

УДК 621.376:621.317.7

**МЕТОД И УСТРОЙСТВО ГЕНЕРИРОВАНИЯ  
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ  
В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ**

*Канд. техн. наук, доц. ИЛЬИНКОВ В. А., БЕЛЕНКЕВИЧ Н. И.*

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*

Дальнейшее развитие информационно-измерительных радиоэлектронных и телекоммуникационных систем характеризуется расширением диапазонов частот, использованием сигналов различных форм и видов модуляции [1–12]. Поэтому весьма актуальной является проблема генерирования измерительных модулированных сигналов специальной и произвольной форм в широком диапазоне несущих частот. При ее решении, учитывая внедрение цифровых технологий, все шире применяют известный метод, основанный на цифровом синтезе модулирующих колебаний и модуляции промежуточной частоты [1–4, 6, 8–11]. Его суть состоит в следующем.

Вычисляются и запоминаются  $n$ -разрядные значения цифрового сигнала  $U_D(t)$ , соответствующие отсчетным значениям модулирующего сигнала  $U_M(t)$  на  $P$  периодах  $T_M$  его повторения. Запомненные значения циклически считываются с тактовой частотой  $f_T = Y / (P \cdot T_M)$  ( $P, Y$  – целые числа), преобразуются в аналоговый сигнал  $U_A(t) = U_M(t)$ . Модуляцией последним сигналом колебания  $U_I(t)$  неизменной промежуточной частоты  $f_I$  образуется модулированный (по амплитуде или (и) частоте (фазе)) сигнал  $U_{IM}(t)$  промежуточной частоты. Балансной амплитудной модуляцией сигналом  $U_{IM}(t)$  опорного колебания  $U_R(t)$  с перестраиваемой частотой  $f_R$  формируется сигнал  $U_{II}(t)$ , выделением соответствующих спек-

тральных компонент которого 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). Причем на практике формирование сигналов в широком диапазоне  $f_L - f_U$  частот  $f_C$  в основном выполняют по варианту 1, который обеспечивает намного меньший уровень мешающих комбинационных продуктов, позволяет генерировать сигналы на частотах, примыкающих к промежуточной частоте и меньших ее (что характерно для достаточно широкого диапазона с коэффициентом  $K_{UL} = f_U / f_L > 10$  перекрытия по частоте) [4].

Существенный недостаток известного метода – неудовлетворительная для многих применений стабильность несущей частоты модулированных сигналов. Действительно, приняв относительную нестабильность частоты колебаний  $U_I(t)$  и  $U_R(t)$  одинаковой и равной  $\delta$ , устанавливаем, что аналогичная несущей частоте (по основному варианту 1), составляет  $\delta_C = \delta \left( \left| \frac{f_R + f_I}{f_C} \right| + \left| \frac{f_R - f_I}{f_C} \right| \right)$ ; она тем выше, чем ниже значение  $f_C$ . Количественная оценка применительно к диапазону 1–1000 МГц ( $K_{UL} = 1000$ ) и  $f_I = 100$  МГц показывает, что генерирование сигналов на частотах  $f_C$ , сравнимых с промежуточной частотой  $f_I$ , повышает относительную нестабильность в три раза, а на частотах, меньших  $f_I$ , – в десятки (сотни) раз.

Целью проводимых авторами исследований была разработка метода и устройства генериро-

вания стабильных измерительных модулированных сигналов специальной и произвольной форм в широком диапазоне несущих частот.

**Разработка метода генерирования измерительных модулированных сигналов.** Идея предлагаемого метода генерирования сигналов основана на следующем.

