

К ВОПРОСУ О РАСШИРЕНИИ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ФОРМИРУЕМЫХ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРАХ

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

Предложен способ расширения частотного диапазона, снижения амплитудных и фазовых искажений выходных частотно-модулированных (ЧМ) сигналов в цифровых синтезаторах, основанный на использовании специальных видов интерполирующих функций.

В настоящее время в подавляющем большинстве радиотехнических устройств функции синтеза требуемого набора частот и сигналов возложены на цифровые синтезаторы сигналов (ЦСС) [1], принцип работы которых основан на формировании в фиксированные дискретные моменты времени амплитудных выборок синтезируемых ЧМ сигналов. При этом наиболее широкополосными являются ЦСС с дискретным вычислением кодов фазы и табличным преобразованием их в соответствующие коды амплитуды формируемых сигналов. В общем случае такие ЦСС содержат: устройство управления и синхронизации (УУС), вычислитель кодов фазы

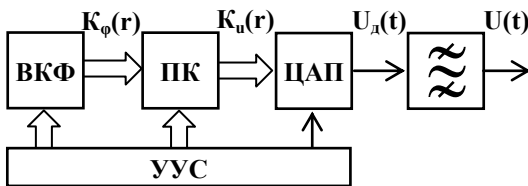


Рис. 1. Структурная схема ЦСС

числитель кодов фазы (ВКФ), табличный преобразователь кодов (ПК), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и полосовой фильтр (ФФ) (рис. 1). На выходе ЦАП, выполняющего функцию интерполятора нулевого

порядка, формируется ступенчатое напряжение, спектр которого описывается выражением [2]:

$$G_1(\omega) = \left[\frac{\tau_0 \sin(\omega \tau_0 / 2)}{T \omega \tau_0 / 2} e^{-j\omega \tau_0 / 2} \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(\omega - n\omega_T), \quad (1)$$

где первый множитель представляет собой передаточную функцию интерполятора (ЦАП), а второй – сумму, сдвинутых по частоте на величину, кратную частоте дискретизации ω_T , квантованных ЧМ сигналов (спектр дискретизированного сигнала); τ_0 – длительность амплитудных выборок, T – период следования тактовых импульсов.

В типовых ЦАП длительность формируемых выборок равна периоду тактирования ($\tau_0 = T$). В этом случае наиболее приемлемой для использования является основная прямая составляющая (ОПС) спектра дискретного ЧМ сигнала, обладающая наибольшей энергией, наименьшими амплитудными и фазовыми искажениями. Однако она находится в нижней части частотного диапазона, что не всегда достаточно при выделении более высокочастотных (ВЧ) составляющих. В [2, 3] для этих целей было предложено использовать «тонкие» выборки ($\tau_0 \ll T$), формируемые быстродействующим аналоговым ключом на выходе ЦАП. Это позволило уменьшить амплитудную неравномерность, увеличить мощность выделяемой спектральной составляющей сигнала и, тем самым, облегчить фильтрацию последней в ПФ.

В настоящей статье рассмотрен способ использования в ЦСС специальных видов интерполирующих функций. При этом формирователь аналоговых отсчетов реализует импульсную характеристику в виде последовательности разнополярных видеоимпульсов. В состав такого ЦСС (рис. 2) дополнительно включены быстродействующий р-и-п-диодный коммута-

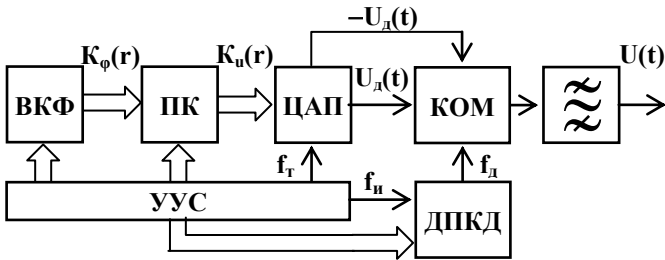


Рис. 2. Структурная схема ЦСС

тор (КОМ) и делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД). Особенностью работы предлагаемого устройства является то, что тактовые импульсы частоты f_r формируются из опорной последовательности импульсов делением частоты f_n в M раз. Применяемый в устройстве ЦАП имеет прямой и инверсный выходы. С первого выхода ЦАП снимается дискретизированный низкочастотный сигнал

$$U_d(t) = \begin{cases} U(rT), & \text{при } (r-1)T \leq t < rT; \\ 0, & \text{при } t < (r-1)T, t \geq rT, \end{cases} \quad (2)$$

