

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 634 382** ⁽¹³⁾ **C2**

(51) МПК

H04B 1/10 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21)(22) Заявка: [2015126507](#), 02.07.2015

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
02.07.2015

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 02.07.2015

(43) Дата публикации заявки: 10.01.2017 Бюл. № [1](#)

(45) Опубликовано: [27.10.2017](#) Бюл. № [30](#)

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: RU 2505922 C2 27.04.2014. RU
2257671 C1 27.07.2005. RU 2527761 C2
10.09.2014. US 5629639 A1 13.05.1997.

Адрес для переписки:

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

(72) Автор(ы):

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

(73) Патентообладатель(и):

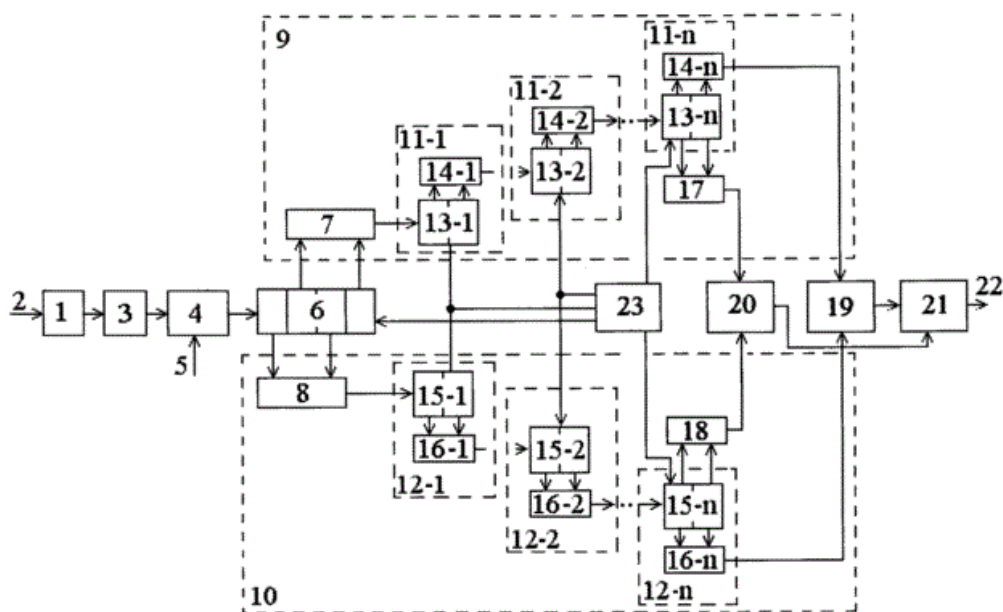
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
"Воронежский государственный
технический университет" (RU)

(54) **Цифровой обнаружитель фазоманипулированных сигналов**

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано в устройствах обнаружения занятости и контроля канала связи с фазоманипулированными (ФМ) сигналами в многоканальных системах радиосвязи, при управлении радиоприемником и цифровыми модемами с ФМ сигналами, а также радиоразведки систем радиосвязи с ФМ сигналами. Технический результат заключается в повышении помехоустойчивости и упрощении аппаратной реализации цифрового обнаружителя ФМ сигналов за счет увеличения уровня сигнала по отношению к уровню шума на выходе устройства и оценки уровня шума для формирования порога принятия решения о наличии сигнала. Цифровой обнаружитель содержит аналого-цифровой преобразователь, регистр сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, первый и второй n-каскадные каналы квадратурной обработки сигналов, каждый из которых содержит последовательно соединенные блоки обработки отсчетов, каждый из этих блоков состоит из регистра сдвига многоразрядных кодов и сумматора, входной узкополосный фильтр, умножитель

частоты, первый и второй вычитатели, первый и второй квадратичные преобразователи, решающее устройство. 4 ил.



Фиг. 1

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано в устройствах:

- обнаружения занятости канала связи с фазоманипулированными (ФМ) сигналами в многоканальных системах радиосвязи;
- управления радиоприемником ФМ сигналов;
- контроля качества ФМ канала связи;
- радиоразведки систем радиосвязи с ФМ сигналами;
- управления цифровыми модемами с ФМ в проводных и радиоканалах.

