

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

ПРИЕМ ОБЫКНОВЕННОЙ И НЕОБЫКНОВЕННОЙ ВОЛН АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

© 2019 г. С. С. Аджемов¹, В. Н. Репинский¹, *

¹Московский технический университет связи и информатики,
Российская Федерация, 111024 Москва, ул. Авиамоторная, 8а, стр. 39

*E-mail: vnrepinski@gmail.com

Поступила в редакцию 22.12.2017 г.

После доработки 22.12.2017 г.

Принята к публикации 23.06.2018 г.

Представлены результаты моделирования приема волн с противоположными направлениями вращения электрического вектора фазированной антенной решеткой с управляемой поляризационной характеристикой, имеющей возможность вращения в плоскости фронта падающей волны. Показано, что из-за возникающего стробоскопического эффекта волна, расщепленная при ионосферном распространении на обыкновенную и необыкновенную составляющие может быть принята на двух частотах: разностной с частотой вращения поляризационной характеристики антенны и суммарной, в зависимости от типа взаимодействующей составляющей – обыкновенной или необыкновенной.

DOI: 10.1134/S0033849419050012

Поляризация, возникающая как при излучении волны антенной, так и в процессе распространения, является фактором, исследованным относительно меньше, чем прочие стороны электромагнитного волнового процесса. Поляризация обусловлена, с одной стороны, конструкцией излучателя, с другой – средой распространения волны, включающей различные неоднородности, переотражающие поверхности, анизотропию среды. В различных диапазонах волн поляризация проявляется по-разному, и влияние ее на помехоустойчивость систем передачи информации различна. Как и любой другой параметр электромагнитной волны, поляризация может дать дополнительный информационный канал, повышающий эффективность системы передачи информации.

В радиолокационных системах большое значение имеет не только обнаружение сигнала, но и оценка его параметров, среди которых важное место занимает поляризация. Так, при создании систем активного дистанционного зондирования с авиационных и космических носителей используются поляриметрические режимы, которые имеют практически во всех радиолокационных станциях (РЛС) искусственных спутников Земли, запущенных в период с 2007 по 2010 гг. (RADARSAT-2, Terra SARX, Terra DEM-X, COSMO-SkyMed 1-4) [1–4].

В ряде случаев, управляя поляризацией излучаемых электромагнитных волн, можно добиться заметного улучшения характеристик обнаружения широкого класса радиолокационных целей [5–7].

При использовании управляемой поляризации наибольшую эффективность демонстрируют те РЛС, в которых обеспечивается излучение волн с набором различных поляризаций [8]. При поляризационной селекции первоочередную роль играет режим полного поляризационного сканирования [6, 9], при котором обеспечивается последовательное излучение электромагнитных волн всевозможных поляризаций [8]. Этот принцип может быть реализован: а) созданием РЛС с линейными видами поляризации, когда изменение вектора поляризации достигается путем электрического изменения характеристик формирующего волноводного элемента (вентиль); б) созданием РЛС с круговой поляризацией излучаемых волн, когда излучаемый сигнал получается комбинацией левой и правой круговых поляризаций; в) созданием РЛС с комбинированными видами поляризации для изучения статистических характеристик радиолокационных целей. К перечисленному можно добавить реализацию, основанную на спектральном анализе [8].

При решении задачи радиолокации по обнаружению целей на фоне активных помех, мощность которых может превышать мощность полезного

сигнала на десятки децибел при перекрывающихся спектрах и пространственно инвариантных параметрах, используют поляризационные различия, в наибольшей степени эффективные при полном поляризационном зондировании пространства [10]. Такое зондирование представляет собой излучение в пространство сложных ортогональных волн как по поляризационной, так и по внутренней структуре и прием с обработкой одновременно всех поляризационных составляющих. При использовании полного поляризационного приема удается снизить потери в отношении сигнал/помеха, обусловленные деполяризацией сигнала при отражении от объектов. Важно, что оптимальное согласование поляризации передающей и приемной антенн приводит к существенному улучшению выделения полезного сигнала из смеси с активными помехами.

Особую роль поляризация может играть в системах передачи информации, когда осуществляется модуляция параметров поляризации электромагнитного поля и используется поляризационно-разнесенный прием. Так, еще в 1962 г. Н.Т. Петрович и Е.Ф. Камнев [12] предложили относительную поляризационную модуляцию путем изменения направления вращения электрического вектора на противоположное. В системах связи, использующих диапазоны частот, сигналы в которых распространяются в пределах прямой видимости, поляризационная обработка не представляет больших трудностей и сводится в основном к проектированию соответствующих антенн и систем автоматического управления ими. Иначе обстоит дело в диапазонах волн ионосферного распространения [13].

