

Точностные характеристики бесфазовых алгоритмов калибровки антенных решеток

В.И. Джиган¹, В.В. Курганов²

¹ Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, г. Москва, djigan@ippm.ru

² Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, kurganov@org.miet.ru

Аннотация — Успехи в области современной СВЧ-микроэлектроники сегодня позволили создать новый тип антенных решёток (АР), именуемых «антенна на кристалле» и «антенна в корпусе», которые по сути являются интегральными микросхемами и микросборками. Из-за разброса фазовых характеристик каналов таких АР, эти решётки необходимо калибровать не только на этапе их изготовления, но и в процессе эксплуатации. При калибровке на этапе изготовления АР можно применять самые разные алгоритмы, в том числе требующие наличия безэховых камер и дорогостоящего фазометрического оборудования. При калибровке в процессе эксплуатации АР необходимо использовать простые алгоритмы, которые не требуют специальных условий и специального оборудования. К таким алгоритмам относятся бесфазовые алгоритмы калибровки, которые опережают фазы сигналов в каналах АР косвенным способом путем обработки значений выходной мощности АР, измеренных при определенных состояниях фазовых сдвигов сигналов в её каналах, устанавливаемых с помощью штатных фазовращателей (ФВ). Точность оценки фазы с помощью этих алгоритмов зависит от числа разрядов ФВ. В настоящей статье путём моделирования сравниваются следующие бесфазовые алгоритмы калибровки: два алгоритма на основе метода вращения вектора электрического поля элемента (Rotating-Element Electric Field Vector, REEV), алгоритмы Сораса (Sorace) и Левита (Leavitt), а также три алгоритма авторов настоящей статьи. Особенностью всех этих алгоритмов является то, что они не требуют отключения каналов АР, а также могут быть использованы не только для калибровки АР, но и для слежения за угловым положением источника сигнала с помощью АР.

Ключевые слова — антенная решётка, калибровка антенных решёток, фазовая калибровка, бесфазовые методы калибровки.

I. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня антенные решётки (АР) [1] все чаще используются в качестве направленных антенн радиотехнических систем различного назначения. Этому способствуют успехи современной микроэлектроники сверхвысоких частот (СВЧ) и цифровых устройств, которые позволяют создавать компактные и надежные приемо-передающие тракты каналов и цифровые устройства управления АР [2]-[5]. АР, как многоканальная антенная система, в идеале должна иметь идентичные каналы, так как обычно основная характеристика АР,

её диаграмма направленности (ДН), синтезируется на основе идеальной модели АР.

Однако, на практике идентичность каналов АР обеспечивать трудно, так как большая часть АР – это аналоговая СВЧ-электроника. Современная промышленность не выпускает активных и пассивных радиокомпонентов с идентичными характеристиками. Разброс этих характеристик растёт с ростом рабочей частоты. Кроме того, на идентичность приемо-передающих трактов АР влияет точность установки и качества соединения радиокомпонентов. Всё это приводит к разбросу характеристик каналов АР, основными из которых являются фазовые характеристики.

В случае, если АР изготавливается на дискретных радиокомпонентах, то для корректировки характеристик её каналов обычно используется традиционная ручная регулировка. Однако сегодня АР уже производятся и в микроэлектронном исполнении. Освоение СВЧ-микроэлектроники миллиметрового диапазона длин волн позволило создавать АР нового типа, именуемые «антенна на кристалле» и «антенна в корпусе», которые, по сути, являются интегральными микросхемами и микросборками [6], [7]. Ручная регулировка таких устройств, как правило, исключена. Однако путем внешнего управления в них можно изменять фазу принимаемых или передаваемых сигналов с помощью встроенных фазовращателей (ФВ), изначально предназначенных для управления пространственным положением луча (основного лепестка) ДН АР, осуществляя, таким образом, некоторую регулировку этих устройств.

Автоматическая корректировка фазовых характеристик приемо-передающих трактов АР, называется калибровкой. Цель калибровки – сделать эти характеристики близкими к друг-другу во всех каналах АР, а в идеале одинаковыми. При калибровке на этапе изготовления обычно оценивается и запоминается разброс фазовых характеристик каналов АР, который затем учитывается при управлении решёткой в процессе её эксплуатации.

