

**ОПИСАНИЕ
ИЗОБРЕТЕНИЯ
К ПАТЕНТУ**
(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ

(19) **ВУ** (11) **14992**

(13) **С1**

(46) **2011.10.30**

(51) МПК

H 04B 7/015 (2006.01)

H 04B 1/10 (2006.01)



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ
СОБСТВЕННОСТИ

(54) СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ

(21) Номер заявки: а 20080298

(22) 2008.03.14

(43) 2009.10.30

(71) Заявитель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)

(72) Авторы: Кирильчук Валерий Борисович; Лихачевский Дмитрий Викторович; Попов Алексей Александрович; Чернуха Борис Николаевич (ВУ)

(73) Патентообладатель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)

(56) US 5280631 A, 1994.

BY 8676 C1, 2006.

RU 42721 U1, 2004.

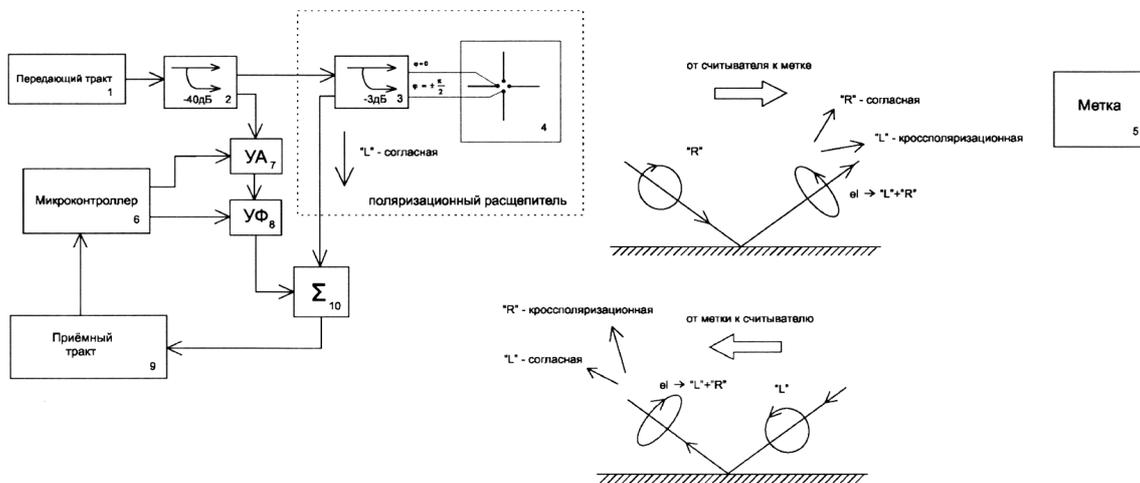
US 4329687, 1982.

US 5842135 A, 1998.

EA 000444 B1, 1999.

(57)

1. Способ уменьшения интерференционных замираний сигнала при распространении радиоволн, при котором передают и принимают радиоволны, распространяющиеся в прямом и обратном двулучевом канале связи посредством антенн с согласованной круговой поляризацией на передающей и приемной сторонах, причем на приемной стороне расщепляют по поляризации базису приходящие прямую и отраженную от подстилающей поверхности радиоволны на согласную и кроссполяризационную составляющие и отфильтровывают кроссполяризационную составляющую.



Фиг. 6

ВУ 14992 С1 2011.10.30

2. Устройство для уменьшения интерференционных замираний сигнала при распространении радиоволн способом по п. 1, содержащее передающий тракт, направленный ответвитель с глубокой связью, трехдецибелный квадратурный мост, антенну, управляемый аттенюатор, управляемый фазовращатель, сумматор сигналов, микроконтроллер и приемный тракт, причем первое плечо трехдецибелного направленного ответвителя соединено с элементом антенны, выполненным с возможностью излучения радиоволны с горизонтальной поляризацией, второе плечо - с элементом антенны, выполненным с возможностью излучения радиоволны с вертикальной поляризацией, третье плечо - с первым входом сумматора, а четвертое плечо - с первым плечом направленного ответвителя с глубокой связью, второе плечо которого соединено со входом управляемого аттенюатора, выходом соединенным со входом управляемого фазовращателя, выход которого соединен со вторым входом сумматора, выходом соединенным со входом приемного тракта, выход которого соединен со входом микроконтроллера, первым выходом управления соединенным со входом управления управляемого аттенюатора, а вторым выходом управления - со входом управления управляемого фазовращателя; третье плечо направленного ответвителя с глубокой связью соединено с выходом передающего тракта.

