ПОСТРОЕНИЕ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АДАПТИВНЫХ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Ф. А. Катков, Ю. П. Жураковский

Киев

Для передачи сообщений в автоматизированных системах управления и в системах телемеханики используется аппаратура передачи дискретной информации. Основным требованием, предъявляемым к аппаратуре, является обеспечение высокой помехоустойчивости или верности передаваемой информации. Однако при построении систем передачи следует учитывать, что каналы связи, как правило, отличаются невысоким качеством. Они имеют уровень помех значительно выше нормы и в сильной степени подвержены кратковременным прерываниям. В этих условиях преимущества частотно-временных кодов перед двоичными особенно значительны. Основное преимущество таких кодов заключается в том, что их кодовые комбинации состоят из малого количества посылок $n_в$. Это обусловливает повышение помехоустойчивости по сравнению с двоичным кодом при одинаковой скорости передачи информации в знаках в секунду, так как длительность посылок может быть увеличена обратно пропорционально их количеству в кодовой комбинации [1].

Кроме того, при частотном разделении канал связи делится на n_4 подканалов по количеству используемых частот для построения данного кода, что влечет за собой уменьшение помехи.

Напряжение помехи на выходе линейного фильтра

$$U_п = v^2 \sqrt{\Delta f}, \qquad (1)$$

где v^2 — спектральная плотность флуктуационной помехи.

Введем обозначения:

$U_{п(в)}$ и $U_{п(ч)}$ — соответственно напряжение помехи на выходе фильтра временной и частотной системы передачи;

$\Delta f_{(в)}$ и $\Delta f_{(ч)}$ — полосы частот пропускания фильтров при временном и частотном разделении.

С учетом (1) получим

$$\frac{U_{п(в)}}{U_{п(ч)}} = \sqrt{\frac{\Delta f_{(в)}}{\Delta f_{(ч)}}} = n, \tag{2}$$

откуда

$$U_{п(ч)} = \frac{U_{п(в)}}{n}. \tag{3}$$

Для того чтобы нелинейные искажения и переходные помехи не увеличивались из-за превышения максимально допустимого уровня передачи сигналов по каналу связи, сумма мгновенных значений эффективного напряжения рабочих частот при частотном разделении не должна превышать максимально допустимого значения в данной линии связи. Можно записать

$$U_{с(ч)} = \frac{U_{с(в)}}{m_ч}, \tag{4}$$

где $m_ч$ — количество частотных сигналов, посылаемых в канал одновременно.

С учетом (3) и (4) имеем

$$\frac{U_{с(ч)}}{U_{п(ч)}} = \frac{n}{m_ч} \frac{U_{с(в)}}{U_{п(в)}}. \tag{5}$$

Как видно, отношение сигнал/помеха при частотном разделении будет в $\frac{n}{m_ч}$ раз больше, чем при временном.

Необходимо также отметить, что более длинные посылки при частотном разделении относительно меньше искажаются в канале связи.

В системах передачи дискретной информации особенно перспективно применять неприводимые сменнопосылочные частотно-временные коды, при использовании которых отпадает необходимость в синхронизации приемной и передающей аппаратуры. При этом, естественно, повышается надежность ее работы.

Кодовые комбинации сменнопосылочного кода состоят из n_b посылок, передаваемых последовательно. Каждая посылка состоит из $m_ч$ частотных сигналов, передаваемых параллельно во времени. В неприводимом коде первая и последняя посылки не могут быть одинаковыми. Следовательно, кодовые комбинации такого кода могут посылаться друг за другом без разделительных пауз. При $n_b = 2$ количество неприводимых комбинаций

$$M = \frac{(C_{n_ч}^{m_ч})^2}{4} \tag{6}$$

при $C_{n_ч}^{m_ч}$ четном и

$$M = \frac{(C_{n_ч}^{m_ч})^2 - 1}{4} \tag{7}$$

при $C_{n_ч}^{m_ч}$ нечетным.

При $n_b \geqslant 3$

$$M = n_1 A_{n_2}^{n_b-1} + n_2 A_{n_1}^{n_b-1},$$

где n_1 и n_2 — соответственно количество первых и последующих комбинаций по $m_ч$ частот, причем

$$n_1 + n_2 = C_{n_ч}^{m_ч}.$$

Наибольшее количество комбинаций получается при

$$n_1 = n_2 = \frac{C_{n_ч}^{m_ч}}{2}.$$

При $n_ч = 6$ и $n_b = m_ч = 2$

$M = \frac{(C_6^2)^2 - 1}{4} = \frac{15^2 - 1}{4} = 56$ комбинаций вида $\frac{f_1}{f_2}$, $\frac{f_2}{f_3}$.

