

УДК 621.396.962.33

В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов

Повышение энергетического потенциала РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом

Рассматривается метод повышения энергетического потенциала однопозиционной активной РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением, основанный на использовании пространственной обработки сигналов. На примере практической реализации активной фазированной антенной решетки с гомодинной обработкой принимаемых сигналов показаны пути реализации предлагаемого метода.

Ключевые слова: радиолокационная система (РЛС), линейно-частотно-модулированное (ЛЧМ) излучение, гомодинный прием, активная фазированная антенная решетка.

Стремительный прогресс цифровых методов обработки сигналов стимулирует разработку радиоэлектронных средств мониторинга окружающего пространства нового поколения. В первую очередь это касается радиолокационных систем, принципы функционирования которых основаны на использовании сложных сигналов с большим произведением занимаемой ими полосы частот Δf на их длительность $T_{\text{и}}$, а также систем с многоканальной пространственной обработкой электромагнитных сигналов. Величину произведения $n = \Delta f \cdot T_{\text{и}}$ обычно называют базой сигнала.

Современные возможности реализации устройств цифрового формирования сложных радиосигналов с низким уровнем собственных шумов, и цифровой обработки радиосигналов с базами $n = 10^5 \div 10^6$ и более, а также прогресс в области практической реализации активных антенных решеток позволяют пересмотреть сферу применения известных методов радиолокации. Например, такого, как высотометрия, основанная на использовании непрерывных ЛЧМ-сигналов, пространственном разнесении приема и передачи сигналов за счет использования двух антенн и гомодинного приема отраженного сигнала. Ограниченное применение данного метода в обзорных РЛС в первую очередь обусловлено их низким энергетическим потенциалом. Мощность излученного сигнала такой системы, расположенной на небольшой высоте над подстилающей поверхностью (единицы, десятки метров), ограничена динамическим диапазоном амплитуд принимаемых сигналов гомодинного приемника, в котором сохраняется линейность его сквозной амплитудной характеристики, а также уровнем собственных шумов формирователя сигнала.

Использование двух антенн позволяет лишь частично преодолеть ограничение уровня излучения за счет развязки излучаемого сигнала от входа приемника. Для некоторого значения мощности излучения уровень собственного шума формирователя, проникающего на вход приемного тракта, становится равным уровню собственных шумов приемника, и дальнейшее повышение мощности излучения не приводит к повышению энергетического потенциала (с ростом мощности излучения пропорционально растут шумы на входе приемника РЛС).

До недавнего времени практически достижимая точность формирования ЛЧМ-сигнала, собственные шумы формирователя и динамический диапазон приемного тракта СВЧ-сигналов позволяли использовать радиолокационный сенсор с непрерывным ЛЧМ-излучением и гомодинной обработкой отраженного сигнала только для реализации радиолокационных высотометров и уровнемеров.

В высотометрах, в силу отсутствия отражателей, расположенных непосредственно вблизи приемопередающей антенны, мощность излучения может быть повышена до 1–10 Вт, что позволяет производить оценку высоты летательного аппарата в интервале от десятков метров до 10–20 км. В уровнемерах нет необходимости излучать большую мощность в силу малых расстояний до объекта измерения.

С точки зрения затрат на реализацию согласованной обработки сложных сигналов с большими базами ($10^5 \div 10^6$ и более) гомодинный прием непрерывных ЛЧМ очень привлекателен. Согласованная обработка здесь сводится к оценке спектра биений между излученным и принимаемым сигналами. При этом в зависимости от просматриваемой дальности ширина этого спектра может быть ограничена аналоговым фильтром предварительной обработки сигнала биений, что позволяет ми-

минимизировать затраты на вычисления по теоретическому пределу и на практике реализовать согласованную (корреляционную) обработку сложного сигнала в реальном времени на широкодоступных дешевых компонентах. Отметим, что гомодинная обработка неприменима при использовании других известных сложных сигналов. Например, непрерывных фазо-кодированных (ФКМ) сигналов, для которых согласованная обработка возможна только в конвольвере, длина импульсной характеристики которого определяется длиной излучаемого шумоподобного сигнала и не зависит от максимальной дальности зондируемых объектов.

