

УДК 621.376.42:621.396.61

НОВЫЙ МЕТОД ГЕНЕРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.А. ИЛЬИНКОВ, Я.М. ЯРКОВ, А.В. ИЛЬИНКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 4 февраля 2016*

Разработан новый эффективный метод генерирования сигналов фазовой модуляции (ФМ), обеспечивающий практически предельную линейность статической модуляционной характеристики. Синтезирована структура устройства, реализующего предлагаемый метод.

Ключевые слова: сигнал, модуляция, фаза, генерирование, метод, устройство.

Введение

Важной для телекоммуникаций, радиоэлектроники и измерительной техники является задача генерирования сигналов ФМ. В настоящее время она решается известными методами (устройствами), реализующими требуемый (в общем случайный) закон изменения фазы посредством цифрового либо цифро-аналогового синтеза [1–6].

Известные методы (устройства), в общем пригодные для применения в широком диапазоне несущих частот f_C , обладают существенным недостатком: имеют относительно невысокую линейность статической модуляционной характеристики, что ограничивает возможности генерирования цифровых (включая многопозиционные) и аналоговых сигналов ФМ [1–3]. Цель работы – разработка метода и устройства генерирования, имеющих высокую линейность статической модуляционной характеристики.

Разработка метода генерирования сигналов фазовой модуляции

Идея предлагаемого метода генерирования сигналов ФМ основана на следующем.

Известно, что в случае ФМ входному модулирующему сигналу $U_1(t)$ соответствует выходной модулированный сигнал

$$U_{PM}(t) = U_C \cos \Phi_{PM}(t) = U_C \cos(\Phi_C(t) + \Phi_M(t) + \Phi_0) = U_C \cos(\omega_C t + aU_1(t) + \Phi_0), \quad (1)$$

где U_C , ω_C , Φ_0 – соответственно амплитуда, круговая несущая частота и начальная фаза модулированного сигнала; $U_1(t)$ – модулирующий сигнал с диапазоном мгновенных значений от $U_{1,MIN}$ до $U_{1,MAX}$; a – параметр, характеризующий крутизну статической модуляционной характеристики фазового модулятора ($[a] = [\Phi_M(t)]/[U_1(t)] = 1 \text{ рад} \cdot \text{В}^{-1}$); $\Phi_C(t)$, $\Phi_M(t)$ – соответственно немодулированная (линейная) и модулированная составляющие фазы.

Разбивая бесконечный полуинтервал $[0, \infty)$ времени t на малые отрезки длительностью Δt , получаем для любого текущего момента $t_K = k \cdot \Delta t$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) мгновенное значение $\Phi_{PM}(t_K)$ фазы ФМ-сигнала:

$$\Phi_{PM}(t_K) = \Phi_C(t_K) + \Phi_M(t_K) + \Phi_0 = \Phi_C(t_K) + \Phi_M^1(t_K), \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{где } \Phi_M^1(t_K) &= aU_1(t_K) + \Phi_0; \quad \Phi_C(t_K) = \omega_C k \cdot \Delta t = \omega_C(k-1) \cdot \Delta t + \omega_C \cdot \Delta t; \\ \Delta\Phi_C(t_K) &= \omega_C \cdot \Delta t; \end{aligned} \quad (3)$$

$\Delta\Phi_C(t_K)$ – приращение линейной составляющей фазы на отрезке $[t_{K-1}, t_K]$.

Учитывая периодичность функции $F_1(x) = \cos x$, наложим следующие ограничения:

$$0 \leq \Phi_M^1(t_K) \leq R \cdot \delta\Phi_M \quad (R = r \cdot 2^{n-m} - 1; \quad n = [n]; \quad m = [m]; \quad r = [r] \leq 2^m; \quad 0 < m < n); \quad (4)$$

значения $\Phi_M^1(t_K)$ выбираются из множества значений $0, \delta\Phi_M, 2\delta\Phi_M, \dots, R\delta\Phi_M$ ($\delta\Phi_M$ – шаг изменения модулированной составляющей фазы); $(R+1) \cdot \delta\Phi_M = 2\pi$ (рис. 1, б).

