

В.Ю. Жуков

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ
ОПЕРАТИВНОСТИ РАБОТЫ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРА ДМРЛ
ЗА СЧЕТ ПООЧЕРЕДНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ
ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ**

V.Y. Zhukov

**THE RESEARCH OF POSSIBILITY TO INCREASE
THE EFFICIENCY OF THE METEOROLOGICAL RADAR SET
DMRL'S WORK THROUGH ALTERNATE RADIATION
OF ORTHOGONAL BROADBAND SIGNALS**

Рассматривается возможность объединения режимов «отражаемость» и «скорость» в новом метеорологическом радиолокаторе ДМРЛ. Определяются смещения оценок параметров спектра эхо-сигнала. Предлагается метод минимизации их влияния.

Ключевые слова: метеорологическая радиолокация, опасные явления, широкополосные сигналы, ДМРЛ.

The possibility to unificate the condition «reflecting» and the condition «speed» of the new meteorological Radar set DMRL is considered. The method to minimizing their impact is proposed.

Key words: Meteorological radiolocation, danger occurrences, broadband signals, DMRL.

В 2010 г. были успешно завершены испытания нового метеорологического радиолокатора ДМРЛ. Его назначение – заменить на сети штормооповещения Росгидромета технически и морально устаревшие станции МРЛ-5, эксплуатируемые уже около 30 лет. Включая в себя все возможности МРЛ-5, новый радар обладает рядом дополнительных опций, значительно увеличивающими его возможности и делающими его мировым лидером среди радаров данного назначения. К ним относятся:

1. Когерентность. Она позволяет дополнительно к картам, основанным на измерении только отражаемости метеообъектов, получать карты радиальных скоростей, ширины спектра принимаемого сигнала, вертикального профиля ветра и восстановленного горизонтального ветра. Сама по себе когерентность не является великим новшеством, так как доплеровские метеорадары выпускались уже в восьмидесятые годы прошлого века. Однако по сравнению с МРЛ-5 это шаг вперед. Кроме того, применение клистронного СВЧ генератора позволило использовать схему «истинной когерентности». Последняя обладает гораздо лучшими точностными характеристиками по сравнению со схемой «псевдокогерентности», применяемой в подавляющем большинстве метеорологических РЛС, снабжаемых, как правило, магнетронными генераторами.

2. Два поляризационных канала. Это гораздо более новая опция по сравне-

нию с когерентностью, так как серийно подобные радары выпускаются не более десяти лет. Введение поляриметрии дает возможность дополнительно получать карты дифференциальной отражаемости, дифференциальной фазы, коэффициента взаимной корреляции и линейного деполаризационного отношения. Совместно с другими эти карты позволяют значительно улучшить распознаваемость опасных явлений, оценку интенсивности осадков, подавление отражений от местных предметов и т.д.

3. Технология сжатия импульсов. Она впервые применяется в метеорадаре, предназначенном для постановки на сеть. Излучаемый нелинейно частотно модулированный (НЧМ) сигнал мощностью 15 кВт и длительностью 60 мкс сжимается при приеме до 1 мкс. Эффективная мощность зондирующего импульса при этом равна 900 кВт. В результате, во-первых, увеличивается метеорологический потенциал радара и, во-вторых, повышается его надежность за счет щадящего режима работы элементов СВЧ генератора.

Все вышеперечисленное позволяет ожидать перехода проводимых на сети измерений на качественно новый уровень. Однако достигается это привлечением большого объема дополнительной разнородной информации о наблюдаемых объектах. Получение последней связано с проведением многочисленных измерений, предъявляющих к радиолокатору подчас противоречивые требования. В частности, частота следования зондирующих импульсов для однозначного оценивания средней частоты спектра, как правило, оказывается больше того ее максимального значения, которое обеспечивает заданную максимальную дальность наблюдений. Общепринятое решение такой проблемы – разбиение всего цикла работы радара на два этапа, в течение которых реализуется один из следующих режимов:

1) «отражаемость», при котором устанавливается максимальная дальность наблюдений и оценивается мощность принимаемых эхо-сигналов и, по возможности, другие их параметры;

2) «скорость», при котором дальность действия радара уменьшается, и оцениваются спектральные характеристики отражений.

