

УДК.621.39:681.327,8

Н.Д. Рысаков, В.В. Куценко, И.В. Титов, И.Л. Костенко, В.Г. Карев

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

## ПРИНЦИП ФАЗИРОВАНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ ОДНОКАНАЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ КОДА БАРКЕРА

Проанализирована возможность фазирования и синхронизации одноканальной аппаратуры передачи данных (АПД) на основе использования кода Баркера для формирования фазированного сигнала (ФС) в передающем тракте и его корреляционной обработки в приемном тракте с целью обеспечения синхронизации декодера принятой кодовой комбинации тактовыми импульсами. Предложены принципы такой синхронизации АПД, использующей для кодирования команд дистанционного управления средством циклический код с исправлением двукратных ошибок.

**Ключевые слова:** фазированный сигнал, аппаратура передачи данных, циклический код, кодовая комбинация, код Баркера, счетчик, регистр.

### Введение

**Постановка проблемы.** Одной из проблемных задач повышения достоверности передаваемых цифровых команд дистанционного управления средством и сообщений по каналам связи путем применения избыточных кодов является задачи фазирования и синхронизации декодера принятой кодовой комбинации.

**Анализ последних публикаций.** Вопросам синхронизации декодера принятой кодовой комбинации всегда уделялось большое внимание в публикациях ученых и литературе [1, 2]. С развитием многоканальных цифровых систем передачи информации задача синхронизации таких систем усложняется. Поэтому этим вопросам посвящается множество публикаций и в настоящее время. Так в статье [3] рассмотрены встроенные в систему передачи данных средства для обнаружения ошибок физического уровня. Предложен способ их мониторинга и схемные решения, уменьшающие вводимую в поток полезных данных избыточность путем реализации вероятностной синхронизации. В книге [4] рассмотрены вопросы построения систем синхронизации в сетях передачи данных при различных способах их кодирования и передачи по каналу связи. В патенте [5] предлагаются принципы синхронизации системы передачи данных, использующей двухсторонние линии связи.

**Формулировка целей статьи.** Предлагается способ фазирования и синхронизации одноканальной низкоскоростной аппаратуры передачи данных на основе кода Баркера и высокостабильных генераторов синхронизирующих импульсов.

### Изложение основного материала

Важным условием правильного приема кодовых комбинаций команд или сообщений, сформиро-

ванных на передающей стороне и искаженных в линии связи, является способность приемного устройства (декодера кодовых комбинаций) оптимально во времени регистрировать разрядные импульсы кодовых комбинаций, принятых с искажениями.

Для правильного приема кодовых комбинаций фиксированной длительности необходимо в приемнике решить задачу фазирования декодера – обеспечить правильную фиксацию времени прихода первого разрядного импульса. Тогда задача синхронизации декодера сводится к определению временного положения остальных разрядных импульсов путем привязки тактовых импульсов (ТИ) к моменту отсчета прихода первого разрядного импульса принятой комбинации. Для этого используются на передающей и на приемной стороне аппаратуры стабильные генераторы ТИ, период следования которых кратен длительности разрядов кодовых комбинаций.

Действительно не может быть достигнута необходимая точность  $\sigma_t$  фазирования и синхронизации декодера относительно длительности  $\tau_p$  разрядных импульсов [1]:

$$\sigma_t \leq \frac{\tau_p}{2} \quad (1)$$

только применением на приемной и передающей стороне автономных генераторов ТИ даже очень высокой стабильности. Очевидно, что искажение параметров (особенно амплитуды и длительности) первого разрядного импульса или ошибочный прием импульса помехи в качестве разрядного импульса приведет к ошибочному декодированию информационных разрядов кодовой комбинации.

Таким образом, для правильного декодирования принятой комбинации необходимо решить три задачи:

- определить с точностью (1) время приема первого разряда кодовой комбинации;
- обеспечить привязку ТИ к моменту отсчета первого разряда;
- обеспечить достаточную стабильность генераторов ТИ для правильного отсчета последнего разряда принятой комбинации.

Из анализа двух способов фазирования одноканальной АПД [1, 2] следует, что предпочтение можно отдать способу фазирования на основе размещения фазирующего сигнала (ФС) перед кодовой комбинацией команды управления или сообщения по отношению к использованию синхронизирующих свойств применяемого кода для фазирования и синхронизации декодера.

