

**ОПИСАНИЕ  
ИЗОБРЕТЕНИЯ  
К ПАТЕНТУ**  
(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР  
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ  
СОБСТВЕННОСТИ

(19) **ВУ** (11) **16619**

(13) **С1**

(46) **2012.12.30**

(51) МПК

**H 03C 3/00** (2006.01)

**(54) СПОСОБ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СИГНАЛА**

(21) Номер заявки: а 20100946

(22) 2010.06.22

(43) 2012.02.28

(71) Заявитель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)

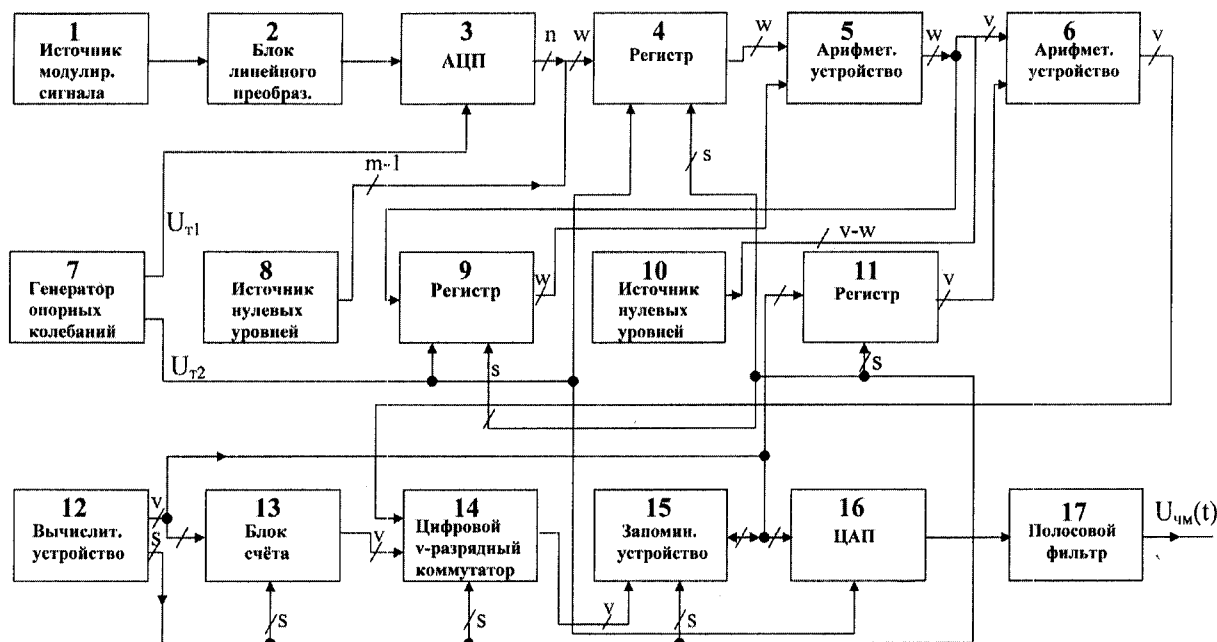
(72) Авторы: Ильинков Валерий Андреевич; Ярко́в Ярослав Михайлович; Ильинкова Анна Валерьевна (ВУ)

(73) Патентообладатель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)

(56) US 4562414, 1985.  
BY 9563 C1, 2007.  
RU 2234716 C1, 2004.  
WO 01/11766 A1.  
JP 2000/209033 A.  
US 5912926 A, 1999.

(57)

Способ генерирования частотно-модулированного электрического сигнала, характеризующийся тем, что получают множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ;  $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$ ;  $0 < r = [r] \leq 2^m$ ;  $m = [m] > 0$ ;  $n = [n] > 0$ , соответствующих значениям отсчетов  $F(x_i)$  сигнала, описываемого функцией  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = i\pi/(R + 1)$ , где  $p = [p] \geq 1$ ,



Фиг. 3

ВУ 16619 С1 2012.12.30

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

и запоминают  $g_i$  по соответствующим адресам  $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$  адресного множества  $H$ , осуществляют линейное преобразование модулирующего сигнала  $U_1(t)$  с диапазоном его мгновенных значений от  $U_{1.MIN}$  до  $U_{1.MAX}$  в сигнал вида  $U_2(t)$  с диапазоном его мгновенных значений от  $U_{2.MIN}$  до  $U_{2.MAX}$ , причем  $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$ , где  $b = \text{const}$ ;  $U_0$  - опорное напряжение;  $U_{2.MIN} \geq 0$ ;  $U_{2.MAX} < 2U_0$ , пошагово преобразуют полученный сигнал  $U_2(t)$  во множество  $A$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $a_K$ , где  $K = 1, 2, 3, \dots$ , соответствующих значениям отсчетов  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$ , где  $\Delta t$  - шаг дискретизации, вычисляют в каждый момент времени  $t_K$  относительное мгновенное значение фазы частотно-модулированного сигнала  $\Phi_{\text{чМ}}^0(t_K)$  и используют его в качестве

текущего адреса  $c_K = \begin{cases} d_K, & d_K \leq R \\ d_K - R - 1, & d_K > R \end{cases}$ , где  $c_K \in H$ ;  $d_K = \sum_{J=0}^{K-1} a_{K-J}$ , получают множество

$B$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $b_K$ , где  $K = 1, 2, 3, \dots$ , путем считывания по текущему адресу  $c_K$  соответствующего элемента множества  $G$  и преобразуют множество  $B$  чисел  $b_K$  в выходной частотно-модулированный сигнал  $U_{\text{чМ}}(t)$  на несущей частоте  $f_0 = p/(r \cdot \Delta t)$ .

Важной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники является проблема генерирования частотно-модулированных (ЧМ) электрических сигналов. Она решается известным способом, суть которого состоит в следующем [1].

Формируется входной модулирующий сигнал  $U_1(t)$  с диапазоном мгновенных значений от  $U_{1.MIN}$  до  $U_{1.MAX}$ . Сигнал  $U_1(t)$  линейно преобразуется в сигнал  $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$  ( $b = Const$ ) с диапазоном мгновенных значений от  $U_{2.MIN}$  до  $U_{2.MAX}$  ( $U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} \leq 2U_0$ ). Выполняется пошаговое преобразование сигнала  $U_2(t)$  во множество  $A$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $a_K = a_0 + \Delta a_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ), соответствующих отсчетным значениям  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$  (число  $a_0$  соответствует значению  $U_0$ ). Линейным преобразованием  $p_K = p_0 + \Delta a_K$  ( $p_0 > a_0$ ) формируется множество  $P$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $p_K$ . Нелинейным преобразованием

$$p_{KK}^* = \begin{cases} [p_{KK}] & p_{KK} - [p_{KK}] < 0,5 \\ [p_{KK}] + 1 & p_{KK} - [p_{KK}] \geq 0,5 \end{cases}, \text{ где } p_{KK} = p_0^2 / (p_0 - \Delta a_K), \text{ множество } P$$

чисел  $p_K$  преобразуется во множество  $P^*$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $p_{KK}^*$ . Генерируется стабильное опорное колебание с частотой  $f_{оп}$ . Делением частоты опорного колебания в  $p_{KK}^*$  раз формируется вспомогательное опорное колебание. Генерируется колебание с перестраиваемой частотой  $f$ , являющееся выходным ЧМ сигналом. Смещением частот опорного колебания и колебания с перестраиваемой частотой образуется вспомогательное колебание с частотой  $(f_{оп} - f)$ . Формируется сигнал ошибки, прямо пропорциональный разности фаз вспомогательного и

вспомогательного опорного колебаний, который управляет частотой  $f$  колебания с перестраиваемой частотой.

