

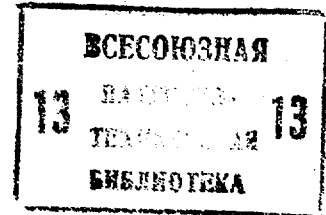


(51)4 Н 04 L 27/22

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



- (21) 3501083/24-09
(22) 11.10.82
(46) 07.08.85. Бюл. № 29
(72) М.Ю.Хоменок
(71) Минский радиотехнический институт
(53) 621.376.52(088.8)
(56) Гуров В.С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. М.: Связь, 1974, с. 260.
Авторское свидетельство СССР
№ 1096761, кл. Н 04 L 27/22, 1981.

(54) (57) ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ, содержащий первый фазовый детектор, узкополосный фильтр, полосовой фильтр, выход которого соединен с первым входом первого преобразователя частоты, выход которого подключен к входу первого дифференцирующего элемента, второй и третий преобразователи частоты, отличающийся тем, что, с целью увеличения объема принимаемой информации, в него введены четвертый преобразователь частоты, второй дифференцирующий элемент, первый и второй усилители, второй фазовый детектор, первый, второй и третий фазовращатели, первый, второй, третий и четвертый суммирующие блоки, первый и второй амплитудные ограничители, инвертор, первый, второй и третий сумматоры по модулю два, первая и вторая линии задержки, первый и второй перемножители, первый и второй фильтры нижних частот, первый и второй интеграторы и делитель частоты на два, выход которого через первый фазовращатель соединен

с первым входом первого перемножителя и с первым входом первого фазового детектора, второй вход которого соединен с выходом первого интегратора, вход которого подключен к выходу первого перемножителя, второй вход которого соединен с выходом первого суммирующего блока, первый вход которого подключен к выходу инвертора, вход которого соединен с выходом второго суммирующего блока, с входом первого амплитудного ограничителя и с первым входом третьего суммирующего блока, выход которого соединен с первым входом второго перемножителя, выход которого через второй интегратор подключен к первому входу второго фазового детектора, второй вход которого соединен с вторым входом второго перемножителя, с выходом делителя частоты на два, вход которого соединен с выходом узкополосного фильтра, вход которого подключен к выходу первого сумматора по модулю два, первый вход которого соединен с выходом первого управляемого генератора, с вторым входом первого преобразователя частоты и с входом второго фазовращателя, выход которого подключен к первому входу второго преобразователя частоты, второй вход которого соединен с выходом полосового фильтра, с первым входом третьего преобразователя частоты и с первым входом четвертого преобразователя частоты, второй вход которого соединен с выходом третьего фазовращателя, вход которого подключен к второму входу третьего преобразователя частоты, к второму входу первого

сумматора по модулю два и к выходу второго управляемого генератора, вход которого подключен к выходу первого фильтра нижних частот, вход которого соединен с выходом второго сумматора по модулю два, первый вход которого соединен с выходом первой линии задержки, вход которой подключен к второму входу второго сумматора по модулю два и к выходу второго амплитудного ограничителя, вход которого соединен с вторыми входами первого и третьего суммирующих блоков и с выходом четвертого суммирующего блока, первый вход которого соединен с выходом второго дифференцирующего элемента, вход которого подключен к выходу третьего преобразователя час-

тоты, выход четвертого преобразователя частоты через первый усилитель подключен к второму входу четвертого суммирующего блока, выход второго преобразователя частоты через второй усилитель подключен к первому входу второго суммирующего блока, второй вход которого соединен с выходом первого дифференцирующего элемента, выход первого амплитудного ограничителя соединен с первым входом третьего сумматора по модулю два и с входом второй линии задержки, выход которой соединен с вторым входом третьего сумматора по модулю два, выход которого через второй фильтр нижних частот подключен к входу первого управляемого генератора.

1

Изобретение относится к электро-связи и может быть использовано в устройствах обработки сигналов.

Целью изобретения является увеличение объема принимаемой информации.

На чертеже изображена структурная электрическая схема предложенного приемника фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой.

Приемник фазоманипулированных сигналов с одной боковой полосой содержит полосовой фильтр 1, первый преобразователь 2 частоты, первый дифференцирующий элемент 3, первый суммирующий блок 4, первый амплитудный ограничитель 5, первая линия 6 задержки, первый сумматор 7 по модулю два, первый фильтр 8 нижних частот, первый управляемый генератор 9, первый фазовращатель 10, второй преобразователь 11 частоты, первый усилитель 12, третий преобразователь 13 частоты, второй дифференцирующий элемент 14, второй суммирующий блок 15, второй амплитудный ограничитель 16, вторая линия 17 задержки, второй сумматор 18 по модулю два, второй фильтр 19 нижних частот, второй управляемый генератор 20, второй фазовращатель 21, четвертый преобразователь 22 частоты, второй

2

усилитель 23, третий суммирующий блок 24, инвертор 25, четвертый суммирующий блок 26, первый и второй перемножители 27 и 28, первый и второй интеграторы 29 и 30, третий сумматор 31 по модулю два, узкополосный фильтр 32, делитель 33 частоты на два, третий фазовращатель 34, первый и второй фазовые детекторы 35 и 36.

