

**УДК 621.396.96**

## **СИСТЕМА СЕЛЕКЦИИ ЦЕЛЕЙ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ И ПОЛНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ЗОНДИРОВАНИЕМ**

**Б.В. Храбростин**

*Белгородский  
государственный  
национальный  
исследовательский  
университет*

*e-mail:  
khrabrostin@bsu.edu.ru*

В статье впервые обсуждаются вопросы технической реализации метода полного поляризационного зондирования пространства в системе селекции радиолокатора с синтезированием апертуры и полным поляризационным зондированием, а также экспериментально полученные показатели эффективности селекции неподвижных наземных целей заданных классов при отношении сигнал/помеха, как правило, меньших единицы.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированием апертуры, полное поляризационное зондирование, рассеивающие свойства объектов, методы измерения ПВР объектов локации, ортогональные по структуре радиосигналы.

Система селекции целей заданных классов радиолокатора с синтезированием апертуры и полным поляризационным зондированием (в дальнейшем СС РСА и ППЗ) предназначена для обнаружения, оценки координат и распознавания (в дальнейшем – селекции) наземных целей при отношениях сигнал/помеха до минус 10 Дб и менее.

В основу построения СС РСА и ППЗ положено комплексное использование различия рассеивающих свойств объектов в сочетании с рациональным использованием энергетических, частотных, пространственных и временных различий сигналов [1- 7, 10-14]. Режим работы РЛС, при котором осуществляются измерения и обработка поляризационных векторов рассеяния (ПВР) объектов, был в своё время назван полным поляризационным зондированием пространства (ППЗП) [7]. Метод радиолокации, основанный на измерении и обработке ПВР каждого разрешаемого объема зоны обзора РЛС, получил название метода Полного поляризационного зондирования пространства [метод ППЗП или ППЗ] [7, 10]. В этом методе ПВР рассматривается как количественная мера рассеивающих свойств объектов.

СС РСА должна решать следующие основные задачи:

- измерение ПВР каждого элемента разрешения заданной зоны обзора;
- оценка апостериорных характеристик мешающих сигналов для формирования решающих статистик;
- формирования решений о наличии или отсутствии в зоне обзора целей заданных классов;
- оценки координат и ориентации [2, 7, 13] обнаруженных целей заданных классов.

Совокупность перечисленных задач может быть решена системой, структурно-алгоритмическая схема которой может быть представлена схемой, изображенной на рис.1. При разработке этой схемы использованы результаты работ [4 - 9]. На схеме основная часть блоков названа в соответствии с общепринятыми сокращениями за исключением: БКДФ – блок квадратурных детекторов фазовых; СФ – согласованный с излученным сигналом фильтр; ЗГ – высокостабильный задающий генератор; ЦСС – цифровой синтезатор сигналов.

Используя схему на рис.1 обсудим основные принципы построения СС РСА с полным поляризационным зондированием. Одним из основных условий реализации метода ППЗП (учета рассеивающих свойств объектов) является измерение ПВР объектов, т.е., строго говоря, одновременное измерение всех четырех когерентно связанных

комплексных амплитуд, пропорциональных коэффициентам отражения объекта. Известны три основных метода измерения ПВР объектов однопозиционным радиолокатором: метод последовательного во времени измерения компонентов ПВР [1, 8, 9]; метод одновременного измерения компонентов ПВР на двух разных частотах [1]; метод моноимпульсного измерения компонентов ПВР на одной частоте [7, 9].

Названные методы перечислены в порядке возрастания эффективности селекции целей среди помех и стоимости радиолокаторов, в которых реализован метод ППЗ [7, 10, 11, 14].

