

УДК 621.376:621.396.6

МЕТОД И СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В. А. Ильинков, доцент кафедры СТК БГУИР (Республика Беларусь), к.т.н.

Н. И. Беленкевич, старший преподаватель кафедры СТК БГУИР; kafstk@bsuir.by

Ключевые слова: сигнал, метод генерирования, модуляция, нестабильность, точность.

Введение. Развитие телекоммуникационных, радиоэлектронных, информационно-измерительных систем характеризуется, помимо прочего, расширением диапазонов частот, многообразием форм и видов модуляции используемых сигналов [1—12]. Поэтому проблема генерирования модулированных сигналов различной формы в широком диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот остается весьма актуальной.

С помощью цифровых технологий ее преимущественно решают известным методом, реализующим следующую последовательность операций [1—4]: прямой цифровой синтез модулирующего сигнала $U_M(t)$; модуляция по амплитуде или (и) частоте (фазе) колебания $U_I(t)$ неизменной промежуточной частоты (ПЧ) f_I ; балансная амплитудная модуляция (АМ) опорного колебания $U_R(t)$ с перестраиваемой частотой f_R ; выделение спектральных компонент модулированного сигнала $U_C(t)$ на несущей частоте f_C . Несущая $f_C = f_R - f_I$ обеспечивает на много меньший уровень мешающих комбинационных продуктов и позволяет генерировать сигналы на частотах вблизи ПЧ и меньших ее, что характерно для диапазона с коэффициентом $K_{UL} = f_U/f_L > 10$ перекрытия по частоте.

Существенный недостаток такого 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 нестабильность несущей частоты составляет $\delta_C = \delta(f_R + f_I)/(f_R - f_I)$: она тем выше, чем ниже значение f_C . Количественная оценка применительно к диапазону с $K_{UL} = 1000$ и $f_I = f_U/10$ показывает, что генерирование сигналов на частотах вблизи ПЧ повышает относительную нестабильность в 3 раза, а на меньших частотах — в десятки (сотни) раз.

Цель работы — разработка метода и системы генерирования стабильных электрических сигналов различной формы в широком диапазоне частот.

Метод генерирования модулированных сигналов в широком диапазоне частот. Рассмотрим диапазон $0 - f_U$ частот f . 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 колебание $U_{AI}(t)$ вспомогательной ПЧ 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 $f_{AR} = f_G/W$. Преобразованием частот сформируем колебания ПЧ и несущей частот:

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

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

При формировании колебания $U_C(t)$ в диапазоне $0 - f_U$ (несмотря на варьирование параметром W) частота f_{AR} (как и f_R) не является постоянной. Ее изменения (при условии $f_I = \text{const}$) должны компенсироваться 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 возрастанием значений $f_{AI, \min}$, $f_{AI, \max}$ и $(f_{AI, \max} - f_{AI, \min})$.

Таким образом, генерирование колебания $U_C(t)$ в диапазоне $0 - f_U$ при условии $f_I = \text{const}$ возможно, если независимо от значения f_G сформировать колебание $U_{AI}(t)$ с любым значением частоты в поддиапазоне $f_{AI, \min} - f_{AI, \max}$. Последнее достигается (с требуемой точностью) цифровым синтезом колебания $U_{AI}(t)$, если использовать в качестве тактового колебание, образуемое целочисленным делением в X раз частоты колебания $U_G(t)$. Очевидно, все колебания, участвующие в формировании $U_C(t)$, реализуются делением частоты колебания $U_G(t)$, обеспечивая достижение поставленной цели. В результате получаем следующую последовательность операций предлагаемого метода генерирования модулированных сигналов [13].

Сначала 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 ПЧ f'_{AI} на интервале $T_R = PT_M = Q/f'_{AI}$ (P, Q — целые числа). Затем генерируется колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой частотой f'_G . Целочисленным делением ее в W, Z и X раз формируются соответственно вспомогательное опорное $U_{AR}(t)$, опорное $U_R(t)$ и тактовое $U_T(t)$ колебания. Запомненные значения $U_D(t)$ циклически считываются импульсами $U_T(t)$ с частотой $f_T = Y/(PT_M)$, где Y — целое число, и преобразуются в аналоговый сигнал $U_A(t) = U_{AIM}(t)$ с амплитудным спектром $A_{AIM}(f)$.

