

В. С. КОРОСТЕЛЕВ, С. Н. КУЧЕРЕНКО, Г. И. ХЛОПОВ,  
канд. техн. наук, Ю. В. ЯКИМЧУК, канд. техн. наук

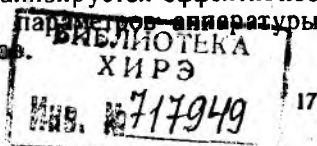
## ПРИМЕНЕНИЕ ВРАЩАЮЩИХСЯ УГОЛКОВЫХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ДОППЛЕРОВСКИХ РЛС МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

При проведении широкого круга радиолокационных измерений [1] часто используется метод замещения, основанный на сравнении сигналов, отраженных от исследуемого объекта и от эталонного отражателя, в качестве которого применяются проводящие тела простой формы [2], в том числе уголкового отражателя (УО). Однако в случае доплеровской РЛС, которая не позволяет обнаруживать неподвижные объекты, необходимо обеспечить перемещение отражателя в радиальном направлении, например, с помощью тележки, движущейся по рельсовой направляющей [3]. Несмотря на свою простоту, указанный способ приводит к довольно громоздкой конструкции, что не всегда приемлемо, особенно в условиях натурных измерений. Поэтому представляет интерес разработка малогабаритного имитатора доплеровского сдвига частоты, основанного на возвратно-поступательном или вращательном движении отражателя. При этом за счет периодического характера фазовой модуляции отраженного сигнала, его спектр является линейчатым, а энергия распределена в диапазоне частот вблизи несущей, в связи с чем эквивалентная площадь рассеяния (ЭПР) отражателя определяется не только его геометрией, но также параметрами движения.

В работе [4] описана конструкция имитатора в виде УО, закрепленного в раскрыве акустического громкоговорителя, обеспечивающего вибрацию УО с амплитудой  $\Delta R \leq 50$  мкм в полосе частот до 400 Гц. Как было показано, даже в коротковолновой части миллиметрового диапазона (КВЧ ММД), подобный имитатор обеспечивает сравнительно небольшой индекс фазовой модуляции  $m = 2k\Delta R \leq 0,3$  рад ( $k = 2\pi/\lambda$ ), что в результате приводит к заметному уменьшению эффективного значения ЭПР<sub>эфф</sub> по сравнению с ЭПР собственно УО  $\sigma_0$  ( $\sigma_{эфф} = m^2\sigma_0 \leq 10^{-1}\sigma_0$ ).

В то же время использование имитатора в виде нескольких УО, вращающихся на общей крестовине (рис. 1), позволяет обеспечить довольно большие значения индекса фазовой модуляции при  $kL \gg 1$  ( $L$  — радиус вращения). Однако в этом случае формирование отраженного сигнала происходит гораздо сложнее, так как возрастает вклад высших гармоник частоты вращения, появляется амплитудная модуляция сигналов за счет пространственного сканирования диаграммой направленности УО при вращении, а также сказывается интерференция между отдельными отражателями.

Указанные обстоятельства решающим образом влияют на точность калибровки РЛС, в связи с чем в работе анализируется эффективное значение ЭПР вращающегося УО с учетом параметров аппаратуры спектральной обработки отраженных сигналов.



Рассмотрим сигнал на выходе линейной части приемника доплеровской РЛС, отраженный от модели имитатора в виде одиночного вращающегося УО

$$U(t) = U_0 A(t) \exp \{j\Phi(t)\}, \quad (1)$$

где

$$\Phi(t) = 2kR(t) = 2k[R_0^2 - 2LR_0 \cos \varphi(t) + L^2]^{1/2};$$

$A(t) = \sigma_0^{1/2}(t)$  — амплитудная модуляция сигнала в результате вращения УО;  $R(t)$  — изменение расстояния до УО;  $R_0$  — расстояние до центра вращения УО;  $\varphi(t)$  — зависимость угла поворота от времени. При проведении измерений радиус вращения, как правило, значительно меньше расстояния до РЛС  $R_0/kL^2 \gg 1$ , а скорость вращения обычно постоянна с высокой точностью  $\varphi(t) = \Omega t$ , поэтому выражение для

