

Прямой цифровой синтез длинноимпульсных сверхширокополосных радиочастотных сигналов для зондирования ионосферы

Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Чернов

Поволжский государственный , 424000, РФ, респ. Марий Эл, г. Йошкар-Ола, пл. Ленина, д. 3; chernovas@volgatech.net

Рассмотрен вопрос формирования различных радиочастотных сигналов в сверх широкой полосе частот с использованием метода прямого цифрового синтеза (ПЦС). Обоснованы алгоритмы синтеза сигналов с различной частотно-временной структурой и представлены блок-схемы синтезаторов радиосигналов в сверх широкой полосе частот с фазовой и частотной манипуляцией, а также - с линейной частотной модуляцией при дискретной аппроксимации в нем закона изменения частоты.

In this article we considered the question of forming various radio-frequency signals using the direct digital synthesis (DDS) method. Algorithms of synthesis of signals with various time-frequency structure were scientifically grounded also flowcharts of synthesizers of radio signals in Ultra-Wide Band frequencies with phase and frequency modulation, and also with linear frequency modulation at discrete approximation of the law of frequency variation in it were presented.

Введение.

В последнее время для панорамного зондирования ионосферы широкое распространение нашли сверхширокополосные длинноимпульсные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Поскольку длительность этих сигналов составляет несколько минут, то в литературе они также называются непрерывными. Одним из основных методов формирования таких сигналов стал метод прямого цифрового синтеза (ПЦС), предложенный в 70-х годах прошлого века. [1]. ПЦС формирователь радиочастотного сигнала представляет собой специализированный процессор, позволяющий с высокой скоростью вычислять значения фазы $\varphi(t)$ сигнала и ставить им в соответствие значения амплитуды функции $\sin \varphi(t)$. Преимуществами метода заключаются в том, что он позволяет синтезировать идентичные когерентные сигналы, что необходимо при зондировании ионосферы.

Основные достоинства синтезаторов, реализующих метод ПЦС: высокое частотное разрешение (10^{-1} - 10^{-6}), высокая скорость перехода с частоты на частоту без разрыва фазы, быстрое изменение начальной фазы колебания, высокая стабильность синтезируемой частоты и фазы, которая определяется синхросигналом, а также малые габариты, масса и энергопотребление чипа.

Недостатками метода являются: ограничение верхнего значения синтезируемой частоты половиной значения частоты синхросигнала (тактовой частоты), существование отдельных побочных составляющих, обусловленных дискретным характером цифрового синтеза и округлением при вычислении фазы и амплитуды, уровень которых может быть выше, чем у синтезаторов других типов.

Проведенный нами анализ показывает, что в имеющихся источниках информации отсутствует системное изложение вопросов, относящихся к актуальной проблеме последовательного рассмотрения теоретических основ метода, что затрудняет изучение его студентами и аспирантами вузов, а также разработчиками радиотехнических систем.

Принцип метода прямого цифрового синтеза синусоидальных сигналов.

При цифровом синтезе все радиочастотные сигналы можно представить в виде множества элементарных примыкающих радиоимпульсов (элементарных

составляющих) из «оборванных» синусоид с некоторой несущей f_c и длительностью $\Delta\tau_0$, который можно записать в виде:

$$U(t) = \cos \varphi(t). \quad (1)$$

Для элементарного радиоимпульса фаза будет иметь вид:

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t. \quad (2)$$

В методе ПЦС [2-11] производится непосредственное вычисление значений функции (1), поэтому синтезатор представляет собой специализированный процессор.

Рассмотрим алгоритм его работы. Будем иметь ввиду, что в цифровых вычислителях время меняется дискретно и его можно представить в виде:

$$t = nT_s, \quad (3)$$

где T_s - некоторая постоянная величина, имеющая размерность времени,

n - порядковый номер вычисления.

Таким образом, вычисляются отсчеты функции $U(t) = U[n]$.

