РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11) **2 371 837** (13) **C1**

(51) МПК
H03D 3/26 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: **2008111423/09, 24.03.2008**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
24.03.2008

(45) Опубликовано: **27.10.2009** Бюл. № **30**

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **БУГА Н.Н. и др. Радиоприемные устройства. - М.: Радио и связь, 1986, 155. SU 1401557 A1, 07.06.1988. JP 53-098770, 29.08.1978. БАСКАКОВ С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Высшая школа, 1988, с.291. ГОЛОВКОВ А.А. и др. Взаимосвязи между элементами матрицы сопротивлений и их использование для синтеза согласующе-фильтрующих устройств амплитудно-фазовых манипуляторов. Телекоммуникации, 2004, №8, с.29-32.**

Адрес для переписки:
394064, г.Воронеж-64, ул. Старых Большевиков, 54а, ГОУ ВПО Воронежское ВВАИУ, научно-исследовательский отдел

(72) Автор(ы):
Головков Александр Афанасьевич (RU),
Федюнин Игорь Игоревич (RU)

(73) Патентообладатель(и):
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Воронежское высшее военное авиационное инженерное училище (военный институт)" Министерства обороны Российской Федерации (RU)

RU 2371837 C1

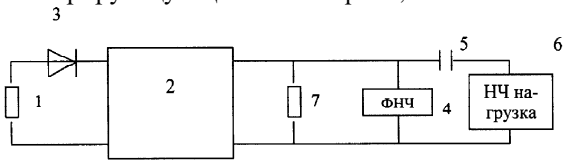
(54) СПОСОБ ДЕМОДУЛЯЦИИ ФАЗОМОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ И УСТРОЙСТВО ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиосвязи и может быть использовано для демодуляции фазоманипулированных и фазомодулированных (ФМ) сигналов. Технический результат - обеспечение демодуляции без использования генератора опорных сигналов и параллельного колебательного контура с преобразованием ФМ сигналов в амплитудно-модулированный (АМ) и ФМ сигнал с помощью высокочастотной (ВЧ) части демодулятора (ДМ) при заданной глубине АМ. Способ демодуляции ФМ сигналов состоит в том, что ДМ включают между источником радиочастотных (РЧ) ФМ сигналов и низкочастотной (НЧ) нагрузкой и выполняют его из четырехполюсника (ЧП), двухполюсного нелинейного элемента (НЭ), фильтра нижних частот (ФНЧ). ФМ сигнал преобразовывают в амплитудно-фазомодулированный (АФМ) сигнал. С помощью НЭ разрушают спектр АФМ сигнала на высокочастотные (ВЧ) и НЧ составляющие. С помощью ФНЧ выделяют информационный НЧ сигнал, амплитуда которого изменяется по закону изменения фазы ФМ входного сигнала. При этом двухполюсный НЭ включают между выходом источника сигнала и ЧП в продольную цепь. ЧП выполняют из числа реактивных двухполюсников, не меньшего трех, значения

RU 2371837 C1

параметров которых выбраны из условия формирования левого склона АЧХ путем обеспечения требуемого значения модуля m_2 коэффициента передачи ВЧ части ДМ во втором состоянии НЭ, определяемого одним из крайних значений амплитуды АФМ сигнала. Преобразование ФМ сигнала в АФМ сигнал осуществляют путем подачи ФМ сигнала на левый склон АЧХ, значение модуля m_1 коэффициента передачи ВЧ части ДМ в первом состоянии НЭ выбирают из условия физической реализуемости четырехполюсника, НЧ составляющую АФМ сигнала подают на интегрирующую цепь. 2 н.п. ф-лы, 4 ил.



Фиг.2

RU 2371837 C1

RU 2371837 C1

RUSSIAN FEDERATION

FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** (11) **2 371 837** (13) **C1**

(51) Int. Cl.
H03D 3/26 (2006.01)

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: **2008111423/09, 24.03.2008**

(24) Effective date for property rights:
24.03.2008

(45) Date of publication: **27.10.2009 Bull. 30**

Mail address:
394064, g.Voronezh-64, ul. Starykh Bol'shevikov, 54a, GOU VPO Voronezhskoe VVAIU, nauchno-issledovatel'skij otdel

(72) Inventor(s):
Golovkov Aleksandr Afanas'evich (RU),
Fedjunin Igor' Igorevich (RU)

(73) Proprietor(s):
Gosudarstvennoe obrazovatel'noe uchrezhdenie vysshego professional'nogo obrazovanija "Voronezhskoe vysshee voennoe aviatsionnoe inzhenernoe uchilishche (voennyj institut)" Ministerstva oborony Rossijskoj Federatsii (RU)

(54) METHOD OF DEMODULATING PHASE MODULATED RADIO-FREQUENCY SIGNALS AND DEVICE TO THIS END

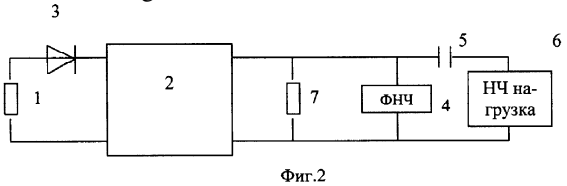
(57) Abstract:

FIELD: physics.

SUBSTANCE: invention can be used for demodulating phase-shift keyed and phase modulated (PM) signals. Demodulation takes place between the source of phase modulated radio-frequency signals and a low-frequency load and is carried out using a four-terminal network, a bipolar nonlinear element and a low-pass filter. The phase modulated signal is converted to an amplitude-phase (AP) modulated signal. The spectrum of the amplitude-phase modulated signal is decomposed to high- and low-frequency components using the nonlinear element (NLE). Using the low-pass filter, the information low-frequency (LF) signal is separated, amplitude of which varies according to the law of variation of the phase of the phase modulated input signal. The bipolar nonlinear element is connected between the output of the signal source and the four-terminal network (FTN) into a transverse circuit. The four-terminal network is made from at least three reactive impedors, parametre values of which are chosen such that, the left slope of the amplitude-frequency curve is formed, by providing for the required value of the modulus m_2 of the transmission coefficient of the high-frequency (HF) part of demodulation (DM) in the second state of the nonlinear element, defined by one of the extreme values of the amplitude of the amplitude-phase modulated signal. Conversion of the phase modulated signal to an amplitude-phase modulated signal takes place by transmitting the phase modulated signal to the left-side slope of the amplitude-frequency curve. The value of the modulus m_1 of the transmission coefficient of the high-frequency part of demodulation in the first state of the nonlinear element is chosen from the condition of physical realisability of the four-terminal network. The low-frequency component of the amplitude-phase modulated signals is transmitted to an integrating circuit.

EFFECT: provision for demodulation without using a reference generator and a parallel oscillatory circuit with conversion of phase modulate signals to amplitude modulated and phase modulated signals using the high-frequency part of demodulation at given amplitude modulation depth.

2 cl, 4 dwg



Фиг.2

RU 2371837 C1

RU 2371837 C1

Изобретение относится к радиосвязи и может быть использовано для демодуляции фазоманипулированных, а также фазомодулированных сигналов.

Известен способ демодуляции фазомодулированных сигналов (ФМС), состоящий в том, что на два нелинейных элемента одновременно подаются в противофазе высокочастотный ФМС и в фазе высокочастотное опорное колебание с частотой, равной несущей частоте ФМС. В результате происходит сравнение изменяемой во времени фазы ФМС и постоянной фазы опорного колебания, вследствие чего осуществляется преобразование ФМС в амплитудно-модулированный и фазомодулированный сигнал (АФМС). При этом амплитуда изменяется по закону изменения фазы. Этот сигнал далее испытывает такие же преобразования, как и в амплитудном демодуляторе [Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.:Высшая школа, 1988, стр.286-292]. Это означает, что на нелинейных элементах спектр АФМС разрушается на низкочастотные и высокочастотные составляющие. Далее с помощью фильтра нижних частот выделяется низкочастотная составляющая, амплитуда которой изменяется по закону изменения фазы входного ФМС. Затем с помощью разделительной емкости, включенной в продольную цепь (последовательно), устраняется постоянная составляющая, возникшая на нелинейных элементах в результате взаимодействия с АФМС. После этого низкочастотные колебания, содержащие полезную информацию, выделяются на низкочастотной нагрузке.