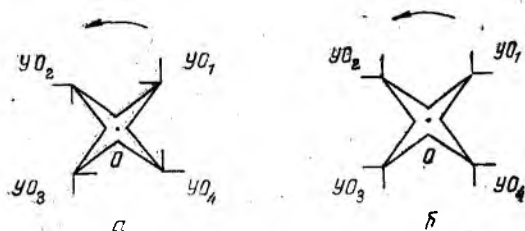


Рис. 1

$U(t)$  можно упростить, разлагая  $\Phi(t)$  в ряд по малому параметру  $L/R_0 \ll 1$  и удерживая слагаемые в первом порядке малости (приближение дальней зоны):

$$\Phi(t) = 2kL \cos \Omega t + 0(L^2/R_0^2). \quad (2)$$

Как видно, в данном приближении закон фазовой модуляции отраженного сигнала в точности совпадает с соответствующим выражением для вибрирующего уголка [5] (разница только в глубине модуляции фазы, так как  $L \gg \Delta R$ ), а напряжение после фильтра спектроанализатора, подключенного к выходу приемника РЛС, запишется в виде

$$U_\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} dt' H(t-t') U(t'), \quad (3)$$

где  $H(t) = H_0(t) \exp \{j\omega_\Phi t\}$  — импульсная характеристика фильтра, настроенного на частоту  $\omega_\Phi$ ;  $H_0(t)$  — медленно меняющаяся огибающая импульсной характеристики. Вводя безразмерные переменные  $x = \Omega t$ ,  $p = 2kL$ ,  $\alpha = \omega_\Phi / 2kL\Omega$ , выражение (3) перепишем в форме

$$U_\Phi(t) = \frac{U_0}{\Omega} e^{j\omega_\Phi t} \int_{-\infty}^{\infty} dx H_0\left(t - \frac{x}{\Omega}\right) A\left(\frac{x}{\Omega}\right) e^{-jp(\alpha x - \cos x)}. \quad (4)$$

Так как  $H_0(t)$ ,  $A(t)$  — медленно меняющиеся функции, а параметр  $p$  принимает в КВЧ ММД весьма большие значения  $p \gg 1$ , то для вы-

числения интеграла (4) можно использовать метод стационарной фазы [5]. При этом важную роль играет ориентация УО относительно крестовины имитатора, так как в случае, приведенном на рис. 1, а, максимум отраженного сигнала совпадает с верхней границей спектра, соответствующей максимальной линейной скорости УО при его вращении ( $\alpha = \pm 1$ , фильтр настроен на максимальную частоту Доплера  $\omega_\Phi = \omega_m = 2kL\Omega$ ), а во втором случае (рис. 1, б) максимум отраженного сигнала сосредоточен вблизи нулевых доплеровских частот ( $\alpha = \omega_\Phi = 0$ ). Так как основная задача имитатора — осуществление максимально возможного доплеровского сдвига частоты, то первый вариант конструкции имитатора безусловно более предпочтителен, а максимум спектральной плотности на выходе фильтра может использоваться для калибровки РЛС. Вклад стационарной точки в (4) при  $\alpha = \pm 1$  вычисляется при помощи теоремы Эрдели [5], а мощность сигналов на выходе фильтра представляет собой последовательность импульсов в моменты времени  $t_m = m\pi/\Omega$  ( $m = 0, 1, \dots, M$ ;  $M = \text{ent}(\frac{\Omega}{\pi} T_n)$ ),  $T_n$  — время наблюдения), когда частота Доплера отраженного сигнала совпадает с резонансной частотой фильтра  $\omega_g = \omega_\Phi$

$$|U_\Phi(t)|^2 = U_0^2 \frac{1,66}{\Omega^2 (kL)^{2/3}} \sum_{m=0}^M |H_0(t - t_m) A(t_m)|^2. \quad (5)$$

Однако при проведении радиолокационных измерений более удобно регистрировать энергию отраженного сигнала, для чего в современных спектроанализаторах после квадратичного детектора на выходе фильтра устанавливается интегратор (например прибор Я4С-78, используемый совместно с анализатором типа СК4-73). Напряжение с его выхода записывается в виде интегрального оператора «скользящего среднего» [5], результат применения которого вычисляется особенно просто в случае, когда время усреднения  $T_0$  существенно превышает время установления колебаний в фильтре  $T_0 \gg \Delta\omega_\Phi^{-1}$  ( $\Delta\omega_\Phi$  — полоса пропускания фильтра), что практически всегда имеет место при проведении измерений. Считая, что интерференция между отдельными УО имитатора отсутствует (например, если их диаграммы рассеяния не перекрываются), выражение (5) может быть вычислено для  $N$  отражателей как

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} dt |U_\Phi(t)|^2 = U_0^2 \sigma_{\text{эфф}}, \quad (6)$$

где

$$\sigma_{\text{эфф}} = 6,67 \cdot 10^{-2} N \frac{2\Delta\omega_\Phi}{\Omega^{1/3} \omega_m^{2/3}} \sigma_0; \quad (7)$$

$\sigma_0$  — ЭПР неподвижного УО. Как видно, эффективность имитатора падает с увеличением скорости вращения и ширины спектра доплеровских частот, что обусловлено возрастанием индекса фазовой модуля-

ции  $p = 2kL$  и связанного с этим перераспределением энергии отраженного сигнала по диапазону частот.

