

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.6.5>

УДК: 621.396.96

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КАЛИБРОВКИ КАНАЛОВ СИГНАЛОВ АНТЕНН МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

М.А. Луковский¹, А.М. Матвеев²

¹ АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина»
141190, Фрязино, ул. Вокзальная, 2а

² Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет) МАИ
125993, Москва, А-80, ГСП-3, Волоколамское шоссе, 4

Статья поступила в редакцию 1 июня 2022 г.

Аннотация. На сегодняшний день антенные решётки (АР) все чаще используются в качестве антенн современных радиотехнических систем (РТС). С помощью АР можно управлять формой диаграммы направленности (ДН) и положением её основного лепестка, именуемого лучом такой антенной системы. В составе каждого канала АР имеются СВЧ-компоненты для управления амплитудой и фазой проходящего в нём сигнала. Данные компоненты характеризуются ошибками установки амплитуды и фазы, что отрицательным образом влияет на форму ДН и её характеристики. Поэтому для компенсации данных ошибок необходимо использовать калибровку АР на этапе производства, и также во время её эксплуатации. В работе представлены различные методы калибровки; определены наиболее подходящие и перспективные методы для калибровки АР; рассмотрены принципы работы этих методов, выявлены достоинства и недостатки методов, проведен сравнительный анализ всех рассмотренных методов, а также условия, в которых целесообразнее использовать тот или иной метод. Рассмотрены следующие методы калибровки: Бесфазовые методы: (метод вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector) – REV-метод, метод измерения двух

элементов (Measurement of Two Elements) – МТЕ-метод, алгоритм Сораса (Sorace), Левита (Leavitt), Корреляционный алгоритм; Адаптивные методы: (метод Music, метод Кейпона, алгоритм SMI (Sample Matrix Inversion algorithm), алгоритм наименьшей среднеквадратичной ошибки (LMS), алгоритм Квази-Ньютона); Автокалибровочные методы: (метод Фридландер-Вайса, метод Ванга-Кедзоу, метод Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона), а также предложенный двухэтапный метод калибровки AP. Эти методы являются наиболее привлекательными с практической точки зрения, так как могут быть использованы не только при заводской калибровке AP, но и в процессе эксплуатации.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, цифровая антенная решетка, приемо-передающий модуль, подрешетка, диаграмма направленности, фазовращатель, аналого-цифровой преобразователь, калибровка, калибровка каналов, калибровка антенных решеток.

Автор для переписки: Луковский Михаил Александрович,
m_lucovski@mail.ru

Введение

Эффективность обработки радиолокационных сигналов моноимпульсной радиолокации определяется состоянием каналов передачи сигналов антенн (апертурных антенн, активных фазированных антенных решеток (АФАР) до приемных устройств).

Одним из наиболее важных критериев эффективности является рассогласование каналов относительно их комплексных коэффициентов передачи (рассогласование по амплитудам, рассогласование по фазам).

Эти рассогласования обусловлены различными временами канальной задержки, затуханием сигналов, канальными шумами, различными физическими природными шумами, порожденными внешними воздействиями в том числе.

Неидентичность комплексных коэффициентов передачи каналов обуславливает понижение производимых количественных оценок тематической

обработки, например, отношение сигнал-помеха, на входе приемных устройств, оценок характеристик качества радиолокаторов (точности измерения пространственных координат, скоростей, доплеровских смещений частоты, оценок амплитуды и их дисперсий).

Отдельные направления составляет задача обнаружения отраженных сигналов, статистические характеристики которого (вероятность правильного обнаружения и вероятность ложной тревоги) зависит от соотношения сигнал-помеха результирующего сигнала на входе приемных устройств.

Актуальной задачей является решение комплекса проблем, связанных с амплитудно-фазовым выравниванием и калибровкой каналов передачи для решения целевых задач моноимпульсной радиолокации.

В данной статье предлагается новый метод калибровки АР для решения данного комплекса методами цифровой обработки сигналов. Данный подход предназначен для радиолокационных сигналов и используется при обработке сигналов, в части оценивания их параметров обнаружения и др.

Диагностика антенн является начальным и необходимым, но не достаточным этапом процесса калибровки всей антенной системы. Задача диагностики АР, т.е. задача определения состояния её реального амплитудно-фазового распределения (АФР) и неисправностей в решетке является одной из наиболее важных в процессе разработки и отладки, особенно при эксплуатации АР, входящей в состав той или иной радиотехнической системы [1].

Существующие в настоящее время методы диагностики различаются своими характеристиками. Эти методы можно разделить на низкочастотные и высокочастотные. Низкочастотные методы заключаются в проверке цепей управления фазовращателя (УФВ), соответствия цифровых кодов и аналоговых сигналов управления требуемому отклонению луча АР [1]. Недостаток этих методов в том, что они не дают информацию о реальном АФР в решетке. Высокочастотные методы диагностики позволяют оценить амплитудные и фазовые ошибки в каждом из каналов АР, т.е. реальное АФР в решетке.

Рассмотрим классификацию методов диагностики по различным признакам:

Первый способ – по месту реализации метода – стендовые методы и методы диагностики АР, находящихся в составе РТС (штатные методы). Стендовые методы диагностики используются в ходе испытаний разрабатываемых АР, проверки работоспособности их систем управления лучом (СУЛ). Зачастую эти методы реализуются на стенде, размещенном в безэховой камере (БЭК) с помощью комплекта дополнительной аппаратуры и контрольного зонда, работающего на излучение или на прием [2]. Диагностика АР, находящихся в составе РТС, используется обычно при включении РТС для контроля работоспособности АР или в ходе регламентных работ. Характерной особенностью штатных методов является использование при диагностике АР имеющихся в современных РТС цифровых устройств и генерируемых передатчиком РТС сигналов, при диагностике приемопередающих АР.

Второй способ классификации высокочастотных методов – разделение на фазовые и бесфазовые методы. К фазовым относятся такие методы диагностики, для реализации которых необходимо иметь специальную линию передачи опорной фазы (опорного сигнала) от источника контрольного сигнала до исследуемой антенны или до измерительного зонда, если диагностика АР осуществляется в режиме передачи [3]. В бесфазовых методах эта специальная линия не нужна. В качестве опорного используются: либо сигнал с выхода сумматора решетки, либо сигнал одного из каналов решетки, либо сигнал генератора передатчика (для приемопередающих решеток). К числу бесфазовых относится также метод, при котором фаза поля, создаваемого решеткой, определяется путем обработки информации о значениях амплитуд поля в смежных точках пространства [3].

Третий способ классификации высокочастотных методов диагностики – это разбиение их на методы «встроенного контроля» и «внешние методы».

Внешние методы диагностики основаны на измерении и анализе особенностей поля АР либо в апертуре, либо в ближней и дальней зонах ее

излучения, что требует крупногабаритных антенных полигонов. Более перспективны ближнезонные методы.

Результаты диагностики АР могут быть использованы для решения следующих задач:

- компенсация электрическими методами искажений, вносимых неисправностями решетки в АФР в процессе функционирования РТС;
- когда часть решетки неуправляема электрическими методами, решается задача о корректировке (синтезе) АФР в оставшейся управляемой части решетки с целью максимизации желаемых показателей качества РТС.
- фиксация имеющегося в решетке реального АФР в памяти процессора для использования этой информации при реализации в РТС современных методов обработки сигналов, требующих априорных сведений о состоянии решетки в момент оцифровки сигналов [3].

