

УДК 621.376.32:621.396.61

МЕТОД И УСТРОЙСТВО ГЕНЕРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНОЙ 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

Предложен новый метод генерирования частотно-модулированных сигналов. Он обладает высокой стабильностью несущей частоты модулированных сигналов, высокой линейностью статической модуляционной характеристики и ее предельной относительной шириной, возможностью генерирования сетки стабильных частот и их сверхбыстрой перестройки, возможностью модуляции широкополосными и сверхширокополосными сигналами. Выполнен синтез устройства, которое реализует предложенный метод генерирования.

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

Введение

Проблема генерирования частотно-модулированных (ЧМ) сигналов является весьма актуальной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники. На практике она решается с применением методов и устройств, которые реализуют необходимый закон изменения частоты воздействием, либо на реактивность колебательной системы автогенератора, либо на параметры системы фазовой автоподстройки частоты, либо на фазу колебаний предыскаженным модулирующим сигналом [1–8].

Известные методы (устройства) обладают (частично либо целиком) следующими существенными недостатками: имеют невысокую линейность и малую относительную ширину статической модуляционной характеристики; обеспечивают относительно невысокую стабильность несущей частоты f_C ЧМ-сигналов; имеют малую верхнюю граничную частоту F_U модулирующих сигналов. Цель работы – разработка метода и устройства генерирования, свободных от всех перечисленных существенных недостатков.

Разработка метода генерирования сигналов частотной модуляции

Идея предлагаемого метода генерирования сигналов ЧМ основана на следующем. Известно, что в случае ЧМ входному модулирующему сигналу $U_1(t)$ соответствует выходной модулированный сигнал

$$U_{FM}(t) = U_C \cos(\omega_C t + \int_0^t a U_1(t) dt + \Phi_0) = U_C \cos(\Phi_C(t) + \Phi_M(t) + \Phi_0), \quad (1)$$

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 частотного модулятора ($[a] = [\omega_C] / [U_1(t)] = 1 \text{ рад} \times \text{с}^{-1} \cdot \text{В}^{-1}$); $\Phi_C(t)$, $\Phi_M(t)$ – соответственно немодулированная (линейная) и модулированная составляющие фазы.

Разбивая полуинтервал $[0, \infty)$ времени t на малые отрезки длительностью Δt ,

аппроксимируя составляющую $\Phi_M(t)$, дополнительно принимая $\Phi_0 = 0$, получаем для любого текущего момента $t_K = k \cdot \Delta t$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) мгновенное значение $\Phi_{FM}(t_K)$ фазы ЧМ сигнала:

$$\Phi_{FM}(t_K) = \Phi_{FM}(t_{K-1}) + \Delta\Phi_{FM}(t_K) = \sum_{J=0}^{K-1} (\omega(t_{K-J}) \cdot \Delta t), \quad (2)$$

$$\text{где } \omega(t_K) = \omega_C + \Delta\omega(t_K) = \omega_C + aU_1(t_K), \quad \Delta\Phi_{FM}(t_K) = \omega(t_K) \cdot \Delta t = (\omega_C + aU_1(t_K)) \cdot \Delta t \quad (3)$$

соответственно мгновенное значение (в момент t_K) частоты и приращение фазы (на отрезке $[t_{K-1}, t_K]$ времени; равное (с точностью до погрешности аппроксимации) площади под кривой $\omega(t)$ на этом отрезке) (рис. 1, б).