Подробный анализ характера приближения, достигаемого в (3) при использовании метода стационарной фазы показывает, что фактически параметром малости задачи является отношение времени, в течение которого частота Доплера находится в пределах полосы пропускания фильтра  $t_n$ , ко времени установления колебаний в фильтре  $t_y$ :

$$\epsilon = \frac{2}{\Omega} \sqrt{\frac{\Delta\omega_{\Phi}^3}{\omega_m}} = \frac{t_n}{t_y}. \quad (8)$$

Соотношение (8) хорошо выполняется в КВЧ ММД и при больших скоростях вращения УО, тем не менее представляет интерес выяснить характер погрешности при расчете эффективной ЭПР вращающегося УО в условиях, когда условие применимости выражений (6), (7) становится трудновыполнимым, т. е.  $\epsilon \rightarrow 1$ .

Экспериментально исследовали макет имитатора в виде трех УО, каждый из которых обеспечивает ЭПР  $\sigma_0 = 1,8 \text{ м}^2$ , причем теневая сторона отражателя покрывалась поглотителем для уменьшения интерференционных эффектов. Отражатели закреплены по радиусу  $L = 26,25\lambda$ , вращение осуществлялось от электродвигателя постоянного тока, а скорость вращения контролировалась с помощью фотооптического датчика. Измерения проводились с помощью технологической доплеровской РЛС двухмиллиметрового диапазона на основе генератора дифракционного излучения (ГДИ) [6]. Излучаемая мощность составляла около 0,8 Вт, ширина диаграммы направленности рупорной антенны  $6,5^\circ$ , спектральная чувствительность приемного устройства порядка  $10^{-15} \text{ Вт/Гц}$ , на выходе которого установлен спектроанализатор типа СК4-73 с интегратором Я4С-78. Отсчет уровня мощности отраженного сигнала производился квадратичным вольтметром, подключенным в выходу фильтра, настраиваемого каждый раз на максимум доплеровского спектра исследуемых сигналов. Для измерения эффективной ЭПР макета имитатора и сопоставления его с расчетным значением (7) максимум спектральной плотности сравнивался с мощностью первой гармоники сигналов от имитатора в виде вибрирующего УО, ЭПР которого поддается точному расчету [4] и составляет  $\sigma_{\text{эфф}} = 4\sigma_0 J_1^2(2k\Delta R)$ , где  $J_1$  — функция Бесселя первого рода. Использовался УО с ЭПР  $\sigma_0 = 3,7 \text{ м}^2$ , вибрирующий с частотой  $F_b = 383 \text{ Гц}$  и амплитудой  $\Delta R = 10 \text{ мкм}$ , обеспечивающий значение эффективной ЭПР  $\sigma_{\text{эфф}} = 0,01 \text{ м}^2$ , что вполне достаточно для уверенного выделения его сигналов на расстоянии  $R_0 \geq 5 \text{ м}$ .

На рис. 2 показан характерный вид усредненного доплеровского спектра сигналов, отраженных от имитатора с вращающимися УО, где хорошо виден специфический максимум спектральной плотности, соответствующий моментам времени, когда ось диаграммы рассеяния УО направлена точно на измерительную РЛС. На рис. 3 приведены результаты измерения эффективного значения ЭПР разработанного макета имитатора совместно с данными расчета (7) (кривая 1). При этом по вертикальной оси отложены значения ЭПР в децибеллах относи-

