



СОЮЗ СОВЕТСКИХ  
СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ  
РЕСПУБЛИК

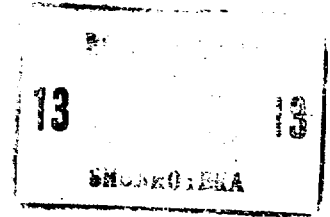
(19) SU (11) 1104683 A

3 (5D) H 04 L 27/22

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР  
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

# ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

## К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



(21) 3412377/18-09  
(22) 22.03.82  
(46) 23.07.84. Бюл. № 27  
(72) М.Ю.Хоменок  
(71) Минский радиотехнический институт

(53) 621.396.662(088.8)  
(56) 1. Гуров В.С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. М., "Связь", 1974, с. 260.  
2. Авторское свидетельство СССР по заявке № 3339775/18-09, кл. H 04 L 28/22, 1981 (прототип).

(54)(57) УСТРОЙСТВО ВОССТАНОВЛЕНИЯ ОПОРНОГО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА, содержащее соединенные по входу два канала, каждый из которых содержит последовательно соединенные фильтр нижних частот, управляемый генератор,

входной смеситель, линию задержки и перемножитель, другой вход которого подключен к выходу входного смесителя, выходы обоих каналов подключены к выходному преобразователю, отличающееся тем, что, с целью повышения помехоустойчивости, в каждом канале между выходом перемножителя и входом фильтра нижних частот включен вычитатель, между входом управляемого генератора и другим входом вычитателя включены последовательно фазовращатель, дополнительные смеситель, другой вход которого соединен с входом канала линия задержки, и перемножитель, другой вход которого подключен к выходу дополнительного смесителя, а к выходу управляемого генератора подключен делитель частоты, выход которого является выходом канала.

(19) SU (11) 1104683 A

Изобретение относится к технике связи и может использоваться в устройствах обработки сигналов с манипуляцией фазы на  $180^\circ$  с одной боковой полосой, а также в устройствах обработки сигналов с двухкратной фазовой манипуляцией с квадратурным сдвигом информационных последовательностей в радиосвязи, радиолокации и при радиоизмерениях.

Известно устройство восстановления опорного когерентного сигнала, позволяющее сформировать опорное колебание, когерентное с несущим, для сигналов с манипуляцией фазы на  $180^\circ$  с одной боковой и частично подавленной несущей, выполнено по схеме Пистолькорса и содержит последовательно соединенные дополняющий фильтр, умножитель частоты на два, узкополосный фильтр и делитель частоты на два [1].

Однако устройство характеризуется низкой помехоустойчивостью, так как формирование опорного сигнала происходит из составляющей входного сигнала, спектр которой расположен симметрично относительно несущей частоты (т.е. используется только часть энергии входного сигнала), выделение которой осуществляется дополняющим фильтром, и, за счет обработки составляющей входного сигнала возникают дополнительные потери.

Наиболее близким к предлагаемому по технической сущности является устройство восстановления опорного когерентного сигнала, содержащее соединенные по входу два канала, каждый из которых содержит последовательно соединенные фильтр нижних частот, управляемый генератор, входной смеситель, линию задержки и перемножитель, другой вход которого подключен к выходу входного смесителя, выходы обоих каналов подключены к выходному преобразователю [2].

Однако известное устройство также не обеспечивает высокой помехоустойчивости.

Цель изобретения - повышение помехоустойчивости.

Для достижения поставленной цели в устройстве восстановления опорного когерентного сигнала, содержащем соединенные по входу два канала, каждый из которых содержит последовательно соединенные фильтр нижних

частот, управляемый генератор, входной смеситель, линию задержки и перемножитель, другой вход которого подключен к выходу входного смесителя, выходы обоих каналов подключены к выходному преобразователю, в каждом канале между выходом перемножителя и входом фильтра нижних частот включен вычитатель, между выходом управляемого генератора и другим входом вычитателя включены последовательно фазовращатель, дополнительный смеситель, другой вход которого подключен к выходу дополнительного смесителя, а к выходу управляемого генератора подключен делитель частоты, выход которого является выходом канала.

