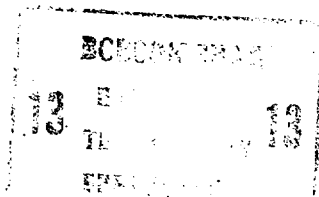




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР  
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

# ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ

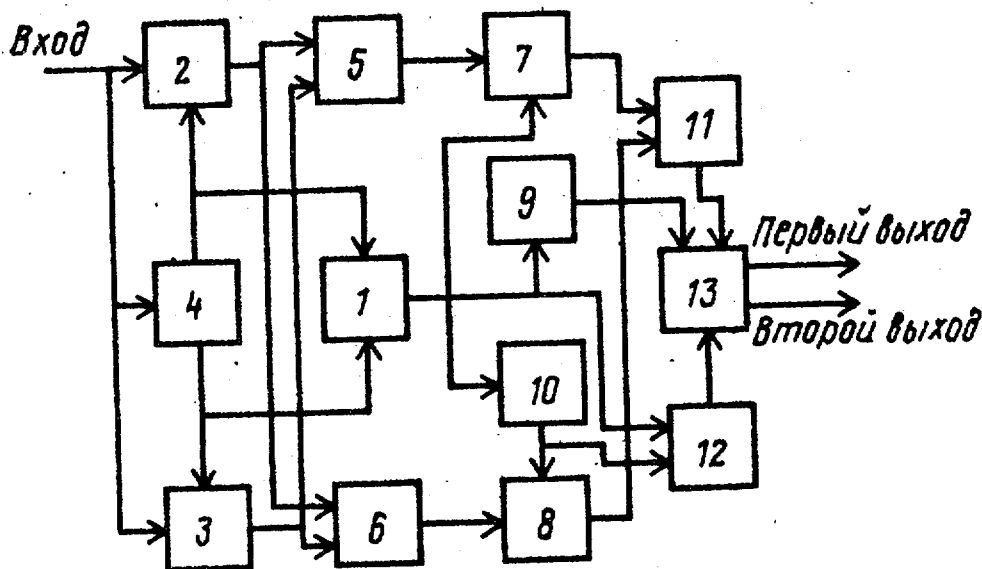


- (21) 4233611/24-09
- (22) 22.04.87
- (46) 30.10.88. Бюл. № 40
- (71) Минский радиотехнический институт
- (72) М.Ю.Хоменок
- (53) 621.394.62(088.8)
- (56) Авторское свидетельство СССР № 1046963, кл. Н 04 L 27/22, 1981.

(54) ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ ОФСЕТНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

(57) Изобретение относится к технике связи. Цель изобретения - повышение помехоустойчивости путем устранения фазовой неопределенности. Цель дости-

гается введением в структуру приемника трех преобразователей 1,2,3 частоты, индикатора 9 захвата, инвертора 10, двух перемножителей 11, 12 и блока 13 разделения каналов. Устранение обратной работы в предложенном решении стало возможным за счет использования при построении схемы приемника структурных свойств сигнала офсетной двукратной фазовой манипуляции, а именно свойства непрерывности фазовых траекторий, достигнутой благодаря отсутствию скачков фазы на  $\pi$ , и свойств тригонометрического манипуляционного кода. 2 з.п. ф-лы, 5 ил., 2 табл.



Фиг. 1

Изобретение относится к технике связи и может использоваться в устройствах обработки с поэлементным приемом сигналов двухкратной фазовой манипуляции со сдвигом на контактах информационных последовательностей (офсетной ФМ), а также при цифровой реализации приема в целом в радиосвязи, радиолокации и при радиоизмерениях.

Цель изобретения - повышение помехоустойчивости путем устранения фазовой неопределенности.

На фиг. 1 представлена структурная электрическая схема приемника сигналов офсетной фазовой манипуляции; на фиг. 2 - вариант выполнения блока разделения каналов; на фиг. 3 - автокорреляционный блок восстановления опорных когерентных колебаний; на фиг. 4 - индикатор захвата; на фиг. 5 - эпюры напряжений, поясняющие работу приемника сигналов офсетной двухкратной фазовой манипуляции.