ДМРЛ не является исключением из этого правила. Дальности его работы в указанных режимах составляют 250 и 125 км соответственно [1]. Суммарное время проведения обзоров в обоих указанных режимах не превосходит стандартного интервала обновления информации 10 мин, но отличается от него незначительно.

Поскольку требования к вероятности своевременного обнаружения опасных явлений погоды и точности определения координат их положения в пространстве имеют тенденцию постоянно увеличиваться, то в ближайшем будущем можно прогнозировать появление проблем с обеспечением указанного значения интервала из-за увеличения времени проведения обзоров. Последнее обусловливается тем, что улучшение данных характеристик достигается увеличением объема статистической выборки по каждому разрешаемому объему за счет

снижениям скорости сканирования антенны в горизонтальной плоскости и увеличения числа углов места, при которых это сканирование происходит. Кроме того, сейчас часто высказывается мнение о сокращении 10-минутного интервала для увеличения оперативности работы радара при решении задач сверхкраткосрочного прогноза погоды. Для некоторых опасных явлений этот интервал уже уменьшен. В частности, при обеспечении работ по защите от града он не должен превышать 3,5 мин.

Из сказанного следует, что повышение оперативности работы метеорадара является актуальной задачей. Наиболее предпочтительный путь ее решения – объединение всех измерений в одном режиме работы. Кроме того, что такое объединение уменьшит время, необходимое для производства всех измерений, оно значительно экономит расход ресурса передатчика. Как видно из приведенных выше характеристик ДМРЛ, для этого достаточно решить проблему правильного определения дальности цели при условии, что требуемая максимальная дальность в два раза превышает интервал однозначности, определяемый частотой следования зондирующих импульсов. Проблема не представляет труда в случае, если имеется возможность каким-то образом «отметить» каждый второй импульс с тем, чтобы при приеме отличать его от соседнего. В этом смысле ДМРЛ предоставляет нам уникальную возможность – использовать в качестве «метки» направление наклона прямой изменения частоты внутри зондирующего импульса. Дело в том, что НЧМ сигнал представляет собой обычный линейно частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал с введением в него некоторых модуляций фазы. Как показали численные исследования, тело неопределенности такого импульса в пределах главного лепестка полностью совпадает с телом неопределенности ЛЧМ сигнала [2] и приводит только к значительному подавлению боковых лепестков. Это позволяет применить в наших исследованиях хорошо разработанную теорию широкополосных импульсов [3].

Несущая частота внутри ЛЧМ импульса при сохранении всех его характеристик, влияющих на прохождение по приемному тракту, может меняться по одному из следующих законов:

$$f = a + bt \quad (1)$$

или

$$f = (a + b\tau_u) - bt, \quad (2)$$

где τ_u – длительность зондирующего импульса; t – время. Каждый из этих сигналов детектируется фильтром, настроенным на «свои» параметры, и не распознается «чужим», т.е. импульсы являются взаимноортогональными.

Однако при реализации данной идеи предвидится одна трудность: спектральному анализу подвергается последовательность импульсов, поочередно проходящих через различные фильтры. Фактически мы имеем дело с системой, параметры которой изменяются во времени, в результате чего возможны искажения спектра и, следовательно, смещения получаемых оценок. Попытаемся

определить эти смещения.

Выражение для тела неопределенности ЛЧМ импульса с гауссовой огибающей имеет вид

$$S(t) = \sum_i \left\{ \varepsilon_i^{1/2} \exp \left[\left(-\frac{\pi}{2} \right) \frac{n^2 r_i^2}{r_u^2} + 2n \frac{r}{c} F_i + \left(\frac{r_u F_i}{c} \right)^2 \right] + j \frac{2\pi r_i}{\lambda} \right\}, \quad (3)$$

где ε_i – мощность сигнала, отраженного от элементарного отражателя; r_i – дальность отражателя; r_u – пространственная протяженность излученного несжатого импульса; n – коэффициент сжатия импульса; F – доплеровская частота сигнала от элементарного отражателя; λ – длина волны несущего колебания.