Ионосфера для коротких волн (3...30 МГц) представляет собой анизотропную среду, получившую такое свойство из-за взаимодействия свободных носителей с магнитным полем Земли. Расщепление падающей волны на обыкновенную и необыкновенную составляющие, распространяющиеся разными путями, приводит к еще одному механизму возникновения замираний — поляризационному (основной механизм — интерференционный). Борьба с поляризационными замираниями идет постоянно, в частности путем излучения волн с вращающейся поляризацией. В работе [14] показано, что обнаруженная автором эллиптическая поляризация атмосферных помех позволяет найти новый подход к проблеме обнаружения и различения сигналов в присутствии поляризованной помехи.

Ввиду нестационарности процессов, происходящих в ионосфере, адекватные аналитические модели сложны и не инвариантны различным условиям. Обычно принято осуществлять построение адаптивных эмпирических моделей [15], использующих наряду с известными пара-

метрами, такими как число Вольфа и значение глобального ионосферного индекса, данные возвратно-наклонного зондирования. Но и в этом случае достоверно рассчитать поляризационные изменения сигнала удается не всегда.

Особая, очень важная для практики область использования ионосферного распространения радиоволн — дальняя (загоризонтная) радиолокация [16]. При распространении волн в условиях меняющегося от высоты коэффициента преломления происходит их рефракция (искривление пути распространения). Это приводит к непредсказуемым изменениям поляризационных характеристик волны, что затрудняет процесс обнаружения цели и, что существенно, ее идентификацию [17]. Энергетические поляризационные потери зависят от угла между плоскостью поляризации приемной антенны и плоскостью проходящей электромагнитной волны. Эти потери могут быть значительными [18].

Разделение составляющих пришедшей волны с различными поляризациями актуальная задача для всех вышеперечисленных систем радиолокации и связи. В настоящее время эта задача решается путем ориентации соответствующих антенных систем механическими или электрическими способами. Однако это не относится к элементам составной волны — обыкновенно-необыкновенной. Их эффективное разделение до сих пор является нерешенной задачей, хотя в случае ее решения системы радиолокации и связи могли бы получить выигрыш в уменьшении глубины поляризационных замираний на величину до 10 дБ [19], что существенно повысило бы эффективность таких систем.

В данной статье предлагается метод частотно-го разделения колебаний составляющих волны с правым и левым вращением электрического вектора, основанный на использовании эффекта приема во вращающейся системе координат, напоминающего доплеровский. Отличие его от классического эффекта Доплера состоит в том, что при всем внешнем сходстве здесь не происходит частотно-зависимой задержки колебания при распространении, а спектр в неизменном виде переносится на другую частоту.

Суть предлагаемого метода заключается в использовании механически или электрически вращающейся приемной антенны с линейной поляризацией. Как известно [19, 20], помимо искусственного излучения волн с правым и левым вращением электрического вектора, при распространении электромагнитных волн в анизотропной плазменной среде ионосферы вдоль внешнего магнитного поля (Земли), в диапазоне частот, больших электронной циклотронной частоты ω_{He} , возникает расщепление на обыкновенную и необыкновенную волны. Необыкновенная волна

имеет правую круговую поляризацию, совпадающую с направлением циклотронного вращения электронов; вектор электрического поля в обыкновенной волне вращается в противоположном направлении.

При распространении электромагнитных волн в анизотропной плазменной среде ионосферы перпендикулярно внешнему магнитному полю (Земли) в области высоких частот имеются по-прежнему две линейно независимые волны – обыкновенная и необыкновенная – с ортогональными поляризациями, которые в данном случае линейны.

При промежуточном направлении излучения относительно магнитного поля земли поляризации обыкновенной и необыкновенной волн ортогональны и эллиптически.

Квазидоплеровский стробоскопический эффект выражается в том, что напряжения, пропорциональные проекциями электрического вектора \vec{E} волн правого и левого вращений на линейную антенну, будут иметь соответственно частоты

$$\Omega_{A+} = \Omega_V + \Omega_A \quad \text{и} \quad \Omega_{A-} = \Omega_V - \Omega_A$$

(Ω_V – частота волнового колебания, Ω_A – частота вращения антенны и, соответственно, ее линейной поляризационной характеристики), т.е. частоты напряжений, наводимых в антенне обыкновенной и необыкновенной волнами, оказываются разными и могут быть разделены фильтрами.