Изобретение относится к радиотехнике и предназначено для уменьшения потерь, обусловленных интерференцией сигналов в многолучевом канале распространения радиоволн (РРВ). Предлагаемое изобретение может быть использовано в системах радиочастотной идентификации объектов (РЧИД).

Известно изобретение [1], в котором с целью уменьшения влияния отраженных сигналов предлагается осуществить пространственное разнесение антенн.

Известно изобретение [2], в котором описана радиотехническая система приема и передачи информации. В данном изобретении предлагается на передающей стороне разделить исходный сигнал на две части и передать его посредством радиоволн с вертикальной и горизонтальной поляризацией. На приемной стороне предлагается принять две составляющие сигнала с разными поляризациями и просуммировать их. Целью изобретения [2] является уменьшение влияния отраженных сигналов от находящихся на трассе РРВ объектов, как следствие - увеличение соотношения сигнал/шум и повышение надежности работы системы.

В приведенном изобретении [2] не оговорена электрическая длина фидеров от делителя до излучателей антенны, т.е. не учитываются фазовые соотношения между излучателями антенны. Таким образом, поляризация радиоволны, излучаемой антенной, может быть линейной (в случае, если бы излучатели излучали радиоволны с линейной поляризацией и возбуждались синфазно), с углом наклона 45° , может быть с иным углом наклона, эллиптической, круговой.

Приемная часть производит прием вертикальных и горизонтальных составляющих поляризованной волны и складывает их энергетически, т.е. не учитывает фазовых соотношений. Это может привести к тому, что интерференционные затухания могут быть выражены значительно, чем при круговой поляризации. При применении сигналов с круговой поляризацией требуется обеспечение поляризационного согласования антенн приемной и передающей сторон.

Наиболее близким к заявляемому изобретению является изобретение [8]. В изобретении [8] раскрывается система, предназначенная для функционирования в условиях ограниченного пространства, содержащая несколько антенн, излучающими последовательно радиоволны с различными видами поляризации, посредством которых передаются информационные кодовые последовательности, и радиоприемное устройство, осуществляющее их прием. Сущностью изобретения является улучшение работы системы,

повышение соотношения сигнал/шум. В данном изобретении радиопередающее устройство содержит две антенны, одна из которых излучает радиоволны с вертикальной поляризацией, а другая - с горизонтальной. Антенны передающего устройства слабо направлены, в одной из плоскостей диаграмма направленности антенны близка к изотропной. Радиоприемное устройство содержит только одну антенну. Поскольку положения интерференционных замираний для радиоволн с вертикальной и горизонтальной поляризацией не совпадают, то при приеме радиоволн обоих типов поляризации и последующем сложении сигналов удастся избежать резких снижений соотношения сигнал/шум, обусловленных интерференцией. Там, где при вертикальной поляризации радиоволн в пространстве присутствует высокий уровень сигнала, для горизонтальной в тех же пространственных областях приходится низкий уровень, и наоборот, если для горизонтальной поляризации присутствует высокий уровень сигнала, то для вертикальной поляризации в той же области пространства наблюдается минимум уровня сигнала. Система, приведенная в [8], обладает теми недостатками, что на передающей стороне необходимо устанавливать несколько антенн либо реализовывать переключение видов поляризации и осуществлять передачу сигналов многократно; поскольку радиоприемное устройство с его антенной может быть ориентировано в пространстве произвольно, то не всегда становится возможным обеспечение поляризационного согласования антенн радиоприемного и радиопередающего устройств. Это может привести к тому, что при определенных положениях радиоприемного устройства прием осуществляться не будет.

В заявляемом изобретении излучается одна радиоволна с круговой поляризацией на передающей стороне, а на приемной стороне принимаются радиоволны и производится расщепление их в поляризационном базисе таким образом, что становится возможным произвести селекцию прямых и отраженных лучей и, таким образом, уменьшить влияние интерференции.

