

## МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ЧАСТОТНО- МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ТАБЛИЧНЫХ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРАХ

к.т.н. Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора  
(представил д.т.н., проф. В.А. Лошаков)

*Предлагается методика проектирования табличных цифровых синтезаторов сигналов. Рассматриваются особенности управления параметрами формируемых частотно-модулированных (ЧМ) сигналов.*

В зависимости от аппаратного построения и функционирования, известные цифровые синтезаторы сигналов (ЦСС) могут быть разделены на три типа – табличные, вычислительные и таблично-вычислительные (рис. 1) [1, 2].

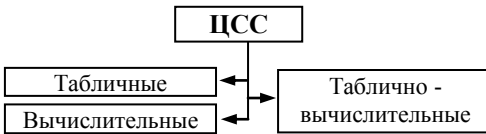


Рис. 1. Типы ЦСС

Кроме того, цифровые синтезаторы сигналов подразделяют:

- по виду выходного сигнала - на двухуровневые и многоуровневые (гармонические);
- по принципу построения - на косвенного (активного) синтеза (с помощью системы фазовой автоподстройки (ФАП)) и прямого (пассивного) синтеза – без использования обратной связи.

Косвенные ЦСС содержат аналоговый управляемый генератор, т.е. строятся с использованием как цифровых, так и аналоговых элементов, и являются относительно сложными. Основное их применение – формирование литерных гетеродинных частот, в том числе и для компенсации скачков частоты в системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты передатчика [3, 4].

Прямые ЦСС строятся, в основном, на цифровых микросхемах, однако содержат аналоговый выходной фильтр или аналоговую фильтрующую систему ФАП. Применяются такие ЦСС в основном при компенсации доплеровского сдвига частоты посредством программной перестройки частоты ЦСС, выполняющего роль гетеродина, при формировании эталонного сигнала в контуре системы ФАП при формировании сложных ЧМ сигналов или комбинации этих обоих методов.

Рассмотрим особенности проектирования и управления параметрами сигнала прямого гармонического ЦСС табличного типа, как наиболее

лее простого в исполнении и часто применяемого в узкоспециализированной аппаратуре, не предполагающей изменение параметров формируемых сигналов во время зондирования.

В качестве примера рассмотрим проектирование табличного ЦСС для обзорной РЛС типа «Экран-85» со следующими требованиями: девиация частоты ЛЧМ сигнала или сигнала с нелинейной ЧМ (НЧМ)  $\pm 0,6$  МГц на промежуточной частоте 20 МГц; длительность сигнала 32 мкс; уровень паразитных составляющих в спектре выходного сигнала не хуже – 50 дБ; уровень дискретных паразитных составляющих не хуже – 45 дБ. Структурная схема табличного ЦСС имеет вид (рис.2).

При проектировании необходимо определить частоту опорного сигнала  $f_T$ , разрядность адресного счетчика (СТ),

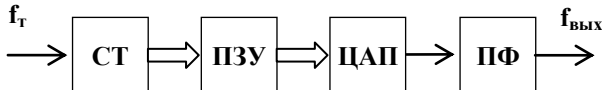


Рис. 2. Структурная схема табличного ЦСС

разрядность постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), выбрать элементную базу и параметры полосового фильтра (ПФ). Примем частоту опорного сигнала ЦСС  $f_T \approx 5F_{ЭТ} = 25$  МГц, как пятую гармонику частоты единого эталонного генератора комплекса ( $F_{ЭТ} = 5$  МГц).

При табличном формировании любого ЧМ сигнала исходной операцией является запись в ПЗУ отсчетов формируемого колебания (рис. 2) [1, 4]. Поэтому, по заданным значениям длительности  $\tau_n$ , начальной частоты  $f_n$  и девиации частоты  $\Delta F$  формируемого (эталонного) ЧМ сигнала определяется емкость (объем)  $N_{ПЗУ}$  и тактовая частота опроса  $f_T$  ПЗУ. С учетом того, что в практических целях может использоваться одна из боковых составляющих спектра дискретного ЧМ сигнала, значение  $f_T$  определяется условием селекции требуемого ЧМ сигнала  $f_T \geq (3...4)\Delta F$  (рис. 3) [1].

