

Критерии разрешения в радиолокации и физических экспериментах

Н.П. Чубинский

ФГАОУ ВПО «Московский физико-технический институт (государственный университет)», nchub@mail.mipt.ru

Проанализированы разномасштабные примеры определения разрешающей способности радиолокационных систем. Предложен единый критерий её определения, как для систем волновых размеров, так и произвольно малых по сравнению с длиной волны. Последний случай относится к квазистатическому приближению.

Different examples of definition of the radar system resolution are analyzed. The united criterion of its determination both for the wave size systems, and arbitrarily small to wavelength has been offered. The last case relates to quasistatic approximation.

1. Первые количественные критерии разрешающей способности оптических инструментов появились в наблюдательной астрономии в видимой части светового диапазона. Они стали необходимы при наблюдении близко расположенных звёзд. Требовалось ответить на вопрос – один или два близко расположенных «точечных» источника отображаются угловыми зависимостями зарегистрированного распределения интенсивности?

Интуитивно понятно, что угловая зависимость интенсивности сигнала от «точечного» источника, регистрируемого оптическим прибором, даёт качественный ответ на поставленный вопрос. Такую зависимость $I(\theta)$ называют в общем случае откликом прибора (для антенн – это диаграмма направленности), а переменная θ может относиться к любым – угловым, временным или пространственным координатам. $I(\theta)$ зависит как от формы и размеров апертуры, так и от функции распределения амплитуды волны на апертуре. Тогда, например, в плоскости симметрии квадратной апертуры со стороной D , для бесконечно далёкого точечного источника (в зоне Фраунгофера) она описывается хорошо известной функцией:

$$I_1(\theta) \propto (\sin \alpha / \alpha)^2, \quad (1)$$

где $\alpha = (kD \sin \theta) / 2 \approx kD \cdot \theta / 2$ ($kD \gg 1$),

$k = 2\pi / \lambda_0$ – волновое число.

Для другого источника изображение смещается на угол $\delta\theta$, и ему соответствует распределение: $I_2(\theta + \delta\theta) \propto [\sin(\alpha + \delta\alpha) / (\alpha + \delta\alpha)]^2$. При больших $\delta\theta$ суммарное распределение $I(\theta, \delta\theta) = I_1(\theta) + I_2(\theta + \delta\theta)$ представляет собой две колоколообразные функции, которые трактуются однозначно, как изображения двух объектов. По мере уменьшения $\delta\theta$ кривые, пересекаясь, переходят в двугорбую функцию, а при дальнейшем его уменьшении – в колоколообразную, правда, немного большей угловой ширины. В этом случае невозможно однозначно констатировать наличие одного или двух точных источников. Согласно классическому критерию Рэля при появлении в распределении $I(\theta, \delta\theta_p)$ провала до уровня менее 0,81 принимается решение о наличии двух источников. Отсюда рэлеевский критерий углового разрешения равен:

$$\delta\theta_p \approx \lambda_0 / D. \quad (2)$$

Оказывается, что он равен ширине диаграммы направленности приёмной апертуры по уровню половины мощности. Следует подчеркнуть, что критерий Рэля относится к случаю равенства амплитуд наблюдаемых источников. Если амплитуды различны,

например, $I_{1\max}/I_{2\max} < 1$, то эффективное разрешение ухудшается и при некотором соотношении суммарная огибающая двух сигналов становится монотонно спадающей функцией и классический критерий Рэлея не даёт ответа. Кроме того, при наличии шума $\langle I_N \rangle$ корректность критерия снижается и он становится неопределённым, когда его уровень станет приблизительно на 10 дБ ниже максимума $I_{\max}(\theta)$.

Аналогичный критерий для линейного разрешения [1] в волновой зоне электромагнитного поля определяется дифракционным пределом: он гласит, что минимальное расстояние, на котором можно разрешить два объекта не может превышать половины длины волны: $\delta r \geq \lambda/2$.