Приемник сигналов офсетной фазовой манипуляции содержит (фиг. 1) первый, второй и третий преобразователь 1, 2, 3 частоты, автокорреляционный блок 4 восстановления опорных когерентных колебаний, первый и второй арифметические сумматоры 5 и 6 первый и второй решающие блоки 7 и 8, индикатор 9 захвата, инвертор 10, первый и второй множители 11 и 12, блок 13 разделения каналов.

Блок 13 разделения каналов содержит (фиг. 2) инвертор 14, первый и второй элементы ИЛИ 15 и 16, первый и второй реверсивные счетчики 17 и 18, первый, второй, третий и четвертый дешифраторы 19-22, первый и второй коммутаторы 23 и 24, первый, второй, третий и четвертый элементы И 25-28, первый и второй RS-триггеры 29 и 30.

Автокорреляционный блок 4 восстановления опорных когерентных колебаний содержит (фиг. 3) первый и второй преобразователи 31 и 32 частоты первый и второй управляемые генераторы 33 и 34, первый и второй множители 35 и 36, первую и вторую линии задержки 37 и 38 первый и второй интеграторы 39 и 40.

Индикатор 9 захвата содержит (фиг. 4) множитель 41, линию задержки 42, фильтр 43, пороговый блок 44, выделитель 45 фронтов.

Приемник работает следующим образом.

Сигнал офсетной ФМ (фиг. 1) с входа приемника (не показан) поступает на первые входы второго и третьего преобразователей 2 и 3 частоты и на вход автокорреляционного блока 4 восстановления опорных когерентных колебаний. В автокорреляционном блоке 4 на первом выходе формируется опорное колебание  $\cos[2\pi(f_0 - \frac{1}{2}f_T)t + \varphi_0 - \frac{1}{2}\varphi_T]$ , а на втором выходе -  $\cos[2\pi(f_0 + \frac{1}{2}f_T)t + \varphi_0 + \frac{1}{2}\varphi_T]$ , где  $f_0$ ,  $f_T$  и  $\varphi_0$ ,  $\varphi_T$  - соответственно значения частоты и начальной фазы несущего и тактового колебания. В автокорреляционном блоке 4 преобразователем 31 частоты (фиг. 3) несущая входного сигнала офсетной ДФМ понижается до значения, равного полутактовой частоте. В качестве сигнала гетеродина используется сигнал первого управляемого генератора 33. В автокорреляторе, состоящем из первого перемножителя 35, первой линии задержки 37 и первого интегратора 39, путем биений гармоники тактовой частоты в спектре произведения задержанных друг относительно друга на полтакта копий информационной последовательности и несущей, равной тактовой, формируется дискриминационная характеристика ФАП. Второй канал автокорреляционного блока 4, включающий второй преобразователь 32 частоты, второй управляемый генератор 34, второй множитель 36, вторую линию задержки 38 и второго интегратора 40, работает аналогично первому. Поскольку автокоррелятор соответствует схеме многочастотного дискриминатора, наряду с режимом ФАП имеет место и режим ЧАП с полосой захвата  $\pm 1/2f_T$ . Совместный режим частотной и фазовой автоподстройки позволяет оптимизировать синхронизацию по обеспечению малой величины фазового джиттера и быстрого ввода в синхронизм первой и второго управляемых генераторов 33 и 34. Второй и третий преобразователи 2 и 3 частоты совместно с первым и вторым арифметическими сумматорами 5 и 6 образуют схему детектора сигналов офсетной ФМ. Особенностью этой схемы является то, что в качестве преобразующего элемента выступает когерентный преобразователь

