

УДК 621.376:621.396.6

ГЕНЕРИРОВАНИЕ СТАБИЛЬНЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ

В.А. ИЛЬИНКОВ, Н.И. БЕЛЕНКЕВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 29 февраля 2012

Разработан метод генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, допускающий аналоговое и цифровое формирование модулирующих сигналов, обеспечивающий во всем диапазоне одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности частоты колебаний задающего генератора. Синтезирована структура устройства генерирования модулированных сигналов с повышенной стабильностью несущей частоты.

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

Введение

Важной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники является задача генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот. Она решается известным методом модуляции промежуточной частоты [1], суть которого состоит в следующем. Модуляцией исходным сигналом $U_M(t)$ колебания $U_I(t)$ неизменной промежуточной частоты f_I формируется модулированный по тому или (и) иному параметру сигнал $U_{IM}(t)$ промежуточной частоты. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{IM}(t)$ опорного колебания $U_R(t)$ с изменяемой частотой f_R формируется сигнал $U_{II}(t)$. Выделением соответствующих спектральных компонент последнего образуется выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте $f_C = f_R - f_I$ (вариант 1) либо $f_C = f_R + f_I$ (вариант 2). При этом на практике формирование модулированных сигналов в широком диапазоне $f_L - f_U$ частот f_C в основном выполняют по варианту 1, который обладает следующими преимуществами: обеспечивает (по сравнению с вариантом 2) намного меньший уровень мешающих комбинационных продуктов; генерирование сигналов на частотах f_C , примыкающих к промежуточной частоте и меньших ее, что характерно для случая достаточно широкого диапазона с коэффициентом $K_{UL} = f_U / f_L > 10$ перекрытия по частоте, возможно только по варианту 1 [1].

Существенным недостатком известного метода является недостаточная для многих применений стабильность несущей частоты модулированных сигналов. Действительно, приняв относительную нестабильность частоты колебаний $U_I(t)$ и $U_R(t)$ одинаковой и равной δ , устанавливаем, что относительная нестабильность несущей частоты модулированных сигналов при формировании по основному варианту 1 составляет $\delta_C = \delta(f_R + f_I) / (f_R - f_I)$. Для количественной оценки предположим, что решается задача генерирования модулированных сигналов в диапазоне 1–1000 МГц несущих частот ($K_{UL} = 1000$), относительная нестабильность $\delta = 10^{-6}$ и промежуточная частота $f_I = 100$ МГц. Тогда относительная нестабильность δ_C при формировании сигналов на частотах вблизи 1, 10, 100 и 1000 МГц составляет соответственно $2,0 \cdot 10^{-4}$,

$2,1 \cdot 10^{-5}$, $3,0 \cdot 10^{-6}$ и $1,2 \cdot 10^{-6}$, то есть она тем выше, чем ниже значение f_C . Причем генерирование сигналов на частотах f_C , сравнимых с промежуточной частотой f_I , повышает относительную нестабильность в 3 раза, а на частотах, меньших f_I , – в десятки и сотни раз (на 1 – 2 порядка).

Цель работы – разработка метода и устройства генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот.

Разработка метода генерирования модулированных сигналов

Идея предлагаемого метода генерирования сигналов основана на следующем.

Рассмотрим диапазон $0 - f_U$ частот f ($0 \leq f \leq f_U$). Ему соответствует диапазон $0 - 1$ нормированных частот Ω ($\Omega = f/f_U$). Очевидно, гармоническое колебание на любой частоте в поддиапазоне $0 - 0,5f_U$ можно получить делением в целое количество раз частоты колебания, генерируемого на соответствующей частоте в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$. Учитывая это, введем в рассмотрение колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G , опорное колебание $U_R(t)$ с частотой $f_R = f_G/Z$, вспомогательное опорное колебание $U_{AR}(t)$ с частотой $f_{AR} = f_G/W$, колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f_{AI} = f_G/V$ и колебание $U_I(t)$ промежуточной частоты

$$f_I' = f_{AR} \pm f_{AI} = f_G/W \pm f_G/V, \quad (1)$$

образуемое взаимодействием частот колебаний $U_{AR}(t)$ и $U_{AI}(t)$ (Z, W, V – целые числа). Наложим дополнительные ограничения: $f_{AI, \min} \leq f_{AI} \leq f_{AI, \max}$, $f_{AR} \geq f_{AR, \min}$, где $f_{AI, \max}$ и $f_{AR, \min}$ не превышают значения $0,1f_U$.