В более общем случае, например, при определении разрешающей способности во временной или пространственной областях, функция отклика может быть несимметричной. Тогда следует определить эффективную длительность сигнала $S(t)$, в пределах которой содержится 90% его энергии E :

$$\tau_{\phi} = t_2(0,95E) - t_1(0,05E) \quad (3)$$

где $t_1(0,05E)$ и $t_2(0,95E)$ – моменты времени, при которых $E_1 = \int_{-\infty}^{t_1} S^2(t)dt = 0,05E$ и

$$E_2 = \int_{t_2}^{\infty} S^2(t)dt = 0,05E, \text{ соответственно.}$$

Эффективная разрешающая способность равна:

$$\delta t_{\phi} \approx \tau_{\phi}/2. \quad (4)$$

Аналогичным образом определяется этот параметр в частотной и пространственной областях. Для сверхширокополосных сигналов с шириной спектра более октавы и сигналов с большой асимметрией спектра указанный алгоритм является наиболее корректным.

2. Выше мы рассмотрели случай регистрации угловых распределений интенсивности двух слабо разнесённых источников, который преобладает в оптическом и более высокочастотных диапазонах. В радиодиапазоне во входном тракте приёмника два перекрывающихся во времени сигнала $\bar{S}_1(t)$ и $\bar{S}_2(t + \Delta t)$, имеющих эффективную длительность τ_{ϕ} , складываются когерентно и формируют суммарную огибающую, которая в зависимости от разности фаз несущей частоты может радиально изменяться [2]. Противофазное сложение при равенстве амплитуд сигналов во временной точке их пересечения даёт глубокий минимум. При синфазном сложении сигналов будет односторонняя зависимость. Для всех других значений разности фаз между этими крайними случаями располагается массив промежуточных огибающих. Но сохранять постоянный сдвиг фаз наблюдаемых сигналов и регулировать его можно только в условиях измерительного полигона при строгой фиксации расстояний до двух объектов. Реально он наблюдается в виде быстро меняющихся сигналов на экране монитора, обусловленных изменением радиального расстояния между наблюдаемыми объектами. В суммарном сигнале провал огибающей может быть зарегистрирован при временной задержке $\delta t_{\phi} < \tau_{\phi}/2$, то есть временное разрешение будет выше релеевского. С ростом уровня шумов и помех положительный эффект естественно снижается.

3. Рассмотрим другую возможность улучшения временной разрешающей способности. Общепринятой нормой является оптимальная фильтрация в приёмнике сигнала, спектр которого идентичен излучаемому [2]. Согласованный фильтр при отсутствии шумов имеет частотную характеристику, комплексно сопряжённую со

спектром излучаемого. В этом случае фазовый спектр на выходе фильтра обнуляется, что соответствует максимально возможной энергии сигнала. При наличии шума используют более сложные алгоритмы фильтрации, улучшающие соотношение сигнал/шум.

В подповерхностной радиолокации используются сверхширокополосные импульсы, ширина спектра которых около октавы. Учитывая существенную частотную зависимость затухания в средах зондирования, которое растёт при увеличении частоты, легко понять, что спектр принимаемого сигнала исказится. По мере увеличения глубины объекта происходит всё большее ослабление высокочастотной части спектра. И тут, кажется, совершенно естественным сместить частотную характеристику (ЧХ) приёмника вниз в область максимума модифицированного в среде частотного спектра сигнала. Это что-то вроде оптимальной фильтрации. К сожалению, вся радиотехника построена на аксиоме о тождественности частотных каналов передатчика и приёмника. Тем не менее, попытаемся преодолеть то, что запрещено этой аксиомой.

Зададим спектр излучённого сигнала $\bar{K}_T(f)$ и ЧХ среды распространения – $\bar{K}_M(f, z) = \exp[-2\alpha(f)z - j2\beta(f)z]$. Действительная часть показателя экспоненты α имеет сильную частотную зависимость. Для большинства осадочных пород верхнего слоя земли (глина, песок и т.п.) величина постоянной затухания $\alpha \propto Af$. Величина постоянной сдвига фазы β слабо падает с ростом частоты, не более нескольких процентов на декаду. В октавном частотном интервале при небольших расстояниях z можно положить $\beta(f) \approx \beta_0(f_{av})$, где $f_{av} = \sqrt{f_{LT}f_{HT}} = f_{0T}$ – средняя частота исходного спектра. Тогда спектр на входе приёмной антенны будет иметь вид:

$$\bar{K}_{TM}(f, z) = \bar{K}_T(f)\bar{K}_M(f, z) = \bar{K}_T(f)\exp[-2\alpha(f)z - j2\beta_0z]. \quad (5)$$