Известно [1] устройство выделения узкополосных сигналов (см. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. «Цифровая обработка сигналов». М.: Радио и связь, 1985, стр. 53). Устройство содержит $K-1$ каскадно соединенных элементов задержки на интервал квантования отсчетов входного сигнала, где K - количество отсчетов, и многоходовый сумматор отсчетов. Недостатком данного устройства является сложность аппаратной реализации при больших K и низкая скорость обработки сигнала при последовательном во времени сложении отсчетов в накапливающем сумматоре.

Известно [2] устройство для обнаружения фазоманипулированных сигналов (см. патент РФ №2527761, опубл. 10.09.2014 Бюл. №3, авторы Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.). Оно содержит входной полосовой фильтр, умножитель частоты, узкополосный фильтр сигнала, детектор сигнала, узкополосный фильтр помехи, детектор помехи и решающее устройство. Недостатком устройства является аналоговая обработка сигнала, приводящая к сложности при цифровой реализации.

Наиболее близким по технической сущности и внутренней структуре к предлагаемому устройству является [3] цифровой обнаружитель узкополосных сигналов (патент РФ №2257671 С1, Н04В 1/10, 27.07.2005, Бюл. №21, авторы Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскуряков Ю.Д.).

Его недостатком является невысокая помехоустойчивость обнаружения ФМ сигналов, так как не используется возможность устранения фазовой манипуляции при умножении частоты.

Задачей предлагаемого технического решения является повышение помехоустойчивости обнаружителя ФМ сигналов.

Поставленная задача решается тем, что цифровой обнаружитель фазоманипулированных сигналов, содержащий аналого-цифровой преобразователь (АЦП), регистр сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, первый и второй n -каскадные каналы квадратурной обработки (ККО) сигналов, каждый из которых содержит последовательно соединенные блоки обработки отсчетов (БОО), при этом количество (n) БОО определяется двоичным логарифмом числа N обрабатываемых периодов сигнала, $n = \log_2 N$, а каждый из этих блоков состоит из регистра сдвига многоразрядных кодов и сумматора, дополнительно содержит узкополосный фильтр (Ф), вход которого является входом цифрового обнаружителя ФМ сигналов, подключенный к умножителю частоты (УЧ), выход которого подключен к входу АЦП, выход которого соединен с входом регистра сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, первый вычитатель, входы которого подключены к четным выходам регистра сдвига многоразрядных кодов, а выход соединен с входом первого БОО первого ККО, второй вычитатель, входы которого подключены к нечетным выходам регистра сдвига многоразрядных кодов, а выход соединен с входом первого БОО второго ККО, третий и четвертый вычитатели, входы которых подключены к выходам многоразрядных регистров сдвига последних (с номером n) БОО первого и второго ККО соответственно, первый квадратичный преобразователь, входы которого соединены с выходами сумматоров последних БОО первого и второго ККО соответственно, второй квадратичный преобразователь, входы которого соединены с выходами третьего и четвертого вычитателей, и решающее устройство, входы которого соединены с выходами первого и второго квадратичных преобразователей, в выход является выходом обнаружителя.

Предлагаемое техническое решение поясняется чертежами.

На фиг. 1 представлена структурная схема предлагаемого устройства, на фиг. 2 - нормированная частотная характеристика устройства с выхода первого КП (сплошная линия) и частотная характеристика устройства с выхода второго КП (пунктирная линия), где f_1 - центральная частота сигнала с выхода умножителя частоты, частота квантования АЦП равна $4f_1$. На фиг. 3а показана частотная характеристика узкополосного фильтра ФМ сигнала, выходной сигнал фильтра приведен на фиг. 3б, а его спектр - на фиг. 3в. На фиг. 4а представлена зависимость от времени нормированного отклика $y(t)$ канала оценки уровня сигнала, а на фиг. 4б - временная зависимость нормированного отклика $z(t)$ канала оценки уровня шума.

