

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) **RU** <sup>(11)</sup> **2 591 032** <sup>(13)</sup> **C1**

(51) МПК

H04B 1/10 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21)(22) Заявка: [2015100789/28](#), 12.01.2015

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
12.01.2015

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 12.01.2015

(45) Опубликовано: [10.07.2016](#) Бюл. № [19](#)

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: RU 2257671 C1, 27.07.2005. RU 2522039 C1, 10.07.2014. RU 2505922 C2, 27.01.2014. RU 2110150 C1, 27.04.1998. US 20070172001 A1, 26.07.2007.

Адрес для переписки:

394026, г. Воронеж, Московский просп., 14,  
ГОУВПО "ВГТУ", патентный отдел

(72) Автор(ы):

Литвиненко Владимир Петрович (RU),  
Глушков Алексей Николаевич (RU)

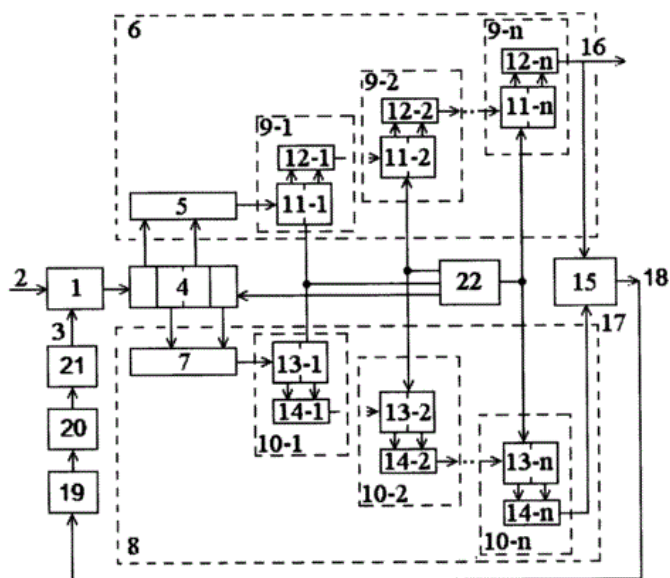
(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего  
профессионального образования  
"Воронежский государственный  
технический университет" (RU)

(54) **ЦИФРОВОЕ КВАДРАТУРНОЕ УСТРОЙСТВО ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ**

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиотехники. Особенностью заявленного цифрового квадратурного устройства фазовой синхронизации и демодуляции является то, что оно дополнительно содержит каскадно соединенные перемножающее устройство, усредняющее устройство, генератор, управляемый напряжением, и формирователь тактовых импульсов, при этом выходы первого и второго каналов квадратурной обработки сигналов подключены соответственно к первому и второму входам перемножающего устройства, а выход формирователя тактовых импульсов соединен с тактовым входом аналого-цифрового преобразователя, выход первого канала квадратурной обработки сигналов является выходом демодулированного фазоманипулированного сигнала. Техническим результатом является обеспечение высокоскоростной цифровой фазовой синхронизации и когерентной демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией. 8 ил.



Фиг. 1

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано в устройствах фазовой синхронизации когерентных демодуляторов и когерентной цифровой демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (ФМ).

Известна синфазно-квадратурная схема Костаса, предназначенная для обеспечения фазовой синхронизации и демодуляции сигналов с фазовой манипуляцией (см. Costas J. // Proc. IRE. 1956. V. 44. P. 1713-1718, а также Скляр Б. «Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение». Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2007). Устройство содержит три перемножителя, фазовращатель, три фильтра нижних частот и генератор, управляемый напряжением (ГУН).

Близким к предлагаемому устройству является цифровая реализация схемы Костаса («Цифровые системы фазовой синхронизации» под редакцией М.И. Жодзишского. М.: Советское радио, 1980), в которой выходные сигналы квадратурных каналов преобразуются в цифровые отсчеты с последующей их обработкой.

Эти устройства осуществляют квадратурную обработку входного сигнала и формируют аналоговое или цифровое воздействие на ГУН, фаза которого подстраивается под фазу принимаемого сигнала, при этом на выходе синфазного канала формируется демодулированный ФМ сигнал.

Недостатками известных устройств являются сложность цифровой реализации и необходимость выполнения большого числа арифметических операций на каждый поступивший отсчет входного сигнала, что требует использования высокоскоростных вычислителей.

