



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ**

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ(21)(22) Заявка: **2010131502/09, 27.07.2010**(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
27.07.2010

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: **27.07.2010**(45) Опубликовано: **27.07.2011** Бюл. № 21(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: **RU 2247474 C1, 27.02.2005. RU 2192101
C2, 10.06.2001. US 5703908 A, 30.12.1977. US
2004/071234 A1, 15.08.2004.**

Адрес для переписки:

**236029, г.Калининград, ул. Молодежная, 6,
Балтийская государственная академия**

(72) Автор(ы):

**Карлов Анатолий Михайлович (RU),
Волхонская Елена Вячеславовна (RU),
Иванов Евгений Валентинович (RU)**

(73) Патентообладатель(и):

**Федеральное государственное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
"Балтийская государственная академия
рыбопромышленного флота" (RU)****(54) УСТРОЙСТВО КВАДРАТУРНОГО ПРИЕМА ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

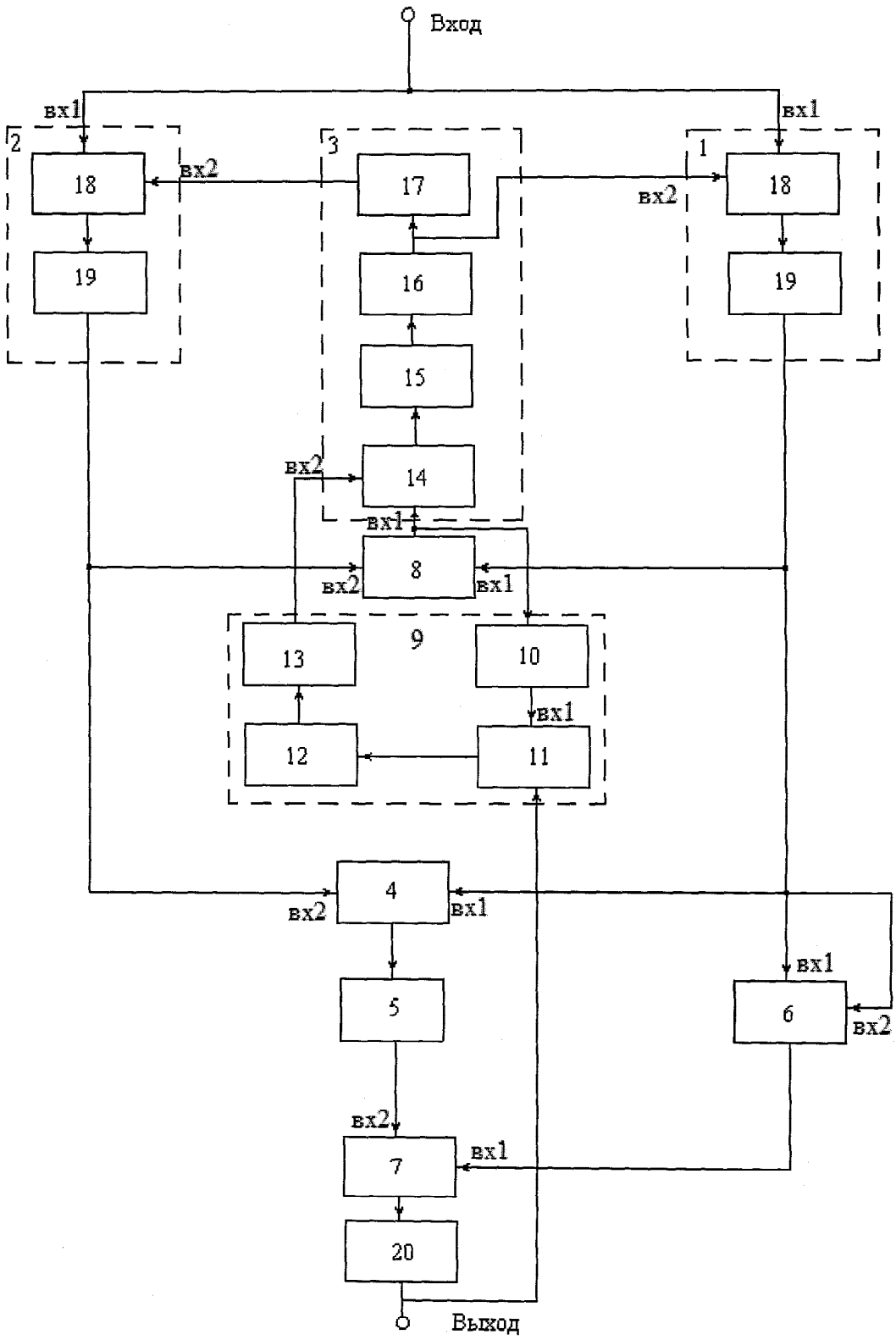
(57) Реферат:

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано в системах передачи и приема дискретной информации. Достижимый технический результат - упрощение без снижения помехоустойчивости. Устройство квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов содержит блок формирования синфазной составляющей и блок формирования квадратурной

составляющей, включающие последовательно соединенные смесители и фильтры нижних частот, блок формирования опорных сигналов, делитель напряжений, дифференцирующее устройство, четыре перемножителя, блок тактовой синхронизации, линию задержки, полосовой усилитель, фазовращатель, фазовый детектор, подстраиваемый генератор опорного сигнала, фильтр нижних частот блока опорных сигналов и третий фильтр нижних частот. 6 ил.

RU 2 4 2 5 4 5 7 C 1

RU 2 4 2 5 4 5 7 C 1



Фиг.2



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.
H04L 27/14 (2006.01)

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: 2010131502/09, 27.07.2010

(24) Effective date for property rights:
27.07.2010

Priority:

(22) Date of filing: 27.07.2010

(45) Date of publication: 27.07.2011 Bull. 21

Mail address:

236029, g.Kaliningrad, ul. Molodezhnaja, 6,
Baltijskaja gosudarstvennaja akademija

(72) Inventor(s):

Karlov Anatolij Mikhajlovich (RU),
Volkhonskaja Elena Vjacheslavovna (RU),
Ivanov Evgenij Valentinovich (RU)

(73) Proprietor(s):

Federal'noe gosudarstvennoe obrazovatel'noe
uchrezhdenie vysshego professional'nogo
obrazovanija "Baltijskaja gosudarstvennaja
akademija rybopromyslovogo flota" (RU)

(54) DEVICE OF QUADRATURE RECEPTION OF FREQUENCY-MANIPULATED SIGNALS

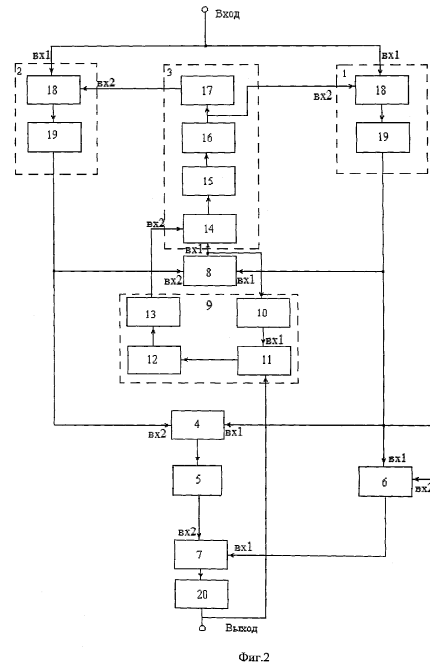
(57) Abstract:

FIELD: radio engineering.

