•УДК 621.396

СПЕКТРАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, ОТРАЖЕННЫХ ОТ РАСТИТЕЛЬНОСТИ

Г. И. Хлопов *>

Приведены результаты экспериментального исследования характеристик временных спектров когерентных сигналов 2-мм диапазона, отраженных от растительности под скользящими углами. Предложена двухкомпонентная модель спектра когерентных сигналов, отраженных от растительности в коротковолновой части миллиметрового диапазона. Показано, что ширина спектра когерентных сигналов существенно меньше, чем это следует из расчета и измерений с помощью некогерентных радиолокационных станций.

Исследованиям характеристик когерентных сигналов, отраженных от растительности, уделяется значительное внимание. При этом важным этапом в работе является создание различных моделей, позволяющих оценивать параметры отраженных сигналов, и в частности их спектральные характеристики. Подобные модели широко используются при разработке методов подавления пассивных помех от подстилающей поверхности наземных радиолокационных станций (РЛС) и при дистанционном зондировании природной среды. Несмотря на большой объем проведенных к настоящему времени исследований, основные результаты которых обобщены в монографии [1], данные для миллиметрового диапазона весьма малочисленны [2-5].

Результаты многих исследований в длинноволновой части сантиметрового диапазона хорошо описываются моделью [1, 6, 7], согласно которой форма частотного спектра рассеянного сигнала в энергонесущей части (до уровня — (10÷15) дБ) аппроксимируется гауссовой кривой

$$S(f) = S_0 \exp\left\{-\frac{(f/\Delta f)^2}{2}\right\},$$

а на крыльях спектра (ниже уровня — (15÷20) дБ) — степенной зависимостью

(1)

(2)

(3)

$$S(f) = \frac{S_0}{1 + (f/\Delta f)^n},$$

где Δf — ширина спектра по уровню 0,5, n — число, определяемое эмпирически.

Однако подобная «кусочная» аппроксимация не позволяет оценивать форму спектра в целом и, кроме того, остается неясным, насколько хорошо выражения (1) и (2) описывают спектральные характеристики отраженных сигналов в миллиметровом диапазоне, особенно в его коротковолновой части.

С другой стороны, на практике часто достаточно знать интегральные характеристики спектра, например его эффективную ширину

$$\Delta f_{\rm eff} = \frac{1}{S_0} \int_0^\infty df \, S(f),$$

где S₀ — максимум спектральной плотности. В частности, различными авторами предлагается эмпирическая зависимость ширины спектра от-

*) Институт радиофизики и электроники АН Украины, г. Харьков.

раженных от растительности сигналов в функции длины волны и средней скорости ветра \bar{v} в виде [1, 3, 6, 7]

 $\Delta f_{\rm eff} = (\beta/\lambda) v^{\gamma} (\Gamma \mathbf{u}),$

где показатель степени $\gamma = 1 \div 1,3$, $\lambda - длина волны (в метрах), посто$ $янная <math>\beta$ определяется глубиной хаотической модуляции скорости движения отдельных отражателей под действием ветрового волнения ($\beta = 2 \sqrt{2}m$, где m = 0,05 по данным работы [3]). Если в выражение (4) подставить имеющиеся оценки входящих параметров, то ширина спектра пассивных помех ожидается столь значительной, что целесообразность создания сложной приемно-передающей аппаратуры для когерентных РЛС становится проблематичной, так как эффективность подобных РЛС окажется весьма невысокой.

Поэтому принципиально важно выяснить, насколько механизмы формирования отраженных сигналов, характерные для длинноволновой части СВЧ-диапазона, остаются справедливыми для радиоволн миллиметрового диапазона и разработанные модели спектров применимы в случае когерентных сигналов.

Нами проведены натурные измерения доплеровских спектров сигналов частоты 140 ГГц, отраженных от высокой травы $(0,3\div0,5)$ м, кустарника, одиночного дерева (береза) и опушки лиственного леса, при скользящих углах падения не более 1°. Измерения проводились для одних и тех же объектов в течение года, результаты группировались для весенне-летнего и осенне-зимнего периодов, соответствующих наличию и отсутствию лиственного покрова, а характеристики ветра контролировались с помощью анеморумбометра типа M-63-1.