Однако из-за влияния факторов окружающей среды, поскольку АР в большинстве случаев эксплуатируются на открытом воздухе, и флуктуации питающих напряжений, характеристики радиокомпонентов, используемых при построении АР, могут деградировать,

что приводит к изменению фазовых характеристик её каналов. Поэтому при разработке и изготовлении АР, важной задачей является не только обеспечение её калибровки, как правило, проводимой в специальных помещениях (безэховых камерах) с использованием дорогостоящего фазометрического оборудования, но и обеспечение возможности калибровки в процессе эксплуатации, совмещая задачу калибровки с задачей управления её лучом.

Основные современные методы и алгоритмы калибровки АР можно найти в [8], [9]. Это традиционные методы с использованием фазометрического оборудования; корреляционные методы [10], [11]; методы, базирующиеся на принципах адаптивной фильтрации сигналов, [12], [13], а также бесфазовые методы калибровки [14]-[24].

Алгоритмы калибровки на основе бесфазовых методов не требуют фазометрического оборудования. При их использовании фазы сигналов в каналах АР оцениваются в результате обработки конечного числа измерений выходной мощности АР при определенных изменениях фазовых состояний ФВ в каналах относительно их текущих значений перед калибровкой. Эти алгоритмы являются простыми, а потому могут быть использованы не только в безэховых камерах, но и в процессе эксплуатации АР. Данные методы различаются требуемым числом измерений мощности на один канал АР, математическими соотношениями для расчета оцениваемых фазовых сдвигов сигналов, а также точностью оценки фаз, зависящей в основном от числа измерений мощности на один канал и числа разрядов используемых дискретных ФВ.

В настоящей статье путём моделирования сравниваются следующие алгоритмы калибровки: два алгоритма на основе метода вращения элемента вектора электрического поля (Rotating-Element Electric Field Vector, REV) [14], [15], алгоритм Левита (Leavitt) [18], алгоритм Сораса (Sorace) [19], а также два алгоритма авторов настоящей статьи [16], [17], [20].

Особенностью всех этих алгоритмов является то, что они не требуют отключения каналов, а значит могут быть использованы в большинстве существующих АР. Кроме того, они также могут быть использованы не только для калибровки АР, но и для слежения с её помощью за угловым положением источника сигнала.

II. ЗАДАЧА КАЛИБРОВКИ АР

Структурная схема реальной АР с M элементами (антеннами/каналами) приведена на рис. 1. Здесь, k_m – коэффициент усиления или ослабления, устанавливаемый управляемым усилителем или аттенуатором, φ_m – значение фазы, устанавливаемое управляемым ФВ, δk_m и $\delta\psi_m$ – случайные фиксированные коэффициент передачи и фаза канала, обусловленные разбросом характеристик используемых радиочастотных компонентов, точностью их установки, качеством соединения и рядом других причин, $m = 1, 2, \dots, M$ – номер канала АР.

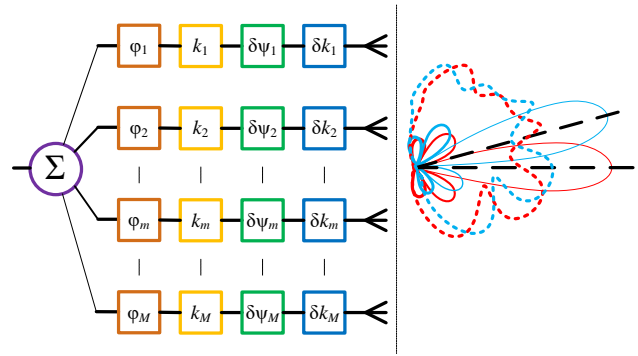


Рис. 1. АР с неодинаковыми коэффициентами передачи каналов

Комплексный коэффициент передачи канала АР определяется как

$$\delta h_m = \delta k_m e^{j\delta\psi_m}. \quad (1)$$

Задача калибровки АР формулируется следующим образом. Требуется оценить все значения величин δk_m , $m = 1, 2, \dots, M$, и затем их скомпенсировать с помощью штатных регулируемых усилителей или аттенуаторов, используя новые значения коэффициентов