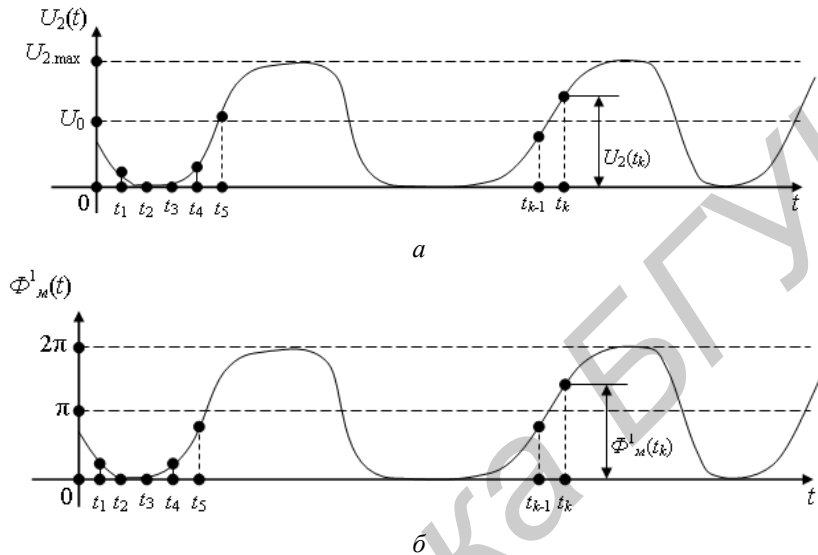


Рис. 1. Диаграммы, поясняющие предлагаемый метод генерирования сигналов ФМ

Дополнительно введем в рассмотрение относительное (нормированное) значение фазы ФМ-сигнала: $\Phi_M^0(t_K) = \Phi_M^1(t_K) / \delta\Phi_M$.

Выполняя указанное, устанавливаем взаимно однозначное соответствие: $\Phi_M^1(t_K) \Leftrightarrow \Phi_M^0(t_K) = a_K$, где $a_K = a_0 \cdot 2^0 + a_1 \cdot 2^1 + a_2 \cdot 2^2 + \dots + a_{n-1} \cdot 2^{n-1}$ – число в n -разрядной двоичной системе исчисления.

С учетом полученных сведений преобразуем входной модулирующий сигнал $U_1(t)$ в сигнал $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$ с диапазоном $0 \leq U_2(t) \leq R \cdot \Delta U$ мгновенных значений и постоянным опорным напряжением U_0 . Далее с помощью аналого-цифрового преобразования (АЦП) с шагом Δt дискретизации и шагом ΔU квантования перейдем от сигнала $U_2(t)$ к множеству A n -разрядных двоичных чисел a_k ($k = 1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_2(t_K)$ в моменты $t_K = k \cdot \Delta t$ времени (рис. 1, а).

Анализируя введенные ограничения и преобразования, устанавливаем, что при дополнительном условии масштабирования $a/\Phi_0 = b/U_0$ выполняется равенство

$$qU_2(t_K) = a_K = \Phi_M^0(t_K) = \Phi_M^1(t_K) / \delta\Phi_M \quad (5)$$

($q = 1 \text{ В}^{-1}$ – формальный параметр, введенный с учетом безразмерности величин a_K и $\Phi_M^0(t_K)$).