Отличие выражения (3) для сигнала с обратно направленным изменением функции несущей частоты состоит в знаке второго члена в показателе экспоненты. Учтем череспериодное изменение этого знака введением функции

$\cos\left(\frac{\omega_n t}{2}\right)$. Тогда сигнал после фильтра сжатия

$$S(t) = \sum_i \left\{ \varepsilon_i^{1/2} \exp \left(-\frac{\pi}{2} \right) \frac{n^2 r_i^2}{r_u^2} + 2n \cos\left(\frac{\omega_n t}{2}\right) \frac{r_i}{c} F_i + \left(\frac{r_u F_i}{c} \right)^2 \right\} + j \frac{2\pi r_i}{\lambda}, \quad (4)$$

где ω_n – частота повторения зондирующих импульсов.

Ищем корреляционную функцию сигнала после фильтра сжатия

$$B(\tau) = E[S(0)S^*(\tau)]. \quad (5)$$

Для этого вносим символ математического ожидания под знак суммы и учитываем независимость сигналов от элементарных отражателей.

$$B(\tau) = \sum_i \int \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon \exp \left\{ \left(-\pi \right) \frac{n^2 r^2}{r_u^2} + n \left[1 + \cos\left(\frac{\omega_n}{2} \tau\right) \right] \frac{r}{c} F + \left(\frac{r_u F}{c} \right)^2 \right\} - j 2\pi F \tau \times \\ \times p(\varepsilon)p(r)p(F) d\varepsilon dr dF, \quad (6)$$

где $p(x)$ – закон распределения случайной величины x .

Сумма мощностей отражений всех элементарных отражателей дает среднее значение мощности суммарного сигнала Z . В итоге имеем

$$B(\tau) = Z \int \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ \left(-\pi \right) \left[\frac{n^2 r^2}{r_u^2} + n \left[1 + \cos\left(\frac{\omega_n}{2} \tau\right) \right] \frac{r}{c} F + \left(\frac{r_u F}{c} \right)^2 \right] - j 2\pi F \tau \right\} \times \\ \times p(r)p(F) dr dF. \quad (7)$$

Полагаем распределение частиц по координате r равномерным в пределах разрешаемого объема, размер которого по этой координате обозначим ΔR . Тогда после интегрирования по r , применяя известную формулу [4]

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-p^2 x^2 \pm qx) dx = \left(\frac{\pi}{p}\right)^{1/2} \exp\left(\frac{q^2}{p^2}\right), \quad (8)$$

имеем:

$$B(\tau) = \left(\frac{Z}{\Delta R}\right) \pi^{1/4} \left(\frac{r_u}{n}\right)^{1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\pi \left(\frac{r_u}{c}\right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left[1 + \cos\left(\frac{\omega_g \tau}{2}\right)\right]^2\right]\right\} F^2 - j2\pi F \tau \times \\ \times p(F) dF. \quad (9)$$

Распределение доплеровской частоты полагаем нормальным со средним значением F_0 и дисперсией σ^2 . Тогда, введя обозначение

$$K(\tau) = 2\sigma^2 \pi \left(\frac{r_u}{c}\right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left[1 + \cos\left(\frac{\omega_g \tau}{2}\right)\right]^2\right], \quad (10)$$

получаем

$$B(\tau) = \left(\frac{Z}{\Delta R}\right) \left(\frac{\pi}{2}\right)^{1/4} \left(\frac{r_b}{\sigma n \sqrt{1+K(\tau)}}\right)^{1/2} \times \\ \times \exp\left[\frac{-2\pi^2 \sigma^2 \tau^2}{1+K(\tau)} + \frac{F_0 K(\tau)}{2\sigma^2 [1+K(\tau)]} - j \frac{2\pi F_0 \tau}{1+K(\tau)}\right]. \quad (11)$$