Обычно T_s является периодом коротких импульсов с частотой f_s , которая называется частотой синхронизации или тактовой и равна $f_s = 1/T_s$. Таким образом, T_s

задает масштаб шкалы времени в синтезаторе. Учитывая, что $f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$ или при

линейном изменении фазы $f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{T_s}$, имеем:

$$\varphi[n] = 2\pi f_c \cdot nT_s = 2\pi f_c \sum_1^n T_s = 2\pi \sum_1^n f_c T_s = \sum_1^n \Delta\varphi. \quad (4)$$

Видим, что для вычисления текущего значения фазы необходимо «накапливать» сумму ее приращений. Для этого в синтезаторе используется устройство, называемое накапливающим сумматором или аккумулятором фазы.

Пусть фазовый аккумулятор имеет объем 2^J . Будем считать, что при его заполнении фаза сигнала составляет 2π , а после заполнения накопитель обнуляется. Этим обеспечивается периодичность изменения фазы во времени. Поэтому приращение фазы можно представить как $\Delta\varphi = 2\pi \cdot M$, при том, что $M \in [0,1]$. При шаге изменения времени, равном T_s накопитель заполнится за время $T_C = \frac{2^J}{M} \cdot T_s$, которое и равно периоду формируемого колебания. Приращение фазы представляет собой двоичное число. Поэтому, частоту формируемого элементарного сигнала, являющегося «обрывком» синусоиды можно определить по формуле:

$$f_C = \frac{M \cdot f_s}{2^J}. \quad (5)$$

В данном случае M характеризует приращение фазы и фактически является кодом выходной частоты. Оценить код M можно по значениям частот f_C , f_s и разрядности аккумулятора фазы J , используя формулу:

$$\Delta\varphi = \left[2^J \cdot \frac{f_C}{f_s} + \frac{1}{2} \right], \quad (6)$$

где $[]$ целая часть числа.

Минимальное приращение генерируемой частоты (частотное разрешение) будет иметь место при $M = 1$ и составит:

$$\delta f_c = \frac{f_s}{2^J}. \quad (7)$$

Максимальное значение фазы составляет $2\pi(2^J - 1)/2^J$. При постоянной величине T код частоты M определяет скорость изменения фазы от времени и при линейном законе - формируемую частоту f_c . Поэтому, чем больше M , тем выше формируемая частота. При цифровом методе изменения фазы линейный закон изменения фазы заменяется его дискретным (ступенчатым) приближением.

Для преобразования кода накопителя фазы в мгновенные отсчеты амплитуды синусоиды $\varphi[n] \rightarrow \sin \varphi[n]$ используется ПЗУ со значениями в виде таблицы. Учитывается симметрия синуса, что позволяет хранить табличные данные только для 1/4 периода функции. При этом отсчеты для следующей четверти периода получаются путем чтения таблицы в обратном порядке, а для отрицательной полувольты умножением отсчетов на -1. Теорема отсчетов (Найквиста) говорит о том, что для формирования функции синуса необходимо не менее двух отсчетов. В данном случае частота $f_s/2$ называется частотой Найквиста. Далее дискретный синтезированный синусоидальный сигнал подвергается фильтрации с помощью ФНЧ.

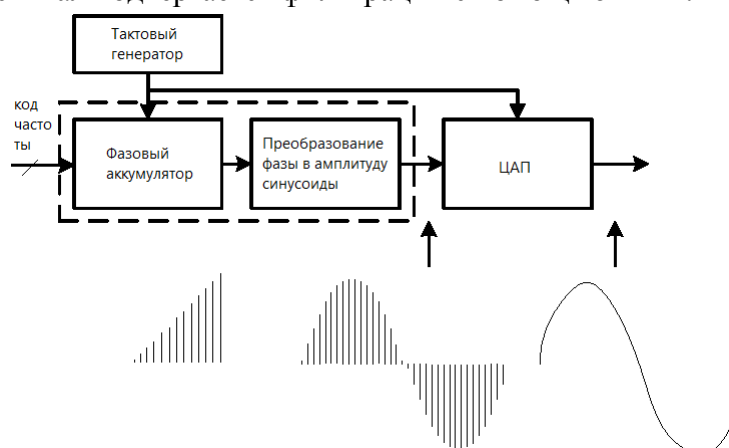


Рис.1. Упрощенная структурная схема синтезатора ПЦС и диаграммы его работы.

