

**ОПИСАНИЕ
ИЗОБРЕТЕНИЯ
К ПАТЕНТУ**
(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ
СОБСТВЕННОСТИ

(19) **ВУ** (11) **9563**
(13) **С1**
(46) **2007.08.30**
(51) МПК (2006)
Н 03L 7/00

(54)

**СПОСОБ ГЕНЕРИРОВАНИЯ
МОДУЛИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ**

(21) Номер заявки: а 20040831

(22) 2004.09.03

(43) 2006.04.30

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

(72) Авторы: Ильинков Валерий Андреевич; Романов Вячеслав Евгеньевич; Беленкевич Наталья Ивановна (ВУ)

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

(56) Шахгильдян В.В. и др. Радиопередающие устройства. - М.: Радио и связь, 1996. - С. 360-365, 450-453, 502-503, 526-531.

ВУ 20000048 А, 2001.

RU 2110145 С1, 1998.

RU 2033685 С1, 1995.

SU 1732420 А1, 1992.

SU 1325692 А2, 1987.

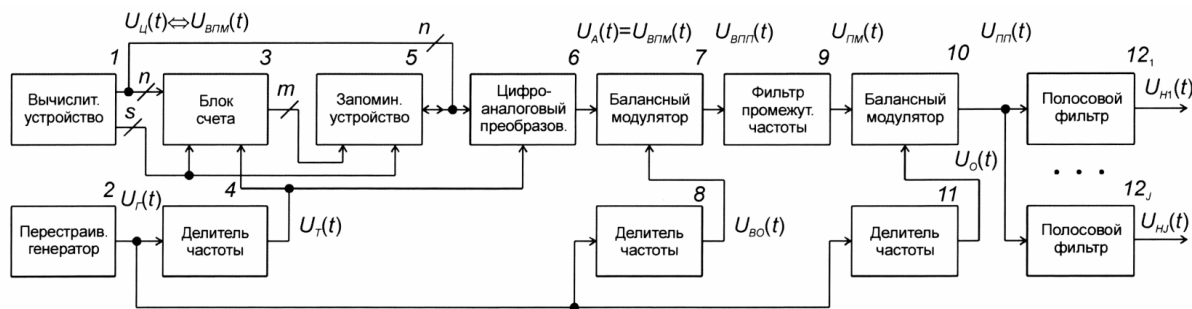
SU 1672551 А1, 1991.

DE 3777034 А1, 1992.

(57)

Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, заключающийся в вычислении и запоминании Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{Ц}(t)$ на интервале времени длительностью, равной P периодам T_M повторения модулирующего сигнала $U_M(t)$, циклическом считывании упомянутых значений сигнала $U_{Ц}(t)$ с тактовой частотой $f_T = \frac{Y}{PT_M}$, где Y, P - целые положительные числа и

последующем преобразовании их в аналоговый сигнал $U_A(t)$, генерировании сигнала $U_T(t)$ с перестраиваемой частотой, формировании модулированного по амплитуде и/или фазе или частоте сигнала $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты, формировании сигнала $U_{ПП}(t)$ балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного сигнала $U_O(t)$ и образовании



Фиг. 3

ВУ 9563 С1 2007.08.30

BY 9563 C1 2007.08.30

выходного модулированного сигнала $U_H(t)$ на несущей частоте f_H путем выделения спектральных компонент сигнала $U_{\Pi\Pi}(t)$, расположенных выше или ниже частоты опорного сигнала $U_O(t)$, **отличающийся** тем, что делением в X , W и Z раз частоты f'_Γ сигнала $U_\Gamma(t)$ с перестраиваемой частотой формируют соответственно сигнал $U_T(t)$ тактовой частоты f_T , вспомогательный опорный $U_{BO}(t)$ и опорный $U_O(t)$ сигналы, формируют сигнал $U_{B\Pi}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f'_{B\Pi} = \frac{Q}{PT_M}$, где Q - целое положительное число,

причем аналоговый сигнал $U_A(t)$ представляет собой модулированный по амплитуде и/или фазе или частоте сигнал $U_{B\Pi\Pi}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f'_{B\Pi}$, балансной амплитудной модуляцией которым вспомогательного опорного сигнала $U_{BO}(t)$ формируют сигнал $U_{B\Pi\Pi}(t)$, который путем выделения из него спектральных компонент, расположенных выше или ниже частоты вспомогательного опорного сигнала $U_{BO}(t)$, преобразуют в модулированный сигнал $U_{\Pi\Pi}(t)$ промежуточной частоты, при этом во всем диапазоне несущих частот соответствующим выбором P , Y , X , W , Z и Q обеспечивают совпадение с необходимой точностью требуемого значения несущей частоты f_H с ее фактическим значением f'_H , определяемым из соотношения:

$$f'_H = \frac{YX}{PZT_M} \pm f'_\Pi,$$

а также выбранного значения промежуточной частоты f_Π с ее фактическим значением f'_Π , определяемым из соотношения:

$$f'_\Pi = \frac{YX}{PWT_M} \pm \frac{Q}{PT_M},$$

где X , Z , W - целые положительные числа.

Важной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники является проблема генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот. Она решается известным способом, суть которого состоит в следующем [1].

Вычисляются и запоминаются n -разрядные значения цифрового сигнала $U_\Pi(t)$, соответствующие отсчетным значениям $U_M(t_i)$ модулирующего сигнала $U_M(t)$ на P периодах T_M его повторения. Запомненные значения циклически считываются с тактовой частотой $f_T = Y/(PT_M)$ и преобразуются в аналоговый сигнал $U_A(t) = U_M(t)$ с амплитудным спектром $A_M(f)$ (P , Y - целые числа). Генерируется колебание $U_\Pi(t)$ неизменной промежуточной частоты f_Π . Модуляцией сигналом $U_M(t)$ колебания $U_\Pi(t)$ формируется модулированный по тому или (и) иному параметру (по амплитуде или (и) частоте (фазе)) сигнал $U_{\Pi\Pi}(t)$ промежуточной частоты с амплитудным спектром $A_{\Pi\Pi}(f)$. Генерируется опорное колебание $U_O(t)$ с перестраиваемой частотой f_O . Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{\Pi\Pi}(t)$ опорного колебания $U_O(t)$ формируется сигнал $U_{\Pi\Pi\Pi}(t)$ с амплитудным спектром $A_{\Pi\Pi\Pi}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_H(t)$ на несущей частоте f_H выделением спектральных компонент сигнала $U_{\Pi\Pi\Pi}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_O опорного колебания (фиг. 1, а, б).

