

# Калибровка антенных решёток с малым числом элементов: проблемы и их решения

В.В. Курганов<sup>1</sup>, В.И. Джиган<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, kurganov@org.miet.ru

<sup>2</sup> Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, г. Москва, djigan@ippm.ru

**Аннотация** — Сегодня антенные решётки (АР) все чаще используются в качестве антенн современных радиотехнических систем. С помощью АР можно немеханическим способом 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. Эти 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 как на этапе производства, так и её эксплуатации. В работе представлена классификация методов калибровки; определены наиболее подходящие и перспективные методы для калибровки малоэлементных АР; рассмотрены принципы работы этих методов, выявлены достоинства и недостатки методов, а также условия, в которых целесообразнее использовать тот или иной метод. Рассмотрены следующие методы калибровки: метод вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector) – REV-метод; метод измерения двух элементов (Measurement of Two Elements) – МТЕ-метод, алгоритмы Сораса (Sorace), Левита (Leavitt), авторов настоящей статьи, а так же корреляционный алгоритм. Эти методы являются наиболее привлекательными с практической точки зрения, так как могут быть использованы не только при заводской калибровке АР, но и в процессе эксплуатации.

**Ключевые слова** — антенная решётка, калибровка антенных решёток, бесфазовые методы калибровки, REV-метод, МТЕ-метод, корреляционный алгоритм калибровки.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня сложно представить оборудование современных радиотехнических систем (РТС) без антенных решёток (АР), которые используются в нём в качестве узконаправленных антенн [1]. АР позволяет управлять положением основного луча, формировать диаграмму направленности (ДН) требуемой формы и использовать адаптивные алгоритмы для подавления сигналов от источников помех, пространственное положение которых неизвестно. Кроме того, АР увеличивает отношение сигнал-шум (ОСШ) в своем выходном сигнале по сравнению с ОСШ в каналах за счёт когерентного сложения принимаемых сигналов и некогерентного сложения шумов усилителей каналов решётки. Многоканальная

структура АР позволяет снизить мощность используемых усилителей, распределив её по антенному полотну – апертуре, т.е. между усилителями каналов АР, что повышает надёжность и коэффициент полезного действия АР, а также облегчает отвод тепла в такой сложной антенной системе [1]-[4].

Разработка и промышленное изготовление АР стали возможными в силу достижений современной физики полупроводников, микроэлектронных технологий и конструирования больших интегральных схем, которые позволили освоить производство активных и пассивных радиочастотных компонентов, а также цифровых больших интегральных схем, используемых для построения радиочастотных трактов и устройств управления АР.

Структурная схема АР с  $M$  элементами (каналами) приведена на рис. 1. Здесь  $A_i$  и  $\varphi_i$  – компоненты, формирующие по апертуре амплитудное и фазовое распределение (управляемые усилители, аттенуаторы, фазовращатели (ФВ) и др.), а  $\delta A_i$  и  $\delta \varphi_i$  – амплитудные и фазовые ошибки, являющиеся результатом разброса параметров активных и пассивных компонентов, используемых для построения АР, механических погрешностей при монтаже этих компонентов, а также условий эксплуатации АР.

Для реализации функциональных возможностей АР в процессе эксплуатации требуется поддерживать её электродинамические характеристики, так как к точности управления амплитудно-фазовым распределением в апертуре АР предъявляются всё более жесткие требования [5]. Однако выполнению этих требований препятствуют следующие факторы: дискретный характер управления; ширина полосы сигнала; смена частот излучения; колебания температуры окружающей среды; отказы компонентов; технологический разброс характеристик активных компонентов; взаимное влияние излучателей АР; сферичность фазового фронта первичной волны (для АР с пространственным возбуждением); неидентичность параметров питающих фидеров (для АР с фидерным возбуждением) и др. [1]-[3], [5].

Большинство из вышеперечисленных факторов можно компенсировать путём калибровки АР. Одними из некомпенсируемых факторов являются отказы

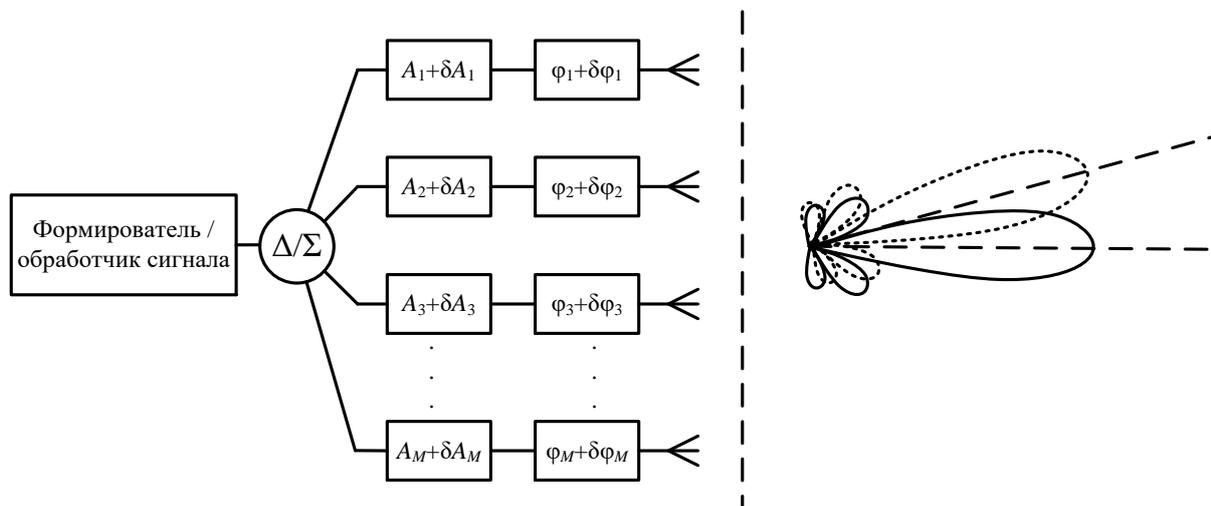


Рис. 1. Структурная схема АР

компонентов АР. Основные причины их возникновения обусловлены механическим повреждением (повреждением излучателя, обрывом кабельного соединения или места пайки), электрическим повреждением (вызванным сильным помеховым излучением, грозовыми разрядами или иным воздействием), климатическим повреждением (обусловленным колебанием температуры, влажности, давления) и др. Причины внутренних отказов компонентов АР обусловлены в основном нарушением режимов питания компонентов (обрывом цепей питания, смещения или превышением их напряжений), а так же деградацией параметров и устареванием активных и пассивных компонентов.