Приемник работает следующим образом.

На вход полосового фильтра 1 поступает сигнал с одной боковой полосой, которая соответствует верхней боковой полосе сигнала на несущей $\sin \pi \times (2\pi f_0 t + \varphi_0)$ с амплитудной балансной модуляцией по закону, определяемому суммой двух информационных двоичных последовательностей с квадратурным сдвигом и с косинусоидальной огибающей манипулирующей посылки, т.е. входной сигнал приемника определяется верхней боковой полосой сигнала

$$[\alpha_1(t) \sin \pi f_T t + \varphi_T(2) + \alpha_2(t) \cos \pi f_T t + \varphi_T/2] \times \sin (2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

где $\alpha_1(t), \alpha_2(t) \in \pm 1$ - информационные двоичные последовательности с квадратурным сдвигом;

f_0, φ_0 - соответственно частота и начальная фаза несущей входного сигнала;

f_T, φ_T - соответственно частота и начальная фаза сигнала тактовой частоты манипулирующих последовательностей.

Спектр входного сигнала фазовой манипуляции с одной боковой полосой ФМ ОБП определен в полосе Найквиста, т.е. произведение $\Delta f \tau_n = 1$, где Δf - полоса пропускания фильтра 1, τ_n - длительность манипулирующей посылки. Входной сигнал ФМ ОБП представляет собой сигнал с двумя боковыми полосами (ДБП) двукратной фазовой манипуляции (ДФМ) на несущей ($f_0 + 0,5 f_T$) в полосе Найквиста с квадратурным сдвигом информационных последовательностей и с прямоугольной огибающей манипулирующей посылки (ПОМП), спектр которого скорректирован таким образом, что спектр каждой из двух составляющих сигнала ДФМ на квадратурных несущих соответствует верхней боковой полосе фазоманипулированного сигнала с косинусоидальной огибающей манипулирующей посылки (КОМП), соответственно $\sin(\pi f_T t + \varphi_T/2)$ или $\cos(\pi f_T t + \varphi_T/2)$ на одной и той же несущей $\sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)$.

Таким образом, входной сигнал ОБП может быть сформирован путем фильтрации верхней боковой полосы из сигнала (1) или путем коррекции спектра, определенного в полосе Найквиста, сигнала ДФМ ДБП с прямоугольной огибающей манипулирующей посылки (сигнала ДФМ ДБП ПОМП) на несущей ($f_0 + 0,5 f_T$) с квадратурным сдвигом информационных последовательностей.

С выхода фильтра 1 сигнал поступает на первый вход преобразователя 2 частоты и на второй вход преобразователя 11 частоты, соответственно на второй и первый входы которых поступают соответственно опорные сигналы $\cos(2\pi f_0 t + \varphi_{оп1})$ с выхода управляемого генератора 9 и $\sin(2\pi f_0 t + \varphi_{оп1})$ с выхода фазовращателя 21 на 90° , где $\varphi_{оп1}$ - начальная фаза опорного сигнала управляемого генератора 9.

Несущая частота входного сигнала ФМ ОБП КОМП на выходах преобразователей 2 и 11 частоты принимается равной нулю. С выхода преобразователя 2 частоты сигнал поступает через

дифференцирующий элемент 3 на второй вход суммирующего блока 15, а с выхода преобразователя 11 частоты через усилитель 23 с коэффициентом передачи, численно равным $0,5 f_T$, - на первый вход суммирующего блока 15. На выходе суммирующего блока 15 формируется сигнал ДФМ ДБП ПОМП на полутактовой несущей. При этом выражение для единичной посылки сигнала ДФМ ДБП ПОМП имеет вид

$$P_1(t) \sin(\pi f_T t + \varphi) + P_2(t) \cos(\pi f_T t + \varphi), \quad (2)$$

где $P_1(t)$, $P_2(t)$ - соответственно огибающие посылок информационных последовательностей $a_1(t)$ и $a_2(t)$ синфазного и квадратурного каналов, причем $P_1(t)$ и $P_2(t)$ смещены друг относительно друга на полтакта $\tau_n/2$ и соответствуют отклику идеального фильтра нижних частот, полоса пропускания которого соответствует полосе Найквиста на прямоугольный импульс;

$\varphi_1 = (\varphi_0 + \varphi_T/2 - \varphi_{оп1})$ - разность начальной фазы гармоники спектра входного сигнала на частоте $f_0 + 0,5 f_T$, соответственно $(\varphi_0 + \varphi_T/2)$, и начальной фазы $\varphi_{оп1}$ опорного сигнала управляемого генератора 9.