Таким образом, повышение энергетического потенциала РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением и гомодинной обработкой отраженного сигнала представляет практический интерес, поскольку позволит реализовать:

- высокое разрешение РЛС по дальности за счет возможности практического расширения спектра излученного сигнала до сотен мегагерц без больших затрат;
- высокие метрологические характеристики в режиме необслуживаемой эксплуатации;
- низкую пиковую мощность зондирующего сигнала РЛС и как следствие этого малую заметность для средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и высокую надежность.

Принцип работы РЛС с «гомодинной» обработкой непрерывных ЛЧМ-сигналов и факторы, ограничивающие ее энергетический потенциал

Известный алгоритм радиолокационного сенсора дальномера [1–3], использующий в качестве зондирующего сложный непрерывный во времени радиосигнал, с периодической линейной частотной модуляцией и большим значением величины произведения ширины спектра на длительность, а также одну антенну для излучения и приема сигналов, на практике реализуется в соответствии со схемой рис. 1.

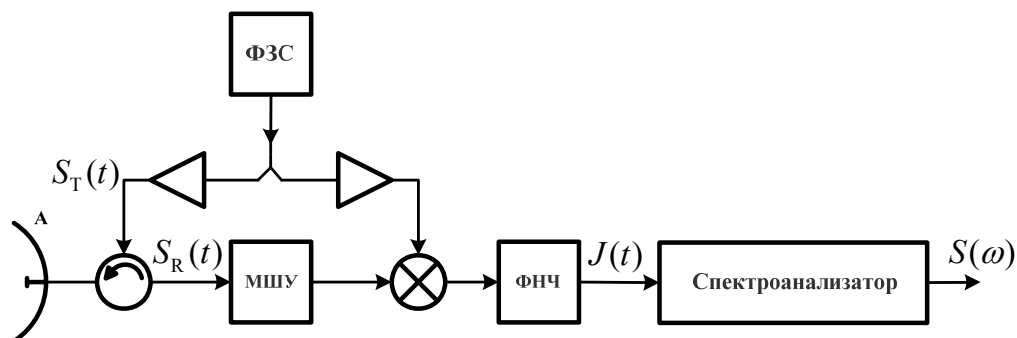


Рис. 1. Радиолокационный сенсор дальномера: МШУ – малошумящий усилитель; ФЗС – формирователь зондирующего ЛЧМ-сигнала; ФНЧ – фильтр низких частот

Сущность рассматриваемого алгоритма состоит в следующем. На несущей частоте ω_0 в заданном направлении в узком угловом секторе излучается сложный непрерывный радиосигнал $S_T(t)$ с периодическим пилообразным законом изменения частоты. Одновременно с излучением зондирующего сигнала принимается радиосигнал $S_R(t)$, отраженный от объектов, расположенных на разном удалении. Усиленный малошумящим усилителем (МШУ) отраженный сигнал поступает на смеситель, опорным сигналом которого служит сигнал излучения. На выходе смесителя в результате перемножения излученного и принимаемого сигналов формируется низкочастотный сигнал «биений» $J(t)$, который отфильтровывается фильтром низких частот (ФНЧ). Спектр мощности $S(\omega)$ сигнала биений однозначно отображает ЭПР и дальность объектов, расположенных в зоне обзора.

При практической реализации алгоритма в соответствии с рис. 1 его работоспособность сохраняется только тогда, когда сумма сигналов на входе МШУ усиливается линейно и выходной сигнал МШУ с точностью до постоянного множителя идентичен входному сигналу. Реальные компоненты схемы рис. 1 обладают неидеальными свойствами, которые ограничивают диапазон линейно обрабатываемых сигналов. Для широко доступных смесителей высокого уровня характерное значение максимальной мощности входного сигнала, для которого сохраняется линейность сквозной амплитудной характеристики смесителя, составляет величину $\sim 10^{-2}$ Вт. Для современных МШУ характерное значение верхней точки линейного участка амплитудной характеристики заметно больше, порядка $3 \div 5 \cdot 10^{-2}$ Вт. Таким образом, наиболее критичным узлом является смеситель.

