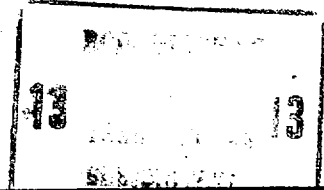




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



(21) 3339759/18-09

(22) 18.09.81

(46) 07.06.84. Бюл. № 21

(72) М.Ю.Хоменок

(71) Минский радиотехнический институт

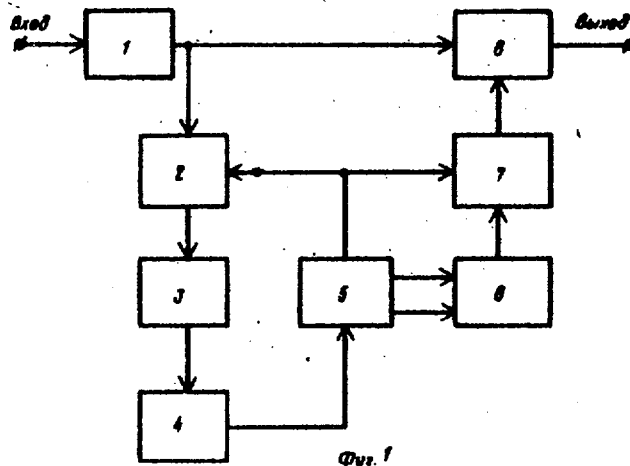
(53) 621.394.6(088.8)

(56) 1. Екимов В.Д., Павлов К.М. Радиоприемные устройства. М., "Связь" 1975, с. 445.

2. Гуров В.С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. М., "Связь", 1974, с. 260 (прототип).

(54)(57) ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ, содержащий последовательно соединенные входной полосовой фильтр и фазо-

вый детектор, а также последовательно соединенные дополняющий фильтр и блок синхронизации, отличающийся тем, что, с целью повышения помехоустойчивости, между выходом входного полосового фильтра и входом дополняющего фильтра включены последовательно первый смеситель, другой вход которого подключен к выходу несущей блока синхронизации и дифференцирующая цепь, а между тактовым выходом блока синхронизации и другим входом фазового детектора включены последовательно второй и третий смесители, другие входы которых подключены к выходам полутактовой и несущей частот блока синхронизации соответственно.



Изобретение относится к технике связи и может быть использовано в устройствах приема сигналов с фазовой манипуляцией на 180° с одной боковой полосой в радиосвязи, радиолокации и при радиоизмерениях.

Известен приемник фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой, содержащий фильтр одной боковой полосы, выход которого подключен к первому входу синхронного детектора и через узкополосный фильтр - к второму входу синхронного детектора [1].

Указанный приемник характеризуется недостаточной помехоустойчивостью, так как часть полосы частот и мощность канала отводятся для передачи синхронизации.

Наиболее близким по технической сущности к предлагаемому является приемник фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой, содержащий последовательно соединенные входной полосовой фильтр и фазовый детектор, а также последовательно соединенные дополняющий фильтр и блок синхронизации [2].

Известный приемник также не обеспечивает высокой помехоустойчивости, особенности при передаче информации по частотно-ограниченному каналу.

Цель изобретения - повышение помехоустойчивости приема фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой.

Для достижения поставленной цели в приемнике фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой, содержащем последовательно соединенные входной полосовой фильтр и фазовый детектор, а также последовательно соединенные дополняющий фильтр и блок синхронизации, между выходом входного полосового фильтра и входом дополняющего фильтра включены последовательно первый смеситель, другой вход которого подключен к выходу несущей блока синхронизации, и дифференцирующая цепь, а между тактовым выходом блока синхронизации и другим входом фазового детектора включены последовательно второй и третий смесители, другие входы которых подключены к выходам полутактовой и несущей частот блока синхронизации соответственно.

На фиг. 1 изображена структурная схема предлагаемого приемника, на фиг. 2 -

спектральные диаграммы, отображающие процесс обработки сигнала в приемнике.

Приемник фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой содержит полосовой фильтр 1, первый смеситель 2, дифференцирующую цепь 3, дополняющий фильтр 4, блок 5 синхронизации, второй смеситель 6, третий смеситель 7 и фазовый детектор 8.

Приемник работает следующим образом.

