

ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ, АНАЛИЗА И РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СЧЕТНЫХ ИМПУЛЬСОВ (УГСИ)

Н. Н. Атаманенко

Киев

При построении функциональных частотно-цифровых преобразователей (ФЧЦП) различного целевого назначения (измерение, вычисление, управление) с промежуточным время-импульсным (ВИ) преобразованием [3, 4, 6] необходимо иметь УГСИ, мгновенная частота которого $f_{сч}$ должна изменяться во времени по определенному закону

$$f_{сч} = \varphi_2(t_x), \quad (1)$$

причем закон изменения интервала включения УГСИ t_x от контролируемой величины $t_x = \varphi_1(A_x)$ считается известным. Можно выделить две основные группы устройств, выполняющих функции УГСИ: 1) устройства с непрерывным во времени изменением частоты; 2) устройства с дискретным во времени изменением частоты.

Обе группы устройств имеют ряд особенностей построения, различную сложность и точность получения зависимости (1).

Устройства с непрерывным изменением частоты

Для их построения целесообразно использовать принцип действия генератора качающейся частоты (ГКЧ) на основе RC , LC или других генераторов. Частоту УГСИ на основе ГКЧ можно изменять, изменяя параметры R , L , C или другие при помощи пилообразного напряжения U_x (или тока) с заданным законом изменения во времени

$$U_x = \varepsilon(t). \quad (2)$$

УГСИ должен обеспечить также заданное значение $f_{сч\min}$ и перепад частоты $\Delta f_{сч} = f_{сч\max} - f_{сч\min}$. От этих величин зависит выбор схемы ГКЧ, типа управляемого элемента ГКЧ и параметров напряжения (2). Как показывает анализ, при построении ФЧЦП—ВИ с произвольной знакопостоянной характеристикой преобразования

$$N_x = \Phi(A_x - A_0), \quad A_0 \geq 0 \quad (3)$$

зависимость (1) будет в общем случае нелинейной. Это обстоятельство накладывает особые требования на выполнение основного узла УГСИ — задающего генератора пилообразного напряжения [2]. На схеме рис. 1 приняты следующие обозначения: ОВ — одновибратор с временем восстановления $t_{x\max} < t_v < T_0$, где T_0 — период повторения сигналов включения УГСИ; ЗГПН — задающий генератор пилообразного напряжения (2), работающий в ждущем режиме; ИНС — источник начального смещения $U_{см} = \text{const}$ для получения начальной частоты УГСИ ($f_{сч\min}$ или $f_{сч\max}$); Г — управляемый генератор гармонических колебаний (RC , LC или др.);

ЭУ — элемент управления частотой генератора Γ (R, L, C или др.); ФПИ — формирователь прямоугольных импульсов; И — схема совпадения в исходном состоянии — закрыта; T_y — триггер управления, его исходное состояние — 0.

При подаче сигнала «пуск» срабатывают ОВ и T_y , первый запускает ЗГПН, а второй открывает схему И. Суммарный сигнал $U_x(t)$ и U_{cm} нелинейно изменяет параметры ЭУ, что обеспечивает требуемый закон изменения частоты [1]. С выхода схемы Γ частота (1) поступает на ФПИ и далее на схему И, а после схемы И — на обработку. По истечении времени t_x сигналом «стоп» триггер T_y переводится в состояние 0 и закрывает схему И. Частота (1) на выход УГСИ не поступает. Этим же сигналом могут быть установлены в исходное состояние схемы ОВ и ЗГПН. Количество периодов частоты УГСИ за время t_x можно определить из выражения

$$N_{x(1)} = \int_0^{t_x} \varphi_2(t_x) dt. \quad (4)$$

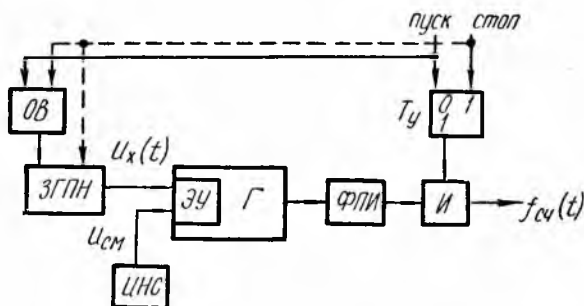


Рис. 1. Блок-схема управляемого генератора с непрерывной характеристикой.