Кроме того, с выхода полосового фильтра 1 сигнал поступает на первые входы преобразователей 13 и 22 частоты, на вторые входы которых поступают соответственно сигналы $\cos[2\pi \times (f_0 + f_T)t + \varphi_{оп2}]$ с выхода управляемого генератора 20 и сигнал $\sin[2\pi (f_0 + f_T)t + \varphi_{оп2}]$ с выхода фазовращателя 34 на 90° . Несущая частота входного сигнала ФМ ОБП КОМП на выходе преобразователей 13 и 22 частоты принимается равной тактовой.

С выхода преобразователя 13 частоты сигнал поступает через дифференцирующий элемент 14 на первый вход суммирующего блока 26, а с выхода преобразователя 22 частоты через усилитель 12 с коэффициентом передачи, численно равным $1,5 f_T$, - на второй вход суммирующего блока 26. На выходе суммирующего блока 26 формируется сигнал ДФМ ДБП ПОМП на полутактовой несущей, выражение для одиночной посылки которого имеет вид

$$-P_1(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_2) + P_2(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_2), \quad (3)$$

где $\varphi_2 = (\varphi_{оп2} - \varphi_0 - \varphi_T/2)$ - разность начальной фазы $\varphi_{оп2}$ опорного сигнала управ-

ляемого генератора 20 и начальной фазы гармоники спектра входного сигнала на частоте $(f_0 + 0.5 f_T)$, соответственно $(\varphi_0 + \varphi_T/2)$.

Следовательно, параллельное соединение двух ветвей, содержащих соответственно последовательно включенные преобразователь 2 частоты, дифференцирующий элемент 3 и преобразователь 11 частоты, усилитель 23, представляет собой первый частотный корректор с коэффициентом передачи $K_{1k}(f)$, преобразующий сигнал ФМ ОБП КОМП с несущей, равной нулю, в сигнал ФМ ДБП ПОМП на полутактовой несущей, которые определены в полосе Найквиста.

Аналогично, параллельное соединение двух ветвей, содержащих соответственно последовательно включенные преобразователь 13 частоты, дифференцирующий элемент 14 и преобразователь 22 частоты, усилитель 12 представляет собой второй частотный корректор с коэффициентом передачи $K_{2k}(f)$, преобразующий сигнал ФМ ОБП КОМП, спектр которого в силу преобразования несущей частоты в преобразователях 13 и 22 частоты соответствует нижней боковой полосе входного сигнала на тактовой несущей, в сигнал ФМ ДБП ПОМП на полутактовой несущей, причем на выходе первого частотного корректора формируется сигнал в соответствии с (2), а на выходе второго частотного корректора - в соответствии с (3).

Таким образом, сигнал на выходах суммирующих блоков 15 и 26 представляет собой частотноограниченный в полосе Найквиста сигнал ДФМ ДБП с квадратурным сдвигом информационных последовательностей, аналитическое выражение которого может быть записано в виде $A(t) \cos[\pi f_T t + \varphi(t)]$, (4) где $A(t)$ и $\varphi(t)$ - соответственно огибающая и фаза сигнала ДФМ.

Последовательно соединенные амплитудный ограничитель 5, линия 17 задержки, сумматор 31 по модулю два, фильтр 19 нижних частот, управляемый генератор 9, фазовращатель 21 вместе с элементами первого частотного корректора, аналогично последовательно соединенные амплитудный ограничитель 16, линия 6 задержки, сумматор 18 по модулю два, фильтр 8

нижних частот, управляемый генератор 20, фазовращатель 34 вместе с элементами второго частотного корректора соответствуют схемам ФАП, назначение которых состоит в формировании опорных сигналов, когерентных соответственно с несущей входного сигнала и с гармоникой спектра входного сигнала на частоте $(f_0 + f_T)$, выделяемых соответственно на выходах управляемых генератора 9 и 20.

Действительно, сигнал с выхода суммирующего блока 15 поступает на (идеальный) амплитудный ограничитель 5, на выходе которого формируется двоичная импульсная последовательность в соответствии с (4). С выхода амплитудного ограничителя 5 сигнал поступает на первый вход сумматора 31 по модулю два и через линию задержки 17, время задержки в которой равно $\tau_n/2$, на второй вход сумматора 31 по модулю два, который эквивалентен аналоговому перемножителю двоичных последовательностей, исходной, формируемой в амплитудном ограничителе 5, и задержанной на полтакта в линии 17 задержки.