SUBSTANCE: device of quadrature reception of frequency-manipulated signals comprises a unit of cophased component formation and a unit of quadrature component formation, including serially connected mixers and low-pass filters, a unit of reference signals generation, a voltage divider, a differentiating device, four multipliers, a unit of clock synchronisation, a delay line, a filter amplifier, a phase changer, a phase detector, an adjustable reference signal generator, a low-pass filter of a reference signals unit and the third low-pass filter.

EFFECT: simplification without reduction of noise immunity.

6 dwg



Фиг.2

RU 2 4 2 5 4 5 7 C 1

RU 2 4 2 5 4 5 7 C 1

Область техники, к которой относится изобретение

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано для приема частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой и индексом частотной манипуляции $\beta=0.5$ в системах передачи и приема дискретной информации.

Уровень техники

Известны устройства приема частотно-манипулированных сигналов, принцип действия которых описан в ряде работ. Например, в книгах Кантор Л.Я., Дорофеев В.М. Помехоустойчивость приема ЧМ-сигналов. - М.: Связь, 1977 г.; Авиационные радиосвязные устройства, под ред. В.И.Тихонова. - М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 1986 г.; Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио и связь, 1983 г.; Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. - М.: Сов. радио, 1975 г.; Murota K., Hirade U. "GMSK - modulation for digital mobile radiotelephony" IEEE Transactions on Communications, vol. com. - 29, 1081, №7, p.1047; а также в авторских свидетельствах на изобретение и патентах: Приемник с частотной модуляцией (Патент №1496567, МПК H04B 17/00 от 30.12.77. Автор Hiroshi Furano); Устройство для подавления пороговых шумов (Авторское свидетельство №270006, МПК H04B 15/00 от 13.08.70. Авторы Ю.А.Афанасьев, В.М.Дорофеев); Демодулятор частотно-манипулированных сигналов (Авторское свидетельство SU №1311585 А, МПК H04L 27/14 от 29.12.84. Автор А.С.Гаранин. ДСП); Демодулятор частотно-манипулированных сигналов (Авторское свидетельство SU №1461358 А1, МПК H04L 27/14 от 01.04.85. Автор А.С.Гаранин. ДСП); Устройство приема частотно-модулированных сигналов (Патент №2179786, МПК H04B 1/10 от 13.07.99. Авторы А.М. Карлов, Е.В.Волхонская, Е.Н.Авдеев); Способ квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом (Патент №2192101 от 13.07.1999 г., МПК 7 H04L 27/14. Авторы А.М.Карлов, Е.В.Волхонская, Е.Н.Авдеев).

Наиболее близким аналогом по совокупности существенных признаков и достигаемому положительному эффекту является устройство квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов (прототип), реализованное в техническом решении (Патент на изобретение №2247474 от 19.06.2003, МПК7 H04L 27/14. Авторы А.М.Карлов, Е.В.Волхонская). Описанное в прототипе устройство приема частотно-манипулированных сигналов основано на способе квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов с дифференцированием получаемых квадратурных составляющих и их последующей обработкой. Функциональная схема данного устройства приема частотно-манипулированных сигналов приведена на фиг.1. и содержит:

- 1 - блок формирования синфазной составляющей;
- 2 - блок формирования квадратурной составляющей;
- 3 - блок формирования опорных сигналов;
- 4 - первая дифференцирующая цепь;
- 5 - вторая дифференцирующая цепь;
- 6 - первый перемножитель;
- 7 - второй перемножитель;
- 8 - третий перемножитель;
- 9 - вычитающее устройство;
- 10 - блок тактовой синхронизации;
- 11 - линия задержки;
- 12 - четвертый перемножитель;

13 - полосовой усилитель;

14 - фазовращатель;

15 - фазовой детектор;

16 - третий фильтр нижних частот блока опорных сигналов;

17 - подстраиваемый генератор опорного сигнала;

18 - фазовращатель блока опорных сигналов;

19 - смесители блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих;

20 - фильтры нижних частот блоков формирования синфазной и квадратурной

составляющих;

21 - фильтр нижних частот.

Принцип работы данного устройства состоит в следующем: входной сигнал разделяется на два канала и поступает на блок формирования синфазной

составляющей 1 и блок формирования квадратурной составляющей 2, на которые с

блока формирования опорных сигналов 3 поступают гармонические опорные

сигналы. Частота опорных сигналов равна средней частоте принимаемого ЧМ

сигнала, а фаза опорного сигнала, подаваемого на блок 2 формирования

квадратурной составляющей, отличается на $\pi/2$ от фазы опорного сигнала,

подаваемого на блок 1 формирования синфазной составляющей. Сдвиг по фазе

опорных сигналов осуществляется фазовращателем 18. В блоках 1 и 2 путем

перемножения (блоки 19) входного и опорного сигналов и низкочастотной

фильтрации (блоки 20) на выходе блоков 1 и 2 получают два квадратурных

низкочастотных сигнала. Квадратурные низкочастотные сигналы перемножаются в

перемножителе 8, на выходе которого получается сигнал полутактовой частоты

$F = \frac{1}{2T_n}$, модулированный по фазе информационной последовательностью. Причем

сигналы полутактовой частоты при «единичной» и «нулевой» посылках отличаются

по фазе на 180° и противоположны на интервале длительности информационной

посылки T_n . Сигнал полутактовой частоты с выхода перемножителя 8 подается на

вход фазового дискриминатора 15, на второй вход которого с блока тактовой

синхронизации 10 подается сигнал полутактовой частоты, сдвинутый по фазе на $\pi/2$ в

фазовращателе 14. С выхода фазового дискриминатора 15 сигнал подается на

последовательно соединенные фильтр нижних частот 16 и перестраиваемый

генератор 17 для фазовой автоматической подстройки частоты опорных сигналов.

Тактовая синхронизация осуществляется в блоке 10. Сигнал с выхода

перемножителя 8 подается на линию задержки 11 манипулированного по фазе сигнала

полутактовой частоты на время T_z формирования демодулированного сигнала.

Задержанный сигнал полутактовой частоты поступает на первый вход

перемножителя 12, на второй вход которого подается сформированный за время

задержки демодулированный сигнал с выхода фильтра нижних частот 21. В результате

перемножения снимается фазовая манипуляция с задержанного сигнала, и с выхода

перемножителя сигнал полутактовой частоты подается на полосовой усилитель 13. С

выхода полосового усилителя сигнал полутактовой частоты подается на вход

фазовращателя 14.