Процесс выхода из строя компонента АР может быть однократным, циклическим (когда отказ, то проявляется, то нет) или плавным (растянутое во времени ухудшение параметров компонента). Наиболее сложным образом отказ может происходить в дискретных ФВ, поскольку он может быть обусловлен как отказом одного или нескольких разрядов, так и всего ФВ в целом. Однако отказ одного ФВ в малоэлементных АР устраним, если канал с этим ФВ выбрать в качестве опорного при управлении АР. Как правило, результатом всех видов отказов является снижение излучаемой/принимаемой мощности, искажение формы диаграммы направленности (ДН) (расширение основного лепестка, повышение уровня боковых лепестков, заплывание провалов в ДН, появление дифракционных лепестков) и снижение точности установки луча АР при сканировании. По этой причине, с развитием теории и техники АР, постоянно разрабатываются методы и алгоритмы диагностики состояния каналов и калибровки АР [5]-[8].

Диагностика АР проводится с целью проверки соответствия основных её параметров требуемым значениям, а так же выявления и локализации отказов в каналах АР. В связи с этим появилась необходимость создания АР, способных на основе результатов диагностики осуществлять компенсацию погрешностей амплитудно-фазового распределения в апертуре, т.е. выполнять калибровку.

Калибровкой называют процедуру определения характеристик каналов АР с целью их дальнейшего учёта и использования в алгоритмах управления решёткой в процессе её эксплуатации. Обычно в качестве таких характеристик используются значения комплексных коэффициентов передачи каналов АР при различных состояниях входящих в них ФВ и других управляемых компонентов [2]-[8]. Диагностика подразумевает только идентификацию возникающих отклонений параметров АР от проектных значений, а калибровка также включает их компенсацию.

Амплитудно-фазовый разброс наиболее критичен для малоэлементных АР, так как отклонение комплексного коэффициента передачи каждого её канала от номинального значения приводит к заметному влиянию на форму результирующей ДН, в то время как в многоэлементных решётках этот разброс усредняется, и вклад отдельных каналов не так ощутим. Тем не менее, в многоэлементных АР данный разброс может приводить к снижению энергетического потенциала РТС [4]. Поэтому для большинства АР необходимо проводить калибровку с целью сохранения формы и ширины ДН, а также обеспечения допустимого уровня её боковых лепестков, так как именно этими параметрами определяется качество работы РТС [1]-[3].

Сегодня основные тенденции в диагностике АР направлены на использование автономных методов, не требующих внешних измерительных приборов, зондов, специальных помещений; методов, которыми можно пользоваться непосредственно перед началом работы или в перерывах между сеансами работы, а также методов, которые определяют комплексные коэффициенты передачи каналов АР с наименьшей погрешностью. Кроме того, при калибровке желательно обеспечивать режимы работы каналов АР, близкие к реальным рабочим режимам, так как каналы АР могут оказывать существенное электродинамическое влияние друг на друга [5]-[8].

В связи с вышесказанным, калибровка АР является такой же необходимостью, как и калибровка любой



Рис. 2. Классификация методов калибровки АР

иной сложной многоканальной технической системы. Чем больше СВЧ-компонентов в каждом канале, тем больше число параметров, от которых зависит правильность функционирования АР, и которые могут изменять свои значения в процессе её эксплуатации.

Целью настоящей работы является классификация современных методов калибровки АР; определение наиболее подходящих и перспективных методов для калибровки малоэлементных АР; описание принципов работы этих методов; выявление их достоинств и недостатков, а так же определение условий, в которых целесообразнее применять тот или иной метод.

## II. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ КАЛИБРОВКИ

Классификацию методов калибровки (см. рис. 2) можно проводить, разделяя их по различным признакам [5], [6], основным из них является место проведения калибровки. С этой точки зрения можно выделить внутренние и внешние методы.

Компоненты АР, необходимые для проведения диагностики внутренними методами, образуют так называемую систему встроенного контроля. Внутренние методы делятся на две группы: низкочастотные (НЧ) и высокочастотные (ВЧ). В НЧ-методах производится проверка целостности цепей питания и управления ФВ, усилителей и других активных компонентов СВЧ-тракта, контроль температуры и пр. В ВЧ-методах осуществляется измерение параметров СВЧ-сигнала внутри каждого канала: амплитуды, фазы и, возможно, частоты. Встроенный контроль АР предполагает использование направленных ответвителей, что сопровождается потерями СВЧ-энергии, а определение погрешности установки луча осуществляется по моделям АР на основе данных встроенного контроля.

Внешние методы диагностики делятся по различным критериям на несколько групп. К первой группе относятся стендовые и штатные методы. Стендовые методы предполагают использование внешней по отношению к АР дополнительной измерительной аппаратуры. Возможно также использование специальных мест измерений – полигона или безэховой камеры. В штатных методах вся необходимая для калибровки аппаратура уже имеется в составе АР. Иными словами, такие методы иногда называют автономными.

Ко второй группе относятся фазовые и бесфазовые методы. Это разделение определяется наличием синхронизации, т.е. тем, передаётся ли опорный сигнал между источником сигнала и измерительным прибором

или нет. Такая передача осуществляется обычно по отдельному каналу. Фазовые методы предполагают использование сложной и дорогостоящей фазометрической аппаратуры. Бесфазовые методы используют исключительно измерения мощности.

К третьей группе внешних методов относятся дифференциальные и интегральные методы. В дифференциальных методах измеряются параметры каждого канала в отдельности. Интегральные методы работают по измерениям суммарного сигнала решётки, т.е. от всех её каналов.

