

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ПОМЕХ НА ВЫХОДЕ ДВУХУРОВНЕВОГО ПАССИВНОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА

Ю. А. НИКИТИН

*Санкт-Петербургский филиал НИИ Радио (филиал ФГУП НИИР — ЛОНИИР),
192029, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: dep7_unik@mail.ru*

Рассмотрена модель сложнопериодической решетчатой функции, с помощью которой удобно анализировать процесс формирования двухуровневых колебаний на выходе систем пассивного цифрового синтеза частот. Рассмотрен механизм образования помех в спектре выходного колебания и показаны пути их уменьшения с помощью управляемых устройств задержки импульсного сигнала. Предложены варианты реализации таких устройств на основе промежуточных преобразований кода текущей задержки во временной интервал.

Ключевые слова: конечный автомат, счетчик импульсов, накапливающий сумматор, синтез частот, дискретная побочная спектральная составляющая

Задачу пассивного цифрового синтеза (ПЦС) частот можно сформулировать следующим образом: аппроксимация (воспроизведение) исходного непрерывного колебания требуемой частоты $f_{\text{ВыхНЧ}}$ с гладкой огибающей дискретным во времени и квантованным по уровню колебанием с разрывами первого или второго рода или с непрерывной производной, т.е. выбор координат узлов аппроксимации по совокупности заданных критериев оценки [1].

Устройства ПЦС воспроизводят колебания с требуемыми частотой повторения и огибающей из высокочастотного опорного колебания $f_{\text{ОпВЧ}}$ посредством цифровых и/или цифроаналоговых преобразований. Огибающая синтезированного колебания может быть двухуровневой (ее получают с помощью чисто цифровых методов) либо многоуровневой (ее получают с помощью цифроаналоговых методов).

В системах пассивного цифрового синтеза частот используют накапливающие сумматоры (НС) и счетчики импульсов (СИ); счетчики могут включать в себя поглотители импульсов (ПИ). В синтезаторах частот счетчики называют делителями [частоты] с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления — соответственно ДПКД или ДДПКД [2, 3].

Основой ПЦС служит конечный автомат (КА), дополненный цифроаналоговыми узлами — либо управляемым устройством задержки (УУЗ) при двухуровневом синтезе, либо цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) при многоуровневом. Конечный автомат, дополненный цифроаналоговыми устройствами (УУЗ или ЦАП), называют модифицированным (МКА).

Целью настоящей работы является рассмотрение механизмов образования помех в спектре выходного колебания систем двухуровневого пассивного цифрового синтеза и конструктивных путей их снижения.

Конечный автомат определяют как устройство переработки слов конечной длины в конечном алфавите с конечной памятью, т.е. цифровое устройство, работающее в дискретном времени и с конечным числом внутренних устойчивых состояний. КА преобразует слова входного алфавита X в слова выходного Y в соответствии с заданным алгоритмом [4]. Разностное уравнение определяет последовательность номеров внутренних состояний КА как функцию от последовательности номеров состояний его входа.

При пассивном цифровом синтезе возможно построение прямочастотного КА на основе накапливающего сумматора*. Структурная схема двухуровневого КА на основе НС приведена на рис. 1 [5]. В этом случае выходная частота прямо пропорциональна коду управления Q . В прямочастотном синтезе НС используют для формирования кода текущей фазы S_k , поэтому его еще называют аккумулятором фазы. Выходной код НС представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Величина $Q = f_{\text{ВыхНЧ}}/F_s$, которую записывают на вход НС, — приращение фазы за один такт его работы (F_s — шаг сетки синтезируемых частот). Поэтому текущий код выходной частоты практически определяет значение приращения фазы.

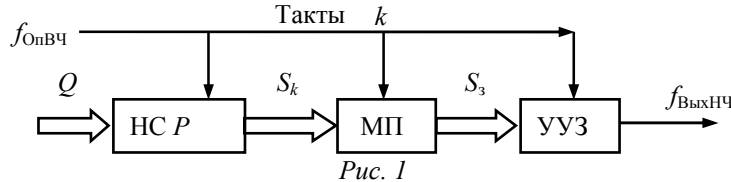


Рис. 1

Изменение состояния НС и микропроцессора (МП) и пересчета кода управления УУЗ импульсами происходит с входной частотой $f_{\text{ОпВЧ}}$. Поэтому требования к быстродействию указанных устройств достаточно жесткие. Полезным сигналом, кроме кода текущей фазы, при двухуровневом синтезе служат импульсы переполнения ρ_k НС, следующие с усредненной на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s$ частотой $f_{\text{ВыхНЧ}}$:

$$f_{\text{ВыхНЧ}} = f_{\text{ОпВЧ}} \frac{Q}{P} = QF_s.$$

Если принять емкость НС первого порядка ($n=1$) равной P единиц, то на его вход можно записать число $Q \in (0, 1, 2, \dots, P-1)$. Представим функцию выхода (переполнения) ρ_k для НС:

$$\rho_k = \lfloor kQ/P \rfloor - \lfloor (k-1)Q/P \rfloor, \quad \rho_k \in (0, 1).$$

Заметим, что функция выхода НС ρ_k есть конечная разность первого порядка от текущей (мгновенной) фазы kQ/P . Конечная разность первого порядка в цифровых (дискретных) системах является аналогом первой производной в аналоговых (непрерывных). Частота следования импульсов — выходная частота НС: на периоде неравномерности P укладывается Q импульсов переполнения ρ_k .