Для демодуляции принимаемого ЧМ сигнала сигнал с выхода блоков

формирования синфазной 1 и квадратурной 2 составляющих подается на входы

дифференцирующих цепей 4 (синфазной составляющей) и 5 (квадратурной

составляющей) и на первые входы перемножителей 6 и 7. С выхода

дифференцирующих цепей 4 и 5 продифференцированные синфазная и квадратурная

составляющие подаются на вторые входы перемножителей 6 и 7 для перемножения синфазной и продифференцированной квадратурной составляющих (блок 7) и перемножении квадратурной составляющей с продифференцированной синфазной составляющей (блок 6). Напряжения с выходов блоков 6 и 7 поступают на вычитающее устройство 9, выходной сигнал с которого фильтруется в блоке 21. Полученный деманипулированный сигнал поступает на второй вход перемножителя 12 блока тактовой синхронизации 10 и одновременно на выход устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов (ЧМ).

Недостатком данного устройства является то, что схемотехническое решение данного устройства отличается достаточной сложностью.

Сущность изобретения

Предлагаемое устройство квадратурного приема ЧМ сигналов в технической реализации более простое в сравнении с прототипом.

Функциональная схема предлагаемого устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов приведена на фиг.2 и содержит:

- 1 - блок формирования синфазной составляющей;
- 2 - блок формирования квадратурной составляющей;
- 3 - блок формирования опорных сигналов;
- 4 - делитель напряжений;
- 5 - дифференцирующее устройство;
- 6 - первый перемножитель;
- 7 - второй перемножитель;
- 8 - третий перемножитель;
- 9 - блок тактовой синхронизации;
- 10 - линия задержки;
- 11 - четвертый перемножитель;
- 12 - полосовой усилитель;
- 13 - фазовращатель;
- 14 - фазовой детектор;
- 15 - первый фильтр нижних частот блока опорных сигналов;
- 16 - подстраиваемый генератор опорного сигнала;
- 17 - фазовращатель блока опорных сигналов;
- 18 - смесители блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих;
- 19 - вторые фильтры нижних частот блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих;
- 20 - третий фильтр нижних частот.

Временные диаграммы, поясняющие принцип демодуляции частотно-манипулированного сигнала и формирования напряжения полутактовой частоты предлагаемым устройством, приведены на фиг.3.

Входной сигнал можно представить суммой ЧМ сигнала и узкополосного шума

$$u_{вх}(t) = A_m \cos[\omega_0 t + \varphi_M(t)] + E(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $E(t)$ и $\varphi(t)$ - случайные огибающая и фаза узкополосного шума;

$\varphi_M(t) = \pm \omega_d t = \pm \beta \Omega_M t$ - изменение фазы сигнала на интервале времени, равном длительности посылки $T_{п}$;

ω_d - девиация частоты ЧМ сигнала;

ω_0 - частота несущего колебания, равная центральной частоте спектра узкополосного шума;

$\beta = \frac{\omega_{\text{п}}}{\Omega_{\text{М}}}$ - индекс частотной манипуляции;

$\Omega_{\text{М}}$ - частота манипуляции.

5 Пусть ЧМ сигнал манипулирован информационной последовательностью импульсов напряжения, приведенной на фиг.3, а.

При приеме частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом $\beta=0.5$ и

$\Omega_{\text{М}} = \frac{\pi}{T_{\text{п}}}$ за время длительности посылки $T_{\text{п}}$ фаза ЧМ сигнала получает приращение

10 на $\pm \frac{\pi}{2}$ (фиг.3, б).

Блоком формирования опорных сигналов формируются гармонические колебания с частотой, равной частоте несущей ЧМ сигнала ω_0 и сдвинутые относительно друг друга на $\frac{\pi}{2}$

$$u_{\text{оп}_1}(t) = U_{\text{м}} \cos \omega_0 t; u_{\text{оп}_2}(t) = -U_{\text{м}} \sin \omega_0 t.$$

На выходе блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих после смешивания входного сигнала с опорными сигналами и отфильтровывания составляющих с удвоенной частотой $2\omega_0$ получим низкочастотные напряжения синфазной и квадратурной составляющих

$$u_1(t) = \frac{A_{\text{м}} U_{\text{м}}}{2} \cos \varphi_{\text{М}}(t) + \frac{U_{\text{м}} E_{\text{с}}(t)}{2},$$

$$25 \quad u_2(t) = \frac{A_{\text{м}} U_{\text{м}}}{2} \sin \varphi_{\text{М}}(t) + \frac{U_{\text{м}} E_{\text{с}}(t)}{2},$$

где $E_{\text{с}}(t)=E(t)\cos\varphi(t)$; $E_{\text{с}}(t)=E(t)\sin\varphi(t)$ - квадратурные составляющие шума.

Введем обозначения $E_{\text{с}}=E_{\text{с}}(t)$ и $E_{\text{с}}=E_{\text{с}}(t)$.

Временные диаграммы изменения слагаемых

$$30 \quad \frac{A_{\text{м}} U_{\text{м}}}{2} \cos \varphi_{\text{М}}(t) \text{ и } \frac{A_{\text{м}} U_{\text{м}}}{2} \sin \varphi_{\text{М}}(t)$$

приведены на фиг.3, с, d.

На выходе делителя 4 напряжение можно записать в виде

$$35 \quad u_3(t) = \frac{A_{\text{м}} \sin \varphi_{\text{М}}(t) + E_{\text{с}}}{A_{\text{м}} \cos \varphi_{\text{М}}(t) + E_{\text{с}}}.$$

Временная диаграмма напряжения на выходе делителя в отсутствии шумов приведена на фиг.3, е.

40 На выходе дифференцирующего устройства 5 напряжение будет равно

$$u_4(t) = \frac{du_3(t)}{dt} = \frac{A_{\text{м}}^2 \dot{\varphi}_{\text{М}} + A_{\text{м}} \left(E_{\text{с}} \dot{\varphi}_{\text{М}} + \dot{E}_{\text{с}} \right) \cos \varphi_{\text{М}}(t) + A_{\text{м}} \left(E_{\text{с}} \dot{\varphi}_{\text{М}} + \dot{E}_{\text{с}} \right) \sin \varphi_{\text{М}}(t) + \dot{E}_{\text{с}} E_{\text{с}} - \dot{E}_{\text{с}} E_{\text{с}}}{\left(A_{\text{м}} \cos \varphi_{\text{М}}(t) + E_{\text{с}} \right)^2},$$

45 где $\dot{\varphi}_{\text{М}} = \frac{d\varphi_{\text{М}}(t)}{dt}$ - производная фазы частотно-манипулированного сигнала;

$\dot{E}_{\text{с}} = \frac{dE_{\text{с}}(t)}{dt}$ и $\dot{E}_{\text{с}} = \frac{dE_{\text{с}}(t)}{dt}$ - производные синфазной и квадратурной составляющих

узкополосного шума.

50 Временная диаграмма напряжения на выходе дифференцирующего устройства приведена на фиг.3, f.