Возможность и качество решения указанных задач определяются характеристиками используемого метода диагностики, которые в немалой мере зависят от состава и конструкции РТС.

Результаты диагностики АР, осуществляемые периодически или непрерывно, должны тем или иным способом учитываться в ходе работы АР. Если диагностика осуществляется непрерывно, т.е. при каждом новом фазировании решетки, и результаты ее учитываются автоматически, то можно говорить об адаптивной РТС [3].

В ЦАР появляется возможность осуществлять измерение и корректировку АФР, т.е. калибровку, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РТС в целом. Это особенно актуально в бортовых многофункциональных, многолучевых РЛС, когда необходимо проводить калибровку, находясь в воздухе.

1. Бесфазовые методы калибровки АР

1.1. Метод REV

Этот метод применяется в тех случаях, когда нет возможности отключить неиспользуемые каналы для калибровки АР. Тогда в качестве опорного сигнала выступает суммарный сигнал всех каналов АР, кроме калибруемого.

Принцип работы метода заключается в том, что вектор сигнала калибруемого канала занимает несколько положений, прокручиваясь вокруг вектора сигнала опорного канала. В работах [4, 5] показано что для того, чтобы восстановить окружность, которую будет описывать вектор сигнала калибруемого канала, достаточно провести измерения для трёх значений его фазового состояния. Однако любой ФВ имеет некоторую ошибку установки фазовых состояний, которую можно при определенных условиях минимизировать. Для исключения влияния данных ошибок число измерений калибруемого канала желательно увеличивать. Чем оно больше, тем с большей точностью будут определены амплитуда и фаза калибруемого канала.

На рисунке 1 представлена блок-схема, принципа работы REV-метода:

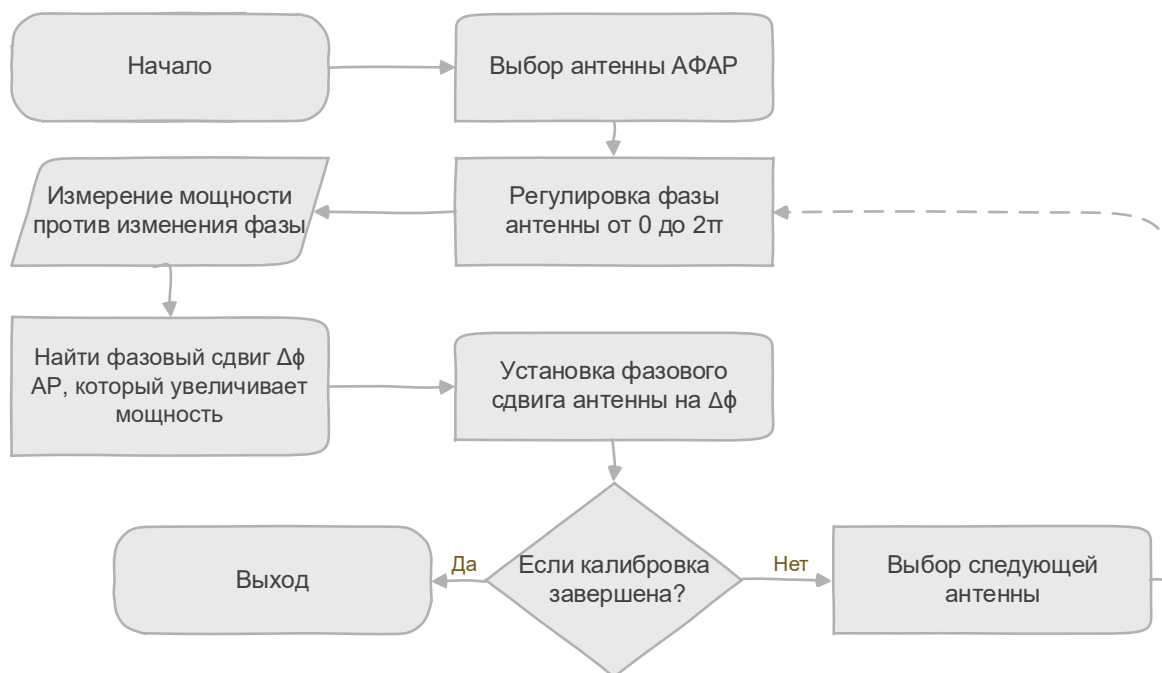


Рис. 1. Блок-схема работы метода вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector)

На рисунке 1 представлена диаграмма сигналов калибруемого $E_{\text{кал}}$ и опорного $E_{\text{оп}}$ каналов. Вектор сигнала опорного канала $E_{\text{оп}}$ является суммой векторов сигналов всех элементов АР. При переключении ФВ калибруемого канала во все фазовые состояния его вектор $E_{\text{кал}}$ совершает полный оборот и описывает окружность вокруг вектора суммы всех остальных каналов E_{Σ} , при этом изменяется величина суммарного сигнала АР E_{Σ} .

Производя измерения мощности E_i^2 при каждом из L состояний ФВ калибруемого канала можно вычислить следующие коэффициенты [4]:

$$A = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2 \quad (1)$$

$$B = \frac{2}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2 \cos (l\Delta\varphi) \quad (2)$$

$$C = \frac{2}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2 \sin (l\Delta\varphi) \quad (3)$$

где $Dj = 2\pi / L$ – шаг переключения фазы калибруемого канала.

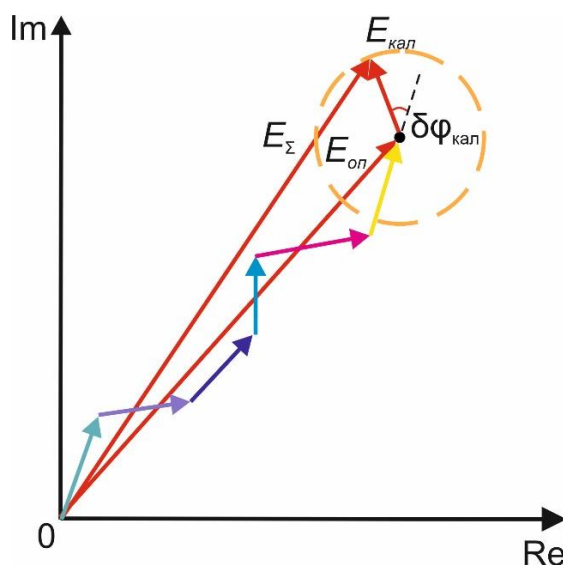


Рис. 2. График, опорного, калибруемого и суммарного сигналов в REV-методе

Данный метод не требует отключения каналов АР, усредняет ошибку установки фазы ФВ, определяет амплитуду и фазу коэффициента передачи. Для реализации метода требуется минимум три измерения мощности при различных состояниях ФВ. Точность метода повышается с ростом числа измерений мощности при различных состояниях ФВ. При большом числе элементов антенны метод требует расфазирования остальных каналов АР. В определении

параметров калибруемого канала учитывается влияние всех остальных каналов, но в одном фазовом состоянии.

1.2. Метод МТЕ

Методом МТЕ [9, 18] пользуются в случае, если есть возможность «отключить» каналы АР, оставляя только два канала: калибруемый и опорный. Используя в качестве опорного один и тот же канал АР, остальные каналы можно откалибровать по нему.

На рисунке 3 пошагово описана процедура реализации метода МТЕ:



Рис. 3. Пошаговая процедура реализации метода МТЕ

При этом следует учитывать, что уровень сигнала калибруемого канала может быть, как меньше опорного, так и больше. График для МТЕ-метода представлена на рисунке 4.