Таким образом, сигнал на выходе сумматора 31 по модулю два определяется выражением

$$\begin{aligned} & \text{sign} \{ \cos[\pi f_T t + \varphi(t)] \} \text{sign} \{ \cos[2\pi f_T (t - \tau_n/2) + \\ & + \varphi(t - \tau_n/2)] \} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{16}{\pi^2 (2k+1)^2} \cos\{ (2k+1) \times \\ & \times [\pi f_T t + \varphi(t)] \} \cos\{ (2k+1) [\pi f_T (t - \tau_n/2) + \\ & + \varphi(t - \tau_n/2)] \} + \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+n} 16}{\pi^2 (2k+1)(2n+1)} \times \\ & \times \cos\{ (2k+1) [\pi f_T t + \varphi(t)] \} \cos\{ (2n+1) [\pi f_T (t - \tau_n/2) + \\ & + \varphi(t - \tau_n/2)] \} \end{aligned} \quad (5)$$

Поскольку на выходе сумматора 31 по модулю два включен фильтр 19 нижних частот, определяющий ширину полосы пропускания следящего кольца ФАП, то члены двойной суммы (5) не участвуют в формировании сигнала управления управляемого генератора 9. Кроме того, пренебрегая в первой сумме (5) членами, для которых $k \neq 0$, в силу их малости, сигнал управления управляемого генератора 9 определится произведе-

дением сигналов, соответствующих первым спектральным полосам на выходе амплитудного ограничителя 5

$$\cos[\pi f_T t + \varphi(t)] \cos[\pi f_T (t - \tau_n/2) + \varphi(1 - \tau_n/2)] \quad (6)$$

В выражении (6) амплитуды сомножителей постоянны, что является следствием формирующих свойств (идеального) амплитудного ограничителя 5. Таким образом, в (6) каждый из сомножителей соответствует сигналу ДФМ с прямоугольной манипулирующей посылкой и с неограниченной по частоте шириной спектра, который представляется в виде суммы двух сигналов однократной ФМ на 180° на квадратурных несущих, т.е.

$$\cos[\pi f_T t + \varphi(t)] \approx \frac{1}{\sqrt{2}} [\alpha_1(t) \sin(\pi f_T t + \varphi) + \alpha_2(t) \cos(\pi f_T t + \varphi)] \quad (7)$$

Следовательно, сигнал на выходе сумматора 31 по модулю два определится выражением

$$\begin{aligned} & [\alpha_1(t) \sin(\pi f_T t + \varphi) + \alpha_2(t) \cos(\pi f_T t + \varphi)] \\ & [\alpha_1(t - \tau_n/2) \sin[\pi f_T (t - \tau_n/2) + \varphi] + \alpha_2(t - \tau_n/2) \times \\ & \times \cos[\pi f_T (t - \tau_n/2) + \varphi]] = \alpha_1(t) \alpha_1(t - \tau_n/2) \times \\ & \times \sin(\pi f_T t + \varphi) \sin[\pi f_T (t - \tau_n/2) + \varphi] + \alpha_2(t) \times \\ & \times \alpha_2(t - \tau_n/2) \cos(\pi f_T t + \varphi) \cos[\pi f_T (t - \tau_n/2) + \varphi] + \\ & + \alpha_1(t) \alpha_2(t - \tau_n/2) \sin(\pi f_T t + \varphi) \cos[\pi f_T \times \\ & \times (t - \tau_n/2) + \varphi] + \alpha_1(t - \tau_n/2) \alpha_2(t) \sin[\pi f_T \times \\ & \times (t - \tau_n/2) + \varphi] \cos(\pi f_T t + \varphi) \quad (8) \end{aligned}$$

Поскольку сигнал с выхода сумматора 31 по модулю два поступает на вход фильтра 19 нижних частот, то среднее значение третьего и четвертого слагаемых, соответствующих произведению взаимно-ортогональных функций, равно нулю. Поэтому полезными являются только первые два слагаемых суммы (8), определяющие сигнал на выходе фильтра 19 нижних частот.

В режиме отсутствия синхронизма по частоте кольца ФАП, когда $f_{оп1} \neq f_0$, где $f_{оп1}$ - частота опорного сигнала управляемого генератора 9, т.е.

$$f_0 - f_{оп1} = \Delta f_T, \quad (9)$$

а следовательно, несущая частота сигнала ДФМ на выходе суммирующего блока 15 не равна полутактовой, т.е.

$$f_H^1 = f_0 + 0.5 f_T - f_{оп1} = 0.5 f_T + \Delta f_T, \quad (10)$$

выражение, определяющее сигнал управления управляемого генератора 9, запишется в виде

$$\begin{aligned} & \alpha_1(t) \alpha_1(t - \tau_n/2) \sin(2\pi f_M^1 t + \varphi) \sin[2\pi f_M^1 \times \\ & \times (t - \tau_n/2) + \varphi] + \alpha_2(t) \alpha_2(t - \tau_n/2) \cos(2\pi f_M^1 t + \varphi) \times \\ & \times \cos[2\pi f_M^1 (t - \tau_n/2) + \varphi] = \frac{1}{2} \alpha_1(t) \alpha_1(t - \tau_n/2) \times \\ & \times \cos \pi f_M^1 \tau_n - \frac{1}{2} \alpha_1(t) \alpha_1(t - \tau_n/2) \cos(2\pi \cdot 2f_M^1 t - \\ & - \pi f_M^1 \tau_n + 2\varphi) + \frac{1}{2} \alpha_2(t) \alpha_2(t - \tau_n/2) \cos \pi f_M^1 \tau_n + \\ & + \frac{1}{2} \alpha_2(t) \alpha_2(t - \tau_n/2) \cos(2\pi \cdot 2f_M^1 t - \pi f_M^1 \tau_n + 2\varphi). \quad (11) \end{aligned}$$