В четвёртой группе методы различаются по применению в ближней или дальней зоне антенны. При рассмотрении вопросов калибровки АР под дальней зоной подразумевается такое расстояние от АР, свыше которого величину фазового набега, обусловленную сферичностью фазового фронта от различных каналов АР можно считать пренебрежимо малой по сравнению с минимальным дискретом фазы переключения ФВ и его минимальной ошибкой. Под ближней зоной подразумевается такое расстояние от АР, в пределах которого создаваемое электромагнитное поле будет определяться в основном излучением отдельного элемента, а влиянием удалённых элементов можно пренебречь. По этой причине в ближней зоне ДН АР ещё не может быть сформирована.

Область между вышеуказанными зонами обычно называют промежуточной зоной излучения АР. Это такая область, где ДН уже сформирована, т.е. имеется существенный вклад от всех элементов АР, но фазовым набегом, обусловленным сферичностью фазового фронта от различных элементов, пренебречь нельзя. При калибровке в промежуточной зоне пользуются фокусировкой или математическим учётом сферичности фазового фронта [1].

В практике антенных измерений широкое распространение получили методы, позволяющие выполнять контроль путём измерения амплитуд и фаз поля в ближней зоне антенны (на расстоянии нескольких длин волн) [5], [6]. Используя такие методы можно не только контролировать ДН, но и выявлять неисправные каналы на основе данных о распределении поля по апертуре АР. Особенностью этих методов является необходимость двумерного механического сканирования поля в ближней зоне АР и соответствующей математической обработки двумерных массивов, что приводит к значительной продолжительности процедур измерений.

Фазовые методы определяют распределение поля в ближней зоне АР измерительным зондом. Полученные данные по моделям АР пересчитываются в её ДН, что требует высокой точности установки зонда и наличия опорного сигнала связанного с сигналом, возбуждающим решётку. Отсюда следуют ограничения для таких методов, поскольку с ростом рабочей частоты увеличиваются требования к точности установки зонда, а сам зонд, может уже оказывать влияние на излучающие элементы АР, что в свою очередь будет приводить к существенным искажениям реального амплитудно-фазового распределения поля в апертуре [6], [9].

Наибольший интерес представляют бесфазовые методы калибровки в дальней зоне, когда характеристики отдельных каналов определяются по результатам измерения суммарного поля антенны неподвижным зондом, при установке ФВ в различные состояния. Подобные методы иногда называют коммутационными [8]. Эти методы различаются по алгоритмам переключения состояний ФВ, по способу измерения сигнала, по алгоритмам обработки результатов измерений.

### III. БЕСФАЗОВЫЕ МЕТОДЫ КАЛИБРОВКИ

Все бесфазовые методы калибровки основаны на отнесенных амплитудных измерениях. В этих методах всё равно происходит измерения фазы конкретного канала, но эти измерения косвенные, так как фаза не измеряется напрямую с помощью фазометрической аппаратуры. Её значение содержится в амплитуде измеренных сигналов. Извлечь информацию о фазе конкретного канала удаётся за счёт возможности изменять фазовое состояние любого канала АР, т.к. именно на этом основан принцип работы АР (в каждом канале есть, по меньшей мере, управляемый ФВ). Различие представленных далее методов заключается в различном числе измерений опорного и калибруемого сигналов при различном фазовом состоянии соответствующих каналов АР и точности получаемых результатов.

Методы, представленные ниже в подразделах А и В, основаны на том, что опорный сигнал никак не изменяется в процессе калибровки, а все измерения происходят при изменении фазового состояния калибруемого канала.

#### А. Метод вращения вектора электрического поля элемента (*Rotating-Element Electric Field Vector*) – *REV-метод*. [10]-[19]

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. В [17] приведены соотношения, позволяющие рассчитать амплитудно-фазовые состояния каналов по результатам измерений.

Принцип работы метода заключается в том, что вектор сигнала калибруемого канала занимает несколько положений, прокручиваясь вокруг вектора сигнала опорного канала. В работах [18], [19] 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 [20]. 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.

Следует учитывать, что модуль вектора сигнала опорного канала всегда, как правило, больше вектора сигнала калибруемого канала. Это вызвано тем, что первый представляет собой сумму сигналов от всех каналов АР. Однако для приемлемого значения получаемой погрешности измерения вектор сигнала опорного канала не должен быть очень большим, так как вклад калибруемого канала будет слишком мал. Если это требование не выполняется, то тогда прибегают к расфазированию АР, для чего у определённого числа каналов изменяют фазу на противоположную, тем самым добиваясь уменьшения уровня сигнала опорного канала и снижения погрешности измерений [17].

На рис. 3 представлена векторная 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  $E_{\Sigma}$ , при этом изменяется величина суммарного сигнала АР  $E_{\Sigma}$ . Соотношение фаз сигналов опорного и калибруемого каналов может быть определено по положению максимума  $E_{\text{max}}$  и минимума  $E_{\text{min}}$  модуля вектора суммарного сигнала, а соотношение амплитуд – через их отношение.

При  $E_{\text{оп}} > E_{\text{кал}}$

$$E_{\text{оп}} = (E_{\text{max}} + E_{\text{min}})/2, \quad (1)$$

$$E_{\text{кал}} = (E_{\text{max}} - E_{\text{min}})/2. \quad (2)$$

Производя измерения мощности  $E_i^2$  при каждом из  $L$  состояний ФВ калибруемого канала можно вычислить следующие коэффициенты [17]:

$$A = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2, \quad (3)$$

$$B = \frac{2}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2 \cos(i\Delta\varphi), \quad (4)$$

$$C = \frac{2}{L} \sum_{i=0}^{L-1} E_i^2 \sin(i\Delta\varphi), \quad (5)$$

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

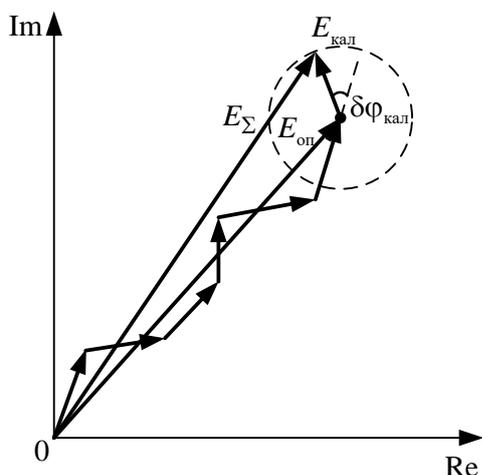


Рис. 3. Векторная диаграмма, показывающая образование опорного, калибруемого и суммарного сигналов в REV-методе