На выходе перемножителя 6 имеем напряжение вида

$$u_5(t) = A_{\text{м}}^2 \cos^2 \varphi_{\text{М}}(t) + 2A_{\text{м}} E_{\text{с}} \cos \varphi_{\text{М}}(t) + E_{\text{с}}^2.$$

На фиг.3, г приведена временная диаграмма напряжения на выходе перемножителя 6.

При перемножении сигналов $u_4(t)$ и $u_5(t)$ на выходе перемножителя 7 получим напряжение вида

$$u_6(t) = A_m^2 \dot{\varphi}_M + A_m \left(E_c \dot{\varphi}_M + \dot{E}_s \right) \cos \varphi_M(t) + A_m \left(E_s \dot{\varphi}_M + \dot{E}_c \right) \sin \varphi_M(t) + \dot{E}_s E_c - \dot{E}_c E_s.$$

Первое слагаемое в напряжении $u_6(t)$ является информационным, его временная диаграмма приведена на фиг.3, h. При передаче «единичной» и «нулевой» посылок оно принимает значение $\pm A_m^2 \omega_d$. Остальные слагаемые в выражении $u_6(t)$ определяют шумы на выходе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов.

Для формирования полутактовой частоты синфазная и квадратурная составляющие перемножаются в третьем перемножителе (блок 8) и в результате перемножения получается напряжение

$$u_7(t) = u_1(t) \cdot u_2(t) = \frac{A_m^2 U_m^2}{8} \sin 2\varphi_M(t) + \frac{A_m U_m^2 E_c(t)}{4} \sin \varphi_M(t) + \frac{A_m U_m^2 E_s(t)}{4} \cos \varphi_M(t) + \frac{U_m^2}{4} E_c(t) E_s(t).$$

Как видно из временной диаграммы (фиг.3, i), первое слагаемое в $u_7(t)$ является сигналом полутактовой частоты, манипулированным по фазе информационной последовательностью.

Напряжение $u_7(t)$ с выхода третьего перемножителя 8 подается на вход линии задержки 10 для задержки фазоманипулированного сигнала полутактовой частоты на время T_3 формирования демодулированного сигнала. Задержанный фазоманипулированный информационной последовательностью сигнал полутактовой частоты поступает на первый вход четвертого перемножителя 11, на второй вход которого подается сформированный за время задержки демодулированный сигнал с выхода фильтра нижних частот 20. В результате перемножения демодулированного сигнала и задержанного фазоманипулированного сигнала полутактовой частоты в четвертом перемножителе 11 фазовая манипуляция информационной последовательностью снимается и на выходе перемножителя получается напряжение

$$u_8(t) = \frac{A_m^2 U_m^2}{8} \dot{\varphi}_M \sin 2\varphi_M(t) + \frac{A_m U_m^2 E_c(t)}{4} \dot{\varphi}_M \sin \varphi_M(t) + \frac{A_m U_m^2 E_s(t)}{4} \dot{\varphi}_M \cos \varphi_M(t) + \frac{U_m^2}{4} \dot{\varphi}_M E_c(t) E_s(t).$$

Первое слагаемое в $u_8(t)$ является сформированным сигналом полутактовой частоты (фиг.3, j). С выхода четвертого перемножителя 11 сигнал полутактовой частоты усиливается и фильтруется в полосовом усилителе 12, с выхода которого подается на вход фазовращателя 13. С выхода фазовращателя отфильтрованный сигнал полутактовой частоты подается на второй вход фазового дискриминатора 14 для сравнения с фазоманипулированным сигналом полутактовой частоты. Сигнал рассогласования с выхода фазового дискриминатора 14 подается на вход фильтра нижних частот блока опорных сигналов 15, на выходе которого выделяется напряжение, пропорциональное отклонению по частоте и фазе колебания подстраиваемого генератора опорного сигнала 16 от частоты несущей входного ЧМ сигнала. С выхода подстраиваемого генератора 16 сигнал подается на второй вход смесителя 19 блока формирования синфазной составляющей 1 и через фазовращатель -

на $\frac{\pi}{2}$ 17 на второй вход смесителя 19 блока формирования квадратурной

составляющей 2.

Помехоустойчивость предлагаемого устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов определяется отношением амплитуды импульсов на выходе фильтра нижних частот 20 при приеме «единичной» и «нулевой» посылок к среднеквадратическому значению шума.

В соответствии с напряжением $u_6(t)$ амплитуду информационных импульсов можно принять равной $u_{\text{п}} = \pm A_m \omega_d$. Среднеквадратическое значение шума будет определяться шумовыми составляющими в напряжении $u_6(t)$

$$u_{\text{ш}}(t) = A_m \left(E_c \dot{\Phi}_M + \dot{E}_s \right) \cos \Phi_M(t) + A_m \left(E_s \dot{\Phi}_M + \dot{E}_c \right) \sin \Phi_M(t) + \dot{E}_s E_c - \dot{E}_c E_s.$$

Для оценки помехоустойчивости предлагаемого устройства квадратурного приема ЧМ сигналов определим функцию корреляции и энергетический спектр шума на выходе перемножителя 7 и отношение сигнал/шум на выходе фильтра нижних частот 20.

Для функции корреляции шума можно записать

$$k_{\text{ш}}(\tau) = \langle u_{\text{ш}}(t) u_{\text{ш}}(t+\tau) \rangle,$$

где $\langle \rangle$ - угловые скобки обозначают операцию усреднения.

В результате несложных, но громоздких преобразований для функции корреляции шума получим

$$k_{\text{ш}}(\tau) = A_m^2 \sigma_{\text{ш}}^2 \left[\omega_d^2 \rho(\tau) - \rho'(\tau) \right] \cos \omega_d \tau - 2 A_m^2 \sigma_{\text{ш}}^2 \omega_d \rho'(\tau) \sin \omega_d \tau - 2 \sigma_{\text{ш}}^4 \rho(\tau) \rho'(\tau) + 2 \sigma_{\text{ш}}^4 \left[\rho'(\tau) \right]^2,$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2$ - дисперсия узкополосного шума; $\rho(\tau)$ - коэффициент корреляции

квадратурных составляющих шума.