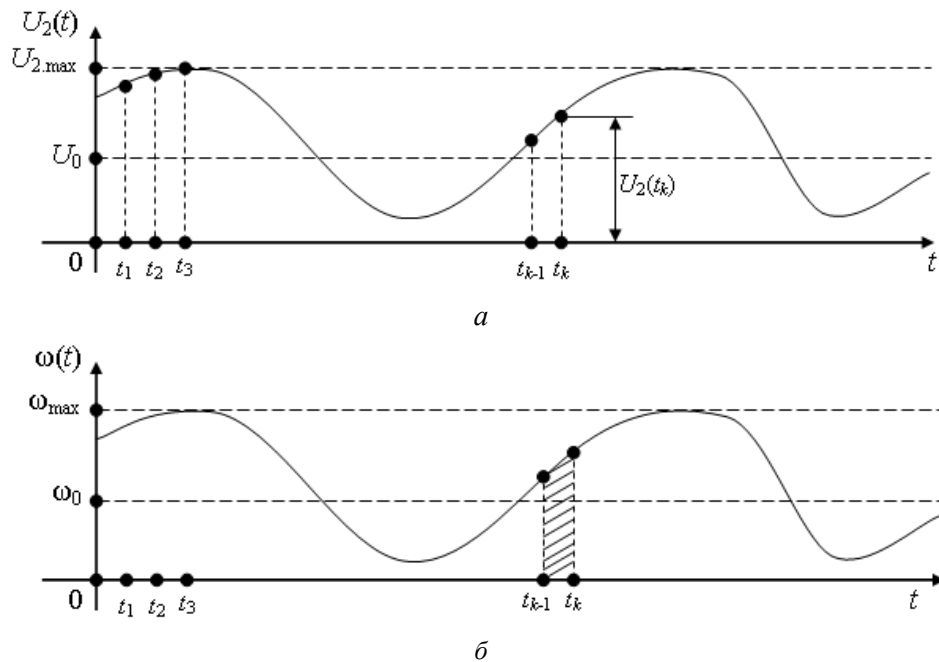


Рис. 1. Диаграммы, поясняющие предлагаемый метод генерирования сигналов ЧМ

Наложим дополнительные ограничения: мгновенная частота удовлетворяет условию $0 \leq \omega(t_K) \leq (2^n - 1)\Omega$; значения $\omega(t_K)$ выбираются из множества значений $0, \Omega, 2\Omega, 3\Omega, \dots, (2^n - 2)\Omega, (2^n - 1)\Omega$ (Ω – шаг изменения круговой частоты); несущая частота равна $\omega_C = 2^{n-1}\Omega$. Введем в рассмотрение относительное приращение $\Delta\Phi_{FM}^0(t_K) = \Delta\Phi_{FM}(t_K) / \delta\Phi_{FM}$ фазы ($\delta\Phi_{FM} = \Omega \cdot \Delta t$). Выполняя указанное, устанавливаем взаимно однозначное соответствие: $\Delta\Phi_{FM}(t_K) \Leftrightarrow \Delta\Phi_{FM}^0(t_K) = a_K$, 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 $0 \leq U_2(t) \leq (2^n - 1) \cdot \Delta U$ мгновенных значений и постоянным опорным напряжением $U_0 = 2^{n-1} \cdot \Delta U$. 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 $a/\omega_C = b/U_0$ выполняется (с точностью до

погрешности квантования) равенство

$$qU_2(t_K) = a_K = \Delta\Phi_{FM}^0(t_K) = \Delta\Phi_{FM}(t_K)/\delta\Phi_{FM}, \quad (4)$$

где $q = 1/B^{-1}$ – формальный параметр, введенный с учетом безразмерности величин a_K и $\Delta\Phi_{FM}^0(t_K)$. Тогда согласно моделям (1)–(3) относительное мгновенное значение $\Phi_{FM}^0(t_K)$ фазы ЧМ-сигнала (начальная фаза $\Phi_0 = 0$) составит

$$\Phi_{FM}^0(t_K) = d_K = \sum_{J=0}^{K-1} a_{K-J}. \quad (5)$$

В соответствии с моделями (1)–(3) при отсутствии модуляции $U_{FM}(t_K) = U_{FM0}(t_K) = U_C \cos(\omega_C k \cdot \Delta t)$. Учитывая это, шаг Δt дискретизации выберем по условию

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

где $T = 2\pi/\omega_C$ – период несущей частоты; $p = [p]$, $r = [r]$ – целые положительные числа; $r \leq 2^m$. При таком шаге вследствие периодичности функции $F_1(x) = \cos x$ $U_{FM0}(t_{k+r}) = U_C \cos(\omega_C(k+r) \cdot \Delta t) = U_C \cos(\omega_C k \cdot \Delta t + 2\pi p) = U_{FM0}(t_K)$. Отметим также, что абсолютному приращению $r\omega_C \cdot \Delta t$ фазы соответствует относительное приращение $r \cdot 2^{n-1}$. Последнее означает, что при условии (6) относительное мгновенное значение $\Phi_{FM}^0(t_K)$ фазы можно вычислять по модели

$$\Phi_{FM}^0(t_K) = c_K = \begin{cases} d_K, & d_K \leq R \\ d_K - R - 1, & d_K > R \end{cases}, \quad (7)$$

где d_K определяется выражением (5); $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$.