Здесь мы пренебрегли частотной зависимостью эффективной поверхности рассеяния отражающего объекта, чтобы упростить анализ ожидаемого эффекта. Пусть $\bar{K}_R(f)$ – ЧХ приёмника, средняя частота которой смещена вниз $f_{0R} = f_{0T} - \delta f_{TR}$. В радарах подповерхностного зондирования роль такого фильтра выполняет приёмная антенна. Было бы очень заманчиво сделать эту ЧХ комплексно сопряжённой с (5), но большой фазовый вклад $2\beta_0z$ зависит от глубины объекта. Поэтому спектр после фильтрации в приемнике будет равен:

$$\bar{K}_\Sigma(f) = \bar{K}_T(f)\bar{K}_R(f - \delta f_{TR}) \cdot \exp[-2\alpha(f)z - j2\beta_0z]. \quad (6)$$

3.1 Оценим эффект сдвига спектрального окна приёмника относительно излучаемого спектра. Рассмотрим несколько простейших моделей представления спектра и ЧХ. Во-первых, это однородная функция в пределах Δf_{0T} и равная нулю вне этого частотного интервала. Тогда после фильтрации в приёмнике с такой же шириной прямоугольной ЧХ, но сдвинутой на δf_{TR} согласно (6), итоговая ширина спектра $\Delta f_{0\Sigma}$ будет всегда меньше исходной Δf_{0T} . Относительную величину изменения эффективной ширины спектра обозначим $\gamma = \Delta f_{0\Sigma}(\delta f_{TR})/\Delta f_{0T} < 1$.

3.2. Другой характерный пример – использование гауссовой функции для описания спектра и частотных характеристик. Элементарный расчёт показывает, что произведение двух гауссовых функций, сдвинутых по частотной шкале на произвольную величину, имеют постоянную итоговую полосу, равную исходной $\gamma = \Delta f_{0\Sigma}(\delta f_{TR})/\Delta f_{0T} \cong 1$.

3.3. Для количественной оценки эффекта проведено моделирование, где в качестве фильтров, определяющих ЧХ приёмного и передающего трактов, выбраны фильтры

второго порядка. Они имеют низкую добротность, как правило, не больше трёх-шести. Используем следующие параметры: $\Delta f_{0T} \approx \Delta f_{0R}$ – эффективные ширины АЧХ передающего и приёмного трактов и $\Delta f_{0\Sigma}$ – суммарного тракта, среда – песчаный грунт с влажностью около 10% и погонным затуханием в диапазоне 300...600 МГц около 2,5...3,0 дБ/м.

Результаты моделирования для ряда радиолокационных трасс при относительной ширине спектра $\Delta f_{0T}/f_{0T} \leq 0,2$ [3, 4] приведены на рис. 1. Они даны в виде зависимостей относительной ширины спектра на выходе приёмного тракта γ от относительного смещения средней частоты приёмника $2\delta f_{TR}/\Delta f_{0T}$. Кривые 1, 2, 3 и 4 относятся к следующим расстояниям до объекта: $z_1 = 0$ м, $z_2 = 1,25$ м, $z_3 = 2,5$ м и $z_4 = 3,75$ м, соответственно. Все кривые демонстрируют увеличение относительной ширины спектра ($\gamma > 1$), описывающие их функции имеют отчетливые максимумы, за которыми следует резкий спад (область раздвоения колоколообразного сигнала и нелинейных искажений суммарной фазовой характеристики).