Устройство содержит (см. фиг. 1) узкополосный фильтр (Ф) 1, на вход которого подается ФМ сигнал 2, а выход соединен с входом умножителя частоты (УЧ) 3, подключенного к АЦП 4, на управляющий вход 5 которого подаются импульсы квантования 5. Выход АЦП 4 соединен с входом регистра 6 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета, четные выходы которого соединены с соответствующими входами первого вычитателя 7, выход которого соединен с входом первого ККО 9, а нечетные выходы - с соответствующими входами второго вычитателя 8, выход которого соединен с входом второго ККО 10. Каждый ККО содержит n каскадно соединенных БОО. Количество БОО зависит от числа N обрабатываемых периодов сигнала и определяется двоичным логарифмом N . Такое построение устройства обеспечивает минимальное количество БОО, при этом число обрабатываемых периодов сигнала равно $N=2^n$. Первый ККО 9 содержит последовательно соединенные блоки 11-1, 11-2, ..., 11- n обработки отсчетов, а второй ККО 10 - последовательно соединенные блоки 12-1, 12-2, ..., 12- n обработки отсчетов. Каждый из БОО состоит из регистра сдвига многоразрядных кодов и сумматора. Блоки 11-1, 11-2, ..., 11- n обработки отсчетов содержат регистры 13-1, 13-2, ..., 13- n сдвига многоразрядных кодов и сумматоры 14-1, 14-2, ..., 14- n соответственно, а блоки 12-1, 12-2, ..., 12- n

обработки отсчетов - соответственно регистры 15-1, 15-2, ..., 15-n сдвига многоразрядных кодов и сумматоры 16-1, 16-2, ..., 16-n. В каждом блоке 11 (12) обработки отсчетов первый вход сумматора 14 (16) соединен с входом регистра 13 (15) сдвига и является входом блока 11 (12) обработки отсчетов. Вторым входом сумматора 14 (16) соединен с выходом регистра 13 (15) сдвига. Выход сумматора 14 (16) является выходом блока 11 (12) обработки отсчетов, а тактовый вход регистра 13 (15) сдвига является управляющим входом блока 11 (12) обработки отсчетов. Выход первого вычитателя 7 соединен с входом блока 11-1 обработки отсчетов ККО 9, а выход блока 11-n обработки отсчетов ККО 9 - с первым входом первого квадратичного преобразователя 19. Выход второго вычитателя 8 соединен с входом блока 12-1 обработки отсчетов второго ККО 10, а выход блока 12-n обработки отсчетов ККО 10 - с вторым входом первого квадратичного преобразователя 19. Первый и второй выходы регистра 13-n сдвига многоразрядных кодов БОО 11-n ККО 9 соединены с первым и вторым входами третьего вычитателя 17, выход которого подключен к первому входу второго квадратичного преобразователя 20, а первый и второй выходы регистра 15-n сдвига многоразрядных кодов БОО 12-n ККО 10 соединены с первым и вторым входами четвертого вычитателя 18, выход которого подключен к второму входу второго квадратичного преобразователя 20. Выход первого квадратичного преобразователя 19 подключен к первому (сигнальному) входу решающего устройства 21, на второй (пороговый) вход которого подается оценка шума с выхода второго квадратичного преобразователя 20, выход решающего устройства 21 является выходом обнаружителя ФМ сигнала.

Управляющие входы АЦП 4, регистра 6 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета и блоков 11 (12) обработки отсчетов соединены с соответствующими выходами генератора 23 синхронизирующих импульсов.

Работает устройство следующим образом.

Входной сигнал с m -кратной фазовой манипуляцией вида

$$s(t) = S \cdot \sin(2\pi f_0 t + a(t) \cdot d), \quad (1)$$

где при $m=2$ $a(t)=0$ или 1 и $d=\pi$, а при $m=4$ $a(t)=0, 1, 2$ или 3 и $d=\pi/2$, f_0 - частота сигнала на выходе тракта промежуточной частоты приемника, поступает на вход 2 узкополосного фильтра 1 и с его выхода на умножитель частоты 3. При $m=2$ в качестве УЧ можно использовать перемножитель (квадратичный преобразователь), а при $m=4$ - устройство возведения сигнала в четвертую степень. Для цифровой реализации удобно в качестве УЧ использовать вычисление модуля сигнала.