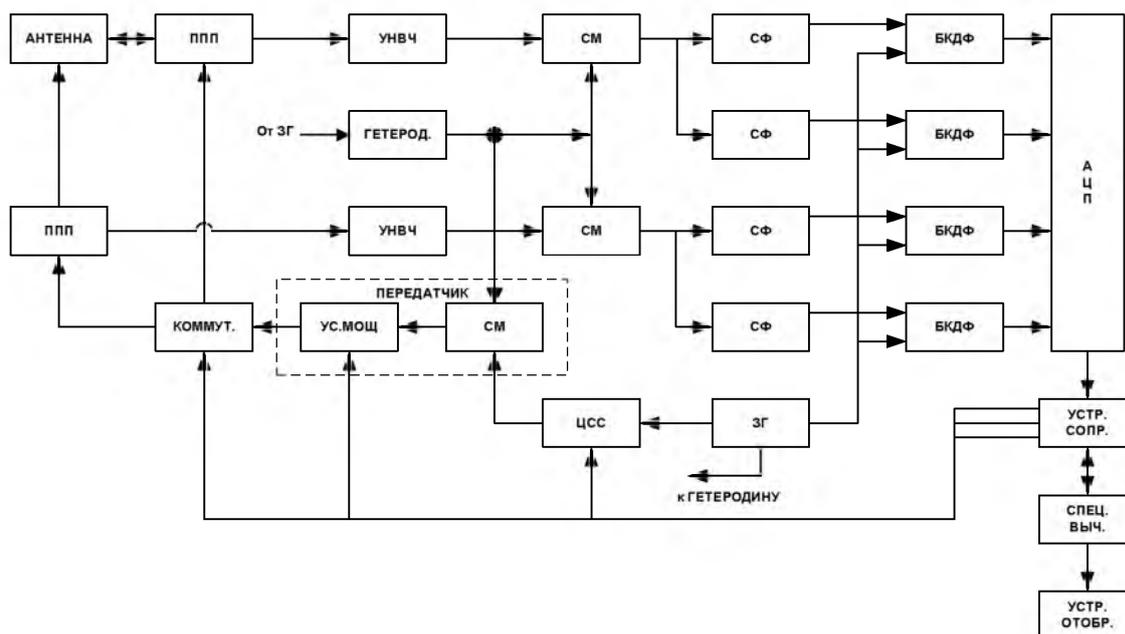


Рис. 1. Структурно-алгоритмическая схема СС РСА

Каждый из известных методов ориентирован на использование однопозиционных двухканальных по поляризации антенн ортогональных поляризаций с общим фазовым центром. К сожалению, на сегодняшний день промышленная технология изготовления таких антенн (ФАР), в частотном диапазоне предлагаемого РСА, не является общеизвестной. Реальным выходом здесь могло бы быть применение малобазовой двухпозиционной антенны на ортогональных поляризациях. Однако исследования [16] показали, что непосредственное применение ни одного из известных методов однопозиционной локации в двухпозиционных системах (включая и синтезирование апертуры каждой антенны) не обеспечит требуемого качества измерения ПВР точечных наземных объектов и, прежде всего потому, что фазовый центр (по классическому определению) в такой системе отсутствует. В то же время, дополнительный анализ [12] с учетом практически приемлемых ограничений на размеры базы и диапазоны дальностей локации показывает, что для определения ПМР в малобазовой системе, которая может быть реализована в РСА, нет необходимости в знании фазового центра системы. Но при этом необходимы общие для двух приемопередающих систем задающий генератор и гетеродин, к которым и «привязывается» начальная фаза элементов ПВР (что и отражено в схеме на рис.1). ПВР в такой системе находится путем весовой обработки сигналов с выходов обеих приемников, как при одновременной, так и при последовательной (например, через период) работе передатчиков. Из этого следует, что для измерения ПВР объекта в каждом периоде зондирования передатчика все же есть возможность использовать один из известных



методов измерения ПВР однопозиционной локации [8 – 10] с учетом соответствующих поправок. Поэтому будем предлагать для реализации в РСА двухпозиционную малобазовую антенну ортогональных поляризаций [12].

Одна из приемлемых для РСА структурных схем измерителей ПВР представлена на рис.1. Эта схема, в зависимости от требуемых ТТХ РСА и приемлемой стоимости реализации метода, может обеспечить квазидновременное излучение ортогональных по структуре сигналов и измерение компонентов ПВР объектов.