Задачей данного изобретения является повышение надежности работы системы, уменьшение влияния отраженных сигналов, как следствие - повышение соотношения сигнал/шум. Для решения задачи предлагается:

1. Способ уменьшения интерференционных замираний сигнала при распространении радиоволн, при котором передают и принимают радиоволны, распространяющиеся в прямом и обратном многолучевом канале связи посредством антенн с согласованной круговой поляризацией на передающей и приемной сторонах, причем на приемной стороне расщепляют по поляризационному базису приходящие прямую и отраженные от подстилающих поверхностей радиоволны на согласную и кроссполяризационную составляющие и отфильтровывают кроссполяризационную составляющую.

2. Устройство для уменьшения интерференционных замираний сигнала при распространении радиоволн способом по п. 1, содержащее передающий тракт, направленный ответвитель с глубокой связью, трехдецибелный квадратурный мост, направленный ответвитель с глубокой связью, управляемый аттенюатор, управляемый фазовращатель, сумматор сигналов, микроконтроллер и приемный тракт, причем первое плечо трехдецибелного направленного ответвителя соединено с элементом антенны, выполненным с возможностью излучения радиоволны с горизонтальной поляризацией, второе плечо - с элементом антенны, выполненным с возможностью излучения радиоволны с вертикальной поляризацией, третье плечо - с первым выходом сумматора, а четвертое плечо - с первым плечом направленного ответвителя с глубокой связью, второе плечо которого соединено со входом управляемого аттенюатора, выходом соединенным со входом управляемого фазовращателя, выход которого соединен со вторым входом сумматора, выходом соединенным со входом приемного тракта, выход которого соединен со входом микроконтроллера, первым выходом управления соединенным со входом управления управляемого аттенюатора, а вторым выходом управления - со входом управления управляемого

фазовращателя; третье плечо направленного ответвителя с глубокой связью соединено с выходом передающего тракта.

В заявляемом изобретении предлагается применить антенны с круговой поляризацией на приемной и передающей сторонах и производить расщепление радиоволн, приходящих в точку приема по поляризации на согласную и кроссполяризационную составляющие. Радиоволна, имеющая круговую поляризацию, при падении и последующем отражении от подстилающей поверхности деполяризуется и становится эллиптически поляризованной, причем преимущественно с противоположным падающей волне направлению вращения вектора \vec{E} (фиг. 3).

Таким образом, если осуществить на приемной стороне расщепление волны падающей и волны отраженной в поляризационном базисе, то можно будет произвести селекцию прямой и отраженной волн и, следовательно, существенно снизить уровень интерференционных замираний.

Таким образом, радиопередающее устройство содержит одну антенну; антенна радиоприемного устройства согласована по поляризации с антенной передающего.

Предлагаемый способ может быть применен в системах радиочастотной идентификации объектов.

При использовании зондирующих сигналов считывателя с круговой поляризацией и антенн меток, согласованных по поляризации с излучаемым сигналом, интерференционная картина выражена значительно слабее, чем при линейных видах поляризации. Это обусловлено тем, что отраженная от подстилающей поверхности волна в общем случае становится эллиптически поляризованной с преобладанием кроссполяризационной составляющей, которая легко подавляется антенной метки.

На фиг. 1 представлена упрощенная двулучевая модель канала связи.

На фиг. 2 представлена более подробная двулучевая модель канала связи.

На фиг. 3 представлена деполяризация отраженной волны.

На фиг. 4 представлен пример устройства, реализующего предлагаемый способ.

На фиг. 5 представлена схема фазовой компенсации.

На фиг. 6 представлена модель заявляемого способа.

На фиг. 7-8 приведены результаты численного моделирования для разных видов поляризации, показывающие эффективность способа.

На фиг. 7 приведены зависимости модулей интерференционного множителя для разных видов поляризации от расстояния между точками установки антенн.

На фиг. 8 приведены зависимости модулей интерференционного множителя для разных видов поляризации от высоты установки антенн.

Для фиг. 7-8 расчеты произведены для примера при применении в системе радиочастотной идентификации диапазона 860...960 МГц. Высота антенны считывающего устройства 1,5 м (точка В на фиг. 2); высота расположения антенны ответчика 2 м (точка А на фиг. 2); частота 900 МГц.