Балансной АМ сигналом $U_A(t) = U_{AIM}(t)$ колебания $U_{AR}(t)$ с частотой f'_{AR} формируется сигнал $U_{AII}(t)$ с амплитудным спектром $A_{AII}(f)$. Образуется модулированный сигнал $U_{IM}(t)$ ПЧ выделением спектральных компонент $A_{AII}(f)$, расположенных выше либо ниже частоты f'_{AR} . Балансной АМ сигналом $U_{IM}(t)$ колебания $U_R(t)$ формируется сигнал $U_{II}(t)$ с амплитудным спектром $A_{II}(f)$. Выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте f'_C образуется путем выделения спектральных компонент $A_{II}(f)$, расположенных выше или ниже частоты f'_R опорного колебания (рис. 1). При этом во всем диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот соответствующим выбором целочисленных значений параметров P, Y, X, W, Z и Q обеспе-

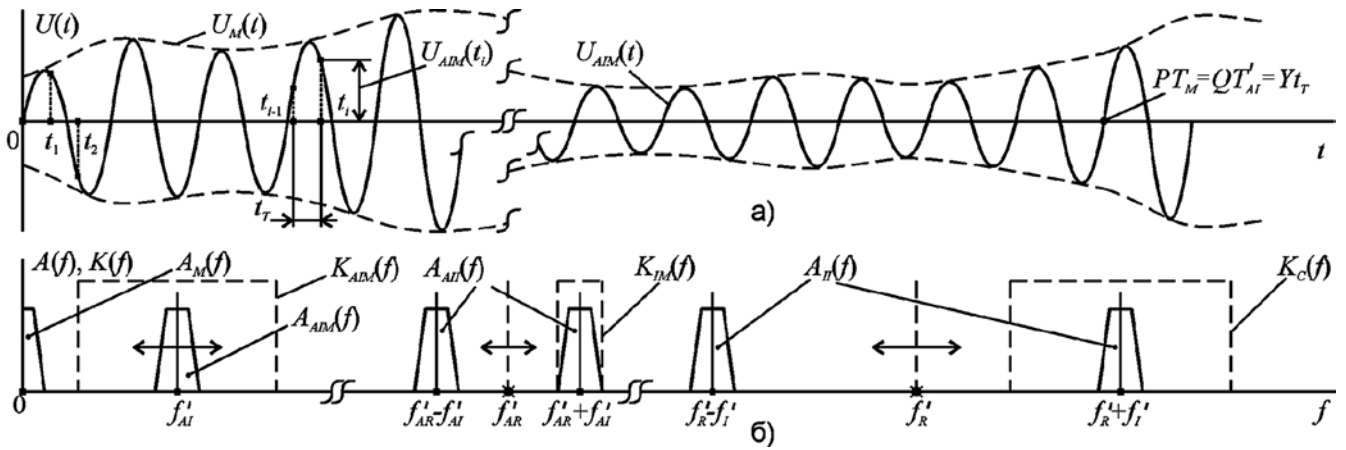


Рис. 1

чивается совпадение с необходимой точностью требуемого f_C (1) и фактического

$$f'_C = (YX)/(PZT_M) \pm f'_I \quad (2)$$

значений несущей частоты, выбранного f_I (1) и фактического

$$f'_I = (YX)/(PWT_M) \pm Q/(PT_M) \quad (3)$$

значений ПЧ. На выбор конкретных значений ПЧ ограничения не накладываются.