РЛС работает следующим образом. Задающий генератор непрерывно вырабатывает напряжение промежуточной частоты, которое подается на вход ЦСС. ЦСС в каждом периоде зондирования по паре синхронизирующих импульсов, поступающих на его вход с выхода устройства сопряжения, вырабатывает два сдвинутых во времени и ортогональных по структуре радиосигнала  $S_1$  и  $S_2$  и таких, что их взаимная корреляционная функция равна нулю (практически достаточно мала). Сформированные в ЦСС ортогональные по структуре радиосигналы  $S_1$  и  $S_2$  на промежуточной частоте поступают на вход передатчика, на третий вход которого подаются высокочастотные колебания с выхода гетеродина. В передатчике осуществляется перенос поступающих колебаний на несущую частоту и усиление полученных радиосигналов по мощности. В каждом периоде зондирования «Коммутатор» по двум импульсам, поступающим на его вход от спецвычислителя через устройство сопряжения, через соответствующие ППП, подключает выходные радиосигналы передатчика к соответствующим ортогональным по поляризации каналам двухканальной по поляризации антенны, которая излучает их в направлении объекта. Использование непрерывных колебаний ЗГ и гетеродина при формировании излучаемых и обработке принятых сигналов обеспечивает запоминание начальных фаз радиосигналов, излучаемых на различных поляризациях.

Каждым каналом антенны принимается сумма двух ортогональных по структуре составляющих отраженных сигналов: основного по поляризации компонента для данного канала и перекрестного по поляризации компонента – для канала, ортогонального первому. Эти сигналы через ППП и УНВЧ подаются на входы смесителей. Выход каждого смесителя подключен ко входам двух фильтров, каждый из которых согласован с соответствующим радиосигналом  $S_1$  или  $S_2$ , вырабатываемым ЦСС. Это позволяет на выходах четырех СФ получить четыре радиосигнала, т.е. выделить отдельно каждую ортогонально поляризованную составляющую отраженного от объекта радиосигнала. Выходные напряжения каждого из согласованных фильтров подаются на вторые входы соответствующих БКДФ. При этом в качестве опорного напряжения на первые входы БКДФ подается напряжение промежуточной частоты с выхода ЗГ. Использование в смесителях приемника и передатчика выходного напряжения одного и того же гетеродина, а в качестве опорных напряжений для БКДФ выходного напряжения ЗГ, позволяет скомпенсировать случайные начальные фазы радиосигналов, излучаемых на разных поляризациях. Каждый БКДФ имеет два выхода. По первому выходу выдается напряжение, пропорциональное произведению амплитуд на косинус, а по второму – на синус разности фаз колебаний, поступающих на входы БКДФ. Аналого-цифровой преобразователь по существу производит измерение напряжений сигналов, поступающих с выходов БКДФ, осуществляя оцифровку их значений. С выхода АЦП через устройство сопряжения измеренные значения амплитуд и фаз принятых ортогонально поляризованных компонентов отраженных сигналов поступают в спецвычислитель, где по соответствующим алгоритмам осуществляется их последующая обработка.

Рассмотренную часть структурно-алгоритмической схемы (рис.1) целесообразно считать базовым приемо-передающим модулем (ППМ) измерителя ПВР потому, что алгоритмическая часть известных вариантов измерителей ПВР [1, 7 – 10] практически одна и та же, а приемо-передающие модули структурно и алгоритмически отличаются (см. [1, 8, 9, 12]). В частности, если исключить коммутатор и поставить параллельно первому передатчику второй, одновременно с соответствующими



изменениями программы ЦСС, то получим ППМ моноимпульсного измерителя ПВР [9], который обеспечивает потенциально наибольшую эффективность селекции [7]. Если оставить один передатчик, ЦСС настроить на формирование двух ортогональных по структуре сигналов на разных частотах и грамотно структурно подправить приемопередающий тракт, то при работе по наземным целям, в этом случае, может оказаться наиболее эффективной структура ППМ СС РСА [2, 7].

Обсудим различия базового и обсуждаемых вариантов ППМ. Базовый вариант ППМ при одном передатчике и одной несущей частоте является двухпозиционным по времени с минимальной «базой по времени» - не меньше длительности зондирующего импульса. При двух передатчиках, работающих на одной несущей частоте, будем иметь моноимпульсный измеритель ПВР - однопозиционный по времени ППМ. При одном передатчике, работающем на двух несущих частотах, будем иметь однопозиционный по времени и двухпозиционный по несущим частотам вариант ППМ. Полезно помнить, что в обсуждаемых вариантах ППМ на ортогональных поляризациях излучаются сложные ортогональные по структуре сигналы. Двухпозиционность по поляризации, в обсуждаемых вариантах, уже предполагается.