Известный способ генерирования модулированных сигналов реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 2. Она содержит вычислительное устройство 1, блок 3 счета, генератор 13 тактовой частоты, запоминающее устройство 5, цифро-аналоговый преобразователь 6, модулятор 14, генератор 15 промежуточной частоты, балансный модулятор 10, перестраиваемый генератор 2, полосовые фильтры (ПФ) 12₁-12₂.

Вычислительное устройство 1 имеет две информационные шины: s -разрядную шину управления и n -разрядную шину данных. С помощью сигналов шины управления по шине данных из него в блок 3 счета и запоминающее устройство 5 заносятся необходимые чи-

ВУ 9563 С1 2007.08.30

словые данные. Блок счета, построенный на основе m -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета $K_m \cdot 2^m$ и двух m -разрядных параллельных регистров, является формирователем адресов данных, считываемых из запоминающего устройства (заносимых в него). Под действием непрерывной последовательности тактовых импульсов, подаваемых в блок счета, числовое значение, вырабатываемое в двоичном коде на его m выходах, циклически изменяется (через единицу) в пределах от M_{MIN} до M_{MAX} : ..., M_{MIN} , $M_{\text{MIN}} + 1$, ..., M_{MAX} , M_{MIN} , $M_{\text{MIN}} + 1$, Границы счета можно устанавливать произвольно из условий $M_{\text{MIN}} < M_{\text{MAX}}$, $0 \leq M_{\text{MIN}} \leq 2^m - 2$, $1 \leq M_{\text{MAX}} \leq 2^m - 1$. Это обеспечивается занесением в упомянутые параллельные регистры блока счета необходимых числовых значений M_{MIN} и M_{MAX} . Запоминающее устройство 5 своими n двунаправленными выводами данных, s входами управления и m входами адреса подключено к соответствующим выводам шины данных и шины управления вычислительного устройства 1 и выходам блока 3 счета. Оно имеет максимальный размер адресного пространства и максимальный объем памяти, соответственно 2^m адресов и $(2^m \cdot n)$ бит, что обычно обеспечивает одновременное хранение отсчетных значений $U_M(t_i)$ нескольких модулирующих сигналов. Выбор необходимой области памяти для записи (считывания) отсчетных значений конкретного модулирующего сигнала $U_M(t)$ достигается занесением в параллельные регистры блока счета адресов M_{MIN} и M_{MAX} .

Рассматриваемое устройство имеет два режима работы: режим записи; режим генерирования. В режиме записи устройство 1 вычисляет Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, соответствующих отсчетным значениям $U_M(t_i)$ модулирующего сигнала $U_M(t)$ на P периодах T_M его повторения (фиг. 1, а). С помощью сигналов шины управления по шине данных из вычислительного устройства передаются и записываются в два параллельных регистра блока 3 счета числовые значения M_{MIN} и $M_{\text{MAX}} = M_{\text{MIN}} + (Y-1)$ - граничные значения адресов области памяти, отводимой для хранения цифровых данных сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$. Далее с помощью серии из Y тактовых импульсов и других управляющих сигналов в запоминающее устройство 5 записываются Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$. В процессе записи числовое значение на m выходах блока 3 счета последовательно изменяется (через единицу) в пределах от M_{MIN} до $M_{\text{MIN}} + Y - 1$. На каждом i -м из Y тактов записи оно задает адрес группы из n ячеек памяти, в которые на этом же такте записывается соответствующее n -разрядное значение сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, подаваемое из вычислительного устройства по шине данных на двунаправленные выводы запоминающего устройства. В описанной последовательности осуществляется запись цифровых данных остальных модулирующих сигналов $U_M(t)$, выбирая для каждого из них свои адресные значения M_{MIN} и M_{MAX} , после чего сигналами управления запоминающее устройство переводится из режима записи в режим считывания информации и режим записи всего устройства генерирования сигналов заканчивается.

В режиме генерирования с помощью сигналов шины управления в параллельные регистры блока 3 счета записываются адресные значения M_{MIN} и M_{MAX} выбранного модулирующего сигнала. После этого блок счета переводится в режим непрерывного (циклического) счета импульсов $U_T(t)$, вырабатываемых генератором 13 и следующих с тактовой частотой $f_T = 1/T_T = Y/(PT_M)$ (последняя в соответствии с теоремой Котельникова должна удовлетворять условию $f_T \geq 2F_{\text{МВ}}$, но обычно ее с запасом выбирают по условию $f_T \geq (2,5-3,0)F_{\text{МВ}}$, где $F_{\text{МВ}}$ - верхняя граничная частота модулирующего сигнала). В результате из запоминающего устройства 5 циклически считываются n -разрядные значения цифрового сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, соответствующие отсчетным значениям $U_M(t_i)$ модулирующего сигнала $U_M(t)$ на P периодах T_M его повторения. С помощью цифроаналогового преобразователя 6, имеющего в своем составе избирательную цепь с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) $K_M(f)$, они преобразуются в аналоговый модулирующий сигнал $U_A(t) = U_M(t)$ с амплитудным спектром $A_M(f)$ (фиг. 1, а, б). Сигнал $U_M(t)$ в модуляторе 14 модулирует по тому или (и) иному параметру колебание $U_{\text{П}}(t)$ неизменной промежуточ-

ной частоты f_{Π} , вырабатываемое генератором 15. Полезный продукт модуляции - модулированный сигнал $U_{\Pi M}(t)$ с амплитудным спектром $A_{\Pi M}(f)$ - выделяется избирательной цепью с АЧХ $K_{\Pi M}(f)$, входящей в состав модулятора. Центральная частота и ширина полосы пропускания этой цепи соответствуют промежуточной частоте f_{Π} и ширине амплитудного спектра $A_{\Pi M}(f)$ (фиг. 1, б). Сигнал $U_{\Pi M}(t)$ в модуляторе 10 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_0(t)$ с перестраиваемой частотой, вырабатываемого генератором 2. В результате образуется сигнал $U_{\Pi\Pi}(t)$ с амплитудным спектром $A_{\Pi\Pi}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая - ниже (подавленной) частоты f_0 опорного колебания. ПФ 12 с АЧХ $K_{\Pi}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент сигнала $U_{\Pi\Pi}(t)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_{\Pi H}(t)$ на несущей частоте $f_H = f_0 + f_{\Pi}$ либо $f_H = f_0 - f_{\Pi}$ (на фиг. 1, б, изображен случай $f_H = f_0 + f_{\Pi}$).