Итак, принцип работы формирователя синусоидального сигнала [12-18]. можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 1.

Очевидно, что синтезированный дискретно синусоидальный сигнал можно представить как идеальный сигнал, к которому добавлены шумы, связанные с дискретным приближением при его формировании и со стабильностью генератора частоты синхронизации f_s . При этом отклонение частот тем меньше, чем выше разрядность аккумулятора фазы. Важно отметить, что для минимальной и максимальной генерируемых частот имеют место следующие соотношения:

$$\min\{f_c\} = f_s/2^J; \max\{f_c\} = f_s/2. \quad (8)$$

При больших значениях частоты синхронизации и разрядности фазового аккумулятора диапазон $[\min\{f_c\}, \max\{f_c\}]$ оказывается достаточно большим.

Синтез модулированных цифровых радиосигналов.

В случае частотной манипуляции (ЧМн) рассмотрим два способа переключения частоты, которые с математической точки зрения приводят к одинаковому результату, а с радиотехнической – к различным алгоритмам реализации.

Пусть переключение частот происходит в момент времени $t = t_1$. В первом случае, условие непрерывности фазы в момент переключения требует введения в закон изменения фазы сдвига:

$$\varphi(t) = \omega_2 t - (\omega_2 - \omega_1)t_1 \text{ при } t > t_1. \quad (9)$$

В дискретном представлении данная формула имеет вид:

$$\begin{aligned} \varphi(n) &= \omega_2 T_s n - \Delta\omega \cdot n_1 T_s = \\ &= \frac{\pi M_2}{2^{J-1}} \sum_1^n 1 - \frac{\pi(M_2 - M_1)}{2^{J-1}} \sum_1^{n_1} 1 = \Delta\varphi_1 \sum_1^n 1 - (\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_1) \sum_1^{n_1} 1 \text{ при } n > n_1, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Delta\varphi_{1,2} = \frac{\pi M_{1,2}}{2^{J-1}}$ - приращение фазы за время одного отсчета на частоте $\omega = \omega_{1,2}$.

Видим, что в данном алгоритме происходит накопление количества отсчетов времени.

Второй алгоритм предполагает, что вторая прямая с угловым коэффициентом ω_2 проходит через точку с координатами $(t_1, \varphi_1(\omega_1, t_1))$:

$$\varphi(t) - \varphi_1(t_1) = \omega_2(t - t_1) \text{ или } \varphi(t) = \varphi_1(t_1) + \omega_2(t - t_1), \text{ при } t > t_1 \quad (11)$$

Эти формулы соответствуют условиям непрерывности фазы при переключении частоты. Отметим, что первое слагаемое в правой части последнего выражения является набегом фазы на частоте ω_1 за время $t = t_1$. В дискретной форме последнее уравнение будет иметь вид:

$$\varphi(m) = \varphi_1(t_1) + \frac{\pi M_2}{2^{J-1}}(n - n_1) = \varphi_1(t_1) + \frac{\pi M_2}{2^{J-1}} m = \varphi_1(t_1) + \sum \Delta\varphi_2 = \sum \Delta\varphi_1 + \sum \Delta\varphi_2, \quad (12)$$

где $m = n - n_1$ - отсчеты от точки $t = t_1$.