Характеристики точности и стабильности предлагаемого метода генерирования. Для определенности предположим, что несущая частота формируется по варианту

$$f_C = f_R + f_I = f_R + (f_{AR} + f_{AI}) = f_G/Z + (f_G/W + f_{AI}). \quad (4)$$

Тогда (с учетом выполняемых операций) частота колебания $U_G(t)$ должна иметь значение

$$f_G = Z(f_C - f_I) = ((Y + \Delta Y)X)/(PT_M), \quad (5)$$

а частоты опорного $U_R(t)$, вспомогательного опорного $U_{AR}(t)$ колебаний и колебания $U_{AI}(t)$ вспомогательной ПЧ — соответственно

$$f_R = f_G/Z = ((Y + \Delta Y)X)/(PZT_M);$$

$$f_{AR} = f_G/W = ((Y + \Delta Y)X)/(PWT_M);$$

$$f_{AI} = f_I - f_{AR} = (Q_I + \Delta Q_I)/(PT_M),$$

где X, Y, Z, P, W, Q_I — целые числа; $|\Delta Y| \leq 0,5$; $|\Delta Q_I| \leq 0,5$. Их подстановка в (4) дает

$$f_C = \left(\frac{YX}{PZT_M} + \frac{YX}{PWT_M} + \frac{Q}{PT_M} \right) + \Delta Q \frac{1}{PT_M}, \quad (6)$$

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 частоты (вспомогательной ПЧ). С учетом этого и соотношений (2), (3) 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 значение

$$f'_C = f'_R + f'_I = f'_R + (f'_{AR} + f'_{AI}) = \frac{YX}{PZT_M} + \frac{YX}{PWT_M} + \frac{Q}{PT_M} \quad (7)$$

несущей частоты и максимальную абсолютную погрешность [13]

$$\Delta f_{CU} = |f_C - f'_C|_{\max} = 1/(2PT_M) \quad (8)$$

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

С учетом (4) — (7) имеем

$$f_I = f_{AR} + f_{AI} = ((Y + \Delta Y)X)/(PWT_M) + (Q_I + \Delta Q_I)/(PT_M);$$

$$f'_I = f'_{AR} + f'_{AI} = YX/(PWT_M) + Q/(PT_M) \text{ и}$$

$$f_I - f'_I = (\Delta Q - \Delta YX/Z)/(PT_M).$$

Это соответствует максимальной абсолютной погрешности воспроизведения ПЧ [13]:

$$\Delta f_{IU} = |f_I - f'_I|_{\max} = (1 + X/Z)/(2PT_M) = (1 + X/Z)\Delta f_{CU}, \quad (9)$$

которая также мала, хотя и несколько больше Δf_{CU} .

Для оценки стабильности несущей частоты генерируемых сигналов примем, что относительная нестабильность частоты колебания $U_G(t)$ равна $\delta = \Delta f'_G/f'_G$, и модулированный сигнал формируется по варианту $f'_I = f'_{AR} + f'_{AI}$, $f'_C = f'_R - f'_I = f'_R - f'_{AR} - f'_{AI}$. Колебания $U_R(t)$, $U_{AR}(t)$ и $U_{AI}(t)$ образуются из колебания $U_G(t)$, их частоты (2), (3) составляют: $f'_R = f'_G/Z$; $f'_{AR} = f'_G/W$; $f'_{AI} = f'_G Q/(XY)$. Тогда $f'_C = f'_G(1/Z - 1/W - Q/(XY))$. Учитывая это выражение, предположим, что частота колебания $U_G(t)$ приняла значение $f'_G + \Delta f'_G$. Ему отвечают мгновенное значение несущей частоты $f'_C + \Delta f'_C = (f'_G + \Delta f'_G)(1/Z - 1/W - Q/(XY))$ и относительная нестабильность последней $\delta_C = \Delta f'_C/f'_C = \delta$. Это означает, что предлагаемый метод, не накладывая ограничений на выбор ПЧ, обеспечивает во всем диапазоне одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности задающего генератора и существенно меньшую, чем в известном методе генерирования сигналов.

Отметим важную особенность предлагаемого метода. При неизменной частоте f'_G (неизменных параметрах Y, X, Z и W) изменением параметра Q можно формировать модулированные сигналы $U_C(t)$ на частотах, расположенных вокруг определяемой (2) частоты f'_C и образующих сетку ча-

