

УДК 621.391

Ю. А. Никитин

Санкт-Петербургский филиал

"Ленинградское отделение Научно-исследовательского института радио"

Анализ механизмов образования помех на выходе многоуровневого конечного автомата

Рассмотрена модель формирования многоуровневого колебания с огибающими различной формы. Проанализированы механизмы образования помех в спектре выходного колебания при многоуровневом синтезе частот для случаев идеального и реального выходных цифроаналоговых преобразователей.

Пассивный цифровой синтез, конечный автомат, накапливающий сумматор, цифроаналоговый преобразователь

Задачу многоуровневого 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].

Иными словами, устройства многоуровневого ПЦС воспроизводят колебания с требуемой частотой повторения и огибающей разной формы из высокочастотного опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ посредством цифроаналоговых преобразований. Наиболее широко в системах многоуровневого ПЦС частот используют накапливающий сумматор (НС) [2].

Все известное многообразие структур ПЦС можно свести к "дереву реализаций" (рис. 1). Жир-

ным начертанием выделены структуры, наиболее широко применяемые в настоящее время [2]. Две основные группы "дерева" – двухуровневый и многоуровневый синтез. Основой ПЦС служит конечный автомат (КА), дополненный цифроаналоговыми узлами: при двухуровневом синтезе – управляемым устройством задержки (УУЗ), при многоуровневом синтезе – цифроаналоговым преобразователем (ЦАП). КА, дополненный цифроаналоговыми устройствами (УУЗ или ЦАП) называют модифицированным КА (МКА) [2].

При многоуровневом синтезе с помощью ЦАП в дискретные равномерные моменты времени аппроксимируют огибающую выходного колебания МКА, как правило, моногармоническую, по критерию минимальной ошибки воспроизведения.

В микросхемах многоуровневых МКА применяют наиболее простые экстраполяторы нулевого порядка, реализуемые с помощью устройств "выборка-хранение". Экстраполяторы первого порядка тре-

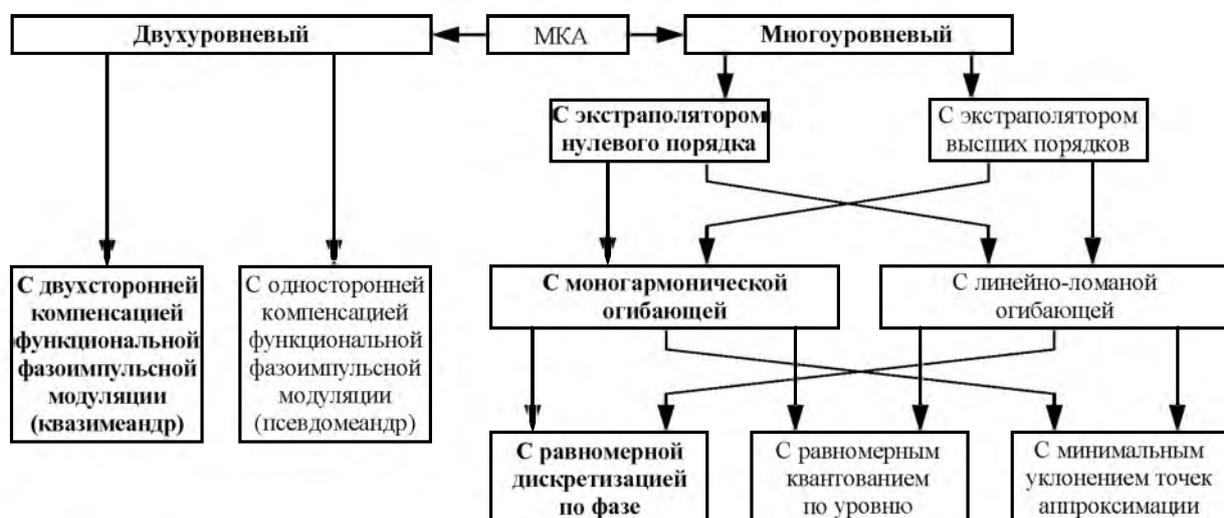


Рис. 1

бует, во-первых, "быстрых" (за время $T_0 = T_{\text{опВЧ}}$) вычислений (или считываний из памяти) разности ординат соседних узлов интерполяции и, во-вторых, столь же быстрого изменения крутизны экстраполятора на интервале T_0 , что в наносекундном диапазоне времен реализовать достаточно сложно.