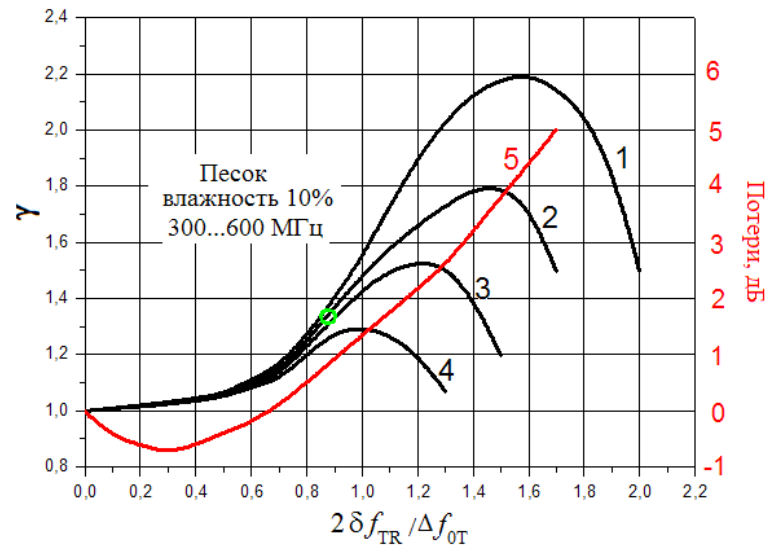


Рис. 1.

Полученное увеличение относительной ширины спектра можно связать с эффективными длительностями импульса на входе ($\tau_{вх} \approx 1/\Delta f_{0T}$) и выходе радиолокатора ($\tau_{вых} \approx 1/\Delta f_{0\Sigma}$). Отсюда следует, что

$$\tau_{вых} \approx \tau_{вх} / \gamma \leq \tau_{вх}, \quad (7)$$

то есть реализуется улучшение временной разрешающей способности $\delta t_{\phi} \approx \tau_{вых} / 2$ в γ раз. Но за всё надо платить. На том же рис.1. кривая 5 определяет зависимость потерь уровня сигнала при глубине объекта $z_2 = 1,25$ м. В области максимального сжатия сигнала (кривая 2) они составляют около 4 дБ. Но в начале шкалы смещения ЧХ (относительное смещение менее 0,7) наблюдается рост уровня сигнала, максимальное значение которого около 0,7 дБ, оно-то и ожидалось в начале этого эксперимента. Для больших глубин это значение уменьшается до 0,23 дБ ($z_2 = 3,75$ м). На графиках нанесена единственная экспериментальная точка для глубины около 2 м. При относительной расстройке $2\delta f_{TR}/\Delta f_{0T} = 0,86$ получено укорочение импульсной характеристики в 1,3 раза.

При относительной ширине исходного спектра менее 20% эти результаты не зависят от знака δf_{TR} . Для сверхширокополосных сигналов (с шириной спектра около октавы и более) форма спектра существенно асимметрична. Поэтому результаты для смещений частоты приёмника вниз или вверх будут разными, но качественно похожими.

Мы видим, что результаты моделирования ЧХ антенн фильтрами второго порядка радикально отличающийся от оценок 3.1 и 3.2. Основной аргумент в разгадке этого противоречия состоит в том, что ЧХ гауссовой и прямоугольной форм являются физически нереализуемыми. Для них невозможно построить аналитический спектр [5]. Крутизна спада ЧХ реальных электрических фильтров всегда меньше, чем у гауссова спектра. Для подтверждения этого факта было проведено моделирование с использованием фильтров высокого порядка (Баттерворта и Бесселя). Во всех случаях было достигнуто уширение спектра ($\gamma > 1$) при расстройке одного из фильтров, качественно совпадающее с результатами рис.1. Но максимальная величина $(\gamma_{2n})_{\max}$ монотонно падает с ростом порядка фильтра. Кроме того, фазовая характеристика суммарного канала оставалась достаточно линейной при увлечении расстройки приёмного канала вплоть до точки максимума γ_{\max} .