тельно  $\sigma_{эфф} = 1 \text{ м}^2$ , приведенные к полосе фильтра спектроанализатора  $\Delta f = 1 \text{ Гц}$ , по оси абсцисс значения доплеровского сдвига частоты в герцах, соответствующие максимуму спектральной плотности. Кривые 2, 3 получены для полосы пропускания фильтра 10 и 25 Гц, а погрешность измерений по нашим оценкам не превышает  $\pm 1 \text{ дБ}$ . Как и следовало ожидать (7), для более узкополосного фильтра совпадение расчетных и измеренных данных заметно лучше (кривая 2), так как при вычислении интеграла (4) существенно важно, чтобы колебания на выходе фильтра не успевали установиться при свипировании частоты Допплера в полосе фильтра. Ход расчетных кривых правильно отображает результаты эксперимента, а систематическое превышение расчетных данных на  $1,5 \div 2,0 \text{ дБ}$  относительно измеренных обусловлено сравнительно высоким значением параметра  $\epsilon$  (8), который в нашем случае меняется в пределах  $0,35 \div 0,9$  и  $0,9 \div 1,5$  для ширины полосы пропускания фильтра 10 и 25 Гц соответственно. При этом наклон экс-

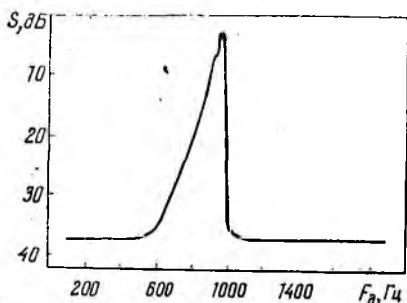


Рис. 2

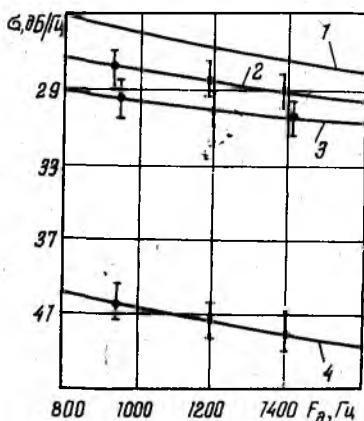


Рис. 3

периментальных кривых отличается от закона  $f^{-1}$ , подтверждая таким образом правильность сделанной оценки погрешности расчета (8), которая возрастает в области низких частот Допплера. Кроме того, определенную роль также играют погрешности изготовления УО, которые выполнены в виде легкой паянной конструкции из медной фольги.

Представляет интерес сравнить характеристики имитатора с вращающимися и вибрирующим отражателями. Подобное рассмотрение показывает, что в принципе эффективность вибрирующего УО заметно выше, так как, несмотря на малые значения индекса фазовой модуляции  $2k\Delta R \ll 1$ , его энергия сосредоточена в пределах полосы пропускания фильтра спектроанализатора, в то время как сигнал от вращающегося УО находится в полосе пропускания только небольшую часть периода вращения. Тем не менее преимущества вибрирующего УО реализуются только при очень низких значениях доплеровского сдвига частоты порядка 100 Гц, так как амплитуда вибраций резко падает с увеличением их частоты в связи с демпфированием механической колебательной системы акустического излучателя конструкцией УО.

Поэтому на высоких частотах доплеровского сдвига эффективность вращающегося имитатора несомненно выше, что, впрочем, не является единственным преимуществом.

Следует отметить специфическую особенность использования вращающегося УО, связанную с необходимостью поддерживать определенные фазовые соотношения в системе «отражатель — РЛС». Согласно работе [4] изменение фазы отраженного сигнала на  $\pi/2$  приводит к 100 % амплитудной модуляции напряжения на выходе РЛС, что налагает практически невыполнимые требования на долговременную нестабильность  $\sigma_f$  передающего устройства калибруемой РЛС:

$$\frac{\sigma_f}{f_0} \ll \frac{\lambda}{8 R_0}, \quad (9)$$

где  $f_0$  — несущая частота излучаемого сигнала;  $R_0$  — расстояние от РЛС до имитатора. Даже для такого высокостабильного генератора, как ГДИ [6], ( $\sigma_f/f_0 \sim 10^{-5} \div 10^{-6}$ ), согласно (9) максимальное расстояние в КВЧ ММД не превышает десятков метров, свыше которого нестабильность частоты передатчика проявляется в виде медленных осцилляций амплитуды выходного сигнала с периодом  $30 \div 60$  с, что весьма снижает точность калибровки.