На чертеже представлена схема устройства восстановления опорного когерентного сигнала.

Устройство восстановления опорного когерентного сигнала содержит первый канал 1, который состоит из входного смесителя 2, перемножителя 3, линии 4 задержки, вычитателя 5, ФНЧ 6, управляемого генератора 7, фазовращателя 8, дополнительных смесителя 9, перемножителя 10, линии 11 задержки, а также делителя 12 частоты, второй канал 13, который состоит из входного смесителя 14, перемножителя 15, линии 16 задержки, вычитателя 17, ФНЧ 18, управляемого генератора 19, фазовращателя 20, дополнительных смесителя 21, перемножителя 22, линии задержки 23, а также делителя 24 частоты и выходного преобразователя 25.

Устройство работает следующим образом.

Фазоманипулированный сигнал с однократной манипуляцией фазы на  $180^\circ$  с одной боковой полосой

$$P(t)\cos(2\pi f_n t + \varphi_n) + Q(t)\sin(2\pi f_n t + \varphi_n)$$

с входа устройства поступает на входы входных смесителей 2, 14 и дополнительных смесителей 9, 21, причем на другие входы смесителей 9, 2 поступают соответственно сигналы

$$\cos[2\pi(f_n - f_r/2)t + \varphi_{оп.}];$$

$$\sin[2\pi(f_n - f_r/2)t + \varphi_{оп.}]$$

с выхода фазовращателя 8 и с выхода управляемого генератора 7, а на другие входы смесителей 21, 14

$$\begin{aligned} & \cos[2\pi(f_H + f_T/2)t + \varphi_{оп2}]; \\ & \sin[2\pi(f_H + f_T/2)t + \varphi_{оп2}] \end{aligned}$$

с выхода фазовращателя 20 и с выхода управляемого генератора 19.

Несущая частота фазоманипулированного сигнала на выходе смесителей 2, 9, 14, 21 частоты принимается равной половине тактовой частоты манипулирующей последовательности.

Таким образом, сигнал на выходе дополнительного смесителя 9 определяется соответственно выражением

$$P(t)\cos(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) + Q(t)\sin(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1})$$

а на выходе входного смесителя 2 выражением

$$\begin{aligned} & -P(t)\sin(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) + \\ & Q(t)\cos(\pi f_T t + \varphi_{оп2} - \varphi_H), \end{aligned} \quad (2)$$

на выходе дополнительного смесителя 21

$$\begin{aligned} & P(t)\cos(\pi f_T t + \varphi_{оп2} - \varphi_H) - \\ & Q(t)\sin(\pi f_T t - \varphi_{оп2} - \varphi_H), \end{aligned} \quad (3)$$

и на выходе смесителя 14

$$\begin{aligned} & P(t)\sin(\pi f_T t + \varphi_{оп2} - \varphi_H) + \\ & Q(t)\cos(\pi f_T t + \varphi_{оп2} - \varphi_H), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $f_H, \varphi_H$  - соответственно несущая частота и начальная фаза входного фазоманипулированного сигнала;

$\varphi_{оп1}, \varphi_{оп2}$  - соответственно начальные фазы сигналов, формируемые на выходе управляемых генераторов 7, 19;

$P(t), Q(t)$  - соответственно синфазная и квадратурная составляющая манипулирующей информационной последовательности;

$f_T, \varphi_T, \tau$  - соответственно тактовая частота, начальная фаза сигнала тактовой частоты, длина такта или длительность посылки манипулирующей последовательности.

Сигнал с выхода дополнительного смесителя 9 поступает на вход дополнительного перемножителя 10 и через дополнительную линию 11 задержки - на второй вход дополнительного перемножителя 10, а с выхода входного смесителя 2 - на первый вход перемножителя 3 и через линию 4 задержки на второй вход перемножителя 3.