На вход полосового фильтра 1 поступает сигнал $A(t)\cos[2\pi f_N t + \varphi(N + \varphi_N)]$ с манипуляцией фазы на 180° , т.е. $\varphi(t) \in [0, \pi]$, и с модуляцией амплитуды на длине тактового интервала $[0, \tau]$ по синусоидальному закону с частотой, равной половине тактовой частоты, т.е.

$A(t) = \sin(\pi f_T t + \varphi_T) \cdot t \in [0, \tau]$ спектр которого ограничен одной боковой полосой (ОБП), где f_N, φ_N - несущая частота и начальная фаза входного фазоманипулированного сигнала, соответственно; f_T, φ_T - частота и начальная фаза сигнала на тактовой частоте, соответственно; τ - длина такта или длительность информационной посылки манипулирующей последовательности.

С выхода полосового фильтра 1 сигнал (фиг. 2а) поступает на первый вход первого смесителя 2, на второй вход которого поступает сигнал $\cos(2\pi f_{оп} t + \varphi_{оп})$ с выхода несущей частоты блока 5 синхронизации (фиг. 2б). Значение несущей частоты f_N' фазоманипулированного сигнала ОБП на выходе первого смесителя 2 принимается численно равным половине тактовой частоты манипулирующей последовательности $f_N' = 0,5 f_T$ (фиг. 2в). При этом все гармоники спектра сигнала ОБП получают дополнительный фазовый сдвиг ($\varphi_{оп}$), определяемый начальной фазой $\varphi_{оп}$ опорного колебания на частоте $f_{оп}$.

На выходе дифференцирующей цепи 3 формируется двухполосный фазоманипулированный сигнал с прямоугольной манипулирующей посылкой на несущей частоте, численно равной тактовой, начальная фаза которой равна $(\varphi_N + \varphi_T(2 - \varphi_{оп}))$, т.е. $A'(t)\cos[2\pi(f_N' + 0,5 f_T)t + \varphi(t) + (\varphi_N + \varphi_T(2 - \varphi_{оп}))]$, где $A'(t)$ - огибающая двухполосного фазоманипулированного сигнала с прямоугольной манипулирующей посылкой (фиг. 2г). Таким образом в приемнике фазоманипулированных сигналов ОБП с полностью подавленной несущей осуществляется симметрирование спектра

относительно частоты $f_H + \frac{1}{2} f_T$ при передаче верхней боковой полосы.

При этом коэффициент передачи дифференцирующей цепи 3 определяется отношением спектральной плотности сигнала ФМ ОПБ с прямоугольной огибающей манипулирующей посылки на несущей частоте $(f_H + \frac{1}{2} f_T)$ определенной в полосе $f \in [f_H, f_H + \Delta f]$ и спектральной плотности сигнала ФМ ОБП с конусоидальной огибающей манипулирующей посылки на несущей f_H в той же полосе частот и равен $K(jf) = j2\pi [f_H - (f_H - 0,5 f_T)]$, $f \in [f_H, f_H + \Delta f]$.

В общем случае коэффициент передачи 5 дифференцирующей цепи 3 определяется параллельным соединением простейшей дифференцирующей цепочки $j2\pi f$ и преобразователя по Гильберту с коэффициентом передачи $j2\pi (f_H - 0,5 f_T)$, однако при $f_H = \frac{1}{2} f_T$ ее структура соответствует дифференцирующей цепи 3.

Таким образом, преобразование несущей частоты фазоманипулированного сигнала ОБП с конусоидальной формой манипулирующей посылки до значения, численно равного половине тактовой частоты, и последующее его дифференцирование позволяют преобразовать его в двухполосный фазоманипулированный сигнал с прямоугольной формой манипулирующей полосы на несущей частоте, значение которой численно равно тактовой частоте. Дополняющий фильтр 4 необходим, если полоса частот канала связи не равна f_T . В этом случае спектр двухполосного фазоманипулированного сигнала, формируемого на выходе дифференцирующей цепи 3, будет не симметричным относительно поднесущей, равной f_T и дополняющий фильтр 4 устранивает квадратурную составляющую сигнала. С выхода дифференцирующей цепи 3 через дополняющий фильтр 4 сигнал поступает на вход блока 5 синхронизации.