Однако использование в качестве ФС определенной кодовой комбинации цифровых разрядов фиксированной длины и их искажение в линии связи приводит к необходимости решения тех же трех задач фазирования и синхронизации декодера ФС, что и для декодера кодовых комбинаций. При этом усложняется аппаратура приема данных, сохраняется возможность ложного декодирования ФС и, как следствие, ложного декодирования кодовой комбинации команды.

Поэтому авторы работы в качестве ФС предлагают использовать код Баркера  $b(n)$   $n$ -й разрядности или близкий по своим свойствам код. Основное преимущество таких кодов перед другими состоит в существенно меньших значениях боковых лепестков автокорреляционной функции по отношению к основному лепестку. При низких требованиях к быстрдействию одноканальной АПД можно использовать ФС длительностью, аналогичной длительности кодовых комбинаций команд.

В статье [6] для кодирования команд и сообщений предлагается использовать циклические коды (ЦК) с исправлением многократных ошибок. Рассмотрим предлагаемый принцип фазирования декодера комбинаций, закодированных циклическими кодами (14,5) и (15,4) с исправлением соответственно двух и трехкратных ошибок. Такие коды задаются образующими полиномами:

$$q(x) = \begin{cases} 1101111001, \\ 111101011001. \end{cases} \quad (2)$$

При этом код (14,5) позволяет сформировать 31, а код (15,4) – 15 кодовых комбинаций. Тогда для достоверности фазирования декодера кодовых комбинаций нужно для кодирования ФС выбрать коды такой длины, чтобы при наличии до двух или трех искажений в разрядах ФС обеспечивалась безошибочное определение временное положение основного лепестка корреляционной функции. Для этого основной лепесток этой функции для ФС с искаже-

ниями должен по амплитуде превышать максимальный боковой лепесток, появившейся в результате искажений комбинации ФС в канале связи.

Можно предположить, что наиболее стойкими к искажениям разрядов являются коды Баркера, корреляционная функция которых имеет боковые лепестки противоположные по знаку с основным лепестком.

Таковыми свойствами обладают два кода:

$$\begin{aligned} b(7) &= 1110010, \\ b(11) &= 11100010010. \end{aligned} \quad (3)$$

Проанализируем зависимость значений корреляционных функций  $\Psi_b(k)$  кодов (3) от числа искаженных разрядов. Для этого предложим алгоритм формирования этой функции:

$$\begin{aligned} k &= 1-n, 2-n, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, n-1; \\ \Psi_b(k) &= \begin{cases} \sum_{i=1}^{n+k} a_i \cdot a_{i-k}, & k \leq 0; \\ \sum_{i=1}^{n-k} a_i \cdot a_{i+k}, & k > 0; \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

где  $a_i$  – значение  $i$ -го разрядного импульса принятой комбинации;

$a_i = 1$  для “1” разряда;

$a_i = -1$  для “0” разряда;

$a_{i \pm k}$  – аналогичное (1 или -1) значение  $i \pm k$ -го разрядного импульса кода Баркера.

На рис. 1 приведены графики функций  $\Psi_b(k)$  для первого кода (3), полученные на основе алгоритма (4): 1 – для кода без искажений; 2, 3, 4 – при искажениях 2-го, 4-го, 6-го разрядов соответственно; 5 – при искажениях 1-го и 2-го разрядов.

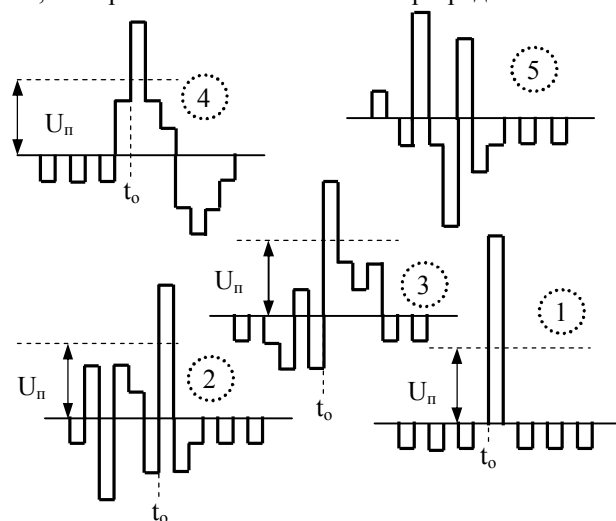


Рис. 1. Графики функций  $\Psi_b(k)$  кода Баркера  $b(7)$

Из анализа графиков следует:

– 7-ми элементный код Баркера позволяет правильно определить временное положение  $t_0$  основного лепестка функции при наличии в принятой комбинации лишь одного искаженного разряда;

– искажение одного разряда уменьшает уровень основного лепестка функции на два значения разрядного импульса и настолько же увеличивает уровень отдельных боковых лепестков.