частоты, понижающий несущую частоту входного сигнала до величины полутактовой частоты манипулирующих последовательностей  $A_1(t)$  и  $A_2(t)$  (фиг. 5а, б). При методе синхронного детектирования разделение обоих информационных каналов осуществляется путем вычисления проекций вектора сигнала  $\vec{A}$  на координатные оси, задаваемые опорными взаимноортогональными колебаниями  $\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$  и  $\sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ . Эти проекции можно получить и другим способом. Для этого в приемнике необходимо сформировать дополнительный вектор  $\vec{B}$  путем зеркального отображения исходного вектора  $\vec{A}$  относительно одной из координатных осей. При их суммировании выделяется информационная последовательность первого канала  $A_1(t)$ , а при вычитании - второго канала  $A_2(t)$ . Этот алгоритм совместно с преобразованием несущей до уровня полутактовой частоты реализуется при детектировании сигнала офсетной ДФМ с преобразованием закона манипуляции (ПЗМ), соответствующего представлению офсетной ФМ как однополосного вида модуляции относительно опорных колебаний, расположенных на границе полосы Найквиста. Режим ПЗМ получается за счет выбора номинальных частот первого и второго управляемых генераторов и 34 автокорреляционного блока 4 выше и соответственно ниже несущей на  $0,5f_T$ . В результате несущая входного сигнала на выходе второго преобразователя 2 становится равной  $0,5f_T$ , а на выходе третьего преобразователя 3 ( $-0,5f_T$ ), т.е. имеет место зеркальное отображение вектора сигнала относительно полутактовой несущей. Соответственно информационные последовательности первого и второго арифметических сумматоров 5 и 6, будут умножены на когерентную со значащими моментами полутактовую поднесущую, равную  $\cos(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T)$  для первого канала и  $\sin(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T)$  - для второго канала, а последовательности, демодулированные решающими блоками 7 и 8 будут преобразованы по отношению к исходным  $A_1(t)$  и  $A_2(t)$ , определяемым законам фазовой манипуляции, в соответствии с выражением

$$a_{1,2}(t) = A_{1,2}(t) + A_{10}(t), \quad (1)$$

где  $A_{10}(t)$  - меандр полутактовой частоты.

Действительно сигнал офсетной ДФМ можно представить в виде

$$A_1(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + A_2(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)$$

тогда сигнал на выходе второго преобразователя 2 определяется выражением

$$A_1(t) \cos(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T) + A_2(t) \sin(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T), \quad (2)$$

а на выходе третьего преобразователя 3 -

$$A_1(t) \cos(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T) - A_2(t) \sin(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T). \quad (3)$$

При суммировании на выходе первого арифметического сумматора 5 выделяется составляющая, равная  $A_1(t) \cos(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T)$ , а при вычитании на выходе второго арифметического сумматора 6  $A_2(t) \sin(\pi f_T t + \frac{1}{2}\varphi_T)$ , которые соответственно поступают на первые входы первого и второго решающих блоков 7 и 8. Принимается решение о значности информационных посылок, формируется на выходе первого преобразователя 1 частоты. Выход первого преобразователя 1 частоты соединен со вторым входом первого решающего блока 7 и через инвертор 10 со вторым входом второго решающего блока 8. В результате на их выходах формируются информационные последовательности  $a_1(t)$  и  $a_2(t)$  (фиг. 5 в, г), сдвинутые друг относительно друга на полтакта и преобразованные в соответствии с (1) по отношению к исходным  $A_1(t)$  и  $A_2(t)$ .

Разделение информационных потоков, передаваемых с помощью взаимно ортогональных колебаний, означает, что преобразование сигнала офсетной ФМ является ортогональным. В обоих случаях в приемнике используются два опорных колебания: при синхронном детектировании взаимно ортогональные колебания формируются одной схемой

ФАП и фазовращателем на  $90^\circ$ , а при детектировании с ПЗМ двумя схемами ФАП. Поэтому применение детектора с ПЗМ для обработки сигнала офсетной ДФМ позволяет устранить влияние доплеровского смещения частоты.

В автокорреляционном блоке 4 опорные колебания формируются с точностью до  $\pi$ . Структура сигналов на выходах первого и второго решающих блоков 7 и 8 при неоднозначности восстановления фазы определяется в соответствии с табл. 1. Как следует из нее, при детектировании с ПЗМ сигналов офсетной ДФМ, как и для сигналов ФМ без сдвига при синхронном детектировании, также имеет место неопределенность IV порядка. Но в отличие от синхронного детектирования при детектировании с ПЗМ перемена мест информационных потоков сопровождается одновременно их инверсией (обратная работа). Эта особенность сводит задачу устранения фазовой неопределенности IV порядка к фазовой неопределенности II порядка, т.е. к разработке методов устранения обратной работы.