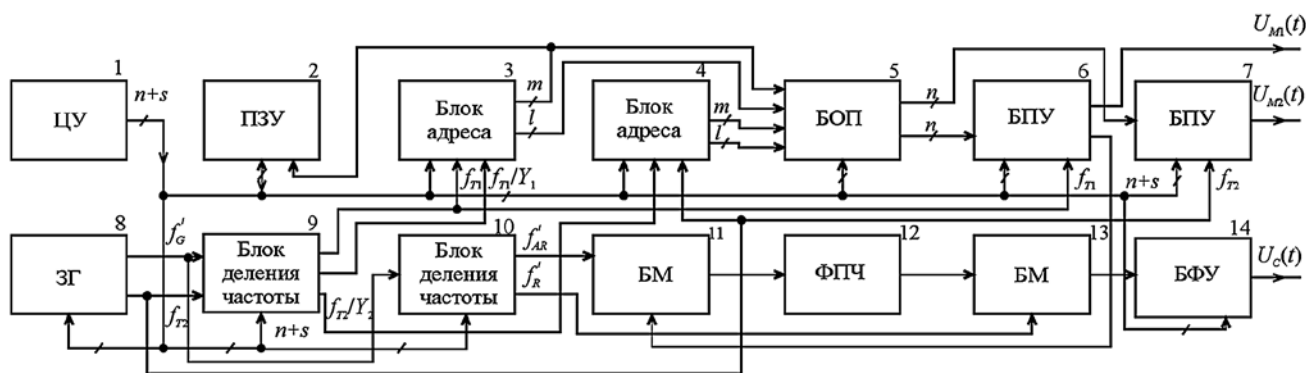


Рис. 2

стот с шагом $\Delta f = 1/(PT_M)$. Часто Δf оказывается намного меньше шага сетки формируемых частот колебания $U_G(t)$ с перестраиваемой частотой [13].

Система генерирования сигналов различной формы в широком диапазоне частот. Для реализации предлагаемого и известного методов формирования опорных колебаний [14] была синтезирована система генерирования (СГ) сигналов различной формы в широком диапазоне частот [15]. Ее укрупненная структурная схема (рис. 2) содержит центральное устройство (ЦУ) 1, постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) 2, блок 5 оперативной памяти (БОП), блоки 6, 7 преобразования и усиления (БПУ), блоки 3, 4 адреса, балансные модуляторы (БМ) 11, 13, фильтр 12 промежуточной частоты (ФПЧ), блок 14 фильтрации и усиления (БФУ), задающий генератор (ЗГ) 8, блоки 9, 10 деления частоты.

Центральное устройство включает вычислительное устройство (ВУ) и блок управления (БУ), связанные интерфейсной шиной в виде совокупности двунаправленной шины данных, шины управления и шины сигналов состояния. Помимо интерфейсной, БУ имеет s -разрядную шину управления и n -разрядную шину данных, для приема и хранения которых каждый из управляемых блоков СГ содержит параллельный регистр. Дополнительно БУ содержит полноценные поле набора и поле индикации, что позволяет реализовать автономную СГ, способную работать под управлением ВУ и самостоятельно.

Каждый из блоков 3, 4 адреса содержит первый и второй блоки счета. Первые блоки построены на основе m -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета $K_m = 2^m$ и m -разрядного параллельного регистра. Они формируют адреса данных, записываемых в (считываемых из) блоки (ов) 2 и 5. Вторые блоки счета, управляющие цифровыми коммутаторами блока 5, реализованы на основе l -разрядного двоичного счетчика с максимальным коэффициентом счета $K_l = 2^l$. БОП 5 включает: l оперативных запоминающих устройств (ОЗУ), l цифровых m -разрядных коммутаторов двух каналов в один канал, два цифровых n -разрядных коммутатора l каналов в один канал и цифровой n -разрядный коммутатор одного канала в l каналов. ПЗУ 2 имеет максимальные размеры адресного пространства и памяти, т.е. 2^m адресов и $(2^m n)$ бит, что обеспечивает хранение отсчетных значений V сигналов.

Выбор необходимой области памяти достигается занесением в параллельный регистр блока 3 адреса M и заданием длины Y цикла. Каждое из l ОЗУ блока 5 выполнено с

независимым друг от друга доступом к ячейкам памяти (необходимо при одновременном формировании двух смещенных по времени (фазе) сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M1}(t - \tau)$), может подключаться с помощью цифровых коммутаторов к обоим формирователям адресов (первым блокам счета блоков 3, 4 адреса) и иметь такие же, как и ПЗУ 2, максимальные размеры адресного пространства и памяти.

