ ($F_T = 1$ МГц).

Следовательно, этот метод регулирования частоты сигнала предпочтительнее всех рассмотренных.

Выводы. Современные калибраторы СИ ПКЭ строятся на основе DDS-метода. В статье рассмотрены способы регулирования частоты выходного напряжения, возможные при применении DDS-синтеза. Выявлено, что с точки зрения искажений спектра, разрешения по частоте воспроизводимого сигнала и значения опорной частоты приемлемыми являются регулирование частоты сигнала аккумулятором фазы и изменения опорной частоты при помощи опорного DDS-генератора. В первом случае при регулировании час-

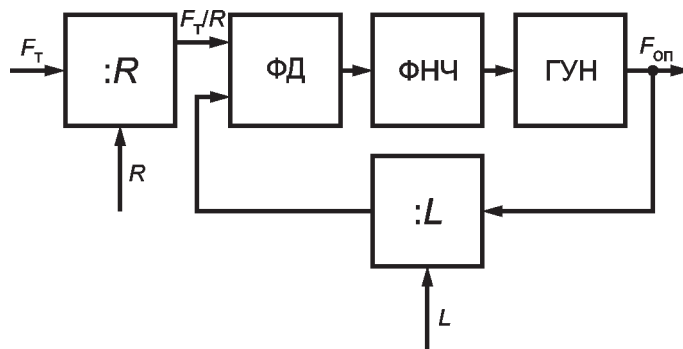


Рис. 4. Изменение частоты $F_{оп}$ с помощью генератора с фазовой автоподстройкой частоты:

ФД — фазовый детектор; ФНЧ — фильтр нижних частот; ГУН — генератор, управляемый напряжением

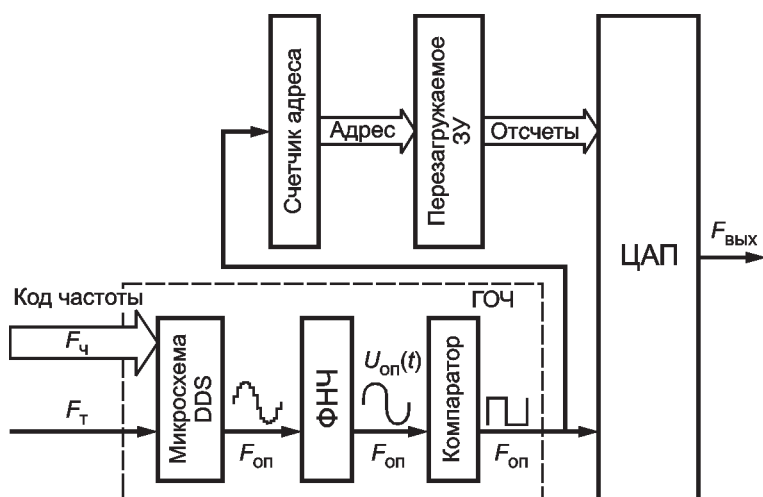


Рис 5. Изменение частоты $F_{оп}$ при помощи варьирования выходной частоты генератора опорной частоты, построенного на основе DDS-синтезатора

тоты сигнала в диапазоне 42,5—57,5 Гц с разрешением $1,3 \cdot 10^{-5}$ Гц разрядность АФ можно снизить до 14—16 бит; для хранения одного периода сигнала в ЗУ потребуется примерно 33—131 кбайт на каждый тракт. Во втором случае при использовании генератора опорной частоты на основе DDS-синтезатора в том же диапазоне частот сигнала, разрешении $6,0 \cdot 10^{-5}$ Гц, разрядности АФ 24 бит для хранения одного периода сигнала в ЗУ потребуется примерно 2 кбайт

на каждый тракт. Кроме того, этот метод регулирования частоты имеет меньшие джиттер и искажения спектра сигнала по сравнению с методом регулирования частоты АФ. Эти характеристики делают метод регулирования частоты сигнала изменением опорной частоты при помощи опорного DDS-генератора наиболее предпочтительным.

Литература

1. **A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis.** Analog Devices Inc. 1999. http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421 DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf (дата последнего обращения 23.08.10).
2. **Torosyan A., Alan N., Willson Jr.** Exact Analysis of DDS Spurs and SNR due to Phase Truncation and Arbitrary Phase-to-Amplitude Errors // Proc. IEEE Intern. Frequency Control Symp. Vancouver, 2005. P. 50—58.
3. **Nicholas H. T., Samuli H.** An Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence Phase-Accumulator Truncation // Proc. 41st Annual Frequency Control Symp. Philadelphia, 1987. P. 495—502.
4. **ГОСТ 13109—97.** Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
5. **ГОСТ 22261—94.** Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия.

Дата принятия 06.07.2010 г.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.317.7

Создание нового поколения радиоизмерительной аппаратуры миллиметрового диапазона

О. П. ПАВЛОВСКИЙ, А. В. ЧЕРНОГУБОВ, И. Г. МАЛЬТЕР

Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц»,
Н. Новгород, Россия, e-mail: kvarz_asu@sinn.ru

Отмечен значительный рост применения радиоаппаратуры миллиметрового диапазона длин волн, в том числе радиоизмерительной аппаратуры. Отмечено наличие узловой базы для создания наиболее используемых в технике измерений приборов данного диапазона. Рассмотрен вопрос метрологического обеспечения новой аппаратуры при ее разработке, эксплуатации и ремонте.

Ключевые слова: радиоизмерительная аппаратура, миллиметровый диапазон длин волн.

The significant rise of millimeter wavelength range radioequipment application including radiomeasuring instruments is noted. The availability of nodal base for the creation of given wavelength range instruments mostly used in measurement engineering is noted. The question of metrological support for the new equipment at its development, exploitation and repair is considered.

Key words: radiomeasuring equipment, millimeter wavelength range.

В настоящее время в областях техники, где используются радиосигналы, происходит интенсивное освоение миллиметрового диапазона (ММД) длин волн (частоты выше 30 ГГц).

Эти сигналы применяются в радиолокации, радиосвязи, навигации, радиоастрономии, радиоспектроскопии, а также в областях промышленности, связанных с разработкой и вы-