Разность фаз сигналов опорного и калибруемого каналов определяется как

$$\delta\varphi_{\text{кал}} = \arctg(C/B) + k\pi, \quad (6)$$

где  $k = 0, \pm 1$ , а  $k\pi$  – корректирующий член к арктангенсу, который принимает во внимание расположение вектора на комплексной плоскости. Проекция вектора на действительную ось является знаменателем, а на мнимую – числителем дроби в формуле (6).

Для определения модуля сигнала калибруемого канала можно воспользоваться следующими соотношениями для максимального и минимального значения модуля вектора суммарного сигнала [17]:

$$E_{\text{max}}^2 = A + \sqrt{B^2 + C^2}, \quad (7)$$

$$E_{\text{min}}^2 = A - \sqrt{B^2 + C^2}, \quad (8)$$

а затем по формулам (1) и (2) определить величины опорного и калибруемого сигналов.

Данный метод не требует отключения каналов AP, 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 AP. В определении параметров калибруемого канала учитывается влияние всех остальных каналов, но в одном фазовом состоянии.

#### В. Метод измерения двух элементов (Measurement of Two Elements) – MTE-метод [10]-[20]

Методом MTE пользуются в случае, если есть возможность «отключить» каналы AP, оставляя только два канала: калибруемый и опорный. Используя в качестве опорного один и тот же канал AP, остальные каналы

можно откалибровать по нему. При этом следует учитывать, что уровень сигнала калибруемого канала может быть как меньше опорного, так и больше. Векторная диаграмма для MTE-метода представлена на рис. 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  $E_{\text{оп}} < E_{\text{кал}}$

$$E_{\text{оп}} = (E_{\text{max}} - E_{\text{min}})/2, \quad (9)$$

$$E_{\text{кал}} = (E_{\text{max}} + E_{\text{min}})/2. \quad (10)$$

Поскольку при переходе от канала к каналу соотношение величин сигналов меняется, то в зависимости от этого должны применяться формулы (1), (2) или (9), (10).

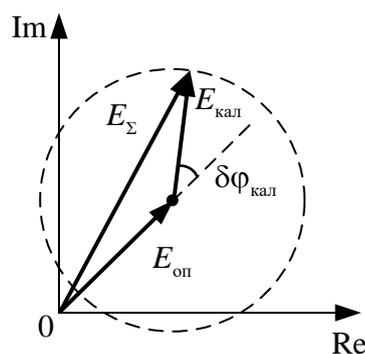


Рис. 4. Векторная диаграмма, показывающая образование опорного, калибруемого и суммарного сигналов в MTE-методе

Данный метод требует отключения каналов AP, 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 AP. Однако необходимо следить за тем, какой из сигналов больше: 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.

#### С. Алгоритм, предлагаемый авторами [21]-[23]

При реализации этого алгоритма доступ к сигналам отдельных каналов AP и/или отключение этих каналов не требуется. Для оценки пространственного  $\psi_m$  и канального  $\delta\varphi_m$  набегов фаз необходимо провести ряд измерений мощности выходного сигнала AP при определённых изменениях (возмущениях, т.е. установке новых

значений) фазовых сдвигов в её каналах с помощью ФВ как

$$\varphi_M^{(\text{нов.})} = \varphi_M^{(\text{тек.})} + \Delta\varphi_M, \quad (11)$$

где

$$\varphi_M^{(\text{тек.})} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{m-1}, \varphi_{\tilde{m}}, \varphi_{m+1}, \dots, \varphi_{M-1}, \varphi_M]^T \quad (12)$$

– вектор текущих не квантованных и невозмущённых фазовых сдвигов, установленных ФВ до калибровки,  $\tilde{m}$  – номер калибруемого канала,  $\Delta\varphi_M$  – один из нижеперечисленных векторов возмущающих фазовых сдвигов:

$$\Delta\varphi_M^{(11)} = [0, 0, \dots, 0, 0, 0, \dots, 0, 0]^T, \quad (13)$$

$$\Delta\varphi_M^{(12)} = [\pi, 0, \dots, 0, 0, 0, \dots, 0, 0]^T, \quad (14)$$

$$\Delta\varphi_M^{(k1)} = [0, 0, \dots, 0, \Delta\varphi_{\tilde{m}}, 0, \dots, 0, 0]^T, \quad (15)$$

$$\Delta\varphi_M^{(k2)} = [\pi, 0, \dots, 0, \Delta\varphi_{\tilde{m}}, 0, \dots, 0, 0]^T. \quad (16)$$

Здесь,  $k$  – номер значения состояния фазы в калибруемом канале;  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=2} = \pi$ ,  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=3} = -\pi/2$  (тоже самое, что и  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=3} = 3\pi/2$ ),  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=4} = \pi/2$  – значения устанавливаемых фаз в калибруемом канале; нижний индекс  $M$  обозначает число элементов в векторе; верхний индекс  $T$  указывает на операцию транспонирования вектора.

Таким образом, при каждом измерении мощностей, согласно (11) – (16), требуется изменять состояния ФВ только в одной паре каналов: опорном (для примера с условным номером 1) и в рассматриваемом (калибруемом, с номером  $\tilde{m}$ ).