Так как вычисление спектра на основе реализаций конечной длины приводит к статистически несостоятельным оценкам, то используются различные методы усреднения. В рамках проводимых исследований был использован метод вычисления энергетических спектров на основе периодограммы Уэлча [8].

Форма исследованных спектров, как оказалось, далеко не всегда может быть аппроксимирована выражениями (1) или (2). Например, характерный вид спектра для сигналов, отраженных от травяного по-крова (рис. 1, кривая 1, $\bar{v}=3$ м/с), удовлетворительно аппроксимиру-

5

7

ется гауссовой кривой в своей энергонесущей части, а на крыльях - степенной зависимостью (2). Наличие большого количества равноценных отражателей, характерных для травяного покрова, способствует совпадению экспериментальной и аппроксимирующей зависимостей для длинноволновой части диапазона. При отражении сигнала от одиночного дерева (кривая 2, *v*=3,5 м/с), в котором можно выделить крупные отражатели — ветви и ствол, а также сравнительно мелкиелистья и маленькие ветки, ни одна из аппроксимаций (1), (2) не подходит.

Результаты проведенных исследований позволяют предложить сле0,5-0 50 100 150_f, ru 200

Рис. 1. Спектр когерентных сигналов, отраженных от травяного покрова (1) и одиночного дерева (2)

дующий механизм формирования спектра когерентных сигналов, отраженных от растительности. Крупные отражатели (стволы, ветви) совершают относительно медленные колебания с большой амплитудой,

87 -

(4)

что является причиной глубокой фазовой модуляции сигнала, приводящей к смещению частоты максимума спектра на величину fo, в то время как быстрые перемещения более мелких рассеивателей (листья, колосья и др.) вызывают в основном его амплитудные флуктуации.

Таким образом, при формировании спектральной модели когерентных сигналов, отраженных от растительного покрова, содержащего в том числе и деревья, необходимо учесть наличие доплеровского смещения частоты за счет колебаний крупных объектов. Поэтому в настозщей работе предложено описывать спектральную плотность отраженных сигналов в виде двухкомпонентной модели

где

m =

$$S(f) = \frac{S_0}{1+\mu} \left[\frac{f^{2m-1}}{S_g} \exp\left\{ -m\left(\frac{f}{\Delta f_D}\right)^2 \right\} + \frac{\mu}{1+\left(\frac{f-f_0}{\Delta f_a}\right)^n} \right];$$
(5)
$$m = \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{f_0}{\Delta f_D}\right)^2 \right]^{-1};$$

$$S_g = \Delta f_D^{2m-1} \left(\frac{2m-1}{2m}\right)^{\frac{2m-1}{2}} \exp\left\{-\frac{2m-1}{2}\right\}.$$
 (6)

При этом первое слагаемое соответствует *m*-распределению Накагами [9], для которого, в отличие от гауссового, характерно наличие выбросов, обусловленных блужданием узкого спектрального пика по оси частот.

Второе слагаемое соответствует степенной зависимости (2) с учетом смещения максимума спектра на величину fo (рис. 1, кривая 2). Параметрами предложенной двухкомпонентной модели спектра являются ширина доплеровской компоненты спектра Δf_D , ширина амплитудной компоненты спектра Δf_a , мода спектра f_0 (доплеровское смещение частоты), декремент амплитудной компоненты n (скорость убывания АМ-компоненты), отношение максимумов амплитудной и доплеровской компонент спектра $\mu = S_{\text{max}}^a/S_{\text{max}}^D$.

В случае малых доплеровских смещений спектра (fo+0) предложенная модель переходит в известные выражения, которые описывают рассеяние некогерентных сигналов [1, 3, 6, 7].

Предложенная модель (5) позволяет управлять формой спектра при аппроксимации экспериментальных данных. На рис. 2 приведены



Рис. 2. Экспериментальные нормированные спектры когерентных сигналов, отраженных от: *а* — травы (квадраты) и леса (кружки) и *б* — кустарника (кружки) и дерева (квадраты) в сравнении с расчетной моделью (соответствующие кривые)

экспериментальные оценки нормированных спектров. Видно, что модель (сплошная линия) удовлетворительно аппроксимирует результаты эксперимента.

На основе анализа экспериментальных данных была исследована зависимость параметров модели Δf_D , Δf_a , f_0 , μ , n и S_0 от скорости ветра v при рассеянии волн миллиметрового диапазона различной растительностью. Результаты этого анализа представлены графиками на рис. 3—5.

Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы: ширина доплеровской компоненты спектра Δf_D не превышает десятков герц (см. рис. 3, а и 4, а) для всех случаев, кроме отражения



Рис. 3. Зависимость параметров расчетной модели от средней скорости ветра: ширина доплеровской компоненты $f_{\mathcal{D}}$ (a), ширина амплитудной компоненты f_a (б), мода спектра f_0 (e), декремент амплитудного спектра n (c), отношение амплитудной и доплеровской компонент μ (d) и максимум спектра S_0 (e) для весенне-летнего периода. Кривые 1—4 соответствуют траве, кустарнику, дереву и лесу

от одиночного дерева, причем Δf_D (рис. 3, б и 4, б) на порядок меньше аналогичного параметра для амплитудной компоненты спектра $\Delta f_a;$ частота смещения максимума спектра f_0 (рис. 3, в и 4, в) максимальна при отражении от одиночного дерева;



Рис. 4. Зависимость параметров расчетной модели в осение-зимний период (обозначения — как на рис. 3)

декремент затухания амплитудной компоненты (рис. 3, ϵ и 4, ϵ) максимален при малом ветре ($n \approx 5 \div 6$) и уменьшается при увеличении скорости ветра ($n \approx 1 \div 3$);

при малой скорости ветра ($\bar{v} \ll 5$ —6 м/с) энергонесущая (рис. 3, ∂ и 4, ∂) часть спектра практически полностью определяется доплеровской компонентой ($\mu \ll 0, 1 \div 0, 4$); при увеличении скорости ветра вклады амплитудной и доплеровской компонент становятся соизмеримыми ($\mu \approx 1$), исключение составляет случай отражения от одиночного дерева;

максимум спектральной плоскости S_0 (рис. 3, e и 4, e) обратно пропорционален скорости ветра.

Сравнение данных для весение-летнего (см. рис. 3) и осение-зимнего (см. рис. 4) периодов показывает, что отсутствие лиственного покрова в 2—3 раза уменьшает численные значения рассмотренных параметров, не изменяя качественного хода зависимости, причем если для весенне-летнего периода наиболее широкий спектр рассеянного сигнала соответствует отражениям от одиночного дерева, то в осеннезимний период характеристики отражений от кустарника и одиночного дерева сопоставимы.

Параметр S₀ зависит не только от отражающих свойств рассеивающего объекта, но также и от ширины полосы частот, в которой распределена энергия флуктуирующего сигнала. Действительно, вычислим значение эффективного поперечника рассеяния подстилающей поверхности при измерениях с помощью когерентной РЛС:

$$\sigma (M^2) = \sum_{q} \int_{f_f - \Delta f}^{f_f + \Delta f} df S(f),$$

где Σ_q — площадь освещенной поверхности (м²), f_f — частота настройки доплеровского фильтра селекции движущихся целей, Δf — полоса пропускания этого фильтра. Тогда максимум спектра, измеряемый с помощью некогерентной РЛС, можно приближенно выразить через значение σ :

$$S_0\left(\frac{\mu E}{M^2 \cdot \Gamma \mu}\right) = \frac{\sigma}{\Delta f_{eff}}.$$

Из сопоставления формул (7) и (8) следует, что сигналы, флуктунрующие в широкой полосе частот, могут обеспечивать значение максимума спектральной плотности, соизмеримое с аналогичным параметром спектра, принадлежащего относительно узкополосному сигналу. Так, например, спектры сигналов, рассеянных кустарником и травой, имеют значение S_0 одного порядка (см. рис. 3, *e*), хотя и различаются интегральными значениями эффективного поперечника рассеяния на 5+8 дБ в некогерентном случае [1—4]. Интегральные эффективные поперечники рассеяния одиночного дерева и леса практически одинаковы (в случае накрытия одиночного дерева лучом антенны), однако максимумы спектра заметно отличаются (см. рис. 3, *e*).

Для сопоставления результатов приведенных экспериментов с данными исследований, опубликованными ранее [1—4], рассчитана эффективная ширина спектра (3). Результаты этих вычислений представлены на рис. 5. Кривые 1, 2, 3 и 4 соответствуют сигналам, отраженным от травы, кустарника, одиночкого дерева и леса. Кривые 5 и 6 построены по результатам расчета согласно формуле (4) для параметров $\gamma=1,3, \beta=0,032$ и $\gamma=1, \beta=2\sqrt[3]{2m}$ (m=0,05) в соответствии с рекомендациями работ [1] и [3]. Видно, что результаты расчетов по формуле (4) существенно отличаются от результатов, полученных на основе двухмасштабной модели спектра (5).