Сдвиг частот при приеме на вращающийся вибратор – результат линейного параметрического преобразования, которое имеет место, если вращение вибратора и электрического вектора относительно друг друга является равномерным. Если движение неравномерно, то в спектре принятого движущимся диполем сигнала появляются новые составляющие, поскольку преобразование становится нелинейным. К такому выводу приводит анализ закона изменения проекций вектора, вращающегося по окружности, по сравнению с аналогичным законом для проекции вектора, вращающегося по эллипсоидной траектории. Для количественной оценки влияния такого вида “нелинейности” в математической модели, одну из волн можно “окрасить” какой-либо модуляцией. При наличии нелинейного преобразования двух колебаний, одно из которых модулировано, наблюдается так называемая перекрестная модуляция, т.е. модуляция переходит на немодулированное до того колебание. На практике это соответствует случаю, когда на одну из двух волн, имеющих противоположные направления вращений электрического вектора и распространяющихся по различным путям, воздействует мультипликативная помеха, а на другую – нет.

Угловая модуляция излучаемого сигнала, в частности гармоническая частотная модуляция,

представляет наибольший интерес, в силу ее наглядности и традиционного использования в ВЧ-диапазоне.

Для построения математической модели применим поворот системы координат известным преобразованием вращения [21]. Координаты системы вращения антенны имеют вид

$$\begin{aligned} X_a &= \cos(\psi)[A_a \cos(\Omega_a t) + B_a \sin(\Omega_a t)] - \\ &\quad - \sin(\psi)[A_a \cos(\Omega_a t) - B_a \sin(\Omega_a t)], \\ Y_a &= \sin(\psi)[A_a \cos(\Omega_a t) + B_a \sin(\Omega_a t)] + \\ &\quad + \cos(\psi)[A_a \cos(\Omega_a t) - B_a \sin(\Omega_a t)], \end{aligned} \quad (1)$$

где соотношение A_a и B_a – определяет параметры эллипса поляризации антенны. При $A_a = B_a$ поляризация круговая, ψ – угол между осями эллипса поляризации антенны и эллипса поляризации волны.

На выходе антенны (входе радиоприемного устройства) напряжение, пропорциональное проекции вектора \vec{E} волны на вращающийся (механически или электрически) вибратор, определяется по формуле:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= X_{a_r} \{U_{+r} [a_+ \cos(\Omega_V (1 + \Delta_+ \sin \Omega_{M_+} t) t) - \\ &\quad - b_+ \sin(\Omega_V (1 + \Delta_+ \sin \Omega_{M_+} t) t)]\} - \\ &\quad - Y_{a_r} a_r \{U_{+r} [a_+ \cos(\Omega_V (1 + \Delta_+ \sin \Omega_{M_+} t) t) + \\ &\quad + b_+ \sin(\Omega_V (1 + \Delta_+ \sin \Omega_{M_+} t) t)]\} + \\ &\quad + X_{a_l} \{U_{-l} [a_- \cos(\Omega_V (1 + \Delta_- \sin \Omega_{M_-} t) t) + \\ &\quad + b_- \sin(\Omega_V (1 + \Delta_- \sin \Omega_{M_-} t) t)]\} - \\ &\quad - Y_{a_l} \{U_{-l} [a_- \cos(\Omega_V (1 + \Delta_- \sin \Omega_{M_-} t) t) - \\ &\quad - b_- \sin(\Omega_V (1 + \Delta_- \sin \Omega_{M_-} t) t)]\}. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь a_+ , b_+ , a_- и b_- – параметры эллипсов поляризации волн с правым и левым вращением векторов \vec{E} , при равенстве которых – поляризация круговая; U_{+r} , U_{-l} – амплитудные значения наведенных в антенне напряжений волн с противоположными направлениями вращения плоскостей поляризации, Ω_M – частота модулирующего колебания, Δ – индекс модуляции, Ω_V – частота волнового колебания.

Результаты расчетов, проведенные по формулам (1) и (2), приведены на рис. 1. Как видно, при круговой поляризации обеих волн переходных помех нет (рис. 1а), при эллиптической поляризации волны только с правым вращением имеет место переход ее энергии на новую частоту волны с левым (круговым) вращением, т.е. появляются переходные помехи (рис. 1б), при эллиптической поляризации обеих волн имеют место взаимные переходы (рис. 1в).

