

С. С. КАТУШОНОК, В. К. ПАЖИТНЫХ

(Минск)

ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Синтезаторами в настоящее время принято называть устройства, с помощью которых в определенном участке радиодиапазона производится формирование дискретного множества колебаний рабочих частот f_j , когерентных с частотой опорного сигнала [1].

Перспективы развития синтезаторов в направлении микроминиатюризации, которая достигается максимальным использованием интегральных схем, делают весьма актуальным вопрос формирования дискретного множества частот на основе цифрового принципа.

Анализ существующих методов формирования дискретного множества частот показывает, что для получения сетки частот, лежащей в пределах звукового и ультразвукового диапазона, наиболее целесообразно применение синтезаторов частоты, использующих принцип сложения периодических последовательностей несовпадающих во времени импульсов [2, 3]. Блок-схема синтезатора, построенного по этому принципу, приведена на рис. 1.

Устройство состоит из трех основных узлов. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) обеспечивает исходный высокостабильный по частоте опорный сигнал. Блок опорных частот (БОЧ) формирует из тактовых импульсов ряд несовпадающих во времени периодических последовательностей с различной частотой повторения. Операция синтеза частот осуществляется в системе синтеза частот (ССЧ).

Временные диаграммы работы синтезатора приведены на рис. 2.

ГТИ формирует опорный сигнал с частотой f_0 , стабилизированной кварцевым резонатором. Этот сигнал поступает на вход БОЧ, выполненного в виде последовательного m -разрядного триггерного делителя частоты. Триггеры в нем соединены таким образом, что последующий триггер опрокидывается задним фронтом импульса, поступающего с предыдущего.

Такое включение триггерного делителя позволяет после выделения передних фронтов с помощью RC-цепи и ключевой схемы получить не совпадающие во времени периодические последовательности с частотой повторения

$$f_i = f_0 2^{-j}, \quad (1)$$

где f_i — частота повторения импульсов на выходе j -го триггера. На диаграмме рассматривается случай $j_{\max} = m = 3$. ССЧ состоит из сумматора Σ и нормализатора, представляющего собой n -разрядный триггерный делитель частоты. ССЧ может быть построена как по параллельному, так и по последовательному принципу. При параллельном синтезе ССЧ состоит из M (по числу одновременно синтезируемых частот) каналов. При последовательном синтезе ССЧ состоит из одного канала с последовательной коммутацией

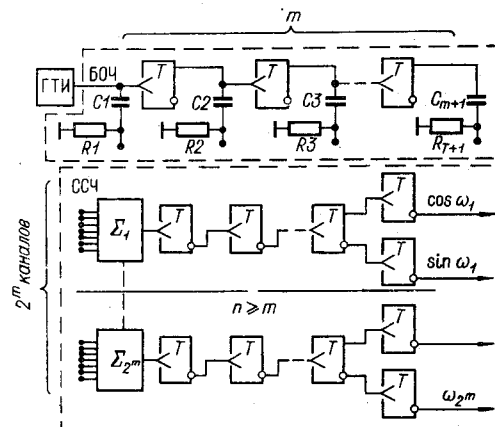


Рис. 1.

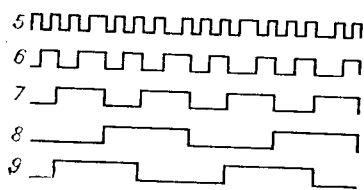


Рис. 2.

кушности возможных для данного БОЧ сигналов: $M_{\max} = 2^m$ каналов.

Сумматоры ССЧ осуществляют сложение в различных комбинациях (в зависимости от требуемой частоты) несопадающих периодических последовательностей с выходов БОЧ. На временной диаграмме показано сложение опорной частоты f_0 с частотами $f_0/2$ и $f_0/4$, формируемым БОЧ (см. рис. 2).