В таком варианте суммарный объем памяти всех ОЗУ превышает объем памяти ПЗУ в l раз, что соответствует лишь частичной (на $100/l$ %) загрузке ОЗУ в автономном режиме работы СГ. Поэтому число ОЗУ, максимальные размеры адресного пространства и памяти каждого из них целесообразно выбирать равными соответственно $l = 2^l$, 2^{m-l} и $(2^{m-l} n)$. При таком подходе суммарный объем памяти всех ОЗУ равен объему памяти ПЗУ, поскольку при доступе к ОЗУ изменяются состояния только младших $(m-l)$ разрядов формирователей адресов.

Каждый из БПУ 6, 7 содержит последовательно включенные цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), фильтр нижних частот (ФНЧ) и регулируемый усилитель (РУ). Для установки требуемых уровней выходных сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$ в n -разрядные параллельные регистры РУ из ЦУ 1 (по шине данных с помощью сигналов шины управления) заносятся соответствующие числовые значения. БФУ 14 содержит последовательно включенные аналоговый коммутатор одного канала в J каналов, блок из J полосовых фильтров (ПФ), аналоговый коммутатор J каналов в один канал и РУ. Аналоговыми коммутаторами требуемый k -й ПФ ($1 \leq k \leq J$) подключается входом (выходом) к выходу БМ 13 (входу РУ) [15].

Задающий (перестраиваемый) генератор 8 представляет собой синтезатор стабильных колебаний в широком диапазоне частот, построенный на основе управляемого напряжением генератора, генератора опорного колебания, фазового детектора и пяти делителей частоты с переменными коэффициентами деления. Благодаря такой структуре, синтезатор формирует на двух выходах колебания на частотах f_1 и f_2 , которые могут быть одинаковыми ($f_1 = f_2$), кратными (отличаться в целое количество раз) или некратными [16, 17]. Блоки 9 и 10 содержат соответственно три и два целочисленных делителя частоты. Выбор требуемых значений частот колебаний на выходах ЗГ 8 и блоков 9, 10 обеспечивается занесением по шине данных необходимых значений коэффициентов деления (рис. 2).

Предлагаемая СГ имеет два режима работы: записи и генерирования. В режиме записи ВУ вычисляет Y_1

n -разрядных значений цифрового сигнала $U_{D1}(t)$, соответствующих отсчетным значениям $U_{M1}(t_i)$ синтезируемого аналогового сигнала $U_{M1}(t)$ на P_1 периодах T_{M1} его повторения, и граничное значение $M_{1ПЗУ}$ адресов области памяти. Последнее записывается в параллельный регистр блока 3 адреса, после чего в отведенную область памяти ПЗУ 2 заносится сигнал $U_{D1}(t)$. При записи числовое значение на m выходах блока 3 последовательно принимает Y_1 соседних значений в пределах от $M_{1ПЗУ}$ до $M_{1УПЗУ} = M_{1ПЗУ} + Y_1 - 1$. Аналогично записываются цифровые данные остальных сигналов $U_{Mv}(t)$ ($v=2, 3, \dots, V$), выбирая для каждого свои значения $M_{vПЗУ}$ и Y_v .

В режиме генерирования сначала цифровые данные выбранного сигнала $U_{M1}(t)$ считываются из ПЗУ 2 и записываются в (любое) k -е ОЗУ блока 5 оперативной памяти ($1 \leq k \leq I$). В этом участвуют оба блока адреса: числовое значение на m выходах блока 3 последовательно изменяется в пределах от $M_{1ПЗУ}$ до $M_{1УПЗУ}$, а значение на m выходах блока 4 — от $M_{1ОЗУ}$ до $M_{1УОЗУ} = M_{1ОЗУ} + Y_1 - 1$ ($M_{1ОЗУ}$ — граничное значение адресов области памяти k -го ОЗУ). СГ обеспечивает одновременное формирование путем прямого цифрового синтеза двух сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$. При необходимости аналогично записываются в q -е ОЗУ блока 5 ($1 \leq q \leq I$, $q \neq k$) цифровые данные сигнала $U_{M2}(t)$, задавая для него адресные значения $M_{2ПЗУ}$ и $M_{2ОЗУ}$. Далее в параллельные регистры первых блоков счета блоков 3, 4 адреса записываются адресные значения соответственно $M_{1ОЗУ}$ и $M_{2ОЗУ}$, после чего блоки счета переводятся в режим непрерывного (циклического) счета тактовых импульсов (ТИ).