Известный способ генерирования ЧМ сигнала реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 1. Она содержит источник 1 модулирующего сигнала, блок 2 линейного преобразования, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 3, генератор 7 опорного колебания, преобразователь 18 кода, генератор 19, управляемый напряжением (ГУН), смеситель 20 частоты, фазовый детектор 21, фильтр нижних частот (ФНЧ) 22, усилитель 23 постоянного тока (УПТ) и делитель 24 частоты.

Устройство работает следующим образом.

Источник 1 формирует входной модулирующий (биполярный) сигнал  $U_1(t)$  с диапазоном мгновенных значений от  $U_{1.MIN}$  до  $U_{1.MAX}$  (в общем случае  $U_{1.MIN} < 0$ ,  $U_{1.MAX} > 0$ ), который в блоке 2 линейно преобразуется в сигнал  $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$  ( $b = Const$ ) с диапазоном мгновенных значений от  $U_{2.MIN}$  до  $U_{2.MAX}$  ( $U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} \leq 2U_0$ ). АЦП 3 формирует на выходе последовательность (множество  $A$ )  $n$ -разрядных двоичных чисел  $a_K = a_0 + \Delta a_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ), соответствующих отсчетным значениям  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$  ( $\Delta t$  – шаг дискретизации сигнала  $U_2(t)$ ; число  $a_0$  соответствует уровню  $U_0$ :  $a_0 \Leftrightarrow U_0$ ).

Преобразователь 18 кода выполняет две операции:

линейным преобразованием

$$p_K = p_0 + \Delta a_K \quad (1)$$

( $p_0 > a_0$ ) формирует множество  $P$  (последовательность)  $n$ -разрядных двоичных чисел  $p_K$ ;

нелинейным преобразованием

$$p_{KK}^* = \begin{cases} [p_{KK}], & p_{KK} - [p_{KK}] < 0,5 \\ [p_{KK}] + 1, & p_{KK} - [p_{KK}] \geq 0,5 \end{cases}, \quad (2)$$

где 
$$p_{KK} = p_0^2 / (p_0 - \Delta a_K) \quad (3)$$

и  $[p_{KK}]$  – целая часть числа  $p_{KK}$ , преобразует множество  $P$   $n$ -разрядных целых двоичных чисел  $p_K$  во множество  $P^*$  (последовательность)  $n$ -разрядных целых двоичных чисел  $p_{KK}^*$ .

Генератор 7 (см. фиг. 1) представляет собой кварцевый генератор стабильного опорного колебания с частотой  $f_{оп}$ . Делитель 24 частоты делит частоту входного колебания в целое число  $p = p_{KK}^*$  раз, образуя на выходе вспомогательное опорное колебание с частотой  $f_{оп}/p$ . ГУН 19, перестраиваемый по частоте, является источником колебания с перестраиваемой частотой  $f$  ( $f < f_{оп}$ ). Смещением частот опорного колебания и колебания с перестраиваемой частотой на выходе смесителя 20 образуется вспомогательное колебание с частотой  $(f_{оп} - f)$ . Фазовый детектор 21 сравнивает по фазе вспомогательное и вспомогательное опорное колебания, формируя на выходе сигнал, который далее подвергается низкочастотной фильтрации (ФНЧ 22) и усилению (УПТ 23). В результате образуется сигнал ошибки, прямо пропорциональный разности фаз вспомогательного и вспомогательного опорного колебаний. Под влиянием сигнала ошибки частота  $f$  колебаний на выходе ГУН 19 изменяется (подстраивается), стремясь к значению

$$f = f_{оп} - f_{оп}/p, \quad (4)$$

при котором разность фаз вспомогательного и вспомогательного опорного колебаний стремится к нулю. Блоки 7, 19 – 24 образуют в совокупности систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), управляющую частотой ГУН 19 с точностью до фазы. Поскольку значение  $p$  коэффициента деления частоты делителя 24 изменяется во времени согласно изменению

модулирующего сигнала, то в соответствии с уравнением (4) изменяется и частота  $f$  колебаний ГУН 19, образуя тем самым выходной ЧМ сигнал.

Известный способ, основанный на использовании свойств системы ФАПЧ, позволяет генерировать ЧМ сигналы в широком диапазоне несущих частот  $f_0$ . Однако он обладает следующими существенными недостатками: имеет невысокую линейность и малую относительную ширину статической модуляционной характеристики; обеспечивает относительно невысокую стабильность несущей частоты  $f_0$  модулированных сигналов; имеет малую верхнюю граничную частоту  $F_B$  модулирующих сигналов. Суть этих существенных недостатков состоит в следующем.

При анализе недостатков будем использовать количественные расчеты характеристик устройства (см. фиг. 1) при следующих значениях параметров (соответствующих практической реализации известного способа):  $f_{оп} = 14430$  кГц;  $f_0 = 14400$  кГц;  $a_0 = 128$ ;  $p_0 = 481$ ;  $-128 \leq \Delta a_k \leq 128$ .

Линейность статической модуляционной характеристики – зависимости  $f = \varphi_1(U_1)$  частоты  $f$  выходного ЧМ сигнала  $U_{ЧМ}(t)$  от мгновенного значения  $U_1$  входного модулирующего сигнала  $U_1(t)$  – с учетом линейности блока 2 и равномерности характеристики квантования АЦП 3 равносильна линейности характеристики  $f = \varphi_2(p)$  – зависимости частоты  $f$  выходного сигнала от значения  $p$  коэффициента деления частоты делителя 24. Линейность характеристики  $f = \varphi_2(p)$  достигается при условии  $df/dp = Const$ , нарушение которого приводит к так называемой дифференциальной нелинейности статической модуляционной характеристики. Чем больше неравномерность зависимости  $df/dp$ , тем больше дифференциальная нелинейность и тем больше нелинейные искажения (сигнала  $U_1(t)$ ), возникающие при последующем детектировании сигнала  $U_{ЧМ}(t)$ .

Очевидно, с учетом соотношения (4) зависимость

# ВУ 16619 С1 2012.12.30

$$df/dp = f_{оп} / p^2 \quad (5)$$

является существенно неравномерной, вследствие чего линейной шкале -128, -127, -126, ..., 0, ..., 126, 127, 128 значений параметра  $\Delta a_K$  (соответственно линейной шкале 353, 354, 355, ..., 481, ..., 607, 608, 609 значений параметра  $p_K$ ) отвечает нелинейная шкала соответствующих им значений частот  $f_K$  (см. табл. 1, выражения (1) и (4)). В частности, единичным приращениям параметра  $\Delta a_K$  от -128 до -127 (от -127 до -126) и от 126 до 127 (от 127 до 128) соответствуют приращения  $\Delta f_K$  частоты 0, 1155 (0,1148) и 0,0391 (0,0390) кГц. Из-за уменьшения крутизны характеристики  $f = \varphi_2(p)$  (с ростом параметра  $p$ ) размах ее левой ветви  $f_0 - f_{K.MIN} = 14400 - 14389,1218 = 10,8782$  (кГц) почти вдвое превышает размах правой ветви  $f_{K.MAX} - f_0 = 14406,3054 - 14400 = 6,3054$  (кГц) ( $f_{K.MIN} \Leftrightarrow \Delta a_K = -128$ ,  $f_{K.MAX} \Leftrightarrow \Delta a_K = +128$ ).