Импульсные последовательности на выходах сумматоров характеризуются средней частотой повторения импульсов и нерегулярностью, определяемой временным смещением импульсов относительно их среднего распределения [2, 3]. Для устранения этой нерегулярности и служит нормализатор. Учитывая, что нерегулярность на выходе сумматора имеет периодичность, равную в худшем случае периоду повторения импульсов на выходе последнего делителя БОЧ, необходимо, чтобы n -разрядный счетчик нормализатора переполнялся количеством импульсов, большим или равным их числу за время одного периода нерегулярности, т. е. $n \geq m$.

Только в этом случае нерегулярность на выходе сумматора будет значительно уменьшена. На диаграмме приведен случай, когда $n = m = 3$. Подключая последние триггеры нормализатора так, как это показано на блок-схеме рис. 1, получим сигналы типа меандр, сдвинутые на угол $\pi/2$, что соответствует синусной и косинусной составляющим синтезируемой частоты.

В реализованной авторами схеме параллельного синтезатора преобразование этих сигналов в тональные колебания может быть легко осуществлено с помощью фильтров нижних частот.

Таким образом, на выходе синтезатора возможно получение совокупности из 2^m частот от $F_{\min} = f_0 2^{-m-n}$ до $F_{\max} = 2^{-n}$ с шагом $\Delta F = 2^{-m-n}$.

Описанный метод синтеза дискретного множества частот обладает рядом преимуществ, такими как: простота, возможность полной миниатюризации и одновременного получения синусной и косинусной составляющих выходных тональных сигналов при малом уровне паразитных колебаний.

К недостаткам описанного метода следует отнести наличие паразитной угловой модуляции выходного сигнала, возникающей из-за ошибки дискретности установки периода выходного сигнала. Действительно, каждому периоду сигнала на выходе синтезатора соответствует время переполнения нормализатора, которое может принимать дискретные значения с точностью до временного интервала между соседними импульсами на входе нормализатора.

Таким образом, несмотря на то, что при времени усреднения, равном или большем периода повторения самой низкой частоты синтезируемого дискретного множества, средняя частота точно равна расчетной, отдельные периоды этой частоты могут отличаться от расчетного на величину ошибки дискретности, что равносильно наличию паразитной частотной модуляции выходного сигнала.

Величину возникающей при этом паразитной частотной модуляции удобно оценивать с помощью параметра

$$\Delta_i = \delta\tau_i / T_i, \quad (2)$$

где T_i — расчетный период повторения i -й частоты на выходе синтезатора; $\delta\tau_i$ — абсолютная ошибка дискретности установки T_i .

Параметр $\Delta\tau_i$ с большой степенью точности совпадает по величине с коэффициентом паразитной частотной модуляции Δ_i :

$$\Delta_i \cong \Delta_i' = \delta f_i / F_i. \quad (3)$$

Здесь F_i — расчетная частота i -й составляющей на выходе синтезатора; δf_i — максимальное отклонение синтезируемой частоты от расчетной.

Таким образом, параметр Δ_i позволяет одновременно оценить как относительную методическую ошибку установки T_i , так и уровень паразитной частотной модуляции F_i .

Как показывает расчет, величина параметра Δ_i , выражаемая через разрядность нормализатора n и порядковый номер синтезируемой частоты i , определится как

$$\begin{cases} \Delta_i = 2^{-n - \text{entier} \log_2 i - 1, i} & \text{при } i \neq 2^p, \\ \Delta_i = 0 & \text{при } i = 2^p, \end{cases} \quad (4)$$

где $n=0, 1, 2, 3 \dots m$; m — количество двоичных разрядов БОЧ.

По полученному соотношению (4) построен график зависимости параметра синтезируемой частоты i для синтезатора, блок-схема которого приведена на рис. 1 ($m=3$; $n=3$; $i_{\max}=N=16$).

Как видно из графика, численное значение параметра Δ_i возрастает с приближением к значению, равному целой степени двойки, и всегда остается меньше предельного значения $\Delta_{\max} < 2^{-n}$.

