

**ПРИЕМ ТАЙМЕРНЫХ СИГНАЛОВ,
ИНВАРИАНТНЫХ К ИСКАЖЕНИЯМ ТИПА ПРЕОБЛАДАНИЯ**

**RECEPTION OF TEMPORARY SIGNALS,
INVARIANT TO DISTORTIONS SUCH AS PREVALENCE**

Аннотация. Рассматриваются вопросы обнаружения смещений значащих моментов воспроизведения (ЗМВ) и предлагаются алгоритмы приема кодовых конструкций таймерных сигналов, инвариантных к искажениям типа преобладания.

Summary. The questions of detection of displacement of the meaning moments of reproduction are considered and the algorithms of reception of code designs of temporary signals, invariant to distortions such as prevalence are offered.

В телеметрии информацию о состоянии какого-либо датчика можно передавать длительностью сигнала по отношению к какой-то исходной точке. Например, при широтно-импульсной модуляции информативным параметром является длительность импульса. В таймерном же сигнале информация заложена не только в параметре импульса – длительности t_c , но и его местоположении на заданном интервале времени T . При этом значащие моменты модуляции (ЗММ) сигнала могут появляться в точках, не кратных t_0 , а длительность сигнала $t_c = t_0 + i \cdot \Delta$ (где t_0 – длительность найквистового интервала, а Δ – минимальная длительность приращения таймерного сигнала). Такие сигналы в ряде работ [1, 2] названы многопозиционными временными сигналами (МВС), а коды, построенные на их основе, – многопозиционными временными кодами (МВК).

Из-за действия различного рода причин в каналах связи, принимаемые сигналы подвержены помехам и искажениям. Случайные искажения сигналов вызываются помехами, а регулярные искажения – свойствами канала. Таймерные сигналы подвержены искажениям – смещениям ЗМВ и дроблениям сигнала. К одному из вида краевых искажений можно отнести регулярные искажения типа преобладания – когда знак и величина искажения не меняется на протяжении большого отрезка времени. Регулярные искажения можно исключить, создав противодействующую функцию, инвариантную функции регулярного искажения. В зависимости от типа канала связи, способа передачи, модуляции сигналов величина искажений δ_u меняется в широких пределах, особенно при работе по асинхронным составным каналам. При этом величина краевых искажений δ_u не должна превышать величины исправляющей способности приемника μ . Например, приемники с разрядно-цифровым способом представления сигналов имеют большой запас устойчивости при регистрации $\mu \geq t_0/2$, а для приемников МВС величина μ ограничена длительностью элемента таймерного сигнала и составляет $\Delta/2$. Поэтому для таких приемников необходимо применять специальные меры по снижению влияния искажений.

Рассматривая сигнал комбинации МВК как группу таймерных сигналов и, учитывая, что кодовая длина и их месторасположения на заданном интервале времени являются информационными параметрами, то прием кодовой конструкции МВК может быть сведен к измерению длин интервалов L_j между ЗМ. Выполнение условия синфазности для заданной кодовой конструкции сводится к установлению циклической нумерации измеряемых длин между ЗМВ.

Как следует из рис. 1, алгоритм приема таймерных сигналов сводится к определению координат x_i ЗМВ. При этом, учитывая, что $\Delta \ll t_0$, следует предусмотреть такую обработку на приеме, когда влияние преобладаний и среднее квадратическое отклонение ЗМВ будут минимальны.

Рассмотрим метод снижения влияния смещений ЗМ из-за действия искажения преобладания. По результатам измерения отдельных длин интервалов L_1, L_2, L_j (рис. 1) можно определить координаты ЗМВ МВК $x_1 = L_1, x_2 = L_1 + L_2, x_i = L_1 + L_2 + \dots + L_j$. Однако, при наличии преобладания может увеличиваться, например, величина интервала L'_2 (за счёт смещений координат ЗМ x_1 и x_2 на величину δ_u , вызывая одновременно уменьшение интервалов L_1 и L_j . При наличии преобладания ЗМ одного вида ($0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$) смещаются в одном направлении и на одну и ту же величину δ_u . Таким образом, необходимо предложить систему измерения координат x_i значащих моментов МВК, устойчивую к действию преобладаний.