Таблица 1 – Результаты количественных расчетов

$\Delta a_K$	$p_K$	$f_K$ , кГц	$p_{KK}$	$f_{KK}$ , кГц	$p_{KK}^*$	$f_{KK}^*$ , кГц
128	609	14406,3054	655,4136	14407,9834	655	14407,9695
127	608	14406,2664	653,5621	14407,9210	654	14407,9358
126	607	14406,2273	651,7211	14407,8586	652	14407,8681
0	481	14400,0000	481,0000	14400,0000	481	14400,0000
-126	355	14389,3521	381,1549	14392,1414	381	14392,1260
-127	354	14389,2373	380,5280	14392,0790	381	14392,1260
-128	353	14389,1218	379,9031	13392,0166	380	14392,0263

Согласно уравнению (5), приращению  $\Delta a_K = 1$  при  $p = p_0$  соответствует приращение частоты  $\Delta f_0 = f_{оп} / p_0^2$ . С учетом этого для получения линейной характеристики  $f = \varphi_2(p)$  произвольному приращению  $-128 \leq \Delta a_K \leq 128$  (параметру  $p_K$ ) должна соответствовать не частота  $f_K$  (4), а частота

$$f_{KK} = f_0 + \Delta a_K \cdot f_{оп} / p_0^2, \quad (6)$$

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

которой соответствует скорректированное значение  $p_{KK}$  параметра  $p$ . Подстановка в последнее уравнение вместо  $f_{KK}$  его выражения (4) приводит к модели (3), описывающей нахождение скорректированных значений  $p_{KK}$ .

Количественные расчеты, выполненные по моделям (3) и (4), показывают следующее (см. табл. 1).

Для получения линейной характеристики  $f = \varphi_2(p)$  линейной шкале -128, -127, -126, ..., 0, ..., 126, 127, 128 значений параметра  $\Delta a_K$  должна соответствовать нелинейная шкала 379,9031, 380,5280, 381,1549, ..., 481,0000, ..., 651,7211, 653,5621, 655,4136 скорректированных значений  $p_{KK}$ . В этом случае шаг  $\Delta f_{KK}$  приращения частоты  $f_{KK}$ , соответствующий единичному приращению параметра  $\Delta a_K$ , во всем диапазоне  $p_{KK.MIN} \leq p_{KK} \leq p_{KK.MAX}$  значений является постоянным:  $\Delta f_{KK} = 0,0624$  кГц. Вследствие линейности характеристики  $f = \varphi_2(p)$  ее правая и левая ветви симметричны (относительно частоты  $f_0$ ) и имеют размах  $f_{KK.MAX} - f_0 = f_0 - f_{KK.MIN} = 7,9834$  кГц.

Однако, на практике линейную характеристику  $f = \varphi_2(p)$  реализовать невозможно, поскольку невозможно реализовать делитель 24 частоты с дробными значениями  $p_{KK}$  коэффициента  $p$  деления (см. фиг. 1, табл. 1). Учитывая это, в известном способе последовательно выполняются не операции (1) и (3), а операции (1) и (2), реализуемые преобразователем 18 кода. Количественные расчеты, выполненные по моделям (2) и (4), показывают следующее.

Линейной шкале -128, -127, -126, ..., 0, ..., 126, 127, 128 значений параметра  $\Delta a_K$  соответствуют нелинейная шкала 380, 381, 381, ..., 481, ..., 652, 654, 655 целочисленных скорректированных значений  $p_{KK}^*$  и нелинейная шкала соответствующих им значений  $f_{KK}^*$  частоты  $f$ . В частности, единичному приращению параметра  $\Delta a_K$  от -128 до -127 (от -127



до -126) и от 126 до 127 (от 127 до 128) соответствуют приращения  $\Delta f_{KK}^*$  частоты 0,0997 (0,0000) и 0,0677 (0,0337) кГц, а размахи левой и правой ветвей характеристики  $f = \varphi_2(p)$  равны  $f_0 - f_{KK.MIN}^* = 7,9737$  кГц и  $f_{KK.MAX}^* - f_0 = 7,9695$  кГц. Это означает, что использование операции (2) привело только к выравниванию размахов ветвей характеристики  $f = \varphi_2(p)$  (ее симметрированию в целом). Дифференциальная же нелинейность не только не уменьшилась, но даже возросла (сравните приращения  $\Delta f_K$  и  $\Delta f_{KK}^*$ ), то есть известный способ действительно имеет невысокую линейность статической модуляционной характеристики.

Другие недостатки известного способа (малая относительная ширина статической модуляционной характеристики, относительно невысокая стабильность несущей частоты  $f_0$  модулированных сигналов, малая верхняя граничная частота  $F_B$  модулирующих сигналов) являются следствием необходимых устойчивости и стабильности работы системы ФАПЧ. Для их обеспечения рабочую частоту  $F_{\Phi Д}$  фазового детектора 21 (частоту сравниваемых по фазе вспомогательного и опорного колебаний) и граничную частоту  $F_{\Phi НЧ}$  полосы пропускания ФНЧ 22, определяющую инерционность системы ФАПЧ, обычно выбирают не более  $F_M = (1 - 2)$  кГц. Анализ информационных источников и результаты экспериментальных исследований показывают, что при  $F_{\Phi Д} \leq F_M$  и  $F_{\Phi НЧ} \leq F_M$  в системе ФАПЧ обеспечивается относительная нестабильность  $\delta = (2 - 3) \cdot 10^{-m}$  генерируемых колебаний ( $\delta_{оп} = 10^{-m}$  – относительная нестабильность генератора опорного колебания;  $m = 6$  в случае обычного кварцевого генератора без термостабилизации). Выбор более высоких значений  $F_{\Phi Д} > F_M$  и  $F_{\Phi НЧ} > F_M$  частот хотя и повышает динамику системы ФАПЧ, однако приводит к существенному возрастанию уровня шумов и помех в петле регулирования. Это, в свою очередь, увеличивает уровень

фазовых шумов в генерируемом колебании и, как следствие, значительно повышает его относительную нестабильность. Так, увеличение частоты  $F_{\Phi Д}$  до значений  $F_{\Phi Д} = (10 - 20) \cdot F_M$  или частоты  $F_{\Phi НЧ}$  до значений  $F_{\Phi НЧ} = (3 - 5) \cdot F_M$  приводит к относительной нестабильности  $\delta = (6 - 8) \cdot 10^{-m}$ .

С учетом изложенного и выражения (4) следует:

$$F_{\Phi Д} = f_{ОП} / p = f_{ОП} - f \leq (10 - 20) \cdot F_M. \quad (7)$$

Отсюда вытекает, что даже при условии ухудшения относительной нестабильности до значений  $\delta = (6 - 8) \cdot 10^{-m}$  абсолютная ширина статической модуляционной характеристики не превышает нескольких десятков кГц. В практической реализации известного способа она равна:  $f_{КК.МАХ}^* - f_{КК.МИН}^* = 14407,9695 - 14392,0263 = 15,9432$  (кГц). При этом относительная ширина  $E$  статической модуляционной характеристики составляет всего  $E = (f_{КК.МАХ}^* - f_{КК.МИН}^*) / f_0 = 0,0011$ .