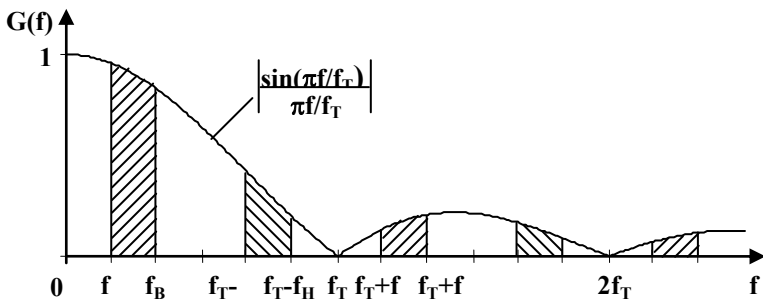


Рис. 3. Спектр дискретного ЧМ сигнала

Для облегчения условий селекции синтезируемого сигнала необходимо выбирать частоту дискретизации таким образом, чтобы соседние

составляющие в многочастотном спектре дискретного сигнала были достаточно удалены от выделяемой спектральной составляющей. Данному требованию соответствует условие, когда частота дискретизации в пять раз превышает центральную частоту синтезируемого сигнала, т.е.  $f_{Ц} = 5 \text{ МГц}$  ( $f_H = f_{Ц} - \Delta F/2$ ;  $f_B = f_{Ц} + \Delta F/2$ ).

Поскольку в нашем случае сформировать сигнал необходимо на частоте 20 МГц, то нужно выделять вторую спектральную составляющую с  $f = 20 \pm \Delta F/2 \text{ МГц}$  (см. рис. 3).

Теперь определим объем ПЗУ ( $N_{пзу}$ ) и количество формируемых отсчетов ( $R$ ) синтезируемого, например ЛЧМ (НЧМ) сигнала, а затем и разрядность адресного счетчика ( $L_{сч}$ ) согласно выражений:

$R = \tau_n f_T = 800$ ;  $N_{пзу} = Rn = f_T \tau_n n = 800 \times 8$ ;  $L_{сч} = R = 800 < 2^{10} = 10 \text{ дв.п.}$ ,  
где  $n$  – разрядность кодов амплитудных выборок.

Коды амплитудных выборок  $K_u(r)$  находим из выражений, полученных для однополярных ЦАП с учетом операции усреднения:

$$K_u(r) = \text{ent} \left\{ \left[ 1 + \cos \left( 2\pi f_n T r + \pi \beta T^2 r^2 + \varphi_0 \right) \right] \cdot \left( 2^{n-1} - 0,5 \right) + 0,5 \right\};$$

$$K_u(r) = \text{ent} \left\{ \left[ 1 + \sin \left( 2\pi f_n T r + \pi \beta T^2 r^2 + \varphi_0 \right) \right] \cdot \left( 2^{n-1} - 0,5 \right) + 0,5 \right\},$$

где  $f_n$ ,  $\varphi_0$ ,  $\beta$  – соответственно начальная частота, начальная фаза и скорость ЧМ формируемого ЛЧМ сигнала;  $r$  – номер такта работы ЦСС или адрес ПЗУ;  $\text{ent}(\cdot)$  – оператор выделения целой части числа.

Возможность реализации требований по допустимым уровням шумов квантования (фазовым  $D_{шФ}$  и амплитудным  $D_{шА}$ ) определяется наличием в номенклатуре современной элементной базы ПЗУ и ЦАП необходимой разрядности и быстродействия. Работа с частотой дискретизации 25 МГц может быть обеспечена 8-разрядными ПЗУ типа КР556РТ18А (ППЗУ 2К×8 с временем выборки 30 нс) и 10-разрядными ЦАП типа 1118ПА2А с временем установления выходного напряжения 30 нс.