В (11) первое и третье слагаемое соответствуют дискриминационной характеристике ЧАП, а второе и четвертое слагаемое - дискриминационной характеристике ФАП.

Действительно, первое (соответственно третье) слагаемое в (11) может быть определено, как

$$\begin{aligned} & \alpha_1(t) \alpha_1(t - \tau_n/2) \cos 2\pi f_M^1 \tau_n/2 \Rightarrow n_0 \cos \times \\ & \times [2\pi \cdot (0.5 f_T + \Delta f_T) \tau_n/2] = n_0 \cos(\pi \Delta f_T \tau_n + 90^\circ) = \\ & = -n_0 \sin \pi \Delta f_T \tau_n \quad (12) \end{aligned}$$

где $n_0 = \frac{1}{2} \alpha_1^2$ - постоянная составляющая спектра произведения двух копий информационной последовательности, сдвинутых друг относительно друга на полтакта;

α_1 - амплитуда посылки;

Δf_T - отклонение частоты управляемого генератора 9 от номинального значения f_0 . Таким образом (12) определяет дискриминационную характеристику ЧАП.

С другой стороны, в спектре произведения задержанных друг относительно друга на половину такта копий информационной последовательности имеется составляющая на тактовой частоте $\alpha_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T)$ с амплитудой $\alpha_T = \frac{2}{\pi} \alpha_1^2$. Причем сдвиг информационной последовательности на полтакта соответствует изменению фазы тактовой частоты на 180° . Тогда, учитывая в (11), что последовательность $\alpha_2(t)$ сдвинута по отношению к последовательности $\alpha_1(t)$ на полтакта, полезная составляющая, соответствующая сумме второго и четвертого слагаемых в (11), как и для системы с однократной фазовой манипуляцией, определится выражением

$$\alpha_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T) \cos(2\pi \cdot 2f_M^1 t - \pi f_M^1 \tau_n + 2\varphi). \quad (13)$$

Возникающие биения в (13) между гармоникой спектра произведения двух копий информационной последовательности на тактовой частоте и несущем колебанием в (13) на частоте $2f'_n$, определенным в (10), формируют дискриминационную характеристику ФАП на выходе фильтра 19 нижних частот в соответствии с выражением

$$\frac{1}{2} \alpha_T \cos [2\pi (2f'_M - f_T) t - \pi f'_M \tau_n + 2\varphi - \varphi_T]. \quad (14)$$

$$2f'_M - f_T = 2\Delta f_r; \quad \pi f'_M \tau_n = 90^\circ + \pi \Delta f_r \tau_n;$$

$$2\varphi = 2\varphi_0 + \varphi_T - 2\varphi_{оп1}.$$

Таким образом, (14) примет вид

$$\frac{1}{2} \alpha_T \cos (2\pi \Delta f_r t - 90^\circ - \pi \Delta f_r \tau_n + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}) =$$

$$= \frac{1}{2} \alpha_T \sin (2\pi \Delta f_r t - \pi \Delta f_r \tau_n + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}). \quad (15)$$

В режиме синхронизма по частоте $\Delta f_r = 0$. Соответственно из (15) имеем

$$\alpha_T \sin (2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}) = 0. \quad (16)$$

Поскольку дискриминационные характеристики, соответствующие (12) и (16), должны иметь одинаковую по знаку крутизну, то, как следует из (16), в режиме синхронизма

$$2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1} = \pi. \quad (17)$$

Таким образом,

$$\cos (2\pi f_0 t + \varphi_0 - \pi/2), \quad (18)$$

Следовательно, сигнал на выходе управляемого генератора 9 определяется выражением

$$\cos (\pi f_T t + \varphi_T/2)$$

а сигнал на выходе суммирующего блока 15 в соответствии с (2) и с учетом (18)

$$P_1(t) \sin (\pi f_T t + \varphi_T/2 + \pi/2) + P_2(t) \cos (\pi f_T t + \varphi_T/2 + \pi/2) = P_1(t) \cos (\pi f_T t + \varphi_T/2) - P_2(t) \times \sin (\pi f_T t + \varphi_T/2) \quad (19)$$