Использование (1)–(7) позволяет предложить простой метод генерирования сигналов ЧМ, характеризуемый следующей последовательностью операций [9, 10].

Вычисляется множество G z -разрядных двоичных чисел g_i ($i = 0, 1, 2, \dots, R$; $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$; $n = [n] > 0$; $0 < r = [r] \leq 2^m$; $m = [m] > 0$), соответствующих отсчетным значениям $F(x_i)$ функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = ip\pi/(R+1)$ ($p = [p] \geq 1$) ($F(x) \geq 0$, 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 $(n+m-1)$ -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 ЧМ на несущей частоте $f_C = p/(r \cdot \Delta t)$ (6).

Разработка устройства генерирования сигналов частотной модуляции

Предлагаемый метод генерирования сигналов ЧМ реализуется устройством [9], структурная схема которого содержит (рис. 2) источник 1 модулирующего сигнала, блок 2

линейного преобразования, АЦП 3, параллельные регистры (ПР) 4, 9 и 11, арифметические устройства (АУ) 5 и 6, генератор 7 опорных колебаний, источники 8 и 10 нулевых уровней, вычислительное устройство (ВУ) 12, блок счета 13, цифровой коммутатор 14, запоминающее устройство (ЗУ) 15, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) 16 и полосовой фильтр (ПФ) 17.

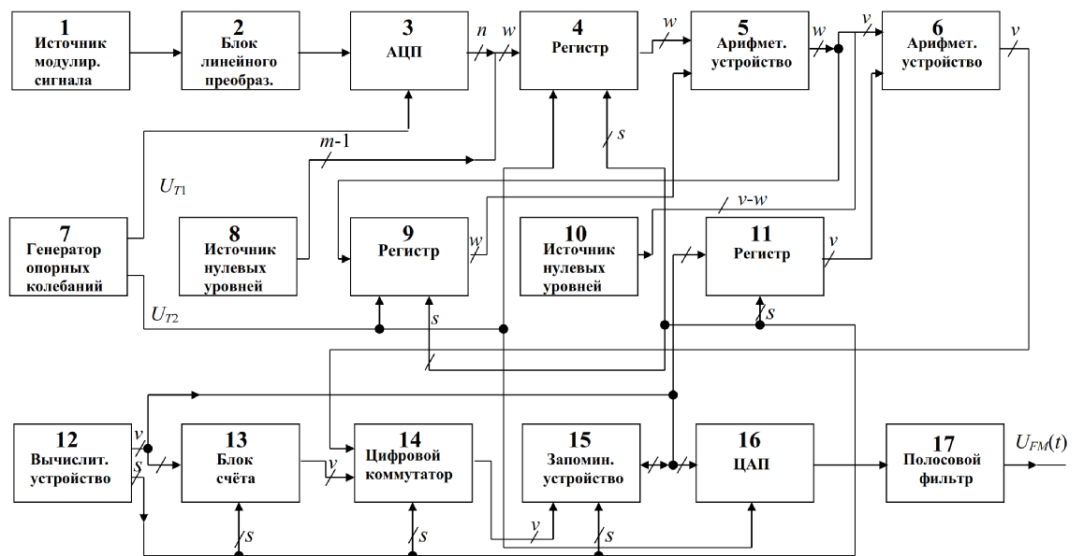


Рис. 2. Структурная схема устройства генерирования сигналов ЧМ

Рассматриваемое устройство имеет два режима работы: режим записи информации; режим генерирования модулированных сигналов. В режиме записи ВУ 12 вычисляет множество G z -разрядных двоичных чисел g_i , соответствующих отсчетным значениям функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = ip\pi/(R+1)$. По шине данных из ВУ 12 передаются и записываются в ПР блока 13 счета граничные значения M_{MIN} и M_{MAX} адресов области памяти, отводимой для хранения множества G . Далее с помощью тактовых импульсов и других управляющих сигналов в ЗУ 15 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 14 находится в состоянии прохождения данных с выходов блока счета. После записи данных (в ЗУ) в ПР 11 записывается число M_{MIN} (по шине данных из ВУ 12). В конце режима записи ПР 4 и 9 устанавливаются в нулевое состояние, а коммутатор 14 переводится в состояние прохождения данных с АУ 6.