Изменяя частоту f_0 , можно формировать модулированный сигнал $U_{\Pi H}(t)$ в некотором диапазоне $f_P - f_L$ несущих частот f_H . При этом отметим, что с учетом необходимости подавления присутствующего реально в сигнале $U_{\Pi\Pi}(t)$ остатка колебания на частоте f_0 максимальная ширина полосы пропускания ПФ 12 теоретически ограничена значением $2f_{\Pi}$, а практически (с учетом реализуемой избирательности фильтра) - значением примерно f_{Π} . Последнее означает, что с помощью одного ПФ можно сформировать модулированный сигнал $U_{\Pi H}(t)$ в диапазоне несущих частот шириной $f_L - f_P \approx f_{\Pi}$, не превышающей значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_P - f_L$ частот является более широким, то его в общем случае разбивают на J отдельных поддиапазонов и в состав устройства включают не один, а J ПФ 12₁-12_j (фиг. 2). Формирование модулированного сигнала в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 12_k.

Проведенный анализ показывает, что известный способ позволяет генерировать модулированные электрические сигналы в широком диапазоне частот. Однако он обеспечивает недостаточную для многих применений стабильность несущей частоты модулированных сигналов. Суть этого существенного недостатка состоит в следующем.

Каждый из генераторов 15 и 2 обладает определенной нестабильностью частоты генерируемых колебаний. Для упрощения дальнейшего рассмотрения предположим, что они обеспечивают одинаковую относительную нестабильность $\delta = \frac{\Delta f_{\Pi}}{f_{\Pi}} = \frac{\Delta f_0}{f_0}$, где Δf_{Π} (Δf_0) - абсолютная нестабильность частоты колебаний генератора 15 (2). Генератор 15 промежуточной частоты и перестраиваемый генератор 2 являются независимыми. Поэтому абсолютная нестабильность Δf_H несущей частоты f_H модулированных сигналов при формировании последней как по варианту

$$f_H = f_0 + f_{\Pi}, \quad (1)$$

так и по варианту

$$f_H = f_0 - f_{\Pi} \quad (2)$$

является одинаковой и равной $\Delta f_H = \Delta f_0 + \Delta f_{\Pi}$. Тогда относительная нестабильность δ_H в случае (1) имеет значение $\delta_H = \Delta f_H / f_H = (\delta \cdot f_0 + \delta \cdot f_{\Pi}) / (f_0 + f_{\Pi}) = \delta$, а в случае (2) - значение

$$\delta_H \frac{\Delta f_H}{f_H} = \frac{\delta \cdot f_0 + \delta \cdot f_{\Pi}}{f_0 - f_{\Pi}} = \delta \frac{f_0 + f_{\Pi}}{f_0 - f_{\Pi}}. \quad (3)$$

Из соотношения (3) вытекает, что формирование модулированных сигналов по варианту (2) ухудшает стабильность несущей частоты. При этом степень ухудшения зависит от соотношения опорной f_0 и промежуточной f_{Π} частот.

На практике формирование модулированных сигналов в широком диапазоне $f_P - f_L$ несущих частот f_H преимущественно выполняют по варианту (2), который, по сравнению с

вариантом (1), обеспечивает намного меньший уровень мешающих комбинационных продуктов. Более того, генерирование сигналов на частотах f_H , примыкающих к промежуточной частоте ($f_H \approx f_{\Pi}$), и на частотах, меньших ее ($f_H < f_{\Pi}$), что характерно для случая очень широкого диапазона - $f_P - f_L$ с коэффициентом $K_{\Pi} = f_L / f_P$ перекрытия по частоте $K_{\Pi} > 10$, возможно только по варианту (2).

Для количественной оценки предположим, что решается задача генерирования модулированных сигналов в широком диапазоне 1-1000 МГц несущих частот ($K_{\Pi} = 1000$). Дополнительно также примем, что генераторы 15 и 2 (фиг. 2) обеспечивают одинаковую относительную нестабильность $\delta = 10^{-6}$ и промежуточная частота выбрана равной $f_{\Pi} = 100$ МГц. При этих данных оценим относительную нестабильность частоты при формировании сигналов на несущих частотах вблизи 1, 10, 100 и 1000 МГц. Численные расчеты по уравнению (3) дают для δ значения соответственно $2,0 \cdot 10^{-4}$; $2,1 \cdot 10^{-5}$; $3,0 \cdot 10^{-6}$ и $1,2 \cdot 10^{-6}$.

Проведенный качественный и количественный анализ показывает следующее.

Формирование модулированных сигналов по известному способу сопровождается увеличением относительной нестабильности δ_H несущей частоты, которая тем выше, чем ниже значение f_H . При этом генерирование сигналов на частотах f_H , сравнимых с промежуточной частотой f_{Π} , повышает относительную нестабильность в 3 раза, а на частотах меньших f_{Π} , - в десятки и сотни раз (на 1-2 порядка).

Для устранения отмеченного существенного недостатка известного способа предлагается следующий способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот.

Задача изобретения - повышение стабильности несущей частоты модулированных электрических сигналов.

Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, заключающийся в вычислении и запоминании Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{Ц}(t)$ на интервале времени длительностью, равной P периодам T_M повторения модулирующего сигнала $U_M(t)$, циклическом считывании упомянутых значений сигнала $U_{Ц}(t)$ с тактовой частотой $f_T = \frac{Y}{PT_M}$, где Y, P - целые положительные числа, и

последующем преобразовании их в аналоговый сигнал $U_A(t)$, генерировании сигнала $U_T(t)$ с перестраиваемой частотой, формировании модулированного по амплитуде и/или фазе или частоте сигнала $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты, формировании сигнала $U_{ПП}(t)$ балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного сигнала $U_O(t)$ и образовании выходного модулированного сигнала $U_H(t)$ на несущей частоте f_H путем выделения спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты опорного сигнала $U_O(t)$, отличающийся тем, что делением в X, W и Z раз частоты f'_T сигнала $U_T(t)$ с перестраиваемой частотой формируют соответственно сигнал $U_T(t)$ тактовой частоты f_T , вспомогательный опорный $U_{ВО}(t)$ и опорный $U_O(t)$ сигналы, формируют сигнал $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f'_{ВП} = \frac{Q}{PT_M}$, где Q - целое положительное число,

причем аналоговый сигнал $U_A(t)$ представляет собой модулированный по амплитуде и/или фазе или частоте сигнал $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f'_{ВП}$, балансной амплитудной модуляцией которым вспомогательного опорного сигнала $U_{ВО}(t)$ формируют сигнал $U_{ВПП}(t)$, который путем выделения из него спектральных компонент, расположенных выше или ниже частоты вспомогательного опорного сигнала $U_{ВО}(t)$, преобразуют в модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты, при этом во всем диапазоне несущих частот соответствующим выбором P, Y, X, W, Z и Q обеспечивают совпадение с необходимой точностью требуемого значения несущей частоты f_H с ее фактическим значением f'_H , определяемым из соотношения:

$$f'_H = \frac{YX}{PZT_M} \pm f'_\Pi,$$

а также выбранного значения промежуточной частоты f_Π с ее фактическим значением f'_Π , определяемым из соотношения:

$$f'_\Pi = \frac{YX}{PWT_M} \pm \frac{Q}{PT_M},$$

где X, Z, W - целые положительные числа.

Идея предлагаемого способа генерирования сигналов основана на следующем.

На фиг. 1 приведены частотно-временное представление сигналов и АЧХ функциональных звеньев, поясняющие известный и предлагаемый способы генерирования сигналов; на фиг. 2 и фиг. 3 - структурные схемы устройств, реализующих соответственно известный и предлагаемый способы.

Рассмотрим диапазон $0-f_L$ частот $f(0 < f \leq f_L)$. Очевидно, гармоническое колебание на любой частоте в поддиапазоне $0-0,5f_L$ можно получить делением в целое количество раз частоты колебания, генерируемого на соответствующей частоте в поддиапазоне $0,5f_L-f_L$. Учитывая это, введем в рассмотрение колебание $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f_{ВП}$ и колебание $U_\Gamma(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_L-f_L$ частотой f_Γ . Делением частоты последнего в целое количество раз образуем опорное $U_O(t)$ с частотой $f_O = f_\Gamma/Z$ и вспомогательное опорное $U_{ВО}(t)$ с частотой $f_{ВО} = f_\Gamma/W$ колебания. Взаимодействием частот колебаний $U_{ВО}(t)$ и $U_{ВП}(t)$ сформируем колебание $U_\Pi(t)$ промежуточной частоты:

$$f_\Pi = f_{ВО} \pm f_{ВП}, \quad (4)$$

а взаимодействием частот колебаний $U_O(t)$ и $U_\Pi(t)$ - колебание $U_H(t)$ несущей частоты:

$$f_H = f_O \pm f_\Pi = \frac{f_\Gamma}{Z} \pm \left(\frac{f_\Gamma}{W} \pm f_{ВП} \right). \quad (5)$$

Дополнительно потребуем, чтобы при генерировании (в соответствии с уравнениями (4) и (5)) колебания $U_H(t)$ с любым значением частоты в диапазоне $0 \leq f_H \leq f_L$ значение f_Π промежуточной частоты (выбираемое произвольно) оставалось неизменным.

Очевидно, при формировании колебания $U_H(t)$ в диапазоне $0-f_L$, несмотря на варьирование параметром W , частота $f_{ВО}$ (как и частота f_O) не является постоянной. Поэтому для выполнения условия $f_\Pi = \text{const}$ изменения частоты $f_{ВО}$ должны компенсироваться равными им по величине и соответствующими по знаку изменениями частоты $f_{ВП}$. Значит, при выбранном значении f_Π промежуточной частоты частота $f_{ВП}$ принимает значения в некотором поддиапазоне $f_{ВП,MIN}-f_{ВП,MAX}$ ($f_\Pi > f_{ВП,MAX}$), причем, как нетрудно установить, увеличение значения f_Π сопровождается увеличением значений $f_{ВП,MIN}$, $f_{ВП,MAX}$ и $(f_{ВП,MAX}-f_{ВП,MIN})$.

Таким образом, генерирование колебания несущей частоты (5) в диапазоне $0-f_L$ при условии $f_\Pi = \text{const}$ возможно только тогда, если можно сформировать, независимо от значения f_Γ , колебание $U_{ВП}(t)$ с любым в поддиапазоне $f_{ВП,MIN}-f_{ВП,MAX}$ значением частоты $f_{ВП}$. Последнее достигается с требуемой точностью цифровым синтезом колебания $U_{ВП}(t)$, используя при этом в качестве тактового колебание, которое образуется делением в целое количество раз X частоты f_Γ колебания $U_\Gamma(t)$. Вытекает, что все колебания, участвующие в формировании колебания несущей частоты, получаются делением частоты колебания $U_\Gamma(t)$. Именно это и обеспечивает достижение поставленной цели.

На основании изложенного вытекает следующая последовательность операций, характеризующих предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов.

Вычисляются и запоминаются n -разрядные значения цифрового сигнала $U_\Pi(t)$, соответствующие отсчетным значениям $U_{ВПМ}(t_i)$ модулированного (периодическим сигналом $U_M(t)$ с периодом повторения T_M и амплитудным спектром $A_M(f)$) по тому или (и) иному параметру (по амплитуде и/или фазе или частоте) сигнала $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной про-