Наличие обратной работы в известных решениях предполагает использование относительных методов модуляции, приводящих в свою очередь, к снижению помехоустойчивости за счет размножения ошибок.

Истинность дешифратора тригонометрического манипуляционного кода представлена в табл. 2.

Ее устранение в предложенном решении стало возможным за счет использования при построении схемы приемника структурных свойств сигнала офсетной ФМ, а именно свойства непрерывности фазовых траекторий, достигнутой благодаря отсутствию скачков фазы на  $\pi$ , и свойств тригонометрического манипуляционного кода (см. табл. 1). Последнее связано с выполнением соотношений

$$\varphi(t) = \int A(t) dt \quad (4)$$

$$\text{signcos } \varphi(t) \oplus \text{signsin } \varphi(t) = A^{ПЗМ}(t) \quad (5)$$

Эти свойства отражают взаимокорреляционную зависимость квадратурных составляющих эквивалентного однополосного сигнала при представлении офсетной ФМ как однополосного вида модуляции.

На основании (4) и (5) можно сформулировать два утверждения.

Прямое утверждение. Для любой двоичной последовательности  $A(t)$  может быть определена фазовая траектория, знаковая функция от произведения проекции которой на ортогональные оси дает последовательность  $A^{ПЗМ}(t)$ , сопряженную в соответствии с (1) по отношению к исходной  $A(t)$ .

Обратное утверждение. Произведение двух двоичных последовательностей, сдвинутых относительно друг друга на полтакта, дает третью последовательность, знаковые функции от проекции фазовой траектории которой на ортогональные оси образуют последовательности, сопряженные по отношению к исходным.

Обратное утверждение записывается системой соотношений

$$A_1^{ПЗМ}(t) \oplus A_2^{ПЗМ}(t) = A^{ПЗМ}(t) \quad (6)$$

$$Y^{ПЗМ}(t) = \int A^{ПЗМ}(t) dt \quad (7)$$

$$\text{signcos } \varphi^{ПЗМ}(t) = A_1(t) \quad (8)$$

$$\text{signsin } \varphi^{ПЗМ}(t) = A_2(t) \quad (9)$$

$$A_1(t) \oplus A_2(t) = A(t) \quad (10)$$

Так как точки фазового пространства полностью определяются своими проекциями, то преобразование взаимно сопряженных последовательностей в соответствии с обратным утверждением является однозначным. Из него непосредственно следует алгоритм устранения фазовой неопределенности при детектировании с ПЗМ сигналов офсетной ФМ. Для этого, учитывая, что операция перемножения коммутативна и для двух величин инварианта к их взаимной инверсии, необходимо демодулированные последовательности с выходов первого и второго решающих блоков 7 и 8 перемножить (фиг. 5д) построить фазовую траекторию (фиг. 5к) и вычислить ее проекции на координатные оси (фиг. 5 л-о). Последние две операции выполняются в блоке 13 разделения каналов, на первый вход которого поступает последовательность с выхода первого перемножителя 11. Используемый метод формирования сигнала тактовой частоты, в свою очередь, исключает неоднозначность момента приня-

тия решения в первом и втором решающих блоках 7 и 8, связанного с перестановками каналов при неоднозначности восстановления фазы опорных сигналов. Как видно из табл. 1, одновременно с перестановками каналов происходит инверсия сигнала тактовой частоты.