Полоса захвата, а соответственно и шумовая полоса ФАП, могут быть принципиально сделаны сколь угодно малыми. При этом в режиме частотного рассогласования следящее кольцо работает как схема частотной автоподстройки (ЧАП). Когда частотная расстройка между несущей входного сигнала ОБП f_0 частотой опорного генератора $f_{оп1}$ соответствует полосе захвата ФАП, то осуществляется режим слежения за фазой несущего сигнала. При

этом сигнал управления ЧАП $U_{ЧАП}$, определяемый в соответствии с (12), значительно мал в сравнении с сигналом управления ФАП $U_{ФАП}$, определяемым в соответствии с (16), т.е.

$$U_{ЧАП} \ll U_{ФАП}. \quad (20)$$

При $\Delta f_r \rightarrow 0$, $U_{ЧАП} \rightarrow 0$. Таким образом, можно полагать, что оба режима в совмещенной схеме ЧАП-ФАП используются раздельно. При этом полоса захвата ФАП должна быть определена с учетом нестабильности тактовой частоты информационных последовательностей, что эквивалентно точности установки времени задержки в линии 17 задержки, которая формирует дискриминационную характеристику ЧАП (12). Если время задержки в линии 17 задержки $t'_n/2$ при тактовой $f_T = 1/\tau_n$, то из (11) с учетом $f'_n = f_0 + 0,5 f_T = f_{оп1}$ имеем для дискриминационной характеристики ЧАП следующее выражение

$$\alpha_0 \cos 2\pi f'_M \tau'_n/2 = \alpha_0 \cos \pi (f_0 + 0,5 f_T - f_{оп1}) \tau'_n =$$

$$= \alpha_0 \cos [\pi (f_0 + 0,5 f_T - f_{оп1}) \tau'_n - 90^\circ + 90^\circ] =$$

$$= \alpha_0 \cos \{ [\pi (f_0 - f_{оп1}) + (0,5 f_T - 0,5 f'_T)] \tau'_n + 90^\circ \} =$$

$$= -\alpha_0 \sin [\pi (f_0 - f_{оп1}) + \Delta f_r] \tau'_n, \quad (21)$$

где

$$\Delta f_r = \frac{1}{2} (f_T - f'_T). \quad (22)$$

Из (21) при синхронизме по частоте $f_0 = f_{оп1}$ следует, что на входе управляемого генератора 9 будет остаточное напряжение управления

$$U_{ЧАП} = -\alpha_0 \sin \pi \Delta f_r \tau'_n. \quad (23)$$

В то же время из (11) для дискриминационной характеристики ФАП имеем

$$\frac{1}{2} \alpha_T \cos [2\pi (2f'_M - f_T) t - \pi f'_M \tau'_n + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}] =$$

$$= \frac{1}{2} \alpha_T \cos [2\pi 2(f_0 - f_{оп1}) t - \pi (f_0 - f_{оп1} + 0,5 f_T) \times$$

$$\tau'_n + 90^\circ - 90^\circ + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}] = \frac{1}{2} \alpha_T \cos \{ 2\pi \cdot 2 \times$$

$$\times (f_0 - f_{оп1}) t - \pi [(f_0 - f_{оп1}) + 0,5 f_T - 0,5 f'_T] \tau'_n +$$

$$+ 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1} - 90^\circ \} = \frac{1}{2} \alpha_T \sin \{ 2\pi 2(f_0 - f_{оп1}) t -$$

$$- \pi [(f_0 - f_{оп1}) + (0,5 f_T - 0,5 f'_T)] \tau'_n + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1} \}. \quad (24)$$

В режиме синхронизма по частоте, т.е. $f_0 = f_{оп1}$ из (24) следует

$$\frac{1}{2} \alpha_T \sin (-\pi \Delta f_r \tau'_n + 2\varphi_0 - 2\varphi_{оп1}). \quad (25)$$

При синхронизме по фазе, т.е. $\varphi_{он1} = \varphi_0 - \pi/2$ приводится к виду

$$U_{\phi\Delta n} = \frac{1}{2} \alpha_T \sin(-\pi \Delta f \tau \tau_n' + \pi) = \frac{1}{2} \alpha_T \sin \pi \Delta f \tau \tau_n' \quad (26)$$

Выражение (26) определяет остаточное напряжение сигнала управления ФАП, которое обратно по знаку остаточному напряжению сигнала управления ФАП. Таким образом, если бы $\alpha_0 = \frac{1}{2} \alpha_T$, то неточность установки времени задержки линии 17 задержки не повлияла бы на точность слежения фазы. Реально $\alpha_0(t_n'/2)$ и $\alpha_T(\tau_n'/2)$ являются функциями времени задержки, причем $|\alpha_0 - \frac{1}{2} \alpha_T| \sim 0,18$ при $\tau_n'/2$.

Следовательно, режиму синхронизма при неточности установки времени задержки в линии 17 задержки и с учетом, что $\alpha_0 \neq \alpha_T$, будет соответствовать фазовая ошибка в слежении за фазой несущего колебания φ_{ow} .