ВУ 9563 С1 2007.08.30

межуточной частоты $f'_{ВП}$ на интервале времени $T_3 = PT_M = Q/f'_{ВП}$ (P, Q - целые числа). Генерируется колебание $U_{Г}(t)$ с перестраиваемой частотой $f'_Г$. Делением в W, Z и X целое количество раз частоты $f'_Г$ колебания $U_{Г}(t)$ формируются соответственно вспомогательное опорное колебание $U_{ВО}(t)$, опорное колебание $U_{О}(t)$ и колебание $U_{Т}(t)$ тактовой частоты. Запомненные значения сигнала $U_{Ц}(t)$ циклически считываются тактовыми импульсами $U_{Т}(t)$ с частотой $f_T = Y/(PT_M)$ и преобразуются в аналоговый сигнал $U_{А}(t) = U_{ВПМ}(t)$ с амплитудным спектром $A_{ВПМ}(f)$ (Y - целое число). Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательного опорного колебания $U_{ВО}(t)$ формируется сигнал $U_{ВПП}(t)$ с амплитудным спектром $A_{ВПП}(f)$. Образуется модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты выделением спектральных компонент сигнала $U_{ВПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты $f'_{ВО}$ вспомогательного опорного колебания. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного колебания $U_{О}(t)$ формируется сигнал $U_{ПП}(t)$ с амплитудным спектром $A_{ПП}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_{Н}(t)$ на несущей частоте $f'_Н$ выделением спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты $f'_О$ опорного колебания (фиг. 1, в, г). При этом во всем диапазоне f_P - f_L несущих частот соответствующим выбором значений параметров P, Y, X, W, Z и Q обеспечивается совпадение с необходимой точностью требуемого $f_H(5)$ и фактического

$$f'_H = \frac{YX}{PZT_M} \pm f'_{П} \quad (6)$$

значений несущей частоты, выбранного (4) и фактического

$$f'_{П} = \frac{YX}{PWT_M} \pm \frac{Q}{PT_M} \quad (7)$$

значений промежуточной частоты.

Таким образом, предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов отличается от известного тем, что вводятся следующие новые операции: операции деления в W, Z и X раз частоты $f'_Г$ колебания с перестраиваемой частотой для образования соответственно вспомогательного опорного $U_{ВО}(t)$, опорного $U_{О}(t)$ колебаний и колебания $U_{Т}(t)$ тактовой частоты; операция образования сигнала $U_{ВПП}(t)$ посредством балансной амплитудной модуляции модулированным сигналом $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты вспомогательного опорного колебания $U_{ВО}(t)$. Сформулированные отличия обеспечивают повышение стабильности несущей частоты модулированных сигналов.

Предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 3. Она содержит вычислительное устройство 1, перестраиваемый генератор 2, блок 3 счета, делители 4, 8 и 11 частоты, запоминающее устройство 5, цифроаналоговый преобразователь 6, балансные модуляторы 7 и 10, фильтр 9 промежуточной частоты, полосовые фильтры 12₁-12₂.

Как и в устройстве, реализующем известный способ генерирования сигналов, вычислительное устройство 1 имеет s -разрядную шину управления и n -разрядную шину данных. С помощью сигналов шины управления по шине данных из него в блок 3 счета и запоминающее устройство 5 заносятся необходимые числовые данные. Блок счета построен на основе m -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета $K_m = 2^m$ и двух m -разрядных параллельных регистров. Он является формирователем адресов данных, считываемых из запоминающего устройства либо заносимых в него. Под действием непрерывной последовательности тактовых импульсов числовое значение, вырабатываемое в двоичном коде на m выходах блока счета, циклически изменяется (через единицу) в пределах M_{MIN} - M_{MAX} :..., M_{MIN} , $M_{MIN} + 1$, ..., M_{MAX} , M_{MIN} , $M_{MIN} + 1$, Границы счета устанавливаются произвольно из условий $M_{MIN} < M_{MAX}$, $0 \leq M_{MIN} \leq 2^m - 2$, $1 \leq M_{MAX} \leq 2^m - 1$, что обеспечивается занесением в упомянутые параллельные регистры блока счета необхо-

димых числовых значений M_{MIN} и M_{MAX} . Запоминающее устройство 5 своими n двунаправленными выводами данных, s входами управления и m входами адреса подключено к соответствующим выводам шины данных и шины управления вычислительного устройства 1 и выходам блока 3 счета. Оно имеет максимальный размер адресного пространства и максимальный объем памяти, соответственно 2^m адресов и $(2^m \cdot n)$ бит, что обеспечивает одновременное хранение отсчетных значений $U_{\text{ВПМ}}(t_i)$ нескольких сигналов. Выбор необходимой области памяти для записи (считывания) отсчетных значений конкретного модулированного сигнала $U_{\text{ВПМ}}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты достигается занесением в регистры блока 3 счета адресов M_{MIN} и M_{MAX} .

Рассматриваемое устройство имеет два режима работы: режим записи; режим генерирования. В режиме записи устройство 1 вычисляет Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, соответствующих отсчетным значениям $U_{\text{ВПМ}}(t_i)$ модулированного сигнала $U_{\text{ВПМ}}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f'_{\text{ВП}}$ на интервале времени $T_3 = PT_M = Q/f'_{\text{ВП}}$, где P , Q - целые числа, T_M - период повторения модулирующего сигнала $U_M(t)$ (фиг. 1, в). С помощью сигналов шины управления по шине данных из вычислительного устройства передаются и записываются в два параллельных регистра блока счета числовые значения M_{MIN} и $M_{\text{MAX}} = M_{\text{MIN}} + (Y-1)$ - граничные значения адресов области памяти, отводимой для хранения цифровых данных сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$. Далее с помощью серии из Y тактовых импульсов и других управляющих сигналов в запоминающее устройство 5 записываются Y n -разрядных значений сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$. В процессе записи числовое значение на m выходах блока счета последовательно изменяется (через единицу) в пределах от M_{MIN} до $M_{\text{MIN}} + (Y-1)$. На каждом i -м из Y тактов записи оно задает адрес группы из n ячеек памяти, в которые на этом же такте записывается соответствующее n -разрядное значение сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, подаваемое из вычислительного устройства по шине данных на двунаправленные выводы запоминающего устройства. В описанной последовательности записываются цифровые данные остальных модулированных сигналов $U_{\text{ВПМ}}(t)$, после чего сигналами управления запоминающее устройство переводится из режима записи в режим считывания информации и режим записи всего устройства генерирования сигналов заканчивается.

В режиме генерирования с помощью сигналов шины управления в параллельные регистры блока 3 счета записываются адресные значения M_{MIN} и M_{MAX} выбранного сигнала $U_{\text{ВПМ}}(t)$. После этого блок счета переводится в режим непрерывного (циклического) счета импульсов с выхода делителя 4 частоты.