Формула (14) свидетельствует о том, что в рассмотренном случае реализуется алгоритм последовательного накопления отсчетов фазы. Поэтому этот алгоритм может быть применен в методе ПЦС. Дискретное приближение к линейному закону модуляции частоты можно рассматривать как многопозиционную ЧМн с изменением круговой частоты от импульса к импульсу на постоянную величину $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$. При кусочно-линейной аппроксимации параболического закона изменения фазы для k -ого элемента, т.е. $\forall t \in (t_k, t_{k+1}]$ нетрудно получить:

$$\varphi(t) = \sum_1^k \varphi_k + \omega_k(t - t_k), \quad (13)$$

где $(t_k, \sum_1^k \varphi_k)$ - точка, через которую проходит k -ая прямая.

В дискретной форме данное уравнение можно записать в виде:

$$\varphi(m) = \frac{\pi}{2^{J-1}} \left(\sum_{k=1}^k M_k + \sum_{m=1}^m M_k \right), \quad (14)$$

где $k = INT \left[\frac{n}{\rho} \right]$,

$$m = n - INT \left[\frac{n}{\rho} \right],$$

$$n = \frac{t}{T_s},$$

$$\rho = \frac{\Delta\tau_0}{T_S}.$$

Отметим, что выражение, стоящее под знаком второй суммы, не зависит от индекса m и поэтому равно mM_k . Первое слагаемое в формуле (21) описывает накопление кода частоты до выделенного элемента сигнала, а второе – накопление кода фазы на этом элементе.

На рис. 2 представлена блок - схема синтезатора ЛЧМ сигнала, построенного по методу ПЦС с приращением частоты $\Delta F = f_{Ck+1} - f_{Ck} = \frac{f_S}{2^J} (M_{k+1} - M_k) = \frac{f_S}{2^J} \Delta M$, где ΔM - приращение кода частоты.

В ряде схем окончание счета определяется по времени синтеза сигнала $(t_\Phi - t_0)$ и может быть оценено по формуле:

$$t_\Phi = t_0 + \frac{f_{C\Phi} - f_{C0}}{f} = t_0 + \frac{\rho}{f_S} \frac{(M_\Phi - M_0)}{\Delta M}, \quad (16)$$

где M_Φ и M_0 - код конечной и начальной частот,

t_Φ и t_0 время окончания и начала сигнала соответственно.

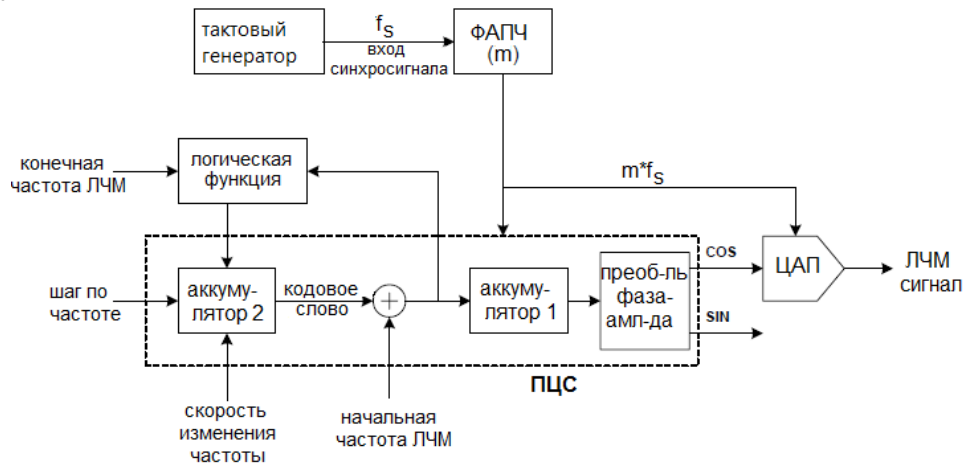


Рис. 2. Блок-схема ЛЧМ синтезатора на основе метода ПЦС.

Для реализации всех рассмотренных выше схем промышленностью выпускаются соответствующие микросхемы. Их использование позволяет резко сократить сроки разработки аппаратуры и получить положительный эффект в энергопотреблении и масс - габаритных характеристиках. Рассмотренные выше схемы использовались авторами при синтезе сигналов для панорамного и канального ионозондов.

