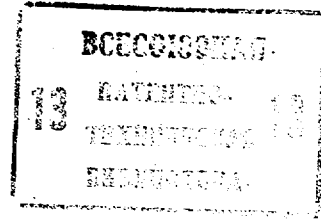




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



- (21) 3373827/18-09
- (22) 29.12.81
- (46) 07.10.83. Бюл. № 37
- (72) М. Ю. Хоменок
- (71) Минский радиотехнический институт
- (53) 621.394.62(088.8)
- (56) 1. Заездный А. М. и др. Фазоразностная модуляция. М., "Связь", 1967, с. 94-95.
- 2. Спиткер Дж. Цифровая спутниковая связь. М., "Связь", 1979, с. 280 (прототип).

(54)(57) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С ДВУКРАТНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ, содержащее два согласованных фильтра и последовательно соединенные первый элемент задержки, первый перемножитель, первый фильтр нижних частот и первый управляемый генератор, а также второй элемент задержки, выход которого подключен к первому входу второго перемножителя, отличающееся тем, что, с целью повышения помехоустойчивости, в него вве-

дены два преобразователя частоты, вычитающий блок, второй фильтр нижних частот, второй управляемый генератор и сумматор, первый вход которого соединен с первым входом вычитающего блока, с входом первого элемента задержки, с вторым входом первого перемножителя и с выходом первого преобразователя частоты, первый вход которого соединен с первым входом второго преобразователя частоты, к второму входу которого подключен выход второго управляемого генератора, вход которого соединен с выходом второго фильтра нижних частот, к входу которого подключен выход второго перемножителя, второй вход которого соединен с входом второго элемента задержки, с выходом второго преобразователя частоты и с вторыми входами сумматора и вычитающего блока, выходы которых подключены соответственно к входам первого и второго согласованных фильтров, при этом выход первого управляемого генератора соединен с вторым входом первого преобразователя частоты.

(19) SU (11) 1046963 A

Изобретение относится к технике связи и может использоваться в устройствах обработки сигналов с двукратной фазовой манипуляцией, с квадратным сдвигом информационных последовательностей в радиосвязи, радиолокации и при радиоизмерениях.

Известен приемник сигналов с двукратной фазовой манипуляцией, содержащий последовательно соединенные умножитель частоты на четыре, узкополосный фильтр и делитель частоты на четыре, выход которого подключен к первому входу фазового детектора сигналов двукратной фазовой манипуляции, а второй вход фазового детектора и вход умножителя частоты соединены с выходом приемника [1].

Однако помехоустойчивость известного приемника в сравнении с идеальным приемником невысока. Потери помехоустойчивости вызваны значительным влиянием неидеальности канала синхронизации на достоверность приема информации и наличием значительной межсимвольной интерференции в силу ограниченной полосы пропускания канала связи.

Наиболее близким техническим решением к предлагаемому является устройство для приема сигналов с двукратной фазовой манипуляцией, содержащее два согласованных фильтра и последовательно соединенные первый элемент задержки, первый перемножитель, первый фильтр нижних частот и первый управляемый генератор, а также второй элемент задержки, выход которого подключен к первому входу второго перемножителя [2].

Однако это устройство имеет низкую помехоустойчивость.

Цель изобретения - повышение помехоустойчивости.

Для достижения поставленной цели в устройство для приема сигналов с двукратной фазовой манипуляцией, содержащее два согласованных фильтра и последовательно соединенные первый элемент задержки, первый перемножитель, первый фильтр нижних частот и первый управляемый генератор, а также второй элемент задержки, выход которого подключен к первому входу второго перемножителя, введены два преобразователя частоты, вычитающий блок, второй фильтр нижних частот, второй управляемый генератор и сумматор, первый вход которого соединен с первым входом вычитающего блока, с входом первого элемента задержки, с вторым входом первого перемножителя и с вы-

ходом первого преобразователя частоты, первый вход которого соединен с первым входом второго преобразователя частоты, к второму входу которого подключен выход второго управляемого генератора, вход которого соединен с выходом второго фильтра нижних частот, к входу которого подключен выход второго перемножителя, второй вход которого соединен с входом второго элемента задержки, с выходом второго преобразователя частоты и с вторыми входами сумматора и вычитающего блока, выходы которых подключены соответственно к входам первого и второго согласованных фильтров, при этом выход первого управляемого генератора соединен с вторым входом первого преобразователя частоты.

На чертеже представлена структурная электрическая схема предлагаемого устройства.