Наиболее близким по технической сущности и внутренней структуре к предлагаемому устройству является цифровой обнаружитель узкополосных сигналов (патент RU 2257671 С1, Н04В 1/10, 27.07.2005, Бюл. №21, авторы Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскуряков Ю.Д.), способный выполнять функции амплитудного демодулятора (детектора).

Его недостатком является отсутствие возможности высокоскоростной фазовой синхронизации и когерентной демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов.

Задачей предлагаемого технического решения является обеспечение высокоскоростной цифровой фазовой синхронизации и когерентной демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией.

Поставленная задача решается тем, что цифровое квадратурное устройство фазовой синхронизации и демодуляции, содержащее аналого-цифровой преобразователь (АЦП), регистр сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, первый и второй  $n$ -каскадные каналы квадратурной обработки (ККО) сигналов, дополнительно содержит каскадно соединенные перемножающее устройство (ПУ), усредняющее устройство (УУ), ГУН и формирователь тактовых импульсов (ФТИ). Выходы первого и второго ККО подключены соответственно к первому и второму входам перемножающего устройства, а выход формирователя тактовых импульсов соединен с тактовым входом АЦП. Выход первого ККО является выходом демодулированного ФМ сигнала.

Предлагаемое техническое решение поясняется чертежами.

На фиг. 1 представлена структурная схема предлагаемого устройства, на фиг. 2 - процесс квантования, на фиг. 3-7 - результаты статистического имитационного моделирования работы устройства фазовой синхронизации, а на фиг. 8 - результаты моделирования работы демодулятора ФМ сигнала.

Устройство содержит АЦП 1, на вход которого поступает принимаемый сигнал 2 с выхода усилителя промежуточной частоты приемника, а на управляющий вход подаются тактовые импульсы 3. Выход АЦП 1 соединен с входом регистра 4 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, четные выходы которого соединены с соответствующими входами вычитателя 5 первого ККО 6, а нечетные выходы - с соответствующими входами вычитателя 7 второго ККО 8. Каждый ККО помимо вычитателя содержит  $n$  каскадно соединенных блоков накопления отсчетов (БНО). Количество БНО  $n$  зависит от числа  $N$  периодов сигнала в информационном символе и определяется двоичным логарифмом  $N$  ( $n = \log_2 N$ ). Такое построение устройства обеспечивает минимальное количество БНО, при этом число обрабатываемых периодов сигнала равно  $N = 2^n$ .

Первый ККО 6 содержит последовательно соединенные БНО 9-1, ..., 9- $n$ , а второй ККО 8 - последовательно соединенные БНО 10-1, ..., 10- $n$ . Каждый из БНО состоит из регистра сдвига многоразрядных кодов и сумматора. Блоки 9-1, ..., 9- $n$  накопления отсчетов содержат регистры 11-1, ..., 11- $n$  сдвига многоразрядных кодов и сумматоры 12-1, ..., 12- $n$  соответственно, а БНО 10-1, ..., 10- $n$  - соответственно регистры 13-1, ..., 13- $n$  сдвига многоразрядных кодов и сумматоры 14-1, ..., 14- $n$ . В каждом блоке 9 (10) накопления отсчетов первый вход регистра 11 (13) сдвига является входом блока 9 (10) накопления отсчетов. Второй вход сумматора 12 (14) соединен с выходом регистра 11 (13) сдвига. Выход сумматора 12 (14) является выходом блока 9 (10) накопления отсчетов, а тактовый вход регистра 11 (13) сдвига является управляющим входом блока 9 (10) накопления отсчетов. Выход вычитателя 5 соединен с входом блока 9-1 накопления отсчетов ККО 6, а выход 16 блока 9- $n$  накопления отсчетов ККО 6 - с первым входом перемножающего устройства 15. Выход вычитателя 7 соединен с входом БНО 10-1 ККО 8, а выход 17 БНО 10- $n$  ККО 8 - со вторым входом перемножающего устройства 15, выход 18 которого соединен со входом усредняющего устройства 19. Выход усредняющего устройства 19 подключен к управляющему входу ГУН 20, выход которого соединен с входом формирователя тактовых импульсов 21, выход которого подключен к тактовому входу АЦП 1. Выход 22 первого ККО 6 является выходом демодулятора двоичных ФМ сигналов. Управляющие входы регистра 4 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета и блоков 9 (10) накопления отсчетов соединены с соответствующими выходами генератора 22 синхронизирующих импульсов.

Устройство работает следующим образом.