Рассмотрим диапазон  $0-f_U$  частот  $f(0 \leq f \leq f_U)$ . Очевидно, что колебание на любой частоте в поддиапазоне  $0-0,5f_U$  можно получить целочисленным делением соответствующей частоты колебания, генерируемого в поддиапазоне  $0,5f_U - f_U$ . Учитывая это, введем в рассмотрение колебание  $U_{AI}(t)$  вспомогательной промежуточной частоты  $f_{AI}$  и колебание  $U_G(t)$  перестраиваемой в поддиапазоне  $0,5f_U - f_U$  частоты  $f_G$ . Целочисленным делением частоты последнего образуем опорное колебание  $U_R(t)$  с частотой  $f_R = f_G/Z$  и вспомогательное опорное  $U_{AR}(t)$  с частотой колебания  $f_{AR} = f_G/W$ . Взаимодействием частот сформируем колебания  $U_I(t)$  промежуточной и несущей  $U_C(t)$  частот:

$$f_I = f_{AR} \pm f_{AI}; \quad (1)$$

$$f_C = f_R \pm f_I = f_G/Z \pm (f_G/W \pm f_{AI}). \quad (2)$$

Дополнительно потребуем, чтобы при генерировании колебания  $U_C(t)$  на любой частоте в диапазоне  $0 \leq f_C \leq f_U$  значение  $f_I$  промежуточной частоты (выбираемое произвольно) оставалось неизменным.

Понятно, что при формировании колебания  $U_C(t)$  в диапазоне  $0-f_U$ , несмотря на варьирование параметра  $W$ , частота  $f_{AR}$  (как и частота  $f_R$ ) не является постоянной. Ее изменения должны компенсироваться (при условии  $f_I = \text{const}$ ) соответствующими изменениями частоты  $f_{AI}$ . В результате последняя принимает значения в некотором поддиапазоне  $f_{AI \min} - f_{AI \max}$  ( $f_I > f_{AI \max}$ ), причем увеличение  $f_I$  сопровождается увеличением значений  $f_{AI \min}$ ,  $f_{AI \max}$  и  $f_{AI \max} - f_{AI \min}$ .

Таким образом, генерирование колебания несущей частоты (2) в диапазоне  $0-f_U$  при

условии  $f_I = \text{const}$  возможно только тогда, если можно сформировать независимо от значения  $f_G$  колебание  $U_{AI}(t)$  с любым в поддиапазоне  $f_{AI \min} - f_{AI \max}$  значением частоты. Последнее достигается (с требуемой точностью) цифровым синтезом колебания  $U_{AI}(t)$ , используя в качестве тактового колебание, образуемое целочисленным делением в  $X$  раз частоты колебания  $U_G(t)$ . Из перечисленного выше видно, что все колебания, участвующие в формировании колебания  $U_C(t)$ , получаются делением частоты колебания  $U_G(t)$ . Именно это обеспечивает достижение поставленной цели.

На основании изложенного вытекает следующая последовательность операций предлагаемого метода генерирования измерительных модулированных сигналов [13].

Вычисляются и запоминаются  $n$ -разрядные значения цифрового сигнала  $U_D(t)$ , соответствующие отсчетным значениям  $U_{AIM}(t_i)$  модулированного (периодическим сигналом  $U_M(t)$  с периодом  $T_M$  повторения и амплитудным спектром  $A_M(f)$ ) по амплитуде или (и) частоте (фазе) сигнала  $U_{AIM}(t)$  вспомогательной промежуточной частоты  $f'_{AI}$  (далее – частоты с индексом «'» соответствуют фактическим значениям генерируемых частот) на интервале времени  $T_R = PT_M = Q/f'_{AI}$  ( $P, Q$  – целые числа). Генерируется колебание  $U_G(t)$  с перестраиваемой частотой  $f'_G$ . Целочисленным делением в  $W, Z$  и  $X$  раз частоты  $f'_G$  колебания  $U_G(t)$  формируются соответственно вспомогательное опорное  $U_{AR}(t)$ , опорное  $U_R(t)$  и тактовое  $U_T(t)$  колебания. Запомненные значения сигнала  $U_D(t)$  циклически считываются тактовыми импульсами  $U_T(t)$  с частотой  $f_T = Y/\epsilon T_M$  ( $Y$  – целое число) и преобразуются в аналоговый сигнал  $U_A(t) = U_{AIM}(t)$  (с амплитудным спектром  $A_{AIM}(f)$ ). Балансной амплитудной модуляцией последним вспомогательного опорного колебания  $U_{AR}(t)$  с частотой  $f'_{AR}$  формируется сигнал  $U_{AI}(t)$  с амплитудным спектром  $A_{AI}(f)$ . Образуется модули-