Целью настоящей статьи является рассмотрение механизмов образования помех в спектре выходного колебания систем многоуровневого ПЦС.

Критерии оценки формируемого колебания могут быть разными: минимаксные критерии; временные критерии правдоподобия формы и критерии наилучшего приближения спектра к требуемому, обеспечивающие максимальное правдоподобие при минимальной ошибке.

Последние разделяют на временные критерии выбора наилучшей формы аппроксимирующего колебания (минимальное отклонение формы и/или площади) и на критерии выбора аппроксимирующего колебания с наилучшим спектром. Второй критерий предпочтителен для связанных приложений. Оценки по указанным критериям близки или совпадают.

Критерии наилучшего приближения формы могут быть различными, например:

1. Минимум интегрального отклонения формы (МИУФ). Ему соответствует минимум среднеквадратической ошибки огибающей на периоде неравномерности выходного колебания $T_H = 1/F_c$, F_c – шаг сетки синтезируемых частот (минимум мощности некрайних побочных спектральных составляющих), т. е. минимум разности квадратов координат узлов аппроксимации реального колебания (A_p) и координат исходного непрерывного колебания (A_H):

$$\Delta_{\text{МИУФ}} = P^{-1} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^A \sqrt{A_H^2(t, a) - A_p^2(p, j)},$$

где $p = \overline{1, P}$ – номер тактового интервала ($P = f_{\text{опВЧ}}/F_c$ – количество тактовых интервалов); $j = \overline{1, A}$ – номер интервала квантования амплитуды (A – количество уровней квантования амплитуды); t – непрерывное время; a – амплитуда исходного колебания в момент t^1 .

2. Максимум отношения мощности полезного компонента спектра ($P_{\text{КВ}}$) и суммарной мощности дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) ($P_{\text{ДПСС}}$):

$$\Delta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{КВ}}}{\sum P_{\text{ДПСС}}}.$$

3. Минимум модуля относительной разности мощностей идеального непрерывного колебания (P_H) и дискретизированного и/или квантованного колебания ($P_{\text{КВ}}$):

$$\Delta_{\text{min}} = \frac{|P_H - P_{\text{КВ}}|}{P_H}.$$

Являющийся основой систем ПЦС КА (рис. 2) определяют как устройство переработки слов конечной длины в конечном алфавите с конечной памятью, т. е. как чисто цифровое устройство с конечным числом внутренних состояний. КА преобразует слова входного алфавита X_α в слова выходного алфавита Y_β в соответствии с заданным алгоритмом [3]. КА может быть описан как автомат Мили или Мура [4].

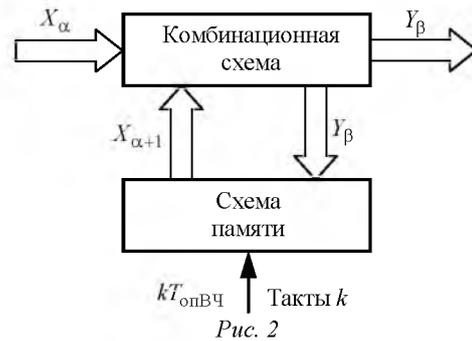
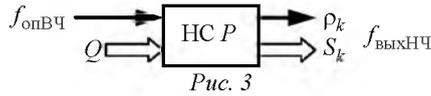


Рис. 2

При многоуровневом ПЦС с равномерным квантованием по амплитуде параметр МКА является одномерным и зависит только от амплитуды A выходного колебания: $\Pi_1 = F(A)$. При многоуровневом ПЦС с равномерной дискретизацией по фазе параметр МКА является двумерным: $\Pi_2 = F(N, A)$, где $N = P/Q$ – коэффициент деления (приведения частоты) КА ($Q = F_{\text{выхНЧ}}/F_c$ – код управления). Наконец, при формировании информационных сигналов, в которых информация передается нерегулярным изменением параметров (амплитуды и/или фазы) сигнала, параметр становится трехмерным: $\Pi_3 = F(N, A, B)$, где B – момент информационной посылки или интервал изменения одного из параметров информационного сигнала.