Нормируем полученную функцию на ее значение при $\tau = 0$. Учитывая, что $K(0) = 0$, получаем

$$R(\tau) = [1+K(\tau)]^{-1/4} \exp\left[-\frac{2\pi^2 \sigma^2 \tau^2}{1+K(\tau)} + \frac{F_0 K(\tau)}{2\sigma^2 [1+K(\tau)]} - j \frac{2\pi F_0 \tau}{1+K(\tau)}\right]. \quad (12)$$

Ищем среднюю частоту спектра как значение производной корреляционной функции в точке $\tau = 0$:

$$\omega_0 = -jR'(0) = 2\pi F_0, \quad (13)$$

т.е. смещения оценки средней частоты спектра нет.

Ширину спектра, под которой понимаем дисперсию гауссовой кривой, которой аппроксимируем спектр сигнала, находим по значениям первой и второй производных корреляционной функции в точке $\tau = 0$

$$\sigma\omega^2 = \left. \frac{-d^2 R(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} - \left[\left. \frac{(-j)dR(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} \right]^2 = 4\pi^2 \sigma^2 + 2\pi^2 (\sigma^2 + 2F_0^2) r_u^2 F_n^2 / (8c^2), \\ \sigma_\omega^2 = R'(0) - \left[-jR'(0) \right]^2 = 4\pi^2 \sigma^2 + \frac{2\pi^2 (\sigma^2 + 2F_0^2) r_u^2 F_n^2}{8c^2}, \quad (14)$$

т.е. оценка ширины спектра смещается на величину, зависящую от средней частоты и ширины спектра. Оценим максимальное относительное смещение, имеющее место при максимальном, заданном в ТЗ, доплеровском сдвиге частоты $F_0 = 2$ кГц. Максимально возможное значение ширины спектра на порядок меньше указанного сдвига частоты, что дает возможность ее значением пренебречь. При $r_u/c = 60$ мкс и $F_n = 1$ кГц получаем

$$\Delta = 2F_0^2 r_u^2 F_n^2 / (16c^2 \sigma^2) = 0,15.$$

При $F_0 = 0$ ее максимальное относительное значение, определяемое только шириной спектра, равно 0,015 и может не учитываться. Следовательно, данное смещение фактически определяется значением F_0 и может корректироваться по величине оценки последнего при построении системы обработки по типу следящего измерителя. Отсюда следует вывод: череспериодное изменение знака ЛЧМ не приводит к смещению оценки средней частоты спектра сигнала. Оценка ширины спектра оказывается смещенной, но может быть уменьшена до пренебрежимо малых значений. Ее наличие неизбежно ухудшает точность измерения параметров спектра. Количественная оценка этого влияния зависит от алгоритма оценивания и может являться объектом дальнейших исследований. Однако, принимая во внимание относительную малую величину данного смещения, следует ожидать, что его влияние не будет существенным.

Таким образом, можно считать доказанным тот факт, что новый метеорологический радиолокатор ДМРЛ обладает потенциальной способностью примерно в два раза увеличить скорость обзора окружающего пространства без какого-либо значительного ухудшения качества поставляемой информации. Это, в свою очередь, позволяет либо увеличить темп обновления информации, либо, при его сохранении, увеличить точность проводимых измерений.

Литература

1. Техническое задание на опытно-конструкторскую работу «Разработка доплеровского метеорологического радиолокатора диапазона 5,3 см». Шифр ДМРЛ-С, 2008 г.
2. Обоснование возможности получения достоверной метеорологической информации в трех координатных твердотельных радиолокаторах с использованием сложных сигналов. Материалы КБ «Лира».
3. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Советское радио, 1970.
4. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит.-ры, 1963.