Функцию выходов для текущей фазы НС записывают следующим образом:

$$S_k = P \{ kQ/P \},$$

$0 \leq \{ * \} < 1$ — операция выделения дробной части числа.

Временные диаграммы текущего кода S_k и импульсов переполнения ρ_k НС для случая $P = 16$ и $Q = 7$ приведены в табл. 1 (цветом здесь и далее в таблицах выделен период неравномерности структуры выходного потока импульсов T_s) и на рис. 2 (T_T — период гипотетической — идеально равномерной последовательности импульсов требуемой частоты $f_{\text{ВыхНЧ}}$).

Таблица 1

Диаграмма работы КА на основе НС

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
A	0	0	0	1	1	2	2	3	3	3	4	4	5	5	6	6	7	7
B	-1	0	0	0	1	1	2	2	3	3	3	4	4	5	5	6	6	7
ρ_k	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
S_k	0	7	14	5	12	3	10	1	8	15	6	13	4	11	2	9	16=0	7

$$\rho_k = A - B = \left\lfloor k \frac{Q}{P} \right\rfloor - \left\lfloor (k-1) \frac{Q}{P} \right\rfloor, \quad S_k = P \left\{ k \frac{Q}{P} \right\}, \quad Q = 7, P = 16,$$

$\lfloor \rfloor$ — операция выделения целой части числа, меньшей или равной ему.

* В зарубежной литературе НС также называют аккумуляторами фазы и $\Delta\Sigma$ модуляторами. Первое название пришло из теории и техники ПЦС, а второе — из теории и техники аналого-цифрового преобразования.

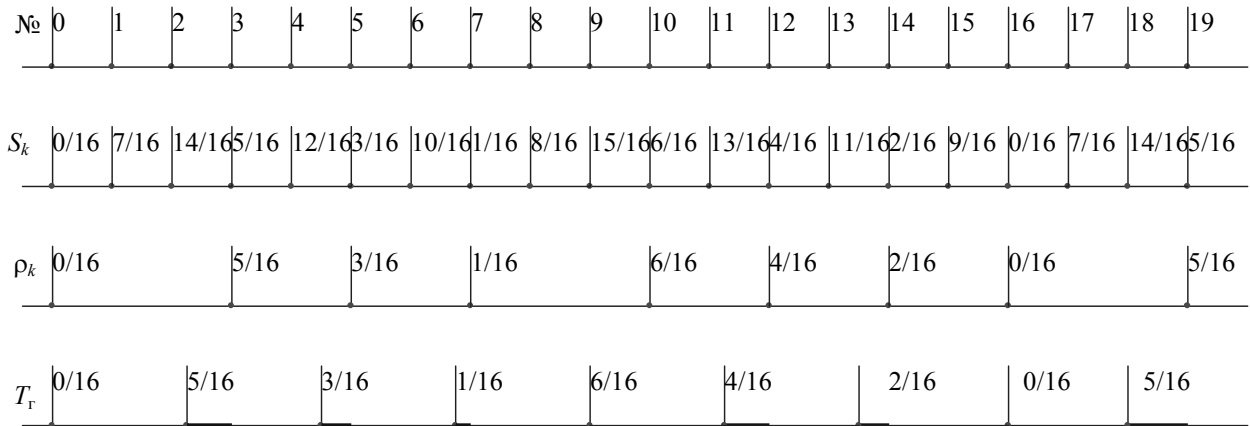


Рис. 2

Значения текущей фазы S_k на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s = QT_r = PT_0$ пробегает все значения от 1 до $P-1$ в очередности, которая определяется разложением числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида.

Временная неравномерность потока выходных импульсов переполнения ρ_k обусловлена дискретным временем переключения КА, целократным периодом тактовых импульсов T_0 , в то время как импульсы требуемой частоты должны быть расставлены во времени равномерно с периодом $T_r = \frac{P}{Q}T_0$. Следствием указанного противоречия является функциональная фазоимпульсная модуляция (ФФИМ) выходного потока импульсов, которая приводит к появлению в спектре дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС).

Возможна также реализация ПЦС с помощью прямопериодного КА на основе ДДПКД (рис. 3). В этом случае выходной период пропорционален коэффициенту деления $N = \lfloor N \rfloor + \{N\} = \lfloor N \rfloor K + \alpha / M, 0 \leq \{N\} < 1, \alpha = 0, 1, 2, \dots, M-1, M$ — модуль дробности. В таком автомате НС используют для реализации дробности коэффициента деления N [6].

