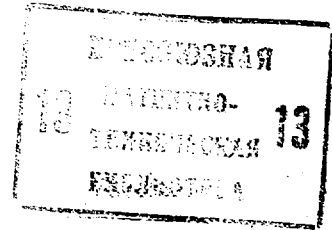




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР  
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

# ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

## К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



- (21) 3411949/18-09
- (22) 26.03.82
- (46) 15.01.84. Бюл. № 2
- (72) М.Ю.Хоменок
- (71) Минский радиотехнический институт
- (53) 621.394.61(088.8)
- (56) 1. Шляпоберский В.И. Основы техники передачи дискретных сообщений. М., "Связь", 1973, с. 227.
- 2. Шляпоберский В.И. Основы техники передачи дискретных сообщений. М., "Связь", 1973, с. 228 (прототип).

(54)(57) МОДУЛЯТОР ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ, содержащий полосовой фильтр, первый сумматор по модулю два, первый вход которого соединен с выходом задающего генератора, отличающийся тем, что, с целью повышения помехозащищенности, введены четыре сумматора по модулю два, сумматор, три линии задержки, два управляемых генератора, два фильтра нижних частот, два преобразователя частоты и фазовращатель, выход которого соединен с первым входом второго сумматора по модулю два, выход которого подключен к первому входу сумматора, второй вход которого соединен с выходом третьего сумматора по модулю два, первый вход которого соединен с вторым входом второго сумматора по

модулю два и с выходом первой линии задержки, вход которой подключен к второму входу первого сумматора по модулю два, выход которого соединен с первым входом первого преобразователя частоты и с первым входом второго преобразователя частоты, выход которого подключен к первому входу четвертого сумматора по модулю два и к входу второй линии задержки, выход которой соединен с вторым входом четвертого сумматора по модулю два, выход которого подключен к входу первого фильтра нижних частот, выход которого соединен с входом первого управляемого генератора, выход которого соединен с вторым входом второго преобразователя частоты и с входом фазовращателя, причем второй вход третьего сумматора по модулю два соединен с выходом второго управляемого генератора и с вторым входом первого преобразователя частоты, выход которого соединен с первым входом пятого сумматора по модулю два и с входом третьей линии задержки, выход которой подключен к второму входу пятого сумматора по модулю два, выход которого соединен с входом второго фильтра нижних частот, выход которого подключен к входу второго управляемого генератора, а выход сумматора соединен с входом полосового фильтра.

(19) SU (11) 1067614 A

Изобретение относится к технике связи и может быть использовано в устройствах для передачи цифровой информации.

Известен фазовый модулятор последовательного типа, содержащий элемент И, выход которого подключен к счетному входу триггера [1].

Недостатком данного модулятора является необходимость синхронизации информационной последовательности и несущей импульсной последовательности.

Наиболее близким к предлагаемому изобретению является модулятор фазоманипулированных сигналов, содержащий полосовой фильтр, первый сумматор по модулю два, первый вход которого соединен с выходом задающего генератора [2].

Однако известный модулятор обладает недостаточной помехозащищенностью.

Цель изобретения - повышение помехозащищенности.

Поставленная цель достигается тем, что в модулятор фазоманипулированных сигналов, содержащий полосовой фильтр, первый сумматор по модулю два, первый вход которого соединен с выходом задающего генератора, введены четыре сумматора по модулю два, сумматор, три линии задержки, два фильтра нижних частот, два преобразователя частоты и фазовращатель, выход которого соединен с первым входом второго сумматора по модулю два, выход которого подключен к первому входу сумматора, второй вход которого соединен с выходом третьего сумматора по модулю два, первый вход которого соединен с вторым входом второго сумматора по модулю два и с выходом первой линии задержки, вход которой подключен к второму входу первого сумматора по модулю два, выход которого соединен с первым входом первого преобразователя частоты и с первым входом второго преобразователя частоты, выход которого подключен к первому входу четвертого сумматора по модулю два и к входу второй линии задержки, выход которой соединен с вторым входом четвертого сумматора по модулю два, выход которого подключен к входу первого фильтра нижних частот, выход которого соединен с входом первого управляемого генератора, выход которого соединен с вторым входом второго преобразователя частоты и с входом фазовращателя, причем второй вход третьего сумматора по модулю два соединен с выходом второго управляемого генератора и с вторым входом первого пре-

образователя частоты, выход которого соединен с первым входом пятого сумматора по модулю два и с входом третьей линии задержки, выход которой подключен к второму входу пятого сумматора по модулю два, выход которого соединен с входом второго фильтра нижних частот, выход которого подключен к входу второго управляемого генератора, а выход сумматора соединен с входом полосового фильтра.