Если использовать восемь измерений мощности на выходе некалиброванной АР при возмущении фаз в её каналах как (11) – (16), т.е. только в паре каналов (первом и  $\tilde{m}$ -м), то можно определить полный набег фаз  $\tilde{\psi}_{\tilde{m}}$  в  $\tilde{m}$ -м канале относительно входа антенного элемента в опорном канале как

$$\tilde{\psi}_{\tilde{m}} = \arctg \frac{p_{\tilde{m}}^{(31)} - p_{\tilde{m}}^{(32)} - p_{\tilde{m}}^{(41)} + p_{\tilde{m}}^{(42)}}{p_{\tilde{m}}^{(11)} - p_{\tilde{m}}^{(12)} - p_{\tilde{m}}^{(21)} + p_{\tilde{m}}^{(22)}} + k\pi, \quad (17)$$

где корректирующий член  $k\pi$  к арктангенсу имеет такое же назначение, как и в (6).

Для оценки всех значений  $\tilde{\psi}_{\tilde{m}}$ ,  $\tilde{m} = 2, \dots, M$  операции (11) – (16) и (17) необходимо выполнить для всех каналов АР, за исключением опорного. Измерение мощностей  $p_{\tilde{m}}^{(11)}$  и  $p_{\tilde{m}}^{(12)}$  может быть выполнено только один раз, например, в начале калибровки при  $\tilde{m} = 2$ , т.к. при возмущениях (13) и (14) фазы меняются только в опорном канале. Затем значения мощностей  $p_{\tilde{m}}^{(11)}$  и  $p_{\tilde{m}}^{(12)}$  могут быть использованы в (17) для всех остальных каналов с номерами  $\tilde{m} = 3, \dots, M$ .

Предлагаемый алгоритм оценки фазовых набегов в каналах АР (11) – (16) и (17) требует  $6(M-1) + 2$  измерений её выходной мощности. Эти измерения не требуют доступа к сигналам отдельных каналов АР или отключение этих каналов.

#### D. Алгоритм Левита (Leavitt) [24]

Уравнение (17) совпадает с аналогичным уравнением алгоритма [24], в котором, однако, используется несколько иная процедура возмущения фазовых сдвигов во всех элементах при четырёх из восьми измерениях выходной мощности АР, что существенно усложняет процедуру управления решёткой в процессе оценки фазовых сдвигов в её каналах. Для этого алгоритма выходная мощность  $p_{\tilde{m}}^{(11)}$  измеряется при возмущениях фаз как (13), а для измерения мощности  $p_{\tilde{m}}^{(12)}$  используются возмущения на  $\pi$  фаз во всех остальных каналах, кроме опорного, как

$$\Delta\varphi_M^{(12)} = [0, \pi, \dots, \pi, \pi, \pi, \dots, \pi, \pi]^T. \quad (18)$$

Аналогично, мощности  $p_{\tilde{m}}^{(k1)}$  измеряются при возмущении фаз как (15), а  $p_{\tilde{m}}^{(k2)}$  – при возмущении фаз как

$$\Delta\varphi_M^{(k2)} = [0, \pi, \dots, \pi, \Delta\varphi_{\tilde{m}}, \pi, \dots, \pi, \pi]^T, \quad (19)$$

где  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=2} = 0$ ,  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=3} = \pi/2$  и  $\Delta\varphi_{\tilde{m}}|_{k=4} = -\pi/2$  в  $\tilde{m}$ -м канале и  $\pi$  в остальных каналах кроме опорного. Таким образом, по сравнению с возмущениями (13) – (16), возмущения фаз (13), (15), (18) и (19) являются более сложными, т.к. они требуют в случае (18) и (19) изменения фаз во всех каналах АР кроме опорного.

Следует также отметить, что в [24] ошибки квантования фаз не учитываются. Таким образом, при фазовых возмущениях (13), (15), (18) и (19) выражение (17) справедливо только, если отсутствуют ошибки квантования фаз во всех каналах кроме опорного первого и калибруемого  $\tilde{m}$ -го, чего на практике не может быть, так как при возмущениях фаз (18) и (19) новому квантованию подвергаются фазы всех каналов АР, кроме опорного. Это вносит существенную ошибку в оценку фазовых набегов  $\tilde{\psi}_{\tilde{m}}$  по сравнению с алгоритмом [21]-[23]. Алгоритм [24] также требует  $6(M-1) + 2$  измерений выходной мощности АР, поэтому в терминах требуемого числа арифметических операций при выполнении вычислений (17), он аналогичен алгоритму, рассмотренному в подразделе С.

#### E. Алгоритм Сораса (Sorace) [25], [26]

Похожий алгоритм оценки фаз в каналах АР

$$\tilde{\psi}_{\tilde{m}} \approx \arctg \frac{p_{\tilde{m}}^{(31)} - p_{\tilde{m}}^{(41)}}{p_{\tilde{m}}^{(11)} - p_{\tilde{m}}^{(21)}} + k\pi \quad (20)$$

рассмотрен в [25], где корректирующий член  $k\pi$  к арктангенсу имеет такое же назначение, как и в (6). Этот алгоритм фактически является упрощённой версией алгоритма [21]-[23]. Алгоритм (20) требует  $3(M-1) + 1$

измерений выходной мощности АР при возмущениях фазовых сдвигов (13) и (15) только в парах каналов АР. Однако, уравнение (20) является лишь приближённой оценкой фазового набега  $\tilde{\psi}_m$ . Поэтому точность алгоритма [25] ниже, чем алгоритма [24], и существенно ниже точности алгоритма [21]-[23].

#### F. Корреляционный алгоритм [27]-[29]

Существует ещё одна разновидность коммутационных 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. Использование различных последовательностей для целей калибровки рассмотрено в работах [27]-[29]. В общем случае модулирующие последовательности могут быть комплексными.

В [27], [28] показано, что после обработки в приёмном канале, квадратурной демодуляции и дискретизации принятый сигнал имеет вид

$$\dot{Y}(k) = I_Y(k) + jQ_Y(k) = \sum_{m=1}^M A(k)\dot{X}_m(k)A_m \exp(j\varphi_m), \quad (21)$$

где  $k$  – отсчёты времени;  $M$  – число каналов АР;  $A(k)$  – форма огибающей зондирующего сигнала (можно считать постоянной и единичной);  $\dot{X}_m(k)$  – последовательность, модулирующая  $m$ -ый канал АР;  $A_m$ ,  $\varphi_m$  – амплитуда и фаза, получаемые сигналом при прохождении через  $m$ -ый канал АР.