В случае имитатора с вращающимися УО, в которых достигается глубокая фазовая модуляция, долговременная стабильность частоты передатчика не играет существенной роли, а максимально допустимое расстояние определяется практически энергетическим потенциалом РЛС. Кроме того, подобный имитатор может быть выполнен в виде необслуживаемой конструкции, не требующей для своей работы дополнительных источников питания. В частности, нами успешно использован прибор МС-13 для измерения скорости ветра в качестве имитатора для калибровки РЛС при проведении радиофизических исследований спектральных характеристик сигналов, рассеянных растительностью в двухмиллиметровом диапазоне [4]. Анемометр МС-13 содержит четыре сферических металлических чашки диаметром 20 мм, закрепленных на общей крестовине и вращающихся от ветра (при скорости ветра  $3 \div 5$  м/с доплеровский сдвиг частоты составляет  $1 \div 1,5$  кГц в двухмиллиметровом диапазоне). Результаты измерений эффективного значения ЭПР приведены на рис. 3 (кривая 4), которые получены при воздействии на имитатор регулируемого воздушного потока от вентилятора и хорошо аппроксимируются зависимостью  $\sigma_{эфф} (\text{м}^2/\text{Гц}) = 0,54 \omega_m^{-1}$  (10). При работе подобного устройства на открытом воздухе необходимо считаться с изменением силы ветра, особенно при порывах. Инерционные свойства анемометра, как показывает опыт, вполне позволяют проводить калибровку РЛС в промежутки времени, когда скорость вращения отражателей практически постоянна.

Таким образом, в результате проведенных исследований предложен расчет эффективного значения ЭПР имитатора доплеровских сигналов в виде вращающихся УО, оценены рамки применимости полученных выражений, а также приведены данные экспериментального исследования, подтверждающие правильность сделанных при расчете

предположений. Показано, что калибровка энергетического потенциала доплеровской РЛС просто осуществляется путем сравнения максимума спектральной плотности сигнала от имитатора и исследуемого объекта.

**Список литературы:** 1. Кулемин Г. П., Разскавовский В. Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами. К., 1987. 232 с. 2. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М., 1975. 248 с. 3. Guosui Liu, Xiangquan Shi. Average ambiguity function for random FM radar signal // Colloq. Int. radar. Paris, 21—24 May 1984. P. 339—350. 4. Коростелев В. С., Хлопов Г. И., Шестопапов В. П. Информационно-измерительная система для исследования характеристик отраженных сигналов в мм диапазоне волн // Сб. Всесоюз. конф. по статистическим методам обработки данных дистанционного зондирования окружающей среды: Тез. докл. Рига, 1986. С. 94—95. 5. Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике: Пер. с англ. / Под ред. В. И. Алексеева. М., 1971. 495 с. 6. Разработка технологической РЛС миллиметрового диапазона на основе ГДИ / В. Н. Горелов, В. С. Коростелев, Г. И. Хлопов, В. П. Шестопапов // Физика и техника мм и субмм. волн. Научное приборостроение, К., 1988. С. 85.—92.

Поступила в редколлегию 15.12.88

УДК 537.874.72

В. А. АРТЕМЕНКО, канд. техн. наук, Б. В. ДЗЮНДЗЮК, канд. техн. наук,  
А. В. КОНОВКО, канд. техн. наук

### ВЫЧИСЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРОХОЖДЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ДЛЯ МНОГОСЛОЙНОЙ СТРУКТУРЫ

Прохождение плоской электромагнитной волны через один слой рассмотрено в работе [1]. Расчет основывался на решении одномерного скалярного волнового уравнения для обобщенного вектора Герца, удовлетворяющего соответствующим условиям непрерывности на границах раздела. В общем виде были получены коэффициенты отражения и прохождения сквозь однослойную структуру [1], однако метод обобщения, предложенный автором, не позволил получить такой важный параметр, как коэффициент прохождения для многослойной структуры. Полученные формулы для многослойной структуры выведены в предположении, что параметры сред по обе стороны структуры одинаковы [2]. Это предположение накладывает определенные ограничения, так как, если параметры сред неодинаковы, разными оказываются и коэффициенты прохождения по  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ .

Приводим простой метод получения коэффициентов отражения и прохождения для  $N$ -слойной структуры, удобной для практических расчетов и лишенный указанного ограничения. Для этого воспользуемся методом отражений [3].

Рассмотрим электромагнитную волну магнитного типа, компоненты поля которой определяются следующими соотношениями [1]:

$$\vec{E} = -i\omega\mu \operatorname{rot} \vec{\Pi}^M; \quad \vec{H} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{\Pi}^M - \kappa^2 \vec{\Pi}^M,$$

где  $\vec{\Pi}^M$  — магнитный вектор Герца;  $\kappa = i(2\pi/\lambda) \sqrt{\mu_r(\epsilon_r - i60\sigma\lambda)}$  —