При ПЦС МКА может быть выполнен на основе накапливающего сумматора (НС) (рис. 3) с емкостью P [5]. В этом случае выходная частота пропорциональна коду управления Q – приращению фазы МКА за один такт его работы. Выходной

¹ В общем случае моменты отсчетов исходного и аппроксимированного колебаний могут не совпадать.



код НС представляет собой код мгновенной фазы формируемого гармонического выходного колебания. Поэтому текущий код выходной частоты

$$f_{\text{выхНЧ}} = f_{\text{опВЧ}} (Q/P) = F_c Q \quad (1)$$

практически определяет значение приращения фазы.

В зарубежной литературе НС также называют аккумуляторами фазы и $\Delta\Sigma$ -модуляторами. Первое название относится к теории и технике ПЦС (DDS), второе – к теории и технике аналого-цифрового преобразования.

НС тактируется импульсами с входной частотой $f_{\text{опВЧ}}$. Поэтому требования к быстродействию указанных устройств достаточно жесткие. Полезным сигналом, кроме кода текущей фазы S_k , при двухуровневом синтезе служат импульсы переполнения НС ρ_k , следующие с частотой (1).

Оценка "сверху" уровня максимальной ДПСС на выходе оптимального двухуровневого КА в логарифмическом масштабе не превышает

$$D \leq 20 \lg(f_{\text{выхНЧ}}/f_{\text{опВЧ}}) = 20 \lg N, \quad (2)$$

$$N = f_{\text{выхНЧ}}/f_{\text{опВЧ}}.$$

В НС первого порядка ($n=1$) с емкостью $P_{\text{НС}}$ можно записать число $Q \in \overline{0, P-1}$. Функцию вы-

хода (переполнения) $\rho_k \in 0, 1$ для НС можно представить в виде

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

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция взятия целой части, не превосходящей аргумента.

Функцию выхода для текущей фазы НС записывают следующим образом:

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

где $0 < \{ \cdot \} \leq 1$ – оператор выделения дробной части аргумента.

Значения функции выхода S_k и импульсов переполнения ρ_k при $P=16$, $Q=7$ приведены в таблице, где $T_{\text{и}} = T_0 P/Q$; $\Delta t_{\text{и}} = (1 - i P/Q) T_0$; $T_{\text{н}} = T_c = T_0 P = T_{\text{выхНЧ}} Q$. Графически эти функции представлены на рис. 4.

Текущая фаза S_k на периоде неравномерности $T_c = 1/F_c = P T_0$ пробегает все значения от 1 до $P-1$ в очередности, которая определяется структурой разложением числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Эвклида.

Функция переполнения НС ρ_k является конечной разностью первого порядка текущей (мгновенной) фазы kQ/P . Конечная разность первого порядка в цифровых (дискретных) системах явля-

Такты (k)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Функция выхода НС (S_k)	00	07	14	05	12	03	10	01	08	15	06	13	04	11	02	09	00	07
Переполнение НС (ρ_k)	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
Относительная ошибка (Δ_k)	0	-	-	5/7	-	3/7		1/7	-	-	6/7	-	4/7	-	2/7	-	0	-
Требуемая задержка (τ_k)	1	-	-	2/7	-	4/7		6/7	-	-	1/7	-	3/7	-	5/7	-	1	-