рованный сигнал  $U_{IM}(t)$  промежуточной частоты выделением спектральных компонент сигнала  $U_{AI}(t)$ , расположенных выше либо ниже частоты  $f'_{AR}$ . Балансной амплитудной модуляцией сигналом  $U_{IM}(t)$  опорного колебания  $U_R(t)$  формируется сигнал  $U_{II}(t)$  с амплитудным спектром  $A_{II}(f)$ . 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 (рис. 1а, б). При этом во всем диапазоне  $f_L-f_U$  несущих частот соответствующим выбором целочисленных значений параметров  $P, Y, X, W, Z$  и  $Q$  обеспечивается совпадение с необходимой точностью требуемого  $f_C$  (2) и фактического

$$f'_C = YX / PZT_M \pm f'_I \quad (3)$$

значений несущей частоты, выбранного  $f_I$  (1) и фактического

$$f'_I = YX / PWT_M \pm Q / PT_M \quad (4)$$

значений промежуточной частоты.

Таким образом, предлагаемый метод генерирования измерительных модулированных сигналов отличается от известного введением следующих новых операций [13]: операции деления в  $W, Z, X$  раз частоты  $f'_G$  колебания  $U_G(t)$  для образования соответственно вспомогательного опорного  $U_{AR}(t)$ , опорного  $U_R(t)$

и тактового  $U_T(t)$  колебаний; операции образования сигнала  $U_{AI}(t)$  посредством балансной амплитудной модуляции сигналом  $U_{AIM}(t)$  вспомогательного опорного колебания  $U_{AR}(t)$ .

### Разработка устройства генерирования измерительных модулированных сигналов.

Необходимую последовательность операций предлагаемого метода генерирования измерительных модулированных сигналов реализует устройство [13], структурная схема которого содержит (рис. 2) блок цифровой обработки 1, цифро-аналоговый преобразователь 2, задающий (перестраиваемый) генератор 3, блок деления частоты 4, блок промежуточной частоты 5, балансный модулятор 6, полосовые фильтры (ПФ) 7<sub>1</sub>-7<sub>7</sub>.

Блок 1 содержит вычислительное устройство (ВУ), блок счета (БС) и запоминающее устройство (ЗУ). ВУ имеет  $s$ -разрядную шину управления и  $n$ -разрядную шину данных. БС построен на основе  $m$ -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета  $K_m = 2^m$  и двух  $m$ -разрядных параллельных регистров. ЗУ своими  $n$ -двунаправленными выводами данных,  $s$ -входами управления и  $m$  входами адреса подключено к соответствующим выводам шины данных и шины управления ВУ и выходам БС. 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  $U_{AIM}(t_i)$  нескольких сигналов.