Для определения характеристик каналов, состояние ФВ опорного канала фиксируется, затем ФВ калибруемого канала последовательно устанавливается во все возможные состояния и производится измерение мощности суммарного сигнала. При $E_{оп} < E_{кал}$

$$E_{оп} = (E_{max} - E_{min}) / 2 \quad (4)$$

$$E_{кал} = (E_{max} + E_{min}) / 2 \quad (5)$$

Поскольку при переходе от канала к каналу соотношение величин сигналов меняется, то в зависимости от этого должны применяться соотношения (1), (2) или (4), (5).

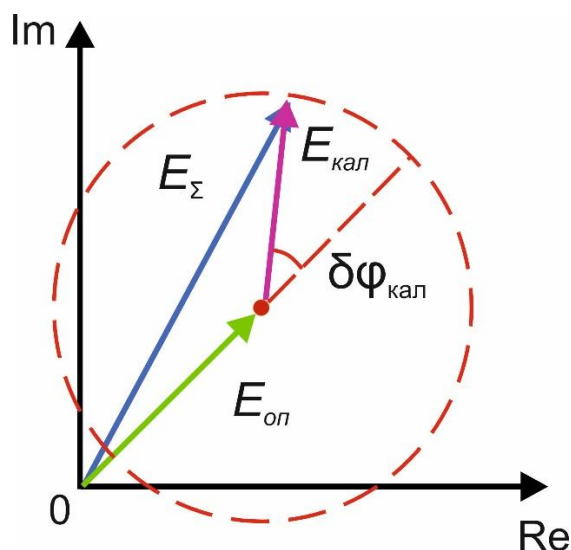


Рис. 4. График опорного, калибруемого и суммарного сигналов в МТЕ-методе

Данный метод требует отключения каналов АР, позволяет усреднить ошибку установки фазы ФВ, определяет амплитуду и фазу коэффициента передачи калибруемого канала. Для реализации метода требуется минимум три измерения мощности при различных состояниях ФВ. Точность метода повышается с ростом числа измерений мощности при различных состояниях ФВ и не требует расфазирования ДН АР.

Однако необходимо следить за тем, какой из сигналов больше относительно их амплитуды: калибруемый или опорный. В определении параметров калибруемого канала не учитывается взаимное влияние всех остальных каналов, так как при калибровке работают только два из них.

Следующие алгоритмы подразумевают не только изменение фазового состояния калибруемого канала, но и опорного.

1.3. Алгоритм Leavitt

Алгоритм Левита (Leavitt) [6, 18] был разработан для определения направления на источник сигнала в АР, т.е. ориентации главного лепестка ДН на этот источник. Однако данный алгоритм также может быть использован и для

целей калибровки AP, так как позволяет определять полные фазовые набег в каналах AP с учётом пространственного набег фаз от источника принимаемого сигнала. В этом алгоритме один из каналов AP выбирается за опорный и относительно него калибруются все остальные каналы. Опорный канал является неуправляемым.

В алгоритме Левита используются следующие фазовые состояния:

$$\Delta\varphi_M^{(11)} = [0,0, \dots, 0,0,0, \dots, 0,0]^T \quad (6)$$

$$\Delta\varphi_M^{(12)} = [0, \pi, \dots, \pi, \pi, \pi, \dots, \pi, \pi]^T \quad (7)$$

$$\Delta\varphi_M^{(k1)} = [0,0, \dots, 0, \Delta\varphi_m, 0, \dots, 0,0]^T \quad (8)$$

$$\Delta\varphi_M^{(k2)} = [0, \pi, \dots, \pi, \Delta\varphi_m, \pi, \dots, \pi, \pi]^T \quad (9)$$

Здесь – номер значения фазового состояния ФВ в калибруемом канале;

где $\Delta\varphi_m|_{k=2} = \pi$, $\Delta\varphi_m|_{k=3} = -\pi/2$, (тоже самое что и $\Delta\varphi_m|_{k=3} = 3\pi/2$); $\Delta\varphi_m|_{k=4} = \pi/2$ – значения устанавливаемых фазовых состояний ФВ в калибруемом канале, когда все остальные каналы находятся в невозмущённом состоянии; а $\Delta\varphi_m|_{k=2} = 0$, $\Delta\varphi_m|_{k=3} = \pi/2$ и $\Delta\varphi_m|_{k=4} = -\pi/2$, когда во всех каналах кроме опорного и калибруемого имеется фазовый сдвиг, равный π .

Опорный канал в рассматриваемом алгоритме является неуправляемым, а также у этого алгоритма имеется ещё несколько недостатков. Первый из них – это необходимость изменения фаз во всех каналах AP, см. (6) и (9), что усложняет процесс управления AP во время калибровки. Второй недостаток – это ошибки, обусловленные дискретным характером $\Delta\varphi_m$ при использовании дискретных ФВ и необходимостью изменять фазы во всех каналах в случае (6) и (9), которые тоже характеризуются ошибками квантования фазы. Из-за этого, также наблюдается рост ошибок с ростом числа каналов в AP.

1.4. Алгоритм Sorace

Близким по идеологии к алгоритму Левита является алгоритм калибровки AP Сораса (Sorace) [7, 8, 18]. При получении уравнения определения фазового набег в калибруемом канале автор допустил ряд упрощений, что явилось

источником снижения точности алгоритма. При калибровке используется 4 фазовых состояния калибруемого канала 0° , 90° , 180° и 270° .

На рисунке 5 представлен алгоритм работы метода калибровки AP в соответствии с алгоритмом Сораса.