С другой стороны, согласно моделям (1)–(3) при отсутствии модуляции $U_{PM}(t_K) = U_{PM0}(t_K) = U_C \cos(\Phi_C(t_K) + \Phi_0) = U_C \cos(\omega_C k \cdot \Delta t + \Phi_0)$. Учитывая это, шаг Δt дискретизации выберем по условию

$$T = r \cdot \Delta t, \quad (6)$$

где $T = 2\pi/\omega_C$ – период несущей частоты; r – целое число, определяемое условиями (4). При таком шаге вследствие периодичности функции $F_1(x) = \cos x$ $U_{PM0}(t_{k+r}) = U_C \cos(\omega_C(k+r) \cdot \Delta t + \Phi_0) = U_C \cos(\omega_C k \cdot \Delta t + \Phi_0 + 2\pi) = U_{PM0}(t_k)$. Последнее с учетом соотношений (1) – (6) означает, что абсолютному приращению $\Delta\Phi_C(t_k) = \omega_C \cdot \Delta t$ линейной составляющей фазы $\Delta\Phi_C(t)$ соответствует относительное приращение 2^{n-m} и относительное мгновенное значение $\Phi_{PM}^0(t_k) = \Phi_{PM}(t_k)/\delta\Phi_M$ фазы ФМ сигнала можно вычислять по модели

$$\Phi_{PM}^0(t_k) = c_k = \begin{cases} d_k, & d_k \leq R \\ d_k - R - 1, & d_k > R \end{cases} \quad (7)$$

где $d_k = a_k + k \cdot 2^{n-m}$; $R = r \cdot 2^{n-m} - 1$.

Использование моделей (1)–(7) позволяет предложить простой метод генерирования сигналов ФМ, характеризуемый следующей последовательностью операций [7, 8].

Вычисляется множество G z -разрядных двоичных чисел g_i ($i=0, 1, 2, \dots, R$; $(R = r \cdot 2^{n-m} - 1$; $n = [n]$; $m = [m]$; $r = [r] \leq 2^m$; $0 < m < n$), соответствующих отсчетным значениям $F(x_i)$ функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = i\pi/(R+1)$ ($F(x) \geq 0$, поэтому эта функция более удобна для запоминания ее отсчетных значений, по сравнению с функцией $F_1(x) = \cos x$). Множество G запоминается по соответствующим адресам $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$ адресного множества H . Входной модулирующий сигнал $U_1(t)$ с диапазоном мгновенных значений от $U_{1.MIN}$ до $U_{1.MAX}$ преобразуется линейно в сигнал $U_2(t)$ с диапазоном мгновенных значений от $U_{2.MIN}$ до $U_{2.MAX}$ ($U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} < 2U_0$) (рис. 1, а). Выполняется пошаговое преобразование сигнала $U_2(t)$ во множество A n -разрядных двоичных чисел a_k ($k=1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_2(t_k)$ в последовательные моменты $t_k = k \cdot \Delta t$ времени. В каждый момент t_k вычисляется текущий адрес c_k (7) – число в n -разрядной двоичной системе исчисления. Считыванием по текущему адресу c_k ($c_k \in H$) соответствующего элемента множества G образуется множество B z -разрядных двоичных чисел b_k ($k=1, 2, 3, \dots$). Множество B чисел b_k преобразуется в выходной сигнал ФМ на несущей частоте $f_C = 1/(r \cdot \Delta t)$ (6).

Разработка устройства генерирования сигналов фазовой модуляции

Предлагаемый метод генерирования сигналов ФМ реализуется устройством [7], структурная схема которого содержит (рис. 2) источник 1 модулирующего сигнала, блок 2 линейного преобразования, АЦП 3, параллельные регистры (ПР) 4, 10 и 12, арифметические устройства (АУ) 5 и 6, генератор 7 опорных колебаний, счетчик 8, источники 9 и 11 нулевых уровней, вычислительное устройство (ВУ) 13, блок 14 счета, цифровой коммутатор 15, запоминающее устройство (ЗУ) 16, ЦАП 17 и полосовой фильтр (ПФ) 18.

Рассматриваемое устройство имеет два режима работы: режим записи информации; режим генерирования модулированных сигналов.