Задержка сигнала в линиях 4 и 11 задержки равна половине длительности манипулирующей посылки. Следовательно, сигнал на выходе дополнительного перемножителя 10 определяется выражением

$$\begin{aligned} & P(t)P(t-\tau/2)\cos(\pi f_T \tau/2 + P(t)P(t-\tau/2)\cos \times \\ & \times (2\pi f_T t - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) + Q(t)Q(t-\tau/2) \times \\ & \times \cos(\pi f_T \tau/2 - Q(t)Q(t-\tau/2)\cos(2\pi f_T t - \\ & - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) - P(t)Q(t-\tau/2)\sin \times \\ & \times \sin(\pi f_T \tau/2 + P(t)Q(t-\tau/2)\sin(2\pi f_T t - \\ & - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) + P(t-\tau/2)Q(t) \times \\ & \times \sin(\pi f_T \tau/2 + P(t-\tau/2)Q(t)\sin(2\pi f_T t - \\ & - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) \end{aligned}$$

а на выходе перемножителя 3

$$\begin{aligned} & P(t)P(t-\tau/2)\cos(\pi f_T \tau/2 - P(t)P(t-\tau/2)\cos \times \\ & \times (2\pi f_T t - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) + Q(t)Q(t-\tau/2) \times \\ & \times \cos(\pi f_T \tau/2 + Q(t)Q(t-\tau/2)\cos(2\pi f_T t - \\ & - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) - P(t)Q(t-\tau/2)\sin \times \\ & \times (\pi f_T \tau/2 - P(t)Q(t-\tau/2)\sin(2\pi f_T t - \pi f_T \tau/2 + \\ & + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) + P(t-\tau/2)Q(t)\sin(\pi f_T \tau/2 - \\ & - P(t-\tau/2)Q(t)\sin(2\pi f_T t - \pi f_T \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) \end{aligned}$$

С учетом того, что шестое и восьмое слагаемые в этих соотношениях в сумме равны нулю, то сигнал на выходе вычитателя 5 определяется выражением

$$\begin{aligned} & 2P(t)P(t-\tau/2)\sin(2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) - \\ & - 2Q(t)Q(t-\tau/2)\sin(2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}). \end{aligned}$$

С другой стороны, в спектре произведения задержанных друг относительно друга на половину такта копий информационной последовательности имеется составляющая на тактовой частоте  $\Lambda_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T)$ . Причем сдвиг информационной последовательности на полтакта соответствует изменению фазы тактовой частоты на  $180^\circ$ .

Следовательно, учитывая, что гармоника на тактовой частоте в спектре произведения копий, сдвинутых на полтакта, соответственно синфазной и квадратурной составляющей информационной последовательности  $P(t)$   $P(t - \tau/2)$  и  $Q(t)$   $Q(t - \tau/2)$ , находятся в противофазе, а также полагая, что энергетика обеих составляющих гармоники тактовой частоты одинакова, получаем, что полезная составляющая сигнала на выходе ФНЧ 6 определяется выражением

$$2A_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T) \sin(2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}).$$