($r = 1, 2, \dots, R$; R – количество формируемых выборок), а со второго – инвертированный ($-U_d(t)$). Эти сигналы подаются на входы КОМ, управляемого импульсами ДПКД. При этом отношение частоты следования импульсов на выходе ДПКД f_d к частоте дискретизации f_r сигнала $U_d(t)$ равно $P = f_d/f_r = 1 \dots M$. Выходные импульсы с частотой f_d управляют КОМ, ко-

торый осуществляет поочередное подключение прямых и инверсных выходов ЦАП ко входу ПФ. На выходе КОМ формируются периодические дуполярные импульсы с частотой f_d , промодулированные по амплитуде дискретизированным ЧМ сигналом. За период дискретизации T формируется несколько (в общем случае – P) тонких разнополярных выборок одинаковой длительности $\tau_0 = T/P$, амплитуда которых определяется выражением

$$U_i(t) = \begin{cases} (-1)^{i-1} U(rT), & \text{при } (rT + (i-1)\tau_0) \leq t < (rT + i\tau_0); \\ 0, & \text{при } t < (rT + (i-1)\tau_0), t \geq (rT + i\tau_0). \end{cases} \quad (3)$$

Сигнал на выходе КОМ представим суммой элементарных последовательностей импульсов, каждая из которых пропорционально смещена относительно тактовых импульсов (на рис. 3 пронумерованы одинаковыми цифрами). Спектр последовательности импульсов, отмеченных на рис. 3 цифрой 1, определяется выражением (1).

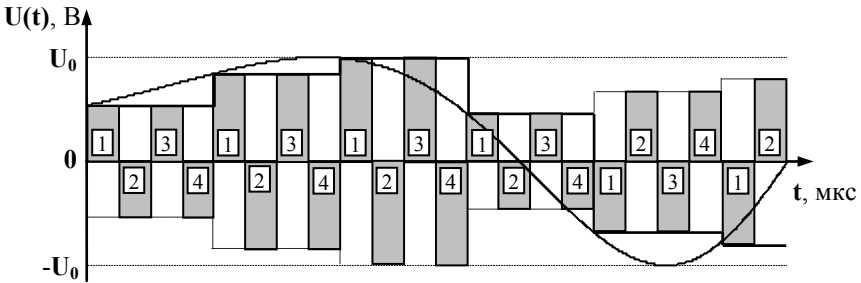


Рис. 3. Сигнал на выходе коммутатора при $P = 4$

Элементарные последовательности импульсов, обозначенных на рис. 3 цифрами 2, 3, 4, получаются путем сдвига по времени и инверсии первой импульсной последовательности. Согласно [2], спектр результирующего сигнала (рис. 3) равен сумме спектров элементарных импульсных последовательностей

$$G(\omega) = \sum_{n=1}^P G_n(\omega) = G_1(\omega) \sum_{n=1}^P [(-1)^{n-1} e^{-j(n-1)\omega T/P}]. \quad (4)$$

Результаты анализа (4) показывают, что передаточная функция интерполятора различна для четных и нечетных P . Спектр сигнала на выходе КОМ определяется выражением

$$G_{\text{чет}}(\omega) = K_{\text{инт}}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(\omega - n\omega_T), \quad (5)$$

где $K_{\text{инт}}(\omega)$ – передаточная функция интерполятора, определяемая выражением (для четного числа P):

$$K_{\text{инт.ч}}(\omega) = \frac{4 \sin^2(\omega T / 2P) \sin(\omega T / 2)}{\omega T \sin(\omega T / P)} e^{j(\pi/2 - \omega T / 2)}. \quad (6)$$

При нечетном числе "тонких" выборок, формируемых за период дискретизации, выражение для передаточной функции интерполятора будет иметь вид

$$K_{\text{инт.неч}}(\omega) = \frac{4 \sin^2(2\omega T / P) \cos(\omega T / 2)}{\omega T \sin(\omega T / P)} e^{-j\omega T / 2}. \quad (7)$$

На рис. 4 приведены рассчитанные в соответствии с (5) - (7) графики огибающей спектра (пунктирная линия) и модуля спектральной плотности (сплошная линия) ЛЧМ сигнала на выходе коммутатора для различных значений P (при центральной частоте сигнала $f_0 = f_r/4$).

В табл. 1, 2 приведены результаты расчета среднего значения (K) и абсолютной неравномерности (ΔK) амплитуды боковых составляющих спектра дискретного сигнала на выходе коммутатора (i -ПС - i -я прямая составляющая, а i -ИС - i -я инверсная составляющая спектра) при различных значениях P .