При получении формулы для функции корреляции шума учтено, что квадратурные составляющие входного шума $E_c(t)$ и $E_s(t)$ являются нормальными случайными процессами с функцией корреляции $k_{\text{ш}}(\tau) = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho(\tau)$, а также учтены равенства

$$\langle E_c E_{ct} \rangle = \langle E_s E_{st} \rangle = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho(\tau);$$

$$\langle E_c \dot{E}_{ct} \rangle = \langle E_s \dot{E}_{st} \rangle = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho'(\tau);$$

$$\langle E_c E_{ct} \rangle = \langle E_s E_{st} \rangle = -\sigma_{\text{ш}}^2 \rho'(\tau);$$

$$\langle \dot{E}_c \dot{E}_{ct} \rangle = \langle \dot{E}_s \dot{E}_{st} \rangle = -\sigma_{\text{ш}}^2 \rho''(\tau),$$

$$\text{где } \rho'(\tau) = \frac{d\rho(\tau)}{d\tau}; \quad \rho''(\tau) = \frac{d^2\rho(\tau)}{d\tau^2}.$$

Энергетический спектр шума можно вычислить по формуле преобразования Винера-Хинчина

$$S_{\text{ш}}(\omega) = 4 \int_0^{\infty} k_{\text{ш}}(\tau) \cos \omega \tau d\tau.$$

Будем считать, что шум на входе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов имеет гауссовскую спектральную плотность. Тогда коэффициент корреляции квадратурных составляющих входного шума будет равен

$$\rho(\tau) = \exp(-\alpha^2 \tau^2).$$

Первая и вторая производные от коэффициента корреляции квадратурных составляющих шума равны соответственно

$$\rho'(\tau) = -\alpha^2 2\tau e^{-\alpha^2 \tau^2};$$

$$\rho''(\tau) = -2\alpha^2 e^{-\alpha^2 \tau^2} + 4\alpha^4 \tau^2 e^{-\alpha^2 \tau^2}.$$

После вычисления преобразования Винера-Хинчина от функции корреляции
5 выходного шума для спектральной плотности шума получим

$$S_{\text{ш}}(\omega) = A_{\text{м}}^2 \sigma^2 \sqrt{\pi} 2\alpha \left[\frac{(\omega + 2\omega_{\text{Д}})^2}{2\alpha^2} \exp\left(-\frac{(\omega + \omega_{\text{Д}})^2}{4\alpha^2}\right) + \frac{(\omega - 2\omega_{\text{Д}})^2}{2\alpha^2} \exp\left(-\frac{(\omega - \omega_{\text{Д}})^2}{4\alpha^2}\right) \right] +$$

$$10 + \frac{\sigma_{\text{ш}}^2 4}{\sqrt{2} A_{\text{м}}^2} \exp\left(-\frac{\omega^2}{8\alpha^2}\right)] .$$

Введем отношение сигнал/шум на входе устройства квадратурного приема ЧМ
15 сигналов как $a = \frac{A_{\text{м}}}{\sigma_{\text{ш}}}$.

Тогда выражение для спектральной плотности шума имеет вид

$$S_{\text{ш}}(\omega) = A_{\text{м}}^2 \sigma^2 \sqrt{\pi} 2\alpha \left[\frac{(\omega + 2\omega_{\text{Д}})^2}{2\alpha^2} \exp\left(-\frac{(\omega + \omega_{\text{Д}})^2}{4\alpha^2}\right) + \frac{(\omega - 2\omega_{\text{Д}})^2}{2\alpha^2} \exp\left(-\frac{(\omega - \omega_{\text{Д}})^2}{4\alpha^2}\right) \right] +$$

$$20 + \frac{2\sqrt{2}}{a^2} \exp\left(-\frac{\omega^2}{8\alpha^2}\right)] .$$

Будем считать, что полоса пропускания усилителя промежуточной частоты УПЧ
выбирается из условия

$$25 \sqrt{2\alpha} = \omega_{\text{Д}} + \Omega_{\text{Д}} = \omega_{\text{Д}} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \omega_{\text{Д}} \frac{1 + \beta}{\beta} .$$

Введем нормированную к полосе пропускания частоту $x = \frac{\omega}{\sqrt{2\alpha}}$, нормированную

30 частоту девиации вида $x_{\text{Д}} = \frac{\omega_{\text{Д}}}{\sqrt{2\alpha}} = \frac{\beta}{\beta + 1}$ и нормированную частоту манипуляции

$x_{\text{н}} = \frac{\Omega_{\text{Д}}}{\sqrt{2\alpha}} = \frac{x_{\text{Д}}}{\beta}$. Тогда выражение для спектральной плотности выходного шума

имеет вид

$$35 S_{\text{ш}}(x) = A_{\text{м}}^2 \sigma^2 \sqrt{\pi} 2\alpha \left[(x + 2x_{\text{Д}})^2 \exp\left[-\frac{(x + x_{\text{Д}})^2}{2}\right] + (x - 2x_{\text{Д}})^2 \exp\left[-\frac{(x - x_{\text{Д}})^2}{2}\right] \right] +$$

$$40 + \frac{2\sqrt{2}}{a^2} \exp\left(-\frac{x^2}{4}\right)] .$$

На фиг.4 приведены графики зависимости нормированной к величине $A_{\text{м}}^2 \sigma_{\text{ш}}^2 2\alpha \sqrt{\pi}$
спектральной плотности выходного шума $\bar{S}_{\text{ш}}(x)$ при различных
отношениях сигнал/шум a^2 и $\beta=0.5$ от нормированного к полосе пропускания УПЧ
45 значения частоты.

Из графиков видно, что в области низких частот $\frac{\omega}{\sqrt{2\alpha}} \ll 1$ спектральная плотность
шума имеет квадратичную зависимость от частоты.

Выражение для спектральной мощности шума на выходе предлагаемого устройства
50 аналогично полученному выражению энергетического спектра шума для прототипа,
следовательно, помехоустойчивость предлагаемого устройства не уступает
помехоустойчивости заявленного прототипа.

При определении мощности шума на выходе фильтра нижних частот 20 будем

считать, что он имеет идеальную амплитудно-частотную характеристику с полосой пропускания Ω_M . В этом случае мощность шума на выходе можно получить проинтегрировав $S_{ш}(x)$ в пределах нормированной полосы пропускания ФНЧ x_M .

$$\begin{aligned}
 P_{ш} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Omega_M} S_{ш}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \omega_n \frac{1+\beta}{\beta} \int_0^{x_M} S_{ш}(x) dx = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} A_m^2 \sigma_{ш}^2 \omega_n \left\{ \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{\beta^2}{(\beta+1)^2} \right) \left[\Phi\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-1}{\sqrt{2}(\beta+1)}\right) \right] + \right. \\
 &+ \left. \frac{3\beta-1}{\beta+1} \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\beta-1)^2}{(\beta+1)^2}\right] - \left(1 + \frac{2\beta}{\beta+1} \right) \exp\left[-\frac{1}{2}\right] + \frac{4}{a^2} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Phi\left(\frac{1}{2(\beta+1)}\right) \right\}.
 \end{aligned}$$

Введем отношение сигнал/шум по мощности на входе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов, пересчитанное к полосе пропускания Ω_M фильтра нижних частот 20 как $a_{\Omega}^2 = \frac{a^2 \sqrt{\pi} (1+\beta)}{2\sqrt{2}}$.

Тогда для отношения амплитуды импульса демодулированного сигнала к среднеквадратическому значению шума на выходе предлагаемого устройства квадратурного приема ЧМ сигналов получим

$$\begin{aligned}
 \frac{u_n}{\sqrt{P_{ш}}} &= \frac{2\alpha_{\Omega}\beta}{(1+\beta)^{\frac{3}{2}}} \left\{ \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{\beta^2}{(\beta+1)^2} \right) \left[\Phi\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{\beta-1}{\sqrt{2}(\beta+1)}\right) \right] + \right. \\
 &+ \left. \frac{3\beta-1}{\beta+1} \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\beta-1)^2}{(\beta+1)^2}\right] - \left(1 + \frac{2\beta}{\beta+1} \right) \exp\left[-\frac{1}{2}\right] + \frac{\pi(\beta+1)}{a_{\Omega}^2} \Phi\left(\frac{1}{2(\beta+1)}\right) \right\}^{-\frac{1}{2}}.
 \end{aligned}$$

На фиг.5 приведены графики зависимости отношения сигнал/шум на выходе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов от отношения сигнал/шум a_{Ω}^2 на его входе при $\beta=0.5$.