Поскольку двоичная последовательность на выходе первого перемножителя 11 имеет удвоенную тактовую частоту (фиг. 5 д-е), то для ее формирования сигнал тактовой частоты с выхода первого преобразователя 1 частоты, и его задержанная копия с выхода инвертора 10 поступают на входы второго перемножителя 12, выход которого подключен к второму входу блока 13 разделения каналов. Начальная установка блока 13 осуществляется сигналом, формируемым индикатором 9 захвата. Индикация захвата происходит по сигналу тактовой частоты, свидетельствующей о захвате обоими опорными каналами ФАП. В индикаторе 9 (фиг. 4) сигнал тактовой частоты подключен к входу автокоррелятора, состоящего из перемножителя 41, первый вход которого через линию задержки 42 соединен с входом индикатора и с вторым входом перемножителя 41, последовательно включенного с фильтром 43. Время задержки в линии задержки 42 равно половине периода сигнала тактовой частоты. Фильтром 43 отфильтровываются комбинационные гармоники тактовой частоты а полезная компонента, равная  $\cos 2\pi f_T \tau_3$ , поступает на пороговый блок 44. При  $\tau_3 = \frac{1}{2} - \frac{1}{f_T}$   $|\cos 2\pi f_T \tau_3| = 1$ , а при  $f_T' = \frac{1}{2} - \frac{1}{\tau_3}$   $|\cos 2\pi f_T' \tau_3| < 1$ . При заданном порого

ге на выходе порогового блока 44 формируется сигнал  $A_0(t)$  (фиг. 5ж), свидетельствующий о готовности приемника к обработке поступающего на его вход сигнала. Выделителем 45 фронтов по переднему и заднему фронту сигнала  $A_0(t)$  выделяются импульсы начальной установки блока 13, поступающие на его третий вход. Блок 13 (фиг. 2) содержит два одинаковых канала на выходе первого канала формируется проекция фазовой траектории  $\cos \varphi(t)$ , а на выходе второго канала -  $\sin \varphi(t)$ . Структура каналов блока 13 учитывает периодичность фазы и конечную величину

ее приращения на тактовом интервале последовательности, поступающей на его первый вход. Период фазы равен  $2\pi$ , а приращение фазы в конце тактового интервала для сигнала офсетной ДФМ равно  $\pi/2$ . Соответственно формирование фазовой траектории может быть обеспечено двухразрядным реверсивным счетчиком. Поскольку  $\sin \varphi(t) = \cos[\varphi(t) + \frac{3}{2}\pi]$ , то импульсом начальной установки в первый реверсивный счетчик 17 первого канала предварительно записывается "логический нуль", а во второй реверсивном счетчике 18 второго канала "логическая единица".

Импульсы начальной установки поступают на входы  $V_1$  и  $V_2$  первого и второго реверсивных счетчиков 17 и 18 через первый и второй элементы ИЛИ 15 и 16. Первый вход первого элемента ИЛИ 15 соединен с первым входом блока 13 и через инвертор 14 с первым входом второго элемента ИЛИ 16. В этом случае при поступлении логической единицы с первого входа блока 13 импульс тактовой последовательности со второго входа блока 13 подается на суммирующий вход первого и второго реверсивных счетчиков 17 и 18 (фиг. 5з), а при поступлении логического нуля - на вычитающий вход первого и второго реверсивных счетчиков 17 и 18 (фиг. 5и). Первый и четвертый дешифраторы 19 и 20 вычисляют проекцию фазовой траектории  $\cos \varphi(t)$ . Их структура определяется табл. 2. Из нее видно, что первый и четвертый дешифраторы 19 и 22 имеют два выхода. На первом выходе вычисляется проекция фазовой траектории при положительном приращении фазы по отношению к нулевому состоянию первого реверсивного счетчика 17, а на втором выходе - при отрицательном приращении фазы. Декодирование нулевого состояния первого и второго реверсивных счетчиков 17 и 18 осуществляется вторым и третьим дешифраторами 20 и 21.

Сигналы второго и третьего дешифраторов 20 и 21 разрешают прохождение единицы соответственно через первый, второй, третий и четвертый элементы И 25, 26, 27 и 28 с выходов первого и второго элементов ИЛИ 15 и 16, определяющих положительное или отрицательное приращение фазы. При

этом, первый и второй RS-триггеры 29 и 30 приводятся в состояние, при которых первый и второй коммутаторы 23 и 24 подключают к выходам блока 13 первый или второй выход первого и четвертого дешифраторов 19 и 22.

