

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 δ , 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) 7₁-7₇.

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.

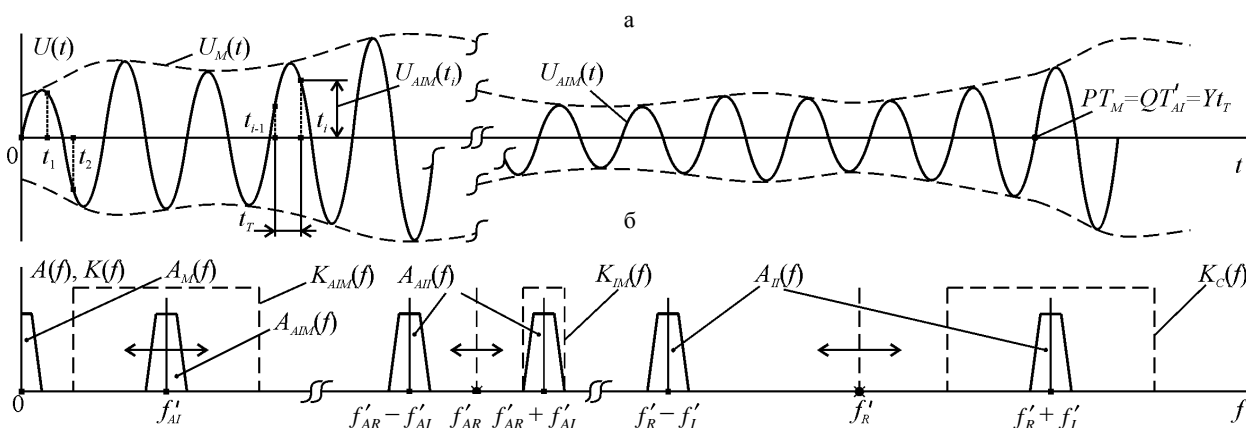


Рис. 1. Временное (а) и частотное (б) представления сигналов и АЧХ функциональных звеньев, поясняющие предлагаемый метод генерирования измерительных сигналов

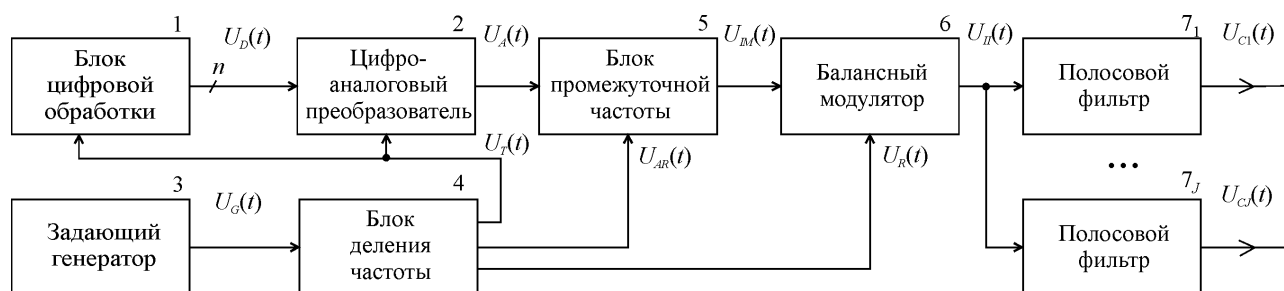


Рис. 2. Структурная схема устройства с повышенной стабильностью несущей частоты модулированных сигналов

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 Δf_{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

$$\begin{aligned} f_G &= Y + \Delta Y \cdot X f_M / P = \\ &= YX f_M (1 + \Delta Y / Y) / P = YX f'_M / P, \end{aligned} \quad (11)$$

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 $f_G = f'_G$, $f_R = f'_R = YX f'_M / PZ$, $f_{AR} = f'_{AR} = YX f'_M / PW$, 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

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

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

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 Δf 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, МПК⁵ 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, МПК⁴ 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