Сравнение результатов моделирования системы с вращающимся приемным вибратором показывает, что способ модуляции несущего колеба-

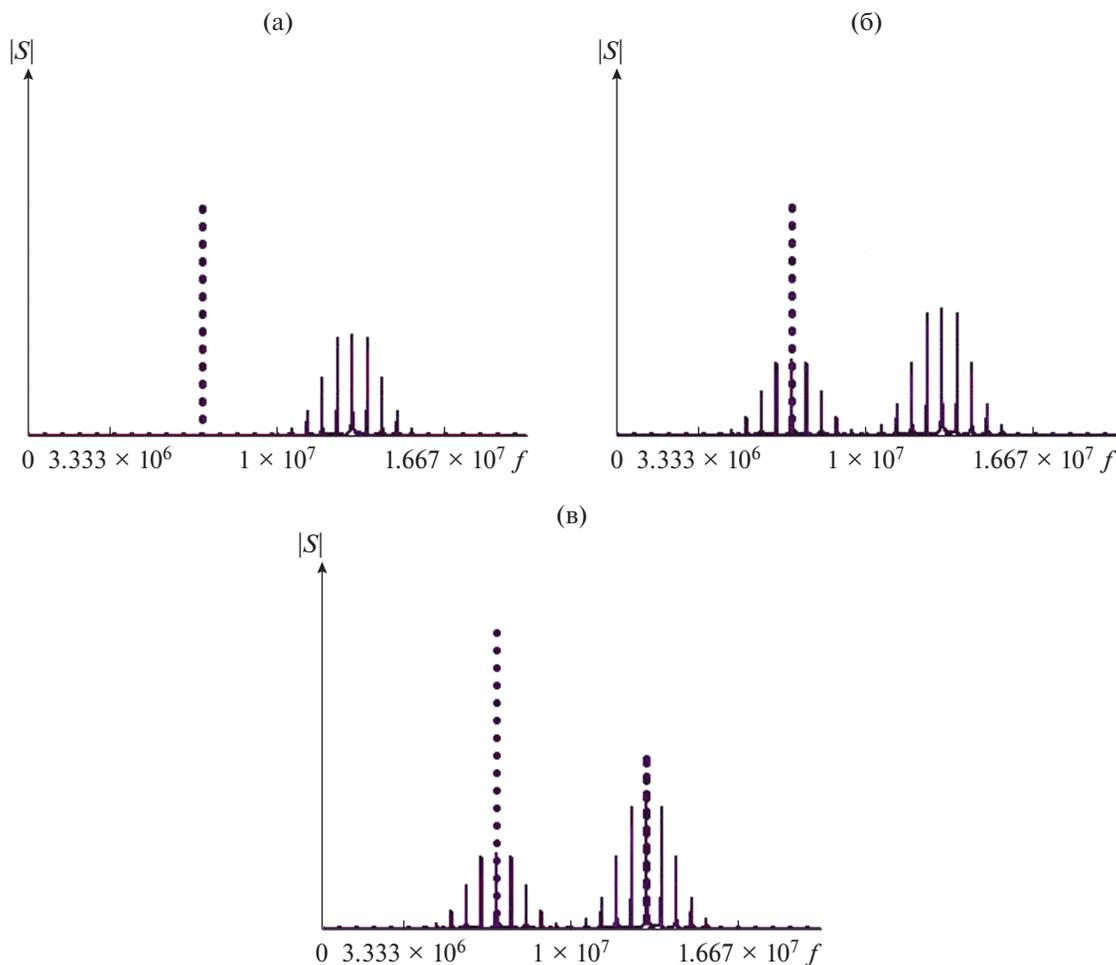


Рис. 1. Спектры амплитуд обыкновенной и необыкновенной волн на выходе антенны с вращаемой поляризационной характеристикой: а) поляризация обеих волн – круговая, б) поляризация обыкновенной волны – эллиптическая, необыкновенной – круговая, в) поляризация обеих волн – эллиптическая.

ния практически не сказывается на энергетике перекрестных искажений обыкновенной и необыкновенной волн.