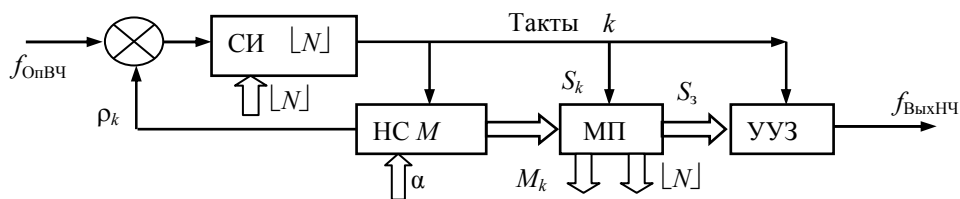


Рис. 3

Изменение состояния НС и МП выполняется за счет импульсов выходной частоты $f_{\text{ВыхНЧ}}$, поэтому требования к их быстродействию ослаблены в $\lfloor N \rfloor$ раз. А с учетом того, что быстродействие СИ значительно выше быстродействия НС и может равняться быстродействию первого триггера счетчика, двухуровневые КА такого вида применяют (как ДДПКД) в микроволновых синтезированных генераторах на основе колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты для синтеза частот и информационных сигналов. Временные диаграммы работы двухуровневого КА на основе ДДПКД для случая $P = 16, Q = 7$ приведены в табл. 2 и на рис. 4.

Таблица 2

Диаграмма работы КА на основе ДДПКД

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
A	0	2	4	6	9	11	13	16	18	20	22	25	27	29	32	34
B	-3	0	2	4	6	9	11	13	16	18	20	22	25	27	29	32
N_k	3	2	2	2	3	2	2	3	2	2	2	3	2	2	3	2
S_k	0	2	4	6	1	3	5	0	2	4	6	1	3	5	0	2

$$N_k = A - B = \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor (k-1) \frac{P}{Q} \right\rfloor, S_k = Q \left\{ k \frac{P}{Q} \right\}, Q = 7, P = 16.$$

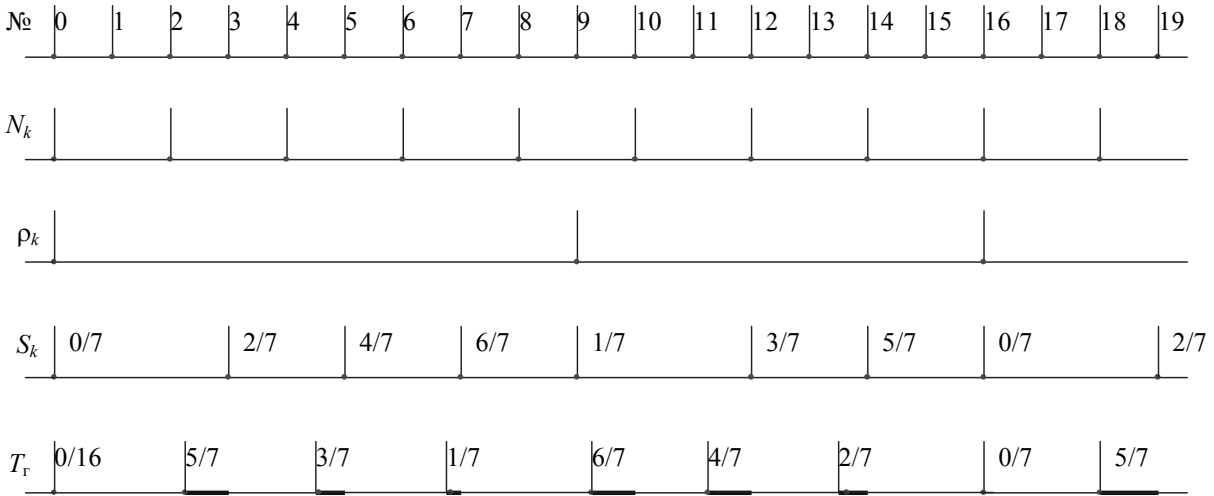


Рис. 4

Относительный уровень максимальной ДПСС на выходе оптимального двухуровневого КА в логарифмическом масштабе не превышает

$$D[\text{дБн}] \leq 20 \lg(f_{\text{ВыхНЧ}} / f_{\text{ОпВЧ}}) = 20 \lg(N). \tag{1}$$

Во многих практических случаях „верхней“ оценки уровня ДПСС по (1) недостаточно. Во-первых, желательно заранее знать тонкую структуру спектра — распределение спектральных компонент формируемого двухуровневого колебания на оси частот. Во-вторых, уровень ДПСС необходимо уменьшать, для чего, как минимум, надо знать механизм формирования ФФМ выходных колебаний КА.

Для анализа тонкой структуры спектра полезно рассмотреть математическую модель сложнопериодической решетчатой функции (СРФ), которая пригодна для анализа цифрового колебания с любой периодической огибающей [1].

Модель СРФ (рис. 5) позволяет учесть точность воспроизведения огибающей при использовании ограниченного набора строго периодических колебаний разной амплитуды и частоты следования, причем на периоде неравномерности структуры выходного потока импульсов T_s укладывается целое число периодов вспомогательных колебаний модели.