Работа устройства в режиме генерирования сигналов ЧМ выполняется 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 (w -разрядные; $w = n + m - 1$) 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 приращениям $\Delta\Phi_{FM}^0(t_K)$ (4) фазы ЧМ сигнала на отрезке $[t_{K-1}, t_K]$. Запись данных в ПР 9 выполняется в моменты $t_K^2 = t_K + \delta t$, данные на выходах появляются в моменты t_K^3 (рис. 1, а).

Работающее как накапливающий сумматор, АУ 5 реализует алгоритм (7) вычисления относительного мгновенного значения $\Phi_{FM}^0(t_K)$ фазы ЧМ-сигнала, используемого в качестве

текущего адреса. Обычная операция суммирования двух чисел выполняется АУ 6. Его младшие w разрядов входов первого числа подключены к выходам АУ 5, старшие $(v-w)$ разрядов – к выходам источника 10, входы второго числа – к выходам ПР 11, в который в режиме записи занесено число M_{MIN} . Учитывая изложенное, в моменты t_k^3 на выходах АУ 5 (АУ 6) появляются w -разрядные числа c_k (v -разрядные числа $c_k + M_{MIN}$) (малыми временными задержками АУ пренебрегаем). Функция смещения адреса, учитывающая особенность некоторых ЗУ, выполняется совместно АУ 6 и ПР 11. С выходов АУ 6 текущие адреса через коммутатор 14 поступают на входы адреса ЗУ 15, тем самым на его выходе образуется множество B z -разрядных чисел b_k ($k=1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_{FM}(t_k)$ ЧМ-сигнала в последовательные моменты $t_k = k \cdot \Delta t$ времени. С помощью ЦАП 16 и ПФ 17 числа b_k преобразуются в выходной ЧМ сигнал $U_{FM}(t)$ (1) на несущей частоте (согласно условию (6)) $f_c = p/(r \cdot \Delta t) = pf_R/r$ (f_R – частота генератора 7 опорных колебаний) (рис. 2).

Проведем анализ свойств предлагаемого метода генерирования сигналов ЧМ. Очевидно, при отсутствии модуляции ($U_1(t) = 0$, $U_2(t) = U_0$) устройство (рис. 2) генерирует гармоническое колебание с частотой f_c . Следует также: если $U_2(t) = U_0 \Leftrightarrow f_c$, то $U_2(t) = U_0 + \Delta U = U_0 + U_0/2^{n-1} \Leftrightarrow f_c + f_c/2^{n-1}$, то есть приращению ΔU напряжения $U_2(t)$ (одному шагу квантования) соответствует приращение частоты $\Omega/2\pi = F = f_c/2^{n-1}$. Если с выхода блока 2 подается постоянное напряжение $U_2(t) = U_0 + l \cdot \Delta U$ (l – целое число), то устройство генерирует гармоническое колебание с частотой $f_c + lF = f_c(1 + l/2^{n-1})$ и его можно использовать в качестве своеобразного синтезатора сетки частот, при этом диапазон частот колебаний и шаг сетки соответственно равны $0 \leq f_c \leq 2f_c - F$ и $F = f_c/2^{n-1}$. Причем, по сравнению с классическими синтезаторами на основе системы ФАПЧ, время перестройки такого синтезатора (с одной частоты на другую) составляет всего шаг Δt дискретизации (долю периода генерируемых колебаний), то есть на несколько порядков меньше (см. модели (2)–(7)) [9].