Вопросы, связанные с двухпозиционностью по разным координатам (переменным), важны в данном случае по следующим причинам. РЛС перемещается относительно подстилающей поверхности (ПП) и находящихся на ней целей. Алгоритм селекции предполагает «накопление по времени в стробе» и, следовательно, - сопровождение соответствующих элементов разрешения ПП. При этом ошибки сопровождения накладывают определенные ограничения на пределы улучшения разрешающей способности РЛС по всем измеряемым координатам [7, 12]. В частности, в работе [7] показано, что, например, при ошибках сопровождения по дальности 1 м, для сигнала с разрешением по дальности  $\Delta R = 30$  , вероятность правильного обнаружения  $D = 0,9$  , а для сигнала с разрешением по дальности  $\Delta R = 1$  эта вероятность уменьшится до значения  $D = 0,55$ . Оптимальная разрешающая способность по задержке (по дальности) и по доплеровской частоте (по радиальной скорости) определяется следующими выражениями [7, 12]:

$$\tau_{\dot{E} opt} = \sqrt{2\tau_0^2 + \sqrt{\tau_0^4 + \pi^2\sigma_\tau^4}} ; \quad F_{p opt} = \sqrt{2F_0^2 + \sqrt{F_0^4 + \pi^2\sigma_F^4}} ;$$

где  $\tau_0, F_0, \sigma_\tau, \sigma_F$  – математические ожидания систематических и среднеквадратические отклонения флюктуационных ошибок сопровождения по дальности и радиальной скорости. Полагая систематические ошибки сопровождения равными нулю ( $\tau_0 = 0, F_0 = 0$ ), можно получить достаточно простые оценочные формулы для оптимальных значений разрешающей способности РЛС по задержке и по частоте Доплера:

$\tau_{u opt} = \sigma_\tau \sqrt{\pi}$ ;  $F_{p opt} = \sigma_F \sqrt{\pi}$ . Задаваясь конкретным видом диаграмм направленности антенн РЛС по азимуту и углу места и используя результаты [7, 12], имеется возможность получить формулы, определяющие оптимальные разрешающие способности по угловым координатам. Таким образом, могут быть определены требования к ограничению разрешающей способности РСА снизу (в противном случае улучшение разрешающей способности приведет к снижению показателей эффективности любой РСА по обнаружению, селекции и оценке координат целей).

Кроме того, при определении приемлемой разрешающей способности РСА с ППЗ нельзя не учитывать соотношения скорости носителя, интервала времени между излучениями сигналов ортогональных поляризаций и величины разрешающей способности вдоль вектора путевой скорости. При этом необходимо, чтобы ПВР, т.е.



4 измеренных коэффициента отражения ПП вместе с целью, соответствовали одному и тому же элементу разрешения ПП по вектору путевой скорости. Понятно, что такие недостатки присущи последовательному [1], в меньшей степени – квазипоследовательному [7, 8] методам и практически исключаются при использовании моноимпульсного метода измерения ПВР [9].

В то же время, метод полного поляризационного зондирования может заметно снизить традиционно желаемые жесткие требования к разрешающей способности РЛС селекции, которые, могут обернуться, как показано выше, и серьезными потерями. В работах [4 - 7] было показано, что за счет различия рассеивающих свойств объектов разных классов метод ППЗ обеспечивает селекцию, т.е. обнаружение и распознавание наземных целей при отношениях сигнал/помеха минус (5...7 – 15...20) Дб. Уместно напомнить, что методы традиционной локации только для обнаружения (речи о распознавании или селекции цели заданного класса вообще не может быть) требуют отношения сигнал/помеха минимум в пределах плюс (10...14) Дб. Общий выигрыш ППЗ при обнаружении может составить плюс (15...21 – 25...34) Дб. Обсудим этот момент подробнее, полагая РЛС традиционной. Пусть, параметр обнаружения наземной цели определяется соотношением:

$$q^2 = \sigma_{\dot{O}} / \sigma_{\dot{O}} \geq 24 \quad (13,8 \text{ дБ}),$$

где  $\sigma_{\dot{O}}$ ,  $\sigma_{\dot{O}}$  – ЭПР цели и ПП (фона), находящейся в одном разрешаемом элементе вместе с целью соответственно. Известно, что  $\sigma_{\dot{O}} = \sigma_0 S_D$ , где  $S_D$  – площадь элемента разрешения РЛС;  $\sigma_0$  – удельная ЭПР, для местности, поросшей деревьями или высокой травой при длине волны 3,2 см составляет 0,0025 (Д. Бартон. Радиолокационные системы. Военное изд-во МО СССР. – М. 1967). Пусть при заданном параметре обнаружения необходимо обнаружить цели с ЭПР от 2м<sup>2</sup> до 10м<sup>2</sup>, тогда  $\sigma_{\dot{O}} = (2...10) / 24 = (0,08...0,42) i^2$ , а площадь элемента разрешения при этом должна составлять:

$$S_D = (0,08...0,42) / 2,5 \cdot 10^{-3} = (32...170) i^2.$$

Если положить разрешающую способность по дальности равной хотя бы 50м, то разрешающая способность по вектору путевой скорости должна составить от 0,6м до 3м, что реализовать на сегодня чрезвычайно тяжело, а значит обнаружение целей с ЭПР от 2м<sup>2</sup> до 10м<sup>2</sup> при заданном значении параметра обнаружения практически маловероятно. (См. выше замечание об оптимальной разрешающей способности).

Теперь допустим, что за счет использования различия рассеивающих свойств целей и подстилающей поверхности в РЛС обеспечивается селекция целей заданных классов с ЭПР от 2м<sup>2</sup> до 10м<sup>2</sup> при значении параметра  $q^2 = -5 \text{ дБ}$  (далеко не лучшие экспериментальные данные по селекции при ППЗ), т.е. при отношении  $\sigma_{\dot{O}} / \sigma_{\dot{O}} \geq 0,32$ . Допустимые значения ЭПР фона (ПП) составят:  $\sigma_{\dot{O}} = (2...10) / 0,32 = (6,25...31) i^2$ , а площадь элемента разрешения при этом должна составлять:  $S_D = (6,25...31) / 2,5 \cdot 10^{-3} = (2500...12400) i^2$ .

Если теперь положить разрешающую способность по дальности равной 50м, то разрешающая способность по вектору путевой скорости должна составить от 50м до 248м. Эти результаты представляются уже более реализуемыми и даже оставляют надежду на снижение требований к разрешающей способности по дальности, которые в обсуждаемом варианте также представляются обременительными.

К основным алгоритмам, которые непосредственно обеспечивают эффективность СС радиолокатора с синтезированием апертуры и полным поляризационным зондированием, относятся [3 -7, 11 - 14]:



- алгоритм калибровки каналов измерения амплитуд ортогонально поляризованных составляющих отраженных сигналов;
- алгоритм юстировки фазовых длин приемопередающих трактов;
- алгоритм создания банка данных по целям заданных классов;
- алгоритм адаптивной оценки характеристик мешающих сигналов (текущего банка данных о действующей помехе);
- алгоритмы селекции, оценки координат и ориентации целей заданных классов относительно РСА на фоне отражений от ПП и ложных целей, активных и комбинированных помех;
- алгоритмы селекции, оценки координат и курса целей заданных классов, находящихся в одном разрешаемом объеме и отличающихся электрофизическими характеристиками и (или) ориентацией относительно РСА;
- алгоритмы, обеспечивающие функционирование СС РСА в случаях: локации целей на основных поляризациях (случай традиционной локации) и полного поляризационного приема. Здесь целесообразно пояснение, суть которого в следующем.

РЛС с полным поляризационным зондированием с точки зрения надежности является сложной системой, т.е. системой, которая не отказывает при отказе отдельных её элементов, а переходит в новое работоспособное состояние, но уже с меньшей эффективностью. Очевидно, что ППЗ обеспечивает максимальную эффективность РЛС в сложной помеховой обстановке. Меньшей эффективностью обладает полный поляризационный прием и еще меньшей – традиционный случай работы на одной из основных поляризаций [7, 11, 14]. Естественно считать такую сложную систему работоспособной, когда она находится в одном из перечисленных состояний. Уместно напомнить, что средняя наработка на отказ сложной системы равна сумме наработок на отказ в каждом из её работоспособных состояний.