Недостаток такого способа и устройства его реализации состоит в том, что для выделения низкочастотного сигнала, амплитуда которого изменяется в соответствии с законом изменения фазы высокочастотного ФМС, необходимо наличие генератора опорных колебаний.

Наиболее близким по технической сущности и достигаемому результату (прототипом) является устройство демодуляции фазомодулированных сигналов, выполненное в виде частотного детектора, состоящего из каскадно-соединенных амплитудного ограничителя, преобразователя частотно-модулированного сигнала (ЧМС) в амплитудно-частотно-модулированный сигнал (АЧМС) в виде параллельного колебательного контура и обычного амплитудного демодулятора. Далее процесс выделения низкочастотной составляющей осуществляется так же, как описано выше. Особенность использования частотного детектора для демодуляции ФМС состоит в том, что если частота несущего сигнала ФМС расположена на правом склоне амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) контура, то низкочастотную составляющую подают на дифференцирующую цепь. Если частота несущего сигнала ФМС расположена на левом склоне АЧХ контура, то низкочастотную составляющую подают на интегрирующую цепь [Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1988, стр.286-292]. При необходимости между источником модулированных сигналов и нелинейным элементом или между нелинейным элементом и нагрузкой включают реактивный или резистивный четырехполюсник для согласования и дополнительной селекции сигнала и помехи. В результате на выходе устройства имеем низкочастотное колебание, амплитуда которого изменяется по закону изменения огибающей входного высокочастотного фазомодулированного колебания.

Недостаток устройства состоит в том, что после преобразования ФМС в АФМС глубина амплитудной модуляции АФМС не контролируется и, как правило, бывает незначительной по величине, что ухудшает помехоустойчивость [Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1988, стр.286-292. Гоноровский

И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986, стр.247-252]. Другим недостатком является дополнительное наличие колебательного контура для преобразования ФМС в АФМС. Этот недостаток связан с тем, что классическая теория радиотехнических цепей предполагает, что нелинейный элемент является чисто резистивным и безынерционным, в связи с чем никак не реагирует на изменение частоты и фазы входного сигнала, а реагирует только на изменение амплитуды. Между тем, повседневный опыт показывает, что нелинейные элементы имеют внутренние емкости и индуктивности, которые оказывают существенное влияние на формирование зависимости их проводимости (сопротивления или элементов матрицы проводимостей или сопротивлений) от частоты и фазы. Особенно существенно это проявляется с повышением частоты, к чему в настоящее время в основном стремятся проектировщики новых систем и средств радиосвязи.

Техническим результатом изобретения является обеспечение демодуляции ФМС без использования генератора опорных колебаний и параллельного колебательного контура с преобразованием ФМС в АФМС с помощью высокочастотной части демодулятора при заданной глубине амплитудной модуляции АФМС на высокочастотной нагрузке путем обеспечения требуемых значений модулей коэффициентов передачи в двух состояниях нелинейного элемента, что повышает помехоустойчивость приемника.

1. Указанный результат достигается тем, что в способе демодуляции фазомодулированных сигналов, состоящем в том, что демодулятор включают между источником радиочастотных фазомодулированных сигналов и низкочастотной нагрузкой и выполняют его из четырехполюсника, двухполюсного нелинейного элемента, фильтра нижних частот, фазомодулированный сигнал преобразовывают в амплитудно-фазомодулированный сигнал, с помощью нелинейного элемента разрушают спектр амплитудно-фазомодулированного сигнала на высокочастотные и низкочастотные составляющие, с помощью фильтра нижних частот выделяют информационный низкочастотный сигнал, амплитуда которого изменяется по закону изменения фазы фазомодулированного входного сигнала, дополнительно двухполюсный нелинейный элемент включают между источником сигнала и четырехполюсником в продольную цепь, четырехполюсник выполняют из числа реактивных двухполюсников, не меньшего трех, значения параметров которых выбраны из условия формирования левого склона амплитудно-частотной характеристики путем обеспечения требуемого значения модуля m_2 коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора во втором состоянии нелинейного элемента, определяемого одним из крайних значений амплитуды амплитудно-фазомодулированного сигнала, преобразование фазомодулированного сигнала в амплитудно-фазомодулированный сигнал осуществляют путем подачи фазомодулированного сигнала на левый склон амплитудно-частотной характеристики, значение модуля m_1 коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора в первом состоянии нелинейного элемента выбирают из условия физической реализуемости четырехполюсника, низкочастотную составляющую амплитудно-фазомодулированного сигнала подают на интегрирующую цепь, при этом указанные условия реализуются с помощью следующих математических выражений:

$$\alpha = -D_2 + (x_{н2} - E_2)\gamma + \frac{G_2}{dm_2};\ \beta = F_2\gamma - E_2 - x_{н2} - \frac{H_2}{dm_2};$$

$$\gamma = \frac{(x_{н1} - x_{н2})G + Am_1 + Bm_2}{(x_{н1} - x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2};\ d = \frac{(x_{н1} - x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}{m_1 m_2 r_{н1} r_{н2}(K_0 - K)};\ m_1 = \frac{-y - \sqrt{y^2 - 4xz}}{2x},$$

где $G = -G_1 m_2 + G_2 m_1;\quad H = -H_1 m_2 + H_2 m_1;\ M = \frac{|m_2 - m_1|}{m_2 + m_1};$

$$D_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}}{r_{01.02} + r_{1,2}};\ E_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})}{r_{01,02} + r_{1,2}};\quad F_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}\left|(x_{01,02} + x_{1,2})^2 + (r_{01,02} + r_{1,2})^2\right|}{r_{01,02} + r_{1,2}}$$

$$G_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}Cos\varphi_{1,2} + x_{н1,н2}Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$H_{1,2} = \frac{[r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2}) - x_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})]Cos\varphi_{1,2} + [r_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})) + x_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$x = m_2^2 r_{н1}^2 r_{н2}^2 (K - K_н)^2 + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_2^2 + 2E_1 C_2 H_2 - F_1 G_2^2) + 2(x_{н1} - x_{н2}) \times$$
$$\times [H_2(AE_1 + CD_1) + G_2(CE_1 - AF_1)] + D_1 C^2 + 2CE_1 A - F_1 A^2;$$
$$y = m_2[r_{н1} r_{н2}(K_н - K)[AH_1 - CG_1 + (H_1 G_2 - G_1 H_2)(x_{н1} - x_{н2})] + 2(x_{н1} - x_{н2})^2 \times$$
$$\times [G_1(F_1 G_2 + E_1 H_2) - H_1(D_1 H_2 + E_1 G_2)] + 2(x_{н1} - x_{н2})[E_1(DG_2 + BH_2) - E_1(CC_1 + AH_1) +$$
$$+ F_1(AG_1 - BG_2) + D_1(DH_2 - CH_1)] + 2(ADE_1 + BCE_1 - BAF_1 + DD_1 C)];$$
$$z = m_2^2[r_{н1} r_{н2}(BH_1 - DG_1)(K_н - K) + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_1^2 + 2H_1 E_1 G_1 - F_1 G_1^2) +$$
$$+ 2(x_{н1} - x_{н2})[G_1(BF_1 - DE_1) - H_1(BE_1 + DD_1)] + D_1 D^2 + 2BDE_1 - F_1 B^2];$$

$$K_н = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}};\ K = \frac{r_{01} + r_1}{r_{02} + r_2} + \frac{r_{02} + r_2}{r_{01} + r_1} + \frac{(x_{01} + x_1 - x_{02} - x_2)^2}{(r_{01} + r_1)(r_{02} + r_2)};$$

$\alpha = \frac{d}{a};\quad \beta = \frac{b}{a};\quad \gamma = \frac{c}{a};$ a, b, c, d - элементы классической матрицы передачи четырехполюсника; $r_{н1,н2}$, $x_{н1,н2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нагрузки на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{01,02}$, $x_{01,02}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления источника сигнала на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{1,2}$, $x_{1,2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нелинейного элемента на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; M - глубина амплитудной модуляции амплитудно-фазомодулированного сигнала; $\varphi_{1,2}$ - заданные фазы фазомодулированного сигнала на двух его крайних частотах.