При умножении частоты идеального ФМ сигнала (1) формируется гармоническое колебание с частотой $f_1=m \cdot f_0$. Для реального сигнала после узкополосной фильтрации и нелинейного преобразования появляется гармоника с частотой f_1 и боковые спектральные составляющие.

С выхода УЧ сигнал с центральной частотой f_1 подается на вход на вход аналого-цифрового преобразователя 4, который в соответствии с тактовыми импульсами, поступающими на его управляющий вход 5 с частотой квантования

$$f_{кв} = 4f_1 = 4m \cdot f_0 \quad (2)$$

формирует четыре отсчета $x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, x_{i4}$, на i -м периоде $T_1=1/f_1=1/m \cdot f_0$ сигнала с выхода УЧ, где $x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, x_{i4}$ - значения (двоичные коды) отсчетов сигнала на выходе АЦП 1. В соответствии с управляющими сигналами с генератора 23 синхронизирующих импульсов эти значения отсчетов последовательно запоминаются в регистре 6 сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета. Два одинаково функционирующих канала 9 и 10 квадратурной обработки сигнала определяют отклики на четные и нечетные отсчеты сигнала соответственно. На выходе ККО 10 имеем отклик нечетные отсчеты сигнала в виде

$$y_{i1} = \sum_{k=0}^{N-1} (x_{(i-k)1} - x_{(i-k)3}), \quad (3)$$

а на выходе ККО 9 - отклик на обработку четных отсчетов

$$y_{i2} = \sum_{k=1}^N (x_{(i-k)2} - x_{(i-k)4}), \quad (4)$$

где N - количество обрабатываемых периодов T_1 сигнала на выходе УЧ, i - номер текущего периода T_1 .

В ККО 9 и 10 реализуется быстрый алгоритм вычисления сумм (3) и (4), описанный в [3], в ходе которого в первых БОО суммируются сначала по 2 соседних разности, затем во вторых БОО по 4 разности и так далее. Всего для расчета сумм (3) и (4) требуется по $n = \log_2 N$ операций сложения (при $N=1024$ получим $n=10$).

Результаты вычисления y_1 и y_2 с выходов ККО 9 и 10 поступают в квадратичный преобразователь 19, где вычисляется величина

$$y_i = \sqrt{y_{i1}^2 + y_{i2}^2}, \quad (5)$$

пропорциональная амплитуде узкополосного сигнала на частоте f_1 (с выхода УЧ). Амплитудно-частотная характеристика канала оценки уровня сигнала

$$H(f) = \frac{y}{S} = \left| \frac{\sin\left(N\pi \frac{f}{f_1}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_1}\right)} \right|, \quad (6)$$

нормированная к $2N$, показана на фиг. 2 сплошной линией. Для интервала частот Π_1 до ближайшего нуля $H(f)$ (фиг. 2) получим

$$\Pi = 2\Delta f = 2 \frac{f_0}{N}. \quad (7)$$

Как видно, при больших N можно обеспечить узкополосную фильтрацию сигнальной компоненты.

Для оценки уровня шума необходимо подавить сигнальную компоненту. Для этого значения

$$z_{i11} = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} (x_{(i-k)1} - x_{(i-k)3}), \quad (8)$$

$$z_{i12} = \sum_{k=\frac{N}{2}}^{N-1} (x_{(i-k)1} - x_{(i-k)3}), \quad (9)$$

с выходов регистра 15-н сдвига многоразрядных кодов БОО 12-н ККО 10 поступают в вычитатель 18, формирующий величину

$$z_{i1} = \sum_{k=\frac{N}{2}}^{N-1} (x_{(i-k)1} - x_{(i-k)3}) - \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} (x_{(i-k)1} - x_{(i-k)3}). \quad (10)$$