Как показано выше, даже при оптимальных значениях  $F_{\Phi Д} \leq F_M$  и  $F_{\Phi НЧ} \leq F_M$  рабочей частоты  $F_{\Phi Д}$  фазового детектора 21 и граничной частоты  $F_{\Phi НЧ}$  полосы пропускания ФНЧ 22 относительная нестабильность  $\delta = (2 - 3) \cdot 10^{-m}$  генерируемого сигнала несколько хуже относительной нестабильности  $\delta_{ОП} = 10^{-m}$  опорного колебания. Она становится еще большей при увеличении частот  $F_{\Phi Д}$  и  $F_{\Phi НЧ}$ , которые в практической реализации известного способа имеют значения:  $F_{\Phi Д} = (22,03 - 37,97)$  кГц;  $F_{\Phi НЧ} = 3,0$  кГц.

Что касается верхней граничной частоты  $F_B$  модулирующих сигналов, то она в известном способе должна удовлетворять условию  $F_B \leq F_{\Phi НЧ}$ . В противном случае система ФАПЧ не успеет отработать изменения коэффициента  $p$  делителя 24 частоты, соответствующие изменениям модулирующего сигнала. Это означает, что значение  $F_B$  не превышает

нескольких килогерц, то есть известный способ пригоден для модуляции только низкочастотными (например, речевыми) сигналами.

Для устранения отмеченных существенных недостатков известного способа предлагается следующий способ генерирования ЧМ электрического сигнала.

Задача изобретения – увеличение относительной ширины и линейности статической модуляционной характеристики, увеличение верхней граничной частоты модулирующих сигналов и повышение стабильности несущей частоты модулированных сигналов.

Способ генерирования частотно-модулированного электрического сигнала, характеризующийся тем, что получают множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ;  $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$ ;  $0 < r = [r] \leq 2^m$ ;  $m = [m] > 0$ ;  $n = [n] > 0$ , соответствующих значениям отсчетов  $F(x_i)$  сигнала, описываемого функцией  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = ip\pi/(R+1)$ , где  $p = [p] \geq 1$ , и запоминают  $g_i$  по соответствующим адресам  $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$  адресного множества  $H$ , осуществляют линейное преобразование модулирующего сигнала  $U_1(t)$  с диапазоном его мгновенных значений от  $U_{1.MIN}$  до  $U_{1.MAX}$  в сигнал вида  $U_2(t)$  с диапазоном его мгновенных значений от  $U_{2.MIN}$  до  $U_{2.MAX}$ , причем  $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$ , где  $b = Const$ ;  $U_0$  – опорное напряжение;  $U_{2.MIN} \geq 0$ ;  $U_{2.MAX} < 2U_0$ , пошагово преобразуют полученный сигнал  $U_2(t)$  во множество  $A$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $a_K$ , где  $K = 1, 2, 3, \dots$ , соответствующих значениям отсчетов  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$ , где  $\Delta t$  – шаг дискретизации, вычисляют в каждый момент времени  $t_K$  относительное мгновенное значение фазы частотно-модулированного сигнала  $\Phi_{ЧМ}^0(t_K)$  и используют его в качестве текущего адреса  $c_K = \begin{cases} d_K, & d_K \leq R \\ d_K - R - 1, & d_K > R \end{cases}$ , где

$c_K \in H$ ;  $d_K = \sum_{J=0}^{K-1} a_{K-J}$ , получают множество  $B$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $b_K$ , где  $K = 1, 2, 3, \dots$ , путем считывания по текущему адресу  $c_K$  соответствующего элемента множества  $G$  и преобразуют множество  $B$  чисел  $b_K$  в выходной частотно-модулированный сигнал  $U_{ЧМ}(t)$  на несущей частоте  $f_0 = p/(r \cdot \Delta t)$ .

На фиг. 1 и 3 приведены структурные схемы устройств, реализующих соответственно известный и предлагаемый способы, на фиг. 2 – временные диаграммы, поясняющие предлагаемый способ.

Идея предлагаемого способа генерирования ЧМ сигнала основана на следующем.

Известно, что в случае частотной модуляции входному модулирующему сигналу  $U_1(t)$  соответствует выходной ЧМ сигнал

$$\begin{aligned} U_{ЧМ}(t) &= U_H \cos\left(\int_0^t \omega(t) dt + \Phi_0\right) = U_H \cos\left(\omega_0 t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt + \Phi_0\right) = \\ &= U_H \cos\left(\omega_0 t + \int_0^t a U_1(t) dt + \Phi_0\right) = U_H \cos(\Phi_H(t) + \Phi_M(t) + \Phi_0), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $U_H$ ,  $\omega_0$ ,  $\Phi_0$  – соответственно амплитуда, круговая несущая частота и начальная фаза модулированного сигнала;  $U_1(t)$  – модулирующий сигнал, имеющий в общем случае диапазон мгновенных значений от  $U_{1,MIN}$  до  $U_{1,MAX}$  ( $[U_1(t)] = 1B$ ) (фиг. 2, а);  $a$  – параметр, характеризующий крутизну статической модуляционной характеристики частотного модулятора ( $[a] = [\omega_0]/[U_1(t)] = 1 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1} \cdot B^{-1}$ );  $\Phi_H(t) = \omega_0 t$ ,  $\Phi_M(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt = \int_0^t a U_1(t) dt$  – соответственно немодулированная (линейная) и модулированная составляющие фазы.

Разобьем бесконечный полуинтервал  $[0, \infty)$  времени  $t$  на малые равные отрезки длительностью  $\Delta t$ . Аппроксимируем составляющую  $\Phi_M(t)$  фазы по

способу прямоугольников. Для упрощения дополнительно примем  $\Phi_0=0$ . Тогда в любой текущий момент времени  $t_K = K \cdot \Delta t$  ( $K=1, 2, 3, \dots$ ) мгновенное значение  $U_{ЧМ}(t_K)$  сигнала  $U_{ЧМ}(t)$  и мгновенное значение  $\Phi_{ЧМ}(t_K)$  его фазы представляются в виде

$$U_{ЧМ}(t_K) = U_H \cos(\omega_0 K \cdot \Delta t + \sum_{J=0}^{K-1} (aU_1(t_{K-J}) \cdot \Delta t)), \quad (9)$$

$$\Phi_{ЧМ}(t_K) = (\omega_0 K + \sum_{J=0}^{K-1} (aU_1(t_{K-J}))) \cdot \Delta t. \quad (10)$$

В соответствии с моделями (9) и (10)

$$\Phi_{ЧМ}(t_K) = \Phi_{ЧМ}(t_{K-1}) + \Delta\Phi_{ЧМ}(t_K) = \sum_{J=0}^{K-1} (\omega(t_{K-J}) \cdot \Delta t), \quad (11)$$

где  $\omega(t_K) = \omega_0 + \Delta\omega(t_K) = \omega_0 + aU_1(t_K) - \quad (12)$

мгновенное значение частоты ЧМ сигнала в момент времени  $t_K$ ;

$$\Delta\Phi_{ЧМ}(t_K) = \omega(t_K) \cdot \Delta t = (\omega_0 + aU_1(t_K)) \cdot \Delta t - \quad (13)$$

приращение фазы модулированного сигнала на отрезке  $[t_{K-1}, t_K]$ , численно равное (с точностью до погрешности аппроксимации) площади под кривой  $\omega(t)$  на этом отрезке времени (см. фиг. 2, в).