$$k_m^{(new)} = \frac{k_m}{\delta k_m}, \quad (2)$$

а также оценить все значения $\delta\psi_m$ и затем их скомпенсировать с помощью штатных ФВ, используя новые значения фаз

$$\varphi_m^{(new)} = -\delta\psi_m + \varphi_m. \quad (3)$$

Операции (2) и (3) обеспечивают компенсацию разбросов комплексных коэффициентов передачи (1) и формирование основного лепестка (луча) ДН АР в соответствии со значениями фазовых сдвигов φ_m , т.е. формирование ДН, соответствующей идеальной АР.

На практике амплитудная калибровка АР (2) используется редко, так как для этого в составе АР должны быть управляемые аттенуаторы, которые уменьшают мощность принимаемых или передаваемых сигналов, а СВЧ-усилители с регулируемым коэффициентом усиления всё ещё являются достаточно сложными в проектировании и изготовлении устройствами. Однако с помощью современных САПР сегодня можно спроектировать активные и пассивные СВЧ-устройства таким образом, чтобы после изготовления разброс их коэффициентов передачи не превышал нескольких децибел, что незначительно сказывается на уровне основного лепестка ДН и отклонении формы этой ДН от формы, заданной при проектировании АР.

В то же время, разброс фаз $\delta\psi_m$ в каналах АР может варьироваться в пределах от 0 до 360°, так как разброс фазовых характеристик радиоконфигурованных растёт с ростом частоты. Кроме того, разброс физических длин линий передачи, соединяющих антенны АР

с приёмо-передающими устройствами и соединяющих эти устройства с сумматорами или делителями мощности не позволяет обеспечить одинаковые значения $\delta\psi_m$ во всех каналах. Поэтому фазовая калибровка (3) АР является обязательной.

III. БЕСФАЗОВЫЕ АЛГОРИТМЫ КАЛИБРОВКИ АР

Согласно [9], бесфазовые алгоритмы калибровки АР основаны на относительных амплитудных измерениях. В этих алгоритмах оценка фазы сигнала каждого из каналов АР обеспечивается за счёт возможности изменять фазовое состояние канала АР с помощью управляемого ФВ. Различие рассмотренных далее алгоритмов калибровки заключается в разном числе измерений выходной мощности АР, которые затем используются в разных математических выражениях для оценки фаз, и в точности получаемых результатов. Исследование этих алгоритмов и их сравнительный анализ является целью настоящей работы.

Сегодня алгоритмы калибровки АР, базирующиеся на REV-методе [14], [15], являются наиболее широко используемыми на практике. При реализации таких алгоритмов значение $\delta\psi_m$ определяется как

$$\delta\psi_m = \arctg\left(\frac{\sin \chi_m}{\cos \chi_m + R_m}\right) + k\pi, \quad (4)$$

где $k=0, \pm 1$, а $k\pi$ – корректирующий член к арктангенсу, который принимает во внимание расположение вектора на комплексной плоскости.

Производя измерения выходной мощности АР p_l при каждом из $L = 2^B$ состояний ФВ калибруемого канала можно вычислить следующие коэффициенты a_m , b_m и c_m как

$$a_m = \frac{2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_l \quad (5)$$

$$b_m = \frac{2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_l \cos(l\Delta\varphi), \quad (6)$$

$$c_m = \frac{2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_l \sin(l\Delta\varphi), \quad (7)$$

где $\Delta\varphi = 2\pi/L$ – шаг переключения фазы калибруемого канала в REV-алгоритмах, равный дискрету квантования фазы с помощью ФВ, а B – число разрядов ФВ.

Используя (5) – (7), вычисляются коэффициенты

$$r_m = \frac{a_m + 2\sqrt{b_m^2 + c_m^2}}{a_m - 2\sqrt{b_m^2 + c_m^2}} \quad (8)$$

и

$$R_m = \frac{\sqrt{r_m} - 1}{\sqrt{r_m} + 1} \quad (9)$$

из которых находится угол χ_m , фигурирующий в (4)

$$\chi_m = -\arctg(c_m/b_m) + k\pi, \quad (10)$$

где $k=0, \pm 1$, а $k\pi$ – корректирующий член к арктангенсу, который принимает во внимание расположение вектора на комплексной плоскости.