Названное влияние на корреляционную функцию искажений разрядов и обуславливает то, что 7-ми элементный код Баркера позволяет правильно определить временное положение  $t_0$  основного лепестка функции лишь при искажении одного из разрядов.

Действительно значение основного лепестка становится равным  $7-2 = 5$ , а отдельные боковые лепестки –  $0+2 = 2$ . При двойных ошибках значения основного лепестка становится равным  $7-4 = 3$ , а значение отдельных боковых лепестков может достигать величины  $0+4 = 4$ . При этом появление боковых лепестков больших основного происходит при искажениях двух единичных или нулевых разрядов.

По алгоритму (4) можно убедиться, что такое влияние искажений на значения функции  $\Psi_b(k)$  7-ми элементного кода Баркера сохраняется для функции  $\Psi_b(k)$  любого кода. Поэтому на основе 11-ти элементного кода Баркера можно правильно определить временное положение  $t_0$  основного лепестка функции при наличии в принятой комбинации до двух искажений:  $11-4 = 7$  и  $0+4 = 4$ . То есть в этом случае основной лепесток на три амплитуды разрядного импульса превышает наибольший боковой лепесток.

К сожалению, не существует кодов Баркера, которые позволили бы получить корреляционную функцию, основной лепесток которой при трех искаженных разрядах превышает наибольший боковой лепесток. В связи с этим для ФС авторы работы предлагают использовать 15-ти разрядный код:

$$b(15) = 111110011010110. \quad (5)$$

В соответствии с алгоритмом (4) можно убедиться, что лепестки функции  $\Psi_b(k)$  кода (5) принимают значения:  $-1, 0, 1, 0, 1, 2, 1, -2, 1, 2, -1, 2, -1, 0, 15, 0, -1, 2, -1, 2, 1, -2, 1, 2, 1, 0, 1, 0, -1$ . Поэтому при наличии трех искажений основной лепесток принимает значение  $15-6=9$ , а значение отдельных боковых лепестков может достигать величины  $2+6=8$ . В этом случае основной лепесток всего на одно значение амплитуды разрядного импульса превышает наибольший боковой лепесток. Поэтому в этом случае в корреляторе нужно предусмотреть надежное различие этих близких по величине лепестков.

Однако, коррелятор с цифровой линией за-

держки, синхронизируемый тактами с частотой разрядных импульсов  $F_p$ , не позволяет оптимально найти значение корреляционной функции кодов (2) или (3) при наличии в канале связи аддитивных помех из-за ошибочной привязки отсчета первого разрядного импульса кода. Такие ошибки будут приводить к ошибкам фазирования декодера кодовой комбинации команды.

Для снижения вероятности таких ошибок предлагается в корреляторе применять тактовые импульсы с повышенной частотой  $F_k$  следования:

$$F_k = mF_p, \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (6)$$

При этом каждый разряд длительностью  $\tau_p$  принятой комбинации разбивается на  $m$  интервалов длительностью  $\tau_k$  ( $\tau_p = m\tau_k$ ). Тогда точность привязки к середине первого разряда принятой комбинации команды можно характеризовать точностью  $\sigma_t$  (1) определения временного положения  $t_0$  пикового значения основного лепестка функция  $\Psi_b(k)$ , совпадающего со средним интервалом  $\tau_k$  последнего разрядного импульса ФС. На рис. 2 иллюстрируется сущность такой привязки. Здесь иллюстрируются тремя эпорами разрядные импульсы принятой комбинации без искажений, тактовые импульсы с частотой следования  $F_k = 3F_p$  и привязка импульсов к тактам.