Волны с противоположным вращением плоскостей поляризации могут быть созданы искусственно – с применением спиральных антенн, а могут возникнуть в результате двойного лучепреломления в ионосфере. И в том и в другом случае предлагаемый метод приема на вращающуюся антенну можно использовать для повышения помехоустойчивости. Обыкновенная и необыкновенная волны отражаются от ионосферы на различной высоте, распространяются по различным путям, подвергаются различному затуханию и мультипликативным помехам. В силу этих обстоятельств корреляция помех в обыкновенном и необыкновенном каналах связи невелика и возможна организация разносенного приема с оптимальным автовыбором или оптимальным сложением. Как известно [22], для реализации эффективного разносенного приема необходимо, чтобы коэффициент корреляции меж-

ду помехами в каналах был меньше $1/e \approx 0.37$. В классической схеме организации системы коротковолновой связи, в отличие от ультракоротких волн, такое поляризационное разнесение невозможно, так как исходная линейная поляризация не сохраняется и превращается в эллиптическую. Прием же сигналов коротковолнового диапазона на вращаемую антенную систему (фазированную антенную решетку с управляемыми характеристиками) создает ранее недоступные условия для разделения обыкновенной и необыкновенной волн по частоте, позволяя осуществить прием каждой из них в отдельности.

В процессе приема на вибратор (рис. 2), вращающийся не в плоскости падения волны с круговой или с эллиптической поляризацией, возникают перекрестные искажения. В результате помехи на обыкновенной и необыкновенной волнах, распространяющихся по независимым различным трассам, оказываются коррелированными. Чем меньше эта корреляция, тем эффективнее комби-

нированный прием с точки зрения повышения помехоустойчивости. Величина корреляции прямо пропорциональна степени отличия эллипса поляризации волны от окружности. В конкретных условиях, зависящих от трассы, времени года и суток, ориентации σ приемной и передающей антенн, упомянутая зависимость носит различный характер.

Оценить, как влияет нелинейность процесса переноса энергии принятых волн на новые частоты, возникающая из-за эллиптичности поляризации проходящих волн, можно в предположении, что в каждом канале помехи (шумы) образуются за счет суммирования собственных шумов и шумов переходных. Рассчитав коэффициент корреляции между ними, можно сделать предположение о возможной эффективности предлагаемого метода разнесения. Сравнение спектра модулированного колебания на несущей частоте и спектра переходной помехи (см. рис. 1) позволяет предположить линейность оператора переноса, т.е. считать, что статистические характеристики переходных шумов с точностью до константы определяются статистическими характеристиками шумов на несущей частоте.

Примем собственные шумы канала обыкновенной и необыкновенной волн гауссовыми со средними значениями m_1 и m_2 и дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 . Плотность вероятности суммы собственных шумов канала и переходных шумов из другого канала с коэффициентом ослабления α , зависящим от степени эллиптичности поляризации привносящей волны, равна

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2)}} \exp\left\{-\frac{[x - (m_1 \pm \alpha m_2)]^2}{2(\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2)}\right\}. \quad (3)$$

Теперь можно найти совместную плотность вероятности процесса в канале с переходной помехой и собственными шумами (обыкновенная

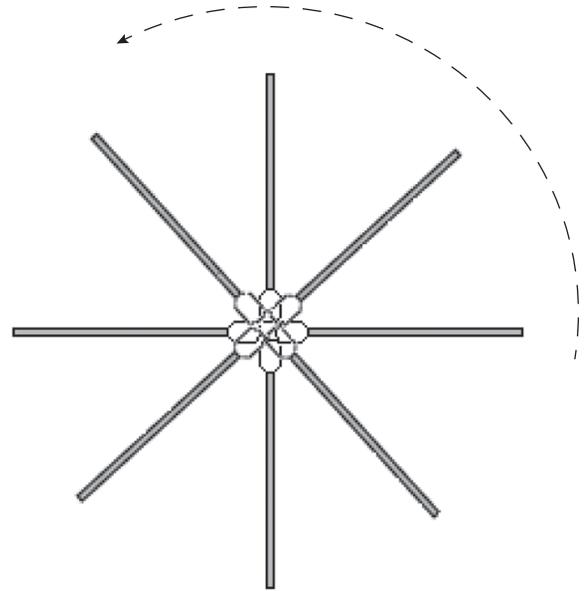


Рис. 2. Система диполей, реализующих управляемое поляризационное вращение антенны.