Так как режиму синхронизма соответствует нуль дискриминационной характеристики следящего кольца, то

$$-\alpha_0 \sin \pi \Delta f \tau \tau_n' + \frac{1}{2} \alpha_T \sin(-\pi \Delta f \tau \tau_n' + 2\varphi_0 - 2\varphi_{он1}) = 0 \quad (27)$$

где $\varphi_{он1} = \varphi_0 + \varphi_{ow} - \pi/2$ (28). Следовательно

$$-\alpha_0 \sin \pi \Delta f \tau \tau_n' + \frac{1}{2} \alpha_T \sin(\pi \Delta f \tau \tau_n' + 2\varphi_{ow}) = 0 \quad (29)$$

или

$$-\alpha_0 \sin \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \right) \right] + \frac{1}{2} \alpha_T \sin \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \right) + 2\varphi_{ow} \right] = 0 \quad (30)$$

В (30) отношение $\left(\frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \right)$ определяет нестабильность тактовой частоты относительно времени задержки. Реально $\frac{2\Delta f \tau}{f_T'} < 10^{-3}$, т.е. $\frac{\pi}{2} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \ll 1$. Таким образом

$$-\alpha_0 \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \right) + \frac{1}{2} \alpha_T \sin \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \right) + 2\varphi_{ow} \right] \sim -\alpha_0 \frac{\pi}{2} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} + \frac{1}{2} \alpha_T \left(\frac{\pi}{2} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} + 2\varphi_{ow} \right) = 0 \quad (31)$$

Поэтому

$$\varphi_{ow} = \frac{180^\circ}{4} \frac{\left(\alpha_0 - \frac{1}{2} \alpha_T \right)}{\frac{1}{2} \alpha_T} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \quad (32)$$

При

$$\alpha_1 = 1, \alpha_0 \sim 0,5, \alpha_T \sim 0,64 \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \sim 10^{-3},$$

$$\varphi_{ow} = \frac{180^\circ}{7} \frac{2\Delta f \tau}{f_T'} \sim 0,03^\circ$$

Работа второго следящего кольца включает элементы, аналогичные первому следящему кольцу. Поэтому принцип его работы не отличается от рассмотренного выше. Отличие лишь состоит в том, что поскольку значение частоты управляемого генератора 20 больше значения частоты несущего колебания входного сигнала ОБП на тактовую частоту, то в режиме синхронизма

$$\varphi_{он2} = \left(f_0 + f_T - \frac{\pi}{2} \right), \quad (33) \quad f_{он2} = f_0 + f_T \quad (34)$$

Следовательно, сигнал на выходе управляемого генератора 20 определяется выражением $\cos[2\pi(f_0 + f_T)t + \varphi_0 + \varphi_T - \frac{\pi}{2}]$, а на выходе суммирующего блока 26 в соответствии с (3) и с учетом $-P_1(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T/2 - \pi/2) + P_2(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T/2 - \pi/2) = P_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T/2) + P_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T/2)$.

С учетом (19) и (35) на выходе суммирующего блока 24 выделяется сигнал, соответствующий информационной последовательности первого канала $P_1(t) \cos(\pi f_T t + \varphi_T/2)$, а на выходе суммирующего блока 4 с учетом инверсии сигнала, определенного в (19), в инверторе 25 - информационная последовательность, передаваемая по второму каналу $P_2(t) \sin(\pi f_T t + \varphi_T/2)$. Соответственно на выходе сумматора 7 по модулю два, на входы которого поступают сигналы с выходов управляемых генераторов 9 и 20, формируется сигнал на удвоенной несущей и сигнал тактовой частоты, выделяемый узкополосным фильтром 32. При этом на выходе делителя 33 частоты на два формируется сигнал полутаковой частоты

$$\sin(\pi f_T t + \varphi_T/2),$$

а на выходе фазовращателя 10 на 90° - $\cos(\pi f_T t + \varphi_T/2)$.

Сигнал с выхода делителя 33 частоты на два поступает на вторые входы перемножителя 28 и фазового детектора 36, а с выхода фазовращателя 10 - на первые входы перемножителя 27 и фазового детектора 35.