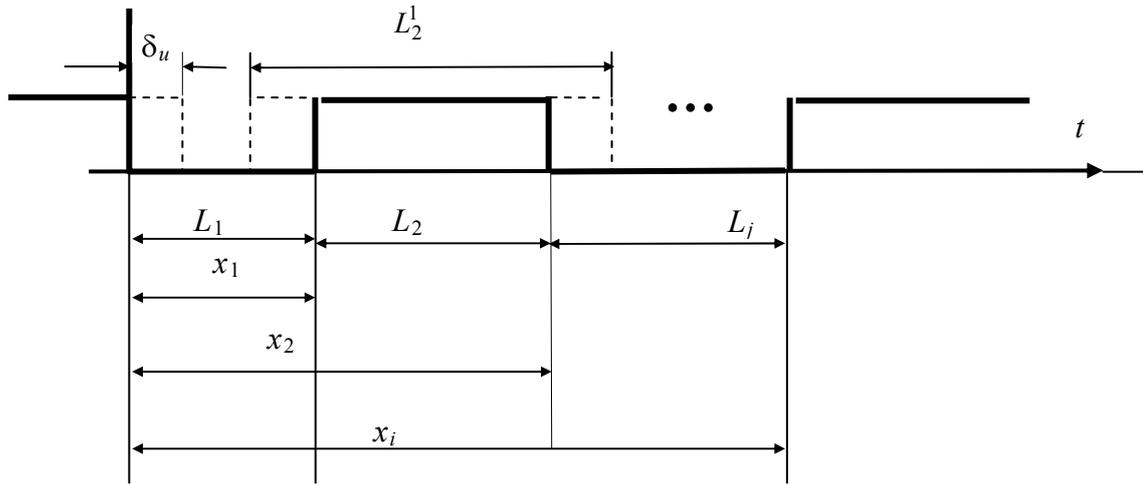


Рисунок 1

Рассмотрим временную диаграмму (рис. 2) при приеме кодовых конструкций таймерного сигнала, например, с тремя ЗМВ при стартстопном способе передачи при наличии регулярных искажений типа преобладаний. Как следует из рис. 2, за счёт искажения преобладания все координаты ЗМВ x_i кодовой конструкции МВК смещаются. При этом координата x_1 определяется интервалом $L_1 \pm 2\delta_u$, координата x_2 определяется суммой интервалов $L_1 \pm L_2$ между ЗМВ одинакового вида, а координата x_3 – как $L_1 + L_2 + L_3 \pm 2\delta_u$, где δ_u – величина смещения. Поэтому алгоритм регистрации отдельных координат кодовой конструкции МВК может быть сведен к определению величины и знака преобладания δ_u .

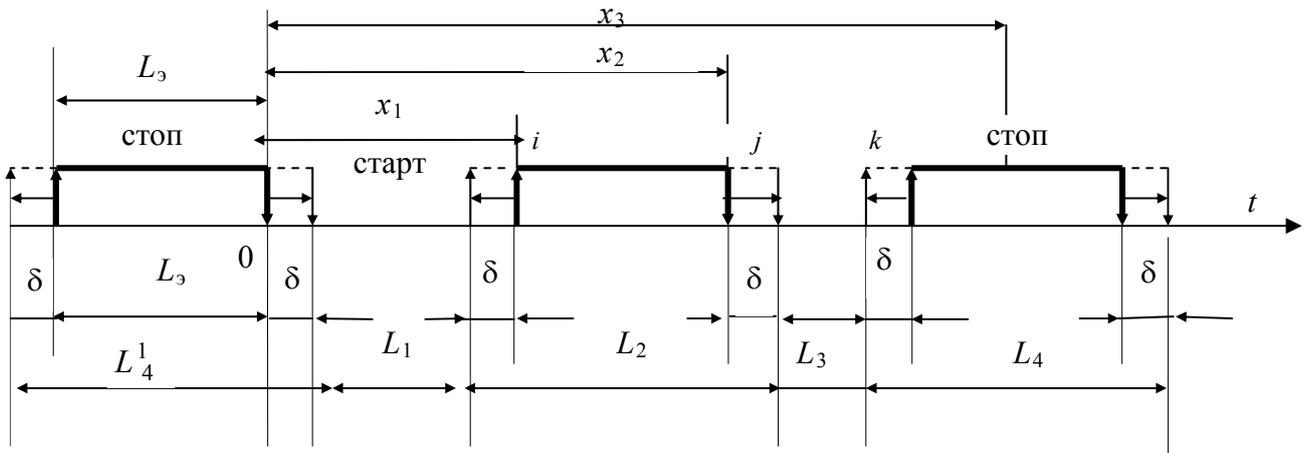


Рисунок 2

Операция измерения отдельных интервалов L_j выполняется с помощью масштабной сетки. При этом каждый принятый интервал сканируется импульсами с периодом следования $0,01 t_0$, обеспечивающими погрешность оценки $\varepsilon = \pm 1\%$.