Таким образом, для снижения уровня паразитной частотной модуляции необходимо увеличивать разрядность триггерного делителя нормализатора n . При этом вся синтезируемая сетка частот смещается в более низкочастотную область. Поэтому при проектировании необходимо выбирать тактовую частоту опорного генератора как можно выше.

Однако в общем случае с ростом частоты опорного генератора, наряду с уменьшением паразитной частотной модуляции, вызванной нерегулярностью импульсной последовательности, растет паразитная частотная модуляция (ЧМ), вызванная «нечистым меандром», который образуется за счет неравенства задержки переключения триггера из «0» в «1» и наоборот.

Для применяемых в реализованном авторами синтезаторе элементов «Логика-2» этот источник паразитной ЧМ может стать соизмеримым с паразитной ЧМ, вызванной нерегулярностью импульсной последовательности только при частоте генератора, значительно превышающей быстродействие применяемых элементов, которое и определяет верхнюю границу частоты опорного генератора.

С точки зрения спектрального состава синтезируемой сетки частот (исключая гармоники) паразитная частотная модуляция выходного сигнала будет выражаться в наличии двух последовательно-появляющихся спектральных линий F_{i-} и F_{i+} , между которыми расположено расчетное значение синтезируемой частоты.

Количественно уровень паразитной частотной модуляции с точки зрения спектрального состава выходного сигнала наглядно описывается расстоянием между спектральными составляющими F_{i-} и F_{i+} , которое связано с параметром Δ_i следующим соотношением:

$$F_{i+} - F_{i-} = F_i \Delta_i. \quad (5)$$

Суммарное «время жизни» спектральных со-

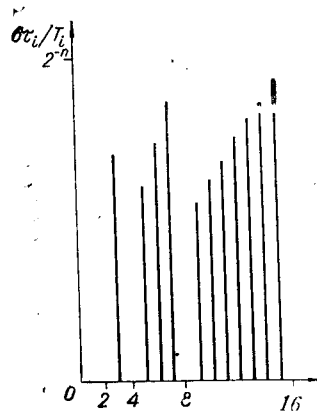


Рис. 3.

ставляющих F_{i-} и F_{i+} (t_{i-} и t_{i+} соответственно) таково, что при достаточно большом времени измерения $T_{\text{изм}} = T_{i-} + T_{i+} > T_i$ наблюдается соотношение

$$F_i = (F_{i-}T_{i-} + F_{i+}T_{i+}) / (T_{i-} + T_{i+}). \quad (6)$$

Основываясь на полученных соотношениях, можно предположить следующую методику проектирования синтезаторов частоты, работающих на описанном принципе.

Исходными данными при проектировании являются:

1. Шаг частоты — расстояние между соседними частотами синтезируемого дискретного множества:

$$\Delta F = F_{i+1} - F_i = F_{\text{min}}. \quad (7)$$

2. Верхняя частота F_{max} или количество синтезируемых частот M . Эти две величины связаны соотношением

$$F_{\text{max}} = M\Delta F = MF_{\text{min}}. \quad (8)$$

3. Максимально допустимый коэффициент паразитной частотной модуляции Δ_{max} .

Необходимо определить частоту опорного генератора f_0 , разрядность триггерного делителя блока опорных частот m и разрядность триггерного делителя нормализатора n .

Сначала определяем n . Учитывая, что $\Delta_{\text{max}} < 2$, и округляя n до целого в большую сторону, получим

$$n = \text{entier} \log_2(1/\Delta_{\text{max}}) + 1. \quad (9)$$

Если Δ_{max} равна целой отрицательной степени двойки

$$\Delta_{\text{max}} = 2^{-N}, \text{ то } n = N. \quad (9a)$$

Далее определяем m . Округляя m до целого в большую сторону и с учетом (8),

$$m = \text{entier} \log_2 M + 1 = \text{entier} \log_2(F_{\text{max}}/\Delta F) + 1. \quad (10)$$