В модели СРФ принято, что P и Q — целые взаимно простые числа, т.е. $(P, Q) = 1$; ИФФ — идеальный формирующий фильтр с шириной окна, равной $T_0 \equiv T_{\text{ОпВЧ}} = 1/f_{\text{ОпВЧ}}$ (другое его название — экстраполиатор нулевого порядка).

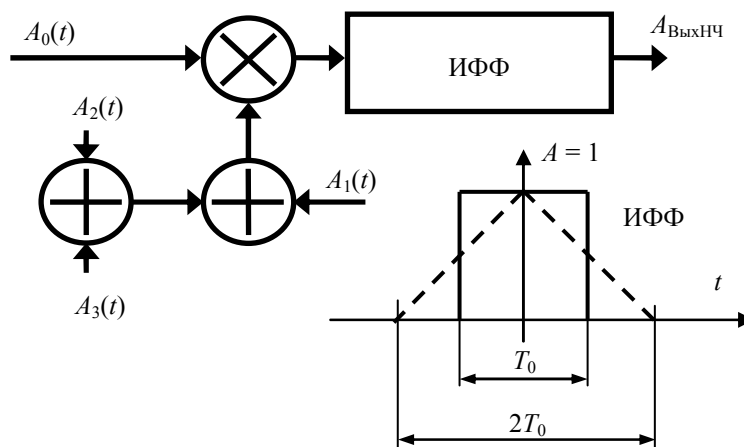


Рис. 5

Временной характеристике с прямоугольным окном соответствует частотная

$$U(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \left(e^{j\frac{\omega T_0}{2}} - e^{-j\frac{\omega T_0}{2}} \right) = \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega T_0}{2}.$$

Временной характеристике ИФФ с треугольным окном соответствует частотная характеристика

$$U(j\omega) = \frac{2}{\omega} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega T_0}{4}\right)}{\frac{\omega T_0}{4}} = \frac{T_0}{2} \left(\frac{\sin \frac{\omega T_0}{4}}{\frac{\omega T_0}{4}} \right)^2.$$

Опорное колебание частоты f_0 заменяем потоком δ -импульсов $A_0(t)$, сформированным из его одноименных перепадов. Приняв, что один из δ -импульсов имеет место в момент времени $t = 0$, запишем для всей последовательности

$$A_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nT_0),$$

где $|n| = 0, 1, 2, \dots$. Параметры огибающей $A_1(t)$ определяет алгоритм работы КА. Для колебаний вида квазиравномерной последовательности (КРП) δ -импульсов огибающая $A_1(t)$ суть поток прямоугольных импульсов с периодом следования $T_{\text{ВыхНЧ}} = T_0 P/Q$ и шириной $\tau_{\text{и}} = T_0$. Тогда можно записать выражение для спектра СРФ δ -импульсов в виде:

$$\Phi(t) = \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \frac{\sin\left(\frac{mQ\pi}{P}\right)}{m} \exp[j2\pi F_s t(nP + mQ)], \quad (2)$$

где $|m| = 0, 1, 2, \dots$. Для анализа качества КРП (и любого другого колебания) представляет интерес его основной (полезный) компонент спектра с частотой $f_{\text{ВыхНЧ}}$ и номером Q , а также ДПСС в окрестностях Q на интервале $\pm q$ от Q при $q = 0, 1, \dots, Q-1$. Амплитуды упомянутых побочных составляющих складываются суммированием бесконечного ряда убывающих амплитуд комбинационных составляющих вида

$$nP + mQ = |Q \pm q|. \quad (3)$$

Решение диофантова уравнения запишем в виде [7]:

$$m = |R + 1| + PX, \quad (4)$$

где $R = (-1)^{r-1} (\pm q) G_{r-1}; |X| = 0, 1, 2, \dots; G_{r-1}$ — числитель предпоследнего $(r-1)$ -го члена разложения $N=P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида.

С учетом (3) и (4) преобразуем (2) для спектра КРП:

$$U_{\text{КРП}} = \left| \frac{2}{PT_0} \frac{\sin \frac{Q \pm k}{P} \pi}{\sin \frac{R+1}{P} \pi} \right|. \quad (5)$$

Базовая формула (5) позволяет записать параметры δ -импульсных последовательностей вида КРП во временной области, что облегчает создание конкретных математических моделей КА применительно к задачам синтеза частот и сигналов. Описание КА с помощью теоретико-числовых преобразований также позволяет получать аналитические формулы для нахождения спектров двух- и многоуровневых колебаний, формируемых на основе квазиравномерных δ -импульсных последовательностей [3].

В [8] показано, что нелинейность УУЗ в системах двухуровневого синтеза не приводит к появлению новых спектральных компонентов — она лишь перераспределяет их мощности.

Поэтому с помощью некоторой расстройки УУЗ $T_0 \pm \Delta t$ можно скомпенсировать нежелательные компоненты спектра в ближней зоне отстроек от выходного колебания $f_{\text{ВыхНЧ}}$.