#### Ф о р м у л а и з о б р е т е н и я

1. Приемник сигналов офсетной фазовой манипуляции, содержащий автокорреляционный блок восстановления опорных когерентных колебаний, вход которого является входом приемника, и два арифметических сумматора, выходы которых подключены соответственно к первым входам первого и второго решающих блоков, отличающийся тем, что, с целью повышения помехоустойчивости путем устранения фазовой неопределенности, введены три преобразователя частоты, два перемножителя, инвертор, индикатор захвата и блок разделения каналов, первый, второй и третий входы которого соединены соответственно с выходом первого перемножителя, к первому входу которого подключен выход первого решающего блока, с выходом второго перемножителя, к первому входу которого подключен выход инвертора, и с выходом индикатора захвата, вход которого соединен с вторым входом второго перемножителя, с входом инвертора, с вторым входом первого решающего блока и с выходом первого преобразователя частоты, входы которого соединены с выходами автокорреляционного блока восстановления опорных когерентных колебаний и с первыми входами второго и третьего преобразователей частоты, выходы которых подключены соответственно к первым и вторым входам первого и второго арифметических сумматоров, а вторые входы второго и третьего преобразователей частоты соединены с входом приемника, выходами которого являются выходы блока разделения каналов, при этом выход инвертора подключен к второму входу второго решающего блока, выход которого соединен с вторым входом первого перемножителя.

2. Приемник по п. 1, отличающийся тем, что блок разделения каналов содержит два реверсивных счетчика, четыре дешифратора, четыре элемента И, два элемента ИЛИ, два коммутатора, два RS-триггера и инвертор, вход и выход которого соединены соответственно с первым входом первого элемента ИЛИ, который является первым входом блока разделения каналов, и с первым входом второго элемента ИЛИ, второй вход которого соединен с вторым входом первого элемента ИЛИ и является третьим входом блока разделения каналов, вторым входом которого является суммирующий (вычитающий) вход первого и второго реверсивных счетчиков, к установочным входам которых подключены выходы первого и второго элементов ИЛИ, при этом выходы первого реверсивного счетчика подключены к входам первого дешифратора, выходы которого соединены с первыми входами первого коммутатора, и ко входам второго дешифратора, выход которого соединен с первыми входами первого и второго элементов И, выходы которых подключены к входам первого RS-триггера, выходы которого соединены с вторыми входами первого коммутатора, а выходы второго реверсивного счетчика подключены к входам третьего дешифратора, выход которого соединен с первыми входами третьего и четвертого элементов И, и к входам четвертого дешифратора, выходы которого соединены с первыми входами второго коммутатора, к вторым входам которого подключены выходы второго RS-триггера, причем выходы первого и второго коммутаторов являются выходами блока разделения каналов.

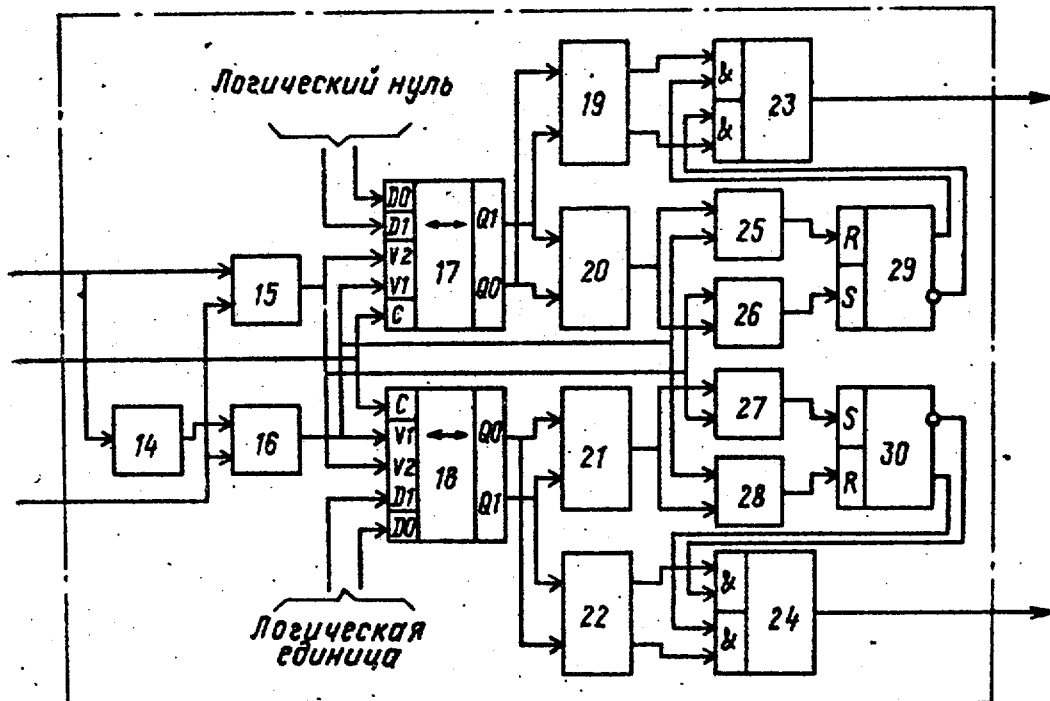
3. Приемник по п. 1, отличающийся тем, что индикатор захвата содержит последовательно соединенные линию задержки, перемножитель, второй вход которого соединен с входом линии задержки, фильтр, пороговый блок и выделитель фронтов, выход которого является выходом индикатора захвата, входом которого является вход линии задержки.