Оптимальное значение коэффициента усиления МШУ определяется исходя из следующего условия: мощность выходного шума МШУ должна превышать собственные приведенные ко входу шумы смесителя. При выполнении этого условия соотношение сигнал/шум на выходе смесителя определяется шумовыми свойствами МШУ. Таким образом, для коэффициента шума МШУ $K_{ш} = 2$ дБ, коэффициента шума смесителя $K_{шСМ} = 8$ дБ и превышении на 3 дБ уровня выходного шума МШУ над уровнем собственного шума смесителя, характерное значение усиления МШУ составит величину порядка $K_{МШУ} = 9 \div 10$ дБ. При этом сквозной коэффициент шума (от входа МШУ до выхода смесителя) определяется практически только коэффициентом шума МШУ.

Для значения коэффициента обратного отражения сигнала (от ближней зоны антенны и от ее входа), равного $K_{отр} = -10$ дБ и допустимой мощности отраженного сигнала на входе смесителя равной 10 мВт, максимальная мощность излученного сигнала не должна превышать величины

$$P_{и}^{\max} \leq \frac{P_{см}^{\max}}{K_{отр} \cdot K_{МШУ}} = \frac{10^{-2} \text{ Вт}}{10^{-2} \cdot 10} = 0,1 \text{ Вт}. \text{ Такая средняя мощность непрерывного излучения радио-}$$

дальномера схемы рис. 1 позволяет реализовать на его основе обзорную РЛС с дальностью обзора 5–8 км, что ограничивает сферу применения такой РЛС.

Повышение мощности излучения на порядок, до значения ~ 1 Вт, позволит расширить сферу применения таких РЛС и использовать их, например, для навигации малотоннажных речных судов, где необходимые дальности обзора определяются величиной $12 \div 20$ км, а также в качестве охранных систем, малозаметных для средств РЭБ.

Возможны два способа повышения мощности при практической реализации рассматриваемого метода радиодальнометрии.

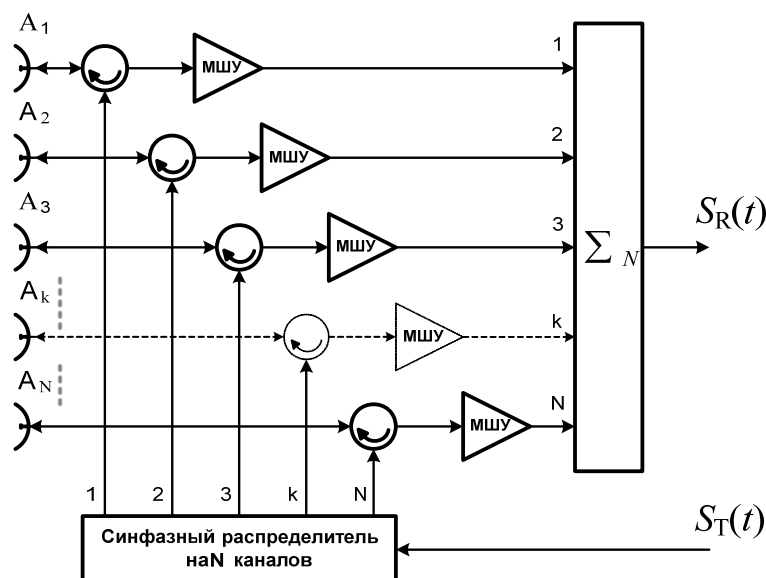
Первым, очевидным способом является разработка недорогих смесителей высокого уровня с «ультралинейной» сквозной характеристикой преобразования сигналов, мощностью до 1 Вт. На настоящий момент эта техническая задача не решена, и такие смесители представляют собой дорогие устройства, применение которых оправдано в уникальных системах.

Вторым, менее очевидным способом является пространственное распараллеливание каналов передачи и приема сигналов в раскрые антенны [4]. При этом неотъемлемым звеном системы является активная, N -канальная антенная решетка [5].