При принятой классификации к УГСИ с непрерывной характеристикой (1) можно отнести устройства, характеристика изменения частоты которых

$$f_{cy}^* = \varphi_3(t_x) \quad (5)$$

является кусочно-линейным или кусочно-криволинейным приближением зависимости (1). Такое решение может быть следствием практической необходимости моделировать кусочно-линейное или кусочно-криволинейное приближение

$$U_x^* = \varepsilon_1(t_x) \quad (6)$$

зависимости (2), вызванное сложностью получения самой зависимости (2). Примером является построение УГСИ на основе ГКЧ с применением линейного ЗГПН и кусочно-линейного интерполятора напряжения на диодах и др. В этом случае необходимо установить связь между ошибками приближения характеристик (1) и (2)

$$\Delta U_x^* = \xi_1(\Delta f_{cy}^*), \quad \delta U_x^* = \xi_2(\delta f_{cy}^*). \quad (6a)$$

Для этого можно частично воспользоваться методикой, приведенной в работе [6], а также необходимо применить известный метод получения первой разности двух функций $U_x = \psi_1(f_{cy})$ и $U_x^* = \psi_2(f_{cy}^*)$ в заданных точках сравнения.

Для построения УГСИ надо знать зависимость (1) и максимальный интервал включения $t_{x\max}$. Это позволяет определить граничные частоты $f_{c\min}$ и $f_{c\max}$ и помогает правильно выбрать тип генератора Г и элемента ЭУ. Характеристика управления ЭУ, в свою очередь, должна учитывать энергетические, временные и другие возможности предполагаемой схемы ЗГПН.

В работе определяется характеристика (2) ЗГПН для схем Г, выполненных на основе RC- и LC-генераторов. В качестве элементов ЭУ используются управляемые напряжением электронная лампа как активное и реактивное сопротивление и варикап как барьерная емкость. Предполагается, что характеристика (1) УГСИ задана.

На рис. 2 представлены схемы управляемого RC-генератора с частотным мостом Вина, имеющим лучшие показатели в классе генераторов RC. В схеме рис. 2, а управление частотой производится изменением внутреннего сопротивления R_i электронной лампы, включенной в плечо R_2 . Для этой цели используется пентод, включенный по схеме катодного повторителя. Его полное выходное сопротивление

$$R_2 = R_{12} = \frac{R_k}{1 + S_d(U_c) R_k}, \quad (7)$$

где

R_k — сопротивление катодной нагрузки;
 $S_d(U_c)$ — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы по первой сетке;

$U_c = U_{cm} \pm U_x(t)$ — результирующее напряжение управления лампой.

Уравнение частоты колебаний можно записать в виде

$$f_x = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{R_2 + R_{вх}}{R_1 R_2 R_{вх}} \cdot \frac{1}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (8)$$

причем для ламповой схемы принимают $R_{вх} = \infty$. Для получения зависимости $f_x(t)$ необходимо иметь математическое описание анодно-сеточной характеристики лампы $I_a = f(U_c)$, а для получения искомой зависимости (2) — удовлетворить равенство $f_x(t) = \varphi_2(t_x)$. Если характеристика лампы представлена квадратичным участком

$$I_a = aU_c^2, \quad (9)$$

то для определения напряжения (2) можно получить выражение

$$U_x(t) = A [b\varphi_2(t_x)]^2 - B, \quad (10)$$

где

$$A = \frac{1}{2aR_k}; \quad b = 2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_k}; \quad B = A + U_{cm}.$$