2. Указанный результат достигается тем, что в устройстве демодуляции фазомодулированных сигналов, включенном между источником фазомодулированных сигналов и низкочастотной нагрузкой и состоящем из преобразователя фазомодулированных сигналов в амплитудно-фазомодулированный сигнал, четырехполюсника, двухполюсного нелинейного элемента, фильтра нижних частот, дополнительно между четырехполюсником и фильтром нижних частот введена высокочастотная нагрузка, нелинейный элемент включен между источником сигнала и четырехполюсником в продольную цепь, четырехполюсник выполнен в виде перекрытого Т-образного соединения четырех двухполюсников с

сопротивлениями x_1, x_2, x_3, x_4, значения которых выбраны из условия формирования левого склона АЧХ путем обеспечения заданного значения модуля коэффициента передачи в одном из состояний нелинейного элемента, определяемого одним из крайних значений частоты амплитудно-фазомодулированного сигнала, с помощью следующих математических выражений:

$$x_1 = x_4 = \frac{3Q-\alpha-2}{\gamma}; x_2 = \frac{\alpha-2Q}{\gamma}; x_3 = \frac{(\alpha-Q)(\alpha+2-3Q)}{\gamma(Q-1)},$$

где $Q = \pm\sqrt{\alpha+\beta\gamma}$; $\alpha = -D_2 + (x_{н2} - E_2)\gamma + \frac{G_2}{dm_2}$; $\beta = F_2\gamma - E_2 - x_{н2} - \frac{H_2}{dm_2}$;

$$\gamma = \frac{(x_{н1}-x_{н2})G + Am_1 + Bm_2}{(x_{н1}-x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}; d = \frac{(x_{н1}-x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}{m_1 m_2 r_{н1} r_{н2}(K_н - K)}; m_1 = \frac{-y - \sqrt{y^2 - 4xz}}{2x},$$

где $G = -G_1 m_2 + G_2 m_1$; $H = -H_1 m_2 + H_2 m_1$; $M = \frac{|m_2 - m_1|}{m_2 + m_1}$;

$$D_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}}{r_{01,02} + r_{1,2}}; E_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})}{r_{01,02} + r_{1,2}}; F_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}\left|(x_{01,02} + x_{1,2})^2 + (r_{01,02} + r_{1,2})^2\right|}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$G_{1,2} = \frac{r_{н1,н2} Cos\varphi_{1,2} + x_{н1,н2} Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$H_{1,2} = \frac{[r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2}) - x_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})]Cos\varphi_{1,2} + [r_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})) + x_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$x = m_2^2 r_{н1}^2 r_{н2}^2 (K - K_н)^2 + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_2^2 + 2E_1 C_2 H_2 - F_1 G_2^2) + 2(x_{н1} - x_{н2}) \times$$
$$\times [H_2(AE_1 + CD_1) + G_2(CE_1 - AF_1)] + D_1 C^2 + 2CE_1 A - F_1 A^2;$$
$$y = m_2[r_{н1} r_{н2}(K_н - K)[AH_1 - CG_1 + (H_1 G_2 - G_1 H_2)(x_{н1} - x_{н2})] + 2(x_{н1} - x_{н2})^2 \times$$
$$\times [G_1(F_1 G_2 + E_1 H_2) - H_1(D_1 H_2 + E_1 G_2)] + 2(x_{н1} - x_{н2})[E_1(DG_2 + BH_2) - E_1(CC_1 + AH_1) +$$
$$+ F_1(AG_1 - BG_2) + D_1(DH_2 - CH_1)] + 2(ADE_1 + BCE_1 - BAF_1 + DD_1 C)];$$
$$z = m_2^2[r_{н1} r_{н2}(BH_1 - DG_1)(K_н - K) + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_1^2 + 2H_1 E_1 G_1 - F_1 G_1^2) +$$
$$+ 2(x_{н1} - x_{н2})[G_1(BF_1 - DE_1) - H_1(BE_1 + DD_1)] + D_1 D^2 + 2BDE_1 - F_1 B^2];$$

$$K_н = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}}; K = \frac{r_{01} + r_1}{r_{02} + r_2} + \frac{r_{02} + r_2}{r_{01} + r_1} + \frac{(x_{01} + x_1 - x_{02} - x_2)^2}{(r_{01} + r_1)(r_{02} + r_2)};$$

$\alpha = \frac{d}{a}$; $\beta = \frac{b}{a}$; $\gamma = \frac{c}{a}$; a, b, c, d - элементы классической матрицы передачи четырехполюсника; $r_{н1,н2}$, $x_{н1,н2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нагрузки на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала;

$r_{01,02}$, $x_{01,02}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления источника сигнала на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{1,2}$, $x_{1,2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нелинейного элемента на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; M - глубина амплитудной модуляции амплитудно-фазомодулированного сигнала; $\varphi_{1,2}$ - заданные фазы фазомодулированного сигнала на двух его крайних частотах,

при этом каждый из двухполюсников сформирован из последовательно

соединенных между собой параллельного L_1, C_1 и последовательного L_2C_2 контуров, причем элементы параллельного контура определяются с помощью следующих математических выражений:

$$L_1 = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(1 - L_2C_2\omega_1^2 + C_2\omega_1 x_k)(1 - L_2C_2\omega_2^2 + C_2\omega_2 x_k)}{\omega_1^2\omega_2^2C_2^2[(\omega_1^2 - \omega_2^2)L_2 + x_k(\omega_2 - \omega_1)]};$$

$$C_1 = \frac{C_2[\omega_1^2(1 + x_k\omega_2C_2) - \omega_2^2(1 + x_k\omega_1C_2)]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(1 - L_2C_2\omega_1^2 + C_2\omega_{1k})(1 - L_2C_2\omega_2^2 + C_2\omega_2 x_k)},$$

где $\omega_{1,2}=2\pi f_{1,2}$; $f_{1,2}$ - заданные крайние частоты диапазона изменения частоты фазомодулированного сигнала; L_2,C_2 - значения индуктивности и емкости последовательного контура, заданные из условия обеспечения физической реализуемости значений индуктивности и емкости L_1, C_1, определяемых по вышеуказанным формулам; x_k - это реактивное сопротивление k-го двухполюсника (k= 1, 2, 3, 4).

На фиг.1 показана схема устройства демодуляции фазомодулированных радиочастотных сигналов (прототип).

На фиг.2 показана структурная схема предлагаемого устройства по п.2.

На фиг.3 приведена схема четырехполюсника по п.3, входящая в предлагаемое устройство.

На фиг.4 приведена схема двухполюсников, входящих в схему четырехполюсника, изображенную на фиг.3.

Устройство-прототип содержит источник 1 фазомодулированных сигналов, четырехполюсник 2, нелинейный элемент 3, фильтр нижних частот 4 на элементах R, C, разделительная емкость 5 на элементе $C_р$ и низкочастотную нагрузку 6 на элементах $R_н$, $C_н$.

Принцип действия устройства демодуляции фазомодулированных сигналов (прототипа) состоит в следующем.

Фазомодулированный сигнал от источника 1 подают на демодулятор из последовательно включенного полупроводникового диода к фильтру нижних частот. Принцип действия устройства, реализующего этот способ, состоит в том, что с помощью реактивного четырехполюсника 2, представляющего собой параллельный колебательный контур и включенного между источником ФМС и нелинейным элементом, преобразовывают ФМС в АФМС, с помощью нелинейного элемента 3 разрушается спектр АФМС на высокочастотные и низкочастотные составляющие. Последние выделяются с помощью фильтра нижних частот 4 и поступают в низкочастотную нагрузку 6. В качестве нагрузки выбирается дифференцирующая цепь, если входной ФМС подан на правый склон АЧХ контура, или в качестве нагрузки выбирается интегрирующая цепь, если входной ФМС подан на левый склон АЧХ контура. Разделительная емкость 5 устраняет постоянную составляющую. В результате на выходе устройства имеем низкочастотное колебание, амплитуда которого изменяется по закону изменения огибающей входного высокочастотного амплитудно-модулированного колебания.

Недостаток способа и устройства его реализации состоит в том, что при прохождении ФМС через указанную цепь, после преобразования ФМС в АФМС, глубина амплитудной модуляции последнего является незначительной. Это связано с

большой шириной спектра ФМС, т.е. с малой добротностью контура. С другой стороны, чем уже полоса пропускания контура, тем большим искажениям подвергается принятый сигнал.

Высокочастотная часть структурной схемы обобщенного предлагаемого устройства по п.2 (фиг.2) состоит из каскадно-соединенных источника ФМС 1, реактивного четырехполюсника 2, двухполюсного нелинейного элемента 3 и высокочастотной нагрузки 7. Низкочастотная часть структурной схемы содержит фильтр нижних частот 4, разделительную емкость 5 и низкочастотную нагрузку 6.