Если принять $n_b = 3$, то можно получить более 700 кодовых слов. При $n_ч = 4$, $m_ч = 2$, $n_b = 3$, если принять $n_1 = n_2 = 3$, так как $C_4^2 = 6$, то

$$M = 6A_3^2 = 6 \cdot 3 \cdot 2 = 36$$

комбинаций вида $\frac{f_1}{f_2}$, $\frac{f_3}{f_4}$, $\frac{f_2}{f_3}$.

На основе описанного частотно-временного неприводимого сменно-посылочного кода можно построить несколько адаптивных систем передачи дискретной информации, из которых наибольший интерес представляют передачи: с использованием решающей обратной связи (РОС) при квитировании кодовой комбинации в целом; с использованием РОС при квитировании каждой посылки кодовой комбинации; с использованием информационной обратной связи (ИОС) при поэлементном сравнении.

Использование в системе РОС и ИОС позволяет изменить скорость передачи информации в соответствии с изменением уровня помех и интенсивности кратковременных прерываний в канале связи. Такие системы получили название адаптивных по каналу связи в отличие от систем адаптивных по источнику или по потребителю информации.

Рассмотрим эти системы передачи исходя из требований к верности передаваемой информации, которая не должна превышать $1 \cdot 10^{-6}$, т. е. не более одной ошибки на 10^6 переданных знаков.

Известно, что вероятность ошибки переданного знака

$$P_{ом} = 1 - P_{пр} = P_{пз} + P_{лз}, \tag{8}$$

где $P_{пр}$ — вероятность правильного приема знака;
$P_{пз}$ — вероятность подавления знака;
$P_{лз}$ — вероятность образования ложного знака из переданного.

Так как комбинации неприводимого сменнопосылочного кода состоят из n_b посылок, то вероятность подавления знака и вероятность образования ложного знака соответственно определяются как

$$P_{пз} = \sum_1^{n_b} P_п, \tag{9}$$

$$P_{лз} = \sum_1^{n_b} P_л, \tag{10}$$

где $P_п$ — вероятность подавления одной посылки кодовой комбинации;

$P_л$ — вероятность образования ложной посылки из переданной.

Формулы (9) и (10) справедливы при $P_п \ll 1$ и $P_л \ll 1$, что практически всегда выполняется.

Для дальнейших расчетов введем следующие обозначения:

$P_{пэ}$ — вероятность подавления элементарного сигнала;

$1 - P_{пэ}$ — вероятность правильного приема элементарного сигнала;

$P_{лэ}$ — вероятность ложного срабатывания на какой-либо из частотных позиций;

$1 - P_{лэ}$ — вероятность отсутствия ложного срабатывания на какой-либо частотной позиции.

Учитывая, что посылка состоит из $m_ч$ элементарных сигналов, вероятность отсутствия ложного срабатывания на всех частотных позициях запишем

$$(1 - P_{лэ})^{n_ч - m_ч},$$

а вероятность появления хотя бы одного ложного срабатывания —

$$1 - (1 - P_{лэ})^{n_ч - m_ч}.$$

Чтобы получить исходные выражения для расчета верности передаваемой информации, рассмотрим вероятность возникновения ошибок при передаче сообщений частотно-временным неприводимым сменнопосылочным кодом в системе передачи без использования канала обратной связи.

Вероятность подавления посылки с учетом основных возможных случаев при этом определится из выражения

$$P_п = m_ч P_{пэ} + (n_ч - m_ч) P_{лэ}, \tag{11}$$

а ложный прием посылки, также с учетом основных возможных случаев,

$$P_л = m_ч S P_{пэ} P_{лэ}, \tag{12}$$

где S — количество взаимных переходов одной посылки в другую. Подставив значения (11) и (12) в (9) и (10), получим

$$P_{пз} = n_b [m_ч P_m + (n_ч - m_ч) P_{лэ}]. \tag{13}$$

$$P_{лз} = n_b m_ч S P_{пэ} P_{лэ}. \tag{14}$$

Вероятность ошибки при приеме кодовой комбинации с учетом (6) равна

$$P_{ош} = n_b m_ч \left\{ \left[P_{пэ} + \left(\frac{n_ч}{m_ч} - 1 \right) P_{лэ} \right] + S P_{пэ} P_{лэ} \right\}. \tag{15}$$

Если в (15) подставить значения всех составляющих, которые они принимают при передаче телеграфных сообщений (М-32) частотно-временным сменнопосылочным кодом согласно (6) и (7), а именно $n_4 = 6$, $m_4 = n_b = 2$, $S = 1$ и $P_{пэ} = P_{лэ} = 0{,}5 \cdot 10^{-3}$, что справедливо для симметричного канала связи [2], то получим $P_{ош} = 6{,}0 \cdot 10^{-3}$.