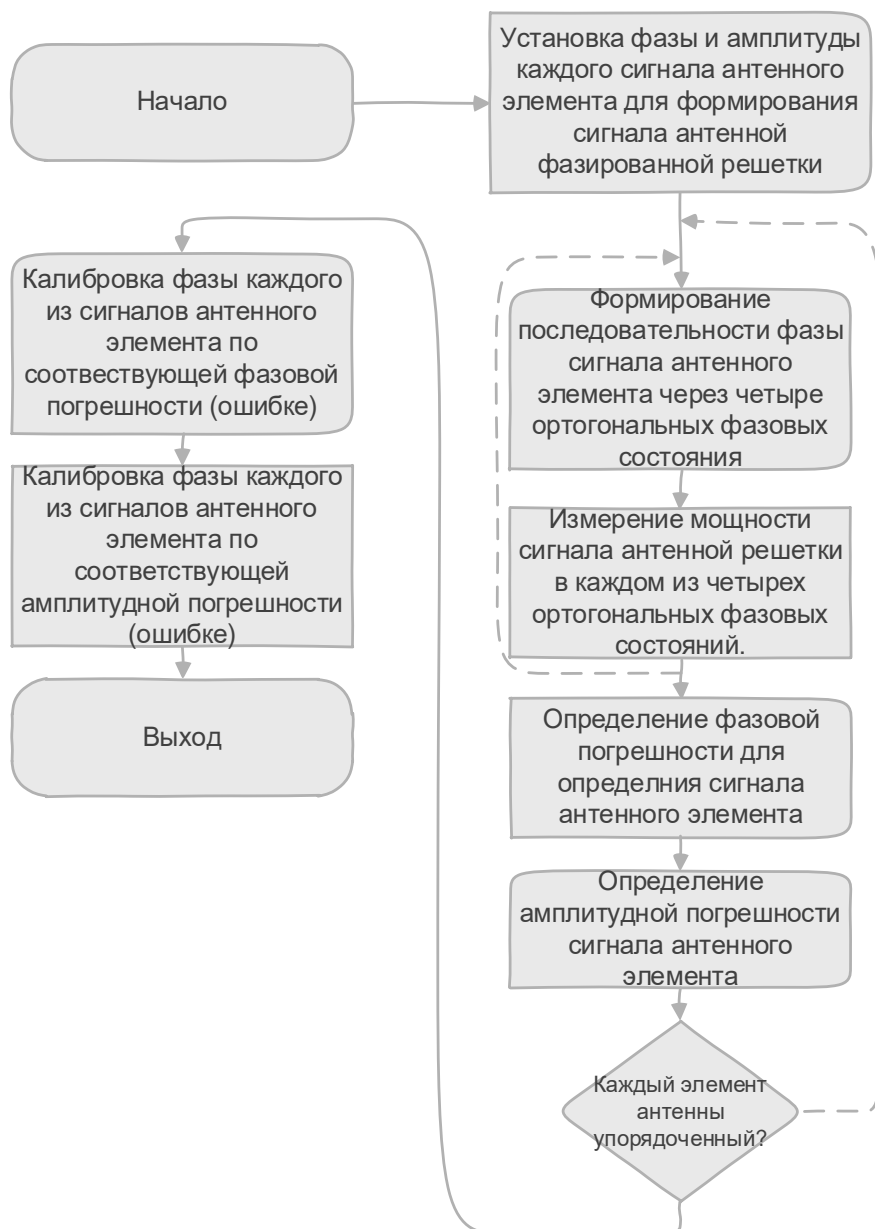


Рис. 5. Блок-схема, калибровки AP в соответствии с алгоритмом Сораса

Аналогично алгоритму Левита, алгоритм Сораса не требует процедуры предварительного фазирования AP. Оценка фазового набега $\delta\psi_m$ в калибруемом канале определяется из более простого соотношения:

$$\tilde{\psi}_m \approx \arctg \frac{P_m^{(31)} - P_m^{(41)}}{P_m^{(11)} - P_m^{(21)}} + k\pi, \quad (10)$$

где $k = 0, \pm 1$, а $k\pi$ – корректирующий член к арктангенсу, который принимает во внимание расположение на комплексной плоскости. Здесь $P_m^{(11)}$ – мощность суммарного сигнала АР в невозмущённом (исходном) состоянии ФВ; $P_m^{(21)}$, $P_m^{(31)}$, $P_m^{(41)}$ – измеренные мощности суммарного сигнала АР при фазировании калибруемого канала на 180° , 90° и 270° , соответственно. Таким образом, алгоритм Сораса требует восемь измерений выходной мощности АР на одну итерацию. Ключевым недостатком алгоритма Сораса является приближённый характер уравнения, что, является основным источником ошибок в оценке фазы. Автор предлагает итерационную процедуру уточнения решений с целью уменьшения ошибок. Однако эта процедура заключается в многократном повторении калибровки АР, что приводит к увеличению времени калибровки.

1.5. Корреляционный алгоритм

Существует ещё одна разновидность бесфазовых методов, основанных на корреляционной фильтрации суммарного сигнала АР. Принцип работы этого алгоритма калибровки заключается в выделении сигнала от каждого канала с целью дальнейшего определения амплитудно-фазовых ошибок в нём. Для этого сигнал каждого канала подвергается фазовой манипуляции. В качестве модулирующих сигналов необходимо использовать ансамбль ортогональных последовательностей с низким уровнем взаимокорреляционных функций. В общем случае модулирующие последовательности могут быть комплексными.

Чтобы восстановить информацию об амплитудно-фазовом состоянии i -го канала необходимо провести свёртку полученного сигнала с модулирующей последовательностью i -го канала:

$$S_i(k) = \sum_{l=1}^L X_i^*(k-l) * Y(l), \quad (11)$$

где L – число отсчётов, приходящихся на длительность модулирующей последовательности. Тогда число отсчётов корреляционной функции будет $K = 2L - 1$. Далее подставляя в (11) получим:

$$S_i(k) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M A(l) X_i^*(k-l) * X_m(l) A_m \exp(j\varphi_m). \quad (12)$$

Если нормировать (12) к максимуму автокорреляционной функции, и выбрать максимальное значение при $K_{max} = L$, то в полученном комплексном значении будет содержаться информация об амплитуде и фазе i -го канала, которую можно определить, вычислив модуль и аргумент:

$$|\bar{S}_{imax}| = \sqrt{(Re\bar{S}_{imax})^2 + (Im\bar{S}_{imax})^2} = A_i + \delta A_i, \quad (13)$$

$$|\bar{S}_{imax}| = \arctg \frac{(A_i + \delta A_i) \sin(\varphi_i + \varphi_{A_i})}{(A_i + \delta A_i) \cos(\varphi_i + \varphi_{A_i})} + k\pi = \varphi_i + \delta\varphi_i, \quad (14)$$

где корректирующий член $k\pi$ к арктангенсу имеет такое же назначение, как и в (12). Таким образом, с помощью рассмотренного алгоритма производится определение амплитудно-фазового состояния каждого канала (dA_i, dii). Один из каналов выбирается опорным (например, при $i = 1$) и относительно него вычисляются фазовые Dii и амплитудные DA_i поправки ко всем остальным каналам:

$$\Delta A_i = \delta A_1 - \delta A_i, \Delta\varphi = \delta\varphi_1 - \delta\varphi_i. \quad (15)$$

Описанная выше процедура должна повторяться для всех амплитудно-фазовых состояний каналов AP. Данный алгоритм находит применение не только в фазированных AP, но и в цифровых.

В результате, для реализации REV и MTE-методов требуется минимум три измерения мощности при различных состояниях ФВ. Точность методов повышается с ростом числа измерений мощности, что позволяет усреднить ошибку установки фазы ФВ и определить амплитуду и фазу коэффициентов передачи каналов AP. MTE-метод требует отключения каналов AP, а REV-метод, при большом числе элементов AP, требует расфазирования остальных (отличных от опорного и калибруемого) элементов AP.

Алгоритм Левита (Leavitt) требует изменения фаз во всех каналах AP кроме опорного. Для него также требуется $6(M - 1) + 2$ измерений выходной мощности AP, однако ошибки квантования фаз во всех каналах не учитываются. Поэтому данный алгоритм демонстрирует меньшую точность.

Алгоритм Сораса (Sorace) требует $3(M - 1) + 1$ измерений выходной мощности AP при возмущениях фазовых сдвигов только в парах каналов AP.

Однако меньшее число используемых в нем измерений мощности обуславливает лишь приближенный характер уравнения оценки фазовых набегов, поэтому точность алгоритма существенно ниже, чем у двух предыдущих.

Корреляционный алгоритм основан на корреляционной обработке суммарного сигнала АР, каждый из которых модулирован своей кодовой последовательностью. Основной задачей этого алгоритма калибровки является выделение сигнала от каждого канала для дальнейшего определения амплитудно-фазовых ошибок в нём. Данный алгоритм может найти применение не только в фазированных АР, но и в цифровых.