Если же характеристика будет представлена квадратичным участком

$$I_a = a_0 + a_1 U_c + a_2 U_c^2, \quad (11)$$

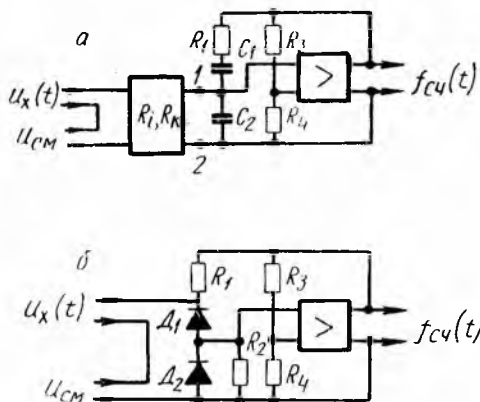


Рис. 2. Схема управляемого RC-генератора с частотным мостом Вина: а — с управляемым внутренним сопротивлением лампы R_i ; б — с управляемой барьерной емкостью кремниевых диодов D_1, D_2 .

то коэффициенты A и B выражения (10) будут иметь значения

$$A = \frac{1}{2a_2 R_k}, \quad B = A + \frac{a_1}{2a_2} + U_{cm}.$$

В том случае, когда предполагается использовать экспоненциальный участок характеристики

$$I_a = K \exp(\beta U_c), \quad (12)$$

для определения напряжения (2) получим выражение

$$U_x(t) = \frac{1}{\beta} \ln \{A_1 [\varphi_2(t_x)]^2 - B_1\}, \quad (13)$$

где

$$A_1 = 4\pi^2 C_1 C_2 R_1 [K\beta \exp(\beta U_c)]^{-1}, \\ B_1 = [R_k K\beta \exp(\beta U_c)]^{-1}.$$

Выбор одного из рассмотренных участков характеристики $I_a = f(U_c)$ лампы может зависеть от предельных величин сеточного напряжения $U_{c_{min}}, U_{c_{max}}$, которое можно получить от ЗГПН и ИНС, а также от других факторов.

В схеме рис. 2, б управление частотой производится изменением барьерной емкости кремниевых диодов $D_{1,2}$ (варикапов), закон изменения которой от обратного напряжения имеет вид

$$C_x = C_0 \left(\frac{U_k}{U_k - \bar{U}_x} \right)^{\frac{1}{n}}, \quad (14)$$

где $\bar{U}_x = U_{cm} \pm U_x(t)$ — результирующее значение обратного напряжения на диоде;

U_k — контактная разность потенциалов (для кремниевых р-п-переходов $U_k \leq 0,5 \div 1,0$ в);

n — технологическая постоянная (для сплавных диодов $n = 2$, для диффузионных $n = 3$).

Общую связь между U_k , U_{cm} и U_x необходимо устанавливать по фарад-вольтовой характеристике (14) варикапа, чтобы для него всегда обеспечивался режим обратного тока.

Чтобы получить зависимость (2), надо совместно решить уравнения (8), (14) и $\bar{U}_x[U_{cm}, U_x(t)]$, а также удовлетворить условие $f_x(t) = \varphi_2(t_x)$. В этом случае для определения напряжения (2) можно получить выражение

$$U_x(t) = A_2 - B_2^m [\varphi_2(t_x)]^m, \quad (15)$$

где $m = n$;

$$A_2 = 2U_k - U_{cm}; \quad B_2^m = \left(\frac{4\pi^2 R_1 R_2 R_{вх} C_1}{R_2 + R_{вх}} \right)^{\frac{n}{2}} 2C_0^n U_k.$$

Когда же изменяется емкость одного из диодов, например, диода D_2 , то в выражении (15) коэффициенты m , B_2^m будут иметь значения

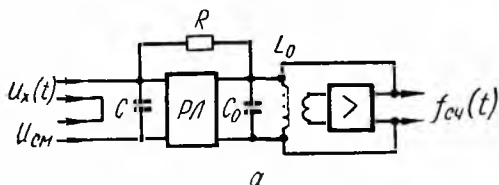
$$m = 2n;$$

$$B_2^m = \left(\frac{4\pi^2 R_1 R_2 R_{вх} C_1}{R_2 + R_{вх}} \right)^n C_0^n U_k;$$