Таким образом, передача сообщений в системе без использования канала обратной связи не обеспечивает требуемой верности передаваемой информации. Применение обратного канала в системе передачи дискретной информации позволяет полностью устранить подавление передаваемого знака.

Определены вероятность возникновения ошибки для адаптивных систем передачи информации.

Для системы с РОС при квитировании кодовой комбинации «в целом» вероятность ошибки

$$P_{ош_1} = P_{лз} + P_{п}P_{лк}, \tag{16}$$

где $P_{лк}$ — вероятность образования ложной квитирующей посылки из переданной.

Если квитирующая посылка строится по аналогии с посылками кодовых комбинаций, то вероятность ее ложного приема

$$P_{лк} = m_{ч}SP_{пэ}P_{лэ}. \tag{17}$$

Подставив (13), (14) и (17) в (16), получим

$$P_{ош_1} = n_b m_{ч} SP_{пэ}\left[1 + m_{ч}P_{пэ} + (n_{ч} - m_{ч})\,P_{лэ}\right],$$

или, зная, что $p^2 \gg p^3$,

$$P_{ош_1} = n_b m_{ч} SP_{пэ}P_{лэ}. \tag{18}$$

Для системы передачи дискретной информации с РОС при квитировании каждой посылки кодовой комбинации вероятность ошибки

$$P_{ош_2} = P_{лз} + P_{п}P_{лк}. \tag{19}$$

После подстановки всех значений в выражение (19) при $p^2 \gg p^3$

$$P_{ош_2} = n_b m_{ч} SP_{пэ}P_{лэ}. \tag{20}$$

Для систем с ИОС при поэлементном сравнении вероятность возникновения ошибки определится из выражения

$$P_{ош_3} = P_{л}P_{лк}, \tag{21}$$

или после подстановки значений $P_{л}$ и $P_{лк}$,

$$P_{ош_3} = (m_{ч}SP_{пэ}P_{лэ})^2. \tag{22}$$

Если в (18), (20) и (22) подставить значения всех величин, по аналогии с (15), то получим вероятность возникновения ошибки для рассмотренных адаптивных систем:

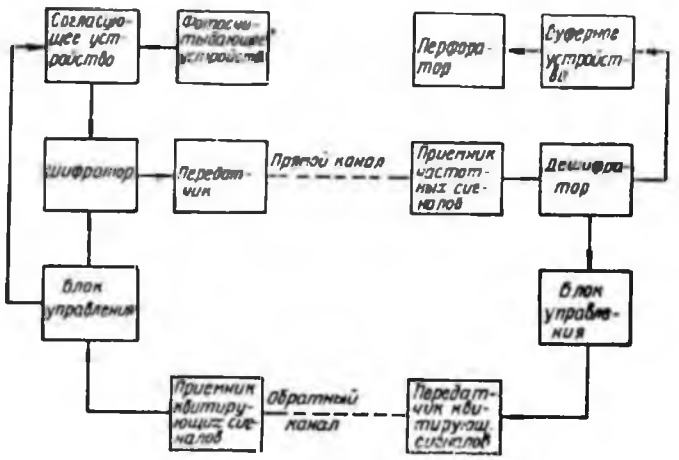
$$P_{ош_1} = 1 \cdot 10^{-6};\ P_{ош_2} = 1 \cdot 10^{-6},\ P_{ош_3} = 0{,}25 \cdot 10^{-12}.$$

Таким образом, любая адаптивная система передачи дискретной информации, использующая неприводимый сменнопосылочный код, удовлетворяет предъявляемым требованиям к верности передаваемой информации.

В схемном отношении из рассмотренных адаптивных систем наиболее просто реализуется система с РОС при квитировании каждой посылки кодовой комбинации. Данный метод построения устройств передачи на практике осуществлен в системе, разработанной на кафедре автоматики и телемеханики Киевского политехнического института.