Генератор 2 вырабатывает колебания $U_{\Gamma}(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ частотой f'_{Γ} . Делением в W , Z и X целое количество раз (делители соответственно 8, 11 и 4) частоты колебания $U_{\Gamma}(t)$ образуются соответственно вспомогательное опорное колебание $U_{\text{ВО}}(t)$, опорное колебание $U_{\text{О}}(t)$ и колебание $U_{\text{Т}}(t)$ тактовой частоты $f_{\text{Т}} = Y/(PT_M)$, значение которой с запасом выбирается из условия $f_{\text{Т}} \geq (2,5-3,0)F_{\text{ВПМВ}}$, где $F_{\text{ВПМВ}}$ - верхняя граничная частота сигнала $U_{\text{ВПМ}}(t)$.

В режиме непрерывного счета импульсов $U_{\text{Т}}(t)$ из запоминающего устройства 5 циклически считываются n -разрядные значения цифрового сигнала $U_{\text{Ц}}(t)$, соответствующие отсчетным значениям $U_{\text{ВПМ}}(t_i)$ сигнала $U_{\text{ВПМ}}(t)$. С помощью цифроаналогового преобразователя 6, имеющего в своем составе избирательную цепь с АЧХ $K_{\text{ВПМ}}(f)$, они преобразуются в аналоговый сигнал $U_{\text{А}}(t)$ - модулированный по тому или (и) иному параметру (по амплитуде или (и) фазе (частоте)) сигнал $U_{\text{ВПМ}}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты с амплитудным спектром $A_{\text{ВПМ}}(f)$. Как показано при обосновании предлагаемого способа, при генерировании модулированных сигналов в диапазоне несущих частот $f_{\text{Р}} - f_{\text{Л}}$ значение $f'_{\text{ВП}}$ вспомогательной промежуточной частоты изменяется в некотором поддиапазоне $f'_{\text{ВП.МН}} - f'_{\text{ВП.МАХ}}$. Соответственно ему выбирается полоса пропускания избирательной цепи блока 6 (фиг. 1, в, г).

Сигнал $U_{ВПМ}(t)$ в модуляторе 7 выполняет балансную амплитудную модуляцию колебания $U_{ВО}(t)$ (частота $f'_{ВО}$ в соответствии с уравнениями (7), (4) и условием $f_{П} = \text{const}$ также изменяется в определенных пределах). В результате модуляции образуется сигнал $U_{ВПМ}(t)$ с амплитудным спектром $A_{ВПМ}(f)$, одна группа спектральных компонент которого расположена выше, другая - ниже (подавленной) частоты $f'_{ВО}$ вспомогательного опорного колебания. Фильтр 9 с АЧХ $K_{ПМ}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент $A_{ВПМ}(f)$ и тем самым образует модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты с ее фактическим (определяемым выражением (7)) значением $f'_{П}$. Значения параметров P, Y, X, W и Q выбираются (варьируются) так, что при всех несущих частотах из диапазона $f_{р}-f_{л}$ значение $f'_{р}$ воспроизводит выбранное значение $f_{П}$ с необходимой точностью. На выбор конкретных значений $f_{П}$ не накладываются ограничения. С учетом этого, в отличие от избирательной цепи блока 6, центральная частота полосы пропускания фильтра 9 совпадает с выбранной промежуточной частотой (фиг. 1, г; фиг. 3).

Сигнал $U_{ПМ}(t)$ в модуляторе 10 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_{О}(t)$, подаваемого от делителя 11 частоты. В результате образуется сигнал $U_{ПП}(t)$ с амплитудным спектром $A_{ПП}(f)$. ПФ 12 с АЧХ $K_{Н}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент $A_{ПП}(f)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_{Н}(t)$ на несущей частоте с ее фактическим значением $f'_{Н}$ (6) (на фиг. 1, г изображен случай $f'_{П} = f'_{ОВ} + f'_{ВП}$ и $f'_{Н} = f_{О} + f'_{П}$). При этом значения параметров P, Y, X, Z, W и Q выбираются (варьируются) так, что при всех несущих частотах из диапазона $f_{р}-f_{л}$ значение $f'_{Н}$ воспроизводит требуемое значение $f_{Н}$ с необходимой точностью. Как показано применительно к устройству фиг. 2, в случае использования одного ПФ 12 значение $f_{л}-f_{р} \approx f_{П}$, т.е. не превышает значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_{р}-f_{л}$ частот является более широким, то его в общем случае необходимо разбить на J отдельных поддиапазонов и ввести в состав устройства не один, а J ПФ 12₁-12_J (фиг. 3). Формирование модулированных сигналов в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 12_к.

Оценим максимальную абсолютную погрешность воспроизведения в предлагаемом способе генерирования сигналов требуемого значения $f_{Н}$ несущей частоты и выбранного значения $f_{П}$ промежуточной частоты. С этой целью для определенности предположим, что модулирующий сигнал $U_{М}(t)$ имеет период $T_{М}$ повторения, а несущая частота формируется по варианту ((4), (5)):

$$f_{Н} = f_{О} + f_{П} = f_{О} + (f_{ВО} + f_{ВП}) = \frac{f_{Г}}{Z} + \left(\frac{f_{Г}}{W} + f_{ВП} \right). \quad (8)$$

Тогда для получения требуемого значения $f_{Н}$ с учетом выполняемых над сигналами операций частота колебания $U_{Г}(t)$ с перестраиваемой частотой должна иметь значение

$$f_{Г} = Z(f_{Н} - f_{П}) = (Y + \Delta Y)X / (PT_{М}), \quad (9)$$

а частоты опорного $U_{О}(t)$, вспомогательного опорного $U_{ВО}(t)$ колебаний и колебания $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты - значения соответственно $f_{О} = f_{Г}/Z = (Y + \Delta Y)X / (PZT_{М})$, $f_{ВО} = (Y + \Delta Y)X / (PW T_{М})$ и $f_{ВП} = f_{П} - f_{ВО} = (Q_{П} + \Delta Q_{П}) / (PT_{М})$, где $X, Y, Z, P, W, Q_{П}$ - целые числа, $|\Delta Y| \leq 0,5$, $|\Delta Q_{П}| \leq 0,5$. Их подстановка в выражение (8) дает:

$$\begin{aligned} f_{Н} &= \left(\frac{YX}{PZT_{М}} + \frac{YX}{PW T_{М}} + \frac{Q_{П}}{PT_{М}} \right) + \left(\frac{\Delta YX}{Z} + \frac{\Delta YX}{W} + \Delta Q_{П} \right) \frac{1}{PT_{М}} = \\ &= \left(\frac{YX}{PZT_{М}} + \frac{YX}{PW T_{М}} + \frac{Q}{PT_{М}} \right) + \Delta Q \frac{1}{PT_{М}}, \end{aligned} \quad (10)$$