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

$$\dot{S}_i(k) = \sum_{l=1}^L \dot{X}_i^*(k-l) \cdot \dot{Y}(l), \quad (22)$$

где  $L$  – число отсчётов, приходящихся на длительность модулирующей последовательности. Тогда число отсчётов корреляционной функции будет  $K = 2L - 1$ . Далее подставляя (21) в (22) получим

$$\dot{S}_i(k) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M A(l)\dot{X}_i^*(k-l)\dot{X}_m(l)A_m \exp(j\varphi_m). \quad (23)$$

Если нормировать (23) 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:

$$|\bar{S}_{i\max}| = \sqrt{(\operatorname{Re} \bar{S}_{i\max})^2 + (\operatorname{Im} \bar{S}_{i\max})^2} = A_i + \delta A_i, \\ \arg(\bar{S}_{i\max}) = \arctg \frac{(A_i + \delta A_i) \sin(\varphi_i + \delta\varphi_i)}{(A_i + \delta A_i) \cos(\varphi_i + \delta\varphi_i)} + k\pi = \varphi_i + \delta\varphi_i,$$

где корректирующий член  $k\pi$  к арктангенсу имеет такое же значение, как и в (6). Таким образом, с помощью рассмотренного алгоритма производится определение амплитудно-фазового состояния каждого канала ( $\delta A_i$ ,  $\delta\varphi_i$ ). Один из каналов выбирается опорным (например, при  $i = 1$ ) и относительно него вычисляются фазовые  $\Delta\varphi_i$  и амплитудные  $\Delta A_i$  поправки ко всем остальным каналам

$$\Delta A_i = \delta A_i - \delta A_1, \quad \Delta\varphi_i = \delta\varphi_i - \delta\varphi_1.$$

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

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ. РЕЗУЛЬТАТЫ. ВЫВОДЫ.

Таким образом, для реализации REV- и МТЕ-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 АР. Однако МТЕ-метод требует отключения каналов АР, а REV-метод, при большом числе элементов АР, требует расфазирования остальных (отличных от опорного и калибруемого) элементов АР.

Предлагаемый авторами алгоритм оценки фазовых набегов в каналах АР требует  $6(M-1)+2$  измерений её выходной мощности, которые не требуют доступа к сигналам отдельных каналов или их отключения.

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

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

Таким образом, несмотря на промышленное освоение производства АР, проблема обеспечения их точностных характеристик, как на этапе изготовления, так и эксплуатации сегодня всё ещё остается актуальной.

Методы и алгоритмы калибровки АР обеспечивают повышение точностных характеристик АР, но большая часть этих методов требует специально приспособленных помещений или полигонов и комплексов дорогостоящего оборудования. В то же время бесфазовые методы не требуют выполнения указанных условий работы, являются достаточно точными, хоть и базируются на косвенных измерениях, и, самое главное, могут быть использованы в процессе эксплуатации АР. Последнее обстоятельство, на наш взгляд, является определяющим при разработке современных методов калибровки АР.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Mailloux R.J. Phased array antenna handbook (3-rd edition). Artech House, Inc., 2017. 506 p.
- [2] Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решётками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.
- [3] Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. М.: Наука, 1995. 352 с.
- [4] Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио, 1970. 384 с.
- [5] Шишов Ю.А., Голик А.М., Клейменов Ю.А и др. Адаптация управления ФАР по результатам встроенного контроля // Зарубежная радиоэлектроника. 1990. № 9. С. 69–89.
- [6] Активные фазированные антенные решётки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. С. 387–427.
- [7] Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решёток // Радиотехника. 2013. №5. С. 95–104.
- [8] Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. М.: Радио и связь, 1988. 120 с.
- [9] Шишов Ю.А., Губанов Д.В., Вахлов М.Г., Балашов В.М. Методика калибровки крупноапертурной приёмной активной фазированной антенной решётки // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 10. С. 37–44.
- [10] Yonezawa R., Konishi Y. Beam-shape correction in deployable phased arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999. Vol. 47. № 3. p. 482–486.
- [11] Takahashi T. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas // 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- [12] Takahashi T. Fast measurement technique for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. № 7. p. 1888–1899.
- [13] Takahashi T., Nakamoto N., Ohtsuka M. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas // 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- [14] Takahashi T. Theoretical study on measurement accuracy of rotating element electric field vector (REV) method // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 2006. Vol. 90 № 1 pp. 22–33.
- [15] Shubov A.G., Shishlov A.V. Analysis of methods for phased array antenna phasing based on amplitude measurements only // Proceedings of Millennium Conference on Antennas and Propagation. Davos. 2000. P. 295–298.
- [16] Shishlov A.V., Ganin S.A., Shubov A.G., Shitikov A.M. Limit of accessible antenna array efficiency under their calibration by means of switching method // Proc. of the Nordic Antenna Symposium. 2000.
- [17] Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Опыт использования в многоканальных фазированных антенных решётках поэлементных методов калибровки без применения фазометрической аппаратуры // Антенны. 2005. №1. С. 15–21.
- [18] 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.
- [19] 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, 18 (12), 4315.
- [20] Kurganov V.V., Djigan V.I. Permutation of Phase Shifter Control Codes to Increase Efficiency of Antenna Array Calibration // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICoNus)
- [21] Джиган В.И., Курганов В.В. Точность оценки фазовых сдвигов в каналах антенной решётки при использовании алгоритмов, основанных на конечном числе измерений её выходной мощности // Доклады 20-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применения». 2019. Т. 1. С. 116–121.
- [22] Djigan V.I., Kurganov V.V. Antenna array calibration algorithm based on phase perturbation // Proceedings of the 17-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). 2019. P. 29–33.
- [23] Джиган В.И., Курганов В.В. Алгоритм калибровки фазированной антенной решётки, не требующий доступа к сигналам её элементов Изв. ВУЗов Радиоэлектроника. 2020. Т63. № 1. С. 3–20.
- [24] Leavitt M. A phase adaptation algorithm // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1976. V. 24. № 5. P. 754–756.
- [25] Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2001. V. 49. № 4. P. 517–525.
- [26] 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. Vol. 4. P. 163 – 170.
- [27] Курганов В.В. Корреляционный метод определения комплексных коэффициентов передачи каналов антенной решётки // Доклады 20-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применения». 2019. Т.1. С. 137–141.
- [28] Kurganov V.V. Antenna array complex channel gain estimation using phase modulators // Antennas Design and Measurement International Conference. Saint Petersburg, 2019. P. 126–129.
- [29] Курганов В.В. Требование к ансамблю модулирующих последовательностей корреляционного алгоритма калибровки антенной решётки // XVII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь – перспективные технологии» (Москва, 5 декабря 2019 г.). С. 29–33.