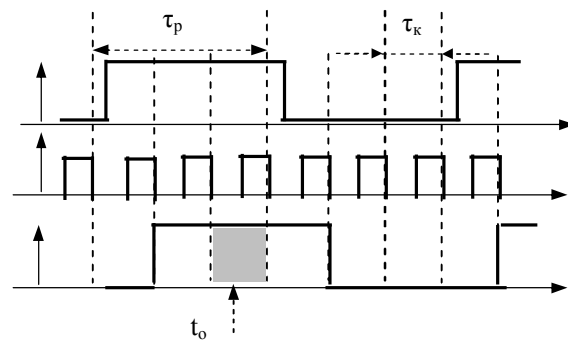


Рис. 2. К обработке разрядов коррелятором

Очевидно, что синхронизация коррелятора тактами повышенной частоты  $F_k = 3F_p$  позволяет в интересах фазирования декодера комбинаций команд выделять средний интервал (помечен фоном на рис. 2) каждого разряда ФС. При этом точность фазирования (привязка первого отсчета к среднему интервалу первого разряда) принятой комбинации команды составит величину:

$$\sigma_t = \frac{\tau_k}{2\sqrt{3}} = \frac{\tau_p}{6\sqrt{3}}. \quad (7)$$

Обоснуем и проиллюстрируем сущность этих

предложений. Первоначально уточним, что понимается под искажениями разрядов принятой комбинации. Под искажением единичного разряда понимается, если в момент отсчета значение искаженного разрядного импульса меньше установленного порога различения и наоборот – нулевой разряд воспринимается как единичный, если его значение больше установленного порога.

На рис. 3 иллюстрируется принцип регистрации значений разрядных импульсов принятой комбинации 11-ти элементного кода Баркера при синхронизации коррелятора тактовыми импульсами с частотами следования  $F_p$  и  $F_k$  (6) при  $m=3$ . На эюре  $U_1$  импульсы синхронизации с частотой следования  $F_p$  помечены пунктиром. Эпюрами  $U_2$  и  $U_{пр}$  иллюстрируется передаваемая и принимаемая комбинация 11-ти элементного кода Баркера. Очевидно, что для обработки коррелятором принятого сигнала необходимо его преобразовать в последовательность разрядных импульсов цифровых 1 и 0.

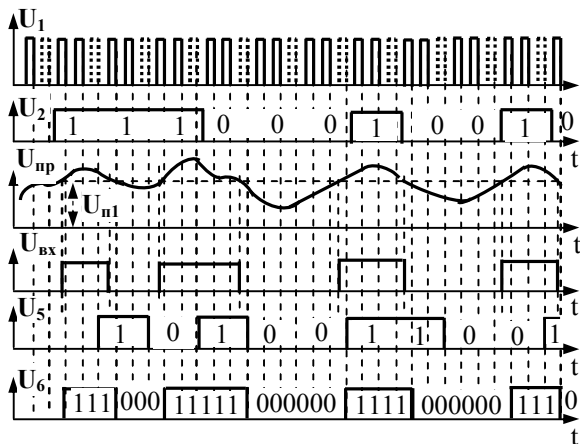


Рис. 3. Иллюстрации измерения значений разрядных импульсов принятой комбинации

Для такого преобразования [3, 4] используется пороговое устройство в виде компаратора двух напряжений: принятого сигнала  $U_{пр}$  и порога  $U_{п}$ . Эпюрой  $U_{вх}$  иллюстрируется такое преобразование напряжения  $U_3$  принятой комбинации.

Последующими эпюрами  $U_5$  и  $U_6$  иллюстрируется соответственно последовательность регистрируемых разрядных импульсов регистрами сдвига при частотах следования импульсов  $U_1$  синхронизации  $F_p$  и  $F_k$ .

В первом случае комбинация переданного кода Баркера 11100010010 в результате аддитивных помех на выходе порогового устройства преобразовалась в комбинацию 1010010010 (искажены 2-й и 6-й разряды).

Поэтому основной лепесток корреляционной функции примет значение  $11-4=7$ . В этом случае

(искажены разнополярные разряды) наибольший (4-й) боковой лепестком принимает значение 3. То есть основной лепесток существенно больше максимального бокового лепестка и его положение определяется однозначно. Однако, как следует из иллюстраций (рис. 3), в этом случае начало отсчета может приходиться на конец разряда, что приведет к ошибкам отсчета значений разрядов комбинации команды, принятой с помехами. Поэтому такой принцип обработки ФС для фазирования декодера не приемлем.