Устройство для приема сигналов с двукратной фазовой манипуляцией содержит первый преобразователь 1 частоты, первый управляемый генератор 2, первый перемножитель 3, первый элемент задержки 4, первый фильтр нижних частот 5, второй преобразователь 6 частоты, второй управляемый генератор 7, второй перемножитель 8, второй элемент задержки 9, второй фильтр нижних частот 10, сумматор 11, вычитающий блок 12, первый и второй согласованные фильтры 13 и 14 соответственно.

Устройство работает следующим образом.

Входной фазоманипуляционный сигнал

$$\left[\frac{1}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) + \frac{1}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \right]$$

с входа устройства поступает на соответствующие входы первого и второго преобразователей частоты 1 и 6, на другие входы которых поступают соответственно сигналы:

$$\cos[2\pi(f_n - 0,5 f_T)t + \varphi_{0n1}] \text{ и}$$

$$\cos[2\pi(f_n + 0,5 f_T)t + \varphi_{0n2}]$$

с выходов первого и второго управляемых генераторов 2 и 7. Несущая частота фазоманипулированного сигнала на выходе первого и второго преобразователей 1 и 6 принимается равной половине тактовой частоты манипуляционных последовательностей.

Таким образом, сигнал на выходе первого преобразователя 1 определяется выражением

$$\left[\frac{1}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) + \frac{1}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) \right],$$

а на выходе второго преобразователя 6

$$\left[\frac{1}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(\pi f_T t - \varphi_H + \varphi_{оп2}) - \frac{1}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(\pi f_T t - \varphi_H + \varphi_{оп2}) \right],$$

где f_H , φ_H — соответственно несущая частота и начальная фаза входного фазоманипулированного сигнала; $\varphi_{оп1}$, $\varphi_{оп2}$ — соответственно начальные фазы опорных сигналов, формируемых на выходе первого и второго управляемых генераторов 2 и 7; $A_1(t)$, $A_2(t)$ — манипулирующие информационные последовательности с временным сдвигом друг относительно друга на полтакта; f_T , φ_T , τ — соответственно тактовая частота, начальная фаза сигнала тактовой частоты, 25 длина такта или длительность посылки манипулирующих последовательностей.

Сигнал с выхода первого преобразователя 1 поступает на второй вход первого перемножителя 3 и через первый элемент задержки 4 на первый вход первого перемножителя 3.

Задержка сигнала в первом элементе задержки 4 равна половине длительности манипулирующей посылки. Следовательно сигнал на выходе первого перемножителя 3 определяется выражением

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) A_1(t - \frac{\tau}{2}) \cos[\pi f_T (t - \frac{\tau}{2}) + \varphi_H - \varphi_{оп1}] + \\ & + \frac{1}{2} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) A_2(t - \frac{\tau}{2}) \sin[\pi f_T (t - \frac{\tau}{2}) + \varphi_H - \varphi_{оп1}] + \\ & + \frac{1}{2} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) A_2(t - \frac{\tau}{2}) \sin[\pi f_T (t - \frac{\tau}{2}) + \varphi_H - \varphi_{оп1}] + \\ & + \frac{1}{2} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_H - \varphi_{оп1}) A_1(t - \frac{\tau}{2}) \cos[\pi f_T (t - \frac{\tau}{2}) + \varphi_H - \varphi_{оп1}] \end{aligned} \quad (1)$$

Поскольку сигнал с выхода первого перемножителя 3 поступает на вход первого фильтра нижних частот 5, то среднее значение третьего и четвертого слагаемых, соответствующих произведению взаимноортогональных функций, равно нулю. Поэтому полезными являются только первые два слагаемых суммы (1). Следовательно, с учетом указанного,

после преобразований сумма (1) приводится к виду

$$\frac{1}{2} A_1(t) A_1(t - \frac{\tau}{2}) \sin(2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}) - \frac{1}{2} A_2(t) A_2(t - \frac{\tau}{2}) \sin(2\pi f_T t + \varphi_H - 2\varphi_{оп1}). \quad (2)$$

С другой стороны, в спектре произведения задержанных друг относительно друга на половину такта копий информационной последовательности имеется составляющая на тактовой частоте $A_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T)$ с амплитудой $A_T = \sqrt{2/\pi} A_1^2$, причем сдвиг информационной последовательности на полтакта соответствует изменению фазы тактовой частоты на 180° . Тогда, учитывая в (2), что последовательность $A_2(t)$ сдвинута по отношению к последовательности $A_1(t)$ на полтакта, полезную составляющую сигнала определяют, как и для системы с однократной фазовой манипуляцией, в соответствии с выражением

$$A_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T) \sin(2\pi f_T t + 2\varphi_H - 2\varphi_{оп1}). \quad (3)$$