Как было установлено Б.А. Введенским, при многолучевом распространении радиоволн в точке приема напряженность поля определяется как суперпозиция полей прямой волны и волны, отраженной от подстилающей поверхности, причем в конкретную точку приема приходит только одна отраженная волна и одна прямая волна [11].

На фиг. 1 представлена упрощенная геометрическая модель распространения прямой и отраженной от подстилающей поверхности радиоволн. В точке А установлен передатчик, в точке С - приемник.

Известно явление деполяризации при падении и последующем отражении радиоволн с круговой поляризацией от подстилающей поверхности.

В данном изобретении предлагается производить расщепление радиоволны, приходящей в точку приема по поляризации на согласную и кроссполяризационную составляющие. Волна, имеющая круговую поляризацию, при падении и последующем отражении от

подстилающей поверхности деполяризуется и становится эллиптически поляризованной, причем преимущественно с противоположным падающей волне направлением вращения вектора \vec{E} (фиг. 3). Таким образом, если осуществить на приемной стороне расщепление волны падающей и отраженной по поляризационному базису, то можно будет существенно снизить уровень интерференционных затуханий.

Геометрическая модель задачи представлена на фиг. 2.

Подстилающая поверхность в общем случае имеет различные неровности и шероховатости, которые могут вызвать рассеяние падающей волны и уменьшение напряженности поля в зеркальном отражении, их необходимо учитывать. Допустимая высота неровностей должна удовлетворять критерию Рэлея:

$$h_{\text{макс}} \leq \frac{\lambda}{(8...16) \cdot \cos \theta}, \quad (1)$$

где $h_{\text{макс}}$ - максимальная высота неровности;

λ - длина волны;

θ - угол падения волны на поверхность.

При рассмотрении задачи примем, что поверхности будут удовлетворять данному критерию. Если рассматривать применение данного метода в системах радиочастотной идентификации диапазонов УВЧ и СВЧ, то отражения имеют место быть главным образом от стен внутри помещения, дорожного покрытия, от паллет.

Электромагнитная волна падает на границу двух сред, характеризующихся разными значениями относительной диэлектрической и магнитной проницаемости ϵ_1, μ_1 и ϵ_2, μ_2 . Поскольку применение предполагается в случаях, где первая среда является воздухом, то можно принять $\epsilon_1 = \epsilon_0, \mu_1 = \mu_0$. Для второй среды можно принять $\mu_2 = \mu_0$, среда является немагнитной.

Амплитуда напряженности поля в точке определяется по формуле

$$E_m = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot D}}{r}, \quad (2)$$

где P - излучаемая мощность, Вт;

D - коэффициент направленного действия антенны;

r - расстояние между приемной и передающей антеннами.

Амплитудные значения напряженности поля прямой \vec{E}_1 и отраженной \vec{E}_2 волн в соответствии с (2) имеют вид:

$$\vec{E}_1 = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot D}}{r_1} \cdot F(\theta_1) \cdot e^{-j \cdot k \cdot r_1}, \quad (3)$$

$$\vec{E}_2 = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot D}}{r_2} \cdot F(\theta_2) \cdot (e^{-j \cdot k \cdot r_2} \cdot \dot{R}_i), \quad (4)$$

где r_1 - длина прямого луча;

r_2 - длина отраженного луча;

$F(\theta_1)$ и $F(\theta_2)$ - значения функции направленности для углов θ_1 и θ_2 ;

k - волновое число или постоянная распространения;

$k = \omega \cdot \sqrt{\epsilon_a \cdot \mu_a}$, где ω - циклическая частота;

$\epsilon_a = \epsilon_0 \cdot \epsilon, \mu_a = \mu_0 \cdot \mu$ - соответственно абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды распространения радиоволн (РРВ);

$$\dot{R}_i = |R_i| \cdot \exp(j \cdot \phi) \quad (5)$$

коэффициент отражения для заданного вида поляризации падающей волны.

При рассмотрении задачи распространения волн принимаем следующие приближения. Учитывая, что $r_1 \ll h_1$, принимаем $r_1 = r_2 = R_0$; также примем, что лучи BA||DA - прямой и отраженный лучи параллельны, угол $AB'B = \theta$.