Если M кратно целой степени двойки:

$$M = F_{\text{max}}/\Delta F = 2^\mu, \text{ то } m = \mu. \quad (10a)$$

Частота опорного генератора определяется как

$$f_0 = \Delta F 2^{m+n}. \quad (11)$$

Рассмотрим пример. Пусть требуется синтезировать сетку частот от 0 до 10 кГц с шагом 100 Гц и допустимым значением коэффициента паразитной частотной модуляции $\Delta_{\text{max}} = 0,001$, т. е. $F_{\text{min}} = \Delta F = 100$ Гц; $M = 10000/100 = 100$; $\Delta_{\text{max}} = 0,001$. Разрядность триггерного делителя блока опорных частот

$$m = \text{entier} \log_2 M + 1 = \text{entier} \log_2 100 + 1 = 7.$$

Разрядность триггерного делителя нормализатора

$$n = \text{entier} \log_2(1/\Delta_{\text{max}}) + 1 = 10.$$

Частота опорного генератора $f_0 = \Delta F 2^{m+n} = 100 \cdot 2^{17} = 13\,107\,200$ Гц.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. И. Губернаторов, Ю. Н. Соколов. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. Л., «Энергия», 1973.

2. С. В. Новиков, В. А. Самсоненко, Л. П. Елисеев. Синтезаторы для формирования сетки частот с высокой надежностью.—Труды СЗПИ, № 23. Л., 1972, с. 36—38.
3. В. С. Котов. Синтезаторы частоты, основанные на сложении импульсных последовательностей.—«Радиотехника», т. 26, № 5, с. 64—68.

*Поступила в редакцию
15 апреля 1975 г.;
окончательный вариант —
6 июля 1975 г.*

УДК 681.325.5

**И. Ц. ГРОСС, В. В. ЕФРЕМОВ, Л. К. ЗОЛОТКОВ,
Ю. К. РОМАНОВ, А. С. ЧАБАН**
(Львов)

УСТРОЙСТВО ДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА НА ЧИСЛО

Для преобразования сигналов из аналоговой в дискретную форму представления применяются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). При этом АЦП вносит погрешность, значительный вес которой приходится на мультипликативную составляющую. Один из наиболее эффективных способов ее устранения — применение операции деления [1], когда происходит соотношение кода получаемой при преобразовании измеряемой величины X с кодом опорной величины X_0 . При этом результат записывается в виде

$$Y_{\text{отн}} = [X_i K(1 + \gamma)] : [X_0 K(1 + \gamma)] = X_i / X_0, \quad (1)$$

где γ — мультипликативная погрешность, K — крутизна преобразования. Таким образом, устройство деления в сочетании с АЦП может служить для устранения мультипликативной составляющей погрешности. Реализация операции деления в измерительном приборе требует аппаратных затрат, которые могут составить значительную долю. Этим объясняется то, что при реализации мультипликативных методов повышения точности стремятся избегать операции прямого деления числа на число. Существует алгоритм деления, дающий возможность свести основное оборудование устройства деления к двум счетчикам [2].

Пусть требуется получить частное P от деления числа X на число y в форме

$$P = N(x/y), \quad (2)$$

где N — постоянный множитель.

Представим делитель в форме

$$y = y_0 \pm y', \quad (3)$$

где y_0 — некоторое постоянное число. Выберем $y_0 = N$, тогда выражение (2) можно представить в виде

$$P = x \pm P(y'/N). \quad (4)$$

Здесь $y' = \pm(N - y)$.

В случае сложения в (4) число y' является дополнением до N и диапазон чисел делимого y лежит в пределах $1 - N$, а в случае вычитания — в пределах $N - 2N$. Второе слагаемое в выражении (4) реализуется известным двоичным умножителем емкостью N , если в регистре памяти устанавливать y' , а на вход подавать последовательность импульсов P . Дополнив двоичный умножитель сумматором (вычитателем) для суммирования (вычитания) числа импульсов последовательности x