Заметим, что в обоих рассмотренных МКА (на основе НС и на основе ДДПКД) УУЗ преобразует цифровой код текущей задержки S_k в аналоговую величину — время. В том или ином виде в большинстве реализаций УУЗ присутствует ЦАП (см. рис. 1 и 3).

На информационном выходе НС текущая фаза S_k изменяется по пилообразному закону (см. табл. 1). Код S_k можно преобразовать с помощью УУЗ во временной интервал таким образом, чтобы скомпенсировать временную неравномерность (ФФИМ) выходного потока импульсов. Пересчет текущего кода задержки S_k в S_3 можно выполнить не в цифровом (МП), а в аналоговом виде в УУЗ [9].

КА на основе ДДПКД оптимальный, как и КА на основе НС в том смысле, что временная ошибка на их выходе по модулю не превышает половины периода опорного колебания T_0 . Поэтому уровень ДПСС на его выходе также будет минимально возможным для класса чисто цифровых автоматов и не выше (1).

На выходе КА имеется информация о временном рассогласовании между импульсами (одноименными перепадами) идеально равномерной во времени (гипотетической) двухуровневой последовательности частоты $f_{\text{ВыхНЧ}}$ и импульсами (одноименными перепадами) синтезируемой квазиравномерной последовательности. Например, для случая НС (см. рис. 1) с параметрами $P = 16, Q = 7$ запишем:

$$\Delta_i = \frac{S_k}{Q} = \left\{ \frac{kP}{Q} \right\}.$$

Результат расчетов сведем в табл. 3.

Таблица 3

Временные диаграммы работы КА на основе НС

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
S_k	0	7	14	5	12	3	10	1	8	15	6	13	4	11	2	9	0	7
ρ_k	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
Δ_k	0			5/16		3/16		1/16			6/16		4/16		2/16		0	
τ_k	1			11/16		13/16		15/16			10/16		13/16		11/16		15/16	

Следовательно, МП на рис. 1 должен выполнять арифметическую операцию $S_3 = P - S_k$ в момент переполнения НС (в моменты тактов с номерами 0, 3, 5, 7, 10, 12, 14, 16 и т.д.). Кроме того, МП должен осуществлять текущий пересчет кода управления, поскольку настройку УУЗ производят на одной частоте с номером $Q_{\text{УУЗ}}$ выходного диапазона, а работать необходимо в широком диапазоне выходных частот Q .

Аналогично для ДДПКД (см. рис. 3) запишем $N = \frac{P}{Q} = 2 + \frac{2}{7}$. Соответственно в СИ запишем число $\lfloor N \rfloor = 2$, емкость НС выберем $Q = 7$ и запишем в него число $\alpha = 2$ (табл. 4).

Таблица 4

Временные диаграммы работы КА на основе ДДПКД

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$\lfloor N_k \rfloor$	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
S_k	0			2		4		6		1			3		5		0	
ρ_k	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
Δ_k	0			2/7		4/7		6/7		1/7		3/7		5/7		0		
τ_k	0			2/7		4/7		6/7		1/7		3/7		5/7		0		

Код требуемой задержки соответствует коду текущей суммы и не требует пересчета. Но микропроцессор в обоих случаях должен домножать код текущей задержки на текущий множитель $Q/Q_{\text{УУЗ}}$ ($Q_{\text{УУЗ}}$ — частота, на которой производилась настройка УУЗ).

Наиболее простая и очевидная реализация управления задержкой — коммутация соединенных последовательно элементов задержки τ , 2τ , 4τ , 8τ , ... В этом случае к ключам предъявляют жесткие требования по величине задержки включения и выключения, а также по стабильности параметров в диапазоне температур.

Задержкой переключения можно управлять с помощью промежуточных преобразований. В этом случае входной импульс УУЗ (активный перепад) запускает процесс промежуточных преобразований с целью калиброванного сдвига этого импульса на величину, пропорциональную коду управления задержкой.

Наиболее простой способ реализации управляемой задержки — использование преобразования „код—напряжение—время“ (рис. 6). В этом случае импульс переполнения ρ_k запускает генератор пилообразного напряжения (ГПН) наносекундного диапазона. Пилообразное напряжение с выхода ГПН подается на первый вход компаратора (К). На второй вход компаратора поступает напряжение с выхода ЦАП, пропорциональное коду требуемой задержки [9].