# Calibration of Antenna Arrays with Small Number of Antennas: Problems and Solutions

V.V. Kurganov<sup>1</sup>, V.I. Djigan<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, kurganov@org.miet.ru

<sup>2</sup> Institute for design problems in microelectronics of Russian Academy of Sciences

Moscow, djigan@ippm.ru

*Abstract* — Today, Antenna Arrays (AA) are often used in the modern radio systems as the direction antennas. The commercial manufacturing of the AA became possible due to the achievements in modern physics of semiconductors, microelectronic technologies and design of the large scale integrated circuits. These achievements became the fundamentals for the manufacturing of the passive and active radio frequency components and digital integrated circuits, which are used in the radiofrequency blocks of the AA and the units for the AA control. The AA provides the non-mechanical beam steering, the ability to change the shape of the Radiation Pattern (RP), ensuring the required properties of the AA towards the desired signal source and the deep gaps of the RP towards the interference sources. An AA is a multichannel antenna system. The control of its RP shape is provided by means of the variable microwave elements, which change the amplitude and phase of the channel signals. These elements have some variation of their parameters. The variation is caused by discrete character of the AA control, the AA frequency band, operation frequency, range of operation temperatures, brake of active components, antennas mutual coupling etc. As the operation frequency of the AA grows, the mentioned variation becomes more noticeable. This influences on the shape of the RP and other characteristics of the AA. It is especially important to keep the characteristics of the AA with the small number of antenna/channels. Any deviation of the complex gains of the AA channels leads to a noticeable change of the AA RP shape. In AA with a large number of channels, these deviations are almost averaged and the contribution of the each individual channel to the AA properties is not sensitive. However, some of the properties are still important, like the value of received or transmitted power. Thus, to ensure the properties of the AA with low or large number of channels, it is required to compensate the abovementioned variations. This compensation is achieved by means of the AA calibration. The purpose of the paper is to provide the classification of the modern methods and algorithms of the AA calibration; to select the most suitable methods to calibrate the AA with a small numbers of antennas/channels; to consider the mathematic details of the methods; to compare these methods and specify the conditions of the methods usage. The following so-called phaseless calibration algorithms are considered in detail. They are the Rotating-Element Electric Field Vector (REV), Measurement of Two Elements (MTE) algorithms [10]-[19] and three algorithms: by the paper authors [21]-[23], by Leavitt [24], by Sorace [25], [26] and correlation algorithm [27]-[29]. The REV and MTE algorithms allow to estimate the gains and phases of the AA channel signals. During the execution of these algorithms, the errors of the discrete Phase Shifters (PS) are averaged. These algorithms require at least three

measurements of the AA output power per channel at three states of the channel PS. The algorithm accuracy is increased with the increasing of the number of the power measurements. The MTE algorithm requires to disable all AA channels except a reference and a calibrated ones. The REV algorithm does not require the above mentioned disabling of the AA channels, but requires a preliminary inversion of some initial channel phases. The calibration algorithm, proposed by the paper authors, requires the eight measurements of power for per AA channel, does not require the channel signals access or channel disabling and changes the phases only in two channels: reference and calibrated ones. The Leavitt's algorithm is more complex, because it requires the phase changing in all channels of the AA during the calibration of each channel. It also requires eight measurements of power per AA channel. However, this algorithm does not take the PS quantization errors into account. The Sorace's algorithm requires only four measurements of power per AA channel and uses the phase perturbation in two channels: reference and calibrated ones. However, the mathematic equation for channel phase estimation is an approximate one in this algorithm. So, the algorithm accuracy is lower comparing with that of the paper authors' and Leavitt's algorithms. The correlation algorithm is based on the correlation processing of the AA output signal, which consists of the combination of all channel signals. Each of channel signals is modulated by an own code sequence. The correlation processing allows identification of the complex-valued gain of each channel, that allows to estimate the gain spread and to use the information for AA calibration. This algorithm allows calibration of the AA with analog and digital beamforming. So, even today an AA is a commercially available product, the AA calibration problem is still important. The AA calibration ensures the AA parameters improvement. However, the most of the calibration algorithms require the special anechoic chambers or fields for antenna measurements, as well as the expensive measuring equipment. At the same time, phaseless calibration algorithms provide high enough accuracy, even are based on the indirect phase estimation. Besides, the algorithms do not require special conditions for the calibration and can be also used even during the AA operation. Due to this property, the phaseless calibration should be widely used in the commercially available AA, because this allows making these AA inexpensive and simultaneously allows ensuring the AA design parameters during operation. In our opinion, the phaseless calibration methods and algorithms are the main trends in the AA technology development and the AA usage.

*Keywords* — antenna array, array calibration, phaseless calibration, REV algorithm, MTE algorithm, correlation algorithm.