Блок 9 деления частоты формирует ТИ и импульсы установки (с частотами соответственно $f_{T1} = Y_1/(P_1 T_{M1})$, f_{T1}/Y_1), поступающие на входы первого блока счета блока 3 адреса. В результате из k -го ОЗУ циклически считываются значения цифрового сигнала $U_{D1}(t)$. Они проходят через цифровой коммутатор (блока 5), с помощью ЦАП, управляемого по входу синхронизации ТИ, ФНЧ с АЧХ $K_M(f)$ и РУ (блок 6) преобразуются в аналоговый сигнал $U_{M1}(t)$ с амплитудным спектром $A_M(f)$. Аналогично под действием ТИ и импульсов установки (с частотами $f_{T2} = Y_2/(P_2 T_{M2})$ и f_{T2}/Y_2), поступающих на входы первого блока счета блока 4 адреса, из q -го ОЗУ циклически считываются значения цифрового сигнала $U_{D2}(t)$, преобразуемые ЦАП, ФНЧ и РУ (блок 7) в аналоговый сигнал $U_{M2}(t)$ (рис. 2). Выше было отмечено, что генератор 8 может формировать колебания кратных и некратных частот, обеспечивая возможность одновременного синтеза двух сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$ различной формы и разных (в общем случае некратных) периодов (частот) повторения.

Разработанная СГ позволяет одновременно формировать два одинаковые сдвинутые по времени (фазе) сигналы $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t) = U_{M1}(t - \tau)$. Для реализации этой возможности количество Y_1 n -разрядных значений сигнала $U_{D1}(t)$ выбирается кратной количеству $I = 2^l$ используемых ОЗУ блока 5. Запись данных $U_{D1}(t)$ в ПЗУ 2 выполняется в описанной выше последовательности. Запись в ОЗУ происходит следующим образом: Y_1 n -разрядных значений разбиваются на I групп по $Y_1/2^l$ значений в каждой, что соответствует $Y_1/2^l$ соседним отсчетным значениям сигнала $U_{M1}(t)$; каждая группа записывается в соответствующее по номеру ОЗУ, при этом во всех ОЗУ запись выполняется по одинаковым адресам.

После записи в режим непрерывного счета переводятся не только первые, но и вторые блоки счета блоков 3, 4 адреса. Тем самым обеспечивается циклическое подключение первых блоков счета (формирователей адресов) — к каждому из I ОЗУ и одновременный доступ к двум (разным) ОЗУ, данные с которых через синхронно переключаемые цифровые коммутаторы попадают на входы блоков 6, 7 и преобразуются в сигналы $U_{M1}(t)$, $U_{M2}(t) = U_{M1}(t - \tau)$. При такой логике величина τ запаздывания (опережения) изменяется с шагом $T_{M1}/2^l$:

$$|\tau| = N T_{M1}/2^l \quad (1 \leq N \leq 2^l - 1). \quad (10)$$

Сигналы $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$ образуются методом прямого цифрового синтеза. Максимальная верхняя граничная частота F_{MU} амплитудного спектра в основном определяется быстродействием ОЗУ и на современном этапе составляет 70—100 МГц. Это обеспечивает возможность синтеза немодулированных сигналов различной формы и относительно низкочастотных модулированных сигналов с несущей частотой f_C , не превышающей значения F_{MU} .