Входной сигнал с ОФМ на входе 2 демодулятора вида  $s(t) = S_m \sin(2\pi f_0 t + a(t)\pi + \varphi_0)$ , где  $S_m$  - амплитуда,  $f_0$  - несущая частота,  $\varphi_0$  - начальная фаза,  $a(t)$  - двоичный модулирующий фазу сигнал со значениями 0 или 1, поступает на вход аналого-

цифрового преобразователя (АЦП) 1, который формирует по четыре отсчета входного сигнала на период повторения  $T=1/f_0$  в соответствии с тактовыми импульсами 3 от формирователя 21. Информационный элемент сигнала длительностью  $T_{\Sigma}$  содержит  $N$  периодов  $T$  несущего колебания,  $N=2^n$ ,  $n$  - целое число.

Процесс квантования показан на фиг. 2, где при  $t \geq 0$  точками отмечены отсчеты АЦП  $s_0, s_1, s_2, \dots$  по четыре отсчета на периоде сигнала  $T$  (интервал квантования равен  $T/4$ ), которые записываются в регистр 4 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета. Поступившие за период четные отсчеты  $s_0, s_2$  передаются в вычитатель 5 первого ККО 6, на выходе которого получим разность  $s_0-s_2=2S_m \cos(\varphi)$ , где  $\varphi$  определяется временным сдвигом (рассинхронизацией) тактовых импульсов АЦП относительно принимаемого сигнала. Величину  $\varphi$  можно считать практически постоянной на интервале длительности информационного символа, равном  $T_{\Sigma}=N \cdot T$ . Полученная разность отсчетов записывается в регистр сдвига многоразрядных кодов 11-1 БНО 9-1. Нечетные отсчеты  $s_1, s_3$  передаются в вычитатель 7 второго ККО 8 и на выходе формируется разность  $s_1-s_3=2S_m \sin(\varphi)$ . Эта разность записывается в регистр сдвига многоразрядных кодов 13-1 БНО 10-1.

В следующем периоде сигнала на выходе вычитателя 5 получим величину  $s_4-s_6$ , а на выходе сумматора 12-1 - соответственно  $s_0-s_2+s_4-s_6=4S_m \cos(\varphi)$ . После поступления  $N$  периодов входного сигнала при отсутствии помех на выходе сумматора 12-п получим результат  $y_0=s_0-s_2+\dots+s_{4N-4}-s_{4N-2}=2NS_m \cos(\varphi)$  обработки  $2N$  отсчетов информационного элемента длительностью  $T_{\Sigma}$  в первом ККО 6. Аналогично на выходе второго ККО 8 формируется величина  $y_1=s_1-s_3+\dots+s_{4N-3}-s_{4N-1}=2NS_m \sin(\varphi)$ .

Отклики  $y_0$  16 ККО 6 и  $y_1$  17 ККО 8 подаются в перемножающее устройство 15, на выходе которого в конце каждого информационного символа формируется величина  $u$  18, равная  $u=y_0 y_1=2(NS_m)^2 \sin(2\varphi)$ , в знаке которой не проявляется изменение фазы в процессе модуляции. В промежуточные моменты времени отклики квадратурных каналов  $y_0$  и  $y_1$  изменяются прямолинейно, как в качестве примера, полученного в результате статистического имитационного моделирования, показано на фиг. 3 ( $y_0$  - сплошная линия,  $y_1$  - пунктир,  $i$  - номер текущего периода входного сигнала). Форма откликов свидетельствует об оптимальной обработке сигнала в квадратурных каналах. Соответствующая временная диаграмма нормированного сигнала  $u_i/4(NS_m)^2$  на выходе перемножающего устройства показана на фиг. 4. Как видно, результат перемножения откликов квадратурных каналов зависит от модулирующего сигнала, что обусловлено пилообразной формой процессов  $y_{0i}$  и  $y_{1i}$  (фиг. 3), но его знак от этого не зависит.

Значения  $u_i$  18 подаются в усредняющее устройство 19, формирующее управляющее воздействие  $v$  на ГУН 20 за последние  $L$  периодов входного сигнала,

$$v_i = \sum_{k=0}^{L-1} u_{i-k} = \sum_{k=0}^{L-1} y_{0,i-k} y_{1,i-k}.$$

Усредняющее устройство может быть реализовано так же, как и каналы квадратурной обработки, при этом аппаратные (или программные) затраты будут минимальными.