При 8-разрядных ПЗУ и ЦАП согласно выражений [5] определим  $D_{шФ}$  и  $D_{шА}$  (при этом фазовые и амплитудные шумы принимаются независимыми):

$D_{шФ} = 20 \lg(\pi / 4\sqrt{3} \cdot N_{Ф}) = -55 \text{ дБ}$ ;  $D_{шА} = 20 \lg[(N_A - 1)\sqrt{6}]^{-1} = -56 \text{ дБ}$ ,  
где  $N_{Ф} = 2^{nФ}$ ,  $N_A = 2^{nА}$  – соответственно число дискретов квантования фазы на интервале  $2\pi$  и число дискретов квантования амплитуды.

Анализ результатов проведенных расчетов показывает, что технические параметры спроектированного табличного ЦСС соответствуют предъявленным требованиям. Однако, при достаточно простой реализации таких ЦСС управление параметрами формируемых ими ЧМ сигналов существенно затруднено.

Рассмотрим некоторые способы управления параметрами синтезируемых сигналов в табличных ЦСС. Наиболее просто с этой точки зре-

ния можно осуществлять формирование ЛЧМ (НЧМ) сигналов в той же полосе частот, но с противоположным знаком скорости частотной модуляции. Для этих целей достаточно изменить порядок опроса ЗУ. Использование набора полосовых фильтров, в каждом из которых выделяется одна из боковых составляющих спектра многоуровневого дискретного ЛЧМ сигнала, позволяет формировать на базе одного ЗУ набор ЛЧМ сигналов с одинаковыми значениями  $\tau_{\text{н}}$  и  $\Delta F$ , но с различными начальными (центральными) частотами ( $f_{\text{н}}$ ) и знаками скорости ЧМ. При принятом порядке опроса ЗУ одновременно формируются ЛЧМ сигналы со следующими законами изменения частоты:

$$f_{\text{C}}(t) = f_{\text{н}} + k f_{\text{T}} + \beta t; \quad f_{\text{C}}(t) = f_{\text{T}}(k + 1) - f_{\text{н}} - \beta t.$$

Изменение порядка опроса ЗУ на противоположный приводит к одновременному формированию следующих ЛЧМ сигналов:

$$f_{\text{C}}(t) = f_{\text{T}}(k + 1) - f_{\text{в}} + \beta t; \quad f_{\text{C}}(t) = f_{\text{в}} + k f_{\text{T}} - \beta t; \quad k = 0, 1, 3, \dots$$

Изменение параметров ЛЧМ сигналов достигается и при частичном считывании информации из ЗУ. При этом длительность и девиация частоты пропорциональны числу отсчетов:

$$\tau_{\text{н}}(R') = R' \tau_{\text{н}} / R; \quad \Delta F(R') = R' \Delta F / R,$$

а значение базы изменяется по квадратичному закону

$$B(R') = \Delta F(R') \tau_{\text{н}}(R') = (R'/R)^2 B,$$

где  $R' < R$  – число формируемых отсчетов.

Изменение частоты опроса ПЗУ приводит к изменению всех параметров ЛЧМ сигналов, как показано в табл. 1, где  $M = f_{\text{T}}/f_{\text{ТР}}$  – отношение реальной и расчетной тактовой частоты;  $\Phi_{\text{н}}$ ,  $\Phi_{\text{в}}$  – приращение фазы между двумя первыми и двумя последними амплитудными отсчетами.