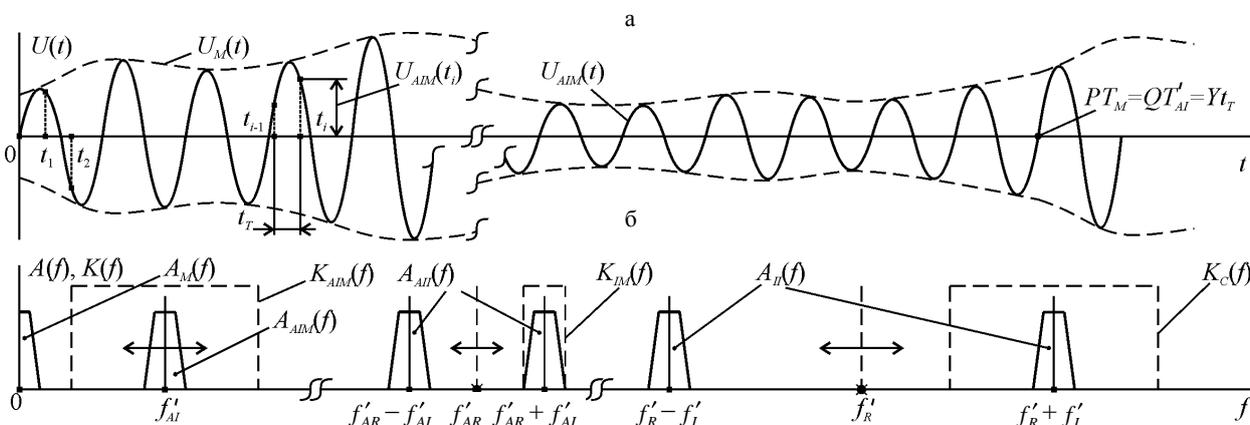


Рис. 1. Временное (а) и частотное (б) представления сигналов и АЧХ функциональных звеньев, поясняющие предлагаемый метод генерирования измерительных сигналов

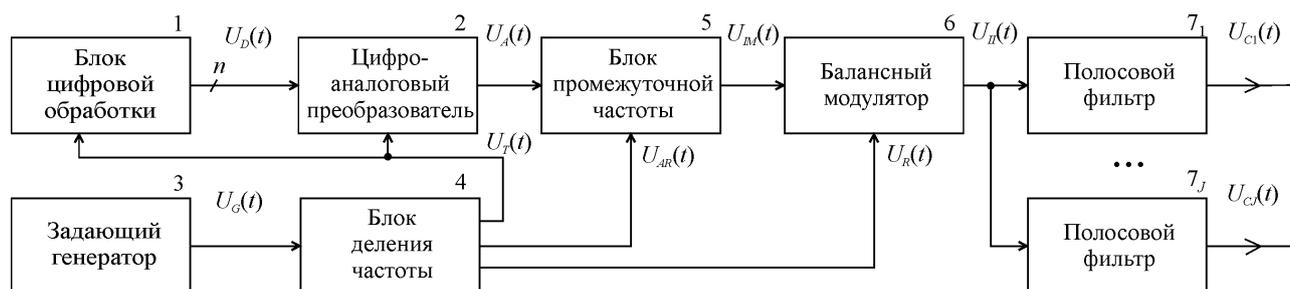


Рис. 2. Структурная схема устройства с повышенной стабильностью несущей частоты модулированных сигналов

Предлагаемое устройство имеет два режима работы: режим записи и режим генерирования. В режиме записи ВУ вычисляет  $Y$   $n$ -разрядных значений цифрового сигнала  $U_D(t)$ , соответствующих отсчетным значениям сигнала  $U_{AIM}(t)$  на интервале  $T_R = PT_M = Q/f'_{AI}$ , где  $P$ ,  $Q$  – целые числа;  $T_M$  – период повторения модулирующего сигнала  $U_M(t)$  (рис. 1а). С помощью сигналов управления по шине данных из ВУ передаются и записываются в два параллельных регистра БС граничные значения  $M_{\min}$  и  $M_{\max} = M_{\min} + \lfloor Y-1 \rfloor$  адресов области памяти, отводимой для хранения цифровых данных сигнала  $U_D(t)$ . Далее с помощью серии из  $Y$  тактовых импульсов и других управляющих сигналов в ЗУ записываются  $Y$   $n$ -разрядных значений сигнала  $U_D(t)$ , при этом числовое значение на  $m$  выходах БС последовательно изменяется (через единицу) в пределах от  $M_{\min}$  до  $M_{\min} + \lfloor Y-1 \rfloor$ . Аналогично записываются цифровые данные остальных модулированных сигналов  $U_{AIM}(t)$ , после чего сигналами управления ЗУ переводится в режим считывания, режим записи всего устройства заканчивается [13, 14].