Для повышения точности оценки смещений ЗМВ таймерных сигналов предлагается алгоритм декодирования кодовых конструкций МВК, инвариантный к искажениям типа преобладания, использующий метод относительных координат. Данный метод основан на измерении длительностей интервалов L_j между одноименными ЗМВ в кодовой конструкции. Это позволяет использовать всю информацию о принятом сигнале на интервале кодовой конструкции МВК и практически реализовать алгоритм приема в целом.

Для реализации данного алгоритма введем следующие условия: величина смещений ЗМВ при регистрации кратна значению Δ , число ЗММ в кодовой конструкции МВК четное, а соответствующие координаты МВК x_i будем рассчитывать по относительным величинам интервалов L_j согласно координатной сетки, представленной ниже на рис. 3. Рассмотрим пример – реализацию алгоритма приема кодовой конструкции МВК с четным числом ЗМ на заданном интервале времени $T_{ц}$.

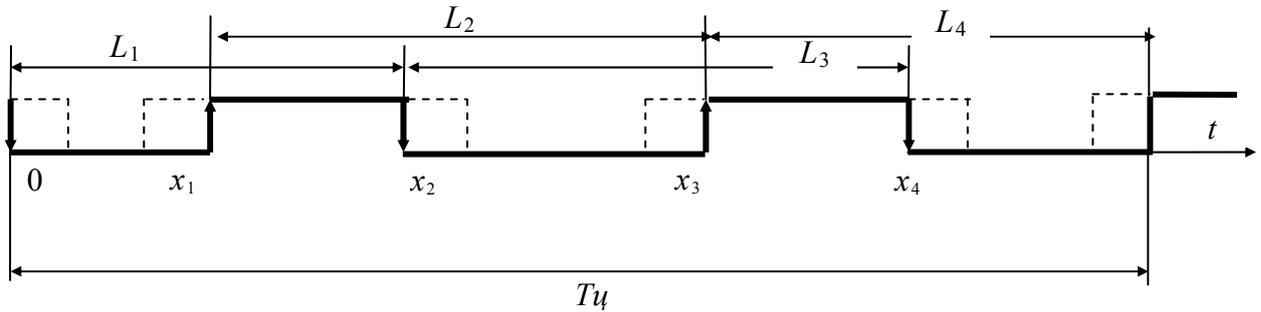


Рисунок 3

Согласно рис. 3, сигнал кодовой конструкции МВК с $i = 4$ ЗММ определяется координатами x_1, x_2, x_3 и x_4 , которые могут определены и описаны относительными координатами L_1, L_2, L_3 и L_4 из следующих уравнений связи (1).

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= x_2 \\ L_2 &= x_3 - x_1 \\ L_3 &= x_4 - x_2 \\ L_4 &= T_{ц} - x_3 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Нетрудно заметить, что при наличии преобладания сигнала на приеме значения относительных координат L_j (рис. 3) не меняются ($L_j = \mathcal{E}_j$), так как они определяются расстояниями между одноименными ЗМВ в кодовой конструкции МВК. Отсюда следует, что декодируя кодовые слова МВК только по относительным координатам, можно определить искомые координаты x_j согласно уравнению (2).

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= T_{ц} - \mathcal{E}_4 - \mathcal{E}_2 \\ x_2 &= \mathcal{E}_1 \\ x_3 &= T_{ц} - \mathcal{E}_4 \\ x_4 &= \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_3 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В табл. 1 представлен фрагмент реализации четырёх кодовых конструкций простого МВК с пересекающимися зонами существования ЗММ ($i = 4$) с параметрами $A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = A_0 = 1, S = 4$.

Таблица 1

x_1	x_2	x_3	x_4	L_1	L_2	L_3	L_4	$T_{ц}$
4	8	12	16	8	8	8	12	24
5	9	13	17	9	8	8	11	24
6	10	14	18	10	8	8	10	24
8	12	16	20	12	8	8	8	24

Согласно табл. 1, для каждой кодовой конструкции МВК вычисляются значения относительных координат (интервалов) L_1, L_2, L_3, L_4 (1). Например, пусть при работе по каналу с преобладанием $\delta_u = \Delta$ приняты следующие две кодовые конструкции МВК: $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$ (табл. 2).