Блок-схема полукомплекта адаптивной системы передачи с РОС при квитировании каждой посылки кодовой комбинации представлена на рисунке. Система передачи работает следующим образом. Информация в виде импульсов двоичного кода МТК-2 с выхода фотосчитывающего устройства, работающего в стартстопном режиме, поступает в согласующее устройство. Последнее предназначено для управления работой фотосчитывателя. С его выхода информация попадает в шифратор, где кодовые комбинации двоичного кода МТК-2 преобразуются в соответст-

вующие кодовые комбинации частотно-временного неприводимого сменнопосылочного кода. Шифратор управляет передатчиком, состоящим из блока генераторов и сумматора, и кодовые комбинации поступают в прямой канал связи. Частотные посылки кодовых комбинаций из канала связи приходят на приемник частотных сигналов приемной станции. Приемник состоит из усилителя, полосовых фильтров и пороговых элементов. С выхода приемника выделенные рабочие частотные сигналы



поступают в дешифратор, служащий для выделения и преобразования кодовых комбинаций частотно-временного неприводимого сменнопосылочного кода в комбинации двоичного кода МТК-2. Далее кодовые комбинации двоичного кода поступают в буферное устройство и на перфоратор, где фиксируются на перфоленте. Одновременно после каждой посылки кодовой комбинации частотно-временного сменнопосылочного кода из дешифратора выдается импульс в блок управления для включения квитирующего сигнала. Передатчик квитирующих сигналов выдает сигналы подтверждения приема первой и второй посылки кодовой комбинации по обратному каналу. Частотные квитирующие сигналы из обратного канала попадают на приемник квитирующих сигналов приемной станции, где выделяются и подаются на блок управления передающей станции для управления работой шифратора и согласующего устройства. Таким образом, переключение посылок кодовых комбинаций производится только после получения подтверждения о их приеме приемной станцией. При отсутствии квитирующих сигналов по какой-либо причине (обрыв одного из каналов связи, значительное повышение уровня помех, прерывание канала и т. п.) передача посылки по прямому каналу продолжается до получения квитирующей посылки на нее.

При организации передачи информации при помощи такой аппаратуры на коммутируемых телефонных цепях с двухпроводным окончанием необходимо организовать передачу посылок кодовых комбинаций и квитирующих сигналов в разных диапазонах и разделить их при помощи дифференциальных систем и фильтров.

Кроме рассмотренных адаптивных систем передачи дискретной информации, можно отметить комбинированную систему передачи, адаптивную также и по источнику сообщения. Суть построения такой системы заключается в использовании всех трех рассмотренных устройств передачи, а также передачи информации без использования обратной

связи в одной системе, причем каждое из них применяется в зависимости от требований к верности передаваемой информации. Скорость передачи при этом остается на уровне скорости передачи информации системой с РОС при квитировании каждой посылки кодовой комбинации.

Возможно также построение и других систем передачи дискретной информации с использованием частотно-временного неприводимого сменнопосылочного кода, таких, например, как системы с безадресным и адресным запросом искаженной информации, которые требуют дальнейшего изучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. А. Катков. Телеуправление. Изд-во «Техника», 1967.
2. В. В. Маслов. Выбор структуры системы передачи информации. Сб. докладов научно-технической конференции НТОРЭС, посвященной 50-летию Советской власти, Киев, 1967.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЙ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМОЙ РАЗВЕРТКИ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ДОКУМЕНТАЦИИ (АСУП)

Н. П. Кириченко, М. А. Кузьмичев, А. М. Пряницкий, А. А. Чистюхин, А. В. Шатохин

При решении задач автоматического анализа сложных изображений, а также при разработке систем ввода информации с фотопленки в ЭВМ для последующей обработки используется принцип развертки изображения электронным лучом ЭЛТ по заданной программе при помощи электронно-оптических сканирующих систем на ЭЛТ с магнитным отклонением.

Блок-схема программно-управляемой развертки электронного луча ЭЛТ приведена на рис. 1. Однако при технической реализации таких си-

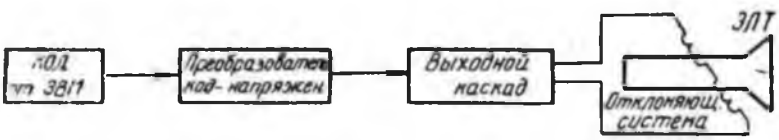


Рис. 1. Блок-схема программно-управляемой развертки.

стем возникает ряд трудностей. Одна из них — построение выходных каскадов быстродействующей развертки, которые должны обеспечить требуемое быстродействие (длительность прямого хода развертки порядка 50 *мксек*); высокую линейность выходной характеристики, ее стабильность при изменении температуры в заданных пределах и во времени; необходимость работы в режиме УПТ.

В [1, 2] рассмотрены методы построения высокостабильных оконечных каскадов генераторов сравнительно медленных разверток (порядка 100—200 *мксек*). Цель данной работы — выбор схемы и определение оптимального режима работы выходного каскада быстродействующей (длительность прямого хода порядка 50 *мксек*) программно-управляемой развертки.

Наиболее полно перечисленным требованиям удовлетворяет выходной каскад, представляющий собой стабилизатор тока (рис. 2), причем