Частота  $f$  ГУН 20 в линейном режиме определяется выражением

$$f_i = f_0 - A \cdot \frac{1}{(2NS)^2} v_i = f_0 - A \cdot \frac{1}{(2NS)^2} \sum_{k=0}^{L-1} y_{0,i-k} y_{1,i-k},$$

где  $A$  - коэффициент управления частотой ГУН. При наличии сдвигов частоты и фазы колебаний ГУН относительно входного сигнала  $s(t)$  управляющее воздействие  $v$  изменяет частоту ГУН так, чтобы формируемые им колебания оказались синхронными и синфазными с входным сигналом.

В синхронном режиме выходной сигнал 16 ККО 6 представляет собой результат демодуляции ФМ сигнала, и принятый информационный символ определяется его значением (знаком  $u_0$ ) в момент окончания принимаемого элемента.

В предлагаемом устройстве обеспечивается минимум арифметических операций на период сигнала для решения поставленной задачи и, следовательно, высокая скорость обработки сигнала. Технически устройство может быть реализовано либо как специализированная интегральная схема, либо как микропроцессорное устройство. Регистры сдвига многоразрядных кодов могут выполняться на базе однобитовых регистров сдвига либо оперативных запоминающих устройств.

На фиг. 5 показаны результаты статистического имитационного моделирования работы устройства фазовой синхронизации при  $f_0=10$  МГц ( $T=0,1$  мкс),  $A=0,05$  и  $N=64$  ( $T_Э=NT=6,4$  мкс) без усреднения величин и ( $L=0$ ) и при отсутствии шума. Первоначальная расстройка частоты ГУН от входного сигнала равна 100 Гц и сдвиг фаз 0,5 рад. На фиг. 5а представлены зависимости  $u_i$  от номера  $i$  текущего периода сигнала, на фиг. 5б - сдвига частоты ГУН  $f$  относительно частоты сигнала  $f_0$ , а на фиг. 5в - сдвига фаз между этими сигналами. Как видно, с течением времени устройство приводится в синхронное состояние, для чего требуется примерно 500 длительностей элемента сигнала  $T_Э$  или 3,2 мс.

На фиг. 6 представлены зависимости от номера  $i$  текущего периода сдвига частоты ГУН  $f$  относительно частоты сигнала  $f_0$  (фиг. 6а) и сдвига фаз между входным сигналом и колебаниями ГУН (фиг. 6б) при указанных выше условиях и при наличии белого шума с отношением сигнал/шум  $h^2=9$  дБ. Из диаграммы на фиг. 6б получим среднеквадратическое отклонение сдвига фаз  $\sigma_\varphi=0,065$  рад, что можно считать удовлетворительным для фазовой синхронизации демодулятора.

На фиг. 7 приведены зависимости, аналогичные показанным на фиг. 6, но полученные при усреднении величин  $u_i$  за последние поступившие  $L=8N$  периодов сигнала (8 информационных символов), при этом среднеквадратическое отклонение сдвига фаз равно  $\sigma_\varphi=0,078$  рад. Как видно, хаотические колебания сдвига частот и фазы ГУН происходят существенно медленнее, чем показанные на фиг. 6.

На фиг. 8 представлены результаты моделирования работы фазового демодулятора в процессе установления синхронизма при  $N=64$  и отсутствии шума. На фиг. 8а показана временная диаграмма нормированного отклика  $u_0$  синфазного канала демодулятора, а на фиг. 8б - отклика  $u_1$  квадратурного канала в процессе установления синхронного состояния при первоначальной расстройке частоты ГУН от входного сигнала равна 100 Гц и сдвиге фаз 1 рад. Как видно, в начале отклик квадратурного канала больше (фрагменты диаграмм показаны на фиг. 8в и фиг. 8г), чем синфазного. Затем устанавливается рабочий режим демодуляции (фрагменты диаграмм показаны на фиг. 8д и фиг. 8е), в котором уровень отклика синфазного канала максимален, а квадратурного - близок к нулю.

#### Литература

1. Costas J. // Proc. IRE. 1956. V. 44. P. 1713-1718.
2. Скляр Б. «Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение». Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2007.
3. Цифровые системы фазовой синхронизации. Под редакцией М.И. Жодзишского. М.: Советское радио, 1980.
4. Патент RU 2257671 С1, H04В 1/10, 27.07.2005 «Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов», Бюл. №21, авторы Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскуряков Ю.Д.