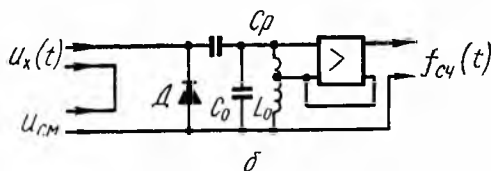
$$A_2 = U_k - U_{cm}.$$

Использование управляемой емкости варикапа обеспечивает при прочих равных условиях более высокий коэффициент регулирования частоты генератора, чем в случае управляемого внутреннего сопротивления пентода. Недостатком симметричного управления по схеме рис. 2, б следует считать трудность подбора варикапов с одинаковыми характеристиками (14).

На схеме рис. 3, а реактивной лампой РЛ служит пентод, включенный параллельно колебательному контуру L_0, C_0 . В цепи обратной связи



РЛ включены сопротивление R и емкость C , что при данной схеме их включения позволяет представлять лампу в виде индуктивного сопротивления x_i относительно напряжения контура. Уравнение частоты колебаний генератора можно записать в виде



$$f_x = \frac{1}{2\pi} \left\{ L_0 C_0 \left[1 - \frac{L_0}{RC} S_d(U_c) \right] \right\}^{-\frac{1}{2}}, \quad (16)$$

Рис. 3. Схема управляемого LC-генератора:

а — с управляемой эквивалентной индуктивностью реактивной лампы РЛ и трансформаторной обратной связью; б — с управляемой барьерной емкостью кремниевого диода Д и автотрансформаторной обратной связью.

где L_0, C_0 и R, C — параметры колебательного контура генератора и цепи обратной связи лампы РЛ соответственно;

$S_d(U_c)$ — крутизна анодно-сеточной характеристики РЛ по первой сетке;

$U_c = U_{cm} \pm U_x(t)$ — результирующее напряжение управления лампой.

Если используется квадратичный участок (9) характеристики лампы, то, применив изложенную выше методику, для определения напряжения (2) получим выражение

$$U_x(t) = A_3 - \frac{1}{B_3 [\varphi_2(t_x)]^2}, \quad (17)$$

где

$$A_3 = \frac{RC}{2aL_0} - U_{cm}, \quad B_3 = 8\pi^2 a \frac{L_0^2 C_0}{RC}.$$

Когда же используется квадратичный участок (11) характеристики, то в выражении (17) коэффициенты A_3 и B_3 будут иметь значение

$$A_3 = \frac{RC - L_0 a_1}{L_0 a_2} - U_{cm}, \quad B_3 = 8\pi^2 a_2 \frac{L_0^2 C_0}{RC}.$$

На схеме рис. 3, б управление частотой производится с помощью кремниевого диода Д, имеющего характеристику управления (14). Автоколебательная система генератора выполнена по схеме индуктивной трехточки. Уравнение частоты колебаний генератора можно записать в виде

$$f_x = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{C(\bar{U}_x) + C_p}{L_0 [(C_0 + C_p) C(\bar{U}_x) + C_0 C_p]} \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (18)$$

где L_0, C_0 — параметры колебательного контура;

$C(\bar{U}_x), C_p$ — емкость диода Д и разделительного конденсатора соответственно.

Применив изложенную ранее методику, для определения напряжения (2) получим выражение

$$U_x(t) = A_4 - B_4 \left\{ \frac{1 - [\varphi_2(t_x)]^2 D}{1 - [\varphi_2(t_x)]^2 E} \right\}^n, \quad (19)$$

где

$$A_4 = U_k - U_{cm}, \quad B_4 = U_k \left(\frac{C_0}{C_p} \right)^n, \\ D = 4\pi^2 L_0 (C_0 + C_p), \quad E = 4\pi^2 L_0 C_0.$$

Рассмотренные схемы генераторов и типы элементов управления могут обеспечить с достаточной для практики точностью основные характеристики УГСИ: закон управления (1), интервал управления $t_{x_{max}}$ и граничные параметры $f_{сч_{min}}$, $f_{сч_{max}}$. Они охватывают значительный диапазон управляющего напряжения (2) и весьма широкий диапазон выходных частот (1). Полученные в работе выражения для определения напряжения $U_x(t)$ необходимо положить в основу расчета схемы ЗГПН.