На чертеже приведена структурная схема предложенного устройства.

Модулятор фазоманипулированных сигналов содержит первую, вторую и третью линии задержки 1 - 3, первый, второй, третий, четвертый и пятый сумматоры 4 - 8 по модулю два, первый и второй преобразователи 9 и 10 частоты, первый и второй управляемые генераторы 11 и 12, первый и второй фильтры 13 и 14 нижних частот, задающий генератор 15, фазовращатель 16, сумматор 17 полосовой фильтр 18. Устройство работает следующим образом.

Информационная последовательность импульсов  $A(t)$  с входа модулятора поступает на второй вход сумматора по модулю два, на первый вход которого поступает сигнал на несущей частоте  $\cos(2\pi f_H t + \varphi_H)$  с выхода задающего генератора 15. На выходе сумматора 4 по модулю два формируется сигнал, соответствующий сигналу с манипуляцией фазы на  $180^\circ$  с прямоугольной формой манипулирующей посылки  $A(t) \cos(2\pi f_H t + \varphi_H)$ , который поступает на первые входы преобразователей 9 и 10 частоты, на вторые входы которых поступают соответственно опорные сигналы

$$\sin(2\pi f_{оп1} t + \varphi_{оп1}) \text{ и } \cos(2\pi f_{оп2} t + \varphi_{оп2}),$$

с выходов управляемых генераторов 11 и 12,

где  $f_H, \varphi_H$  - соответственно несущая частота и начальная фаза сигнала задающего генератора 15;  $f_{оп1}, \varphi_{оп1}$  - несущая частота и начальная фаза опорного сигнала на выходе управляемого генератора 12, причем  $f_{оп1} = (f_H \pm 0,5 f_T)$ ;  $f_{оп2}, \varphi_{оп2}$  - несущая частота и начальная фаза опорного сигнала на выходе управляемого генератора 11, причем  $f_{оп2} = (f_H \mp 0,5 f_T)$ ;  $f_T, \varphi_T, \tau$  - соответственно тактовая частота, начальная фаза сигнала тактовой частоты, длительность такта или длительность посылки информационной последовательности.

Несущая частота фазоманипулированного сигнала на выходе преобразователей 9 и 10 частоты принима-

ется равной половине тактовой частоты манипулирующей последовательности.

Таким образом, сигнал на выходе преобразователя 9 частоты определяется выражением

$$A(t) \sin [2\pi (f_{оп1} - f_H) t + \varphi_{оп1} - \varphi_H], \quad (1)$$

а на выходе преобразователя 10 частоты

$$A(t) \cos [2\pi (f_H - f_{оп2}) t + \varphi_H - \varphi_{оп2}]. \quad (2)$$

Сигнал с выхода преобразователя 9 частоты поступает на первый вход сумматора 8 по модулю два и через линию задержки 3 на второй вход сумматора 8 по модулю два, а с выхода преобразователя 10 частоты - на первый вход сумматора 7 по модулю два и через линию задержки 2 на его второй вход. Задержка сигнала в линиях задержки 2 и 3 равна половине длительности манипулирующей посылки.

Следовательно, сигнал на выходах сумматоров 7 и 8 по модулю два, которые являются эквивалентами перемножителей, определяется выражениями

$$A(t)A(t-\tau/2) \cos [2\pi (f_{оп1} - f_H) \tau/2] - A(t)A(t-\tau/2) \times \cos [2 \cdot 2\pi (f_{оп1} - f_H) t - 2\pi (f_{оп1} - f_H) \tau/2 + 2\varphi_{оп1} - 2\varphi_H], \quad (3)$$

$$A(t)A(t-\tau/2) \cos [2\pi (f_H - f_{оп2}) \tau/2] + A(t)A(t-\tau/2) \times \cos [2 \cdot 2\pi (f_H - f_{оп2}) t - 2\pi (f_H - f_{оп2}) \tau/2 + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп2}]. \quad (4)$$

В режиме отсутствия синхронизма по частоте, т.е. когда  $(f_H - f_{оп1}) \neq 0,5f_T$  и  $(f_{оп2} - f_H) \neq 0,5f_T$ , первые слагаемые в (3) и (4) соответствуют дискриминационной характеристике частотной автоподстройки ЧАП. Причем дискриминационная характеристика ЧАП первого звена определяется выражением

$$A_0 \cos [2\pi (f_H - f_{оп1}) \tau/2] = A_0 \cos [2\pi (1/2 f_T + \Delta f) \tau/2] = -A_0 \sin \pi \Delta f \tau, \quad (5)$$