Рассмотренные выше известные бесфазовые алгоритмы калибровки применяются в аналоговых АР и широко используются в ЦАР с цифровым формированием луча. Появлению таких АР способствуют успехи в современной теории цифровой обработки сигналов (ЦОС), а также успехи в области производства современной элементной базы. Так как каналы ЦАР содержат аналоговые радиокомпоненты, предшествующие цифровому преобразованию сигналов, то ЦАР, как и полностью аналоговые АР, также необходимо калибровать, с целью обеспечить идентичность комплексных коэффициентов передачи каналов между собой. Для этой цели можно использовать алгоритмы, рассмотренные в разделах с I-V. При использовании этих алгоритмов необходимо лишь обеспечить преобразование требуемых фазовых сдвигов в комплексные весовые коэффициенты, с модулем равным единице, устанавливаемые в каналах ЦАР.

1.6. Результаты и анализ сравнения бесфазовых методов

Таблица 1. Результаты и анализ сравнения бесфазовых методов

Параметры срав-я Методы	Произво- дительность	Сложность реализации	Погрешность
REV	быстрый	сложный	низкая
MER	быстрый	простой	низкая
LEAVITT	быстрый	средний	высокая
SORACE	медленный	сложный	высокая
КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ	быстрый	сложный	низкая

В результате сравнительного анализа все бесфазовые методы имеют достоинства и недостатки. Главным достоинством является применение для калибровки антенн АФАР и ЦАР и возможность использования в процессе эксплуатации АР.

Данные методы и алгоритмы обеспечивают повышение точностных характеристик АР, но большая часть этих методов требует специально приспособленных помещений или полигонов и комплексов дорогостоящего фазометрического оборудования. В то же время бесфазовые методы являются достаточно точными, хоть и базируются на косвенных измерениях.

Рассмотрим известные алгоритмы установления угловых координат радиосигналов, используемые для калибровки адаптивных АР.

2. Адаптивные методы калибровки АР

Рассмотрим алгоритмы определения угловых координат радиосигналов, которые применяются к любой конфигурации АР: MUSIC, проецирования шумового и сигнального подпространств и Кейпона. После рассматриваются

алгоритмы формирования ДН на основе данных о пространственных координатах.

2.1. Метод MUSIC

Алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification) разработан для получения спектра зашумлённого сигнала на основе разбиения его на пространство сигнала и пространство шумов.

При реализации данного алгоритма используется свойство ортогональности векторов шумового подпространства и направляющих векторов:

$$\mathbf{E}_n^H \vec{a}(\theta_m) = 0, \theta_m \in \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M\}. \quad (16)$$

В результате координаты сигналов будут соответствовать максимумам функции [10, 19]:

$$P(\theta) = \frac{\vec{a}^H(\theta)\vec{a}(\theta)}{\vec{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{E}}_n\hat{\mathbf{E}}_n^H\vec{a}(\theta)}, \quad (17)$$

где $P(\theta)$ – пространственная мощность по всем направлениям в горизонтальной плоскости; θ – вектор направлений прихода сигналов; \vec{a} – вектор направления источника, оператор $[\cdot]^H$ – комплексно-сопряжённое транспонирование матрицы; $\hat{\mathbf{E}}_n$ – информация о возможных направлениях источников сигналов.

Алгоритм является универсальным как для определения направления прихода сигналов с высоким разрешением, так и для борьбы с помехами.

Недостатком этого алгоритма является необходимость априорного знания направления прихода полезных сигналов и мешающих помех.

2.2. Метод CAPON

Метод Кейпона (Capon) используется для различения двух близко расположенных источников излучения. В основу метода положена условная оптимизация на основе критерия максимального правдоподобия.

Координаты сигналов будут соответствовать максимумам функции [11]:

$$P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}(\theta)}, \quad (18)$$

где $P(\theta)$ – оценка пространственной мощности по всем направлениям источника сигнала; θ – угол направления полезного сигнала; a – вектор направления источника; оператор $[\cdot]^H$ – комплексно-сопряжённое транспонирование матрицы; R – корреляционная матрица входных сигналов.

Формирователь Кэйпона сводит к минимуму мощность, наведённую шумом и любым другим сигналом с ненужной стороны, одновременно удерживая постоянным отношение сигнал/шум в нужном направлении θ .

Идея метода Кейпона используется для борьбы с сосредоточенными помехами и многолучевым распространением. В последнем случае важно определить истинное направление полезного сигнала и не принять его за сигнал переотражённый. Однако его точность в целом ниже, чем у алгоритма MUSIC и проецирования подпространств [19].

2.3. Алгоритм SMI

В данном алгоритме матрица R_{i+n} обычно неизвестна и вместо нее используется оценка ковариационной матрицы \hat{R} получаемая из набора K временных отсчетов.

Основной идеей алгоритма обращения выборочной корреляционной матрицы (в англ. литературе – SMI (Sample matrix inversion) является замена матрицы R_{i+n} на \hat{R} . Для задач получим весовые векторы SMI [12, 19]:

$$w_{MV} = P\{\hat{R}^{-1}R_{11}\}, \quad (19)$$

$$w_{maxSINR} = \hat{R}^{-1}a_1, \quad (20)$$

где w – вектор-столбец весовых коэффициентов; R – оценка корреляционной матрицы.

Оценка весового вектора требует инверсии матрицы \hat{R} , тогда процесс получения обновления матрицы \hat{R}^{-1} выполняется следующим образом:

$$\hat{R}^{-1}(k) = \hat{R}^{-1}(k-1) - \frac{\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)}{1+x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)} \quad (21)$$

где $\hat{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\varepsilon_0} I$, $\varepsilon_0 > 0$ и, таким образом, весовой вектор w известен в любой момент времени k ; R – оценка корреляционной матрицы; $x(k)$ – вектор-столбец значений входного сигнала для всех антенн в момент времени k .

С увеличением количества отсчетов значения элементов матрицы \hat{R} приближаются к значениям теоретической матрицы R_{i+n} , получающейся усреднением бесконечного числа непрерывных временных выборок при условии отсутствия компонент полезного сигнала в отсчетах и тогда, оцениваемый весовой вектор приближается к своему оптимальному значению, т.е. $k \rightarrow \infty, \hat{R}(k) \rightarrow R_{i+n}, w_{MV}(k) \rightarrow w_{MV}, w_{maxSINR}(k) \rightarrow w_{maxSINR}$ [12].

2.4. Алгоритм LMS

Один из наиболее распространенных адаптивных алгоритмов основан на поиске минимума целевой функции методом наискорейшего спуска.

Алгоритм наименьшей среднеквадратической ошибки (LMS) получил свою популярность благодаря своей низкой вычислительной сложности и стабильности работы. Алгоритм обновляет весовой вектор w на шаге $k+1$ на основе метода наискорейшего спуска согласно выражению:

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_{w,w^H}}{\partial w^H} = w(k) + \mu e^H(k) x(k+1), \quad (22)$$

где w – вектор весовых коэффициентов; x – входной сигнал; e – сигнал ошибки; μ – константа, которая определяет скорость сходимости и стабильность алгоритма и выбирается на отрезке [13]:

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}\{\hat{R}\}}. \quad (23)$$

Алгоритм LMS требует приблизительно $2N$ комплексных умножений на каждой итерации. Если собственные значения матрицы \hat{R} сильно разбросаны друг от друга, тогда сходимость занимает весьма значительное время. По этой причине LMS может не иметь достаточного времени, чтобы прийти к статистически оптимальному решению, и адаптация в реальном масштабе времени не будет выполнена. В этом случае другие алгоритмы этого типа могут быть использованы в качестве приемлемой замены [13, 19].