Устройства с дискретным изменением частоты

Закон изменения частоты УГСИ в этом случае будет кусочно-ступенчатым приближением зависимости (1) с некоторой наперед заданной ошибкой

$$\Delta f_{сч_{доп}}^* (\delta f_{сч_{доп}}^*); \\ f_{сч}^* = \varphi_4(t_x). \quad (20)$$

УГСИ этого типа могут быть двух видов: 1) с неравномерным законом следования импульсов $f_{сч_i}^*$ в интервале счета Δt_i ; 2) с равномерным законом следования импульсов $f_{сч_i}^*$ в интервале счета.

1. Для построения УГСИ первого вида целесообразно использовать управляемые делители стабильной частоты (УДЧ) на основе двончных, кольцевых и других схем. Коэффициенты деления УДЧ изменяют, вводя в схему делителя различного вида обратные связи, а также с помощью других мер [5]. Схемы УГСИ на УДЧ могут иметь значительное перекрытие на частоте, но при этом возникают ошибки из-за неравномерности следования импульсов в интервале счета и из-за округления коэффициентов деления собственно делителей D_i до целого числа. Управление схемой УДЧ в УГСИ ввиду неравномерности следования импульсов $f_{сч_i}^*$ необходимо осуществлять по разомкнутой схеме. На рис. 4, а приведена блок-схема УГСИ на основе УДЧ. На схеме приняты обозначения: БИВ — блок интервалов времени Δt_i ; БЗКД — блок задания коэффициентов деления D_i^* схемы УДЧ; УДЧ — управляемый делитель частоты в исходном состоянии имеет коэффициент деления; И — схема совпадения, в исходном состоянии закрыта; T_y — триггер управления, исходное состояние 0; $f_{эт} = \text{const}$ — опорная частота УДЧ.

При подаче сигнала «пуск» триггер T_y переходит в состояние 1 и открывает схему И. Схема УДЧ вырабатывала в исходном состоянии частоту $f_{сч_i}^*$, которая и поступает через схему И на обработку. Одновременно сигналом «пуск» запускается также блок БИВ, который последовательно через интервалы $\Delta t_1, \dots, \Delta t_{m-1}$ вырабатывает команды на

включение коэффициентов деления $D_2^*, \dots, D_m^*$ блоком БЗКД в схеме УДЧ. При этом схема УДЧ будет последовательно вырабатывать частоты $f_{сч_2}^*, \dots, f_{сч_m}^*$.

При подаче в конце интервала t_x сигнала «стоп» триггер T_y переходит в состояние 0 и закрывает схему И. Доступ частоты $f_{сч_l}^*$ ($l \leq m$) на обработку прекращается. Этим же сигналом возвращаются в исходное состояние схемы БИВ и БЗКД. Таким образом, за время t_x схема УГСИ формирует ряд частот $f_{сч_1}^*, \dots, f_{сч_l}^*$. Число импульсов от УГСИ за время t_x можно определить из выражения

$$N_{x(1)}^* = \sum_{j=1}^{l-1} \Delta t_j f_{сч_j}^* + \left(t_x - \sum_{j=1}^{l-1} \Delta t_j \right) \times f_{сч_l}^* \quad (21)$$

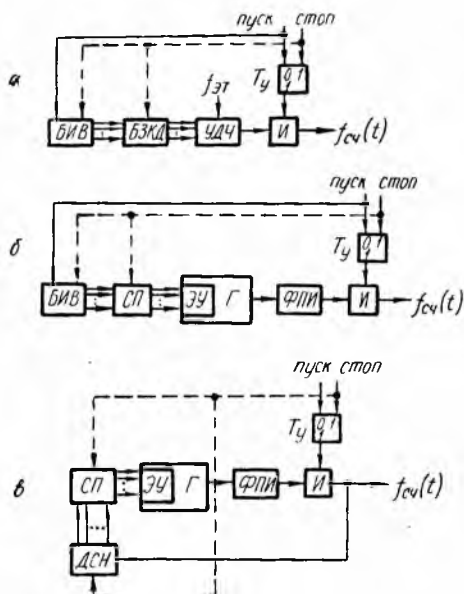


Рис. 4. Блок-схема управляемого генератора счетных импульсов с дискретной характеристикой:

а — с неравномерным законом следования импульсов; б — с равномерным законом следования импульсов без обратной связи; в — с равномерным законом следования импульсов с обратной связью.

Если в результате приближения зависимости (1) известны основные параметры зависимости (20): интервалы включения Δt_j и частоты f_j^* УДЧ, построение УГСИ сводится в основном к расчету и построению схем БИВ и УДЧ. Ряд основных методов построения и анализ работы УДЧ приведены в работе [5]. В качестве БИВ в простейшем случае может служить цепочка одновибраторов с заданным временем восстановления каждой ячейки $\tau_{vj} = \Delta t_j$, где $j = 1 \div m$, и допустимый нестабильностью $\delta \tau_v \leq \epsilon$. Более точную, но и более сложную схему БИВ можно выполнить на основе генератора стабильной частоты f_0 , счетчика им-

пульсов и матричного дешифратора. Частоту f_0 схемы БИВ в этом случае необходимо определять, исходя из допустимой ошибки формирования $\sigma t_{\min}$ наименьшего интервала $\Delta t_{\min}$

$$f_0 \geq [\delta t_{\min} \Delta t_{\min}]^{-1}. \quad (22)$$

2. Для построения УГСИ второго вида можно использовать генератор гармонических колебаний с дискретным управлением, набор синхронизированных генераторов стабильных частот и др. Дискретное управление частотой одного генератора дает экономичное схемное решение УГСИ, однако накладывает дополнительные требования на технику переключения элементов колебательной цепи генератора. Ведь даже при оптимальном управлении путем подключения или отключения элементов колебательной цепи генератора переход от одной частоты $f_{сч_{j-1}}^*$ к другой $f_{сч_j}^*$ сопровождается процессом установления частоты $f_{сч_j}^*$, а это неизбежно приводит к ошибке формирования заданного числа периодов частоты $f_{сч_j}^*$ на интервале Δt_j

$$\Delta N_{j(1)}^* = \Delta t_j f_{сч_j}^*. \quad (23)$$

Возможность появления и оценка этой ошибки должны рассматриваться в каждом случае отдельно. Наличие равномерности следования импульсов f_{cqj}^* в общем случае позволяет выполнять УГСИ как по разомкнутой, так и по замкнутой схеме управления.

На рис. 4,б приведена блок-схема УГСИ с разомкнутой схемой управления. По своей структуре и работе она аналогична схеме УГСИ на основе УДЧ (рис. 3,а). Вместо делителя УДЧ здесь используется RC , LC или другой генератор Γ с дискретным изменением параметров элемента управления ЭУ.

В исходном состоянии схема Γ настроена на частоту f_{cq1}^* . Вместо блока задания коэффициентов деления БЗКД здесь используется схема переключения СП параметров ЭУ (матричная схема, триодные ключи и др.). Дополнительным узлом схемы является формирователь прямоугольных импульсов (ФПИ). Особенность устройства — сравнительная простота построения схем СП и Γ по сравнению с узлами БЗКД и УДЧ. Количество периодов частоты (20) за время t_x можно определить по формуле (21).