Принцип действия данного устройства состоит в том, что при подаче ФМС от источника 1 с сопротивлением z_0 в результате специального выбора значений параметров классической матрицы передачи четырехполюсника 2 из условий обеспечения заданного значения модуля коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора в одном из состояний нелинейного элемента, определяемого одним из крайних значений частоты ФМС, и определения значения модуля коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора в другом состоянии нелинейного элемента (на другой крайней частоте ФМС) формируется левый склон АЧХ, с помощью которого ФМС преобразуется в АФМС с заданной глубиной амплитудной модуляции АФМС. Благодаря этому достигается минимум искажений входного сигнала. Одновременно спектр АФМС разрушается при помощи нелинейного элемента 3, включенного в продольную цепь между источником сигнала и четырехполюсником, фильтр нижних частот 4 выделяет низкочастотную составляющую, постоянная составляющая устраняется с помощью разделительной емкости 5. Так как выбран левый склон указанной зависимости, то в качестве низкочастотной нагрузки используют интегрирующую цепь. В результате низкочастотное колебание, амплитуда которого изменяется по закону изменения фазы входного ФМС, выделяется на низкочастотной нагрузке 6. Между четырехполюсником и фильтром включена высокочастотная нагрузка. Четырехполюсник выполнен в виде перекрытого Т-образного соединения четырех двухполюсников с сопротивлениями x_1(8), x_2(9), x_3(10), x_4(11) (фиг.3). Каждый из двухполюсников выполнен в виде последовательно соединенных между собой параллельного L_1, C_1 и последовательного L_2, C_2 контуров (фиг.4). Значения индуктивностей и емкостей выбраны из условия равенства реактивных сопротивлений каждого двухполюсника на двух частотах, соответствующих крайним значениям частот диапазона изменения частоты ФМС. Значения сопротивлений двухполюсников выбраны из условия формирования левого склона АЧХ высокочастотной части демодулятора.

Докажем возможность реализации указанных свойств.

Пусть на вход демодулятора воздействуют фазомодулированное колебание $U_{ФМ}(t)=U_н\cos[\omega_н t+\varphi_0+m_\varphi\cos(\Omega t)]$ где $U_н$, $\omega_н$ - амплитуда и частота несущего высокочастотного колебания; m_φ - индекс фазовой модуляци; φ_0 - начальная фаза; Ω - частота первичного информационного низкочастотного сигнала. Поскольку частота определяется произвоной от фазы, то одновременно с изменением фазы в фазомодулированном колебании будет происходить изменение частоты по следующему закону:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d}{dt}\left[\omega_н t + \varphi_0 + m_\varphi \cos(\Omega t)\right] = \omega_н - \Omega m_\varphi \sin(\Omega t)$$

. Поэтому если ФМС подать на правый склон зависимости комплексного сопротивления нелинейного

элемента, включенного в продольную цепь между четырехполюсником и высокочастотной нагрузкой, от частоты, то произойдет преобразование ФМС в АФМС. При этом амплитуда АФМС будет изменяться по закону (sin(Ωt)). Следовательно, для того чтобы закон изменения амплитуды АФМС повторял закон изменения фазы ФМС, необходимо продифференцировать огибающую преобразованного сигнала, т.е. подать на дифференцирующую цепь. Если ФМС подать на левый склон зависимости комплексной проводимости нелинейного элемента, включенного в продольную цепь между четырехполюсником и высокочастотной нагрузкой, от частоты, то также произойдет преобразование ФМС в АФМС. При этом амплитуда АФМС будет изменяться по закону (минус sin(Ωt)). Следовательно, для того чтобы закон изменения амплитуды АФМС повторял закон изменения фазы ФМС, необходимо проинтегрировать огибающую преобразованного сигнала, т.е. подать на интегрирующую цепь. Типичные зависимости модулей комплексного сопротивления pin-диода при различных напряжениях смещения от частоты показаны на фиг.7, которые получены на основе анализа определенных авторами аппроксимации схемы pin-диода, приведенной в работе [Уотсон Г. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение. М.: МИР, 1972, стр.304-334]. Из анализа этих зависимостей следует, что положение левого и правого склона можно изменять по частотной оси путем изменения постоянного напряжения смещения. Кроме того, это возможно путем параллельного подключения емкости или последовательно индуктивности к нелинейному элементу. Изменение положения склонов возможно также путем выбора типа нелинейного элемента. Выбор осуществляется таким образом, что левый или правый склоны зависимости его комплексной проводимости от частоты совпадает с частотой несущего колебания фазомодулированных сигналов.

Входной модулированный высокочастотный сигнал $S_{вх}$ и преобразованный с помощью демодулятора высокочастотный сигнал (до фильтра нижних частот) $S_{вых}$ связаны между собой следующим образом: $S_{вых}=S_{21}S_{вх}$, где под входным и выходным сигналом подразумевается входное и выходное напряжения; S_{21} - коэффициент передачи.

Рассмотрим фазомодулированные колебания в двух состояниях, характеризуемых крайними значениями диапазона изменения амплитуды АФМС на нелинейном элементе.

Запишем указанные физические величины в двух состояниях в комплексной форме $S_{вх}^{I,II} = m_{вх}^{I,II} e^{j\varphi_{вх}^{I,II}}$; $S_{вых}^{I,II} = m_{вых}^{I,II} e^{j\varphi_{вых}^{I,II}}$ (модуль АФМС в двух состояниях различен); $S_{21}^{I,II} = m_{21}^{I,II} e^{j\varphi_{вх}^{I,II}}$. Таким образом на выходе высокочастотной части демодулятора модули коэффициента передачи и входного сигнала перемножаются, а их фазы складываются. Выходные напряжения в двух состояниях связаны между собой следующим образом:

$$S_{21}^{I,II} = m_{21}^{I,II} m_{вх}^{I,II} \left[\cos\left(\varphi_{21}^{I,II} + \varphi_{вх}^{I,II}\right) + j\sin\left(\varphi_{21}^{I,II} + \varphi_{вх}^{I,II}\right) \right], \qquad (1)$$

Поскольку модуль входного ФМС не зависит от изменения его фазы и частоты, то введем обозначение $m_{вх}^{I} = m_{вх}^{II} = m_{вх}$. Для уменьшения фазовых искажений целесообразно положить $\varphi_{21}^{I} = \varphi_{21}^{II} = \varphi_{21} = 0$.

Введем

обозначения $m_{1,2}=m_{21}^{I,II} m_{вх}=m_{21}^{I,II};$ $\varphi_{1,2}=\varphi_{21}+\varphi_{вх}^{I,II}=\varphi_{вх}^{I,II};$ $m_{21}=\frac{m_1}{m_2}=\frac{m_{21}^{I}}{m_{21}^{II}}.$

Отношение модулей коэффициентов передачи высокочастотной части демодулятора связано с глубиной амплитудной модуляции АФМС следующим образом: $M=\frac{m_{21}-1}{m_{21}+1}$,

при $m_1>m_2$ или $M=\frac{1-m_{21}}{m_{21}+1}$,

при $m_1<m_2$; $m_1 = m_{21}^{I}$ и $m_2 = m_{21}^{II}$ - это модули коэффициентов передачи высокочастотной части демодулятора в первом и втором состояниях; $\varphi_{1,2} = \varphi_{вх}^{I,II}$ - фазы входного ФМС в двух крайних его состояниях. Глубина амплитудной модуляции АФМС может быть определена также следующим образом $M=\frac{|m_1-m_2|}{m_1+m_2}.$

Если частота несущего колебания выбрана указанным выше образом или, наоборот, положение левого или правого склона выбрано указанным образом, то в этих двух крайних состояниях, соответствующих крайним значениям амплитуды АФМС, которым соответствуют крайние значения частоты АФМС, нелинейный элемент принимает два значения комплексного сопротивления $z_{1,2}=r_{1,2}+jx_{1,2}$. Пусть, кроме того, комплексные сопротивления высокочастотной нагрузки $z_{н1,н2}=r_{н1,н2}+jx_{н1,н2}$ и источника сигнала $z_{01,02}=r_{01,02}+jx_{01,02}$ на крайних значениях частоты АФМС известны.