Анализ экспериментальных спектров для рассеянных различными растительными объектами сигналов когерентной РЛС миллиметрового диапазона показал, что более полная и адекватная модель этого спектра получается при учете рассеяния не только на однородном растительном покрове (трава, кустарник), но и на отдельно стоящих деревьях, что связано с физическими особенностями формирования рассеянного сигнала объектами такого типа. Этот вывод следует из сопоставления графиков 1—4 и 7—10 на рис. 5. Из анализа этих графиков следует также, что ширина спектра когерентных сигналов миллиметрового диапазона, отраженных от растительности, значительно меньше предсказанных в работах [1, 3] и полученных в экспериментах, выпол-

91

(7)

(8)

ненных с помощью некогерентных РЛС [2-4]. Эти расхождения свидетельствуют об отличии механизма формирования отраженных сигналов в случае использования некогерентных и когерентных РЛС миллиметрового диапазона.

Полученные результаты позволяют оценивать уровень пассивных



помех на входе когерентных РЛС миллиметрового диапазона, возникающих из-за отражений от растительности, с помощью предложенной двухкомпонентной модели. Параметры модели зависят от сезона года и в меньшей степени — от направления ветра.

Рис. 5. Зависимость эффективной ширины спектра от средней скорости ветра, рассчиганной согласно [1, 3] — кривые 5, 6, а также измеренной: с помощью когерентной РЛС для травы, кустарника, дерева и леса — кривые 1-4 соответственно, и некогерентной РЛС для травы, дерева и леса — кривые, 7, 8 (λ =2,2 мм), 9 (λ =3,16 мм) и 10

ЛИТЕРАТУРА

[1] Кулемин Г. П., Разсказовский В. Б. Рассеяние миллиметровых радиоволи поверхностью Земли под малыми углами. Киев, 1980. [2] Андреев Г. А., Потапов А. А.//Зарубежная радиоэлектроника. 1984. № 11. С. 28. [3] Андреев Г. А., Потапов А. А., Хохлов Г. И.//Радиотехн. и электроника. 1982. 27, № 10. С. 1863. [4] Тгеbits R. N., Наges R. D., Вошаг L. С.//Містоwave J. 1978. 21, N 8. Р. 49. [5] Коростелев В. С., Хлопов Г. И., Шестопалов В., П.//Изв. вузов, Радиофизика. 1990. 33, № 8. С. 895. [6] Арманд Н. А., Дякин В. А., Кибардина И. Н. и др.//Радиотехн. и электроника. 1973. 18, № 7. С. 1337. [7] Капитонов В. А., Меленчук Ю. В., Черников А. А.//Там же. 1973. 18, № 9. С. 1816. [8] Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М., 1980. [9] Кендалл М. Дж. Теория распределений. М., 1966.

ВЕСТН. МОСК. УН-ТА. СЕР. 3, ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. 1994. Т. 35, № 4 🕚

УДК 621.396

микроволновые системы телекоммуникации

Ю. А. Пирогов

Рассматриваются перспективные микроволновые системы связи миллиметрового диапазона: наземные, спутниковые и размещаемые на высотном беспилотном летательном аппарате. Быстрое развертывание, всепогодность, высокая надежность, отсутствие кабеля, возможность обеспечения широкой полосы частот в канале передачи информации и прямого включения в существующие сети спутниковой, раднорелейной и сотовой связи делают микроволновые системы уникальными для целого ряда приложений. Применение миллиметровых воли существенно увеличивает пропускную способность радиоканала, помехозащищенность и надежность передачи информации, уменьшает массогабаритные параметры и энергопотребление системы связи.

В последнее время широко обсуждаются перспективы и возможности бескабельной микроволновой связи. При этом не случайно максимальное внимание уделяется системам миллиметрового диапазона (ММД). В самом деле весьма успешные решения проблемы телекоммуникаций достигаются, например, в случае дальней связи — на длине волны λ =8 мм при дальности до 20—25 км ($P_{\rm rad} \sim 100$ мВт), для

92