Наложим следующие ограничения. Примем, что

$$0 \leq \omega(t_K) \leq (2^n - 1)\Omega \quad (14)$$

и значения  $\omega(t_K)$  выбираются из множества возможных значений  $0, \Omega, 2\Omega, 3\Omega, \dots, (2^n - 2)\Omega, (2^n - 1)\Omega$  ( $\Omega$  – шаг изменения круговой частоты), причем, несущая частота  $\omega_0$  ЧМ сигнала

$$\omega_0 = 2^{n-1}\Omega. \quad (15)$$

Тогда приращение  $\Delta\Phi_{ЧМ}(t_K)$  фазы может иметь только  $2^n$  фиксированных значений, при этом шагу  $\Omega$  изменения частоты соответствует шаг  $\delta\Phi_{ЧМ} = \Omega \cdot \Delta t$  изменения фазы, а мгновенному значению  $\omega(t_K) = \omega_0$  частоты – приращение  $\Delta\Phi_{ЧМ}(t_K) = 2^{n-1}\Omega \cdot \Delta t$  фазы.

В процессе модуляции параметры  $\Omega$  и  $\Delta t$  неизменны. Учитывая это, каждому абсолютному приращению  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K)$  фазы можно поставить во взаимно однозначное соответствие относительное приращение

$$\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = \Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K) / \delta\Phi_{\text{ЧМ}}. \quad (16)$$

В частности,  $\partial\Phi_{\text{ЧМ}} \Leftrightarrow \partial\Phi_{\text{ЧМ}}^0 = 1$ ,  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K) = \omega_0 \cdot \Delta t \Leftrightarrow \Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = 2^{n-1}$ . В общем случае  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K) \Leftrightarrow \Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = a_K$  ( $\Leftrightarrow$  – знак соответствия), 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. Над целыми двоичными числами  $a_K$ , по сравнению с дробными (значения абсолютного приращения  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K)$  выражаются дробными числами), значительно проще производить операции преобразования и хранения.

С учетом полученных сведений выполним линейное преобразование входного модулирующего сигнала  $U_1(t)$  в сигнал (см. фиг. 2, б)

$$U_2(t) = bU_1(t) + U_0 \quad (17)$$

( $b$  – постоянный безразмерный коэффициент,  $U_0$  – постоянное опорное напряжение) с диапазоном

$$0 \leq U_2(t) \leq (2^n - 1) \cdot \Delta U \quad (18)$$

мгновенных значений и опорным напряжением

$$U_0 = 2^{n-1} \cdot \Delta U, \quad (19)$$

где  $\Delta U$  – шаг квантования. Далее с помощью процедуры аналого-цифрового преобразования (АЦП) с шагом дискретизации  $\Delta t$  шагом квантования  $\Delta U$  перейдем от сигнала  $U_2(t)$  к множеству  $A$   $n$ -разрядных двоичных чисел  $a_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ), соответствующих отсчетным значениям  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$ . Анализируя уравнения (12) – (19), устанавливаем, что при дополнительном условии масштабирования  $a/\omega_0 = b/U_0$  выполняется равенство (с точностью до погрешности квантования)

$$qU_2(t_K) = a_K = \Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = \Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K) / \delta\Phi_{\text{ЧМ}}, \quad (20)$$

где  $q = 1B^{-1}$  – формальный параметр, введенный с учетом безразмерности величин  $a_K$  и  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K)$ .

Таким образом, отсчетные значения  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в моменты времени  $t_K$  численно равны (соответствуют) относительным приращениям  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K)$  (абсолютным приращениям  $\Delta\Phi_{\text{ЧМ}}(t_K)$ ) фазы ЧМ сигнала на отрезке  $[t_{K-1}, t_K]$ . Тогда согласно моделям (10), (11) и (16) в любой текущий момент времени  $t_K$  относительное мгновенное значение  $\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K)$  фазы ЧМ сигнала (начальная фаза  $\Phi_0 = 0$ ) составит

$$\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = d_K = \sum_{J=0}^{K-1} a_{K-J}. \quad (21)$$

В соответствии с выражением (9) при отсутствии модуляции ( $U_1(t) = 0$ )  $U_{\text{ЧМ}}(t_K) = U_{\text{ЧМ}0}(t_K) = U_H \cos(\omega_0 K \cdot \Delta t)$ . Учитывая это, шаг дискретизации  $\Delta t$  выберем по условию

$$pT = r \cdot \Delta t, \quad (22)$$

где  $T = 2\pi/\omega_0$  – период несущей частоты;  $p = [p]$ ,  $r = [r]$  – целые положительные числа;  $r \leq 2^m$ . При таком шаге вследствие периодичности функции  $F_1(x) = \cos x$   $U_{\text{ЧМ}0}(t_{K+r}) = U_H \cos(\omega_0(K+r) \cdot \Delta t) = U_H \cos(\omega_0 K \cdot \Delta t + 2\pi p) = U_{\text{ЧМ}0}(t_K)$ . Согласно выражению (16) абсолютному приращению  $r\omega_0 \cdot \Delta t$  фазы соответствует относительное приращение  $r \cdot 2^{n-1}$ . Последнее означает, что при условии (22) относительное мгновенное значение  $\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K)$  фазы ЧМ сигнала можно вычислять по модели

$$\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = c_K = \begin{cases} d_K, & d_K \leq R \\ d_K - R - 1, & d_K > R \end{cases} \quad (23)$$

где  $d_K$  определяется выражением (21);  $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$ .

Использование алгоритма (23) делает возможным следующий простой способ генерирования ЧМ сигнала, суть которого состоит в следующем:

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

вычисляется и запоминается по адресам  $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$  адресного множества  $H$  множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$ , соответствующих отсчетным значениям  $F(x_i)$  функции  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = ip\pi/(R+1)$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ), ( $F(x) \geq 0$ ), поэтому применение этой функции более удобно для запоминания ее отсчетных значений, по сравнению с функцией  $F_1(x) = \cos x$  (фиг.2, г);

в каждый текущий момент времени  $t_K$  вычисляется относительное мгновенное значение  $\Phi_{\text{ЧМ}}^0(t_K) = c_K$  (23) фазы, которое используется в качестве текущего адреса;

образуется множество  $B$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $b_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ) посредством считывания по текущему адресу  $c_K$  ( $c_K \in H$ ) соответствующего элемента множества  $G$ ;

множество  $B$  чисел  $b_K$  преобразуется в выходной ЧМ сигнал на несущей частоте, которая согласно условию (22) равна  $f_0 = p/(r \cdot \Delta t)$ .

На основании изложенного вытекает следующая последовательность операций, характеризующих предлагаемый способ генерирования ЧМ сигнала.

Вычисляется множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ;  $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$ ;  $0 < r = [r] \leq 2^m$ ;  $m = [m] > 0$ ;  $n = [n] > 0$ ), соответствующих отсчетным значениям  $F(x_i)$  функции  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = ip\pi/(R+1)$  ( $p = [p] \geq 1$ ) (см. фиг. 2, г). Множество  $G$  чисел  $g_i$  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  $U_2(t)$  (17) с диапазоном мгновенных значений (18) от  $U_{2.MIN}$  до  $U_{2.MAX}$  ( $U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} < 2U_0$ ) (см. фиг. 2, а, б). Выполняется пошаговое преобразование сигнала  $U_2(t)$  во множество  $A$   $n$ -разрядных двоичных чисел



## ВУ 16619 С1 2012.12.30

$a_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ), соответствующих отсчетным значениям  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$ . В каждый момент времени  $t_K$  вычисляется текущий адрес  $c_K$  (23) – 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 ЧМ сигнал на несущей частоте  $f_0 = p/(r \cdot \Delta t)$ .