## REFERENCES

- [1] Mailloux R.J. Phased array antenna handbook (3-rd edition). Artech House, Inc., 2017. 506 p.
- [2] Samojlenko V.I., Shishov Yu.A. Upravlenie fazirovannymi antennymi reshyotkami (Phased Array Control). M.: Radio i svyaz', 1983. 240 s.
- [3] Voronin E.N., Nechaev E.E., Shashenkov V.F. Rekonstruktivnye antennye izmereniya (Reconstructive Antenna Measurements). M.: Nauka, 1995. 352 s.
- [4] Shifrin YA.S. Voprosy statisticheskoy teorii antenn (Statistical Theory of Antennas). M.: Sovetskoe radio, 1970. 384 s.
- [5] Shishov YU.A., Golik A.M., Klejmenov Yu.A i dr. Adaptaciya upravleniya FAR po rezul'tatam vstroennogo kontrolya (Adaptation of the PAA control according to the results of the built-in control) // Zarubezhnaya radioelektronika. 1990. № 9. S. 69–89.
- [6] Aktivnye fazirovannye antennye reshyotki (Active phased array antennas) / Pod red. D.I. Voskresenskogo i A.I. Kanashchenkova. M.: Radiotekhnika, 2004. S. 387–427.
- [7] Korotekij E.V., SHitikov A.M., Denisenko V.V. Metody kalibrovki fazirovannyh antennyh reshetok (Calibration Methods for Phased Array Antennas) // Radiotekhnika. 2013. №5. S. 95–104.
- [8] Kommutatsionnyj metod izmereniya harakteristik FAR (Switching method for measuring the characteristics of the PAA). Bubnov G.G., Nikulin S.M., Seryakov YU.N., Fursov S.A. M.: Radio i svyaz', 1988. 120 s.
- [9] Shishov YU.A., Gubanov D.V., Vahlov M.G., Balashov V.M. Metodika kalibrovki krupnoaperturnoj priyomnoj aktivnoj fazirovannoj antennoj reshyotki (Calibration technique for a large-aperture receiving active phased array antenna) // Voprosy radioelektroniki. 2019. № 10. S. 37–44.
- [10] Yonezawa R., Konishi Y. Beam-shape correction in deployable phased arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999. Vol. 47. № 3. p. 482–486.
- [11] Takahashi T. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas // 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- [12] Takahashi T. Fast measurement technique for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. № 7. p. 1888–1899.
- [13] Takahashi T., Nakamoto N., Ohtsuka M., Aoki T., Konishi Y., Yajima M. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas // 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- [14] Takahashi T. Theoretical study on measurement accuracy of rotating element electric field vector (REV) method // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 2006. Vol. 90 № 1 pp. 22–33.
- [15] Shubov A.G., Shishlov A.V. Analysis of methods for phased array antenna phasing based on amplitude measurements only // Proceedings of Millennium Conference on Antennas and Propagation. Davos. 2000. P. 295–298.
- [16] Shishlov A.V., Ganin S.A., Shubov A.G., Shitikov A.M. Limit of accessible antenna array efficiency under their calibration by means of switching method // Proc. of the Nordic Antenna Symposium. 2000.
- [17] Bondarik A.V., Shitikov A.M., Shubov A.G. Opyt ispol'zovaniya v mnogokanal'nyh fazirovannyh antennyh reshetkah poelementnyh metodov kalibrovki bez primeneniya fazometricheskoy apparatury (The experience of using element-wise calibration methods in multichannel phased array antennas without the use of phasometric equipment) // Antenny. 2005. №1. C. 15–21.
- [18] Fadamiro A., Famiroji 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.
- [19] 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, 18 (12), 4315.
- [20] Kurganov V.V., Djigan V.I. Permutation of Phase Shifter Control Codes to Increase Efficiency of Antenna Array Calibration // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)
- [21] Djigan V.I., Kurganov V.V. Tochnost' ocenki fazovyh sdvigo v kanalah antennoj reshyotki pri ispol'zovanii algoritmov, osnovannyh na konechnom chisle izmerenij eyo vyhodnoj moshchnosti (The accuracy of the estimation of phase shifts in the channels of the antenna array using algorithms based on a finite number of measurements of its output power) // Doklady 21-j mezhdunarodnoj konferencii «Cifrovaya obrabotka signalov i eyo primeneniya». 2019. T. 1. S. 116–121.
- [22] Djigan V.I., Kurganov V.V. Antenna array calibration algorithm based on phase perturbation // Proceedings of the 17-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). 2019. P. 29–33.
- [23] Djigan V.I., Kurganov V.V. Algoritm kalibrovki fazirovannoj antennoj reshyotki, ne trebuyushchij dostupa k signalalam eyo elementov (Algorithm for calibrating a phased array antenna that does not require access to the signals of its elements) Izv. VUZov Radioelektrnika. 2020. T63. № 1. C. 3–20.
- [24] Leavitt M. A phase adaptation algorithm // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1976. V. 24. № 5. P. 754–756.
- [25] Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2001. V. 49. № 4. P. 517–525.
- [26] Fadamiro A., Semomhe A., Famiroji O., Lin F. A Multiple Element Calibration Algorithm for Active Phased Array Antenna // IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques 2019. Vol. 4. P. 163 – 170.
- [27] Kurganov V.V. Korrelyacionnyj metod opredeleniya kompleksnyh koefficientov peredachi kanalov antennoj reshyotki (The correlation method for determining the complex transmission coefficients of the antenna array channels) // Doklady 21-j mezhdunarodnoj konferencii «Cifrovaya obrabotka signalov i eyo primeneniya». 2019. T.1. S. 137–141.
- [28] Kurganov V.V. Antenna array complex channel gain estimation using phase modulators // Antennas Design and Measurement International Conference. Saint Petersburg, 2019. P. 126–129.
- [29] Kurganov V.V. Trebovanie k ansamblu moduliruyushchih posledovatel'nostej korrelyacionnogo algoritma kalibrovki antennoj reshetki (The requirement for the ensemble of modulating sequences of the correlation algorithm for calibrating the antenna array) // XVII Vserossiyskaya molodezhnaya nauchno-tehnicheskaya konferenciya «Radiolokaciya i svyaz' – perspektivnye tekhnologii» (Moskva, 5 dekabrya 2019 g.) Materialy konferencii – M.: Mir nauki, 2019. S. 29–33.