

Костров В.В., Сасин Р.С., Кострова† Т.Г.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: kostrovatg@yandex.ru*

### **Управление фазой и мощностью прямо-передающих модулей поляриметрических РЛС**

В современных радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения для получения высокой скорости сканирования используется электронное сканирование луча, которое обеспечивается использованием активных фазированных антенных решеток (АФАР) [1–3]. Для организации двойного (Dual) или полного (Full) поляриметрического режима в АФАР используются излучатели с ортогональной поляризацией, которые возбуждаются специализированными приемо-передающими модулями (ППМ). Вообще говоря, структура ППМ во многом определяется требуемыми поляризационными режимами [4], поэтому возникает задача создания некоторой универсальной структуры ППМ, которая отвечала бы требованиям создания разнообразных режимов. Использование излучателей с ортогональной поляризацией автоматически дает возможность реализовать также и простые, одно (Single) поляриметрические режимы. В последнем случае общая энергетика радиолокатора падает, что негативно сказывается на качестве обнаружения целей, их классификации, синтезированных радиолокационных изображениях (РЛИ).

В процессе работы метеорологических РЛС или радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА) в зависимости от объекта наблюдения часто требуется изменение поляризационных режимов. Режимы работы РЛС при использовании поляризации отличаются многообразием. Изменение поляризации радиоволн способствует повышению радиолокационного контраста, подавлению пассивных помех, увеличению точности оценивания параметров целей [1, 2, 5, 6]. Практически все современные космические комплексы землеобзора (ALOS PALSAR, RadarSat, TerraSAR-X, Sentinel и др.) могут работать в различных поляризационных режимах [1].

Целью работы является анализ законов управления фазой и мощностью в приемо-передающих модулях АФАР для реализации базовых поляриметрических режимов.

Вид поляризационного режима определяется по двум показателям: поляризация сигналов при излучении и метод поляриметрии при приеме сигналов. Будем полагать, что в устройстве обработки сигналов вопрос поляриметрии решается алгоритмическим путем с использованием разложения принимаемого сигнала по двум ортогональным поляризациям. Поэтому основное внимание будем уделять формированию зондирующего сигнала с заданными поляризационными свойствами. В АФАР эти задачи решаются с помощью ППМ, которые составляют основу антенны и определяют возможности РЛС.

В качестве примера рассмотрим упрощенный вариант структурной схемы двухканального ППМ, которая приведена на рис. 1. Здесь приняты обозначения: ИГ, ИВ – излучатели с горизонтальной и вертикальной поляризацией; ФВ, Атт – управляемые фазовращатели и аттенюаторы; Вх-Вых. – линия связи с общим приемо-передатчиком; ЗУ – защитное устройство; МШУ – маломощный усилитель; УМ – усилитель мощности; Ц – циркулятор; П – быстродействующий переключатель для смены режимов приема и передачи (сплошной линией показано их положение в режиме излучения, пунктиром – при приеме сигналов).

Управляемые фазовращатели ФВ и аттенюаторы Атт служат в первую очередь для управления лучом в пространстве, а ФВ-Г и ФВ-В – для управления поляризацией. С точки зрения радиополяриметрии эта схема может быть также использована при однолучевом сканировании с разными сигналами в каналах. Эта возможность появляется при использовании сложных сигналов, которые широко применяются в современных РЛС.