Аналогично для четных отсчетов значения с выходов регистра 13-н сдвига многоразрядных кодов БОО 11-н ККО 9 поступают в вычитатель 17, вычисляющий величину

$$z_{i2} = \sum_{k=\frac{N}{2}}^{N-1} (x_{(i-k)2} - x_{(i-k)4}) - \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} (x_{(i-k)2} - x_{(i-k)4}). \quad (11)$$

На основе (10) и (11) в квадратичном преобразователе 20 вычисляются величины

$$z_i = \sqrt{z_{i1}^2 + z_{i2}^2} \quad (12)$$

Амплитудно-частотная характеристика $H(f)=z/S$ канала оценки уровня помехи, нормированная к $2N$, показана на фиг. 2 пунктирной линией. Как видно, на частоте f_1 сигнал полностью подавляется. В решающем устройстве по величинам z (12) формируется порог, с которым сравниваются оценки уровня сигнала y (5) для формирования решения о его наличии или отсутствии.

На фиг. 3 показаны результаты статистического имитационного моделирования обнаружителя двоичных ($m=2$) ФМ сигналов. На интервале времени $T_c=2,38$ мс сформирован идеальный ФМ сигнал с несущей частотой 10 МГц, амплитудой $S=1$ и случайной модулирующей последовательностью при длительности символа $\tau=6,4$ мкс (64 периода несущей), а на следующем таком же интервале T_c информационный сигнал отсутствует. К этому сигналу добавлен достаточно интенсивный белый шум с дисперсией $\sigma^2=16$ и полученная смесь пропущена через узкополосный фильтр, амплитудно-частотная характеристика $K(f)$ которого показана на фиг. 3а, полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ равна 315 кГц и совпадает с шириной спектра ФМ сигнала. Выходной сигнал фильтра показан на фиг. 3б, а его спектр - на фиг. 3в, отношение сигнал/шум на выходе фильтра равно $h^2=3$.

На фиг. 4а показана зависимость от времени нормированного отклика $y(t)$ канала оценки уровня сигнала (с выхода первого квадратичного преобразователя 19) при умножении частоты в УЧ с помощью вычисления модуля входных отсчетов и настройке канала выделения сигнала на частоту $f_1=2f_0=20$ МГц (при этом частота квантования АЦП 4 равна $f_{кв}=4f_1=8f_0=80$ МГц). Число N периодов накопления сигнала в ККО выбрано равным $N=2^{13}=8192$, при этом время переходного процесса заполнения многоуровневых регистров сдвига равно $N/f_1=0,41$ мс, а полоса пропускания $\Pi=4,88$ кГц, что значительно меньше ширины спектра входного сигнала. За счет этого даже при низком входном отношении сигнал/шум наблюдается уверенное обнаружение ФМ сигнала. Инерционность обусловлена необходимостью заполнения многоуровневых регистров сдвига в ККО.

На фиг. 4б приведена временная зависимость нормированного отклика $z(t)$ канала оценки уровня шума с выхода квадратичного преобразователя 20. Как видно, обеспечивается оценка уровня шума при наличии и отсутствии сигнала. Треугольные выбросы в $z(t)$ обусловлены переходными процессами заполнения многоуровневых регистров сдвига. Усреднение $z(t)$ в решающем устройстве 21 позволит сформировать адаптивный порог сравнения для $y(t)$.

Таким образом, предлагаемый цифровой обнаружитель при сравнительно малых аппаратных затратах обеспечивает обнаружение ФМ сигналов с высокой достоверностью.

Источники информации

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. «Цифровая обработка сигналов». М.: Радио и связь, 1985.

2. Патент РФ №2527761 С2, Н03D 3/00, опубл. 10.09.2014 Бюл. №3, «Обнаружитель фазоманипулированных сигналов», авторы Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.

3. Патент RU 2257671 С1, Н04В 1/10, опубл. 27.07.2005 Бюл. №21, «Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов», авторы Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскуряков Ю.Д.