Возникающие биения между несущим колебанием фазоманипулированного сигнала на тактовой частоте и гармоникой спектра произведения двух копий информационной последовательности, сдвинутых друг относительно друга на полтакта также на тактовой частоте формируют дискриминационную характеристику на выходе первого фильтра нижних частот 5 в соответствии с выражением

$$\sin(2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T). \quad (4)$$

Сигнал на выходе первого фильтра нижних частот 5 используется для подстройки частоты первого управляемого генератора 2 с целью устранения сдвига фаз между несущей и тактовой частотами входного фазоманипулированного сигнала. В режиме синхронизма $\sin(2\varphi_H - 2\varphi_{оп1} - \varphi_T) = 0$. Следовательно, фаза опорного колебания на выходе первого управляемого генератора 2 равна

$$\varphi_{оп1} = (\varphi_H - \varphi_T / 2). \quad (5)$$

Соответственно в режиме синхронизма устанавливается когерентность между несущей частотой входного фазоманипулированного сигнала и тактовой частотой информационных последовательностей.

Часть схемы, включающая второй преобразователь 6 частоты, второй пере-

множитель 8, второй элемент задержки 9 и второй фильтр нижних частот 10 преобразует входной сигнал, поступающий на вход сигнала, поступающий на вход второго преобразователя частоты аналогично описанному выше. Отличие состоит в том, что поскольку значение частоты сигнала второго управляемого генератора 7 больше значения несущей частоты входного фазоманипулированного сигнала на половину тактовой частоты, то в режиме синхронизма начальная фаза $\varphi_{оп2}$ сигнала на выходе второго управляемого генератора 7 равна

$$\varphi_{оп2} = (\varphi_n + \varphi_T / 2). \quad (6)$$

Соответственно в режиме синхронизма сигнал на выходе первого преобразователя 1 определяется выражением

$$\frac{1}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T / 2) + \frac{1}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T / 2), \quad (7)$$

а на выходе второго преобразователя 6

$$\frac{1}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T / 2) - \frac{1}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T / 2). \quad (8)$$

Таким образом, на выходе сумматора 11 будет сформирована информационная последовательность косинусоидальных

импульсов $\frac{2}{\sqrt{2}} A_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T / 2)$, а

на выходе вычитающего блока 12 — информационная последовательность косинусоидальных импульсов

$$\frac{2}{\sqrt{2}} A_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T / 2),$$

которые далее поступают соответственно на входы первого и второго согласованных фильтров 13 и 14. Причем демодулированная таким образом кодовая последовательность будет сопряжена с манипулирующей, соответственно $A_1(t)$ или $A_2(t)$ относительно опорной прямоугольной периодической последовательности скважности для той же тактовой частоты с алгоритмом сопряжения — суммирование по модулю два.

Таким образом, повышение помехоустойчивости, достигаемое в предлагаемом устройстве относительно схемы прототипа, определяется следующими факторами.

За счет более эффективного восстановления опорного колебания, соответствующего помехоустойчивости формирования опорного колебания на тактовой частоте по методу перемножения двух копий информационной последовательности, сдвинутых друг относительно друга на половину длительности информационной посылки, и за счет уменьшения влияния межсимвольной интерференции.

Действительно, отношение сигнал/шум по мощности $Q_{вых}$ на выходе устройства, реализованной по методу перемножения двух информационных последовательностей, сдвинутых друг относительно друга на полтакта, при большом отношении сигнал/шум на входе $Q_{вх} \gg 1$, $Q_{вых} =$

$$= \frac{2}{\pi^2} Q_{вх} \frac{\Delta f}{\Delta F} \quad (\text{потери } \sim 7 \text{ дБ}), \text{ а при}$$

$$Q_{вх} \ll 1, \Delta Q_{вых} = \frac{4}{\pi^2} Q_{вх}^2 \frac{\Delta f}{\Delta F}, \text{ где}$$

Δf — полоса сигнала на входе; ΔF — полоса пропускания согласованного фильтра, осуществляющего селекцию компоненты тактовой частоты.