Для реализации разработанного метода генерирования модулированных сигналов [13] СГ формирует высококачественные модулированные сигналы с несущей частотой $f_C > F_{MU}$ в диапазоне $f_L - f_U$. Для достижения этого в описанной последовательности вычисляются и записываются в ОЗУ блока 5 Y n -разрядных значений цифрового сигнала $U_D(t)$. Они соответствуют отсчетным значениям $U_{AIM}(t_i)$ модулированного (периодическим сигналом $U_M(t)$ с периодом повторения T_M и амплитудным спектром $A_M(f)$) по амплитуде или (и) частоте (фазе) сигнала $U_{AIM}(t)$ вспомогательной ПЧ f'_{AI} (выбираемой из условия $f'_{AI} < F_{MU}$) на интервале $T_R = P T_M = Q/f'_{AI}$ (P , Q — целые числа). Генератор 8 вырабатывает колебание $U_G(t)$ с перестраиваемой в диапазоне $0,5f_U - f_U$ частотой f'_G . Целочисленным делением ее в W , Z и X раз формируются соответственно вспомогательное опорное $U_{AR}(t)$, опорное $U_R(t)$ и тактовое $U_T(t)$ колебания (блоки 9, 10). Частота последнего $f_T = Y/(P T_M)$ выбирается с запасом из условия $f_T \geq (2,5 - 3) F_{AIMU}$ (F_{AIMU} — верхняя граничная частота сигнала $U_{AIM}(t)$).

В режиме непрерывного счета импульсов $U_T(t)$ в описанной последовательности на выходе блока 6 возникает аналоговый сигнал $U_A(t) = U_{AIM}(t)$ с амплитудным спектром $A_{AIM}(f)$. В БМ 11 и ФПЧ 12 сигнал с АЧХ $K_{IM}(f)$ преобразуется в модулированный сигнал $U_{IM}(t)$ ПЧ. Сигнал $U_{IM}(t)$ в БМ 13 превращается в сигнал $U_{II}(t)$ с амплитудным спектром $A_{II}(f)$. Выделением спектральных компонент последнего (ПФ блока 14 фильтрации и усиления), расположенных выше либо ниже частоты f'_R опорного колебания, образуется выходной модулированный сигнал $U_C(t)$ на несущей частоте f'_C (см. рис. 1 и 2). При этом во всем диапазоне $f_L - f_U$ соответствующим выбором целочисленных значений параметров P , Y , X , W , Z и Q обеспечивается совпадение (с точностью (8)) требуемого f_C (1) и фактического f'_C (2) значений несущей частоты, а также совпадение (с точностью (9)) выбранного (1) и фактического (3) значений ПЧ.

Изменяя частоту f_R опорного колебания, можно формировать модулированный сигнал в требуемом диапазоне $f_L - f_U$ несущих частот. В этом случае (при необходимости подавления присутствующего реально в сигнале $U_{II}(t)$ остатка колебания на частоте f_R) максимальная ширина полосы пропускания ПФ теоретически ограничена значе-

нием $2f_I$, а практически (с учетом реализуемой избирательности ПФ) — значением f_I .

В результате получается, что с помощью одного ПФ можно сформировать высокочастотный модулированный сигнал $U_C(t)$ в диапазоне несущих частот шириной $f_U - f_L \approx f_I$, не превышающей значения ПЧ. Если диапазон $f_L - f_U$ оказывается шире, то его необходимо разбить на J поддиапазонов и ввести в блок 14 не один, а J ПФ. Формирование сигнала в конкретном k -ом поддиапазоне достигается соответствующим ПФ, подключаемым аналоговыми коммутаторами (блок 14). Очевидно, структура СГ инвариантна к последующему расширению диапазона рабочих частот (рис. 2).

Таким образом, разработанная трехканальная СГ обеспечивает: формирование стабильных модулированных сигналов $U_C(t)$ в широком диапазоне несущих частот; одновременное формирование двух сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$ различной формы и разных (в общем случае не кратных) периодов (частот) повторения либо двух одинаковых сигналов $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t) = U_{M1}(t - \tau)$, смещенных по времени (фазе). Это делает СГ многофункциональной, позволяет использовать ее в составе информационно-измерительных систем и обучающих программно-аппаратных комплексов [18—20].

Закключение. Разработанный метод генерирования стабильных модулированных сигналов в широком диапазоне несущих частот основан на цифровом синтезе модулирующих сигналов. Он обеспечивает во всем диапазоне одинаковую относительную нестабильность несущей частоты, равную относительной нестабильности задающего генератора, и не накладывает ограничений на выбор промежуточной частоты.