В режиме генерирования с помощью сигналов управления в регистры БС записываются адресные значения  $M_{\min}$  и  $M_{\max}$  выбранного сигнала  $U_{AIM}(t)$ . После этого БС переводится в режим непрерывного (циклического) счета импульсов с выхода блока деления частоты 4.

Генератор 3 вырабатывает колебание  $U_G(t)$  с перестраиваемой в поддиапазоне  $0,5f_U - f_U$  частотой  $f'_G$ . Блок 4, состоящий из трех целочисленных делителей частоты в  $W$ ,  $Z$  и  $X$  раз,

образует соответственно вспомогательное опорное  $U_{AR}(t)$  и опорное  $U_R(t)$  колебания, тактовое колебание  $U_T(t)$  частоты  $f_T = Y/\lfloor Y-1 \rfloor T_M$ , значение которой с запасом выбирается из условия  $f_T \geq 2,5 - 3,0 F_{AIMU}$  ( $F_{AIMU}$  – верхняя граничная частота сигнала  $U_{AIM}(t)$ ).

В режиме непрерывного счета импульсов  $U_T(t)$  из ЗУ циклически считываются  $n$ -разрядные значения сигнала  $U_D(t)$ , которые с помощью цифро-аналогового преобразователя 2, содержащего избирательную цепь с АЧХ  $K_{AIM}(f)$ , преобразуются в аналоговый сигнал  $U_A(t)$  – модулированный по амплитуде или (и) фазе (частоте) сигнал  $U_{AIM}(t)$  вспомогательной промежуточной частоты с амплитудным спектром  $A_{AIM}(f)$ . Как показано выше, при генерировании сигналов в диапазоне несущих частот значение  $f'_{AI}$  вспомогательной промежуточной частоты изменяется в некотором поддиапазоне  $f'_{AI\min} - f'_{AI\max}$ . Соответственно ему выбирается полоса пропускания избирательной цепи блока 2 (рис. 1а, б).

Блок 5 состоит из балансного модулятора и ПФ. В балансном модуляторе сигнал  $U_{AIM}(t)$  выполняет балансную амплитудную модуляцию колебания  $U_{AR}(t)$  (частота  $f'_{AR}$  согласно уравнениям (1), (4) и условию  $f_I = \text{const}$  изменяется в определенных пределах). В результате образуется сигнал  $U_{HI}(t)$  с амплитудным спектром  $A_{HI}(f)$ , одна группа спектральных компонент которого расположена выше, другая – ниже (подавленной) частоты  $f'_{AR}$ . ПФ с АЧХ  $K_M(f)$  выделяет одну из двух групп спектральных компонент  $A_{HI}(f)$ , тем самым обра-

зую модулированный сигнал  $U_M(t)$  промежуточной частоты с ее фактическим значением (4). Параметры  $P, Y, X, W$  и  $Q$  выбираются (варьируются) так, что при всех несущих частотах из диапазона  $f_L-f_U$  значение  $f'_I$  воспроизводит любое выбранное значение  $f_I$  с необходимой точностью. Поэтому в отличие от избирательной цепи блока 2 центральная частота полосы пропускания ПФ блока 5 совпадает с выбранной промежуточной частотой (рис. 1б, 2).

Сигнал  $U_M(t)$  в модуляторе 6 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания  $U_R(t)$ . В результате образуется сигнал  $U_H(t)$  с амплитудным спектром  $A_H(f)$ . ПФ 7 с АЧХ  $K_C(f)$  выделяет одну из двух групп спектральных компонент  $A_H(f)$ , образуя выходной измерительный модулированный сигнал  $U_C(t)$  на фактической несущей частоте  $f'_C$  (3). При этом параметры  $P, Y, X, Z, W$  и  $Q$  выбираются (варьируются) так, что при всех несущих частотах из диапазона  $f_L-f_U$  значение  $f'_C$  воспроизводит требуемую величину  $f_C$  с необходимой точностью.