Во втором случае принятая 33-х разрядная комбинация принимает значение с 6-ю искаженными разрядами (помечены фоном)

111000111110000001111000000111000.

Степень искажений принятой комбинации можно характеризовать коэффициентом  $k_n$ , равным отношению числа искаженных  $n_n$  разрядов к числу разрядов  $n$  комбинации:

$$k_n = \frac{n_n}{n} \tag{7}$$

Тогда искаженную комбинацию (эпюра  $U_{вх}$  на рис. 3) после привязки (синхронизации) к тактам с частотами  $F_p$  (эпюра  $U_5$ ) и  $F_k$  (эпюра  $U_6$ ) можно характеризовать коэффициентами искажений 0,18 (2/11) и 0,18 (6/33). Такое представление (7) числа искажений комбинации позволяет сравнивать изменение степени искажений принятой комбинации при изменении частоты тактов синхронизации ( $F_p$  или  $F_k$ ). В рассматриваемом примере значения  $k_n$  для  $F_k$  и  $F_p$  одинаково.

Убедимся, что синхронизация коррелятора тактами повышенной частоты в среднем сохраняет соотношение пиковых значений основного и наибольшего бокового лепестков функции  $\Psi_b(k)$  и позволяет более точно определять середину первого разряда принятой комбинации команды, то есть более точно осуществлять фазирование декодера.

На рис. 4, а и 4, б предлагаются функциональные схемы коррелятора фазировочного сигнала и синхронизатора декодера комбинации команды и иллюстрации их работы эпюрами напряжений. При этом корреляционная функция  $U_{\Sigma}$  приведена для двух случаев: для принятого фазировочного сигнала без искажений и с семью искаженными разрядами длительностью  $\tau_k = \tau_p / 3$ .

Общими устройствами для коррелятора ФС и декодера принятой кодовой комбинации (КК) ДККК являются пороговое устройство ПУ1 и генератор тактовых импульсов ГТИ. Принцип работы ПУ1 уже пояснен эпюрами  $U_{пр}$  и  $U_{вх}$  на рис. 3.