Для любого вида поляризации, используя принятое приближение, результирующее поле определяется выражением:

$$\dot{E}_\Sigma = \frac{F(\theta)}{r} \cdot (60 \cdot P \cdot D)^{\frac{1}{2}} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot r_1) \cdot \left[1 + \dot{R}_i \cdot \frac{F(\theta_1)}{F(\theta_2)} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot \Delta r) \right], \quad (6)$$

где $\Delta r = r_2 - r_1 = 2 \cdot h_1 \cdot \cos \theta$ - разность хода прямого и отраженного лучей.

В формуле (6):

$$\frac{F(\theta)}{r} \cdot (60 \cdot P \cdot D)^{\frac{1}{2}} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot \Delta r) = \dot{E}_m, \quad (7)$$

- амплитудное значение напряженности поля в свободном пространстве;

$$1 + \dot{R}_i \cdot \frac{F(\theta_1)}{F(\theta_2)} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot \Delta r) = |\Phi_i(\theta) \cdot \exp(j \cdot \varphi_a)|, \quad (8)$$

- интерференционный множитель, учитывающий влияние подстилающей поверхности.

Модуль $|\Phi_i(\theta)|$ и фаза φ_a могут быть представлены в виде:

$$|\Phi_i(\theta)| = \sqrt{1 + 2 \cdot |\dot{R}_i| \cdot \frac{F(\theta_2)}{F(\theta_1)} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot h_1 \cdot \cos \theta - \varphi_i}{\lambda}\right) + |\dot{R}_i|^2 \cdot \frac{F^2(\theta_2)}{F^2(\theta_1)}}; \quad (9)$$

$$\varphi = \arctg \left\{ \frac{|\dot{R}_i| \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot h_1 \cdot \cos \theta - \varphi_i}{\lambda}\right)}{1 + |\dot{R}_i| \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot h_1 \cdot \cos \theta - \varphi_i}{\lambda}\right)} \right\}. \quad (10)$$

Поскольку в нашем случае антенна является слабонаправленной, то можно приближенно принять $F(\theta_1) = F(\theta_2)$, тогда из формулы (9) получаем выражение:

$$|\Phi_i(\theta)| = \sqrt{1 + 2 \cdot |\dot{R}_i| \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot h_1 \cdot \cos \theta - \varphi_i}{\lambda}\right) + |\dot{R}_i|^2}. \quad (11)$$

Коэффициенты отражения для линейных видов поляризации (коэффициенты Френеля) определяются по формулам:

$$\dot{R}_\perp = \frac{\cos \theta - \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2 \theta}} = |\dot{R}_\perp| \cdot e^{j \cdot \varphi_\perp}, \quad (12)$$

$$\dot{R}_\parallel = \frac{\dot{\epsilon}_2 \cdot \cos \theta - \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2 \theta}}{\dot{\epsilon}_2 \cdot \cos \theta + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2 \theta}} = |\dot{R}_\parallel| \cdot e^{j \cdot \varphi_\parallel}, \quad (13)$$

где \dot{R}_\perp - коэффициент отражения для нормальной к отражающей поверхности электромагнитной волны;

\dot{R}_\parallel - коэффициент отражения для параллельной к отражающей поверхности электромагнитной волны;

$$\dot{\epsilon}_2 = \epsilon_2 - 60 \cdot \lambda \cdot \delta_2;$$

ϵ_2 - действительная часть относительной диэлектрической проницаемости второй среды;

δ_2 - удельная электропроводность второй среды.

При падении на отражающую поверхность волны с круговой поляризацией, например, правого вращения, отраженный луч в силу деполаризации сигнала, обусловленного изме-

нением фазы и амплитуды исходного поля, будет эллиптически поляризованным и в круговом базисе может быть представлен в виде суммы двух ортогональных составляющих, правого и левого вращений соответствующими значениями коэффициентов отражения.