Таблица 1  
Зависимость параметров ЛЧМ сигнала от частоты опроса ПЗУ

Параметр ЛЧМ сигнала	Закон изменения
Начальная частота, $f_{\text{н}}$	$f_{\text{н}}(f_{\text{T}}) = f_{\text{нР}}(f_{\text{T}}/f_{\text{ТР}}) = f_{\text{нР}}M$ ; $f_{\text{н}}(f_{\text{T}}) = f_{\text{T}}(\Phi_{\text{н}}/2\pi)$
Верхняя частота, $f_{\text{в}}$	$f_{\text{в}}(f_{\text{T}}) = f_{\text{вР}}(f_{\text{T}}/f_{\text{ТР}}) = f_{\text{вР}}M$ ; $f_{\text{в}}(f_{\text{T}}) = f_{\text{T}}(\Phi_{\text{в}}/2\pi)$
Длительность, $\tau_{\text{н}}$	$\tau_{\text{н}}(f_{\text{T}}) = R/f_{\text{T}} = RT$ ; $\tau_{\text{н}}(f_{\text{T}}) = \tau_{\text{нР}}(f_{\text{ТР}}/f_{\text{T}}) = \tau_{\text{нР}}/M$
Девиация частоты, $\Delta F$	$\Delta F(f_{\text{T}}) = \Delta F_{\text{Э}}(f_{\text{T}}/f_{\text{ТР}}) = \Delta F_{\text{Р}}M = \frac{\Phi_{\text{в}} - \Phi_{\text{н}}}{2\pi} f_{\text{T}}$
Скорость ЧМ, $\beta$	$\beta(f_{\text{T}}) = \frac{\Delta F(f_{\text{T}})}{\tau_{\text{н}}(f_{\text{T}})} = \beta_{\text{Р}}M^2$ ; $\beta(f_{\text{T}}) = \frac{\Phi_{\text{в}} - \Phi_{\text{н}}}{2\pi R} f_{\text{T}}^2$
База сигнала, $B$	$B = \text{const}$

Как видно из табл.1, изменение  $f_{\text{T}}$  приводит к линейному изменению

граничных частот и девиации частоты, а длительность и скорость ЧМ изменяются по гиперболическому и параболическому законам (рис. 4).

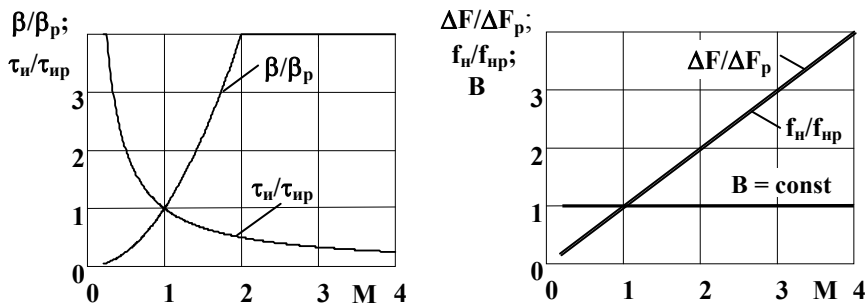


Рис. 4. Характер изменения параметров ЛЧМ сигнала от изменения тактовой частоты в табличных ЦСС

Таким образом, основным недостатком рассмотренных способов управления параметрами ЧМ сигналов в табличных ЦСС является невозможность изменения одного из параметров без изменения других. В то же время, на базе одного запрограммированного ЗУ сравнительно просто формируются сигналы с  $V$ ,  $N$ ,  $M$ ,  $X$  и в общем случае зигзагообразными законами ЧМ [4].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешиков В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
3. Военные системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / В.В. Горшков, О.В. Куксин и др. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1986. – №3. – С. 3 - 13.
4. А.С. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.А. Михайлов, Ю.М. Романов. – Опул. в БИ, 1990, №11.
5. Шапиро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.

Поступила 06.06.2002

**КАНДЫРИН Николай Павлович**, канд. техн. наук, старший научный сотрудник научного центра при ХВУ. В 1982 году окончил Харьковский политехнический институт. Область научных интересов - радиолокация.

**ДЗИГОРА Александр Михайлович**, начальник отделения учебной лаборатории кафедры ХВУ. В 1994 году окончил Житомирское ВУРЭ ПВО. Область научных интересов - радиолокация.