При сформулированных условиях в поддиапазоне $f_{AI, \max} - f_U$ зафиксируем некоторое значение частоты f_I . В поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ выберем произвольное значение частоты f_G . Варьируя значениями целочисленных параметров W и V с учетом ограничений на значения f_{AI} и f_{AR} , найдем по уравнению (1) ближайшее к f_I значение f_I' , которое воспроизводит значение f_I с относительной погрешностью $\Delta = |f_I' - f_I|/f_I$. То же повторяем при всевозможных в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ значениях частоты f_G , каждому из которых соответствует свое значение Δ . В результате образуется зависимость $\Delta = \varphi(f_G)$. Максимальное значение Δ_{\max} представляет собой относительную погрешность воспроизведения фиксированного значения f_I частоты при вариации частоты f_G . Повторяя указанную последовательность операций для других значений f_I из поддиапазона $f_{AI, \max} - f_U$, можно построить зависимость $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$ ($\Omega_I = f_I/f_U$) и в результате определить значения f_{Ii} (Ω_{Ii}), которым соответствуют меньшие значения Δ_{\max} .

Согласно описанной процедуре с помощью специально разработанных алгоритмов и программ проведен вычислительный эксперимент при значениях $\Omega_{I, \min} = \Omega_{AI, \max} = 0,07$ и $\Omega_{AR, \min} = 0,03$. В результате для различных вариантов значений $\Omega_{AI, \min}$ и $\Omega_{AI, \max}$ ($\Omega_{AR, \min} = f_{AR, \min}/f_U$, $\Omega_{AI, \min(\max)} = f_{AI, \min(\max)}/f_U$) построены зависимости $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$, сравнительный анализ которых показывает следующее [2].

При различных вариациях границ поддиапазона $\Omega_{AI, \min} - \Omega_{AI, \max}$ зависимость $\Delta_{\max} = \psi(\Omega_I)$ имеет выраженный колебательный характер (рис. 1, кривая 1). При этом существует значительное количество N (нормированных) частот Ω_{Ii} ($i = \overline{1, N}$), которым соответствуют минимальные значения $\Delta_{\max, i}$ относительной погрешности Δ_{\max} . Например, для поддиапазонов $\Omega_{AI, \min} - \Omega_{AI, \max}$ в границах $0,0200 - 0,0400$, $0,0250 - 0,0350$, $0,0275 - 0,0325$, $0,0300$

– 0,0500 , 0,0350 – 0,0450 , 0,0375 – 0,0425 параметр N имеет значения соответственно 20, 22, 15, 16, 11, 17. Частоты Ω_{li} ограничены значением $\Omega_{li} \leq 0,3$, соответствующие им значения $\Delta_{\max.i}$ лежат на волнообразной кривой (рис. 1, кривая 2). При этом значения $\Delta_{\max.i}$ на частотах Ω_{li} в поддиапазоне $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,15$ находятся в пределах 0,005 – 0,060, а в поддиапазоне $0,15 \leq \Omega_{li} \leq 0,3$ – в пределах 0,011 – 0,125. В нижней, средней и верхней частях поддиапазона $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,30$ можно выбрать (найти) частоты Ω_{li} , относительная погрешность $\Delta_{\max.i}$ произведения которых (в соответствии с моделью (1)) является достаточно малой и в худшем случае не превышает единиц процентов [2].