Для волны с согласным направлением вращения (в данном случае правополяризованной компонентой) коэффициент Френеля определяется:

$$\dot{R}_R = \frac{1}{2} \cdot (\dot{R}_\perp + \dot{R}_\parallel) = |\dot{R}_R| \cdot e^{j\varphi_R}, \quad (14)$$

где \dot{R}_R - коэффициент отражения для волны с поляризацией правого вращения (с согласной поляризацией);

и для кроссполяризационной компоненты (в данном случае левополяризованной волны):

$$\dot{R}_L = \frac{1}{2} \cdot (\dot{R}_\perp - \dot{R}_\parallel) = |\dot{R}_L| \cdot e^{j\varphi_L}, \quad (15)$$

где \dot{R}_L - коэффициент отражения для волны с поляризацией левого вращения (с кроссполяризационным компонентом).

Из фиг. 7-8 видно, что при применении радиоволн с линейной поляризацией интерференционный множитель имеет осциллирующий характер и дает значительные интерференционные минимумы; применение радиоволн с круговой поляризацией позволяет существенно уменьшить уровень интерференционных замираний в зависимости от относительного положения меток по дальности и высоте и повысить надежность функционирования системы.

Данный способ уменьшения интерференционных замираний обусловлен тем, что при деполяризации отраженного сигнала от подстилающей поверхности происходит преобразование этого сигнала. Отраженный сигнал преобразуется, главным образом, в кроссполяризационную составляющую. И поэтому при использовании на приемной стороне антенны с согласной поляризацией интерференция между прямым и отраженным лучом проявляется в значительно меньшей степени.

Рассмотрим применение данного способа в системах радиочастотной идентификации объектов УВЧ и СВЧ диапазонов. Достоверность считывания информации считывателем с метки (ответчика) главным образом определяется соотношением сигнал/шум на входе приемного устройства считывателя. Из фиг. 17-20 видно, что при использовании радиоволн с линейной поляризацией при определенных положениях антенны метки относительно антенн считывающего устройства имеют место локальные уменьшения сигналов относительно среднего уровня напряженности поля, глубина которых составляет порядка 25 дБ. Если метка попадает в такую зону, то считывания информации не происходит из-за низкого уровня сигнала метки, учитывая, что международными нормативными документами максимальная выходная мощность передатчика считывателя строго регламентируется, компенсировать локальные замирания сигналов путем увеличения мощности передатчика считывателя не представляется возможным. Перемещение метки относительно антенн считывателя позволяет выйти из зоны слабого сигнала, но для этого требуется применение специальных сканирующих или переключаемых антенн, что во многих случаях невозможно либо приводит к усложнению и удорожанию считывателя. Из фиг. 9 видно, что применение данного способа позволяет снизить влияние интерференционных минимумов не только при перемещении вдоль антенн, но и по высоте.

Антенна метки должна быть согласована по поляризации с сигналом считывателя, т.е. настроена на прием и передачу сигналов с согласной круговой поляризацией.

В настоящем способе предлагается производить поляризационное расщепление радиоволн с последующей их обработкой.

Примером построения устройства, реализующего данный способ, является устройство, приведенное на фиг. 4.

На фиг. 4 обозначены:

- 1 - передающее устройство;
- 2 - приемное устройство;
- 3 - трехдецибелный квадратурный мост;
- 4 - антенна, излучающая радиоволны с вертикальной поляризацией;
- 5 - антенна, излучающая радиоволны с горизонтальной поляризацией.

Посредством трехдецибелного квадратурного моста 3 сигнал от передающего устройства 1 делится и с плеч 3 и 4 подается на антенны 4 и 5. Антенны 4 и 5 совмещены таким образом, чтобы излучались радиоволны с круговой поляризацией. Сигнал в 3-м плече моста задержан по фазе от сигнала в 4-м плече на $\frac{\pi}{2}$. Таким образом на передачу

формируется радиоволна с круговой поляризацией правого направления вращения вектора \vec{E} . Поскольку трехдецибелный квадратурный мост является устройством взаимным, то приниматься антенной будут преимущественно радиоволны с "левым" направлением вращения вектора \vec{E} . Устройства на приемной и передающей сторонах должны быть согласованы по поляризации, т.е. настроены на прием и передачу сигналов с согласной круговой поляризацией. Квадратурный мост в общем случае не может обеспечить развязку более 20 дБ, поэтому между приемной и передающей частью может применяться схема фазовой компенсации. При этом в одном канале (в прямом канале) выделяется радиоволна с согласной поляризацией, кроссполяризационная составляющая фильтруется на приемной стороне посредством поляризационного расщепления; в другом канале (в обратном канале) реализуется тот же принцип.