Основным достоинством алгоритма LMS является предельная вычислительная простота – для подстройки коэффициентов фильтра на каждом шаге нужно выполнить $N + 1$ пар операций «умножение-сложение».

Алгоритм в плане реализации является простым, но при этом у него медленная сходимость и повышенная (по сравнению с минимально достижимым значением дисперсия ошибки в установившемся режиме – коэффициенты фильтра всегда флуктуируют вокруг оптимальных значений, что и увеличивает уровень выходного шума.

2.5. Алгоритм RLS

В отличие от метода LMS, который использует алгоритм наискорейшего спуска, рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS) использует метод наименьших квадратов для получения весового вектора, в котором целевая функция состоит из суммы квадратов ошибки за определенный промежуток времени, т.е. метод наименьших квадратов минимизируется рекурсивно:

$$J_{w,w^H} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} |e(i)|^2, \quad (24)$$

где $0 < \lambda < 1$ – масштабирующий коэффициент.

Дифференцирование J_{w,w^H} по w приводит к выражению:

$$w(k) = \hat{R}_{x\lambda}^{-1}(k)p(k), \quad (25)$$

где $\hat{R}_{x\lambda}(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)x(i)^H$, $p(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-1} x(i)d(i)^H$

Рекурсивная реализация основана на формулах:

$$\hat{R}_{x\lambda}(k) = \lambda \hat{R}_{x\lambda}(k-1) + x(k)x(k)^H, \quad (26)$$

$$p(k) = \lambda p(k-1) + x(k)d^H(k), \quad (27)$$

где $p(k)$ – вектор коэффициентов Калмана; R – оценка корреляционной матрицы; λ – параметр экспоненциального взвешивания.

Главным достоинством алгоритма RLS является быстрая сходимость. Скорость сходимости данного алгоритма на порядок выше, чем у LMS алгоритма, однако он имеет большую вычислительную сложность: $4N^2 + 4N + 2$ комплексных умножений на каждом шаге итерации [14, 19].

2.6. Алгоритм QUASI-NEWTON

В данном алгоритме быстрая сходимость достигается за счёт получения инверсии корреляционной матрицы $\hat{R}_{x\lambda}^{-1}(k)$. Однако реализация инверсии на вычислительных машинах с конечной точностью может привести к тому, что матрица $\hat{R}_{x\lambda}^{-1}(k)$ может стать неопределенной. Алгоритм Квази-Ньютона обеспечивает скорость сходимости как в RLS, и, кроме того, он гарантированно будет устойчив даже при высокой корреляции входных сигналов, вычислениях с фиксированной точкой и короткой длиной опорной последовательности.

В алгоритме Квази-Ньютона весовой вектор обновляется на $(k+1)$ -м шаге следующим образом [14]:

$$w(k+1) = w(k) + [2x^H(k)R_{x\lambda}^{-1}(k-1)x(k)] \left[-R_{x\lambda}^{-1}(k-1) \frac{\partial J_{w,w^H}}{\partial w^H} \right]. \quad (28)$$

Для матрицы $R_{x\lambda}^{-1}(k-1)$, которая является устойчивой и остается положительно определённой даже для сильно коррелированных входных сигналов и арифметики с короткой длиной слова, весовой вектор на каждом шаге итерации может быть получен последовательным выполнением следующих операций [14]:

$$\hat{R}_{x\lambda}^{-1}(k) = R_{x\lambda}^{-1}(k-1) + \frac{[(2x^H(k)t(k))^{-1} - 1]}{x^H(k)t(k)} t(k)t^H(k), \quad (29)$$

$$w(k+1) = w(k) + a \frac{e^H(k)}{x^H(k)t(k)} t(k). \quad (30)$$

Сходимость алгоритма гарантируется при $0 < a < 2$, а также при условии, что матрица $R_{x\lambda}^{-1}(k-1)$ является положительно определённой [14, 19].

2.7. Результаты и анализ сравнения адаптивных методов

Таблица 2. Результаты и анализ сравнения адаптивных методов

Параметры срав-я Методы	Произво- дительность	Сложность реализации	Погрешность
MUSIC	быстрый	средний	низкая
CAPON	быстрый	средний	высокая
SMI	быстрый	простой	низкая
LMS	медленный	простой	высокая
RLS	быстрый	средний	средняя
QUASI-NEWTON	быстрый	средний	низкая

Основной недостаток алгоритмов адаптивного диаграммообразования, использующих пространственные характеристики антенных решеток, заключается в том, что сканирующие векторы не имеют заранее известной структуры, которая определяется геометрией АР. Форма меняется по причине взаимного влияния антенных элементов (АЭ), а также фазового и амплитудного рассогласования каналов, поэтому они дополняются матрицами взаимного влияния и неидентичности приемников.

Такие изменения направляющих векторов значительно влияют как на точность определения угловых координат источников радиоизлучения, так и на формируемую диаграмму направленности, т.к. они непосредственно применяются в выражениях вычисления векторов весовых коэффициентов и установления угловых координат радиосигналов. Совокупный эффект отклонений векторов от их рассчитываемых значений может стать значительным. Такие проблемы преодолеваются применением калибровки антенной решетки.

В результате, при использовании классических методов калибровки АР возникает необходимость использовать вспомогательные устройства, как в

случае калибровочной антенны, вызывают новые отклонения амплитудно-фазового распределения поля антенной решетки и требуют новых измерений, поэтому перспективным является использование автокалибровочных алгоритмов, задача которых сводится к определению координат ИРИ при наличии ошибок и без дополнительных устройств.

3. Автокалибровочные методы алгоритмов AP

Рассмотрим автокалибровочные алгоритмы определения углов прихода радиосигналов, в которых предполагается постоянное возникновение ошибок в аналоговых каналах за время обработки, в процессе которой значения координат ИРИ и ошибок определяются оптимизацией различных целевых функций, реализованных в алгоритмах Фридландер-Вайса [15], Ванга-Кедзоу [16], Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона [17].

3.1. Метод FRIEDLANDER-WEISS

Метод может быть реализован только при условии [15]:

$$N \geq \frac{2M^2 + rM + P - 2}{2(M-1)}, \quad r = 1, 2, \quad (31)$$

где N – число АЭ; M – число ИРИ; r – целое число, определяющее тип проекции ($r = 1$ – для азимутальной проекции, $r = 2$ – для азимутальной и угломестной проекций); P – целое число, зависящее от матрицы взаимного влияния C .

В методе Фридландер-Вайса в качестве целевой функции используется видоизмененное выражение метода MUSIC [15]:

$$f_{fw} = \sum_{m=1}^M \|\hat{E}_N C \Gamma \vec{a}(\theta_m)\|^2, \quad (32)$$

где $\|\dots\|$ – евклидова норма.

Данный алгоритм основан на трех последовательных этапах:

- На первом этапе оценивается направление прихода ИРИ, используя стандартный метод MUSIC, в предположении, что фазовые и амплитудные ошибки, а также коэффициенты взаимного влияния AP известны [15].

- На втором этапе определяются фазовые и амплитудные ошибки n -го канала при известных направлениях ИРИ и матрице взаимного влияния [15].

- На третьем этапе определяется матрица взаимного влияния АЭ [15].

Затем восстанавливается матрица взаимного влияния C^{-1} .

После каждой итерации проверяется сходимость целевой функции [15].

$$|f_{fw}^i - f_{fw}^{i+1}| \leq e, \quad (33)$$

где e – порог, определяющий точность сходимости.