ВУ 9563 С1 2007.08.30

где $Q = Q_{\Pi} + Q_{\text{P}}$, $\Delta YX/Z + \Delta YX/W + \Delta Q_{\Pi} = Q_{\text{P}} + \Delta Q$, $|\Delta Q| \leq 0,5$, Q_{P} - целое число. На интервале времени $T_3 = PT_{\text{M}}$ должно укладываться целое количество периодов тактовой частоты и целое количество периодов колебания вспомогательной промежуточной частоты. С учетом этого и соотношений (6) и (7) фактические значения частот колебаний $U_{\Gamma}(t)$, $U_{\text{O}}(t)$ и $U_{\text{BO}}(t)$ составляют $f'_{\Gamma} = YX/(PT_{\text{M}})$, $f'_{\text{O}} = YX/(PZT_{\text{M}})$, $f'_{\text{BO}} = YX/(PWT_{\text{M}})$, что обеспечивает фактическое значение несущей частоты

$$f'_{\text{H}} = f'_{\text{O}} + f'_{\Pi} = f'_{\text{O}} + (f'_{\text{BO}} + f'_{\text{B\Pi}}) = \frac{YX}{PZT_{\text{M}}} + \frac{YX}{PWT_{\text{M}}} + \frac{Q}{PT_{\text{M}}} \quad (11)$$

и с учетом выражения (10) максимальную абсолютную погрешность воспроизведения требуемого значения несущей частоты $\Delta f_{\text{HВ}} = |f_{\text{H}} - f'_{\text{H}}|_{\text{МАХ}} = 1/(2PT_{\text{M}})$. Последняя, как видно, даже в худшем случае ($P = 1$) имеет малое значение (например при $f_{\text{M}} = 1/T_{\text{M}} = 1$ кГц $\Delta f_{\text{HВ}} = 500$ Гц) и может быть дополнительно уменьшена посредством увеличения параметра P .

Учитывая, что выбранное f_{Π} и фактическое f'_{Π} значения промежуточной частоты составляют ((8)-(11)) $f_{\Pi} = f_{\text{BO}} + f_{\text{B\Pi}} = (Y + \Delta Y)X/(PWT_{\text{M}}) + (Q_{\Pi} + \Delta Q_{\Pi})/(PT_{\text{M}})$, $f'_{\Pi} = f'_{\text{BO}} + f'_{\text{B\Pi}} = YX/(PWT_{\text{M}}) + Q/(PT_{\text{M}})$, их разность равна $f_{\Pi} - f'_{\Pi} = (\Delta Q - \Delta YX/Z)/(PT_{\text{M}})$. Это соответствует максимальной абсолютной погрешности воспроизведения промежуточной частоты $\Delta f_{\text{ПВ}} = |f_{\Pi} - f'_{\Pi}|_{\text{МАХ}} = (1 + X/Z)/(2PT_{\text{M}}) = (1 + X/Z)\Delta f_{\text{HВ}}$, которая, как следует, также мала, хотя и несколько больше, чем $\Delta f_{\text{HВ}}$.

При оценке максимальной абсолютной погрешности воспроизведения несущей и промежуточной частот предполагалось, что при формировании модулированного сигнала $U_{\text{H}}(t)$ требуемое (задаваемое) $f_{\text{M}} = 1/T_{\text{M}}$ и фактическое (реализуемое) f'_{M} значения частоты повторения модулирующего сигнала $U_{\text{M}}(t)$ равны: $f_{\text{M}} = f'_{\text{M}}$. Предположим теперь, что последнее условие не соблюдается. С учетом этого представим выражение (9) в другом виде:

$$f_{\Gamma} = \frac{(Y + \Delta Y)Xf_{\text{M}}}{P} = \frac{YXf_{\text{M}}}{P} \left(1 + \frac{\Delta Y}{Y} \right) = \frac{YXf'_{\text{M}}}{P}, \quad (12)$$

где $f'_{\text{M}} = f_{\text{M}}(1 + \Delta Y/Y)$. При таком подходе требуемые и фактические значения частот колебаний $U_{\Gamma}(t)$, $U_{\text{O}}(t)$ и $U_{\text{BO}}(t)$ совпадают и равны: $f_{\Gamma} = f'_{\Gamma}$, $f_{\text{O}} = f'_{\text{O}} = YXf'_{\text{M}}/(ZP)$, $f_{\text{BO}} = f'_{\text{BO}} = YXf'_{\text{M}}/(WP)$, а требуемое $f_{\text{B\Pi}}$ и фактическое $f'_{\text{B\Pi}}$ значения частоты колебания вспомогательной промежуточной частоты составляют $f_{\text{B\Pi}} = f_{\Pi} - f_{\text{BO}} = (Q_{\Pi} + \Delta Q_{\Pi})f'_{\text{M}}/P$ и $f'_{\text{B\Pi}} = Q_{\Pi}f'_{\text{M}}/P$ ($|\Delta Q_{\Pi}| \leq 0,5$, Q_{Π} - целое число). Они задают требуемое

$$f_{\text{H}} = f_{\text{O}} + (f_{\text{BO}} + f_{\text{B\Pi}}) = \frac{YXf'_{\text{M}}}{PZ} + \frac{YXf'_{\text{M}}}{PW} + \frac{(Q_{\Pi} + \Delta Q_{\Pi})f'_{\text{M}}}{P} \quad (13)$$

и фактическое

$$f'_{\text{H}} = f'_{\text{O}} + (f'_{\text{BO}} + f'_{\text{B\Pi}}) = \frac{YXf'_{\text{M}}}{PZ} + \frac{YXf'_{\text{M}}}{PW} + \frac{Q_{\Pi}f'_{\text{M}}}{P} \quad (14)$$

значения несущей частоты и, как следует из выражений (13) и (14), обеспечивают одинаковую максимальную абсолютную погрешность воспроизведения несущей и промежуточной частот: $\Delta f_{\text{HВ}} = \Delta f_{\text{ПВ}} = f'_{\text{M}}/(2P)$. Реально $|\Delta Y| \ll Y$ и $f'_{\text{M}} \approx f_{\text{M}}$, поэтому в обоих рассмотренных вариантах достигается одинаковая максимальная абсолютная погрешность воспроизведения несущей частоты. С учетом последнего предпочтительно использование варианта $f_{\text{M}} = f'_{\text{M}}$.