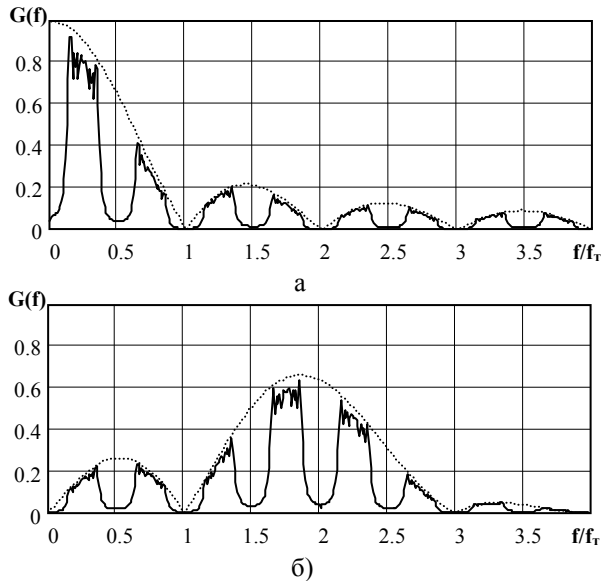


Рис. 4. Спектр дискретного ЛЧМ сигнала при $P = 1$ (а) и $P = 4$ (б)

Таблица 1

Распределение амплитуды частотных составляющих ЧМ сигнала

P	K, дБ							
	ОПС	1ИС	1ПС	2ИС	2ПС	3ИС	3ПС	4ИС
1	-1,3	-8,6	-13,7	-16,1	-18,5	-19,7	-21,0	-21,7
2	-7,2	-2,8	-8,0	-21,9	-24,3	-13,8	-15,2	-27,6
3	-	-12,3	-3,2	-5,4	-22,2	-32,2	-33,6	-25,4
4	13,9	-12,9	-9,6	-3,7	-6,1	-15,4	-25,3	-34,1

	13,7							
5	– 18,5	– 17,9	– 16,0	– 13,6	– 3,0	– 4,1	– 18,1	– 23,3

Таблица 2

Неравномерность амплитуды частотных составляющих ЧМ сигнала

Р	ΔК, дБ							
	ОПС	1ИС	1ПС	2ИС	2ПС	3ИС	3ПС	4ИС
1	– 2,3	– 6,6	2,3	– 5,1	3,5	– 4,7	3,8	– 4,5
2	5,2	0,3	– 4,1	– 12,1	10,5	2,3	– 3,2	– 11,5
3	– 7,9	9,6	0,2	– 2,4	– 12,7	1,4	– 2,3	– 11,8
4	4,4	– 3,6	6,0	1,1	– 2,7	– 7,8	0,7	– 10,7
5	– 8,2	8,7	– 7,4	– 10,0	0,65	– 1,8	– 13,4	5,9

Анализ полученных результатов (рис. 5 и табл. 1) показывает, что использование специальных видов интерполирующих функций при формировании ЧМ сигналов позволяет осуществить перераспределение энергии выходного сигнала ЦСС в пользу ВЧ боковых составляющих. Это проявляется в смещении максимума огибающей спектра по частоте на величину $R\omega_r/2$ при сохранении ширины полосы частот, соответствующей как основной, так и боковым составляющим спектра ЧМ сигнала. Предложенный способ расширения частотного диапазона ЦСС позволяет получить выигрыш в энергетике ВЧ составляющих не менее 13 дБ (по сравнению с классическим ЦСС (рис. 1)) и не менее 9 дБ (при формировании однополярных «тонких» выборок) [2, 3]. Кроме того, использование в ЦСС интерполирующих функций вида (6) и (7) дает возможность снизить не менее чем на 2 дБ (табл. 2) абсолютную неравномерность амплитуды боковых составляющих спектра ЧМ сигнала по сравнению с интерполяцией нулевого порядка вида (1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А. Применение ЛЧМ сигналов и методы их формирования // Зарубежная радиоэлектроника. – 1975. – №8. – С. 32 – 63.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд. переработ. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
3. А.с. №1432722 (СССР). Цифровой синтезатор частот / Н.А. Михайлов, Ю.М. Романов.

Поступила 12.07.2002

КАНДЫРИН Николай Павлович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник научного центра при ХВУ. В 1982 году окончил Харьковский политехнический институт. Область научных интересов – радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.

ДЗИГОРА Александр Михайлович, начальник отделения учебной лаборатории кафедры ХВУ. В 1994 году окончил Житомирское ВУРЭ ПВО. Область научных интересов – радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.