Схема фазовой компенсации приведена на фиг. 5.

На фиг. 5 обозначены:

- 6 - передающий тракт;
- 7 - направленный ответвитель с глубокой связью;
- 8 - квадратурный трехдецибелный направленный ответвитель;
- 9 - антенна с круговой поляризацией;
- 10 - микроконтроллер;
- 11 - управляемый аттенюатор;
- 12 - управляемый фазовращатель;
- 13 - приемный тракт;
- 14 - сумматор сигналов.

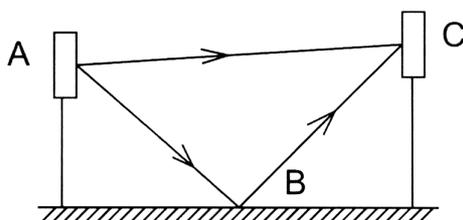
Схема компенсации предназначена для фазовой компенсации сигналов, проникающих в приемный тракт, обусловленных прямым прохождением через направленный ответвитель и многочисленными переотражениями в радиочастотном тракте. Если предположить, что проникающий сигнал будет ослаблен в поляризационном расщепителе на 30...40 дБ, т.е. в 10^4 раз по мощности, а выходная мощность передатчика составляет 1 Вт, то получится, что в тракт приема будет проникать мощность порядка 10^{-3} Вт; в то же время мощность сигнала, поступающего от метки, составляет $10^{-6} \dots 10^{-9}$ Вт. Таким образом, будет иметь место эффект блокирования и система работать не будет. Схема компенсации работает следующим образом. Перед началом работы в начале сессии считывающее устройство формирует только один немодулированный несущий сигнал для запитывания метки энергией. Передающий тракт 1 формирует только одну несущую. В это время метка только поглощает энергию, входное сопротивление микросхемы метки полностью согласовано с входным сопротивлением антенны метки, энергию метка практически не отражает, на вход приемной части сигналов от метки не поступает. От передающей части сигнал поступает на направленный ответвитель 2 с глубокой связью (порядка -40 дБ), с одного плеча которого поступает на устройство формирователя и разделителя поляризации сигналов (ФиРПС), далее на приемно-передающую антенну (ППА) 4. От ФиРПС сигнал поступает на сумматор 10, с выхода которого на приемный тракт 9. Со второго выхода направленного ответвителя 2 сигнал поступает на управляемый аттенюатор 7 и управляемый фазовра-

ВУ 14992 С1 2011.10.30

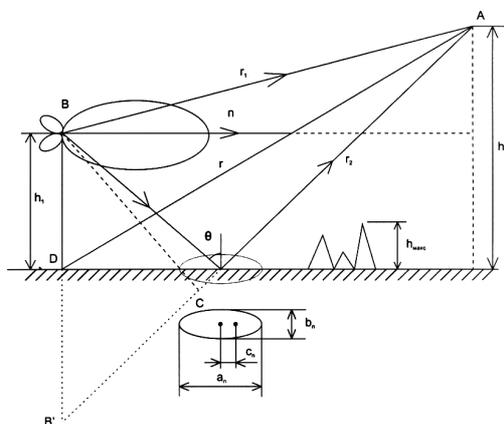
шатель 8, с выхода которого сигнал подается на второй вход сумматора 10. Таким образом, в начале сессии на входе приемного тракта присутствует только мешающий сигнал. В это время производится его обработка и микроконтроллер формирует управляющие сигналы для управляемых аттенюатора 7 и фазовращателя 6 таким образом, чтобы на втором входе сумматора 10 сформировать противофазный мешающему сигнал. На фиг. 6 приведен вариант реализации схемы компенсации с применением в устройстве ФиРПС трехдецибелного квадратурного моста.