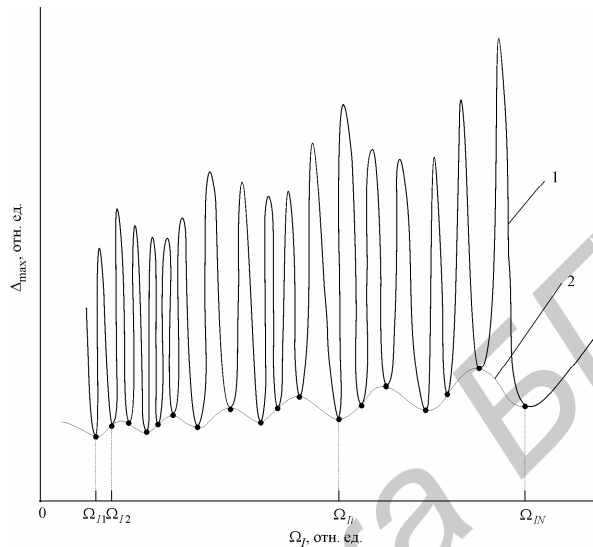


Рис. 1. Относительная погрешность воспроизведения значений промежуточной частоты

Далее введем в рассмотрение колебание $U_C(t)$ несущей частоты

$$f'_C = f_R \pm f'_I = f_G/Z \pm f'_I, \quad (2)$$

образуемое взаимодействием частот опорного колебания $U_R(t)$ и колебания $U_I(t)$ промежуточной частоты. Выберем одно из нормированных значений частот Ω_{li} (рис. 1) в интересующей части поддиапазона $0,07 \leq \Omega_{li} \leq 0,30$. Тогда, основываясь на полученных сведениях, заключаем, что, изменяя в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частоту f_G колебания с перестраиваемой частотой, варьируя значениями параметров W, V, Z при дополнительных ограничениях $f_{AI.min} \leq f_{AI} \leq f_{AI.max}$, $f_{AR} \geq f_{AR.min}$, можно по моделям (1) и (2) сформировать любое значение f'_C несущей частоты в диапазоне $0 - f_U$. При этом значение f'_I промежуточной частоты (определяемое выражением (1)) будет практически неизменным, воспроизводя выбранное значение f_{li} с небольшой относительной погрешностью $\Delta_{\max.i}$.

На основании изложенного следует последовательность операций, характеризующих предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов [3].

Формируется модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью $S_M(f)$ мощности (см. рис. 2). Генерируется колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G . Делением в W, V, Z целое количество раз частоты f_G колебания $U_G(t)$ формируются соответственно вспомогательное опорное колебание $U_{AR}(t)$, колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты и опорное колебание $U_R(t)$. Модуляцией сигналом $U_M(t)$ колебания $U_{AI}(t)$ формируется модулированный по тому или (и) иному параметру сигнал $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью $S_{AIM}(f)$ мощности. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{AIM}(t)$ вспомогательного

опорного колебания $U_{AR}(t)$ формируется сигнал $U_{AI}(t)$ со спектральной плотностью $S_{AI}(f)$. Образуется модулированный сигнал $U_{IM}(t)$ промежуточной частоты выделением спектральных компонент сигнала $U_{AI}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_{AR} вспомогательного опорного колебания. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{IM}(t)$ опорного колебания $U_R(t)$ формируется сигнал $U_{II}(t)$ со спектральной плотностью $S_{II}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте f_C выделением спектральных компонент сигнала $U_{II}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_R опорного колебания. При этом во всем диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот f_C частота f_G колебания с перестраиваемой частотой и целые положительные значения параметров W, V, Z выбираются так, что обеспечивается совпадение с необходимой точностью выбранного f_I и определяемого выражением (1) фактического f_I' значений промежуточной частоты, а также точное совпадение требуемого f_C и задаваемого выражением (2) фактического f_C' значений несущей частоты.