Пространственное распараллеливание приемопередающего тракта РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением

Рассмотрим активную линейную антенную решетку (ААР), состоящую из N независимых приемопередающих каналов (рис. 2). В каждом из каналов «развязка» излучаемого и принимаемого сигналов осуществляется посредством циркулятора.

Рис. 2. Активная фазированная антенная решетка



Геометрия расположения антенных элементов A_N решетки определяет ее направленные свойства. Например, для случая, когда элементы A_N расположены на отрезке линии длиной L и расстояние между соседними элементами не превышает величины $0,5\lambda_0$ (λ_0 – длина волны излучаемого сигнала), при синфазном питании элементов и синфазном суммировании принимаемых сигналов рассматриваемая ААР имеет узкую диаграмму направленности (ДН) в плоскости, перпендикулярной линии раскрытия ААР [4].

При этом в плоскости, перпендикулярной линии расположения элементов, ширина ДН определяется направленными свойствами антенного элемента A_N , а в плоскости, включающей линию расположения элементов, ширина ДН по половинному уровню определяется соотношением $\Delta\theta_{0,5} \approx \frac{\lambda_0}{L}$ (рад).

Возможность независимого приема сигналов отдельных элементов A_N в ААР рис. 1 позволяет организовать корреляционную (гомодинную) обработку этих сигналов по отдельности и просуммировать выходные сигналы корреляторов, при этом в качестве зондирующего используется ЛЧМ-сигнал (рис. 3). При таком построении системы «на излучение» ДН формируется аналогично ААР рис. 1, а «на прием» – путем суммирования откликов корреляторов (сигналов биений) каждого из каналов.

Очевидно, что если фазы опорных колебаний смесителей и фазы выходных сигналов МШУ идентичны, что достигается в процессе настройки системы, фазы сигналов биений также будут идентичны, и ДН на прием по выходному сигналу фильтра низких частот (ФНЧ) схемы рис. 2 идентична ДН направленности схемы рис. 1.