На Международной выставке-конгрессе “Высокие технологии. Инновации. Инвестиции” (Санкт-Петербург, 2008) многофункциональная СГ и созданный на ее основе обучающий программно-аппаратный комплекс были удостоены двух золотых медалей в номинациях “Лучший инновационный проект в области информационных технологий и электроники” и “Лучший инновационный проект в области обучения”.

Упрощенный (одноканальный) вариант СГ в виде генераторов Г6-45 и Г6-45/1 сигналов сложной формы серийно выпускается в ОАО “Минский приборостроительный завод”.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Прокис Дж.** Цифровая связь / Пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского.— М.: Радио и связь, 2000.— 800 с.
2. **Волков, Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.** Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие.— М.: Эко-Трендз, 2005.— 392 с.
3. Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие / Под ред. В.В. Шахгильдяна; 4-е изд.— М.: Радио и связь, 2000.— 656 с.
4. **Раннев Г.Г., Тарасенко А.П.** Методы и средства измерений: учебник; 2-е изд.— М.: Академия, 2004.— 336 с.

5. Патент 9561 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00. Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот / **В.А. Ильинков, Н.И. Беленкевич, В.Е. Романов.**
6. **Астанин Л.Ю., Флерова А.А.** Сложные сверхширокополосные импульсные радиолокационные сигналы и возможности их формирования // 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 // Компоненты и технологии.— 2004.— № 3.— С. 204—206.
8. Патент 290527 Германия, МПК 5 Н 03 С 1/06. Digitaler Signalgenerator / **К. Dannowski, Н-W Neumann.**
9. **Кузнецов Д.В.** Цифровой генератор амплитудно-модулированного и частотно-модулированного сигналов с микропроцессорным управлением // Приборы и техника эксперимента.— 2003.— № 2.— С. 160—161.
10. **Рябов И.В.** Цифровые синтезаторы частотно-модулированных сигналов // Приборы и техника эксперимента.— 2001.— № 2.— С. 62—69.
11. **Алексеев Ю.И., Ежов С.В.** Способ реализации широкодиапазонных генераторов СВЧ // Приборы и техника эксперимента.— 2002.— № 4.— С. 18—19.
12. Заявка 1—40525 Япония, МПК 4 Н 03 В 28/00. Генератор сигнала произвольной формы / **К.К. Симадзу Сэйсакусе.**
13. Патент 9563 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00. Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот / **В.А. Ильинков, Н.И. Беленкевич, В.Е. Романов.**
14. Патент 6863 С1 ВУ, МПК 7 Н 03 L 7/00, 7/18. Способ синтеза стабильных электрических колебаний не кратных частот / **В.А. Ильинков, В.Е. Романов.**
15. Патент 9564 С1 ВУ, МПК (2006) Н 03 L 7/00. Система генерирования электрических сигналов в широком диапазоне частот / **В.А. Ильинков, Н.И. Беленкевич, В.Е. Романов.**
16. Патент 8265 С1 ВУ, МПК 7 Н 03 L 7/00. Синтезатор стабильных электрических колебаний в широком диапазоне частот / **В.А. Ильинков, В.Е. Романов.**
17. **Ильинков В.А., Романов В.Е.** Формирование нескольких колебаний не кратных частот однопетлевой системой ФАПЧ // Доклады БГУИР. Электроника, материалы, технологии, информатика.—2004.— № 4 (8).— 54—58.
18. **Ильинков В.А. и др.** Современные тенденции построения информационно-измерительных телекоммуникационных систем // Известия Белорусской инженерной академии. Современные средства связи.— 2003.— № 1 (15) /3.— С. 66—68.
19. **Ильинков В.А. и др.** Программно-аппаратный комплекс математического и физического моделирования радиоэлектронных систем // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития. Материалы Междунар. науч.-метод. конф., Минск, 17—18 марта 2004 г.— Минск: БГУИР, 2004.— С. 180—181.
20. **Ильинков В.А. и др.** Использование программно-аппаратных комплексов в учебном процессе подготовки специалистов радиоэлектронного профиля / VIII Международная науч.-метод. конф. вузов и факультетов телекоммуникаций: труды конф.— Россия, Уфа, 23—24 июня 2004.— М.: МТУСИ, 2004.— С. 139—141.

Получено 11.10.12