Рассмотрим структурную схему демодулятора, представленную на фиг.2

Известна классическая матрица передачи двухполюсного нелинейного элемента:

$$A_д = \begin{vmatrix} 1 & z_{1,2} \\ 0 & 1 \end{vmatrix}. \qquad (2)$$

С учетом условия взаимности ($x_{12}=-x_{21}$) четырехполюсник или согласующе-фильтрующее устройство (СФУ) может характеризоваться матрицей сопротивления

$$X = \begin{bmatrix} jx_{11} & -jx_{21} \\ jx_{21} & jx_{22} \end{bmatrix} \qquad (3)$$

и соответствующей классической матрицей передачи:

$$A_{сфу} = \begin{bmatrix} \frac{x_{11}}{x_{21}} & j\frac{|x|}{x_{21}} \\ -j\frac{1}{x_{21}} & -\frac{x_{22}}{x_{21}} \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

где $|x|=-x_{11}x_{22}-x_{21}^2$ - определитель матрицы (3).

Перемножим матрицы (4) и (2). С учетом условий нормировки [Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971, с.34-36] нормированную матрицу передачи высокочастотной части демодулятора (до фильтра нижних частот) запишем в следующем виде:

$$A_y = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{н1,н2}}{Z_{01,02}}}\frac{x_{11}}{x_{21}} & \frac{1}{\sqrt{Z_{01,02}Z_{н1,н2}}}\cdot\left(\frac{Z_{1,2}\cdot x_{11}+j\cdot|x|}{x_{21}}\right) \\ -\sqrt{Z_{01,02}Z_{н1,н2}}\cdot j\cdot\frac{1}{x_{21}} & -\sqrt{\frac{Z_{01,02}}{Z_{н1,н2}}}\cdot\left(\frac{jZ_{1,2}+x_{22}}{x_{21}}\right) \end{bmatrix}. \qquad (5)$$

Используя известные соотношения между элементами классической матрицы передачи и элементами матрицы рассеяния [Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971, с.39] с учетом (2) получим выражения для коэффициентов передачи:

$$S_{21}^{1,2} = \frac{2x_{21}\sqrt{Z_{01,02}Z_{н1,н2}}}{(Z_{01,02}+Z_{1,2})(x_{11}-jZ_{н1,н2})-Z_{н1,н2}x_{22}-j(x_{11}x_{22}+x_{21}^2)}. \qquad (6)$$

Квадратный корень из (6) можно представить в виде комплексного числа $\sqrt{Z_{01,02}Z_{н1,н2}} = a_{1,2}+jb_{1,2}$, где $a_{1,2} = \pm\sqrt{\frac{\sqrt{x_{1,2}^2+y_{1,2}^2}+x_{1,2}}{2}}$; $b_1 = \pm\sqrt{\frac{\sqrt{x_1^2+y_1^2}-x_1}{2}}$;

$x_{1,2}=r_{01,02}r_{н1,н2}-x_{01,02}x_{н1,н2}$; $y_{1,2}=r_{н1,н2}x_{01,02}+x_{н1}r_{01}$.

После денормировки коэффициента передачи (6) путем умножения на $\sqrt{\frac{Z_{н1,н2}}{Z_{01,02}}}$

последнее выражение изменяется $a_{1,2}=r_{н1,н2}$; $b_{1,2}=x_{н1,н2}$.

Подставим (6) в (1) и разделим между собой действительную и мнимую части в полученном комплексном уравнении:

$$
\begin{aligned}
&-2x_{21}a_{1,2}+m_{1,2}x_{11}\left[\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)\cos\varphi_{1,2}-\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)\sin\varphi_{1,2}\right]-m_{1,2}x_{22}\times\\
&\times\left(r_{н1,н2}\cos\varphi_{1,2}-x_{н1,н2}\sin\varphi_{1,2}\right)+|x|m_{1,2}\sin\varphi_{1,2}+m_{1,2}\left(A\cos\varphi_{1,2}-B\sin\varphi_{1,2}\right)=0;\\
&-2x_{21}b_{1,2}+m_{1,2}x_{11}\left[\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)\cos\varphi_{1,2}+\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)\sin\varphi_{1,2}\right]-m_{1,2}x_{22}\times\\
&\times\left(x_{н1,н2}\cos\varphi_{1,2}+r_{н1,н2}\sin\varphi_{1,2}\right)-|x|m_{1,2}\cos\varphi_{1,2}+m_{1,2}\left(B\cos\varphi_{1,2}+A\sin\varphi_{1,2}\right)=0,
\end{aligned}
\qquad (7)
$$

где $A=x_{н1,н2}\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)+r_{н1,н2}\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)$; $B=-r_{н1,н2}\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)+x_{н1,н2}\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)$.

Решения системы (7) имеет вид двух взаимосвязей между элементами матрицы сопротивлений СФУ:

$$x_{11}=D_{1,2}x_{22}+E_{1,2}-x_{н1,н2}+\frac{2x_{21}G_{1,2}}{m_{1,2}}; \qquad (8)$$

$$x_{21}=\frac{H_{1,2}-x_{22}G_{1,2}}{m_{1,2}}\pm\frac{1}{m_{1,2}}\sqrt{-\left(D_{1,2}m_{1,2}^2-G_{1,2}^2\right)x_{22}^2-2x_{22}\left(E_{1,2}m_{1,2}^2+H_{1,2}G_{1,2}\right)+F_{1,2}m_{1,2}^2+H_{1,2}^2},$$

где $D_{1,2}=\frac{r_{н1,н2}}{r_{01,02}+r_{1,2}}$; $E_{1,2}=\frac{-r_{н1,н2}\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)}{r_{01,02}+r_{1,2}}$; $F_{1,2}=\frac{-r_{н1,н2}\left[\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)^2+\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)^2\right]}{r_{01,02}+r_{1,2}}$

$$G_{1,2}=\frac{a_{1,2}Cos\varphi_{1,2}+b_{1,2}Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02}+r_{1,2}};$$

$$H_{1,2}=\frac{\left[a_{1,2}\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)-b_{1,2}\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)\right]Cos\varphi_{1,2}+\left[a_{1,2}\left(r_{01,02}+r_{1,2}\right)\right)+b_{1,2}\left(x_{01,02}+x_{1,2}\right)\right]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02}+r_{1,2}};$$

$$a_{1,2}=\pm\sqrt{\frac{\sqrt{x_{1,2}{}^2+y_{1,2}{}^2}+x_{1,2}}{2}}; b_{1,2}=\pm\sqrt{\frac{\sqrt{x_{1,2}{}^2+y_{1,2}{}^2}-x_{1,2}}{2}};$$

$x_{1,2}=r_{01,02}r_{н1,н2}-x_{01,02}x_{н1,н2}$; $y_{1,2}=r_{н1,н2}x_{01,02}+x_{н1,н2}r_{01,02}$.

Поскольку элементы матрицы сопротивлений СФУ, записанные с помощью (8) отдельно для двух состояний нелинейного элемента, характеризуют одно и то же СФУ, то взаимосвязи (8) для обоих состояний должны быть попарно равны. Полученная таким образом система двух уравнений не имеет решений. Поэтому необходимо от взаимосвязей между элементами матрицы сопротивлений (8) перейти к взаимосвязям между элементами классической матрицы передачи. Используя соотношения между этими матрицами [Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971. с.37], получим:

$$x_{22}=\frac{\alpha}{\gamma};\ x_{11}=\frac{-1}{\gamma};\ x_{21}=\frac{\pm\sqrt{\alpha+\beta\gamma}}{\gamma};\ \frac{x_{11}}{x_{21}}=a, \tag{9}$$

или $\alpha=-D_2+(x_{н2}-E_2)\gamma+\frac{G_2}{dm_2};\ \beta=F_2\gamma-E_2-x_{н2}-\frac{H_2}{dm_2};$ (10)

$$\gamma=\frac{(x_{н1}-x_{н2})G+Am_1+Bm_2}{(x_{н1}-x_{н2})H+Cm_1+Dm_2};\ d=\frac{(x_{н1}-x_{н2})H+Cm_1+Dm_2}{m_1m_2r_{н1}r_{н2}(K_н-K)};$$