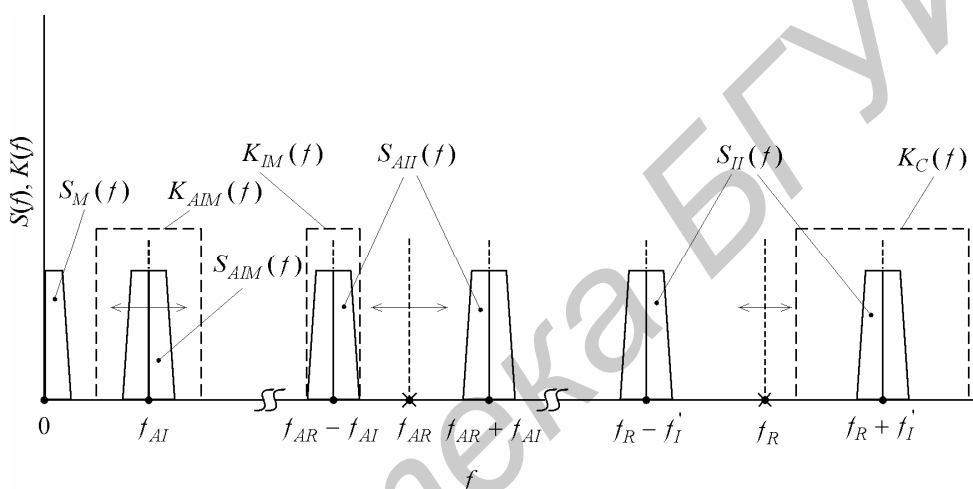


Рис. 2. Спектры мощностей сигналов и АЧХ функциональных звеньев

Таким образом, предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов отличается от известного тем, что вводятся следующие новые операции: операции деления в W, V, Z раз частоты f_G колебания с перестраиваемой частотой для образования соответственно вспомогательного опорного колебания, колебания вспомогательной промежуточной частоты и опорного колебания; операция формирования модулированного сигнала $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты посредством модуляции сигналом $U_M(t)$ по тому или (и) иному параметру колебания вспомогательной промежуточной частоты; операция образования сигнала $U_{AI}(t)$ посредством балансной амплитудной модуляции сигналом $U_{AIM}(t)$ вспомогательного опорного колебания $U_{AR}(t)$. При этом предлагаемый метод, как и известный, допускает аналоговое и цифровое формирование модулирующего сигнала $U_M(t)$ [3].

Разработка устройства генерирования модулированных сигналов

Необходимую последовательность операций, характеризующих предлагаемый метод генерирования модулированных сигналов, реализует устройство, структурная схема которого содержит (см. рис. 3) источник 1 модулирующего сигнала, задающий (перестраиваемый) генератор 2, модулятор 3, делители 4, 6 и 9 частоты, балансные модуляторы 5 и 8, полосовой фильтр (ПФ) 7 промежуточной частоты, ПФ 10₁–10_J [3].