3.4. Для завершения этой части необходимо было проверить выявленную закономерность для СШП сигналов. Первые результаты моделирования, полученные при отражении от границы раздела сред и объектов с существенно неоднородной ЧХ в пределах эффективной ширины спектра сигнала, дали неоднозначные результаты. Это непосредственно связано с ЧХ отражения объектов. Следует скорректировать выражение (5), внося в него сомножитель $K_o(f)$, учитывающий частотную зависимость эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) радиолокационного объекта [6]. Было проведено моделирование для СШП георадара [7] с полосой частот 150...300 МГц ($f_0 = 212$ МГц). Объектами зондирования были сферы и цилиндры (для Н-поляризации). Для крупных объектов (диаметр более 0,3 м) при больших глубинах (более 1 м) в тяжелых грунтах (сильно увлажнённые глинистый и песчаный грунт) относительное смещение ЧХ приёмной антенны *вниз* на $(0,8...1,2)\Delta f_T$ позволило увеличить амплитуду сигналов на 2...8 дБ при незначительном *увеличении* их длительности. При смещении ЧХ *вверх* на $(0,4...0,6)\Delta f_T$ для мелких объектов (диаметр менее 0,2 м), расположенных на небольшой глубине (менее 1 м) в слабо поглощающем грунте, происходит *уменьшение* относительной длительности сигнала на 10...20% и, в некоторых случаях, небольшое увеличение амплитуды (менее 2 дБ). Вот так изменяются результаты узкополосного зондирования объектов с однородной ЧХ $K_o(f) = \text{const}$.

4. До сих пор анализировались случаи, когда объект находится в волновой зоне антенны радиолокатора, где строго установлена потенциальная пространственная разрешающая способность $\delta x \geq \lambda/2$. Однако есть много примеров, когда это фундаментальное неравенство нарушается. Наглядным примером является индукционный металлоискатель (ИМ), чувствительным элементом которого является плоская катушка индуктивности диаметром D_m , входящая в резонансные цепи генератора. Проводящие предметы, находящиеся вблизи катушки, незначительно изменяют её индуктивность, частота генератора изменяется, что свидетельствует о наличии проводящего объекта. Для повышения чувствительности измеряют не частоту генератора, а только её смещение относительно эталонной, но это не принципиально для нашего анализа. Окружим магнитную рамку поверхностями с фиксированными

амплитудами магнитного поля. Среди них будут поверхности, на которых амплитуды будут в 10, 100 и 1000 раз меньше, чем в центре рамки. Это зоны чувствительности прибора. В первой зоне даже маленький предмет вызовет надёжно измеряемый сдвиг частоты, а тот же предмет в третьей зоне мы не сможем зарегистрировать. Но объект существенно больших размеров даже на большой глубине может быть обнаружен. Это значит, что у ИМ отсутствует разрешающая способность по глубине δz , он не может измерить расстояние до объекта.

С другой стороны, при перемещении рамки по поверхности грунта (среды), в которой размещены один или несколько проводящих объектов, мы можем локализовать одиночный предмет по максимуму изменения частоты. При перемещении металлоискателя по поверхности над двумя приблизительно одинаковыми по размерам предметами в зависимости от расстояния d_x между ними регистрируется отклик в виде одnogорбой кривой (объекты не разрешаются) или двугорбой кривой с провалом, который увеличивается по мере увеличения расстояния. Можно принять критическую глубину провала, например, $\Delta A_k / A \geq 0,2$. Тогда соответствующее ему расстояние $d_x(\Delta A_k) = \delta x$ будет мерой пространственного разрешения по оси x . При разной величине объектов или при разной глубине одинаковых объектов амплитуды максимумов частоты биений будут разными и разрешение ухудшится.

Линейное разрешение $\delta x(z)$ зависит от глубины расположения объектов и монотонно ухудшается при её увеличении. Из оценок и реального опыта понятно, что разрешение при малых глубинах приблизительно соответствует диаметру катушки индуктивности, то есть

$$\delta x(z \leq D_m) \approx D_m \quad (8)$$

Типичная глубина обнаружения индукционных металлоискателей (ИМ) составляет:

$$z_{\max} \leq (2 \dots 3) \cdot D_m \quad (9)$$

Поскольку типичный частотный диапазон ИМ с диаметром рамки 0,3...0,5 м лежит в интервале от сотен кГц до единиц МГц (диапазон длин волн – 100...1000 м), разрешающая способность многократно меньше длины волны: $z_{\max} \ll \lambda$, $\delta x \approx D_m \ll \lambda$. Это область квазистатического приближения, где $\lambda \rightarrow \infty$. При уменьшении диаметра катушки она может быть сколь угодно малой по сравнению с длиной волны, что улучшает линейную разрешающую способность и во столько же раз уменьшает глубину зондирования.