В режиме записи ВУ 13 вычисляет множество G z -разрядных двоичных чисел g_i , соответствующих отсчетным значениям функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = i\pi/(R+1)$. По шине данных из ВУ 13 передаются и записываются в ПР блока 14 счета граничные значения M_{MIN} и $M_{MAX} = M_{MIN} + R$ адресов области памяти, отводимой для хранения множества G . Далее с помощью тактовых импульсов и других управляющих сигналов в ЗУ 16 записываются $(R+1)$ чисел g_i . В процессе записи числовое значение на выходах блока счета

последовательно изменяется через единицу от M_{MIN} до M_{MAX} . Коммутатор 15 находится в состоянии прохождения данных с выходов блока счета. После записи данных (в ЗУ) в ПР 12 записывается число M_{MIN} (по шине данных из ВУ 13). В конце режима записи ПР 4, 10 и счетчик 8 устанавливаются в нулевое состояние, а коммутатор 15 переводится в состояние прохождения данных с выходов АУ 6.

Работа устройства в режиме генерирования сигналов ФМ осуществляется следующим образом. На выходе источника 1 присутствует модулирующий сигнал $U_1(t)$. Блок 2 линейно преобразует его в сигнал $U_2(t)$ с опорным напряжением U_0 . Генератор 7 вырабатывает две последовательности (смещенные на время δt) коротких опорных (тактовых) импульсов с частотой $f_R = 1/(\Delta t)$ и длительностью τ ($\tau < \delta t < \Delta t$). С учетом этого на выходах АЦП 3 (ПР 4) в моменты $t_K^1 = t_K + \tau$ ($t_K^3 = t_K + \tau + \delta t$) появляются n -разрядные двоичные числа a_K , соответствующие отсчетным значениям сигнала $U_2(t)$ в моменты $t_K = k \cdot \Delta t$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) и численно равные относительным значениям $\Phi_M^0(t_K)$ (5) составляющей $\Phi_M^1(t)$ фазы ФМ-сигнала (рис. 1, а). На выходах счетчика 8, управляемого импульсами U_{T1} , в моменты t_K^1 появляются m -разрядные двоичные числа. ПР 10 управляется тактовыми импульсами U_{T2} , его старшие m разрядов подключены к выходам счетчика 8, а младшие $(n-m)$ разрядов – к выходам источника 9. Это означает, что на выходах регистра 10 в моменты времени t_K^3 появляются n -разрядные двоичные числа, равные относительным приращениям линейной составляющей $\Phi_C(t)$ фазы ФМ-сигнала. АУ 5, выполняющее операцию суммирования двух n -разрядных двоичных чисел, реализует алгоритм (7) вычисления относительного мгновенного значения $\Phi_{PM}^0(t_K)$ фазы ФМ сигнала, используемого в качестве текущего адреса. Если результат суммирования удовлетворяет условию $d_K = a_K + k \cdot 2^{n-m} > R$, на выходе переноса АУ 5 появляется импульс, принудительно переводящий счетчик 8 из любого текущего состояния в нулевое. АУ 6 выполняет обычную операцию суммирования двух v -разрядных чисел. Его младшие n разрядов входов первого числа подключены к соответствующим выходам АУ 5, старшие $(v-n)$ разрядов – к выходам источника 11, входы второго числа – к выходам ПР 12, в который в режиме записи занесено v -разрядное число M_{MIN} – нижнее граничное значение адресов области памяти ЗУ 16. Учитывая изложенное, в моменты t_K^3 времени на выходах АУ 5 (АУ 6) появляются n -разрядные (v -разрядные) двоичные числа c_K ($c_K + M_{MIN}$) (малыми временными задержками АУ пренебрегаем). АУ 6 и ПР 12 совместно выполняют функцию смещения адреса, учитывающую особенность некоторых современных ЗУ.

С выходов АУ 6 текущие адреса $c_K + M_{MIN}$ через цифровой коммутатор 15 поступают на входы адреса ЗУ 16, тем самым на его выходе образуется множество B z -разрядных двоичных чисел b_K ($k = 1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_{PM}(t_K)$ ФМ сигнала в последовательные моменты $t_K = k \cdot \Delta t$ времени. С помощью ЦАП 17, управляемого тактовыми импульсами U_{T2} , и ПФ 18 числа b_K преобразуются в выходной ФМ сигнал $U_{PM}(t)$ (1) на несущей частоте (согласно условию (6)) $f_C = \omega_C / (2\pi) = 1/(r \cdot \Delta t) = f_R / r$ (f_R – частота генератора 7 опорных колебаний) (рис. 2).