С учетом необходимости подавления (присутствующего реально в сигнале  $U_H(t)$ ) остатка колебания на частоте  $f'_R$  максимальная ширина полосы пропускания ПФ 7 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 несущих частот шириной  $f_U - f_L \approx f'_I$ , не превышающей значения промежуточной частоты. Если диапазон  $f_L-f_U$  является более широким, то его в общем случае (как в известном методе [4]) необходимо разбить на  $J$  отдельных поддиапазонов и в устройство необходимо ввести не один, а  $J$  ПФ [14]. Формирование сигналов в конкретном  $k$ -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ  $7_K$  (рис. 2).

**Оценка точностных характеристик метода и устройства генерирования измерительных сигналов.** Оценим максимальную абсо-

лютную погрешность воспроизведения требуемого значения  $f_C$  несущей частоты и выбранного значения  $f_I$  промежуточной частоты. Для определенности предположим, что модулирующий сигнал  $U_M(t)$  имеет период  $T_M$  повторения, а несущая частота формируется по варианту (1), (2)

$$f_C = f_R + f_I = f_R + f_{AR} + f_{AI} = f_G/Z + f_G/W + f_{AI} \quad (5)$$

Тогда для получения требуемого значения  $f_C$  с учетом выполняемых над сигналами операций частота колебания  $U_G(t)$  должна иметь значение

$$f_G = Z f_C - f_I = Y + \Delta Y \quad X / PT_M \quad (6)$$

а частоты опорного  $U_R(t)$ , вспомогательного опорного  $U_{AR}(t)$  колебаний и колебания  $U_{AI}(t)$  вспомогательной промежуточной частоты – значения соответственно  $f_R = f_G/Z = ((Y + \Delta Y) \times X)/(PZT_M)$ ,  $f_{AR} = f_G/W = (Y + \Delta Y) X / WPT_M$  и  $f_{AI} = f_I - f_{AR} = Q_I + \Delta Q_I / PT_M$ , где  $X, Y, Z, P, W, Q_I$  – целые числа,  $|\Delta Y| \leq 0,5$ ,  $|\Delta Q_I| \leq 0,5$ . Их подстановка в выражение (5) дает

$$f_C = \left( \frac{YX}{PZT_M} + \frac{YX}{PWT_M} + \frac{Q}{PT_M} \right) + \Delta Q \frac{1}{PT_M} \quad (7)$$

где  $Q = Q_I + Q_D$ ,  $\Delta YX/Z + \Delta YX/W + \Delta Q_I = Q_D + \Delta Q$ ,  $|\Delta Q| \leq 0,5$ ,  $Q_D$  – целое число. На интервале  $T_R = PT_M$  должно укладываться целое количество периодов тактовой (вспомогательной промежуточной) частоты. С учетом этого и соотношений (3) и (4) фактические значения частот колебаний  $U_G(t)$ ,  $U_R(t)$  и  $U_{AR}(t)$  составляют  $f'_G = YX / PT_M$ ,  $f'_R = YX / PZT_M$ ,  $f'_{AR} = YX / PWT_M$ , что обеспечивает фактическое значение

$$f'_C = f'_R + f'_I = f'_R + f'_{AR} + f'_{AI} = \frac{YX}{PZT_M} + \frac{YX}{PWT_M} + \frac{Q}{PT_M} \quad (8)$$

несущей частоты и максимальную абсолютную погрешность [13]

$$\Delta f_{CU} = |f_C - f'_C|_{\max} = 1 / (PT_M) \quad (9)$$

воспроизведения ее требуемого значения. Очевидно, что последняя даже в худшем случае ( $P = 1$ ) имеет малое значение (например, при  $f_M = 1/T_M = 1$  кГц  $\Delta f_{CU} = 500$  Гц) и может быть дополнительно уменьшена посредством увеличения параметра  $P$ .