Таким образом, реализация в РСА метода Полного поляризационного зондирования пространства обеспечивает не только максимальную информативность и помехозащищенность радиолокатора, но и его максимально возможную надежность.

### Список литературы

1. Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Павлов Н.Ф. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Сов. Радио. 1966.
2. Храбростин Б.В. «Исследование возможностей получения информации о рассеивающих свойствах и ориентации баллистических и космических объектов при использовании поляризационных матриц рассеяния на многих частотах для решения задач распознавания». Кандидатская диссертация. Харьков, ВИРТА ПВО, 1972.
3. Храбростин Б.В. Метод аналитической оценки показателей качества распознавания объектов с учетом вида зондирующего сигнала многопозиционной РЛС. НТС. – ВИРТА, 1991.
4. Храбростин Б.В., Поздышев В.Ю., Сапов М.М. Устройство для обнаружения целей в облаке диполей (параметрический поляризационно-доплеровский обнаружитель). А.С. № 269071, 1988.
5. Храбростин Б.В., Поздышев В.Ю., и др. Устройство для обнаружения целей в облаках диполей (последовательный ранговый поляризационно-доплеровский обнаружитель). А.С. № 326176, 1991.
6. Храбростин Б.В., Кутузов А.С., и др. Устройство для обнаружения целей в облаках диполей (комбинированный поляризационно-доплеровский обнаружитель). А.С. № 329666, 1991.
7. Храбростин Б.В. Докторская диссертация на специальную тему. – Харьков, ВИРТА ПВО, 1992.
8. Храбростин Б.В. Патент РФ № 2187129, 2002 г. Способ и устройство измерения поляризационной матрицы рассеяния объекта.



9. Храбростин Б.В., Мартынчук А.А., Кравченко А.Г. Патент РФ № 2204842, 2002г. Способ и устройство измерения поляризационной матрицы рассеяния объекта (моноимпульсный измеритель ПВР).

10. Храбростин Б.В. Метод полного поляризационного зондирования пространства. Научные ведомости БелГУ, сер. Информатика, Прикладная математика, Управление, т.1, вып. 1 (19). Белгород 2004, с. 111- 130.

11. Храбростин Б.В., Муромцев В.В., Храбростин Д.Б. Экспериментальное исследование эффективности функционирования алгоритмов обнаружения и оценки координат наземных целей когерентно-импульсной БРЛС. Отчет о НИР, шифр «КОПИРКА-ПО-1», этап1, этап2. ОАО НИИП им. В.В. Тихомирова, 2005.

12. Замятин В.И., Храбростин Б.В. Определение принципиальной возможности измерения поляризационных матриц рассеяния объектов в двухпозиционной малобазовой двухканальной по поляризации когерентно-импульсной РЛС. Отчет о НИР, шифр «КОПИРКА-ПО-1», раздел 2.1. ОАО НИИП им. В.В. Тихомирова, 2006.

13. Храбростин Б.В. и др. Метод определения ориентации цели по результатам высокоинформативных радиолокационных измерений. Радиотехника № 12, 2006, с. 101 – 102.

14. Храбростин Б.В., Храбростин Д.Б. Экспериментальная проверка алгоритмов обнаружения – распознавания элементов наземной групповой цели неразрешаемых по дальности и угловым координатам. Отчет о выполнении составной части ОКР шифр «Гюрза-Б-В» ОАО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, 2008.

## **SYSTEM SELECTION PURPOSES RADAR SYNTHETIC APERTURE AND POLARIZATION FULL SENSING**

**B.V. Khrabrostin**

*Belgorod National  
Research University*

*e-mail:  
khrabrostin@bsu.edu.ru*

The paper first discusses the technical implementation of the method of full polarization sensing space in system selection radar with synthetic aperture and full polarization sensing, and also the experimentally obtained performance-tion of selective stationary ground targets in given classes of signal / noise ratio, which is usually less than one.

Key words: synthetic aperture radar, full polarization sensing, the scattering properties of objects, methods for measuring PVR facilities location, orthogonal to the structure of the radio signals.