Т а б л и ц а 1

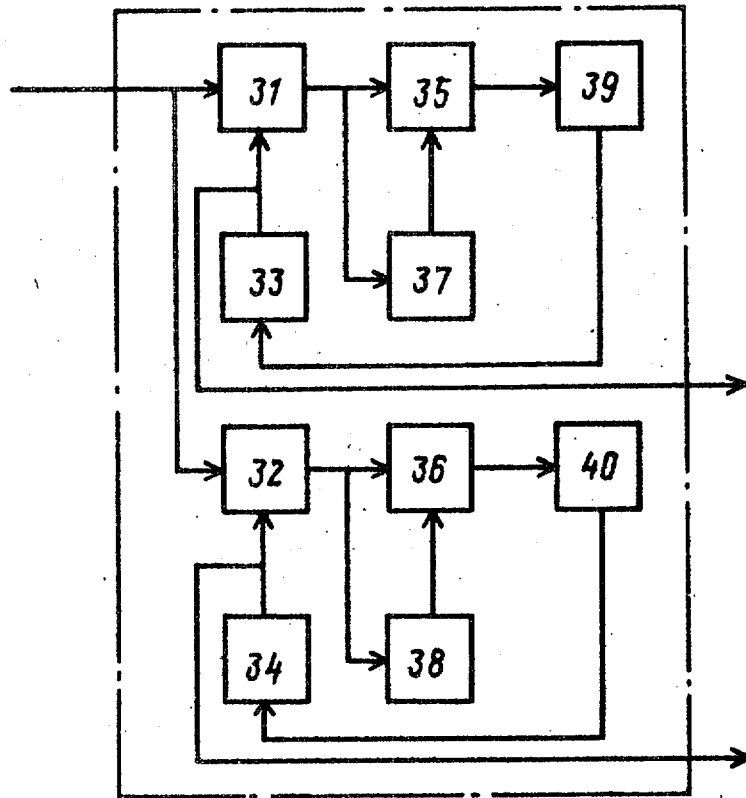
Фаза опорных колебаний	0; 0	0; $\pi$	$\pi$ ; 0	$\pi$ ; $\pi$
Первый фазовый детектор	$a_1$	$a_2$	$-a_2$	$-a_1$
Второй фазовый детектор	$a_2$	$a_1$	$-a_1$	$-a_2$
Сигнал тактовой частоты	$\frac{1}{2}f_T$	$\frac{1}{2}\bar{f}_T$	$\frac{1}{2}\bar{f}_T$	$\frac{1}{2}f_T$