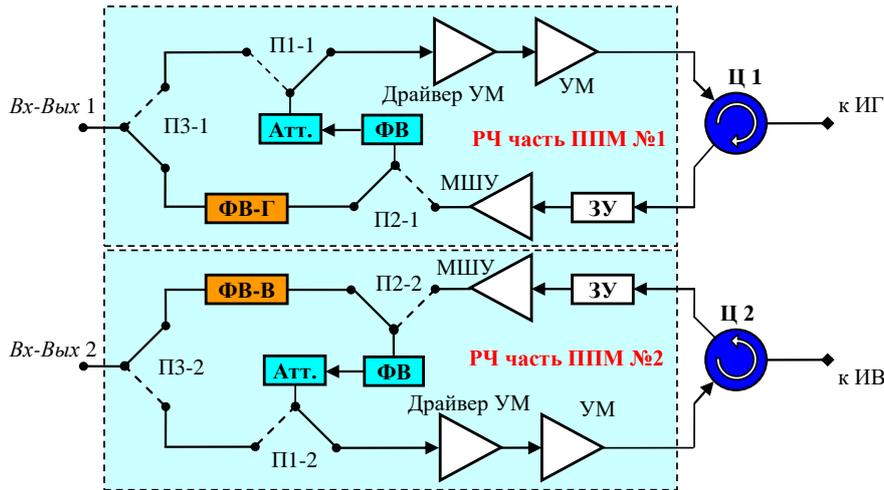


Рис. 1 – Схема двухканального ППМ

Если в каналах передающую часть сделать общей, то получим возможность работы в режиме двойной (Dual) поляризации с последовательной сменой поляризации при передаче и одновременным приемом (В/В+Г, Г/В+Г). Рассмотрим, какие еще поляризационные режимы можно организовать в РЛС с такими ППМ. Для этого воспользуемся базовым принципом представления волн, который кратко можно сформулировать следующим образом: волну с произвольной (в общем случае эллиптической) поляризацией всегда можно разложить на две, в простейшем случае – ортогональные, составляющие. Требуемая поляризация получается векторным суммированием в пространстве этих составляющих. Это свойство существенно используется при формировании электромагнитной волны с требуемыми поляризационными свойствами.

Основу для формирования сигналов в современных РЛС составляет общий опорный (эталонный) генератор, имеющий высокую кратковременную стабильность. Из этого колебания в передатчике формируется зондирующий сигнал, что обеспечивает всем колебаниям, поступающим в ППМ, истинную когерентность. Основные требования, которые предъявляются к радиочастотному тракту при формировании поляризованных полей, в общем случае обусловлены решаемыми тактическими задачами. При этом системные характеристики поляриметрических РСА должны поддерживаться в пределах [7]: системная стабильность 0,5 дБ; развязка каналов минус 35 дБ; разбаланс каналов по амплитуде 0,2 дБ; расфазировка каналов 2°...5°; точность совмещения РЛИ 0,1 пикселя.

Возможности структуры, представленной на рис. 1, не ограничиваются получением поля только с линейной поляризацией. Сдвиг по фазе в ФВ на +90° или -90° приводит к появлению результирующего колебания с круговой поляризацией (правого или левого направления вращения). Двухканальный прием сигналов с линейной поляризацией позволяет осуществить гибридную поляризацию (ГП), а в режиме с временным разделением и переключением фазовращателя – гибридную двойную поляризацию.

Рассмотрим общие соотношения, которые можно использовать для формирования полей с различными поляризационными свойствами. Каналы прохождения сигналов предполагаются идеальными, т.е. в них отсутствуют фазовые и амплитудные ошибки. Тогда для схемы рис. 1 в общем случае для сигналов без модуляции можно записать

$U_V = A_V e^{j(\omega t + \varphi_0)}$  и  $U_H = A_H e^{j(\omega t + \varphi_0 + \varphi_c)}$ , где  $A_V$ ,  $A_H$  – амплитуда колебаний;  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  – частота и начальная фаза колебаний;  $\varphi_c$  – фазовый сдвиг (разность фаз между сигналами в каналах с горизонтальной и вертикальной поляризацией ФВ-Г и ФВ-В).

Определим взаимосвязь между параметрами поляризации и параметрами сигналов, которые используются для формирования электромагнитной волны. На рис. 2 представлен поляризационный эллипс, соответствующий универсальному описанию поляризационных свойств когерентного поля. В общем случае суммарный вектор электрического поля  $E$  совершает вращательное движение.