Таким образом, предлагаемый способ генерирования ЧМ сигнала отличается от известного тем, что вводятся следующие новые операции:

операции вычисления и запоминания множества  $G$  чисел  $g_i$ , соответствующих отсчетным значениям  $F(x_i)$  функции  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = ip\pi/(R+1)$ ;

операция вычисления текущего адреса  $c_K$ ;

операция образования множества  $B$  двоичных чисел  $b_K$  посредством считывания по адресу  $c_K$  соответствующего элемента множества  $G$ ;

операция преобразования множества  $B$  чисел  $b_K$  в выходной ЧМ сигнал на несущей частоте  $f_0 = p/(r \cdot \Delta t)$ .

Сформулированные отличия обеспечивают увеличение относительной ширины и линейности статической модуляционной характеристики, увеличение верхней граничной частоты модулирующих сигналов и повышение стабильности несущей частоты модулированных сигналов.

Предлагаемый способ генерирования ЧМ сигнала реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 3. Она содержит источник 1 модулирующего сигнала, блок 2 линейного преобразования, АЦП 3, параллельные регистры 4, 9 и 11, арифметические устройства 5 и 6, генератор 7 опорных колебаний, источники 8 и 10 нулевых уровней, вычислительное устройство 12, блок 13 счета, цифровой  $v$ -разрядный

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

коммутатор 14 двух каналов в один канал, запоминающее устройство 15, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) 16 и полосовой фильтр (ПФ) 17.

Вычислительное устройство 12 имеет  $s$ -разрядную шину управления и  $v$ -разрядную шину данных ( $v > w = n + m - 1$ ). С помощью сигналов шины управления по шине данных из него в блок 13 счета, регистр 11 и запоминающее устройство 15 заносятся необходимые числовые данные. Блок счета построен на основе  $v$ -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета  $K_v = 2^v$  и двух  $v$ -разрядных параллельных регистров. Он является формирователем адресов данных, заносимых в запоминающее устройство 15. Под действием последовательности тактовых импульсов (подаваемых по одной из линий шины управления) числовое значение, вырабатываемое в двоичном коде на  $v$  выходах блока счета, изменяется через единицу в пределах от  $M_{MIN}$  до  $M_{MAX}$ . Границы счета устанавливаются произвольно из условий:  $M_{MIN} < M_{MAX}$ ,  $0 \leq M_{MIN} \leq 2^v - 2$ ,  $1 \leq M_{MAX} \leq 2^v - 1$ . Это обеспечивается занесением в упомянутые параллельные регистры блока счета необходимых числовых значений  $M_{MIN}$  и  $M_{MAX}$ . Цифровой коммутатор 14 имеет  $v$  входов первого и  $v$  входов второго каналов, соединенные с выходами данных соответственно арифметического устройства 6 и блока 13 счета. Коммутатор пропускает на свои  $v$  выходов данные со входов либо первого, либо второго каналов, что определяется подачей соответствующих сигналов по шине управления. Запоминающее устройство 15 имеет  $z$  ( $z \leq v$ ) двунаправленных выводов данных,  $s$  входов управления и  $v$  входов адреса. Его входы адреса и входы управления подключены к соответствующим выходам цифрового коммутатора 14 и выводам шины управления вычислительного устройства 12, а  $z$  выводов данных – к соответствующим  $z$  младшим выводам шины данных и  $z$  входам ЦАП 16. Запоминающее устройство имеет максимальный размер адресного пространства и максимальный объем памяти соответственно  $2^v$  адресов и  $2^v \cdot z$  бит. Параллельные регистры 4 и 9

являются  $w$ -разрядными ( $w = n + m - 1$ ), параллельный регистр 11 –  $v$ -разрядным, при этом младшие  $n$  разрядов входов данных регистра 4 подключены к соответствующим выходам АЦП 3, а старшие  $(m - 1)$  разрядов – к выходам источника 8, формирующего на своих выходах логические нули. Арифметические устройства 5 и 6 являются соответственно  $w$ - и  $v$ -разрядными, выполняют операции суммирования двух чисел, поэтому каждое из них имеет входы первого числа и входы второго числа, причем, младшие  $w$  разрядов входов первого числа арифметического устройства 6 подключены к соответствующим выходам арифметического устройства 5, а старшие  $(v - w)$  разрядов – к выходам источника 10, формирующего на своих выходах логические нули.

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

В режиме записи вычислительное устройство 12 вычисляет множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$ , соответствующих отсчетным значениям  $F(x_i)$  функции  $F(x) = \cos^2 x$  в точках  $x_i = ip\pi/(R + 1)$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ;  $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$ ;  $n = [n] > 0$ ;  $0 < r = [r] \leq 2^m$ ;  $m = [m] > 0$ ) (фиг. 2, г). С помощью сигналов шины управления по шине данных из устройства 12 передаются и записываются в два параллельные регистры блока 13 счета числовые значения  $M_{MIN}$  и  $M_{MAX} = M_{MIN} + R$  – граничные значения адресов  $h_i = M_{MIN} + i$  области памяти, отводимой для хранения множества  $G$  двоичных чисел  $g_i$ . Далее с помощью серии из  $(R + 1)$  тактовых импульсов и других управляющих сигналов в запоминающее устройство 15 записываются  $(R + 1)$  чисел  $g_i$ . В процессе записи числовое значение на  $v$  выходах блока счета последовательно изменяется через единицу от  $M_{MIN}$  до  $M_{MAX}$ . На каждом  $i$ -м из  $(R + 1)$  тактов записи оно задает адрес  $h_i$  группы из  $z$  ячеек памяти, в которые на этом же такте записывается соответствующее  $z$ -разрядное число  $g_i$  множества  $G$ ,

подаваемое из вычислительного устройства по  $z$  младшим выводам  $v$ -разрядной шины данных на двунаправленные выводы запоминающего устройства. В процессе записи коммутатор 14 находится в состоянии прохождения данных со входов второго канала – выходов блока 13 счета. После записи данных в запоминающее устройство в регистр 11 записывается  $v$ -разрядное число  $M_{MIN}$  – нижнее граничное значение адресов  $h_i$  области памяти, отводимой для хранения чисел  $g_i$  множества  $G$  (с помощью сигналов шины управления по шине данных из вычислительного устройства). В заключительный момент режима записи (момент  $t = 0$  на фиг. 2, а – в) с помощью сигналов шины управления регистры 4 и 9 устанавливаются в нулевое состояние (во всех разрядах логические нули), а коммутатор 14 переводится в состояние прохождения данных со входов первого канала – выходов арифметического устройства 6. Тем самым режим записи заканчивается.

Работа устройства в режиме генерирования модулированных сигналов осуществляется следующим образом.

На выходе источника 1 присутствует модулирующий сигнал  $U_1(t)$ , имеющий в общем случае диапазон мгновенных значений от  $U_{1.MIN}$  до  $U_{1.MAX}$  (см. фиг. 2, а). Блок 2 выполняет линейное преобразование сигнала  $U_1(t)$  в сигнал  $U_2(t)$  (17) с диапазоном (18) мгновенных значений и опорным напряжением  $U_0$  (19) (см. фиг. 2, б). Генератор 7 вырабатывает на своих двух выходах последовательности коротких опорных (тактовых) импульсов с периодом повторения  $T_{оп} = \Delta t$  (тактовой частотой  $f_{оп} = 1/(\Delta t)$ ) и длительностью  $\tau$ , при этом фронты (срезы) импульсов  $U_{T1}$  на первом выходе соответствуют моментам  $t_K = K \cdot \Delta t$  ( $t_K^1 = t_K + \tau$ ), а фронты (срезы) импульсов  $U_{T2}$  на втором выходе – моментам  $t_K^2 = t_K + \delta t$  ( $t_K^3 = t_K + \tau + \delta t$ ), то есть импульсы  $U_{T2}$  запаздывают относительно импульсов  $U_{T1}$  на время  $\delta t$  ( $\tau < \delta t < \Delta t$ ) (см. фиг. 2, б, в).