Отметим важную особенность предлагаемого способа генерирования сигналов. Как следует из соотношений (6) и (7), при неизменной частоте f'_{Γ} колебания $U_{\Gamma}(t)$ с перебираемой частотой (неизменных параметрах Y , X , Z и W) посредством изменения параметра Q возможно генерирование модулированных сигналов $U_{\text{H}}(t)$ на несущих частотах,

расположенных вокруг определяемой (6) частоты f'_H и образующих сетку частот с шагом $\Delta f = 1/(PT_M)$. В большинстве случаев величина Δf оказывается намного меньше шага сетки формируемых частот колебания $U_\Gamma(t)$ с перестраиваемой частотой.

В заключение оценим стабильность несущей частоты f'_H генерируемых модулированных сигналов. Для этого, как и при анализе известного способа, предположим, что перестраиваемый генератор 2 (фиг. 3) обладает относительной нестабильностью $\delta = \Delta f'_\Gamma / f'_\Gamma$, а модулированный сигнал формируется по варианту $f'_\Pi = f'_{BO} + f'_{B\Pi}$ и $f'_H = f'_O - f'_\Pi = f'_O - f'_{BO} - f'_{B\Pi}$. Колебания $U_O(t)$, $U_{BO}(t)$ и $U_{B\Pi}(t)$ образуются из одного колебания $U_\Gamma(t)$, и их частоты в соответствии с уравнениями (6) и (7) представляются в виде $f'_O = f'_\Gamma / Z$, $f'_{BO} = f'_\Gamma / W$ и

$f'_{B\Pi} = f'_\Gamma Q / (XY)$. Тогда $f'_H = f'_\Gamma = \left(\frac{1}{Z} - \frac{1}{W} - \frac{Q}{XY} \right)$. С учетом последнего предположим, что в

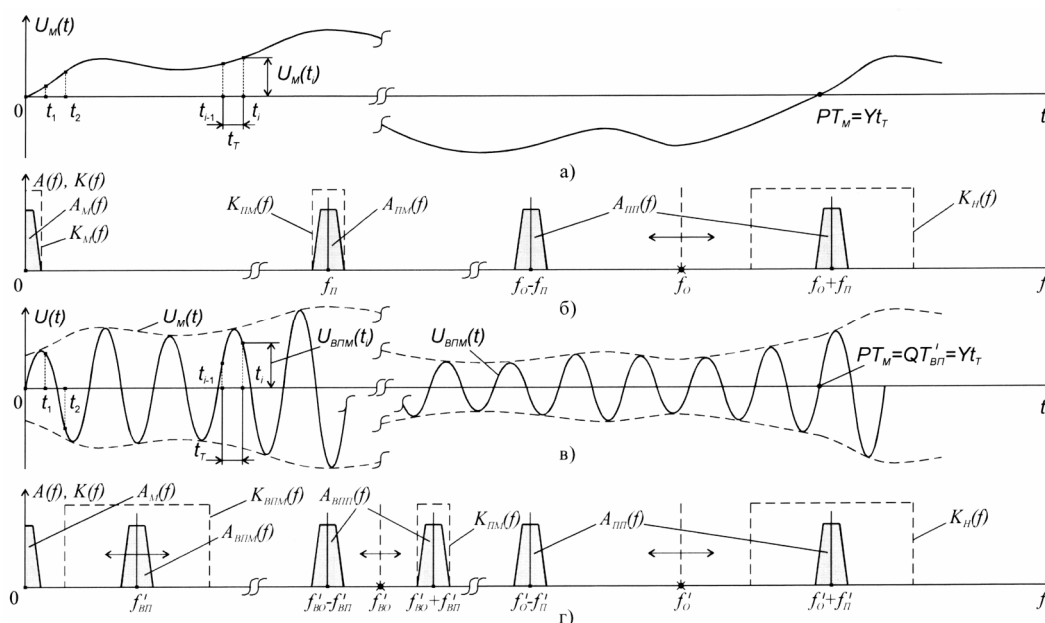
некоторый момент времени частота колебаний генератора 2 приняла значение $f'_\Gamma + \Delta f'_\Gamma$.

Ему отвечает мгновенное значение несущей частоты $f'_H + \Delta f'_H = (f'_\Gamma + \Delta f'_\Gamma) \left(\frac{1}{Z} - \frac{1}{W} - \frac{Q}{XY} \right)$

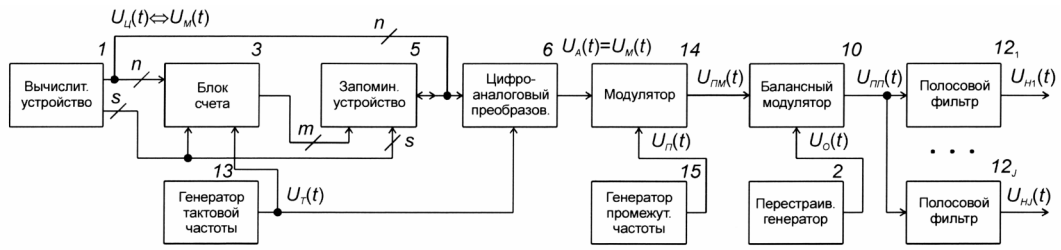
и, значит, относительная нестабильность последней $\delta_H = \Delta f'_H / f'_H = \delta$. Это означает, что на любой несущей частоте f'_Γ (независимо от ее абсолютного значения) обеспечивается одинаковая относительная нестабильность, равная относительной нестабильности частоты колебаний перестраиваемого генератора и существенно меньшая, чем в известном способе генерирования модулированных сигналов.

Источники информации:

1. Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и др. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1996. - С. 342-364, 450-458, 502-531 (прототип).



Фиг. 1



Фиг. 2