а дискриминационная характеристика ЧАП второго звена

$$A_0 \cos [2\pi (f_{оп2} - f_H) \tau/2] = A_0 \cos [2\pi (1/2 f_T - \Delta f) \tau/2] = A_0 \sin \pi \Delta f \tau, \quad (6)$$

где  $A_0$  - постоянная составляющая спектра произведения двух копий информационной последовательности, сдвинутых на полтакта относительно друг друга;  $\Delta f$  - уход частоты  $f_H$  несущего колебания.

Вторые слагаемые в (3) и (4) формируют дискриминационную характеристику фазовой автоподстройки ФАП и осуществляют управление фазой управляемых генераторов 11 и 12 в режиме синхронизма по частоте. Действительно, поскольку в спектре  $A(t)A(t-\tau/2)$  имеется гармоника на тактовой частоте, то сигналы на выходе фильтров 13 и 14 нижних частот соответственно определяются выражениями

те, то сигналы на выходе фильтров 13 и 14 нижних частот соответственно определяются выражениями

$$-A_T \cos (2\pi f_T t + \varphi_T) \sin (2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}); \quad (7)$$

$$A_T \cos (2\pi f_T t + \varphi_T) \sin (2\pi f_T t + 2\varphi_{оп2} - 2\varphi_H). \quad (8)$$

Биения, возникающие между несущим колебанием фазоманипулированного сигнала на тактовой частоте и гармониками спектра, произведения двух копий информационной последовательности, сдвинутых друг относительно друга, также на тактовой частоте, формируют дискриминационную характеристику ФАП первого звена на выходе фильтра 13 нижних частот в соответствии с выражением

$$-A(t) \sin (2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T), \quad (9)$$

и дискриминационную характеристику ФАП второго звена на выходе фильтра 14 нижних частот в соответствии с выражением

$$A(t) \sin (2\varphi_{оп2} - 2\varphi_H - \varphi_H). \quad (10)$$

В режиме синхронизма

$$\sin (2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T) = 0, \quad \text{т.е. } \varphi_{оп1} = \varphi_H - \varphi_T/2;$$

$$\sin (2\varphi_{оп2} - 2\varphi_H - \varphi_T) = 0, \quad \text{т.е. } \varphi_{оп2} = \varphi_H + \varphi_T/2.$$

Следовательно, опорные сигналы на выходе управляемых генераторов 11 и 12 с учетом крутизны дискриминационных характеристик ЧАП (5) и (6) определяются выражением

$$\cos [2\pi (f_H - f_T/2) t + \varphi_H - \varphi_T/2]; \quad (11)$$

$$\cos [2\pi (f_H + f_T/2) t + \varphi_H + \varphi_T/2]. \quad (12)$$

Сигналы с выхода управляемого генератора 12 и выхода фазовращателя 16 на  $90^\circ$  поступают соответственно на второй вход сумматора 6 по модулю два и входы на первый вход сумматора 5 по модулю два, на первый и второй входы которых поступает соответственно информационная последовательность, задержанная в линии задержки 1 для обеспечения синфазности значащих моментов информационной последовательности и моментов перехода через нуль косинусоидальной огибающей на полутактовой частоте. При этом сигнал на выходе сумматора 17 в первой спектральной полосе, выделяемой полосовым фильтром 18 и соответствующей несущей частоте задающего генератора 15, определяется выражением