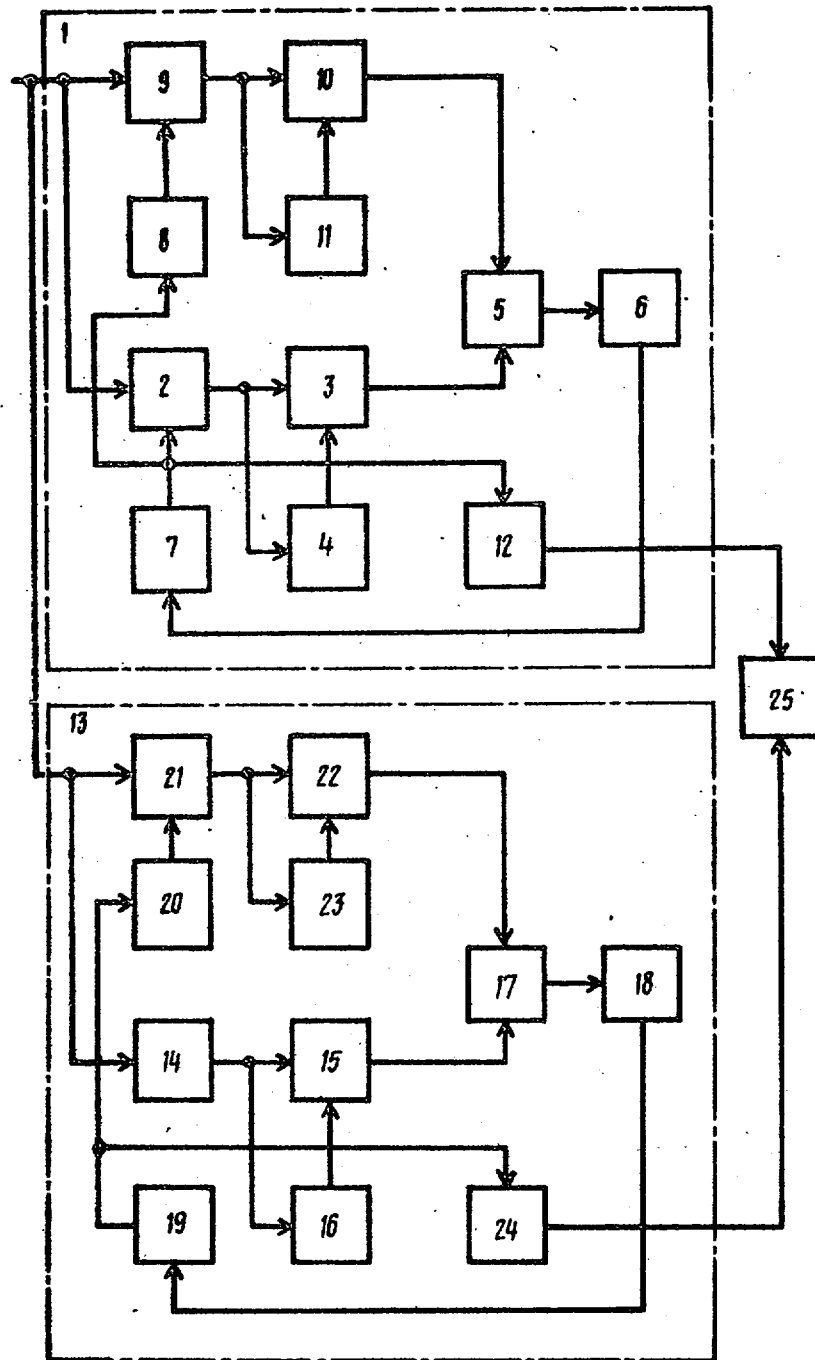
Вибрации, возникающие между несущим колебанием фазоманипулированного сигнала на тактовой частоте и гармоники тактовой частоты спектра сигнала, определяемого суммой произведений двух копий, сдвинутых друг относительно друга на полтакта, соответственно синфазной и квадратурной составляющих информационной последовательности, формируют дискриминационную характеристику на выходе фильтра 6 нижних частот в соответствии с выражением  $\sin(2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T)$ . Сигнал с выхода фильтра 6 используется для подстройки фазы управляемого генератора 7. В режиме синхронизма  $\sin(2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T) = 0$ . Сле-

довательно, фаза опорного колебания на выходе генератора 7 равна  $\varphi_{оп1} = \varphi_H - \varphi_T/2$ .

Второй канал 13 устройства включает элементы, аналогичные первому. Поэтому принцип его работы не отличается от рассмотренного выше. Отличие лишь состоит в том, что поскольку значение частоты сигнала управляемого генератора 19 больше значения несущей частоты входного фазоманипулированного сигнала на половину тактовой частоты, то в режиме синхронизма начальная фаза  $\varphi_{оп2}$  сигнала на выходе управляемого генератора 19 равна  $\varphi_{оп2} = \varphi_H + \varphi_T/2$ .

Сигналы с выхода генераторов 7 и 19 через делители 12 и 24 частоты поступают соответственно на оба выхода выходного преобразователя 25, который представляет собой перемножитель, на выходе которого путем частотной селекции выделяется необходимая опорная частота, когерентная с несущим или тактовым сигналами.

Таким образом, в предлагаемом устройстве полностью используется энергия входного сигнала для формирования опорных сигналов и реализуется помехоустойчивость, близкая к потенциальной.



ВНИИИИ Заказ 5323/44 Тираж 635 Подписное

Фигурал ИИИ "Патент", г. Ужгород, ул.Проектная, 4