где $G=-G_1m_2+G_2m_1;\quad H=-H_1m_2+H_2m_1;\ M=\frac{|m_2-m_1|}{m_2+m_1};$

$$D_{1,2}=\frac{r_{н1,н2}}{r_{01,02}+r_{1,2}};\ E_{1,2}=\frac{-r_{н1,н2}(x_{01,02}+x_{1,2})}{r_{01,02}+r_{1,2}};\quad F_{1,2}=\frac{-r_{н1,н2}\left[(x_{01,02}+x_{1,2})^2+(r_{01,02}+r_{1,2})^2\right]}{r_{01,02}+r_{1,2}};$$

$$G_{1,2}=\frac{r_{н1,н2}Cos\varphi_{1,2}+x_{н1,н2}Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02}+r_{1,2}};$$

$$H_{1,2}=\frac{[r_{н1,н2}(x_{01,02}+x_{1,2})-x_{н1,н2}(r_{01,02}+r_{1,2})]Cos\varphi_{1,2}+[r_{н1,н2}(r_{01,02}+r_{1,2}))+x_{н1,н2}(x_{01,02}+x_{1,2})]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02}+r_{1,2}};$$

$K_н=\frac{r_{н1}}{r_{н2}}+\frac{r_{н2}}{r_{н1}}+\frac{(x_{н1}-x_{н2})^2}{r_{н1}r_{н2}};\ K=\frac{r_{01}+r_1}{r_{02}+r_2}+\frac{r_{02}+r_2}{r_{01}+r_1}+\frac{(x_{01}+x_1-x_{02}-x_2)^2}{(r_{01}+r_1)(r_{02}+r_2)}$ - частотные качества нагрузки и источника сигнала с нелинейным элементом (мера различия их сопротивлений на двух частотах); $\alpha=\frac{d}{a};\quad \beta=\frac{b}{a};\quad \gamma=\frac{c}{a};$ a, b, c, d - элементы классической матрицы передачи четырехполюсника; $r_{н1,н2}$, $x_{н1,н2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нагрузки на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала;

$r_{01,02}$,$x_{01,02}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления источника сигнала на двух крайних астотах фазомодулированного сигнала; $r_{1,2}$, $x_{1,2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нелинейного элемента на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; M - глубина амплитудной модуляции амплитудно-фазомодулированного сигнала; $\varphi_{1,2}$ - заданные фазы фазомодулированного сигнала на двух его крайних частотах.

Полученные взаимосвязи (10) между элементами классической матрицы передачи определяют все четыре элемента этой матрицы. Однако элементы матрицы передачи связаны между собой условием взаимности [Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971, с.14], которое в наших обозначениях имеет вид:

$$(\alpha+\beta\gamma)d^2=1. \tag{11}$$

Условие (11) по существу является условием физической реализуемости четырехполюсника, параметры которого описываются элементами матрицы передачи (10). Поэтому это условие накладывает ограничения на одну из величин, определяющих эти элементы, например:

$$m_1 = \frac{-y - \sqrt{y^2 - 4xz}}{2x}, \qquad (12)$$

где $x = m_2^2 r_{н1}^2 r_{н2}^2 (K - K_н)^2 + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_2^2 + 2E_1 C_2 H_2 - F_1 G_2^2) + 2(x_{н1} - x_{н2}) \times$
$\times [H_2 (AE_1 + CD_1) + G_2 (CE_1 - AF_1)] + D_1 C^2 + 2CE_1 A - F_1 A^2;$
$y = m_2 [r_{н1} r_{н2} (K_н - K)[AH_1 - CG_1 + (H_1 G_2 - G_1 H_2)(x_{н1} - x_{н2})] + 2(x_{н1} - x_{н2})^2 \times$
$\times [G_1 (F_1 G_2 + E_1 H_2) - H_1 (D_1 H_2 + E_1 G_2)] + 2(x_{н1} - x_{н2})[E_1 (DG_2 + BH_2) - E_1 (CC_1 + AH_1) +$
$+ F_1 (AG_1 - BG_2) + D_1 (DH_2 - CH_1)] + 2(ADE_1 + BCE_1 - BAF_1 + DD_1 C)];$
$z = m_2^2 [r_{н1} r_{н2} (BH_1 - DG_1)(K_н - K) + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_1^2 + 2H_1 E_1 G_1 - F_1 G_1^2) +$
$+ 2(x_{н1} - x_{н2})[G_1 (BF_1 - DE_1) - H_1 (BE_1 + DD_1)] + D_1 D^2 + 2BDE_1 - F_1 B^2];$
$K_н = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}}; \; K = \frac{r_{01} + r_1}{r_{02} + r_2} + \frac{r_{02} + r_2}{r_{01} + r_1} + \frac{(x_{01} + x_1 - x_{02} - x_2)^2}{(r_{01} + r_1)(r_{02} + r_2)}.$

Таким образом, для синтеза четырехполюсника необходимо выбрать любые три из четырех (10) ограничений на элементы матрицы передачи при обязательном ограничении (12) на модуль коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора. В данной работе выбраны ограничения на элементы α, β, γ. Для определения оптимальных значений параметров реального четырехполюсника надо выбрать его типовую схему, найти классическую матрицу передачи этой схемы и представить ее в следующем виде:

$$A = d\begin{vmatrix} \alpha & j\beta \\ j\gamma & 1 \end{vmatrix}. \qquad (13)$$

Найденные таким образом элементы α, β, γ, выраженные через параметры схемы, необходимо подставить в (10) и решить сформированную систему трех уравнений относительно выбранных трех параметров схемы. Если число параметров схемы четырехполюсника больше трех, то значения трех из них определяются указанным образом, а значения остальных могут быть выбраны произвольно или исходя из каких-либо других физических соображений. В соответствии с описанным алгоритмом была синтезирована схема четырехполюсника в виде перекрытого Т-образного соединения четырех двухполюсников. Элементы матрицы передачи такого соединения имеют вид [Гуревич И.В. Основы расчета радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. - 396 с.]:

$$a = \frac{x_1 (x_3 + x_4) + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}{x_1 x_3 + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}; \; b = \frac{x_4 (x_1 x_2 + x_1 x_3 + x_2 x_4)}{x_1 x_3 + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}; \qquad (14)$$

$$c = -\frac{x_1 + x_3 + x_4}{x_1 x_3 + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}; \; d = \frac{x_3 (x_1 + x_4) + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}{x_1 x_3 + x_2 (x_1 + x_3 + x_4)}.$$

Подставим (14) в (10). Получим математические выражения для определения оптимальных значений сопротивлений реактивных двухполюсников:

$$x_1 = x_4 = \frac{3Q - \alpha - 2}{\gamma}; \quad x_2 = \frac{\alpha - 2Q}{\gamma}; \quad x_3 = \frac{(\alpha - Q)(\alpha + 2 - 3Q)}{\gamma (Q - 1)}, \qquad (15)$$

где $Q = \pm\sqrt{\alpha + \beta\gamma}$.

Подкоренное выражение в (15) всегда положительно.

После определения значений сопротивлений конкретная схема четырехполюсника формируется следующим образом. Если $x_n > 0$ (n=1, 2, 3, 4 - номер двухполюсника), то

это индуктивность $L_n = \frac{x_n}{2\pi f}$, где f - заданная частота.

Если $x_n<0$, то это емкость $C_n = \frac{-1}{x_n 2\pi f}$.

Необходимо отметить, что при решении данной задачи предполагалось, что элементы матрицы сопротивлений (3) на двух крайних частотах входного ФМС являются неизменными. Это возможно только в том случае, если параметры элементов схемы СФУ являются также постоянными на этих частотах. Для получения такого результата необходимо сформировать каждый двухполюсник СФУ из не менее трех реактивных элементов типа L, C. Значения двух параметров каждого двухполюсника находятся из условия обеспечения одного и того же значения сопротивления на двух частотах АФМС. Например, для последовательно соединенных между собой параллельного L_1, C_1 и последовательного L_2, C_2 колебательных контуров это условие выполняется при следующих его параметрах:

$$L_1 = \frac{\left(\omega_2^2 - \omega_1^2\right)\left(1 - L_2 C_2 \omega_1^2 + C_2 \omega_1 x_k\right)\left(1 - L_2 C_2 \omega_2^2 + C_2 \omega_2 x_k\right)}{\omega_1^2 \omega_2^2 C_2^{\,2}\left[\left(\omega_1^2 - \omega_2^2\right) L_2 + x_k\left(\omega_2 - \omega_1\right)\right]};$$

(16)

$$C_1 = \frac{C_2\left[\omega_1^2\left(1 + x_k \omega_2 C_2\right) - \omega_2^2\left(1 + x_k \omega_1 C_2\right)\right]}{\left(\omega_2^2 - \omega_1^2\right)\left(1 - L_2 C_2 \omega_1^2 + C_2 \omega_1 x_k\right)\left(1 - L_2 C_2 \omega_2^2 + C_2 \omega_2 x_k\right)},$$

где $\omega_{1,2}=2\pi f_{1,2}$; $f_{1,2}$ - заданные крайние частоты диапазона изменения частоты фазомодулированного сигнала; L_2, C_2 - значения индуктивности и емкости последовательного контура, заданные из условия обеспечения физической реализуемости значений индуктивности и емкости L_1, C_1, определяемых по вышеуказанным формулам. Физическая реализуемость индуктивностей и емкостей, значения которых определяются этими формулами, состоит в том, чтобы указанные значения были близки по номиналу к значениям индуктивностей и емкостей, выпускаемых промышленностью.