Соответственно при $Q_{вх} \gg 1$ отношение сигнал/шум на выходе перемножи-

теля $Q_{вых} = \frac{1}{4} Q_{вх} \frac{\Delta f}{\Delta F}$ (потери состав-

$$\text{ляют } 6 \text{ дБ}), \text{ а при } Q_{вх} \Delta f \ll 1, Q_{вых} =$$

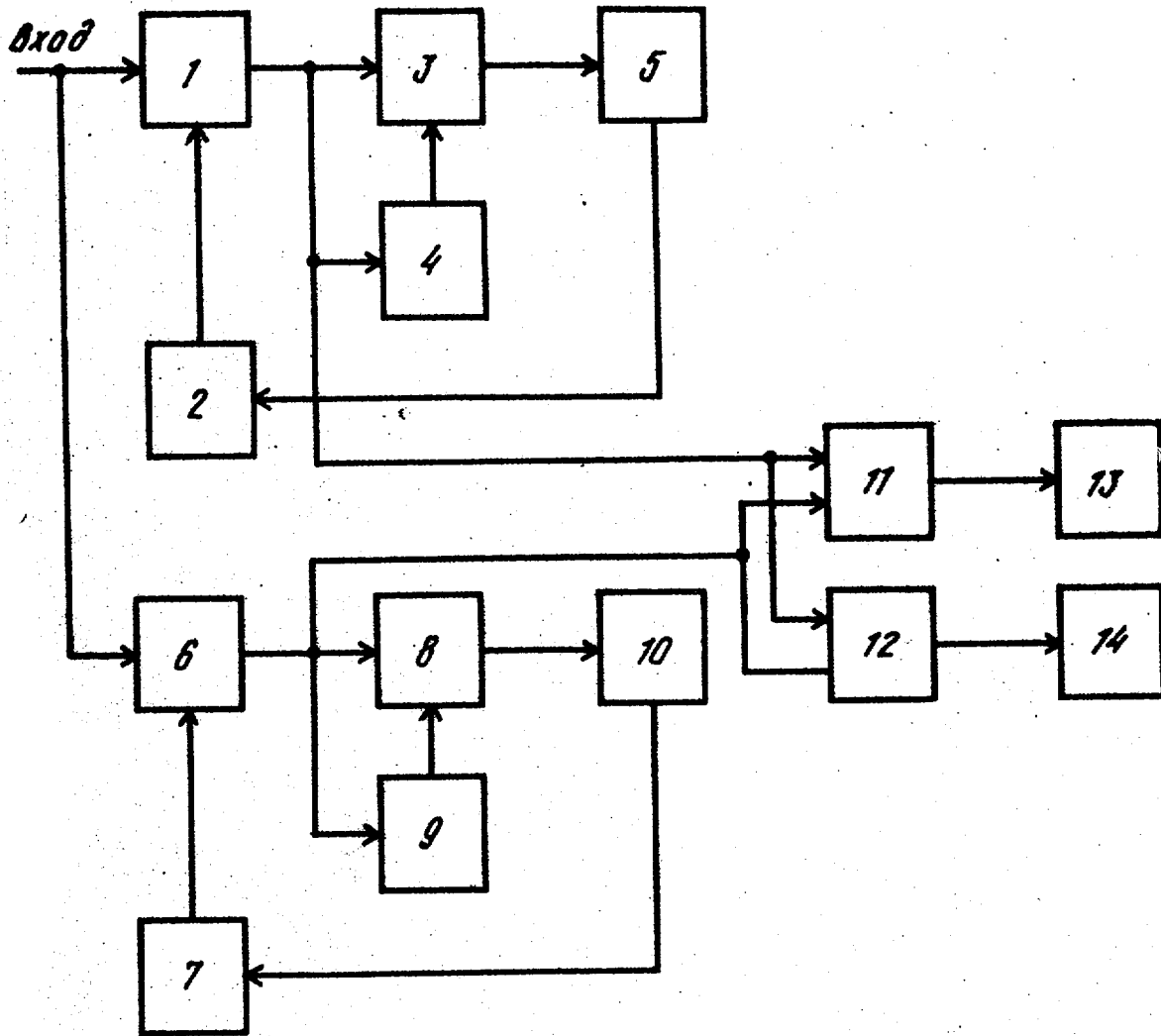
$$= \frac{1}{2} Q_{вх}^2 \frac{\Delta f}{\Delta F}.$$

Поскольку в схеме прототипа используется последовательное включение двух квадратов, то при $Q_{вх} \gg 1$, $Q_{вых} =$

$$= \frac{1}{16} Q_{вх} \frac{\Delta f}{\Delta F} \text{ при } Q_{вх} \ll 1, Q_{вых} =$$

$$= \frac{1}{8} Q_{вх}^4 \frac{\Delta f}{\Delta F}.$$

Следовательно, выигрыш в отношении сигнал/шум в предлагаемом устройстве в сравнении со схемой прототипа не менее 5 дБ при большом отношении сигнал/шум на входе, при $Q_{вх} \ll 1$ достигаемый выигрыш зависит от величины значения отношения сигнал/шум на входе устройства.



Составитель А. Москович

Редактор Т. Портная Техред М. Тепер Корректор А. Дзятко

Заказ 7755/58 Тираж 677 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