

БАЖЕНОВ А. А., ОВЧАРЕНКО Л. А.

ПРЯМОЙ ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ С КВАНТОВАНИЕМ ФАЗЫ В СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

Рассмотрены принципы построения и функционирования прямого цифрового синтезатора частоты в системе остаточных классов, в котором с целью снижения уровня побочных составляющих в выходном сигнале уменьшено количество управляемых фазовращателей за счет квантования текущей фазы синтезируемого гармонического колебания. Изложены особенности реализации операции квантования фазы в коде системы остаточных классов. Сравнены спектры синтезаторов с квантованием и без квантования фазы.

Одним из основных требований, предъявляемых к синтезаторам частот средств военной радиосвязи, является обеспечение быстрой перестройки рабочей частоты в пределах заданного диапазона. По данному параметру среди известных типов синтезаторов прямые цифровые синтезаторы частот находятся вне конкуренции. В [1] предложен новый способ прямого цифрового синтеза частот, в котором формирование текущей фазы выходного гармонического колебания и ее преобразование в поток многоуровневых импульсов, аппроксимирующих гармоническую функцию, осуществляется в вычислительных блоках, функционирующих в системе остаточных классов (СОК). Показано [2], что основным источником побочных составляющих в спектре выходного сигнала при таком способе синтеза частот являются фазовые ошибки в управляемых фазовращателях синтезатора, а суммарная мощность этих составляющих определяется выражением

$$P_N = 10 \lg \left(\sum_{i=1}^N D(\Psi_i) \right), \quad (1)$$

где $D(\Psi_i)$ — среднее арифметическое квадрата центрированных значений фазовых ошибок в i -м $(i = \overline{1, N})$ управляемом фазовращателе размерностью радиан в квадрате; N — число управляемых фазовращателей, совпадающих с числом оснований СОК.

Шаг сетки частот в синтезаторе данного типа прямо пропорционален тактовой частоте (частоте дискретизации) и обратно пропорционален диапазону представления чисел СОК — M , который, в свою очередь, определяется составом набора оснований СОК $m_i (i = \overline{1, N})$, представляющих собой взаимно простые целые положительные числа

$$M = \prod_{i=1}^N m_i. \quad (2)$$

Из (2) видно, что реализация малого шага сетки частот требует расширения диапазона представления чисел СОК (следовательно, увеличения числа управляемых фазовращателей в составе синтезатора), а из (1) — минимизация фазового шума в спектре выходного сигнала может быть достигнута за счет уменьшения количества фазовращателей.

Один из путей преодоления указанного противоречия заключается в формировании дискретных отсчетов синтезируемого гармонического колебания для меньшего, чем диапазон представления чисел СОК, числа дискретных значений (квантов дискретизации) его текущей фазы. В этом случае текущая фаза вычисляется во всем диапазоне представления чисел СОК (с целью обеспечения заданного шага сетки частот), а при получении потока многоуровневых импульсов, аппроксимирующих гармоническую функцию, используются только округленные к ближайшему кванту дискретизации значения текущей фазы. Так как число таких квантов дискретизации меньше, чем диапазон разрядной сетки СОК с первоначальным набором оснований, то в этом случае для однозначного представления в коде СОК номера текущего кванта дискретизации потребуется меньшее число оснований. Соответственно уменьшается число управляемых фазовращателей в составе прямого цифрового синтезатора (ПЦС) в СОК.

Однако квантование фазы приводит к появлению в спектре выходного сигнала синтезатора побочных составляющих квазислучайного характера, уровень которых может быть оценен выражением [3]

$$P_q = 20 \lg \left(\frac{\pi}{\sqrt{3} \cdot M'} \right), \quad (3)$$

где M' — число квантов дискретизации фазы синтезируемого колебания за период $[0, 2\pi)$.