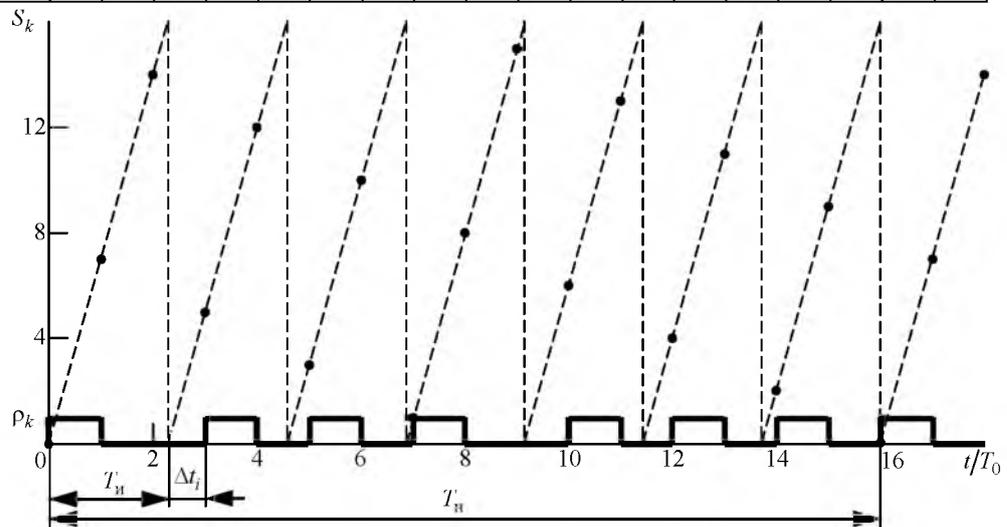


Рис. 4

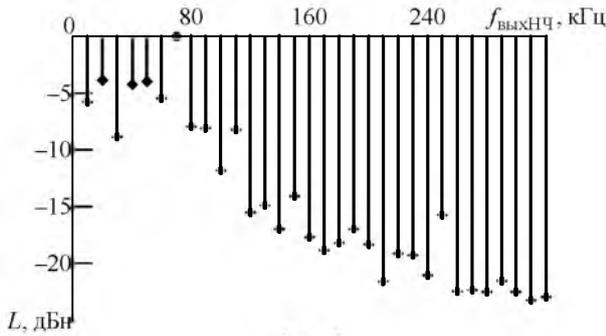


Рис. 5

ется аналогом первой производной в аналоговых (непрерывных) системах. Поэтому частота следования импульсов ρ_k является частотой выходного сигнала НС, причем на периоде неравномерности P укладывается Q импульсов переполнения ρ_k .

На рис. 5 приведен спектр квазимеандра (КМ) для $P=16$, $Q=7$, $f_{опВЧ} = 320$ кГц. Для указанных значений имеем

$$N = \left(2 + \frac{2}{7}\right)2 = 4 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{3}}}$$

и частоту основной гармоники (отмечена круглым маркером) $f_{выхНЧ_0} = 70$ кГц. Составляющие спектра на рис. 5 нормированы на значение основной гармоники.

КМ – двухуровневое колебание, максимально приближенное к меандру требуемой частоты. У КМ временное положение перепадов кратно целому числу периодов опорного колебания T_0 , а смещение между перепадами меандра и ближайшими к ним перепадами КМ не превышает этого значения, т. е. является минимально возможным для цифрового устройства.

КА, построенный на основе НС, называют также цифровым управляемым генератором. Такое название обусловлено сходством функций цифрового КА и аналогового генератора, управляемого напряжением, широко применяемого в системах активного синтеза частот – синтезированных генераторах на основе колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты.

В тех случаях, когда качество дискретного двухуровневого сигнала неудовлетворительно (оценка "сверху" по (2) показывает недопустимо высокий уровень ДПСС), наряду с дискретизацией по времени применяется квантование по уровню. Количество уровней выходного сигнала составляет $h = 2^j$, где j – количество двоичных

разрядов выходного ЦАП. Модуляция по уровню описывается огибающей $A_1(t)$, задаваемой алгоритмом работы МКА.

Для анализа тонкой структуры спектра применим математическую модель сложнопериодической решетчатой функции (СРФ), которая пригодна для анализа как двухуровневого, так и многоуровневого дискретизированного колебания с любой периодической огибающей [2].

Опорное колебание частоты f_0 заменим потоком δ -импульсов $A_0(t)$, сформированным из его одноименных перепадов. Совместив начало оси времени с одним из δ -импульсов, получим запись последовательности:

$$A_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0), \quad |n| = 0, 1, 2, \dots,$$

где $T_0 = 1/f_0$.