В блоке 5 синхронизации известными методами (например схема Сифрова, Костаса и др.) из двухполосного фазоманипулированного сигнала с прямоугольной формой манипулирующей посылки происходит формирование опорного колебания на несущей частоте $f_H + \frac{1}{2} f_T$ с начальной фазой $(\varphi_H + 0,5 \varphi_T - \varphi_{оп})$, т.е.

$$\cos [2\pi (f_H + 0,5 f_T) t + (\varphi_H + 0,5 \varphi_T - \varphi_{оп})]$$

и опорного колебания полутактовой частоты $\cos (\pi f_T t + 0,5 \varphi_T)$ схемой

тактовой синхронизации (фиг.2д). Сформированные опорные колебания с выходов полутактовой частоты блока 5 синхронизации поступают соответственно на первый и второй входы второго смесителя 6, на выходе которого выдвывается сигнал разностной частоты $\cos (2\pi f_H t + \varphi_H - \varphi_{оп})$ (фиг.2е). Сигнал с выхода второго смесителя 6 поступает на первый вход третьего смесителя 7, на второй вход которого поступает опорное колебание несущей частоты $\cos (2\pi f_{оп} t + \varphi_{оп})$ с выхода несущей блока 5 синхронизации. На выходе третьего смесителя 7 при этом формируется опорное колебание, когерентное с несущей частотой входного фазоманипулированного сигнала с ОБП, т.е. $\cos (2\pi f_H t + \varphi_H)$ (фиг.2е).

После перемножения входного фазоманипулированного сигнала ОБП и опорного, сформированного третьим смесителем 7, на выходе фазового детектора 8 формируется информационная последовательность конусоидальных импульсов (фиг.2ж).

Структура блока 5 синхронизации в зависимости от стабильности несущей частоты входного сигнала ФМ ОБП может быть реализована согласно двум функциональным схемам. В первом случае при высокой стабильности несущей частоты структура блока 5 синхронизации включает опорный высокостабильный несинхронизируемый гетеродин с частотой $f_{оп} = f_H - 0,5 f_T$ и с начальной фазой $\varphi_{оп}$ и схемы формирования когерентных поднесущей колебания и тактовой частоты из фазоманипулированного сигнала с двумя боковыми полосами на тактовой несущей.

При частотной нестабильности несущей входного сигнала ФМ ОБП блок 5 синхронизации может быть реализован по схеме, которая включает схему синхронизации по несущей, например, выполненную по схеме Сифрова и схему синхронизации по тактовой частоте, например, выполненную по схеме перемножения двух тактовых информационных последовательностей, сдвинутых друг относительно друга на полтакта.

Повышение помехоустойчивости в предлагаемом приемнике в сравнении с известным объясняется следующим образом.

В схеме известного устройства часть Δf_1 полосы пропускания ка-

нала отводится для передачи синхронизации и лишь оставшаяся часть Δf_2 используется для передачи информации.

В предлагаемом устройстве канал синхронизации образуется путем непосредственной обработки информационного сигнала. Следовательно, в этом случае вся полоса пропускания канала используется для передачи информации. Поскольку энергия посылки, передаваемая в полосе, Δf будет больше, чем энергия посылки в полосе Δf_2 (так как $\Delta f = \Delta f_1 + \Delta f_2$), то помехоустойчивость приема одиночных импульсов, определяемая отношением энергии сигнала к спектральной мощности шума, будет выше в предлагаемом устройстве, чем в известном.

В предлагаемом устройстве снижается также влияние межсимвольной интерференции, приводящей к увеличению вероятности ошибки. Это

объясняется тем, что длительность переходных процессов Δt , являющихся функцией, обратно пропорциональной ширине полосы пропускания канала ($\Delta t \sim 1/\Delta f$), уменьшается в предлагаемом устройстве путем расширения информационной полосы пропускания канала.

- 10 Третьим фактором, определяющим повышение помехоустойчивости, является формирование сигнала, когерентного с сигналом несущей частоты, в предлагаемой схеме из сигнала с большей энергией, что уменьшит влияние канала синхронизации на вероятность ошибки. После прохождения дополняющего фильтра 4 формируется двухполосный сигнал в полосе Δf , а в известном устройстве в полосе Δf_1 , где размещается лишь часть спектральных составляющих входного фазоманипулированного сигнала.

