

Для рассматриваемой цепи автокорреляционная функция $K(i)$ представляет собой экспоненциально убывающую функцию с постоянной времени τ_0 . Для оценки длительности интервала корреляции использовался интервал $\tau_k = [0, i_{\text{мин}}]$, где $i_{\text{мин}}$ – момент первого выполнения условия $R(i) = K(i)/K(i=0) \leq \epsilon$.

При изучении зависимости поведения τ_k от M было принято $N = 1000$, $\tau_0 = 10$, $\epsilon = 0,1$. Значение M изменялось от τ_0 до $8\tau_0$ с шагом τ_0 .

В результате моделирования было установлено, что визуальное совпадение графиков $R(i)$ наступает уже при $M \geq 3\tau_0$, однако существенное изменение оценки τ_k с ростом M наблюдалось вплоть до $M = 6\tau_0$. С дальнейшим ростом M изменение τ_k не превышало 1%. При $M = 3\tau_0$ погрешность составляла более 15%.

Данная методика позволяет произвести выбор оптимальной длительности усеченной импульсной характеристики и тем самым сократить время моделирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
2. Цифровое преобразование изображений / Под ред. Р.Е. Быкова. –М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 228 с.

УДК 621.372

В.И. Литюк, Л.В. Литюк

ЦИФРОВОЙ ГЕНЕРАТОР ЧИСЕЛ ФИБОНАЧЧИ

Известно, что возможно использование в специализированных вычислительных системах в качестве системы счисления чисел Фибоначчи. Это позволяет в этих случаях существенно сократить время выполнения арифметических операций и, как следствие, повысить производительность указанных вычислителей.

Для проверки правильности выполнения тех или иных операций бывает необходимо иметь набор чисел Фибоначчи, которые целесообразно получать путем их генерации. Это позволяет существенно сократить затраты оборудования по сравнению со случаем хранения всего массива чисел и получать произвольные массивы чисел, связанные между собой в соответствии с требованиями их формирования по указанным правилам.

Будем полагать, что вырабатываемые числа появляются на выходе генератора чисел Фибоначчи (ГЧФ) последовательно во времени t через интервалы времени T , т.е. $t = nT$, $n = 0, 1, 2, \dots$. В дальнейшем положим $T = 1$.

Структурная схема ГЧФ может быть описана выражением

$$K(z) = \frac{1}{1 - Az^{-1}(1 + Bz^{-1})}$$

при условии, что в момент времени $n = 0$ на его входе один раз будет подана единица, а величины $A = B = 1$.

Алгоритм работы ГЧФ во временной области, если $A = B = 1$, будет

$$y_n = x_n + y_{n-1} + y_{n-2},$$

где $y_{-1} = y_{-2} = 0$; $x_n = \begin{cases} 1 & \text{при } n = 0; \\ 0 & \text{при } n \geq 1. \end{cases}$

Отметим, что n также соответствует номерам генерируемых чисел Фибоначчи.

Варьируя первоначальные значения y_{-1} и y_{-2} при $x_0 = 1$, можно получить множество других последовательностей [1]. Соответствующим подбором величин A и B можно реализовать устройство, которое наиболее эффективно будет генерировать ту или иную последовательность из их совокупности.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Маркушевич А.И. Возвратные последовательности. – М.: Наука, 1983. – 48 с.

УДК 621.396

Л.В. Литюк, В.И. Литюк

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ПОСТРОЕНИЯ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Задача измерения угловых координат воздушных целей наиболее эффективно решается в моноимпульсных суммарно-разностных радиолокационных станциях (РЛС) поскольку их основным достоинством является высокая точность определения координат воздушных целей. Однако при этом необходимо обеспечить высокий уровень идентичности амплитудных и фазовых характеристик независимых каналов радиоприемного устройства (РПрУ) в широком динамическом диапазоне входных сигналов [1]. В моноимпульсных РЛС, в которых обработка двух независимых сигналов осуществляется в одном приемном канале, но на двух разных частотах одновременно, формирование суммарного и разностного сигналов реализуется на частоте принимаемого сигнала, что ограничивает точность измерения [1].

Известны свойства ансамблей сложных сигналов второго порядка (ССВП) к которым относятся сигналы на основе D- и E-кодов. Основное свойство ансамблей ССВП в том, что суммарные автокорреляционные функции каждого из них имеют вид « δ -функции», а их суммарные взаимокорреляционные функции «ортогональны в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге» [2].

В работе рассматривается применение ССВП в моноимпульсной суммарно-разностной РЛС, осуществляющей формирование, излучение и обработку ССВП.

В передатчике формируется соответствующее число ССВП, которые одновременно излучаются в эфир с выходов различных излучателей, смещенных соответствующим образом относительно центра антенны. Это позволяет сформировать требуемые диаграммы направленности в пространстве.

ССВП, отраженные от целей, поступают одновременно по всем излучателям на суммирующее устройство. Полученная сумма принятых сигналов проходит через одноканальный линейный тракт (ЛТП) РПрУ. С выхода ЛТП РПрУ сигналы поступают на формирователи квадратур, с выходов которых они в виде реализаций комплексной огибающей поступают на набор согласованных фильтров (СФ) дополнительных последовательностей (ДП) каналов. Сигналы с выходов СФ ДП каждого канала суммируются. Затем полученные результаты суммирования ДП ка-