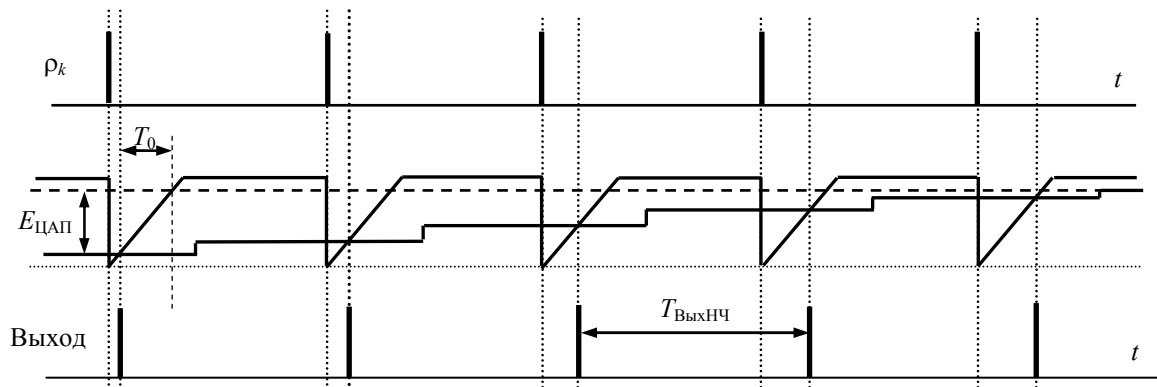


Рис. 6

На выходе компаратора формируется двухуровневая последовательность импульсов, которая является КРП, как и на входе, но с новыми параметрами. Если принять, что период интерполяции в УУЗ равен $\tau_0 = T_{\text{ОпВЧ}}/W$, где W — число временных дискретов в УУЗ, то эквивалентный коэффициент деления КА увеличится:

$$N_{\text{экв}} = PW/Q.$$

Иными словами, введение в структуру КА управляемого устройства задержки эквивалентно виртуальному увеличению входной частоты $f_{\text{ОпВЧ}}$ в W раз. Реально достижимый выигрыш составляет 43—48 дБ, он ограничен нелинейностью ГПН наносекундного диапазона, а также конечным быстродействием компаратора и ЦАП. Напряжение на выходе ЦАП вследствие конечного выходного сопротивления и емкости устанавливается с заданной точностью за определенное время.

Операция деления, которую должен выполнять МП для управления задержкой в диапазоне изменений Q , наиболее медленная из всех арифметических операций и требует наибольших аппаратных ресурсов. На рис. 7 приведена структура УУЗ „код—переменный угол—напряжение—время“. В этой структуре арифметическую операцию деления-умножения заменяет управление крутизной ГПН, которая пропорциональна отношению кодов $Q/Q_{\text{УУЗ}}$; такое решение ослабляет ограничения на требуемое быстродействие МП в структурах МКА (см. рис. 1 и 3).

Возможны и другие реализации УУЗ. На рис. 8 приведена структура УЗЗ „код—угол—координата—время“, которая также не требует от МП выполнения операции деления-умножения. Хранирующую емкость C_0 в течение постоянного времени заряжает ток, пропорциональный коду требуемой задержки. По окончании заряда емкость C_0 разряжают током, пропорциональным отношению кодов $Q/Q_{\text{УУЗ}}$.

У этой структуры три достоинства: компаратор срабатывает в одной точке своей входной характеристики, т.е. исключена нелинейность его входа; существенно ослаблены

требования к линейности обоих ГПН; время заряда хранирующей емкости должно быть постоянным, но необязательно равным периоду опорного колебания (оно может составлять несколько периодов T_0).