С учетом выражений (5)–(8)  $f_I = f_{AR} + f_{AI} = Y + \Delta Y \cdot X / PWT_M + Q_I + \Delta Q_I / PT_M$ ,  $f'_I = f'_{AR} + f'_{AI} = YX / PWT_M + Q_I / PT_M$  и  $f_I - f'_I = \Delta Q - \Delta Y \cdot X / Z / PT_M$ . Это соответствует максимальной абсолютной погрешности воспроизведения промежуточной частоты [13]

$$\begin{aligned} \Delta f_{IU} &= |f_I - f'_I|_{\max} = 1 + X/Z / 2PT_M = \\ &= 1 + X/Z \Delta f_{CU}, \end{aligned} \quad (10)$$

которая также мала, хотя и несколько больше, чем  $\Delta f_{CU}$ .

При оценке максимальной абсолютной погрешности воспроизведения несущей и промежуточной частот предполагалось, что при формировании измерительного модулированного сигнала  $U_C(t)$  требуемое (задаваемое)  $f_M = 1/T_M$  и фактическое (реализуемое)  $f'_M$  значения частоты повторения модулирующего сигнала  $U_M(t)$  равны ( $f_M = f'_M$ ). Предположим теперь, что последнее условие не соблюдается. С учетом этого представим выражение (6) в виде

$$\begin{aligned} f_G &= Y + \Delta Y \cdot Xf_M / P = \\ &= YXf_M (1 + \Delta Y/Y) / P = YXf'_M / P, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $f'_M = f_M (1 + \Delta Y/Y)$ . При таком подходе требуемые и фактические значения частот колебаний  $U_G(t)$ ,  $U_R(t)$  и  $U_{AR}(t)$  совпадают и равны  $f_G = f'_G$ ,  $f_R = f'_R = YXf'_M / PZ$ ,  $f_{AR} = f'_{AR} = YXf'_M / PW$ , а требуемое  $f_{AI}$  и фактическое  $f'_{AI}$  значения вспомогательной промежуточной частоты составляют  $f_{AI} = f_I - f_{AR} = Q_I + \Delta Q_I \cdot f'_M / P$  и  $f'_{AI} = Q_I \cdot f'_M / P$  ( $|\Delta Q_I| \leq 0,5$ ,

$Q_I$  – целое число). Они задают требуемое и фактическое

$$\begin{aligned} f_C &= f_R + f_{AR} + f_{AI} = \\ &= \frac{YXf'_M}{PZ} + \frac{YXf'_M}{PW} + \frac{Q_I + \Delta Q_I \cdot f'_M}{P}; \end{aligned} \quad (12)$$

$$f'_C = f'_R + f'_{AR} + f'_{AI} = \frac{YXf'_M}{PZ} + \frac{YXf'_M}{PW} + \frac{Q_I \cdot f'_M}{P} \quad (13)$$

значения несущей частоты и, как следует из выражений (12) и (13), обеспечивают одинаковую максимальную абсолютную погрешность воспроизведения несущей и промежуточной частот:  $\Delta f_{CU} = \Delta f_{IU} = f'_M / 2P$ . Реально  $|\Delta Y| \ll Y$  и  $f'_M \approx f_M$ , поэтому в обоих рассмотренных вариантах достигается одинаковая максимальная абсолютная погрешность воспроизведения несущей частоты. С учетом последнего предпочтительно использование варианта  $f_M = f'_M$  [14].

Отметим важную особенность предлагаемых метода и устройства. При неизменной частоте  $f'_G$  (неизменных параметрах  $Y$ ,  $X$ ,  $Z$  и  $W$ ) изменением параметра  $Q$  возможно генерирование измерительных модулированных сигналов  $U_C(t)$  на частотах, расположенных вокруг определяемой (3) частоты  $f'_C$ , образующих сетку частот с шагом  $\Delta f = 1 / PT_M$ . Часто величина  $\Delta f$  оказывается намного меньше шага сетки формируемых частот колебания  $U_G(t)$  с перестраиваемой частотой.