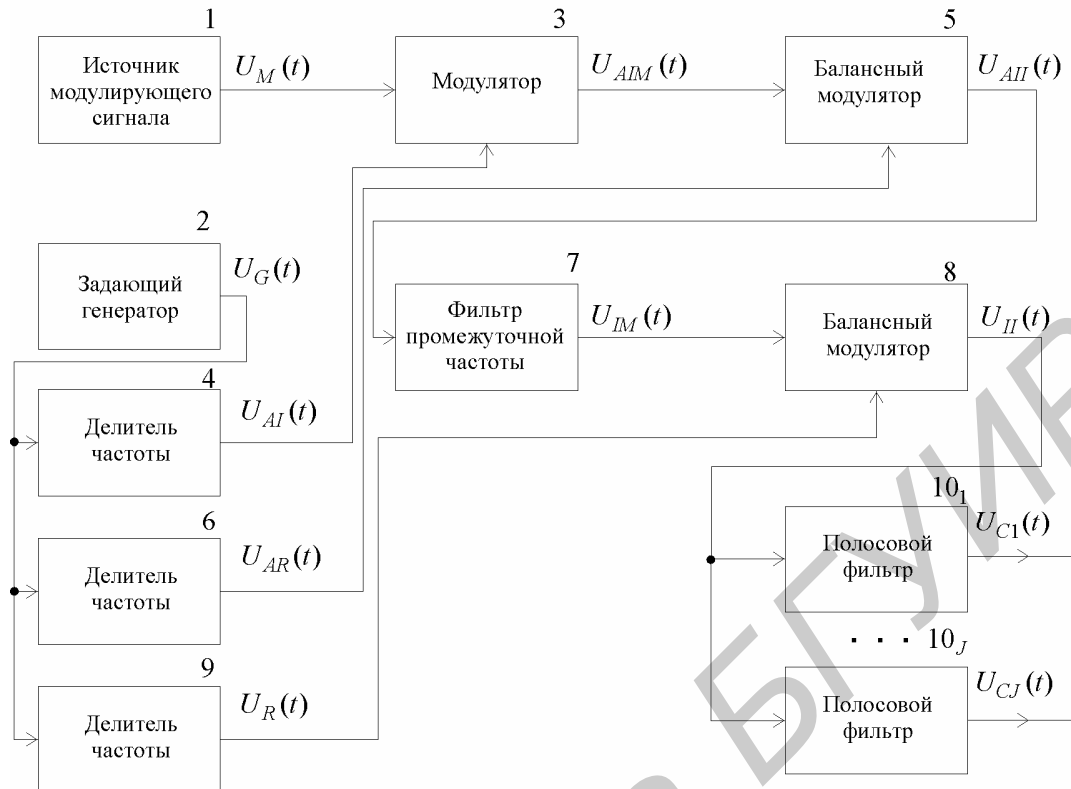


Рис. 3. Структурная схема устройства с повышенной стабильностью несущей частоты модулированных сигналов

Источник 1 формирует модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью $S_M(f)$ мощности. Задающий генератор 2 вырабатывает колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f_G . Делением в V, W, Z целое количество раз (делители соответственно 4, 6 и 9) частоты колебания $U_G(t)$ образуются соответственно колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательное опорное $U_{AR}(t)$ и опорное $U_R(t)$ колебания. В модуляторе 3 сигнал $U_M(t)$ модулирует по тому или (и) иному параметру колебание вспомогательной промежуточной частоты f_{AI} . Полезный продукт модуляции – модулированный сигнал $U_{AIM}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью $S_{AIM}(f)$ – выделяется избирательной цепью, входящей в состав модулятора 3 и имеющей амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) $K_{AIM}(f)$. Как показано при обосновании предлагаемого метода, при генерировании модулированных сигналов в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот значение f_{AI} вспомогательной промежуточной частоты изменяется в некотором поддиапазоне $f_{AI.min} \leq f_{AI} \leq f_{AI.max}$. Соответственно ему выбирается полоса пропускания избирательной цепи модулятора (рис. 2).

Сигнал $U_{AIM}(t)$ в модуляторе 5 выполняет балансную амплитудную модуляцию колебания $U_{AR}(t)$, частота которого может принимать разные значения при ограничениях $f_{AR} \geq f_{AR.min}$. В результате модуляции образуется сигнал $U_{AII}(t)$ со спектральной плотностью $S_{AII}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая – ниже (подавленной) частоты f_{AR} вспомогательного опорного колебания. Фильтр 7 с АЧХ $K_{IM}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент сигнала $U_{AII}(t)$ и тем самым образует модулированный сигнал $U_{IM}(t)$ промежуточной частоты с ее фактическим (определяемым выражением (1)) значением f_I' . Значения параметров W, V выбираются (варьируются) так, что при всех

несущих частотах f_C из диапазона $f_L - f_U$ значение f_I' практически неизменно и воспроизводит выбранное значение f_I промежуточной частоты с небольшой относительной погрешностью Δ_{\max} . Частота f_I совпадает с одной из частот f_{Ii} ($i = \overline{1, N}$), которым отвечают минимальные значения $\Delta_{\max, i}$ (рис. 1). С учетом этого, в отличие от избирательной цепи модулятора 3, центральная частота ПФ 7 совпадает с выбранной промежуточной частотой f_I .

Сигнал $U_{IM}(t)$ в модуляторе 8 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_R(t)$, образуемого на выходе делителя 9. В результате формируется сигнал $U_{II}(t)$ со спектральной плотностью $S_{II}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая – ниже (подавленной) частоты f_R опорного колебания. ПФ 10 с АЧХ $K_C(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент $S_{II}(f)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на требуемой несущей частоте $f_C = f_C'$ в соответствии с уравнениями (1) и (2) (на рис. 2 изображен случай $f_I' = f_G/W - f_G/V$ и $f_C = f_C' = f_G/Z + f_I'$).