Цифровые устройства, использующие в своем составе триггеры (счетчики, регистры, АЦП, ...), чаще построены таким образом, что запись (преобразование) информации происходит по фронту тактового импульса, а появление информации на выходах устройства – по его срезу. С учетом этого на выходах АЦП 3, управляемого тактовыми импульсами  $U_{T1}$ , в моменты  $t_K^1 = t_K + \tau$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ) появляются  $n$ -разрядные двоичные числа  $a_K$ , соответствующие отсчетным значениям  $U_2(t_K)$  сигнала  $U_2(t)$  в моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$  и численно равные относительным приращениям  $\Delta\Phi_{ЧМ}^0(t_K)$  фазы ЧМ сигнала на отрезке  $[t_{K-1}, t_K]$ . Параллельный регистр 4 управляется тактовыми импульсами  $U_{T2}$ , его младшие  $n$  разрядов входов данных подключены к выходам АЦП, а старшие  $(m-1)$  разрядов – к выходам источника 8 нулевых уровней. Это означает, что упомянутые  $n$ -разрядные двоичные числа  $a_K$  появляются в моменты  $t_K^3 = t_K + \tau + \delta t$  на выходах регистра 4 в виде  $w$ -разрядных ( $w = n + m - 1$ ) двоичных чисел (старшие  $(m-1)$  разрядов равны нулю). Аналогично регистру 4, регистр 9 является  $w$ -разрядным, запись данных в него выполняется в моменты  $t_K^2 = t_K + \delta t$ , данные на выходах появляются в моменты  $t_K^3$ .

Арифметическое устройство 5 выполняет операцию суммирования двух  $w$ -разрядных двоичных чисел. Поскольку входы второго числа через регистр 9 подключены к выходам арифметического устройства, то оно работает как накапливающий сумматор, причем, построено таким образом, что реализует алгоритм (23) вычисления относительного мгновенного значения  $\Phi_{ЧМ}^0(t_K)$  фазы ЧМ сигнала, используемого в качестве текущего адреса.

Арифметическое устройство 6 выполняет обычную операцию суммирования двух  $v$ -разрядных чисел. Его младшие  $w$  разрядов входов первого числа подключены к соответствующим выходам арифметического устройства 5, старшие  $(v-w)$  разрядов – к выходам источника 10 нулевых

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

записи занесено  $\nu$ -разрядное число  $M_{MIN}$  – нижнее граничное значение адресов  $h_i = M_{MIN} + i$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, R$ ) области памяти запоминающего устройства 15. Учитывая изложенное, в моменты  $t_K^3$  времени на выходах арифметического устройства 5 появляются  $w$ -разрядные двоичные числа  $c_K$  (23), а на выходах арифметического устройства 6 –  $\nu$ -разрядные двоичные числа  $c_K + M_{MIN}$  (малыми временными задержками арифметических устройств пренебрегаем). Очевидно, арифметическое устройство 6 и регистр 11 совместно выполняют функцию смещения адреса. Дело в том, что в некоторых запоминающих устройствах область памяти с примыкающими к нулю адресами отводится для специальных целей и не может использоваться для записи и хранения данных. Если же таких ограничений нет, то есть множество  $G$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $g_i$  можно записывать по адресам  $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$  адресного множества  $H$ , то потребность в функции смещения адреса отпадает. В этом случае устройство, реализующее предлагаемый способ генерирования ЧМ сигнала, упрощается (см. фиг. 3): исключаются блоки 6, 10 и 11, выходы арифметического устройства 5 непосредственно соединяются с соответствующими входами первого канала цифрового коммутатора 14, шина данных вычислительного устройства 12, блок 13 счета и коммутатор 14 становятся  $w$ -разрядными.

С выходов арифметического устройства 6 текущие адреса  $c_K + M_{MIN}$  через цифровой коммутатор 14 поступают на входы адреса запоминающего устройства 15, тем самым на его выходе образуется множество  $B$   $z$ -разрядных двоичных чисел  $b_K$  ( $K = 1, 2, 3, \dots$ ), соответствующих отсчетным значениям  $U_{ЧМ}(t_K)$  ЧМ сигнала в последовательные моменты времени  $t_K = K \cdot \Delta t$ . С помощью ЦАП 16, управляемого тактовыми импульсами  $U_{T2}$ , и полосового фильтра 17 множество  $B$  чисел  $b_K$  преобразуется в выходной модулированный сигнал  $U_{ЧМ}(t)$  (8). Согласно условию (22) несущая частота этого сигнала равна:  $f_0 = 2\pi/\omega_0 = p/(r \cdot \Delta t) = pf_{оп}/r$  ( $f_{оп}$  – частота

## ВУ 16619 С1 2012.12.30

генератора 7 опорных колебаний). Гармоническое колебание с этой частотой генерируется рассматриваемым устройством в режиме отсутствия модуляции:  $U_1(t) = 0$ ,  $U_2(t) = 0$ . Следует также: если  $U_2(t) = U_0 \Leftrightarrow f_0$ , то  $U_2(t) = U_0 + \Delta U = U_0 + U_0/2^{n-1} \Leftrightarrow f_0 + f_0/2^{n-1}$ , то есть приращению  $\Delta U$  напряжения  $U_2(t)$  (одному шагу квантования) соответствует приращение частоты  $\Omega/2\pi = F = f_0/2^{n-1}$ . Если с выхода блока 2 линейного преобразования подается постоянное напряжение  $U_2(t) = U_0 + l \cdot \Delta U$  ( $l = [l]$  – целое число), то устройство генерирует на выходе гармоническое колебание с частотой  $f_0 + lF = f_0(1 + l/2^{n-1})$  и его можно использовать в качестве своеобразного синтезатора сетки частот, при этом диапазон частот синтезируемых колебаний и шаг сетки частот соответственно равны  $0 \leq f_r \leq 2f_0 - F$  и  $F = f_0/2^{n-1}$ . Причем, по сравнению с классическими синтезаторами на основе системы ФАПЧ, время перестройки такого синтезатора (с одной частоты на другую) составляет всего шаг  $\Delta t$  дискретизации (долю периода генерируемых колебаний), то есть на несколько порядков меньше (см. формулы (14) – (19), (22)).

Оценим стабильность несущей частоты  $f_0$  генерируемых модулированных сигналов. Для этого предположим, что генератор 7 опорных колебаний обладает относительной нестабильностью  $\delta = \Delta f_{оп} / f_{оп}$ . Пусть в некоторый момент времени частота колебаний генератора 7 приняла значение  $(f_{оп} + \Delta f_{оп})$ . Ему отвечает мгновенное значение несущей частоты  $(f_0 + \Delta f_0) = p(f_{оп} + \Delta f_{оп})/r$ , что соответствует относительной нестабильности  $\delta_0 = \Delta f_0 / f_0 = \Delta f_{оп} / f_{оп} = \delta$ , то есть относительная нестабильность несущей частоты  $f_0$  генерируемых ЧМ сигналов равна относительной нестабильности колебаний высокостабильного (кварцевого) генератора 7 опорных колебаний и существенно меньше, чем в известном способе генерирования ЧМ сигналов. Такую же относительную

нестабильность имеет генерируемое колебание на любой частоте ( $f_0 + lF$ ) в случае применения устройства в качестве синтезатора сетки частот.