Аналогичная идея заложена в конструкцию сканирующего туннельного микроскопа, предназначенного для построения изображения рельефа проводящей поверхности. Он формирует электростатическое поле в компактной области между остриём и поверхностью, а его предельное пространственное разрешение определяется радиусом закругления острия.

5. Другим противоположным примером являются фокусирующие системы. Они, как правило, имеют поперечные размеры $D_f \ll \lambda$ и представляют собой линзы, зеркала или фазированные решётки. В тех случаях, когда требуется обеспечить слабую зависимость поперечного разрешения от расстояния z до объекта, в фокусе линзы размещают точечный источник. Он формирует на выходе элемент плоской волны диаметром D_f , который слабо увеличивается с ростом расстояния от раскрытия (зона Френеля). Тогда поперечное разрешение при линейном сканировании будет оставаться приблизительно постоянным равным $\delta x(0,2F \leq z \leq 2F) \approx D_f \ll \lambda$. В такой системе можно регулировать поперечное разрешение при некотором фиксированном расстоянии до плоскости объектов z . Например, если это расстояние равно удвоенному

фокусному расстоянию линзы $2F$, а расстояние от источника до линзы $z_0 = 2F$, то линейное разрешение в этой плоскости будет наилучшим и равным $\delta x(z = 2F) \approx \lambda$. По мере уменьшения z_0 от $2F$ до F точка сфокусированного изображения перемещается от $z = 2F$ до бесконечности и диаметр пуча лучей в фиксированной плоскости $z_0 = 2F$ увеличивается до $D_{af} = D_f \left(\frac{2F}{z_0} - 1 \right)$.

6. Резюмируя результаты достаточно разномасштабных примеров, можно утверждать, что линейная разрешающая способность радиолокационных систем определяется поперечными размерами и формой объема в области расположения объекта (-тов), в котором распределение амплитуды поля имеет ярко выраженный максимум и спадает к краям объема. Если эффективная ширина $\Delta \psi_{\text{эф}}$ одного из его сечений, в пределах которой заключено 90% энергии сигнала, то разрешающая способность вдоль этой координаты равна $\delta \psi_{\text{эф}} \approx \Delta \psi_{\text{эф}} / 2$. В частотной области этот параметр связан с эффективной шириной спектра $\Delta f_{\text{эф}}$, во временной – с эффективной длительностью импульса $\tau_{\text{эф}}$ и т.п.

Дифракционный предел разрешения сфокусированных систем в зоне Френеля вдоль поперечной координаты составляет около $0,5 \lambda$, что хорошо согласуется с общим определением, приведённым выше. Однако некоторые исследователи, работающие в области распространения электромагнитных волн, с недоверием встречают утверждения о возможности получения так называемого «сверхразрешения». Здесь приведены примеры систем, реализующих сколь угодно малое по сравнению с длиной волны разрешение. Это системы квазистатические (их иногда называют ближней радиолокацией), такие как индукционные металлоискатели, сканирующие туннельные микроскопы и т.п. Они так же вписываются в данное выше определение, поскольку эффективный объем с *квазистатическим* распределением поля близок по характерным размерам к диаметру чувствительного элемента, который в общем случае может быть много меньше длины волны используемого сигнала.

Литература

1. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. – М.: Наука, 1973. – 720 с.
2. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
3. Лапин А.В., Чубинский Н.П. Способы минимизации потерь и увеличения разрешающей способности широкополосных радиосистем, работающих в диспергирующих и поглощающих средах // Тр. IV межд. научн.-техн. конф. «Распространение и дифракция электромагнитных волн в неоднородных средах». Вологда, 1994, с. 199-200
4. Lapin A.V., Chubinsky N.P. Propagation of wideband radio pulses in media with frequency-dependent absorption // Proc. of Int. Symp. on electromagnetic theory. St. Petersburg, Russia, May 1995, pp. 646-648
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2-е изд. 1988. – 446 с.
6. Арманд Н.А., Лукин Д.С., Чубинский Н.П. Современные проблемы подповерхностной радиолокации. Конспекты лекций. – Муром, ИПЦ МИ ВлГУ, 2003. с. 92-107
7. Крампульс А.Ю., Чубинский Н.П. Анализ возможных модификаций частотного тракта георадара // РЭ, том 45, 2000, № 9, с. 1037-1046