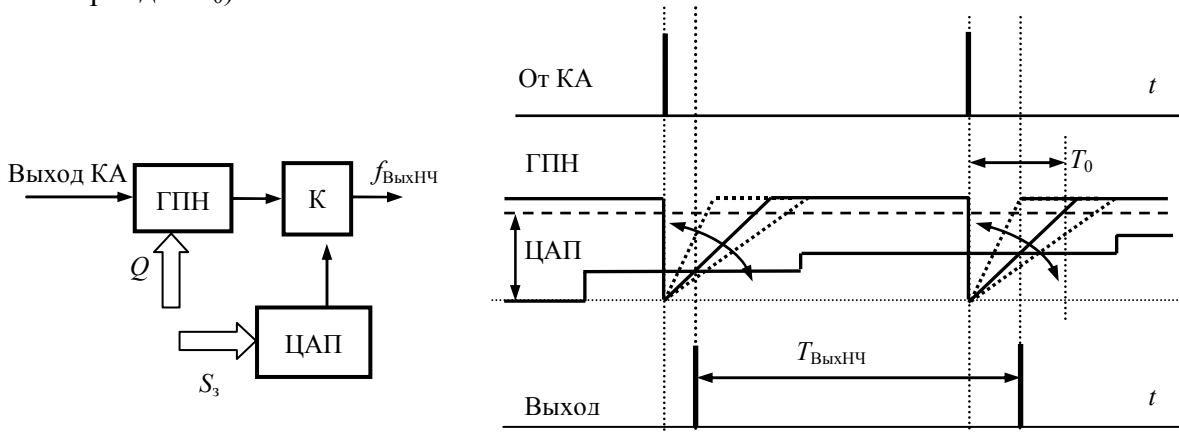


Рис. 7

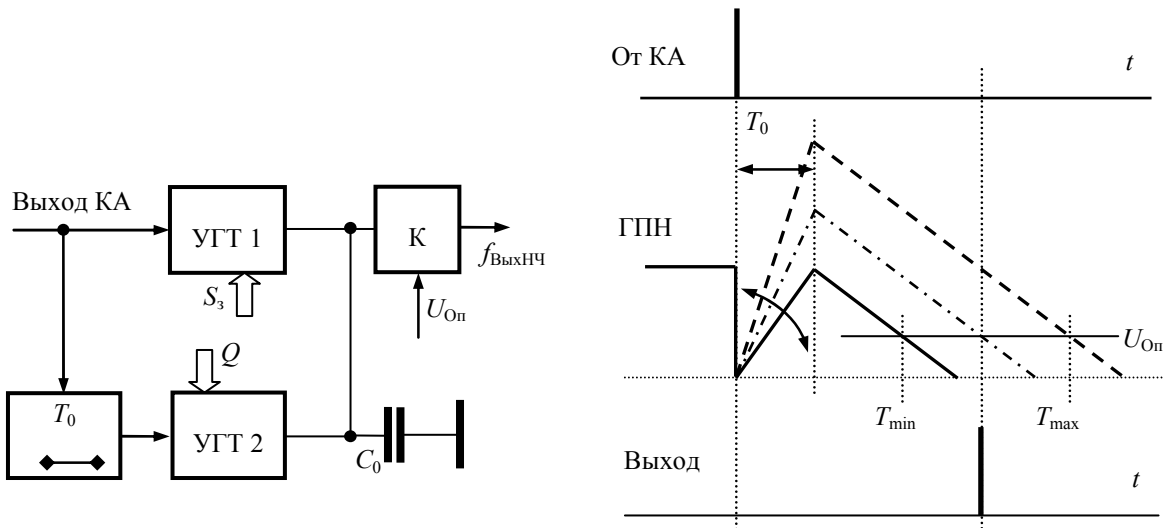


Рис. 8

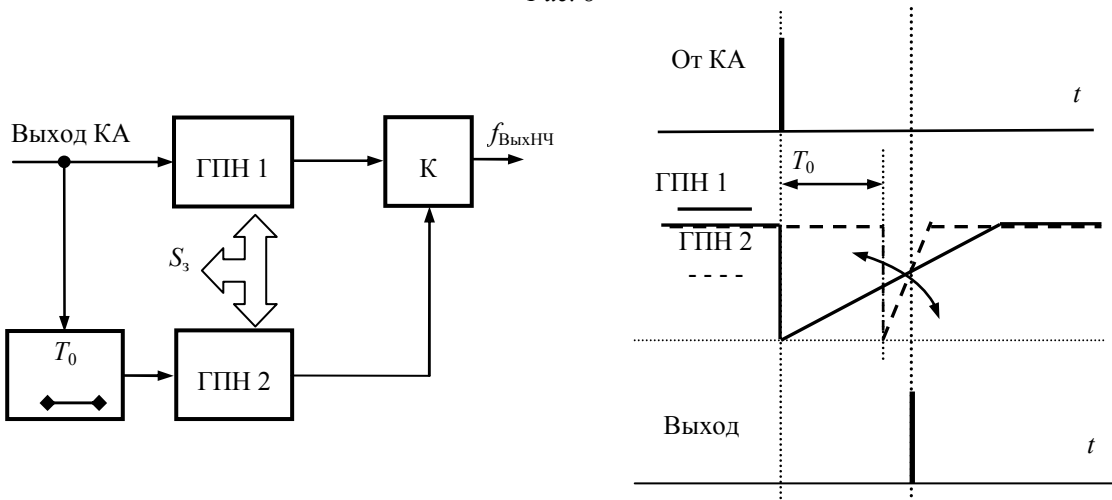


Рис. 9

Приведенная на рис. 9 структура УУЗ „код—задержка—угол—время“ позволяет значительно ослабить (теоретически — снять) требования к линейности ГПН, оба ГПН можно заменить коммутируемыми RC-цепочками, напряжение на которых изменяется по экспоненциальному закону. Необходимо лишь обеспечить одинаковый характер изменения напряжения на

входах компаратора. Недостаток — не устранена нелинейность входной характеристики компаратора. Нелинейность вызвана различными входными токами при разном входном напряжении и различной задержкой переключения входного дифференциального каскада компаратора при разном входном напряжении.

Наконец, структура УУЗ „код—угол—угол—время“, приведенная на рис. 10, позволяет не только ослабить требования к линейности напряжений на выходах обоих ГПН, но и не накладывает жестких требований к нелинейности входной характеристики компаратора [10]. Даже при изменении значений напряжения на входах компаратора по экспоненциальному закону будет сохранена линейность преобразования кода задержки во временной интервал.