Из графиков видно, что данная зависимость является практически линейной и не обладает явно выраженными пороговыми свойствами, как это имеет место для обычного частотного детектора.

В предлагаемом устройстве приема ЧМ сигналов на его выходе формируются противоположные сигналы при передаче «единичной» и «нулевой посылок», а спектральная плотность шума и мощность шума не меняется. В этом случае вероятность ошибки при приеме элементарной посылки будет определяться формулой /1/

$$P_e = 1 - F\left(\frac{u_n}{\sqrt{P_{ш}}}\right),$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - интеграл вероятности.

Вероятность ошибки в приеме элементарной посылки при оптимальном когерентном приеме ортогональных частотно-манипулированных сигналов ($\beta=0.5$) определяется формулой /1/

$$P_e = 1 - F\left(\frac{a_{\Omega}}{\sqrt{2}}\right).$$

Результаты расчетов вероятности ошибочного приема элементарных посылок при оптимальном когерентном приеме ЧМ сигналов (кривая 2) и предлагаемом устройстве квадратурного приема ЧМ сигналов (кривая 1) приведены на фиг.6.

Из приведенных зависимостей видно, что при отношении сигнал/шум на входе $a_{\Omega} \gg 5$ дБ предлагаемое устройство квадратурного приема ЧМ сигналов обеспечивает помехоустойчивость выше, чем при оптимальном когерентном приеме. Это объясняется, во-первых, тем, что в предлагаемом устройстве ортогональные ЧМ сигналы на его входе преобразуются в противоположные на его выходе, а во-вторых, тем, что при дифференцировании отношения квадратурных составляющих спектральная плотность шума на нижних частотах имеет параболическую зависимость, и мощность шума на выходе фильтра нижних частот (блок 20) получается незначительной.

Список использованных источников

1. В.И.Тихонов. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио и связь, 1983, 320 с.
2. В.И.Тихонов, Н.К.Кульман. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. - М.: Сов. радио, 1975, 704 с.
3. Л.Я.Кантор, В.М.Дорофеев. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. - М.: Связь, 1977, 336 с.
4. Авиационные и радиосвязные устройства. Под ред. В.И.Тихонова. - Изд. ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 1986, 442 с.
5. В.И.Тихонов. Статистическая радиотехника. - М.: Сов. радио, 1966, 678 с.
6. И.С.Градштейн, И.М.Рыжик. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971, 1108 с.

Формула изобретения

Устройство квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов, содержащее блок формирования синфазной составляющей и блок формирования квадратурной составляющей, включающие последовательно соединенные смесители и фильтры нижних частот, причем первые входы смесителей соединены вместе и являются входом устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов, а выходы фильтров нижних частот соединены со входами третьего перемножителя, один выход которого соединен с первым входом фазового детектора блока формирования опорных сигналов, включающего последовательное соединенные фазовый детектор, первый фильтр нижних частот, подстраиваемый генератор опорного сигнала и фазовращатель, выход которого соединен со вторым входом смесителя блока формирования квадратурной составляющей, а выход подстраиваемого генератора опорного сигнала подключен ко второму входу смесителя блока формирования синфазной составляющей, второй выход третьего перемножителя подключен ко входу последовательно соединенных линии задержки, четвертого перемножителя, полосового усилителя и фазовращателя блока тактовой синхронизации, выход которого подключен ко второму входу фазового детектора блока формирования опорных сигналов, второй вход четвертого перемножителя блока тактовой синхронизации соединен с выходом третьего фильтра нижних частот, являющегося выходом устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов, отличающееся тем, что выход фильтра нижних частот блока формирования синфазной составляющей соединен с первым входом делителя напряжений и с первым и вторым входом первого перемножителя, а выход фильтра нижних частот блока формирования квадратурной составляющей соединен со вторым

входом делителя напряжений, выход которого соединен со входом последовательно подключенных дифференцирующего устройства, второго перемножителя и третьего фильтра нижних частот, выход которого является выходом устройства квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов.