Для анализа качества квазиравномерной последовательности (КРП) импульсов (как и любого другого колебания) представляет интерес его основной (полезный) компонент спектра с частотой $f_{выхНЧ}$ и номером Q , а также ДПСС в окрестностях Q на интервале $[Q - q, Q + q]$, $q = \overline{1, Q-1}$. Амплитуды побочных составляющих формируются суммированием бесконечного ряда убывающих амплитуд комбинационных составляющих с номерами, определяемыми диофантовым уравнением

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

Решение уравнения запишем в виде [6]

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

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

С учетом (3) и (4) запишем для спектра КРП:

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

Приведенная формула позволяет записать параметры δ -импульсных последовательностей вида КРП во временной области, что облегчает создание конкретных математических моделей КА применительно к задачам синтеза частот и сигнала

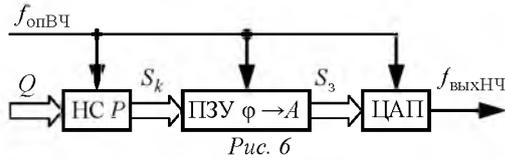


Рис. 6

лов. Описание КА с помощью теоретико-числовых преобразований также позволяет получать аналитические формулы для нахождения спектров двух- и многоуровневых колебаний, формируемых на основе КРП δ -импульсов [7].

В обоих рассмотренных МКА (на основе НС и на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления) УУЗ осуществляет цифроаналоговую операцию – преобразует цифровой код текущей задержки S_3 в аналоговую величину задержки. В том или ином виде в большинстве реализаций УУЗ присутствует ЦАП. Его можно непосредственно использовать для формирования многоуровневого колебания с моногармонической или любой другой формой огибающей. Структурная схема многоуровневого пассивного цифрового синтеза частот приведена на рис. 6.

На информационном выходе НС текущая фаза S_k изменяется по пилообразному закону (см. рис. 4). Непосредственное преобразование кода S_k с помощью ЦАП порождает колебание с пилообразной или треугольной огибающей. Однако спектр такого колебания богат гармониками частоты F_c . Для получения колебания, более близкого к моногармоническому, целесообразно с помощью ПЗУ или специализированного вычислителя преобразовать линейно изменяющуюся фазу S_k в отсчеты амплитуды моногармонического выходного сигнала. Эти отсчеты поступают на ЦАП, который формирует ступенчатый квазимоногармонический сигнал с постоянным периодом дискретизации T_0 . Описанная процедура реализуется микросхемами DDS-синтезаторов. Упрощенная структурная схема синтезатора на ИМС AD9912 приведена на рис. 7 [8].

Для получения аналогового моногармонического сигнала последовательность отсчетов с выхода ЦАП пропускают через фильтр нижних частот. Для адресации используют лишь необходимое количество старших разрядов кода фазы. Для уменьшения объема ПЗУ можно использовать симметрию формируемого сигнала, поэтому в большинстве МКА ПЗУ содержит только отсчеты, соответствующие одной четверти периода.

В качестве примера получим с использованием модели КРП и выражения (5) спектр многоуровневого цифрового идеального треугольного (ЦИТ) колебания с равномерной дискретизацией по времени $T_0 = 1/f_0$:

$$A_{\text{ЦИТ}}(q) = \frac{2\lambda\mu}{\pi P(Q \pm q)} \frac{\sin\left(\frac{Q \pm q}{P}\pi\right)}{\sin^2\left(\frac{R+1}{P}\pi\right)}, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} q &= \overline{0, Q-1}; \quad \mu = 1 \forall P \equiv 0 \pmod{2}; \\ \mu &= \cos[\pi(R+1)/P] \forall P \equiv 1 \pmod{2}; \\ \lambda &= \cos[\pi(R+1)]; \quad N = 2P/Q. \end{aligned}$$

На рис. 8 приведен спектр многоуровневого ЦИТ-колебания с параметрами, использованными при получении спектра на рис. 5. Сравнение спектров колебаний вида КМ (см. рис. 5) и ЦИТ (рис. 8) с одинаковыми коэффициентами деления $N = 2P/Q$ показывает, что спектральные компоненты многоуровневого колебания даже с простейшей огибающей убывают быстрее спектральных компонент двухуровневого колебания.