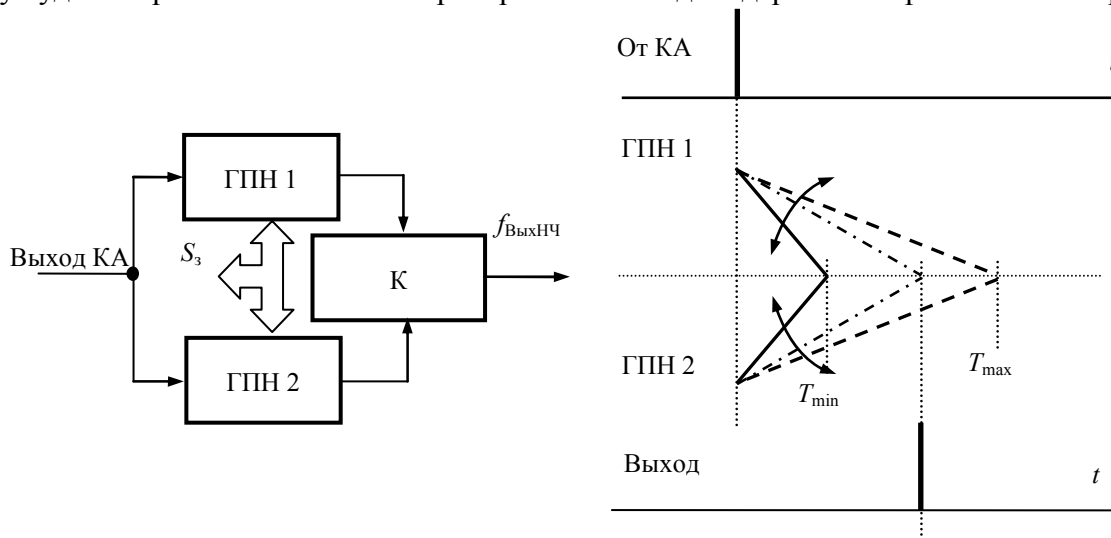


Рис. 10

Сказанное позволяет сделать вывод, что реализация устройств двухуровневого пассивного цифрового синтеза с пониженным уровнем дискретных побочных спектральных составляющих в выходном колебании возможна в варианте „схемы на кристалле“ или в твердотельном исполнении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никитин Ю. А. Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Методы пассивного цифрового синтеза частот и их классификация // Тр. НИИР 2013. № 3. С. 9—17.
2. Никитин Ю. А. Синтез двухуровневых импульсных последовательностей с помощью цифровых конечных автоматов // Труды учебных институтов связи (ТУИС). Л.: ЛЭИС, 1989. № 142. С. 92—102.
3. Никитин Ю. А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Ч. 1. Общие положения. Пассивный синтез частот. СПб: СПбГУТ, 2015. 100 с.
4. Аперидические автоматы / Под ред. В. И. Варшавского. М.: Наука, 1976. 424 с.
5. Никитин Ю. А. Математическая модель формирования колебаний с использованием методов пассивного цифрового синтеза // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. № 9. С. 52—57.
6. Никитин Ю. А. Широкополосный синтез частот с помощью делителя с дробно-переменным коэффициентом деления // Изв. вузов. Приборостроение. 1989. № 10. С. 33—39.
7. Виноградов И. М. Основы теории чисел. М.: Наука, 1972.
8. Никитин Ю. А. Анализ конечного автомата для синтеза частот с помощью функций целочисленного аргумента // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. № 5. С. 25—29.
9. Никитин Ю. А. Никитин Ю. А. Двухуровневый синтез частот с помощью модифицированного конечного автомата // Электросвязь. 1990. № 5. С. 33—35.
10. Никитин Ю. А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Ч. 4. Элементы микроволновых синтезаторов. Цифровая схемотехника. СПб: СПбГУТ, 2016. 103 с.

Юрий Александрович Никитин — канд. техн. наук, старший научный сотрудник; Санкт-Петербургский филиал НИИ Радио (филиал ФГУП НИИР — ЛОНИИР)
E-mail: dep7_ynik@mail.ru

Рекомендована
ЛОНИИР

Поступила в редакцию
15.03.17 г.

Ссылка для цитирования: Никитин Ю. А. Снижение уровня помех на выходе двухуровневого пассивного цифрового синтезатора // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 6. С. 519—528.

NOISE LEVEL REDUCTION AT DUPLEX PASSIVE DIGITAL SYNTHESIZER OUTPUT

Yu. A. Nikitin

*Radio Research and Development Institute, St. Petersburg branch,
192029, St. Petersburg, Russia
E-mail: dep7_ynik@mail.ru*

A model of complex-periodic lattice function, which is convenient to analyze the process of formation of two-level fluctuations at the output of a system of passive digital frequency synthesis is considered. The mechanism of noise generation in the spectrum of the output oscillations and the ways of their reduction with the help of devices for pulse signal delay control are analyzed. Several variants of implementation of such devices on the basis of intermediate transformations of the current delay code into time interval are proposed.

Keywords: finite state machine, pulse counter, accumulating adder, frequency synthesis, discrete side spectral component

Data on author

Yury A. Nikitin — PhD, Senior Scientist; Radio Research and Development Institute, St. Petersburg branch; E-mail: dep7_ynik@mail.ru

For citation: Nikitin Yu. A. Noise level reduction at duplex passive digital synthesizer output. *Journal of Instrument Engineering*. 2017. Vol. 60, N 6. P. 519—528 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-6-519-528