Оценим степень достижения поставленной в работе цели. В предлагаемом методе линейность статической модуляционной характеристики определяется точностью аппаратной реализации закона (2) изменения мгновенной фазы $\Phi_{PM}(t)$. С учетом моделей (3)–(7) эта точность зависит от погрешности квантования сигнала $U_2(t)$, которая не превышает величины

$\Delta U/2$ (ΔU – шаг квантования) и применительно к многоразрядным АЦП имеет предельно малое значение. В результате предлагаемый метод генерирования сигналов ФМ, по сравнению с известными, обеспечивает практически предельную линейность статической модуляционной характеристики, что существенно расширяет современные возможности генерирования цифровых (включая многопозиционные) и аналоговых сигналов ФМ.

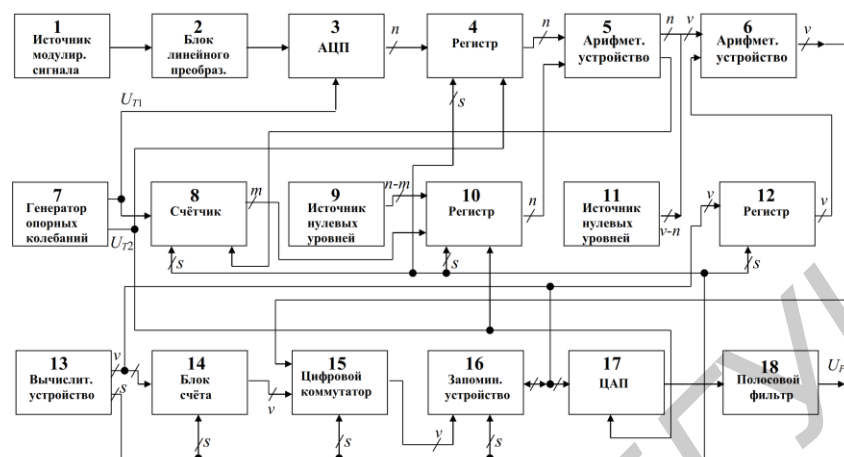


Рис. 2. Структурная схема устройства генерирования сигналов ФМ

Заключение

Разработан новый эффективный метод генерирования сигналов фазовой модуляции. Доказано, что, по сравнению с известными, он обеспечивает практически предельную линейность статической модуляционной характеристики. Синтезирована структура устройства генерирования сигналов ФМ.

NEW METHOD OF GENERATING OF THE PHASE MODULATED SIGNALS

V.A. ILYINKOV, Y.M. YARKOV, A.V. ILYINKOVA

Abstract

The new effective method of generating of signals of phase modulation (PM), providing almost limiting linearity of a static modulation characteristic is developed. The structure of the device implementing the offered method is synthesized.

Keywords: signal modulation, phase, generating, method, device.

Список литературы

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М., 2000.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М., 2005.
3. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М., 2000.
4. The United States of America as represented by the Secretary of the Army. Phase/frequency modulator / Patent EP 5020133.
5. RCA Corporation. Digital modulator with variations of phase and amplitude modulation / Patent EP № 4584541.
6. Yonejiro Hiramatsu, Shunichi Satou, Sharp Kabushiki Kaisha. FM modulator / Patent USA № 5091705.
7. Ильинков В.А., Ярков Я.М., Ильинкова А.В. Способ генерирования фазомодулированного электрического сигнала / Патент РБ № 16620.
8. Ильинков В.А., Ярков Я.М., Ильинкова А.В. // Матер. Междунар. науч.-техн. конф., приуроченной к 50-летию МРТИ–БГУИР. Ч. 1. Минск, 18–19 марта 2014. С. 195–196.