Положив в СРФ-модели $A_1(t) = \sin(2\pi Qt)$; получим модель, пригодную для формирования цифрового идеального моногармонического (ЦИМ) колебания с равномерной дискретизацией по времени с периодом T_0 . После ряда теорети-

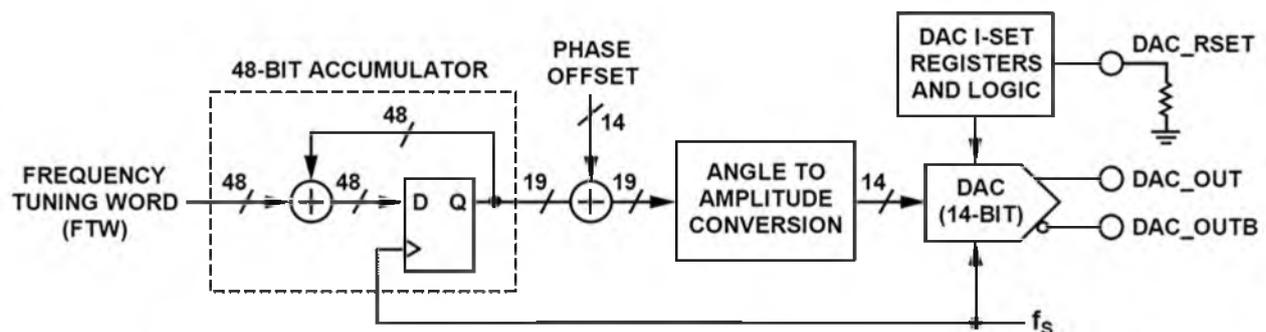


Рис. 7

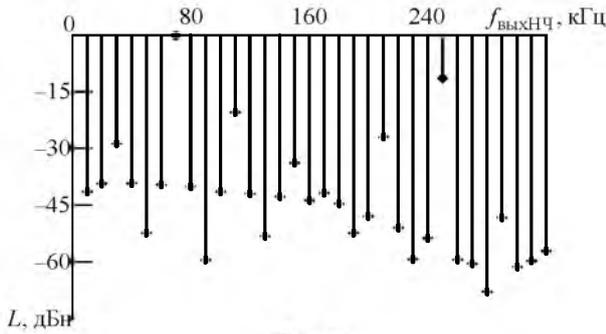


Рис. 8

ко-числовых преобразований спектр такого идеального колебания можно записать в виде

$$A_{ЦИМ}(k) = (-1)^k P \frac{\sin(\pi Q/P)}{\pi(kP+Q)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

На рис. 9 приведено распределение спектральных компонентов ЦИМ-сигнала для идеальной модели в соответствии с (7). В предельном (идеальном) случае в спектре ЦИМ присутствуют только полезный компонент с номером Q и паразитный зеркальный относительно тактовой частоты P компонент с номером $P-Q$. В спектрах высших порядков выходного колебания присутствуют также компоненты с номерами $P+Q$, $2P-Q$ и т. д. Относительный уровень помех в таком колебании возрастает, поскольку амплитуда полезного компонента спектра уменьшается по закону $\sin x/x$.

Следует учитывать, что модель [1] справедлива для случая, когда число уровней квантования $J = 2^j$ выходного ЦАП (j – число двоичных разрядов ЦАП) строго равно емкости НС P (см. таблицу и рис. 4). При квантовании с числом градаций $J = Q$ спектр ЦИМ-колебания в соответствии с (7) содержит только полезную составляющую с номером Q и комбинационные помехи с номерами $nP+Q$ и не зависит от разрядности ЦАП. Если же числа J и Q находятся в дробно-кратном соотношении, то появляется ошибка преобразования

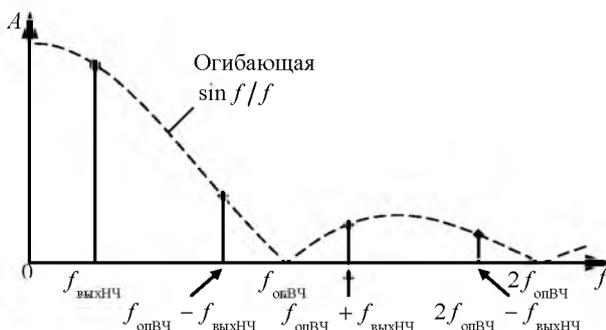


Рис. 9

текущей (мгновенной) фазы в амплитуду выходного колебания (ошибка аппроксимации).