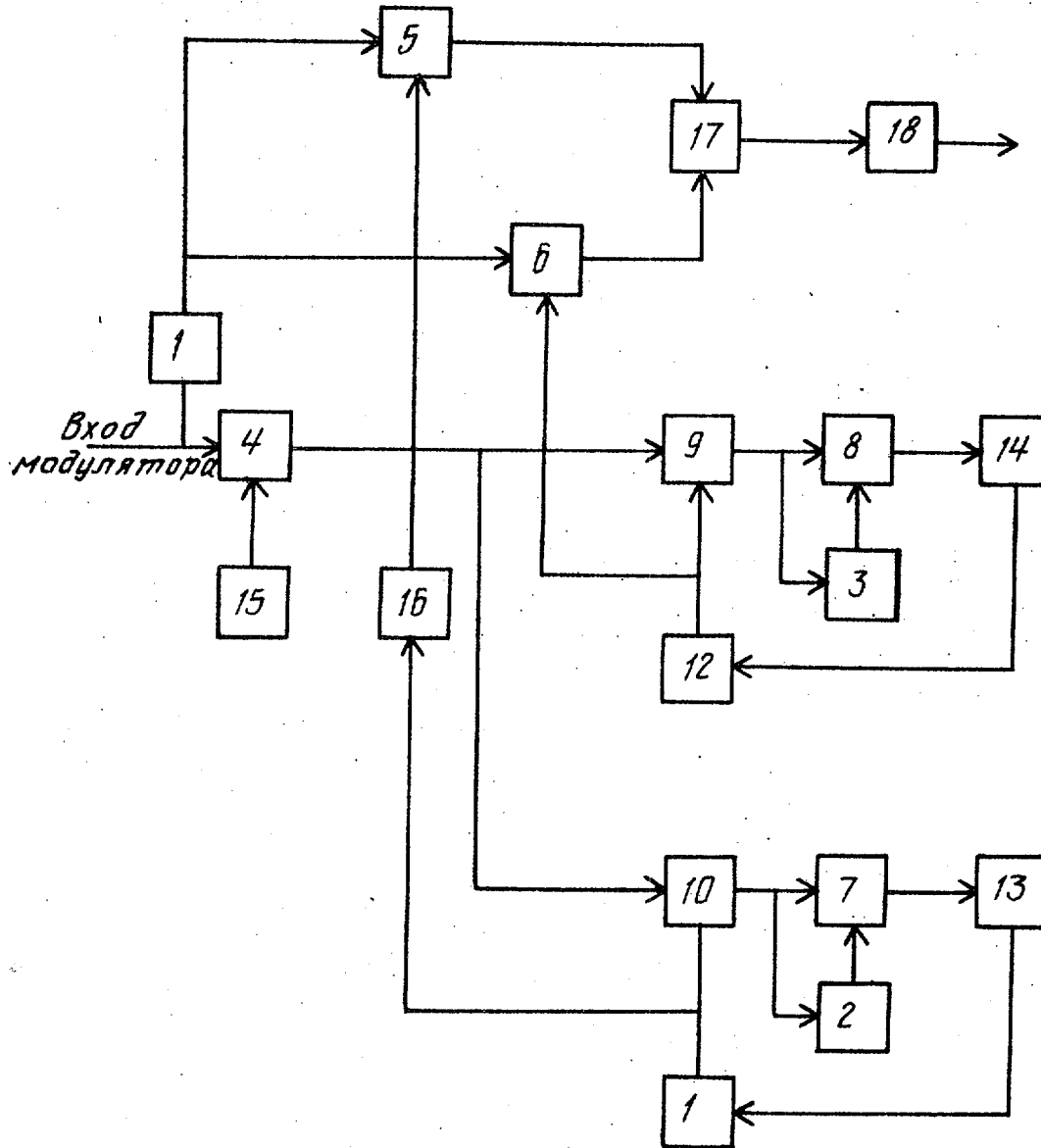
$$A(t-\tau/4) \left\{ \cos [2\pi (f_H - f_T/2) t - \varphi_T/2 + \varphi_H] + \sin [2\pi (f_H + f_T/2) t + \varphi_T/2 + \varphi_H] \right\} = A(t) \cos \times (\pi f_T + \varphi_T/2 - \pi/4) \cos (2\pi f_H t + \varphi_H - \pi/4), \quad (13)$$

и соответствует фазоманипулированному сигналу с косинусоидальной формой манипулирующей посылки.

Переход от прямоугольной формы манипулирующей последовательности к косинусоидальной уменьшает межсимвольную интерференцию и при этом используется цифровой метод построения модулятора, т.е. аналоговый вид модуляции в предлагаемом схемном решении реализуется цифровым способом.

Уменьшение межсимвольной интерференции и повышение помехозащищен-

ности определяется двумя причинами: во-первых, спектральная плотность энергии в одной и той же полосе частот для косинусоидального импульса больше, чем для прямоугольного; во-вторых, за счет того, что при ограничении полосы частот спектра для косинусоидального импульса теряется меньшая часть энергии, чем для прямоугольного импульса, как следствие первого.



Составитель О.Геллер

Редактор Н.Воловик

Техред О.Неце

Корректор Ю.Макаренко

Заказ 11230/58

Тираж 640

Подписное

ВНИИПИ Государственного комитета СССР

по делам изобретений и открытий

113035, Москва, Ж-35, Раушская наб., д. 4/5

Филиал ППП "Патент", г. Ужгород, ул. Проектная, 4