В результате при выполнении условия (33) алгоритм завершается, а при невыполнении – начинается новая итерация.

3.2. Метод WANG-CADZOW

Метод основан на использовании алгоритма оптимизации Ньютона-Гаусса с применением ортогонализации Грамма-Шмидта, позволяющий определить направления прихода ИРИ, фазовые и амплитудные ошибки в каналах, а также ошибки расположения АЭ.

Кроме того, метод Ванга-Кедзоу использует метод проецирование сигнального подпространства.

В этом случае сигнал на выходе приводится к виду [16]:

$$\vec{x}(t) = \Gamma D A \vec{s}(t) + \vec{n}(t), \quad (34)$$

где D – матрица ошибок расположения АЭ.

Метод Ванга-Кедзоу работает при следующих начальных условиях [16]:

$$E_n^H \Gamma D A = 0,$$

$$\vec{e}_m = \Gamma D A \vec{b}_m, \text{ для } 1 \leq m \leq M,$$

где \vec{b}_m – комплексный вектор $M * 1$; Γ – матрица неидентичности приемников; D – матрица ошибок расположения АЭ; A – $N \times M$ матрица направляющих векторов.

В этом случае задача оптимизации сводится к поиску минимума целевой функции вида [16]:

$$f_{wc} = \sum_{m=1}^M \|\hat{e}_m - \Gamma D \vec{a}(\theta_m) \vec{b}_m\|^2. \quad (35)$$

Для достижения лучшей сходимости задачи оптимизации (35) необходимо разделить на два этапа.

На первом этапе определяется ортогонализация Грамма-Шмидта ко всем столбцам матрицы в результате чего получаем [16]:

$$Y(\xi) = Q(\xi)R(\xi), \quad (36)$$

где $\xi = [\vec{\theta}^T, \vec{\delta}^T, \vec{d}^T]$; $Q(\xi)$ – $N * M$ состоящая из M ортонормальных векторов; $R(\xi)$ – $M * M$ верхняя треугольная матрица.

После выполнения ортогонализации, а также выполняя подстановку [16]:

$$\vec{b}_m = R^{-1}(\xi)Q^H(\xi)\vec{e}_m.$$

Задача минимизации на втором этапе сводится к [16]:

$$f_{wc} = \min_{\xi} \sum_{m=1}^M \|I - Q(\xi)Q^H(\xi)\vec{e}_m\|^2. \quad (37)$$

Главной особенностью данного метода является то, что на каждом шаге итерации одновременно определяются значения ошибок в каналах и позиционирования АЭ, а также направления прихода ИРИ [16, 19].

3.3. Метод ESTELIE-SWINDLEHURST-OTTERTSON

Данный метод вместо целевой функции использует функцию [17]:

$$f_{eso} = Tr\{A^H \Gamma^H \hat{E}_N \hat{E}_N^H \Gamma A V\}, \quad (38)$$

$$V = \{\Gamma A\}^\dagger \hat{E}_S \hat{\Lambda}_S^{-1} (\hat{\Lambda}_S - \hat{\sigma}^2 I)^2 \hat{E}_S^H \{\Gamma A\}^{\dagger H}.$$

В данном случае целевая функция (48 38) может быть записана в виде [17]:

$$f_{eso} = \vec{\delta}^H M \vec{\delta},$$

$$M = (\hat{E}_N \hat{E}_N^H) \otimes (A V A^H)^T,$$

где \otimes – поэлементное умножение матриц; E_S – матрица сигнального подпространства; E_N – матрица шумового подпространства, состоящая из собственных векторов, соответствующих N - M самым малым собственным значениям; Λ_S – диагональная матрица сигнальных собственных значений; V – матрица взвешивания; A – $N \times M$ матрица направляющих векторов.

Вектор ошибок $\vec{\delta}$ определяется как собственный вектор матрицы M сопоставляемый с наименьшим собственным значением этой матрицы. Оценки направления ИРИ $\{\theta_m\}_{m=1}^M$ могут быть определены любым известным способом.

Данный метод подобен алгоритму Фридландер-Вайса в том отношении, что на каждом шаге итерации ошибки каналов и углы прихода ИРИ определяются отдельно друг от друга. Эта особенность приводит к зависимости результатов оптимизации функций f_{eso} и f от первоначального предположения относительно значений матрицы Γ , что будет выражаться в таком поведении, когда функции f_{eso} и f сойдутся к наименьшему числу, а значения углов $\{\theta_m\}_{m=1}^M$ и ошибки каналов будут часто определяться неправильно.

Эта характерная черта отсутствует в методе Ванга-Кедзоу, который использует дифференцирование функции. Такая функция содержит случайную составляющую шума, которая искажает значение вычисляемой производной при малых значениях [17, 19].

3.4. Результаты и анализ сравнения автокалибровочных методов

Таблица 3. Результаты и анализ сравнения автокалибровочных методов

Параметры срав-я Методы	Производитель- ность	Сложность реализации	Погрешность
FRIEDLANDER- WEISS	быстрый	сложный	низкая
WANG-CADZOW	быстрый	сложный	средняя
ESTELIE- SWINDLEHURST- OTTERSON	быстрый	средний	высокая

В результате проведенного анализа данные методы с условно-постоянной моделью ошибок в каналах AP в целом позволяют снижать

среднеквадратическое отклонение определения координат ИРИ, повысить выходное отношение мощности полезного сигнала к мощности помех и шума, а также определять амплитудные и фазовые ошибки. Однако ни один из них не является идеальным для применения в составе АР, т.к. метод Фридландер-Вайса практически не изменяет СКО пеленгов в присутствии амплитудных ошибок и зависит от значений угловых координат; метод Ванга-Кедзоу при низких и средних значениях отношения сигнал-шум значительно увеличивает СКО пеленгов; метод Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона имеет самые большие СКО пеленгов во всем рассмотренном шумовом диапазоне.

С учетом проведенного сравнительного анализа и описанных выше недостатков методов было принято решение разработать новый алгоритм определения и устранения фазовых и амплитудных шумов в аналоговой и цифровой части антенны АФАР, использующий двухэтапный метод калибровки антенны на основе ЦОС.

4. Предложенный двухэтапный алгоритм

Предложенный подход состоит из двух основных видов измерений:

- 1) Измеряются ДНА, направленные характеристики излучателей АР и всей решетки в целом, результатом измерений которых является их диаграмма направленности.
- 2) Измеряются фазово-частотные (ФЧХ), амплитудно-частотные (АЧХ) характеристики каналов ППМ без учета излучателей и проводится калибровка каналов ППМ, заключающаяся в выравнивании характеристик ППМ по результатам измерений.

4.1. Основной принцип алгоритма калибровки (два этапа):

- 1) калибровка ППМ (исполняется один раз),
- 2) калибровка радиолиний (нестационарное поведение за счет температуры, временной деградации элементов (калибровка с периодом времени)) (исполняется всегда при работе антенны АФАР).

На рисунке 6 представлена структурная блок-схема цифровой обработки Этапа №1 и Этапа №2.