При разбросе величин приращений выходного сигнала Δh_j в силу неидеальности ЦАП возникает дополнительный источник помех. Поскольку выходной ЦАП тактируется опорным колебанием частоты $f_0 = PF_c$, а число уровней квантования ЦАП равно J , через время JT_0 ошибки квантования Δh_j будут повторяться. Дробно-кратное соответствие интервала времени JT_0 и периода выходного колебания $T_{\text{ВЫХНЧ}}$ образуют новый период неравномерности выходного колебания при взаимно простых J и Q . Частотные составляющие такой помехи можно найти, решив диофантово уравнение:

$$\mu J + \nu Q = |Q + \eta|,$$

где $\mu, \nu = 0, 1, 2, \dots$; $\eta = \overline{1, Q-1}$.

Основная помеховая (зеркальная) составляющая на частоте f_3 с номером Q в выходном колебании DDS является отображением полезного сигнала частоты $f_{\text{ВЫХНЧ}} = 1/T_{\text{ВЫХНЧ}}$ относительно тактовой частоты:

$$f_3 = f_{\text{опВЧ}} - f_{\text{ВЫХНЧ}} \equiv F_c (P - Q).$$

Ее амплитуда будет равна амплитуде выходного колебания с учетом влияния множителя $\sin x/x$.

Дополнительные помехи будут обязаны своим появлением также и неидеальности выходного ЦАП – выбросам на переходах между уровнями сигнала.

Таким образом, период неравномерности полученного колебания кратен JT_0 периодам повторения ЦАП (числу уровней квантования h в ЦАП) и Q периодам синтезируемого колебания $T_{\text{ВЫХНЧ}}$, как и в случае двухуровневого синтеза (6), но определяется другой парой чисел – J и Q (вместо пары P и Q). Следовательно, частота помехи квантования будет отличаться от шага сетки синтезируемых частот F_c и ее гармоник, а амплитуды спектральных помеховых составляющих будут в J раз меньше амплитуды синтезируемого колебания.

На основании проведенного рассмотрения могут быть сделаны следующие выводы.

При многоуровневом синтезе период неравномерности T_H выходного колебания $f_{\text{ВЫХНЧ}}$ кратен PT_0 периодам опорного колебания только в случае целократного соотношения чисел J и Q .

В случае дробно-кратного соотношения чисел J и Q период неравномерности выходного многоуровневого колебания кратен JL_0 периодам повторения ЦАП и $QT_{\text{выхНЧ}}$ периодам синтезируемого колебания, как и в случае двухуровневого синтеза (6), но определяется другой парой чисел:

J и Q вместо пары P и Q . Поэтому частота помехи квантования F_j будет отличаться от шага сетки синтезируемых частот F_c и ее гармоник, а амплитуды помеховых спектральных составляющих будут в J раз меньше амплитуды синтезируемого колебания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никитин Ю. А. Спектры колебаний при пассивном цифровом синтезе частот // Радиотехника. 1990. № 7. С. 43–49.
2. Никитин Ю. А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Ч. 1: Общие положения. Пассивный синтез частот: учеб. пособие / СПбГУТ. СПб., 2015. 100 с.
3. Аperiodические автоматы / под ред. В. И. Варшавского. М.: Наука, 1976. 424 с.
4. Брауэр В. Введение в теорию конечных автоматов / пер. с нем. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.
5. Никитин Ю. А. Математическая модель формирования колебаний с использованием методов пассивного цифрового синтеза // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. № 9. С. 52–57.
6. Виноградов И. М. Основы теории чисел. М.–Л.: ГИТТЛ, 1940. 112 с.
7. Никитин Ю. А. Анализ конечного автомата для синтеза частот с помощью функций целочисленного аргумента // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. № 5. С. 25–29.
8. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9912.pdf> (дата обращения 11.05.2017)

Статья поступила в редакцию 25 января 2017 г.