5

10

15

20

25

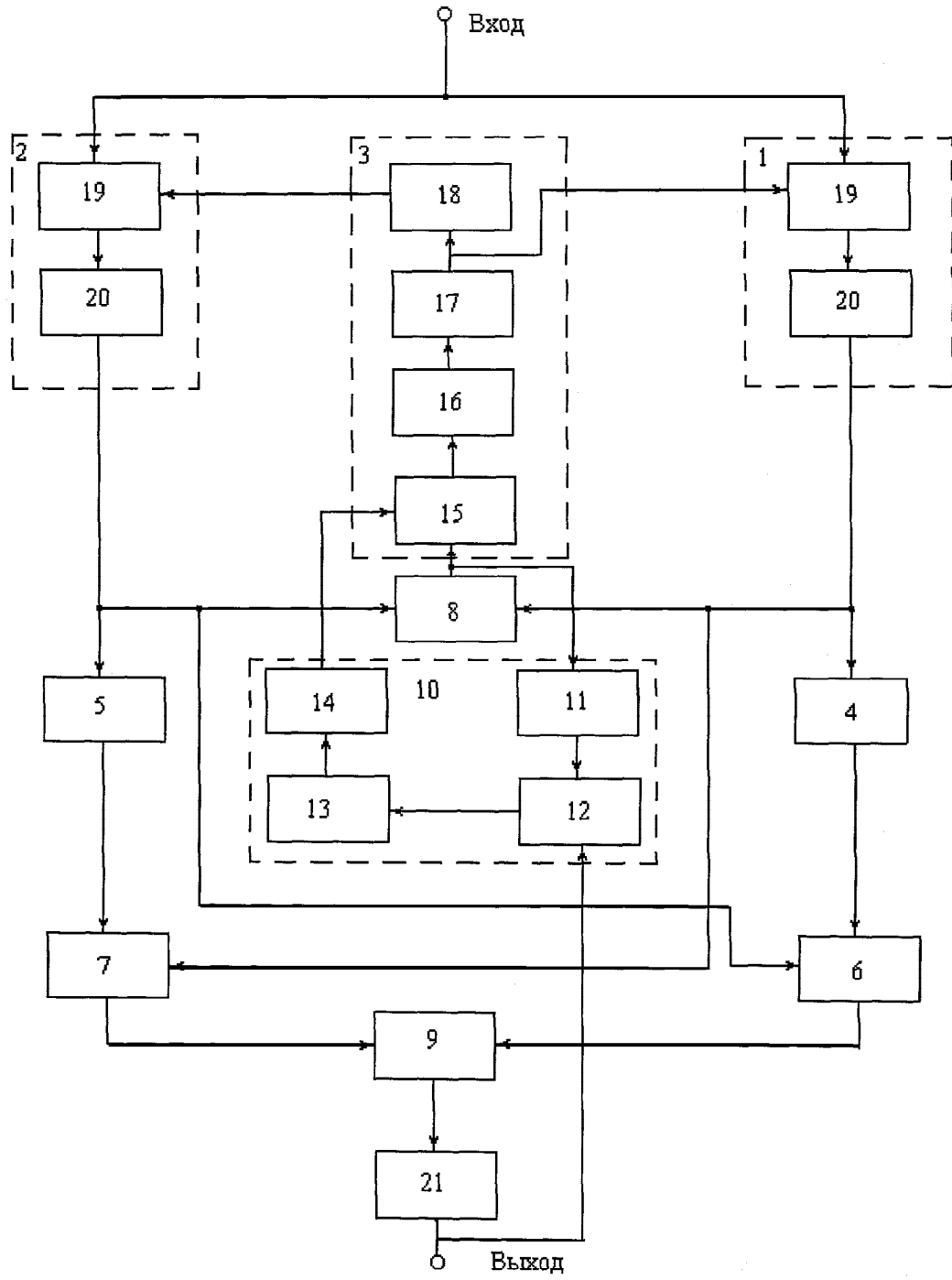
30

35

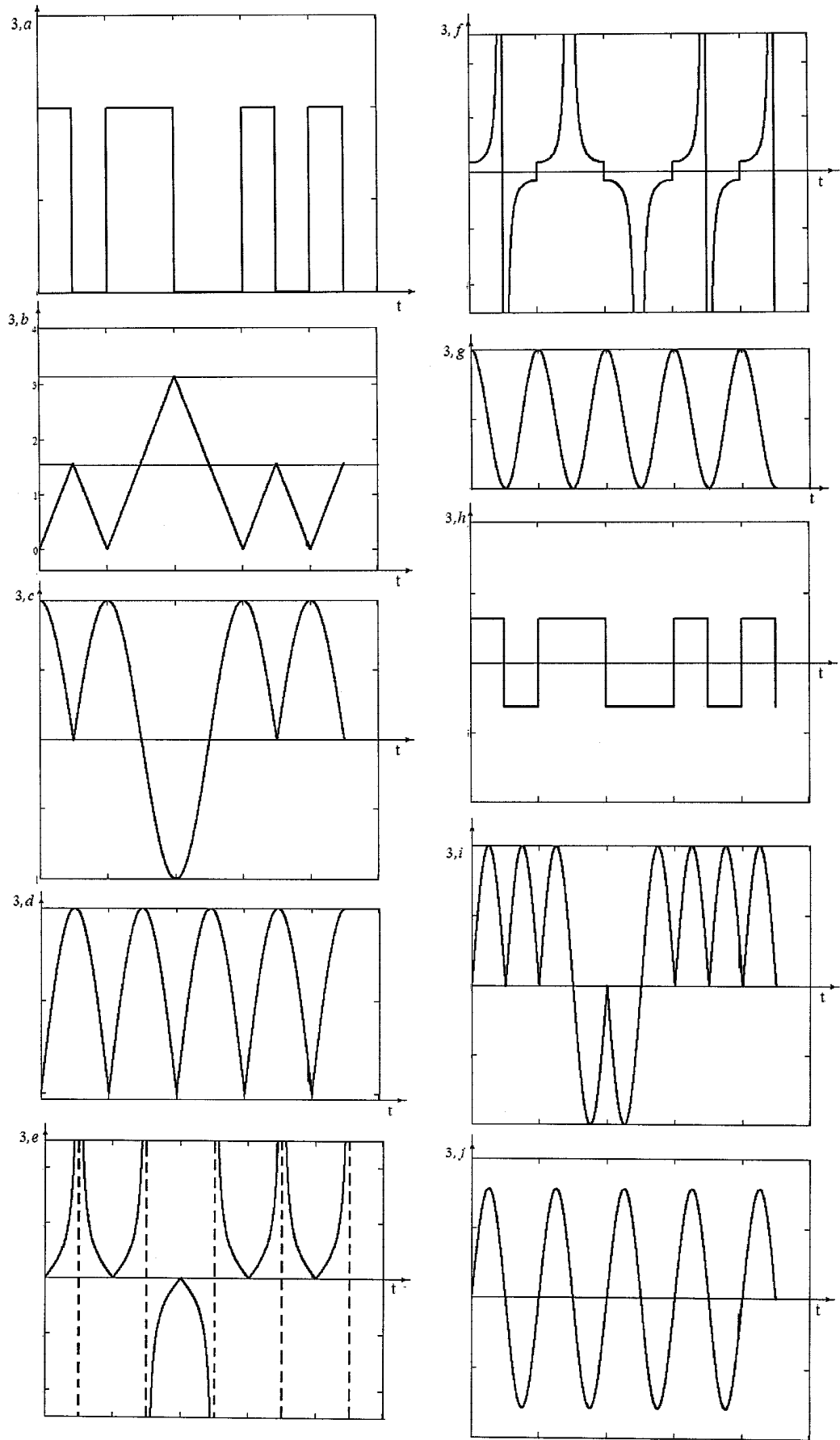
40

45

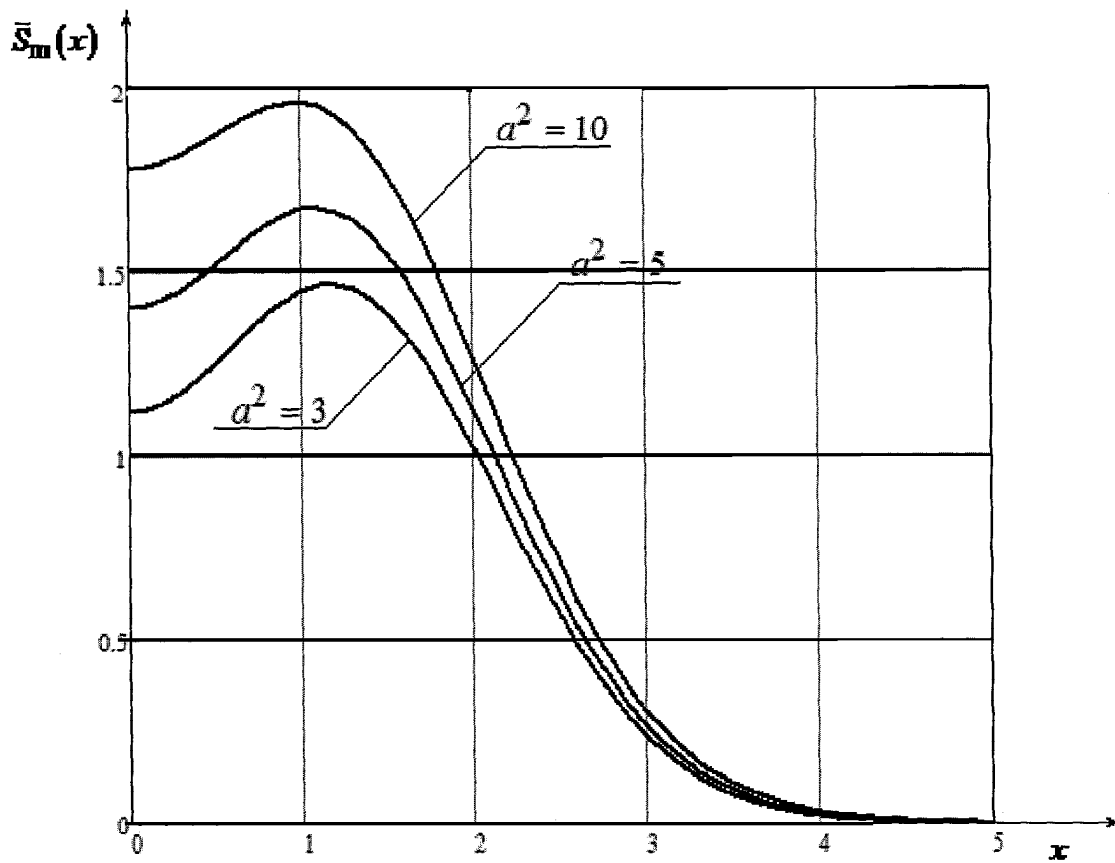
50



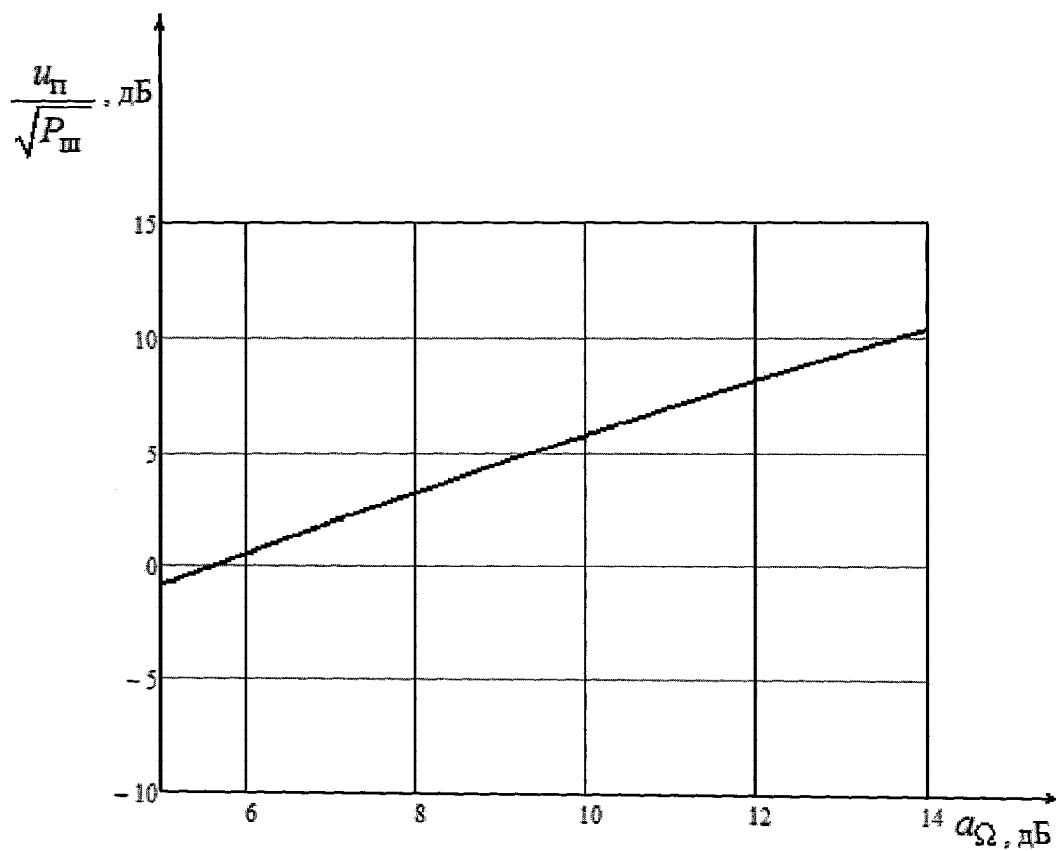
Фиг.1



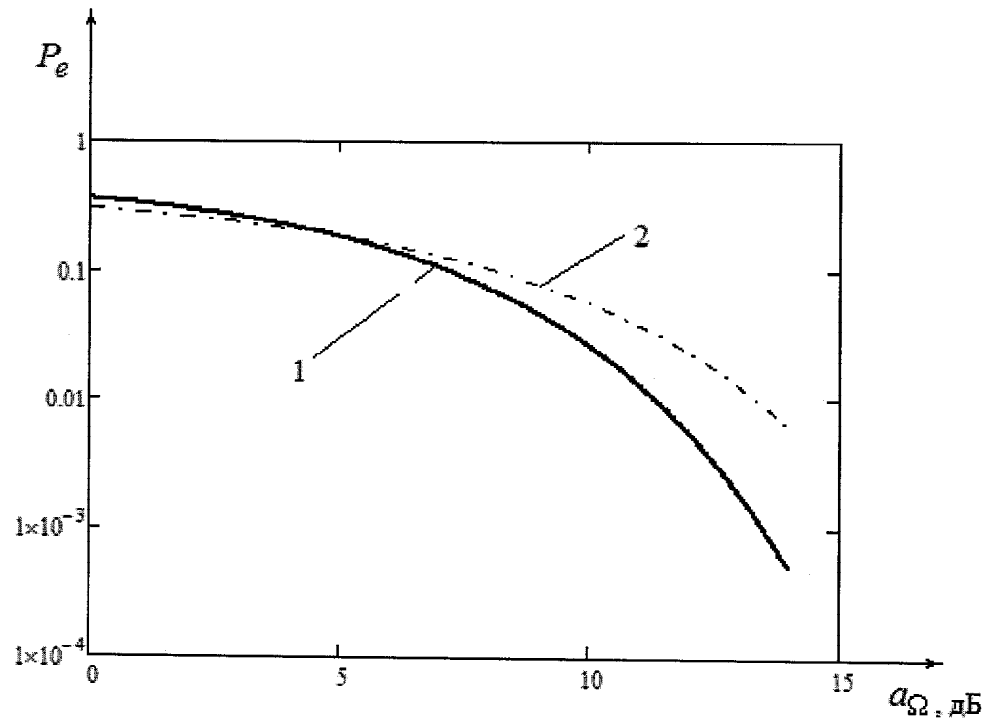
Фиг.3



Фиг.4



Фиг.5



- 1 – кривая вероятности ошибочного приема элементарных посылок в предлагаемом устройстве квадратурного приема ЧМ сигналов;
2 – кривая вероятности ошибочного приема элементарных посылок при оптимальном когерентном приеме ЧМ сигналов.

Фиг.6