Выводы.

Проведенный анализ показал, что цифровые радиочастотные сигналы, могут быть представлены в виде примыкающих импульсов с различной частотой и начальной фазой. В таком случае применение для их формирования метода прямого цифрового синтеза представляет разработчикам ряд важных преимуществ: возможность быстрого переключения несущей без разрыва фазы, повторяемость характеристик сигнала (когерентность) от изделия к изделию, высокую стабильность параметров формируемых сигналов, а также малые размеры и энергопотребление синтезатора. Отметим, что в случае формирования данным методом модулированных радиосигналов с предельно возможными частотами уровень шумов требует дополнительного анализа.

Работа выполнена при поддержке: РФФИ проект №11-07-00420-а, 12-02-31734 мол_а; ФЦП 14.132.21.1418; АВЦП: №8.2523.2011, №8.24.48.2011, №8.2559.2011, №8.2346.2011.

Литература

1. Tierney, J. A digital frequency synthesizer / J. Tierney, C. Rader, B. Gold //IEEE Trans. Audio Electroacous. – 1971. –Vol. 19, № 1. –Р. 48–57
2. Иванов В.А. Теоретические основы метода прямого цифрового синтеза радиосигналов для цифровых систем связи / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, А.А. Чернов // Вестник ПГТУ. – 2012. – Т.15, №1. – С. 3-35.
3. Bolger T.V. Direct digital frequency synthesizer. US Patent 4134072, 09.01.1979.
4. Vankka, J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications / J. Vankka, Kari A.I. Halonen. – Springer, 2001. – 216 p.
5. Fogarty, J.D. Digital Synthesizers Produce Wide Frequency Range from Single Source / J.D. Fogarty. – Computer Design, 1975. – 102 p.
6. Рябов, И. В. Цифровой синтез прецизионных сигналов: Монография / И. В. Рябов. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2005. – 152 с.
7. Reinhardt ,V. S. Direct Digital Synthesizers / V. S. Reinhardt // Proceedings of the 17th NASA/DOD PTTI Meeting. – 1985. 31 p. URL: <http://www.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=ADA494344> (Дата обращения 17.02.2013)
8. Cordesses, L. Direct Digital Synthesis: A Tool for Periodic Wave Generation (Part 1) / L. Cordesses // IEEE Signal Processing Magazine, DSP Tips & Tricks colum. – 2004. – Vol. 21, № 4. – Р. 50-54.
9. Kroupa, V.F. Direct Digital Frequency Synthesizers/ V.F. Kroupa. –Wiley, 1998. – 396 p.
10. Chenakin, A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product / A. Chenakin. – Artech House, 2010. – 305 p.
11. Ямпурин, Н. П. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие / Н. П. Ямпурин, В. В. Болознев, Е. В. Сафронов, Е. Б. Жалнин. – Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет, 2003. – 187 с.
12. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. Analog Devices, Inc. 1999. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf (дата обращения 17.02.2013)
13. J. M. P. Langlois. Phase to sinusoid amplitude conversion techniques for direct digital frequency synthesis / J. M. P. Langlois, D. Al-Khalili // IEE Proc. Circuits Devices Syst. – 2004. – Vol. 151 No. 6. – Р. 519-528.
14. Макаренко, В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 1. – С. 3-7.
15. Макаренко, В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 2. – С.13-18.
16. Murphy, E. Direct Digital Synthesis (DDS) Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications / E. Murphy, C. Slattery // Analog dialogue. – 2005. – Vol. 39, No. 3. – Р. 12 -15.
17. Ридико, Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. URL: http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001_07_50.pdf (Дата обращения 17.02.2013)
18. Стариков, О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение / О. Стариков // Chip News. – 2002. – Т. 33 № 3. – Р. 56-64. URL: http://chip-news.ru/archive/chipnews/200203/Article_12.pdf (Дата обращения 17.02.2013).