Источники информации:

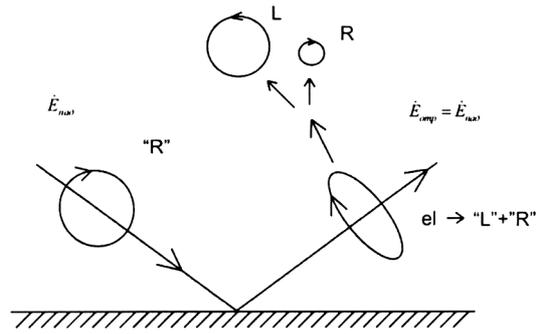
1. Патент ЕР 598624 А1, МПК G 01S 13/02, G 01S 13/24, 1993.
2. Патент Японии 56-098036, МПК Н 04В 7/10, 1981.
3. Патент РБ 8676 С1, МПК G 01S 7/495, 7/537, Н 04В 1/10, 2006.
4. Патент РФ 42721 U1, МПК Н 04В 1/10, Н 03D 3/00, 2003.
5. Патент США 4329687, МПК G 01S 13/10, 1982.
6. Патент США 5842135 А, МПК Н 04В 7/005, Н 04В 7/01, Н 04В 7/015, Н Н04В 15/00, 1998.
7. Евразийский патент ЕА 000444 В1, МПК Н 04В 7/10, Н 04В 7/10, 1999.
8. Патент США 5280631, МПК Н 04В 1/02, 1994.
9. Патент США 6823177 В1, МПК Н 04В 1/02, Н 04В 1/04, 2004.
10. Патент ЕР 1734662 А1, МПК Н 04В 5/02, Н 04В 1/59, G 06K 17/00, 2006.
11. Введенский Б.А. Основы теории распространения радиоволн. - М. - Л.: Гостехиздат, 1934.
12. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. Изд. 2-е, доп. и пер. - М.: Сов. радио, 1972.
13. Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Под ред. Г.И. Веселова. - М.: Высш. шк., 1988. - 208 с.



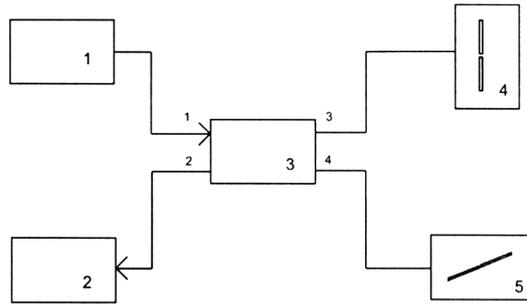
Фиг. 1



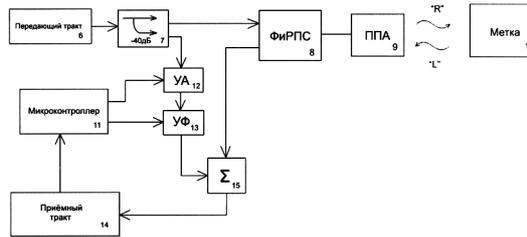
Фиг. 2



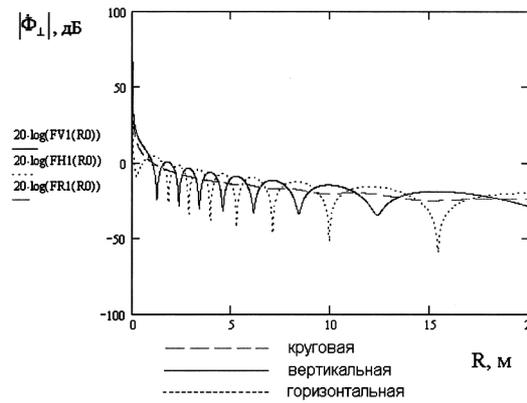
Фиг. 3



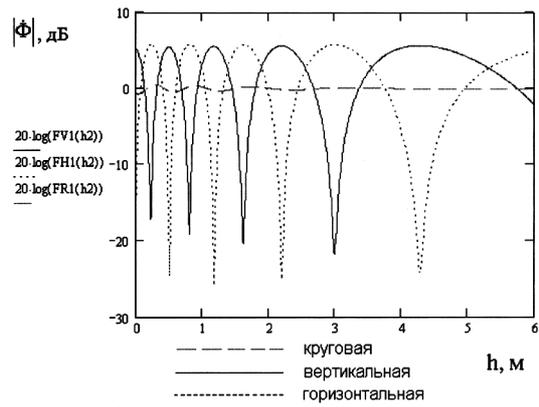
Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 7



Фиг. 8