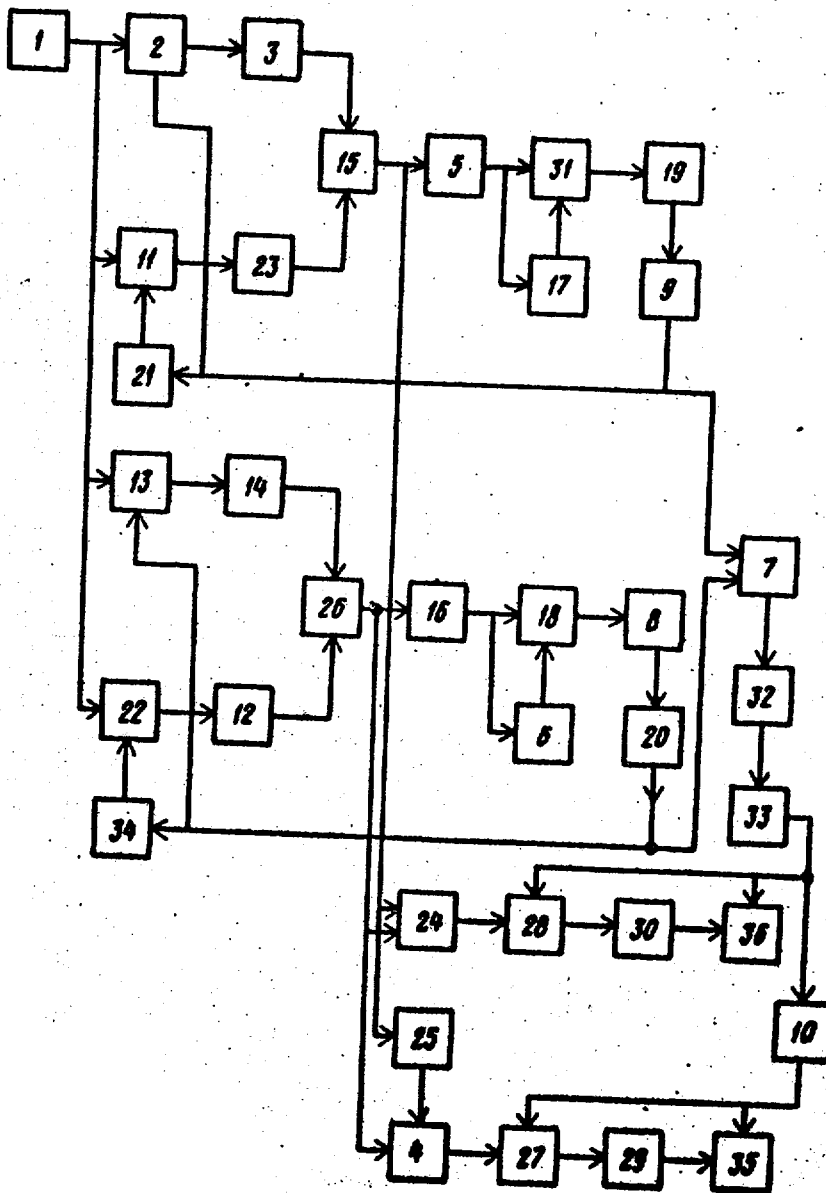
На выходах перемножителей 27 и 28 формируется сигнал ФМ ДБП на несущей $\sin(2\pi f_T t + \varphi_T)$ соответственно первого и второго каналов, которые поступают на входы интеграторов 29 и 30. На выходах интеграторов 30 и 29 фоб-

мируется сигнал ФМ ОБП КОМП на несущих соответственно $\sin(\pi f_T t + \varphi_T/2)$ и $\cos(\pi f_T t + \varphi_T/2)$, которые поступают на первые входы фазовых детекторов 36 и 35, на вторые входы которых поступа-
ют соответственно опорные когерент-
ные несущие с выхода делителя 33 частоты на два и с выхода фазовра-
щателя 10.

Таким образом, на выходе фазового 10
детектора 36 детектируется сигнал,
соответствующий первому информаци-
онному каналу, а на выходе фазового де-
тектора 35 - сигнал, соответствующий
второму информационному каналу, опи-
сываемая манипулирующей посылкой кото-
рых соответствует косинусоидальному
импульсу. При этом за счет выбора оп-
тимальной полосы пропускания фазовых
детекторов 35 и 36 (оптимальность 20
в смысле минимума потерь за счет со-
вместного влияния флуктуационных шу-
мов и межсимвольной интерференции)
потери по отношению к потенциальной

составляют менее 1 дБ при передаче информации с удельной скоростью 2 бит/Гц.

Таким образом, принцип работы предлагаемого приемника состоит в том, что в приемнике сигнал ОБП с полностью подавленной нижней боковой полосой и с косинусоидальной манипулирующей посылкой, путем преобразования несущей частоты сигнала ОБП и коррекции спектра преобразуется в сигнал ДФМ ДВП ПОМП на полутактовой несущей. Далее сигнал разделяется на два сигнала с однократной ФМ ДВП ПОМП, несущая которого повышается и принимается равной тактовой. Путем интегрирования каждого из разделенных сигналов совершается обратное преобразование, т.е. формируются сигналы с однократной ФМ ОБП КОМП на квадратурных поднесущих, равных полутактовой частоте, детектирование которых позволяет выделить обе информационные последовательности.



Составитель О.Геллер

Редактор П.Коссей

Техред О.Неце

Корректор М.Самборская

Заказ 4920/54

Тираж 659

Подписное

ВНИИПИ Государственного комитета СССР

по делам изобретений и открытий

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

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