В формулах (16) x_k - это реактивное сопротивление k-го двухполюсника (k=1, 2, 3, 4), входящего в СФУ, значение которого определяется по изложенному выше алгоритму (15).

При выбранных в соответствии с этим алгоритмом оптимальных значений сопротивлений двухполюсников с помощью высокочастотной части фазового демодулятора будет реализована операция преобразования ФМС в АФМС с заданным левым склоном АЧХ в заданной полосе частот даже в предположении, что нелинейный элемент является безынерционным.

Предлагаемые технические решения являются новыми, поскольку из общедоступных сведений неизвестно устройство демодуляции ФМС, обеспечивающее заданные уровни амплитуды АФМС в двух крайних состояниях, соответствующих крайним значениям частоты ФМС, и состоящее из нелинейного двухполюсного элемента, включенного в продольную цепь (последовательно) между выходом источника сигнала и четырехполюсником, причем четырехполюсник выполнен в виде перекрытого Т-образного соединения четырех реактивных двухполюсников, параметры которых определены по соответствующим математическим выражениям. При этом значение модуля коэффициента передачи в первом состоянии выбрано оптимальной по критерию обеспечения физической реализуемости. В обоих

состояниях нелинейного элемента значения модулей коэффициентов передачи контролируются.

Предлагаемые технические решения имеют изобретательский уровень, поскольку из опубликованных научных данных и известных технических решений явным образом не следует, что заявленная последовательность операций (выполнение четырехполюсника реактивным в виде перекрытого Т-образного соединения четырех двухполюсников) с выбором значений их параметров из условия обеспечения заданных уровней амплитуды АФМС в двух состояниях, соответствующих крайним значениям частоты ФМС, осуществляет преобразование ФМС в АФМС без наличия источника опорного сигнала.

Предлагаемые технические решения практически применимы, так как для их реализации могут быть использованы серийно выпускаемые промышленностью полупроводниковые диоды, индуктивности и емкости, сформированные в заявленную схему реактивного четырехполюсника. Значения индуктивностей и емкостей однозначно могут быть определены с помощью математических выражений, приведенных в формуле изобретения.

Технико-экономическая эффективность предложенного устройства заключается в одновременном обеспечении заданных значений модулей коэффициентов передачи демодулятора в двух состояниях нелинейного элемента, соответствующих крайним значениям частоты ФМС, что способствует достижению требуемых значений амплитуд АФМС в указанных состояниях, т.е. повышению помехоустойчивости.

Формула изобретения

1. Способ демодуляции фазомодулированных сигналов, состоящий в том, что демодулятор включают между источником радиочастотных фазомодулированных сигналов и низкочастотной нагрузкой и выполняют его из четырехполюсника, двухполюсного нелинейного элемента, фильтра нижних частот, фазомодулированный сигнал преобразовывают в амплитудно-фазомодулированный сигнал, с помощью нелинейного элемента разрушают спектр амплитудно-фазомодулированного сигнала на высокочастотные и низкочастотные составляющие, с помощью фильтра нижних частот выделяют информационный низкочастотный сигнал, амплитуда которого изменяется по закону изменения фазы фазомодулирванного входного сигнала, отличающийся тем, что двухполюсный нелинейный элемент включают между источником сигнала и четырехполюсником в продольную цепь, четырехполюсник выполняют из числа реактивных двухполюсников, не меньшего трех, значения параметров которых выбраны из условия формирования левого склона амплитудно-частотной характеристики путем обеспечения требуемого значения модуля m_2 коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора во втором состоянии нелинейного элемента, определяемого одним из крайних значений амплитуды амплитудно-фазомодулированного сигнала, преобразование фазомодулированного сигнала в амплитудно-фазомодулированный сигнал осуществляют путем подачи фазомодулированного сигнала на левый склон амплитудно-частотной характеристики, значение модуля m_1, коэффициента передачи высокочастотной части демодулятора в первом состоянии нелинейного элемента выбирают из условия физической реализуемости четырехполюсника, низкочастотную составляющую амплитудно-фазомодулированного сигнала подают на интегрирующую цепь, при этом указанные условия реализуются с помощью следующих математических выражений:

$$\alpha = -D_2 + (x_{н2} - E_2)\gamma + \frac{G_2}{dm_2};\ \beta = F_2\gamma - E_2 - x_{н2} - \frac{H_2}{dm_2};$$

$$\gamma = \frac{(x_{н1} - x_{н2})G + Am_1 + Bm_2}{(x_{н1} - x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2};\ d = \frac{(x_{н1} - x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}{m_1 m_2 r_{н1} r_{н2}(K_0 - K)};\ m_1 = \frac{-y - \sqrt{y^2 - 4xz}}{2x},$$

где $G = -G_1 m_2 + G_2 m_1;\quad H = -H_1 m_2 + H_2 m_1;\ M = \frac{|m_2 - m_1|}{m_2 + m_1};$

$$D_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};\ E_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})}{r_{01,02} + r_{1,2}};\quad F_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}\left[(x_{01,02} + x_{1,2})^2 + (r_{01,02} + r_{1,2})^2\right]}{r_{01,02} + r_{1,2}}$$

$$G_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}Cos\varphi_{1,2} + x_{н1,н2}Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$H_{1,2} = \frac{[r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2}) - x_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})]Cos\varphi_{1,2} + [r_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})) + x_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$x = m_2^2 r_{н1}^2 r_{н2}^2 (K - K_н)^2 + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_2^2 + 2E_1 C_2 H_2 - F_1 G_2^2) + 2(x_{н1} - x_{н2}) \times$$
$$\times [H_2(AE_1 + CD_1) + G_2(CE_1 - AF_1)] + D_1 C^2 + 2CE_1 A - F_1 A^2;$$

$$y = m_2[r_{н1} r_{н2}(K_н - K)[AH_1 - CG_1 + (H_1 G_2 - G_1 H_2)(x_{н1} - x_{н2})] + 2(x_{н1} - x_{н2})^2 \times$$
$$\times [G_1(F_1 G_2 + E_1 H_2) - H_1(D_1 H_2 + E_1 G_2)] + 2(x_{н1} - x_{н2})[E_1(DG_2 + BH_2) - E_1(CC_1 + AH_1) +$$
$$+ F_1(AG_1 - BG_2) + D_1(DH_2 - CH_1)] + 2(ADE_1 + BCE_1 - BAF_1 + DD_1 C)];$$

$$z = m_2^2[r_{н1} r_{н2}(BH_1 - DG_1)(K_н - K) + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_1^2 + 2H_1 E_1 G_1 - F_1 G_1^2) +$$
$$+ 2(x_{н1} - x_{н2})[G_1(BF_1 - DE_1) - H_1(BE_1 + DD_1)] + D_1 D^2 + 2BDE_1 - F_1 B^2];$$

$$K_н = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}};\ K = \frac{r_{01} + r_1}{r_{02} + r_2} + \frac{r_{02} + r_2}{r_{01} + r_1} + \frac{(x_{01} + x_1 - x_{02} - x_2)^2}{(r_{01} + r_1)(r_{02} + r_2)};$$

$\alpha = \frac{d}{a};\quad \beta = \frac{b}{a};\quad \gamma = \frac{c}{a};$ a, b, c, d - элементы классической матрицы передачи четырехполюсника; $r_{н1,н2}$, $x_{н1,н2}$ заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нагрузки на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{01,02}$, $x_{01,02}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления источника сигнала на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{1,2}$, $x_{1,2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нелинейного элемента на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; M - глубина амплитудной модуляции амплитудно-фазомодулированного сигнала; $\varphi_{1,2}$ - заданные фазы фазомодулированного сигнала на двух его крайних частотах.