волна) и в канале, где присутствуют только собственные шумы (необыкновенная волна):

$$W(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_2\sqrt{\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2}} \times \exp\left[-\frac{(x - m_2)^2}{2\sigma_2^2} - \frac{(y - m_1 \mp \alpha m_2)^2}{2(\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2)}\right]. \quad (4)$$

Затем вычисляем корреляционный момент –

$$K_{x,y} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_1 \mp \alpha m) (y - m_2) \times \frac{1}{2\pi\sigma_2\sqrt{\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2}} \times \exp\left[-\frac{(x - m_2)^2}{2\sigma_2^2} - \frac{(y - m_1 \mp \alpha m_2)^2}{2(\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2)}\right] dx dy, \quad (5)$$

и коэффициент корреляции –

$$\rho_{x,y} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_1 \mp \alpha m) (y - m_2) \frac{1}{2\pi\sigma_2\sqrt{\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2}} \exp\left[-\frac{(x - m_2)^2}{2\sigma_2^2} - \frac{(y - m_1 \mp \alpha m_2)^2}{2(\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2)}\right] dx dy}{\sigma_2\sqrt{\sigma_1^2 + \alpha^2\sigma_2^2}} \quad (6)$$

На рис. 3 приведена зависимость коэффициента корреляции между разнесенными по частоте волнами с противоположными направлениями вращения плоскостей поляризации от степени “сжатия” эллипса поляризации

($z_i = a_i/b_i$ – отношения большой полуоси эллипса поляризации к малой. Для окружности $z = 1$). Как видно на рис. 1, при круговой поляризации перекрестных помех нет, $\rho = 0$ (рис. 3).

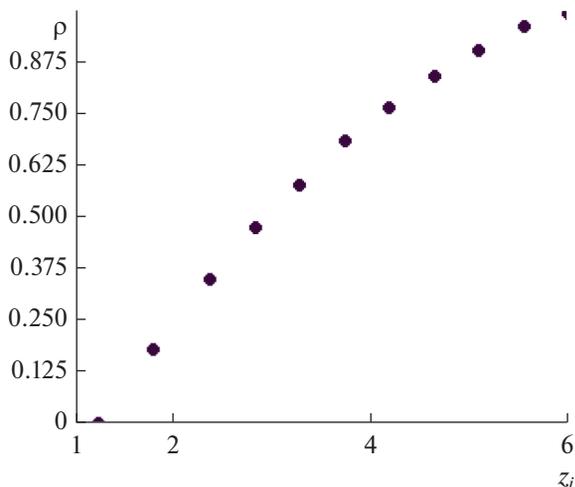


Рис. 3. Зависимость коэффициента корреляции между колебаниями на разностной и суммарной частотах от степени сжатия эллипса поляризации преобразуемой волны.

Случай, когда рассматриваемые волны имеют природное происхождение, наиболее интересен с точки зрения корреляции помех в каналах, получаемых при вращении антенны. Чтобы установить связь “сжатия” эллипса поляризации и изменения корреляционных свойств помех на обыкновенной и необыкновенной волнах, были использованы следующие допущения.

1. Помехи на обыкновенной и необыкновенной волнах не коррелированы. Это допущение правомерно в случае распространения этих волн по различным трассам и отражении их от достаточно удаленных друг от друга слоев ионосферы. При ионосферном распространении на частотах близких к МПЧ такое предположение корректно (4).

2. Помехи в каналах обыкновенной и необыкновенной волн представляют собой случайные гауссовские процессы. Коэффициент корреляции был вычислен по ковариационной функции (5) численно по реализации с использованием 3000 значений (объем выборки) помех x и y в каналах обыкновенной и необыкновенной волн соответственно, математические ожидания которых считаются независимыми и одинаковыми, стандартные отклонения — также одинаковы.

Учитывая то обстоятельство, что уровень корреляции практически линейно зависит от величины переходных искажений, можно сделать вывод о том, что отношение сигнал/переходная помеха обратно пропорционально рассчитанному коэффициенту корреляции. Тогда допустимый уровень корреляции между каналами обыкновенной и необыкновенной волн достигается, если величина отношения осей эллипса меньше 2. При больших значениях отношений осей эллипса корреляция

возрастает, что снижает эффективность комбинирования сигналов (линейного или оптимального сложения), однако не уничтожает ее совсем вплоть до величины $z = 4 \dots 5$. При больших отношениях вращение антенны только ухудшает помехоустойчивость.