Для цитирования: Никитин Ю. А. Анализ механизмов образования помех на выходе многоуровневого конечного автомата // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 52–59.

Никитин Юрий Александрович – кандидат технических наук (1988), старший научный сотрудник (1990), начальник научно-исследовательской лаборатории Санкт-Петербургского филиала ФГУП НИИ радио – ЛОНИИР (Филиал ФГУП НИИР – ЛОНИИР). Автор 156 научных работ. Сфера научных интересов – активный и пассивный цифровой синтез частот; математическое и натурное моделирование систем и элементов синтеза частот; теория конечных автоматов применительно к задачам синтеза частот; теоретико-числовые преобразования; теория систем автоматического регулирования.
E-mail: yuriyan@list.ru

Yu. A. Nikitin

Saint Petersburg Branch "Leningrad Department of Research Institute of Radio"

Analysis of Mechanism of Formation of Interference at the Output Multilevel Finite State Machine

Annotation. A single model for the formation of two-level and multi-level oscillations with envelopes of different shapes using the methods of passive digital frequency synthesis are considered. A comparative analysis of the spectra of oscillations at the output of the system of two-level and multilevel passive digital frequency synthesis is made.

The mechanisms of interference generation in the spectrum of the output oscillations with multilevel frequency synthesis are analyzed for the case of the perfect output digital-to-analog converter (DAC), with the bit width fractional multiple to the bit width of the phase accumulator (FA). It is also shown that additional spectral components appear, which are absent at the integral bit width relation of DAC and FA.

Key words: Passive digital synthesis, finite state machine, an accumulator, a digital to analog converter

REFERENCES

1. Nikitin Yu. A. Spectra of Oscillations in Passive Digital Frequency Synthesis. *Radiotekhnika* [Radio Engineering]. 1990, no. 7, pp. 43–49. (In Russian)
2. Nikitin Yu. A. *Skhemotekhnika sovremennykh mikrovolnovykh sintezatorov chastot. Ch. 1. Obshchie polozheniya. Passivnyi sintez chastot: uchebnoe posobie* [Circuitry of Modern Microwave Frequency Synthesizers. 1. General Provisions. Passive Frequency Synthesis: Textbook]. Saint Petersburg, SPbGUT, 2015, 100 p. (In Russian)
3. *Aperiodicheskie avtomaty; pod red. V. I. Varshavskogo* [Aperiodic Automatic Machines; ed. VI Varshavskogo]. Moscow, Nauka, 1976, 424 p. (In Russian)
4. Brauer V. *Vvedenie v teoriyu konechnykh avtomatov* [Introduction to the Theory of Finite Automata; Per. from German]. Moscow, *Radio i svyaz'* [Radio and Communication], 1987, 392 p.
5. Nikitin Yu. A. A mathematical model of waveform generation using the methods of passive digital synthe-

sis. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2011, no. 9, pp. 52–57. (In Russian)

6. Vinogradov I. M. *Osnovy teorii chisel* [Fundamentals of Number Theory]. Moscow, *GITTL*, 1940, 112 p. (In Russian)

7. Nikitin Yu. A. Analysis of a Finite Automaton for Frequency Synthesis by Means of Functions of an Integer Argu-

Received January, 25, 2017

ment. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2010, no. 5, pp. 25–29. (In Russian)

8. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9912.pdf> (accessed: 11.05.2017) (In Russian)

For citation: Nikitin Yu. A. Analysis of Mechanism of Formation of Interference at the Output Multilevel Finite State Machine. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 52–59. (In Russian)

Yury A. Nikitin – Ph.D. in Engineering (1988), senior scientist (1990), the chief of the science laboratory of Saint Petersburg branch "Leningrad department of Research institute of radio". The author of more than 156 scientific publications. Area of expertise: active and passive digital frequency synthesis; mathematical and physical modeling of frequency synthesis systems and components; theory of finite automata with application to problems of frequency synthesis; number-theoretic transform; theory of automatic control systems.
E-mail: yuriyan@list.ru