Т а б л и ц а 2

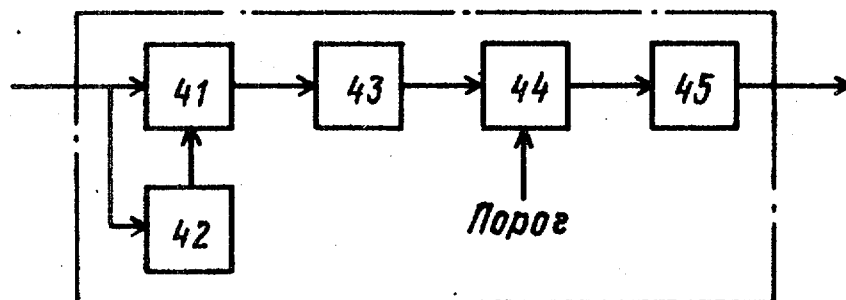
$\cos\varphi(t)$					
Положительная фаза			Отрицательная фаза		
Состояние счетчика	Число	Код	Состояние счетчика	Число	Код
0	00	1	0	00	1
1	01	1	3	11	0
2	10	0	2	10	0
3	11	0	1	01	0



Фиг. 2

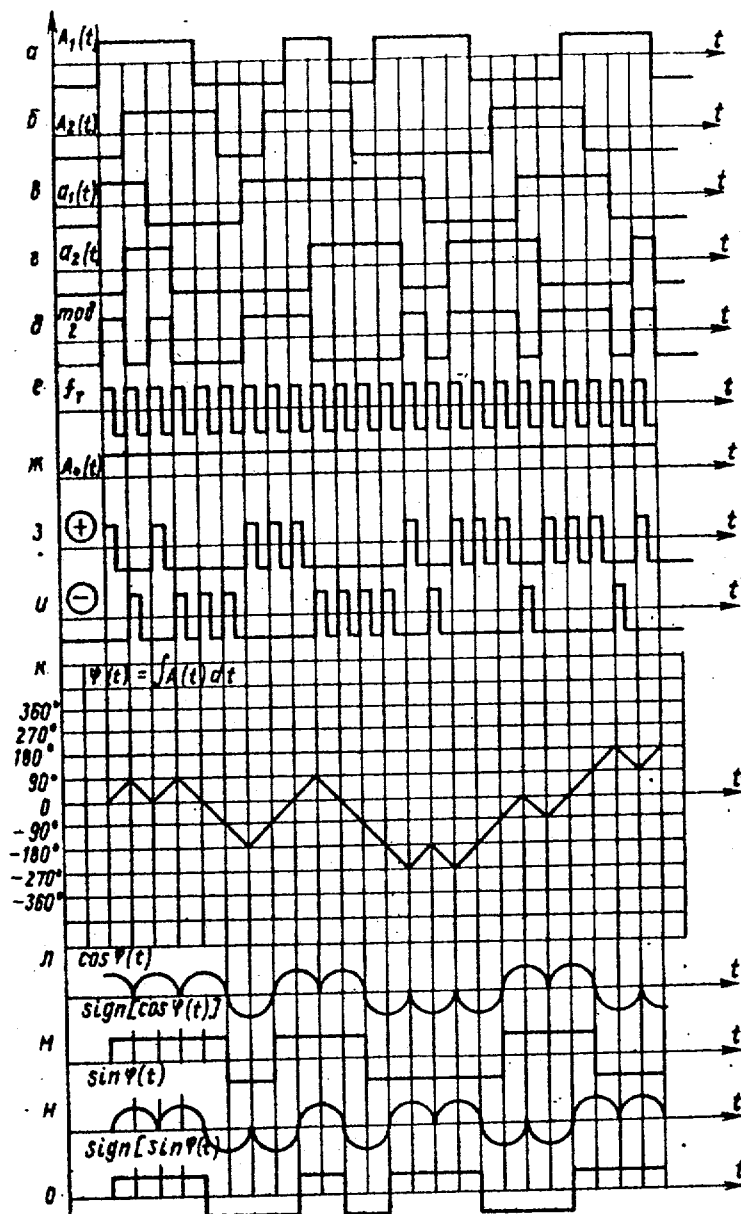


Фиг. 3



Фиг. 4





Фиг. 5

Составитель А.Москевич  
 Редактор И.Сегляник    Техред М.Дидык    Корректор М.Васильева

Заказ 5565/57

Тираж 660

Подписное

ВНИИПИ Государственного комитета СССР  
 по делам изобретений и открытий  
 113035, Москва, Ж-35, Раушская наб., д. 4/5

Производственно-полиграфическое предприятие, г. Ужгород, ул. Проектная, 4