Таблица 2

\mathcal{E}_1	\mathcal{E}_2	\mathcal{E}_3	\mathcal{E}_4	\mathcal{E}_1	\mathcal{E}_2	\mathcal{E}_3	\mathcal{E}_4	x_1	x_2	x_3	x_4
6	8	14	16	8	8	8	12	4	8	12	16
8	10	16	18	10	8	8	10	6	10	14	18

Учитывая, что значения относительных координат при преобразованиях не меняются, декодируем кодовые слова только по координатам $\mathcal{E}_j(\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4)$. В целом выносим решение, что были переданы 1 и 3 кодовые конструкции МВК (табл. 1).

Так как информация в таймерных сигналах заложена в длительностях отрезков различной полярности, то легко реализовать битенарные (троичные) сигналы, в которых между двумя сигнальными отрезками положительной и отрицательной полярностей существует отрезок нулевого уровня. Спектр такого сигнала в два раза меньше обычной двоичной (бинарной) последовательности. При такой реализации сигнальных конструкций качество приёма определяется точностью регистрации нового (очередного) уровня. Для уменьшения ошибок при изменениях амплитуды сигнала фиксация временного положения импульса осуществляется по относительному уровню.

При воздействии сигнала и флуктуационного шума на фиксаторы по относительному уровню возникают ошибки измерения временного положения импульсов, причём очевидно, что дисперсия ошибки зависит не только от отношения сигнал/шум и крутизны фронтов, но и от значения автокорреляционной функции шума для интервала t_0 , отделяющего момент измерения амплитуды от момента фиксации. В этом случае, благодаря учёту корреляции между значениями шума в момент измерения амплитуды и фиксации, фильтр, минимизирующий дисперсию ошибки измерения временного положения по относительному уровню, отличается от согласованного.

Момент фиксации временного импульса t_0 по относительному уровню λ может быть определена как $\lambda = U(t_0) / A_1$, где $U(t_0)$ – безразмерная функция, описывающая форму импульса; A и A_1 – действительное и измеренное значения амплитуд импульса. При воздействии шума искажается как измеренное значение амплитуды, так и значение напряжения вблизи момента фиксации, что приводит к ошибке Δt фиксации, которая определяется уравнением

$$\frac{AU(t_0 + \Delta t) + X(t_0 + \Delta t)}{A + X(0)} = \lambda, \quad (3)$$

где $X(0)$ и $X(t_0 + \Delta t)$ – значения шумового напряжения в моменты измерения амплитуды и фиксации. Здесь учтено, что $A_1 = A + X(0)$.

Произведя несложные преобразования с учётом того, что $U(t_0) = \lambda$, и в силу малости ошибки, получим выражение $U(t_0 + \Delta t) \approx U'(t_0) + U''(t_0)\Delta t$, а выражение для ошибки

$$\frac{\lambda X(0) - X(t_0 + \Delta t)}{AU'(t_0)}. \quad (4)$$

Анализ показывает, что среднеквадратическое значение момента фиксации определено выражением

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{A^2} \frac{(\lambda^2 + 1) \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\tau) d\tau - 2\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau - t_0) h(\tau) d\tau}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} s'(t_0 - \tau) h(\tau) d\tau \right]^2}, \quad (5)$$

где $h(\tau)$ – импульсная переходная характеристика фильтра.

Использование предложенных в работе алгоритмов позволяет исключить влияние преобразований при приёме таймерных сигналов, а параметры фильтра минимизируют среднее квадратическое отклонение моментов фиксации временного положения импульса по пороговому уровню.

Литература

1. Захарченко Н.В., Захарченко В.Н., Кузьминов А.В. Сравнение сигнальных конструкций разрядно-цифровых и многопозиционных временных кодов // Информатика и связь: Сб. науч. тр. – Одесса, 1996. – С. 13 – 21.
2. Методы повышения эффективности использования каналов связи / В. Н. Захарченко, В.П. Гайдар, А.П. Улеев, А.И. Липчанский. – К.: Техника, 1998. – 248 с.
3. Захарченко Н.В. Эффективность использования многопозиционных кодов в низкоскоростных системах ПДИ / Учебн. пособие. – Одесса: ОЭИС, 1984. – 84 с.