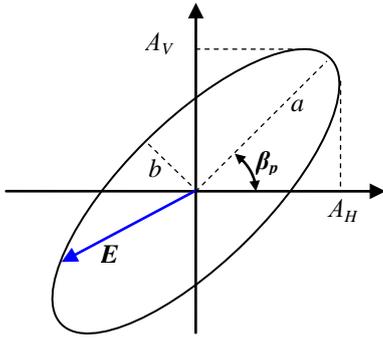


Рис. 2 – Поляризационный эллипс

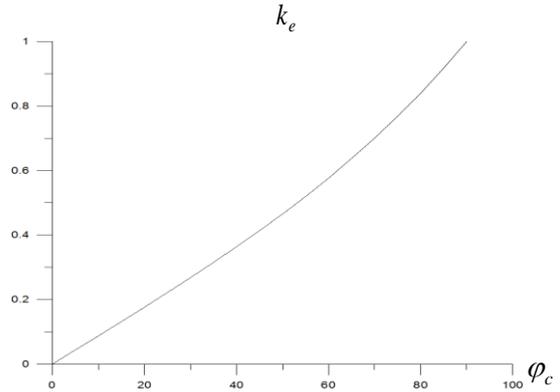


Рис. 3 – Коэффициент эллиптичности  $k_e$  от сдвига фаз сигналов  $\varphi_c$ , градусы

Коэффициент эллиптичности изменяется в пределах  $[0, 1]$ , причем 0 соответствует линейной поляризации, а 1 – круговой. Положение эллипса в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, характеризуется углом ориентации  $\beta_p$ , который однозначно определяется в пределах  $0 \leq \beta_p \leq \pi$ . При известных значениях амплитуд колебаний и сдвигов фаз можно определить угол ориентации по соотношению

$$\beta_p = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2A_V A_H \cos \varphi_c}{A_H^2 - A_V^2}.$$

С учетом этого соотношение для расчета коэффициента эллиптичности принимает вид

$$k_e = \left( \frac{A_H^2 \sin^2 \beta_p - A_V A_H \sin 2\beta_p \cos \varphi_c + A_V^2 \cos^2 \beta_p}{A_H^2 \cos^2 \beta_p + A_V A_H \sin 2\beta_p \cos \varphi_c + A_V^2 \sin^2 \beta_p} \right)^{1/2}.$$

В частном случае равенства амплитуд ортогональных поляризационных составляющих угол ориентации принимает значения  $\pm \pi/4$ . Зависимость коэффициента эллиптичности  $k_e$  от сдвига фазы  $\varphi_c$  при  $A_V = A_H$  представлена на рис. 3. Данная зависимость является нелинейной, например, для центра зависимости ( $\varphi_c = 45^\circ$ )  $k_e$  составляет 0,414 вместо 0,5 в случае линейной зависимости. Различные практически важные виды поляризаций, которые можно получить при равной амплитуде компонент поля за счет фазового сдвига, представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Базовые виды поляризации при сдвиге фаз в каналах

№ п/п	Сдвиг $\varphi_c$ , градусы	Коэффициент эллиптичности $k_e$	Вид поляризации
1	0	0	Линейная с углом поворота относительно горизонтали $45^\circ$
2	45	0,414	Эллиптическая с правым вращением с углом ориентации большой полуоси $45^\circ$
3	90	1,0	Круговая с правым вращением
4	-45	-0,414	Эллиптическая с левым вращением и углом ориентации большой полуоси $135^\circ$
5	-90	-1,0	Круговая с левым вращением

Как видим, использование фазовращателей ФВ-Г и ФВ-В предоставляет широкие возможности по реализации поляриметрических режимов работы, в частности, гибридных и компактных режимов. Если перейти к раздельному управлению усилителями мощности сигналов в каждом поляризационном канале, то можно расширить возможности получения разнообразных поляризационных режимов. Изменение фазы в каналах позволяет регулировать как угол наклона поляризационного эллипса, так и степень эллиптичности. В общем случае

соотношения для расчета параметров эллиптичности являются нелинейными, причем с увеличением фазового сдвига угол наклона эллипса снижается, а коэффициент эллиптичности – увеличивается. При равенстве амплитуд сигналов волна остается эллиптически поляризованной с  $k_e = 0,2...0,65$ . В качестве примера на рис. 4, 5 представлены зависимости  $\beta_p$  и  $k_e$  от соотношения амплитуд  $K_u = A_V/A_H \leq 1$  при значении фазового сдвига  $\varphi_c = 67,5^\circ$ . Графики свидетельствуют о нелинейном законе управления фазой и амплитудой ППМ.