Близкие к REV-алгоритмам, алгоритмы на базе метода двух элементов (Measurement of Two Elements, МТЕ) в [21], [22] в настоящей работе не рассматриваются, так как характеризуются сравнимой с REV-алгоритмами точностью оценки фаз, однако могут быть использованы лишь в АР специальной конструкции, предусматривающей возможность отключения всех каналов в процессе калибровки, кроме опорного и калибруемого.

Из (5) и (6) следует, что точность REV-алгоритмов растёт с ростом L , так как в аналитических выражениях для p_l присутствуют ошибки квантования фаз дискретных ФВ, которые за счет суммирования в (5) и (6) усредняются. Однако ценой высокой точности оценки фаз с помощью REV-алгоритмов является большое ($L = 2^B$) число измерений выходной мощности на один канал АР.

В то же время, в [20] было показано, что для оценки фаз достаточно произвести всего три измерения выходной мощности АР при трёх состояниях ФВ в калибруемом канале. Эти состояния, в общем случае могут быть произвольными, но наилучшие результаты по точности оценки фаз получаются, если эти состояния совпадают с дискретными состояниями ФВ и максимально отличаются друг от друга. В данных работах предлагается использовать значения фаз $0, 90, 270^\circ$ и $0, 90, 180^\circ$. Оценки фаз $\delta\psi_m$ при использовании этих алгоритмов получаются в результате решения системы линейных уравнений, в которых фигурируют измеренные значения мощности.

В [23], [24] также рассмотрены алгоритмы калибровки, в которых решаются системы уравнений. Однако эти алгоритмы, требуют решения системы нелинейных уравнений или отключения каналов АР, а потому в настоящей работе не рассматриваются.

При использовании в алгоритмах [20] фазовых состояний ФВ $0, 90, 270^\circ$ значение $\delta\psi_m$ определяется как

$$\delta\psi_m = (2n-1) \cdot \arccos\left[\frac{(p_0 + p_R - p_m)}{(2\sqrt{p_0 p_m})}\right], \quad (11)$$

где $n=0$, если $p_{90} > p_{270}$, $n=1$, если $p_{90} < p_{270}$ и

$$p_m = \frac{1}{4} \left(p_{90} + p_{270} - \sqrt{4p_0 p_{90} + 4p_0 p_{270} + 2p_{90} p_{270} - 4p_0^2 - p_{90}^2 - p_{270}^2} \right), \quad (12)$$

$$P_R = \frac{1}{4}(p_{90} + p_{270} + \sqrt{4p_0p_{90} + 4p_0p_{270} + 2p_{90}p_{270} - 4p_0^2 - p_{90}^2 - p_{270}^2}). \quad (13)$$

Здесь p_0 , p_{90} и p_{270} – значения выходной мощности АР при изменении состояния ФВ в калибруемом канале на 0, 90 и 270°.

При использовании в алгоритмах [20] фазовых состояний ФВ 0, 90, 180° значение $\delta\psi_m$ также определяется как (11), где $n=0$, если $p_{90} \geq (p_0 + p_{180})/2$, $n=1$, если $p_{90} < (p_0 + p_{180})/2$ и

$$P_m = \frac{1}{4}(p_0 + p_{180} - \sqrt{4p_0p_{90} + 2p_0p_{180} + 4p_{90}p_{180} - p_0^2 - 4p_{90}^2 - p_{180}^2}), \quad (14)$$

$$P_R = \frac{1}{4}(p_{90} + p_{270} + \sqrt{4p_0p_{90} + 4p_0p_{270} + 2p_{90}p_{270} - 4p_0^2 - p_{90}^2 - p_{270}^2}). \quad (15)$$

Здесь p_{180} – значения выходной мощности АР при изменении состояния ФВ в калибруемом канале на 180°.