Оценим стабильность несущей частоты генерируемых измерительных сигналов. Примем, что задающий генератор 3 (рис. 2) обладает относительной нестабильностью  $\delta = \Delta f'_G / f'_G$ , а модулированный сигнал формируется по варианту  $f'_I = f'_{AR} + f'_{AI}$  и  $f'_C = f'_R - f'_I = f'_R - f'_{AR} - f'_{AI}$ . Колебания  $U_R(t)$ ,  $U_{AR}(t)$  и  $U_{AI}(t)$  образуются из колебания  $U_G(t)$ , их частоты согласно уравнениям (3) и (4) равны:  $f'_R = f'_G / Z$ ,  $f'_{AR} = f'_G / W$ ,  $f'_{AI} = f'_G Q / XY$ . Тогда  $f'_C = f'_G (1/Z - 1/W - Q / XY)$ . Учитывая последнее, предположим, что в некоторый мо-

мент времени частота колебаний генератора 3 приняла значение  $f'_G + \Delta f'_G$ . Ему отвечают мгновенное значение несущей частоты  $f'_C + \Delta f'_C = f'_G + \Delta f'_G \cdot 1/Z - 1/W - Q/XY$  и относительная нестабильность последней  $\delta_C = \Delta f'_C / f'_C = \delta$ . Это означает, что предлагаемый метод, не накладывая ограничений на выбор промежуточной частоты, обеспечивает во всем диапазоне одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности задающего генератора и существенно меньшую, чем в упомянутом выше известном методе.

### ВЫВОДЫ

1. Разработан метод генерирования измерительных модулированных сигналов специальной и произвольной форм в широком диапазоне несущих частот, основанный на цифровом синтезе модулирующих колебаний. Доказано, что во всем диапазоне он обеспечивает одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности задающего генератора, и не накладывает ограничений на выбор промежуточной частоты.

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

### ЛИТЕРАТУРА

1. Раннев, Г. Г. Методы и средства измерений: учеб. / Г. Г. Раннев, А. П. Тарасенко. – 2-е изд. – М.: Академия, 2004. – 336 с.  
2. Волков, Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

3. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

4. Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие / под ред. В. В. Шахгильдяна; 4-е изд. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.

5. Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот: пат. 9561 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00 / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич, В. Е. Романов.

6. Астанин, Л. Ю. Сложные сверхширокополосные импульсные радиолокационные сигналы и возможности их формирования / Л. Ю. Астанин, А. А. Флерова // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 4. – С. 11–20.

7. Дедюхин, А. Прецизионные генераторы сигналов сложной формы А-КИП ГСС-93/1 и ГСС-93/2 / А. Дедюхин // Компоненты и технологии. – 2004. – № 3. – С. 204–206.

8. Digitaler Signalgenerator: пат. 290527 Германия, МПК<sup>5</sup> Н 03 С 1/06 / К. Dannowski, Н-W Neumann.

9. Кузнецов, Д. В. Цифровой генератор амплитудно-модулированного и частотно-модулированного сигналов с микропроцессорным управлением / Д. В. Кузнецов // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 2. – С. 160–161.

10. Рябов, И. В. Цифровые синтезаторы частотно-модулированных сигналов / И. В. Рябов // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 2. – С. 62–69.

11. Алексеев, Ю. И. Способ реализации широкодиапазонных генераторов СВЧ / Ю. И. Алексеев, С. В. Ежов // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 4. – С. 18–19.

12. Генератор сигнала произвольной формы: заявка 1-40525 Япония, МПК<sup>4</sup> Н 03 В 28/00 / К. К. Симадзу Сэйсакусе.

13. Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот: пат. 9563 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00 / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич, В. Е. Романов.

14. Ильинков, В. А. Разработка методов и устройств генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Совершенствование беспроводных и проводных систем телекоммуникаций и создание для них информационно-измерительных систем: отчет о НИР, шифр темы ГБ 06-2013, № ГР 20066218 / БГУИР. – Минск, 2011. – С. 63–104.

Поступила 02.05.2012