Предположим, что генератор 7 опорных колебаний обладает относительной нестабильностью $\delta = \Delta f_R/f_R$. Пусть в некоторый момент частота колебаний генератора приняла значение $(f_R + \Delta f_R)$. Ему отвечает мгновенное значение несущей частоты $(f_c + \Delta f_c) = p(f_R + \Delta f_R)/r$, что соответствует относительной нестабильности $\delta_0 = \Delta f_c/f_c = \Delta f_R/f_R = \delta$, т.е. относительная нестабильность несущей частоты f_c генерируемых ЧМ сигналов равна относительной нестабильности колебаний высокостабильного (кварцевого) генератора 7. Такую же относительную нестабильность имеет генерируемое колебание на любой частоте $(f_c + lF)$ в случае применения устройства в качестве синтезатора сетки частот.

Выше показано, что мгновенная частота $f(t)$ модулированных сигналов может изменяться в диапазоне $0 \leq f(t) \leq 2f_c - F$ (рис. 1, б). Это соответствует девиации f_D (амплитуде отклонения частоты от немодулированного значения f_c) $f_D = f_c$ и относительной ширине статической модуляционной характеристики $E = f_D/f_c = 1$ (для сравнения: в известном методе [4] $E = 0,0011$). Очевидно, линейность последней определяется точностью аппаратной реализации закона (3) изменения мгновенной частоты $f(t)$. С учетом соотношений (4) и (5) эта точность зависит от погрешности квантования сигнала $U_2(t)$,

которая не превышает величины $\Delta U/2$ (ΔU – шаг квантования) и применительно к современным многоуровневым АЦП имеет предельно малое значение [9].

Согласно уравнению (6) несущая частота выходного ЧМ-сигнала равна $f_c = p/(r \cdot \Delta t)$. С другой стороны, в соответствии с теоремой Котельникова $\Delta t \leq 1/(2F_U)$. Приняв с запасом $\Delta t = 1/(3F_U)$ и подставив последнее в предыдущее соотношение, получаем оценку $F_U = rf_c/(3p)$. Следует, что верхняя граничная частота F_U модулирующего сигнала сравнима с несущей частотой f_c модулированного ЧМ-сигнала.

Сочетание выявленных свойств позволяет утверждать, что областью возможного применения предлагаемого метода являются не только телекоммуникационные и измерительные системы, но также системы специального назначения: системы связи с постоянно перестраиваемой рабочей частотой; радиолокационные системы; системы постановки широкополосных и узкополосных помех (системы подавления радиосредств).

Заключение

Разработан новый эффективный метод генерирования сигналов ЧМ. Доказано, что, по сравнению с известными, он одновременно обеспечивает: предельные относительную ширину и линейность статической модуляционной характеристики; высокую стабильность несущей частоты модулированных сигналов, равную стабильности кварцевого генератора; возможность модуляции (сверх)широкополосными сигналами; возможность генерирования сетки частот и их сверхбыстрой перестройки. Синтезирована структура устройства генерирования сигналов ЧМ.

METHOD AND DEVICE OF THE FREQUENCY MODULATED SIGNALS GENERATING

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

Abstract

The new effective method of generating signals of the frequency modulation (FM), simultaneously providing is developed: limiting the relative width and linearity of a static modulation characteristic; high stability of carrying frequency of modulated signals; possibility of modulation (over)broad-band signals; possibility of generating of a grid of frequencies and their superfast reorganization. The structure of the device implementing the offered method is synthesized.

Keywords: signal, modulation, frequency, generation, method, device.

Список литературы

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М., 2005.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. М., 2000.
3. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М., 2000.
4. Donald L. Linder, William R. Murphy Digital frequency modulation system and method / Патент США № 4562414.
5. NEC Corporation. Frequency modulator utilizing frequency synthesizer / Патент EP № 5027429.
6. Ford Aerospace & Communications Corporation. Frequency extended digitally generated FM modulation system and method / Патент EP № 4706047.
7. Raleigh N.C. Combined phase and frequency modulator for modulating an information signal / Патент EP № 4739288.
8. Motorola Inc. Frequency modulator / Патент EP № 5075643.
9. Ильинков В.А., Ярков Я.М., Ильинкова А.В. Способ генерирования частотно-модулированного электрического сигнала / Патент РБ № 16619.
10. Ильинков В.А., Ярков Я.М., Ильинкова А.В. // Матер. Междунар. научн.-техн. конф., приуроченной к 50-летию МРТИ–БГУИР. Минск, 18–19 марта 2014 г. С. 197–198.