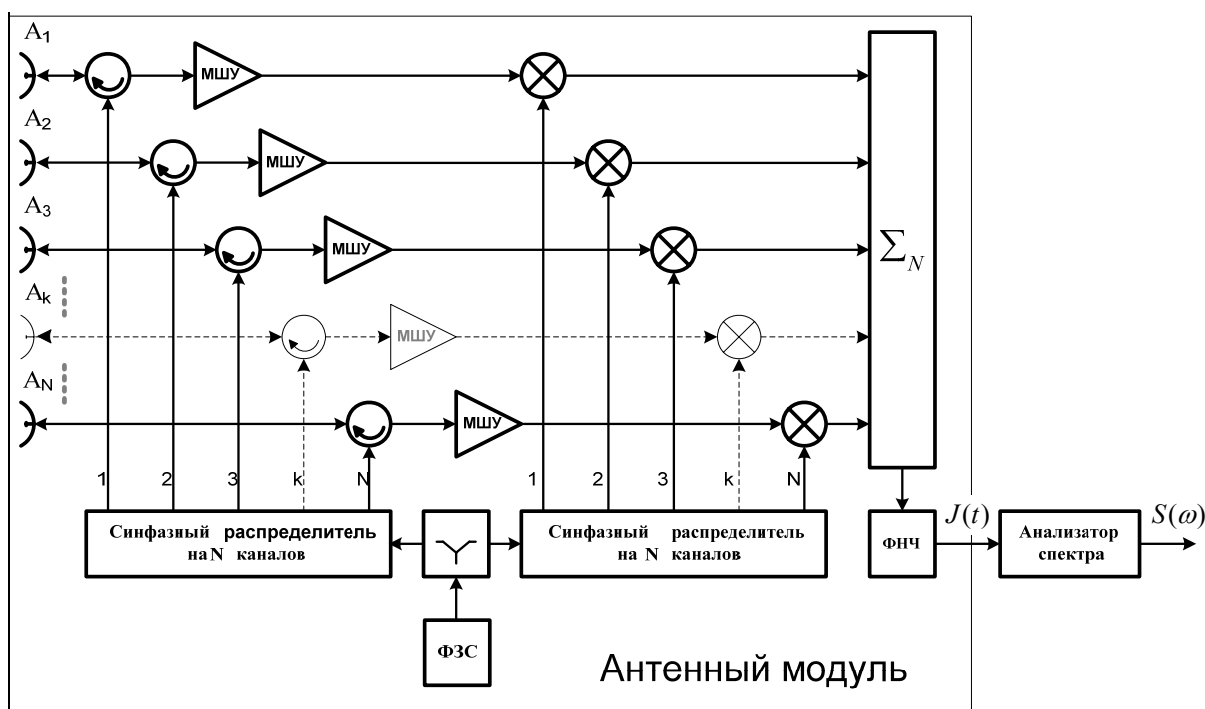


Рис. 3. Устройство радиолокационного сенсора с пространственным распараллеливанием канала формирования и гомодинной обработкой непрерывного ЛЧМ-радиосигнала

Количество каналов ААР рис. 3 определяется технологическими возможностями при их реализации. Например, ориентируясь на гибридную и монокристаллическую технологию производства СВЧ-устройств, имеющуюся в НПФ «МИКРАН», число каналов может достигать значений $N = 10 \div 100$ при приемлемой цене многоканальной РЛС. Учитывая, что взаимосвязь соседних элементов ААР составляет величину $\Delta = -6 \div -10$ дБ (как правило), ориентировочный выигрыш в энергетическом потенциале многоканальной РЛС по схеме рис. 3, в сравнении с одноканальной системой по схеме рис. 1, составляет величину $(0,8 \div 0,9) \cdot N$.

Заключение. Реальный выигрыш $\sim 10 \div 20$ дБ в энергетическом потенциале РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением позволяет расширить сферу ее применения. Например, при средней излучаемой мощности 1 Вт, что достигается при числе каналов $N \sim 10 \div 12$, энергетический потенциал РЛС по схеме рис. 3 позволяет (при длительности периода линейной частотной модуляции $T = 5 \div 10$ мс и типовой антенне судовой РЛС 3 см диапазона волн с коэффициентом усиления ~ 30 дБ) уверенно обнаруживать речной навигационный буй (ЭПР ~ 10 м²) на фоне водной поверхности с расстояния более чем 3 морские мили. Указанные характеристики позволяют использовать такие РЛС в составе навигационного оборудования малых речных судов.

Приведенные материалы могут быть интересны разработчикам малогабаритных РЛС нового поколения, при реализации которых используются все преимущества современных технологий формирования и обработки радиолокационных сигналов.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07 сентября 2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

Литература

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника (Нью-Йорк, 1970); пер. с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова. В 4 т. Т. 3: Радиолокационные устройства и системы / под ред. А.С. Винницкого. – М.: Сов. радио, 1979. – 528 с.
2. Skolnik M.I. Introduction to Radar Systems. – N.Y.: McGraw-Hill Book Company, 1962.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
4. Пат. на полезную модель № 94723 РФ, МПК G01S 13/00. Радиолокационная обзорная станция / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов и др., заявл. 01.02.2010, опубл. 27.05.2010.
5. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.

Доценко Владимир Викторович

Директор департамента СВЧ электроники ЗАО «НПФ «Микран», г. Томск
Тел.: (382-2) 41-34-03 (вн. 181)
Эл. почта: vova@micran.ru

Осипов Михаил Витальевич

Инженер ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: (382-2) 41-34-03 (вн. 131)
Эл. почта: osipov@micran.ru

Хлусов Валерий Александрович

Д-р техн. наук, ведущий специалист ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: (382-2) 41-35-62
Эл. почта: hva@ms.tusur.ru

Dotsenko V.V., Osipov M.V., Khlusov V.A.

Rising of energetic potential of radar with continuous LFM-signal

The paper considers the method of rising energetic potential for single-position Active Radar with a continuous linear frequency modulation (LFM) emission, founded on using of tree-dimensional of signals processing. The proposed method is showed by means of practical realization of Active Electronically Scanning Array (AESA) with homodyne processing of received signals.

Keywords: LFM emission, homodyne receive, active electronically scanning array (AESA).