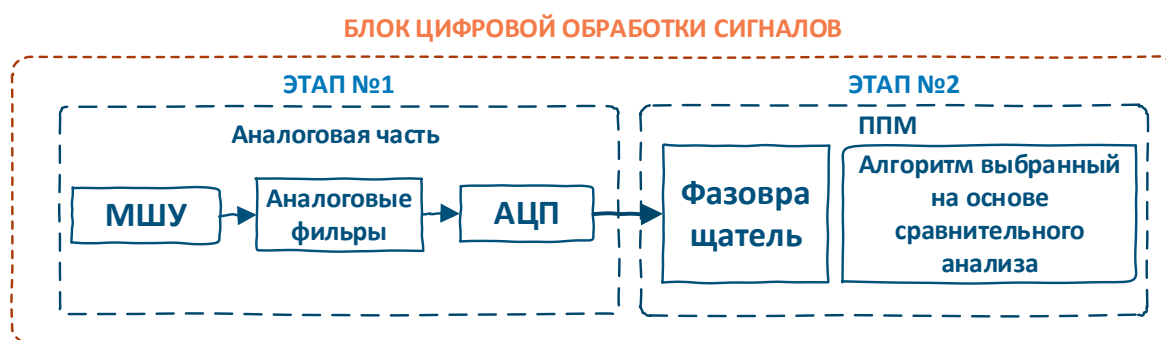


Рис. 6. Блок-схема алгоритма ЦОС калибровки АФАР (Этап-1 и Этап-2)

В результате достоинство данного алгоритма калибровки заключается в применении двухэтапного метода калибровки:

- **Этап №1** – Выравнивание длительности длины линий аналоговой части антенны.
- **Этап №2** – Компенсация каналов приемо-передающего модуля по амплитуде и фазе.

Основным преимуществом является повышение точности в результате получения ДН антенны. Результаты экспериментов в ходе проведенных исследований подтверждают эффективность и достоверность данного алгоритма.

Ранее был проведен анализ и обзор известных методов калибровки:

- **Бесфазовые методы:** (метод вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector) – REV-метод, метод измерения двух элементов (Measurement of Two Elements) – МТЕ-метод, алгоритм Сораса (Sorace), Левита (Leavitt), Корреляционный алгоритм.

- **Адаптивные методы:** (метод Music, метод Кейпона, алгоритм SMI (Sample Matrix Inversion algorithm), алгоритм наименьшей среднеквадратичной ошибки (LMS)), алгоритм Квази-Ньютона).
- **Автокалибровочные методы:** (метод Фридландер-Вайса, метод Ванга-Кедзоу, метод Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона).

Основной недостаток рассмотренных методов калибровки заключается в отсутствии способа устранения рассогласования временной канальной задержки, затухания сигналов, канальных шумов и различных физических шумов антенны.

По этой причине считаем целесообразным разработку алгоритма с целью устранения выше указанных проблем в аналоговой части антенны АФАР, который бы наравне с характеристиками излучателей, учитывал бы и погрешности, вносимые компонентами ППМ АР.

Заключение

В результате данной работы дано общее описание целевых задач моноимпульсной радиолокации, решаемых средствами АФАР.

Определен ряд открытых проблем калибровки, требуемых для решения целевых задач моноимпульсной радиолокации, включающий, например, динамическую (адаптивную) калибровку с использованием опорных сигналов при выполнении первого этапа калибровки, необходимой при учете деградации радиолиний передачи радиолокационных сигналов на вход ЦОС за счет временных, температурных вариаций.

Выполнен обзор и проведен сравнительный анализ известных на сегодняшний день методов калибровки: метод вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector) – REV-метод; метод измерения двух элементов (Measurement of Two Elements) – MTE-метод, алгоритмы Сораса (Sorace), Левита (Leavitt) и корреляционный алгоритм, метод Music, метод Кейпона, алгоритм SMI (Sample Matrix Inversion algorithm), алгоритм наименьшей среднеквадратичной ошибки (LMS)), алгоритм Квази-

Ньютона), метод Фридландер-Вайса, метод Ванга-Кедзоу, метод Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона).

Проведенный сравнительный анализ показал, что применение алгоритмов пространственной фильтрации ААР в современных цифровых антеннах является эффективным, поскольку по сравнению с другими антенными системами данный тип антенн обладают рядом уникальных возможностей, главной из которых является формирование ДН, которая позволяет максимально подавить шум и помехи при минимальных искажениях полезного сигнала. Достигается это суммированием сигналов с элементов решетки с такими амплитудами и фазами, которые обеспечивают формирование провалов диаграммы направленности решетки в направлениях помех, с главным лепестком, установленным на направление прихода сигнала.

Дана общая концепция принципа работы предлагаемого двухэтапного метода калибровки АФАР.

Литература

1. Сазонов Д.М. *Антенны и устройства СВЧ: Учебник для радиотехнических специальностей вузов* [Antennas and microwave devices: Textbook for radio engineering specialties of universities]. Москва, Высшая школа. 1988. 432 с.
2. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. *Устройства СВЧ и антенны*. Под ред. Д.И. Воскресенского. Радиотехника. 2006. 376 с.
3. Воскресенский Д.И., Канащенков А.П. *Активные фазированные антенные решетки*. Радиотехника. 2004. 488 с.
4. Fadamiro A., Famoriji O., Ali A., Zakariyya R., Zhang Z., and Lin F. A Fast and Accurate Multi-Element Calibration Algorithm of an Active Phased Antenna Array. *Progress In Electromagnetics Research*. 2019. V.78. P.49-58.
5. Yang L., Dang R., Li M., Zhao K., Song C., Xu Z. A fast calibration method for phased arrays by using the graph coloring theory. *Sensors*. 2018. V18. №12. P.4315.

6. Leavitt M.K. A phase adaptation algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1976. V.24. №5. P.754-756.
<https://doi.org/10.1109/TAP.1976.1141404>
7. Sorace R. Phased array calibration. *Proceedings of the IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*. 2000. P.533-536.
<https://doi.org/10.1109/PAST.2000.859013>
8. Sorace R. Phased array calibration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2001. V.49. №4. P.517-525.
9. Fadamiro A., Semomhe A., Famoriji O., Lin F. A multiple element calibration algorithm for active phased array antenna. *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*. 2019. V.4. P.163-170.
10. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1989. V.37. №5. P.720-741.
11. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proceedings of the IEEE*. 1969. V.57. №8. P.2408-1418.
12. Krim H. Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*. 1996. V.7. P.67-94.
13. Shiu W.Y. Noniterative digital beamforming in CDMA cellular communications systems: master's thesis. 1998. P.180.
14. Werner S. *Reduced complexity adaptive filtering algorithms with applications to communications systems*. 2002. P.213.
15. Friedlander B., Weiss A.J. Direction finding in the presence of mutual coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1991. V.39. №3. P.273-284.
16. Wang C., Cadzow J.A. Direction-finding with sensor gain, phase and location uncertainty. *Proceeding of IEEE ICASSP*. 1991. V.2. P.1429-1432.
17. Asztely D., Swindlehurst A.L., Ottersten B. Spatial signature estimation for uniform linear arrays with unknown receiver gains and phases. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1999. V.47. №8. P.2128-2138.

18. Джиган В.И., Курганов В.В. Калибровка антенных решёток с малым числом элементов: проблемы и их решения. *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)*. 2020. №4. С.159-168. <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2020-4-159-168>
19. Нечаев Ю.Б., Пешков И.В. Исследование способности алгоритмов автоматического калибрования обнаруживать ошибки в каналах адаптивной антенной решетки. *Вестник Воронежского государственного университета. Системный анализ и информационные технологии*. 2015. №3. С.100-110.

Для цитирования:

Луковский М.А., Матвеев А.М. Сравнительный анализ методов калибровки каналов сигналов антенн моноимпульсной радиолокации. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.6.5>