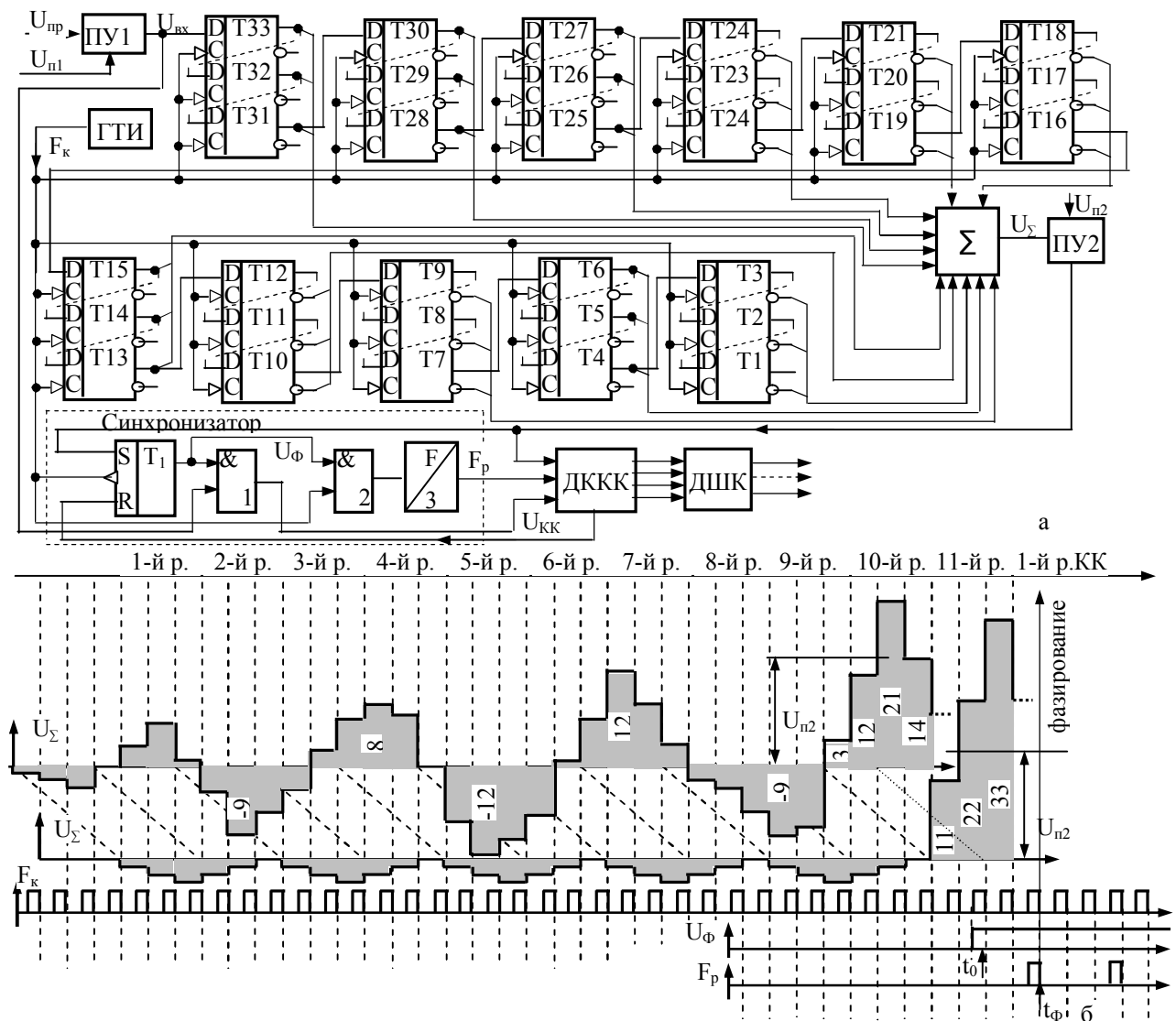


Рис. 4. Функциональная схема коррелятора фазированного сигнала и синхронизатора декодера

Коррелятор представлен регистром из 33-х D-триггеров, сумматором  $\Sigma$  разрядных импульсов и пороговым устройством ПУ2. Сумматор  $\Sigma$  непосредственно обеспечивает суммирование разрядных импульсов в соответствии с алгоритмом (4). Принцип работы ПУ2 заключается в следующем.

Принимаемый сигнал  $U_{пр}$ , представляющий сумму переданного сигнала (ФС и КК) и помехи. После преобразования  $U_{пр}$  в ПУ1, сигнал  $U_{вх}$  поступает в регистр сдвига, который представлен D-триггерами, соединенными в группы по три.

Очевидно, что из-за частоты  $F_k$  тактов ( $F_k = 3F_p$ ) каждый разряд без искажений принятого ФС воспринимается регистром как три разряда (111 или 000) и 11-ти разрядный ФС обрабатывается 33-ох разрядным регистром.

На рис. 4, б иллюстрируется работа коррелятора (регистр, сумматор  $\Sigma$  и пороговое устройство

ПУ2) для двух случаев: принят ФС без искажений (нижняя функция) и с уже охарактеризованными искажениями (верхняя функция, смещенная влево на 4 разряда). Из иллюстраций видно, что корреляционные функции таких кодов отличается от типичных (рис. 1) ступенчатой формой основного и боковых лепестков и расширением каждого лепестка в три раза.

Кроме этого важной для решения задачи фазирования особенностью функций является отставание пикового значения каждого лепестка на один разряд  $\tau_k$  по отношению к среднему разряду каждой тройки.

Это отставание нужно компенсировать в синхронизаторе декодера.

Исходя из иллюстраций следует, что для искажений с  $k_n = 0,18$  в качестве порогового напряжения для ПУ2 нужно брать напряжение  $U_{п2}$ , удовлетворяющие условию

$$21 > \frac{U_{\Pi}}{U_0} > 12. \quad (8)$$

Можно убедиться, что для сохранения условий фазирования декодера КК и при искажениях до 8 разрядов ( $k_{и} = 0,24$ ) ФС нужно выбрать порог

$$U_{\Pi} = 16,5U_0,$$

что соответствует среднему значению предела (8).

Разрядный импульс, снимаемый с выхода ПУ2 подается на синхронизатор для его фазирования и может служить импульсов обнуления триггеров ДККК.

Синхронизатор на рис. 4 представлен триггером Т1, двумя схемами «И» &<sub>1</sub> и &<sub>2</sub> и делителем частоты на три F/3.