На рис. 4,в представлена блок-схема УГСИ с замкнутой схемой управления. Она особенно экономична при построении ФЧЦП с дискретным управлением генератором Γ , так как при этом удается совместить узлы формирования интервала счета и управления генератором Γ . На схеме дис. 4, в приняты те же обозначения, что и на рис. 4,б. Вместо узла БИВ здесь введен двоичный счетчик — накопитель ДСН, выходные шины которого воздействуют на узел СП, куда в данном случае заложена программа переключения генератора Γ . В исходном состоянии УГСИ схема должна генерировать частоту f_{cq1}^* . После подачи сигнала «пуск» срабатывает триггер T_y и открывает схему И. Частота f_{cq1}^* поступает на обработку и на вход счетчика ДСН. После подсчета $\Delta N_1^* = \Delta t_1 f_{cq1}^*$ импульсов схема СП переключает генератор Γ на частоту f_{cq2}^* , а после подсчета $\Delta N_2^* = \Delta t_1 f_{cq2}^*$ импульсов — на частоту f_{cq3}^* и т.д. При подаче сигнала «стоп» срабатывает триггер T_y и закрывает схему И. Доступ последней из генерируемых в момент t_x частот f_{cqj}^* на вход ДСН прекращается, но генератор Γ будет продолжать генерировать эту частоту. Поэтому сигналом «стоп» устанавливаются также исходные состояния ДСН и СП. Количество периодов частоты (20) за время t_x определяется по формуле (21).

Принципиальной особенностью схем рис. 3,б; 3,в есть допущение возможности пропуска ± 1 периода частоты f_{cqj}^* на интервале формирования Δt_j . Поэтому выражение для подсчета количества периодов частоты f_{cqj}^* , где $j = 1 + l$, за время t_x (21) можно представить в виде

$$N_{x(l)}^* = \sum_{j=1}^{l-1} [\text{ent}(\Delta t_j f_{cqj}^*) \pm 1] + \text{ent} \left[\left(t_x - \sum_{j=1}^{l-1} \Delta t_j \right) f_{cqj}^* \right] \pm 1, \quad (24)$$

где термин ent означает целую часть.

Рассмотренные схемы УГСИ могут лишь приближенно воспроизвести характеристику (1). Сложность схем в порядке убывания необходимо считать от а до в. Схемы рис. 4,б; 4,в имеют параметрические режимы, а схема рис. 4,а — сугубо дискретная. Достижимую точность и стабильность схем рис. 4,а, 4,б, 4,в необходимо рассматривать в каждом отдельном случае.

ВЫВОДЫ

1. Схемы УГСИ могут иметь непрерывную и дискретную характеристику управления.

2. УГСИ с непрерывной характеристикой управления целесообразно строить на основе ГКЧ с использованием RC , LC или других генераторов, управляемых напряжением (током).

3. УГСИ с дискретной характеристикой управления можно строить как на основе дискретноуправляемых гармонических генераторов, так и на основе УДЧ, причем первые имеют менее сложную схему, чем последние.

4. УГСИ на основе дискретноуправляемых гармонических генераторов могут иметь разомкнутую и замкнутую схемы управления, причем в последнем случае они более экономичны по схемному решению.

5. Оценку точности и стабильности УГСИ необходимо производить в плане конкретных требований, предъявляемых к ним.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Д. Артым. Теория и методы частотной модуляции. ГЭИ, 1961.
 2. В. Г. Криксунов. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. ГИТЛ УССР, 1958.
 3. Н. Н. Атаманенко. Вопросы построения и анализа цифровых приемников частотных сигналов с линеаризацией шкалы воспроизведения. Вестник КПИ, 3, серия автоматики и приборостроения. Изд-во КГУ, Киев, 1966.
 4. Н. Н. Атаманенко. Вопросы анализа и расчета цифровых приемников частотных сигналов с развертывающим уравниванием. «Телемеханика в промышленности», вып. 2. Изд-во «Техника», 1967.
 5. Н. Н. Атаманенко. Построение, анализ и расчет управляемых схем деления частоты с улучшенными характеристиками. Вестник КПИ, 4, серия автоматики и электроприборостроения. Изд-во КГУ, Киев, 1967.
 6. Н. Н. Атаманенко. Вопросы построения, анализа и расчета функциональных частотно-цифровых преобразователей (ФЧЦП). Вестник КПИ, 5, серия автоматики и приборостроения. Изд-во КГУ, Киев, 1968.
-