Прием сигналов составной волны с двумя встречно-поляризованными составляющими может быть использован для повышения устойчивости системы приема сигналов коротковолнового диапазона к воздействию средств активного радиотехнического противодействия. В случаях, когда источники помех противодействия находятся на расстояниях, исключающих использование ионосферы, т.е. воздействие осуществляется только земной волной, классические способы организации приема коротких волн практически беззащитны.

При приеме сигналов антенной решеткой с управляемой поляризационной характеристикой, напряжения, наводимые в антенне обыкновенной и необыкновенной волнами, имеющими противоположно вращающиеся векторы электрического поля, в соответствии с принципами разделения переносятся на разные частоты. Волна, излучаемая средствами радиоэлектронной борьбы, имеет, в большинстве случаев, круговую поляризацию для поражения антенн любой ориентации. Помеха, созданная противником, попадает на частоту одной из разделенных волн, тогда как другая остается свободной от поставленной помехи.

Таким образом, можно сделать следующие выводы.

1. Частотное разнесение обыкновенной и необыкновенной волн при осуществлении приема принципиально возможно путем переключения соответственно ориентированных антенных систем.

2. Минимальное влияние колебаний обыкновенной и необыкновенной волн друг на друга при частотном разделении посредством виртуального вращения наблюдается в случае их круговой поляризации.

3. Если одна из волн поляризована по кругу, то она не дает переходных искажений на другую волну при приеме с виртуальным вращением приемного вибратора. Эллиптическая поляризация приводит к появлению переходных искажений.

4. Переходные искажения между обыкновенной и необыкновенной волнами приводят к появлению корреляции между помехами в этих каналах, и уменьшают эффективность использования их для разнесенного приема сигналов.

5. При степени эллиптичности поляризации не более 2 (отношение большой и малой осей эллипса поляризации) коэффициент корреляции между помехами в каналах обыкновенной и необыкновенной волн ниже 0,4, что позволяет ис-

пользовать виртуальное вращение приемного вибратора для создания двух практически независимых каналов разнесенного приема.

6. Антенная система, используемая для раздельного приема обыкновенной и необыкновенной составляющих, должна быть ориентирована относительно плоскости падающей ионосферной волны с учетом параметров эллипса поляризации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Попов А.В.* // Авиационно-космич. техника и технология. 2009. № 6. С. 93.
2. *Cloude S.R.* Polarisation: Applications in Remote Sensing / Ed. Cloude S.R. Oxford: Oxford Univ. Press, 2009.
3. *Чернов Ю.А.* Мир связи. М.: Техносфера, 2018.
4. *Пинчук А.Н.* // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar15/15/text.pdf>.
5. *Обрывалин С.Г.* // Научный вестник МГТУГА. 2011. № 168. С. 122.
6. *Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн. Т. 1. М.: Радиотехника, 2005.
7. *Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн. Т. 2. М.: Радиотехника, 2007.
8. *Старых А.В., Жилинская Г.Н.* // Научный вестник МГТУГА. 2012. № 186. С. 145.
9. *Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И.* Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеоздат, 1981.
10. *Бортновский А.А., Скорик А.Б.* // Системи обробки інформації. 2004. Вип. 5. С. 20.
11. *Гусев К.Г., Филатов А.Д., Сополев А.П.* Поляризационная модуляция. М.: Сов. радио, 1974.
12. *Камнев Е.Ф., Петрович Н.Т.* Вопросы космической радиосвязи. М.: Сов. радио, 1965.
13. *Чернов Ю.А.* // Труды ННИР. 2002. № 3. С. 87
14. *Сивоконь В.П.* // Электросвязь. 2007. № 7. С. 44.
15. *Тетерин К.А.* // Геомагнетизм и аэрономия. 2013. Вып. 7. С. 103.
16. *Солонин А.С.* // Символ науки. 2016. № 7. С. 87.
17. *Алебастров В.А., Гойхман Э.Ш., Заморин И.М. и др.* Основы загоризонтной радиолокации / Под ред. Колосова А.А. М.: Радио и связь, 1984.
18. *Davis R.C., Brennan L.E., Reed L.S.* // IEEE Trans. 1976. V. AES-12. № 2. P. 179.
19. *Кирьянова К.С., Крюковский А.С.* // Т-Комм. 2012. № 11. С. 25.
20. *Гинзбург В.Л.* Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967.
21. *Окунь Я.* Факторный анализ. М.: Статистика, 1974.
22. *Багдади Е.Дж.* Лекции по теории систем связи. М.: Мир, 1964.