2. Устройство демодуляции фазомодулированных сигналов, включенное между источником фазомодулированных сигналов и низкочастотной нагрузкой и состоящее из преобразователя фазомодулированных сигналов в амплитудно-фазомодулированный сигнал, четырехполюсника, двухполюсного нелинейного элемента, фильтра нижних частот, отличающееся тем, что нелинейный элемент включен между источником сигнала и четырехполюсником в продольную цепь, четырехполюсник выполнен в виде перекрытого Т-образного соединения четырех двухполюсников с сопротивлениями x_1, x_2, x_3, x_4, значения которых выбраны из условия формирования левого склона АЧХ пуем обеспечения заданного значения модуля коэффициента передачи в одном из состояний нелинейного элемента,

определяемого одним из крайних значений частоты амплитудно-фазомодулированного сигнала, с помощью следующих математических выражений:

$$x_1 = x_4 = \frac{3Q-\alpha-2}{\gamma}; x_2 = \frac{\alpha-2Q}{\gamma}; x_3 = \frac{(\alpha-Q)(\alpha+2-3Q)}{\gamma(Q-1)},$$

где $Q = \pm\sqrt{\alpha+\beta\gamma}$; $\alpha = -D_2 + (x_{н2} - E_2)\gamma + \frac{G_2}{dm_2}$; $\beta = F_2\gamma - E_2 - x_{н2} - \frac{H_2}{dm_2}$;

$$\gamma = \frac{(x_{н1}-x_{н2})G + Am_1 + Bm_2}{(x_{н1}-x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}; d = \frac{(x_{н1}-x_{н2})H + Cm_1 + Dm_2}{m_1 m_2 r_{н1} r_{н2}(K_0 - K)}; m_1 = \frac{-y - \sqrt{y^2 - 4xz}}{2x},$$

где $G = -G_1 m_2 + G_2 m_1$; $H = -H_1 m_2 + H_2 m_1$; $M = \frac{|m_2 - m_1|}{m_2 + m_1}$;

$$D_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}}{r_{01,02} + r_{1,2}}; E_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})}{r_{01,02} + r_{1,2}}; F_{1,2} = \frac{-r_{н1,н2}\left|(x_{01,02} + x_{1,2})^2 + (r_{01,02} + r_{1,2})^2\right|}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$G_{1,2} = \frac{r_{н1,н2}Cos\varphi_{1,2} + x_{н1,н2}Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$H_{1,2} = \frac{[r_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2}) - x_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})]Cos\varphi_{1,2} + [r_{н1,н2}(r_{01,02} + r_{1,2})) + x_{н1,н2}(x_{01,02} + x_{1,2})]Sin\varphi_{1,2}}{r_{01,02} + r_{1,2}};$$

$$x = m_2^2 r_{н1}^2 r_{н2}^2 (K - K_н)^2 + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_2^2 + 2E_1 C_2 H_2 - F_1 G_2^2) + 2(x_{н1} - x_{н2}) \times$$
$$\times [H_2(AE_1 + CD_1) + G_2(CE_1 - AF_1)] + D_1 C^2 + 2CE_1 A - F_1 A^2;$$
$$y = m_2[r_{н1} r_{н2}(K_н - K)[AH_1 - CG_1 + (H_1 G_2 - G_1 H_2)(x_{н1} - x_{н2})] + 2(x_{н1} - x_{н2})^2 \times$$
$$\times [G_1(F_1 G_2 + E_1 H_2) - H_1(D_1 H_2 + E_1 G_2)] + 2(x_{н1} - x_{н2})[E_1(DG_2 + BH_2) - E_1(CC_1 + AH_1) +$$
$$+ F_1(AG_1 - BG_2) + D_1(DH_2 - CH_1)] + 2(ADE_1 + BCE_1 - BAF_1 + DD_1 C)];$$
$$z = m_2^2[r_{н1} r_{н2}(BH_1 - DG_1)(K_н - K) + (x_{н1} - x_{н2})^2 (D_1 H_1^2 + 2H_1 E_1 G_1 - F_1 G_1^2) +$$
$$+ 2(x_{н1} - x_{н2})[G_1(BF_1 - DE_1) - H_1(BE_1 + DD_1)] + D_1 D^2 + 2BDE_1 - F_1 B^2];$$

$$K_н = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}}; K = \frac{r_{01} + r_1}{r_{02} + r_2} + \frac{r_{02} + r_2}{r_{01} + r_1} + \frac{(x_{01} + x_1 - x_{02} - x_2)^2}{(r_{01} + r_1)(r_{02} + r_2)};$$

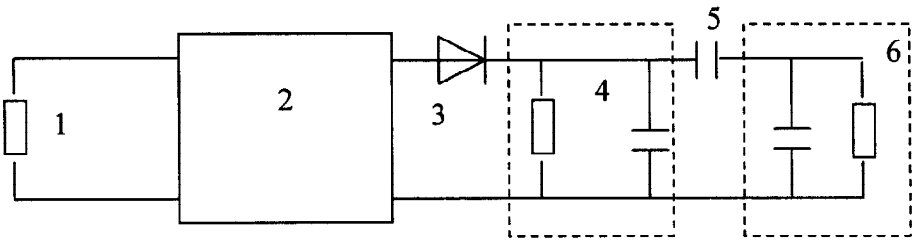
$\alpha = \frac{d}{a}$; $\beta = \frac{b}{a}$; $\gamma = \frac{c}{a}$; a, b, c, d - элементы классической элементы классической матрицы передачи четырехполюсника; $r_{н1,н2}$, $x_{н1,н2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нагрузки на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{01,02}$, $x_{01,02}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления источника сигнала на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; $r_{1,2}$, $x_{1,2}$ - заданные действительные и мнимые составляющие сопротивления нелинейного элемента на двух крайних частотах фазомодулированного сигнала; M - глубина амплитудной модуляции амплитудно-фазомодулированного сигнала; $\varphi_{1,2}$ - заданные фазы фазомодулированного сигнала на двух его крайних частотах, при этом каждый из двухполюсников сформирован из последовательно соединенных между собой параллельного L_1C_1 и последовательного L_2C_2 контуров, причем элементы

параллельного контура определяются с помощью следующих математических выражений:

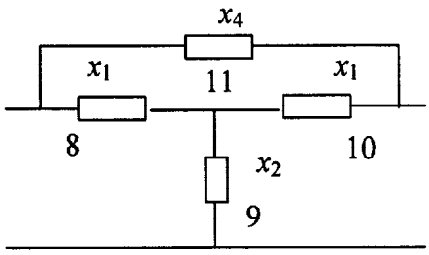
$$L_1 = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(1 - L_2 C_2 \omega_1^2 + C_2 \omega_1 x_k)(1 - L_2 C_2 \omega_2^2 + C_2 \omega_2 x_k)}{\omega_1^2 \omega_2^2 C_2^2 [(\omega_1^2 - \omega_2^2) L_2 + x_k (\omega_2 - \omega_1)]};$$

$$C_1 = \frac{C_2 [\omega_1^2 (1 + x_k \omega_2 C_2) - \omega_2^2 (1 + x_k \omega_1 C_2)]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(1 - L_2 C_2 \omega_1^2 + C_2 \omega_1 x_k)(1 - L_2 C_2 \omega_2^2 + C_2 \omega_2 x_k)},$$

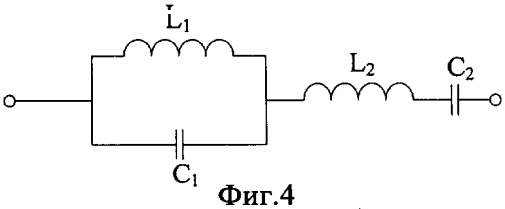
где $\omega_{1,2}=2\pi f_{1,2}$; $f_{1,2}$ - заданные крайние частоты диапазона изменения частоты фазомодулированного сигнала; L_2C_2 - значения индуктивности и емкости последовательного контура, заданные из условия обеспечения физической реализуемости значений индуктивности и емкости L_1, C_1, определяемых по вышеуказанным формулам; x_k - это реактивное сопротивление k-го двухполюсника (k= 1, 2, 3, 4).



Фиг.1



Фиг.3



Фиг.4