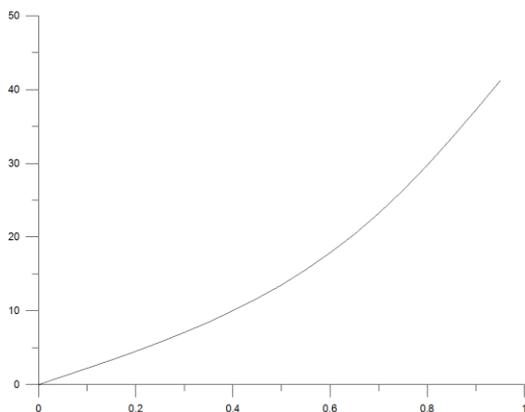


Рис. 4 – Зависимость угла наклона эллипса (градусы) от  $K_u$  при  $\varphi_c = 67,5^\circ$

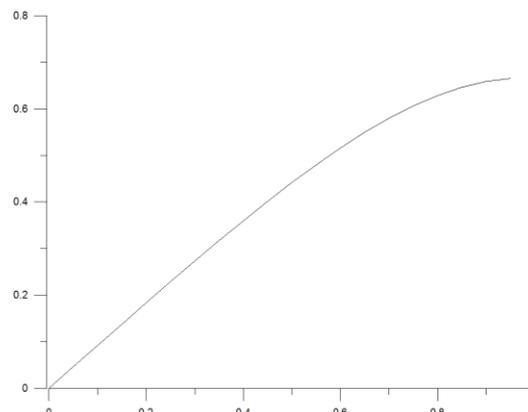


Рис. 5 – Зависимость коэффициента эллиптичности  $k_e$  от  $K_u$  при  $\varphi_c = 67,5^\circ$

Таким образом, предложенная методика управления фазой и мощностью приемо-передающих модулей АФАР позволяет эффективно управлять поляризационными режимами и согласовывать поляризационные характеристики волны с аналогичными характеристиками объекта наблюдения. Вместе с тем управление мощностью связано с переходом в линейный (недонапряженный) режим работы передатчика, при котором к.п.д. снижается, что является недостатком работы схемы. Следует также учитывать, что для обеспечения высокой точности измерений поляризационных параметров объекта ППМ должны иметь встроенную автоматическую калибровку, в простейшем случае – по пилот-сигналу.

### Литература

1. Верба В.С. и др. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Ryzhkov A.V., Zrnicek D.S. Radar Polarimetry for Weather Observations. – Springer, Switzerland, 2019. – 497 p.
3. Salazar J.L., et al. An Ultra-Fast Scan C-band Polarimetric Atmospheric Imaging Radar (PAIR) // IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST). 2019. October 15 – 18, 2019, Waltham, MA USA. Pp.1-5.
4. Гришин В.Ю., Костров В.В. Архитектура приемо-передающих модулей АФАР поляриметрических радиолокационных станций // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 14-ой международной научно – технической конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др.) (6 – 7 октября 2021, Владимир). – Владимир: ВлГУ, 2021. – С.48-54.
5. Ryzhkov A., et al. Weather applications of dual-polarization radars // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. №2. С.28-33.
6. Костров В.В. и др. Идентификация дождей по ослаблению и излучению микрорадиоволн в ортогональных плоскостях // Тезисы докл. 14 Всес. конф. по распространению радиоволн. Ч.2. – М.: Наука, 1984. – С.24-25.
7. Recommendations from CEOS CAL/VAL 2004. 3p. [https://earth.esa.int/workshops/ceos\\_sar\\_2004/recommendation\\_at\\_ceos\\_cal.html](https://earth.esa.int/workshops/ceos_sar_2004/recommendation_at_ceos_cal.html) . Дата обращения 18.07.2021.