Изменяя частоту f_G задающего генератора 2, можно формировать модулированный сигнал в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот f_C . При этом отметим, что с учетом необходимости подавления (присутствующего реально в сигнале $U_{II}(t)$) остатка колебания на частоте f_R максимальная ширина полосы пропускания ПФ, выделяющего модулированный сигнал $U_C(t)$, теоретически ограничена значением $2f_I$, а практически (с учетом реализуемой избирательности фильтра) – значением примерно f_I . Последнее означает, что с помощью одного ПФ можно сформировать модулированный сигнал $U_C(t)$ в диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот шириной $f_U - f_L \approx f_I$, не превышающей значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_L - f_U$ частот является более широким, то его в общем случае (как в известном методе) необходимо разбить на J отдельных поддиапазонов и в состав устройства необходимо включить не один, а J ПФ [3]. Формирование модулированных сигналов в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 10_K (рис. 3).

Оценим стабильность несущей частоты f_C генерируемых модулированных сигналов. Для этого, как и при анализе известного метода, предположим, что задающий генератор 2 обладает относительной нестабильностью $\delta = \Delta f_G / f_G$ частоты колебаний. Для определенности также примем, что несущая частота f_C формируется по варианту: $f_I' = f_{AR} + f_{AI}$, $f_C = f_C' = f_R - f_I'$. С учетом последнего предположим, что в некоторый момент времени частота колебаний генератора 2 приняла значение $f_G + \Delta f_G$. Ему отвечают мгновенные значения $(f_G + \Delta f_G)/V$, $(f_G + \Delta f_G)/W$ и $(f_G + \Delta f_G)/Z$ частот колебаний соответственно $U_{AI}(t)$, $U_{AR}(t)$ и $U_R(t)$, образуемых делением частоты колебаний генератора 2. Тогда мгновенное значение несущей частоты оказывается равным

$$f_C + \Delta f_C = \frac{(f_G + \Delta f_G)}{Z} - \frac{(f_G + \Delta f_G)}{W} - \frac{(f_G + \Delta f_G)}{V} = \left(\frac{1}{Z} - \frac{1}{W} - \frac{1}{V} \right) (f_G + \Delta f_G).$$

Это соответствует относительной нестабильности $\delta_C = \Delta f_C / f_C = \Delta f_G / f_G = \delta$. Последнее означает, что на любой несущей частоте f_C (независимо от ее абсолютного значения) обеспечивается одинаковая относительная нестабильность, равная относительной нестабильности колебаний задающего (перестраиваемого) генератора и существенно меньшая, чем в применяемом на практике методе генерирования модулированных сигналов.

Выводы

1. Разработан метод генерирования стабильных модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, допускающий аналоговое и цифровое формирование модулирующих сигналов. Доказано, что во всем диапазоне частот он обеспечивает одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности частоты колебаний задающего генератора.

2. Синтезирована структура устройства генерирования модулированных сигналов с повышенной стабильностью несущей частоты.

GENERATING OF THE STABLE MODULATED SIGNALS IN A WIDE RANGE OF CARRYING FREQUENCIES

V.A. ILYINKOV, N.I. BELENKEVICH

Abstract

The method of generating of the stable modulated electrical signals in a broad range of the carrying frequencies admitting analog and digital compose of the modulating signals providing in all range the same relative instability of the carrying frequency equal to the relative frequency instability of oscillations of the main oscillator is developed. The structure of the device of modulated signals generating with the raised stability of carrying frequency is synthesized.

Список литературы

1. *Шахгильдяна В.В.* Проектирование радиопередатчиков. М., 2000.
2. *Ильинков В.А., Беленкевич Н.И.* Совершенствование беспроводных и проводных систем телекоммуникаций и создание для них информационно-измерительных систем: отчет о НИР. №ГР 20066218. Минск, 2011.
3. *Ильинков В.А., Беленкевич Н.И., Романов В.Е.* Патент 9561 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00.