Принцип работы синхронизатора иллюстрируется эпюрами напряжений  $U_{\phi}$  и  $F_p$ , и заключается в следующем.

Для компенсации названного отставания пикового значения основного лепестка корреляционной функции в синхронизаторе используется SR-триггер. Поэтому импульс напряжения ПУ2 перебрасывает триггер Т1 в единичное состояние не срезом, а фронтом. При этом открываются схемы &<sub>1</sub> и &<sub>2</sub> для пропуска соответственно разрядных импульсов кодовой комбинации сообщения и тактовых импульсов  $F_k$ . Делитель F/3 обеспечивает выделение разрядных импульсов  $F_p$ , которые обеспечивают запись, запоминание и обработку в ДККК принятой комбинации сообщения или команды.

## Выводы

1. В работе проверена возможность фазирования декодера принятых комбинаций команд с ошиб-

ками на основе корреляционной обработки дополнительного цифрового сигнала в виде кода Баркера или подобного кода.

2. Предложены схемные решения по построению коррелятора сигнала фазирования и синхронизатора декодера.

## Список литературы

1. Гойхман Э.Ш. Передача информации в АСУ / Э.Ш. Гойхман, Ю.И. Лосев. – М: Связь, 1976. – 279 с.
2. Левин Л.С. Цифровые системы передачи информации / Л.С. Левин, М.А. Плотник. – М: Радио и связь, 1982. – 216 с.
3. Шевкопляс Б.В. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах: вставка команд в поток данных без использования избыточных битов / Б.В. Шевкопляс // Схемотехника. – 2005. – № 5. – С. 23-25; № 6. – С. 23-26. [Электронный ресурс]. – Режим доступа к статье: [http://lit.lib.ru/s/shewkopljass\\_b\\_w/](http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/).
4. Сухман С.М. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений / С.М. Сухман, А.В. Бернов, Б.В. Шевкопляс. – М.: Эко-Трендз, 2003. [Электронный ресурс]. – Режим доступа к книге: [http://lit.lib.ru/s/shewkopljass\\_b\\_w/](http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/).
5. Ларс, Геран, Петерсен, Микаэль, Кундель. Синхронизация передачи данных в двусторонней линии связи (патент РФ № 2156035, публикация патента 10.09.2000).
6. Рысаков Н.Д. Способ реализации циклических кодов с исправлением многократных ошибок в принятой комбинации / Н.Д. Рысаков, В.В. Куценко, И.Л. Костенко, А.П. Кулик, Д.Н. Воронов // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС, 2013. – Вып. 8(115). – С. 155-180.

Поступила в редколлегию 8.02.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Г.В. Ермаков, НТУ «ХПИ», Харьков.

## ПРИНЦИП ФАЗУВАННЯ ТА СИНХРОНІЗАЦІЇ ОДНОКАНАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ КОДУ БАРКЕРА

М.Д. Рысаков, В.В. Куценко, І.В. Тітов, І.Л. Костенко, В.Г. Карєв

Проаналізовано можливість фазування та синхронізації одноканальної апаратури передачі даних (АПД) на основі використання коду Баркера для формування фазуючого сигналу (ФС) в передавальному тракті та його кореляційної обробки в приймальному тракті з метою забезпечення синхронізації декодера прийнятої кодової комбінації тактовими імпульсами. Запропоновано принципи такої синхронізації АПД, що використовує для кодування команд дистанційного керування засобом циклічний код з виправленням двократних помилок.

**Ключові слова:** фазуючий сигнал, апаратура передачі даних, циклічний код, кодова комбінація, код Баркера, лічильник, регістр.

## THE PRINCIPLE OF PHASING AND SYNCHRONIZATION SINGLE-CHANNEL DEVICES TOURS OF DATA TRANSFER ON THE BASIS OF THE CODE BARKER

N.D. Rysakov, V.V. Kutsenko, I.V. Titov, I.L. Kostenko, V.G. Karev

The possibility of phasing and synchronization single channel of data transmission equipment (DTE) based on the use of code Barker for the formation of phasing signal in the regiving tract and its correlation treatment in the receiving channel in order to allow synchronization decoder accepted code combination clock pulses. Proposed principles such coherence in the DTE, the uses to encode remote control commands means of cyclic code with correcting double errors.

**Keywords:** phasing signal, data transmission equipment, cyclic code, code combination, Barker code, the count register.