Выше показано (см. модели (14), (15), (18), (19), фиг. 2, в), что мгновенная частота  $f(t)$  модулированных сигналов может изменяться в диапазоне  $0 \leq f(t) \leq 2f_0 - F$ . Это соответствует девиации  $f_D$  (амплитуде отклонения частоты от немодулированного значения  $f_0$ )  $f_D = f_0$  и относительной ширине статической модуляционной характеристики  $E = f_D / f_0 = 1$  (для сравнения: в практической реализации известного способа  $E = 0,0011$ ). Очевидно, линейность последней определяется точностью аппаратной реализации закона (12) изменения мгновенной частоты  $f(t)$ . С учетом соотношений (12) – (19) эта точность зависит от погрешности квантования сигнала  $U_2(t)$ , которая не превышает величины  $\Delta U / 2$  ( $\Delta U$  – шаг квантования) и применительно к современным многоразрядным АЦП имеет предельно малое значение.

Относительно верхней граничной частоты  $F_B$  модулирующих сигналов.

Согласно уравнению (22) несущая частота выходного ЧМ сигнала равна  $f_0 = p / (r \cdot \Delta t)$  ( $p \geq 1$ ,  $r \leq 2^m$ ). С другой стороны, в соответствии с теоремой Котельникова  $\Delta t \leq 1 / (2F_B)$ . Приняв с запасом  $\Delta t = 1 / (3F_B)$  и подставив последнее в предыдущее соотношение, получаем оценку для верхней граничной частоты:  $F_B = r f_0 / (3p)$ . Следует, что верхняя граничная частота  $F_B$  модулирующего сигнала сравнима с несущей частотой  $f_0$  модулированного ЧМ сигнала (в известном способе  $F_B \leq F_{ФНЧ}$ ).

Таким образом, предлагаемый способ генерирования ЧМ сигнала, по сравнению со всеми известными, одновременно обеспечивает: предельную относительную ширину  $E = f_D / f_0 = 1$  и практически предельную линейность статической модуляционной характеристики; высокую стабильность несущей частоты  $f_0$  модулированных сигналов, равную стабильности

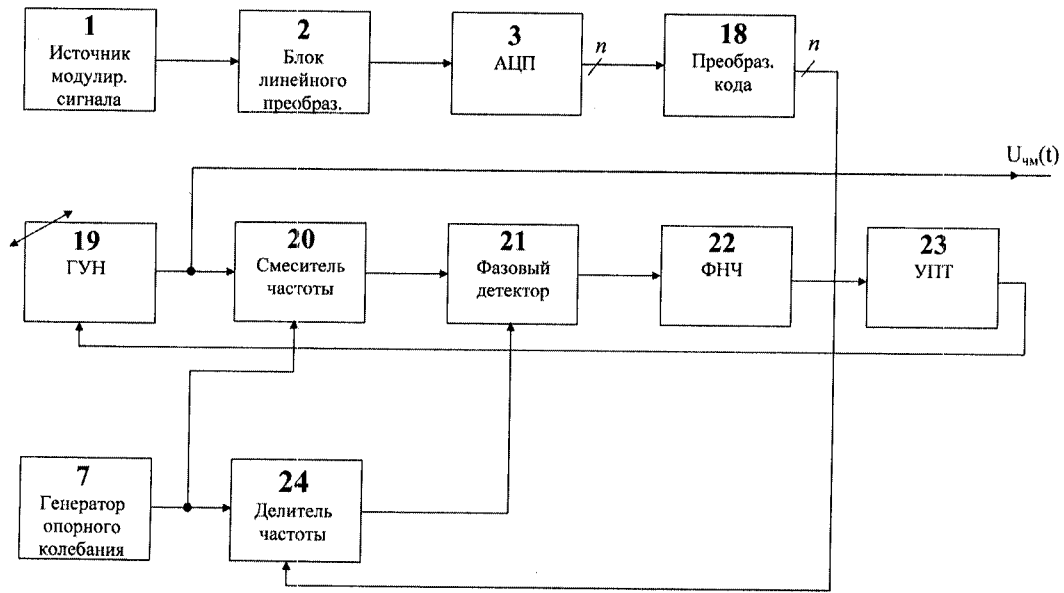


## **ВУ 16619 С1 2012.12.30**

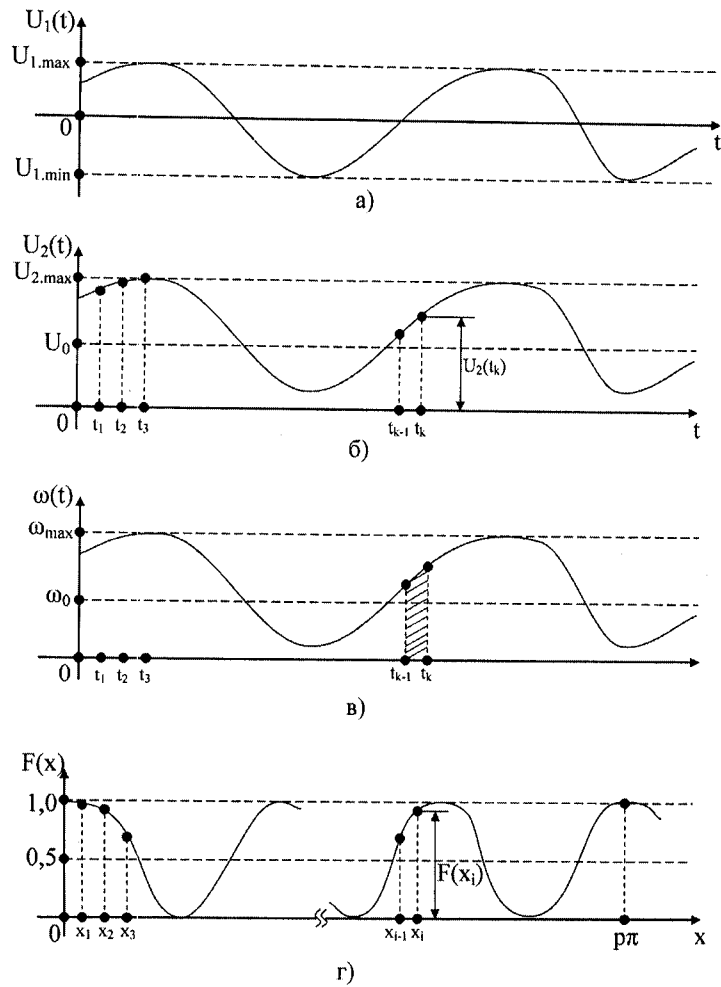
кварцевого генератора; возможность модуляции широкополосными и сверхширокополосными сигналами; возможность генерирования сетки частот и их сверхбыстрой перестройки. Поэтому областью его возможного применения являются не только телекоммуникационные и измерительные системы, но также системы специального назначения: системы связи с постоянно перестраиваемой рабочей частотой; радиолокационные системы; системы постановки широкополосных и узкополосных помех (системы подавления радиосредств).

### **Источники информации**

1. Patent 4562414 US, Int. Cl.<sup>4</sup> H 03 C 3/00. Digital frequency modulation system and method/ Donald L. Linder, William R. Murphy; Motorola, Inc. (прототип).



Фиг. 1



Фиг. 2