В REV-алгоритме также можно использовать три измерения выходной мощности на канал АР. Если $L=3$, то шаг переключения фазы калибруемого канала составляет 120°. Однако это значение не совпадает с дискретными значениями фаз устанавливаемых ФВ, что в совокупности с малым значением L сказывается, как будет показано дальше, на точности оценки фаз с помощью упрощённого REV-алгоритма.

Особенностью всех рассмотренных выше алгоритмов является необходимость предварительной незначительной фазировки АР, что связано с необходимостью исключения мнимых корней из получаемых выше решений.

Необходимость предварительной фазировки отсутствует в рассматриваемых далее трёх алгоритмах калибровки. В них отключение каналов АР не требуется.

Авторами настоящей работы в [16], [17] был предложен алгоритм калибровки АР, с помощью которого значения фаз сигналов в её каналах оцениваются как

$$\delta\psi_m = \arctg \frac{p_m^{(31)} - p_m^{(32)} - p_m^{(41)} + p_m^{(42)}}{p_m^{(11)} - p_m^{(12)} - p_m^{(21)} + p_m^{(22)}} + k\pi, \quad (16)$$

где корректирующий член $k\pi$ к арктангенсу имеет такое же назначение, как и в (4) и в (10).

В (16) фигурируют измеренные значения выходной мощности АР при изменениях фаз только в парах каналов: на 0 и 180° в опорном канале (произвольном канале, принятом за опорный) и на 0, 90, 180, 270° в

каждом калибруемом канале. Данный алгоритм требует $6(M-1)+2$ измерений выходной мощности АР.

В [18] был представлен алгоритм Левита (Leavitt), в котором используется такое же уравнение как (16). Однако для реализации алгоритма необходимо выполнять более сложную процедуру изменения фаз, включая изменения фаз сигналов на 180° и в не калибруемых каналах АР. Это усложняет процедуру управление АР во время калибровки, так как требует изменения фаз не в паре, а во всех её элементах. Такие изменения фаз обуславливают большую погрешность этого алгоритма по сравнению с алгоритмом [16], [17], так как уравнение (16) при наличии погрешностей в дискретных ФВ становится верным лишь приближенно. Алгоритм [18] также требует $6(M-1)+2$ измерений выходной мощности АР.

Алгоритм Сораса (Sorace) [19] калибровки АР по сути является упрощенной версией алгоритма [16], [17]. С его помощью фазы в каналах АР оцениваются как

$$\delta\psi_m \approx \arctg \frac{p_m^{(31)} - p_m^{(41)}}{p_m^{(11)} - p_m^{(21)}} + k\pi, \quad (17)$$

где корректирующий член $k\pi$ к арктангенсу имеет такое же назначение, как и в (4) и в (10).

В этом алгоритме изменения фаз сигналов производятся только в парах каналов, однако используется при этом лишь $3(M-1)+1$ измерений выходной мощности АР, в результате чего уравнение (17) носит лишь приближенный характер по сравнению с уравнением (16), а значит, точность данного алгоритма ниже по сравнению с алгоритмами [16]-[18].

Таким образом, все рассмотренные в настоящей работе алгоритмы не требуют отключения каналов при калибровке АР, что позволяет использовать эти алгоритмы для калибровки любых существующих АР. Это послужило основанием для анализа точностных характеристик этих алгоритмов, как предпочтительных для практического применения. Такой анализ рассматривается в следующем разделе.

Следует также отметить, что если направление основного лепестка ДН АР не совпадает с направлением нормали к апертуре АР, то оцениваемый с помощью рассмотренных алгоритмов фазовый сдвиг содержит не только разброс фаз $\delta\psi_m$ в каналах, но и пространственный набег фаз ψ_m , обусловленный геометрической конфигурацией АР и ориентацией источника сигнала [25]. Эти две фазовые составляющие являются неразделимыми. Их компенсация с помощью фазовых сдвигов, устанавливаемых дискретными ФВ, обеспечивает одновременно калибровку АР и ориентацию основного лепестка ДН на источник сигнала в случае, если угловая ориентация источника сигнала и угловая ориентация этого лепестка различаются.

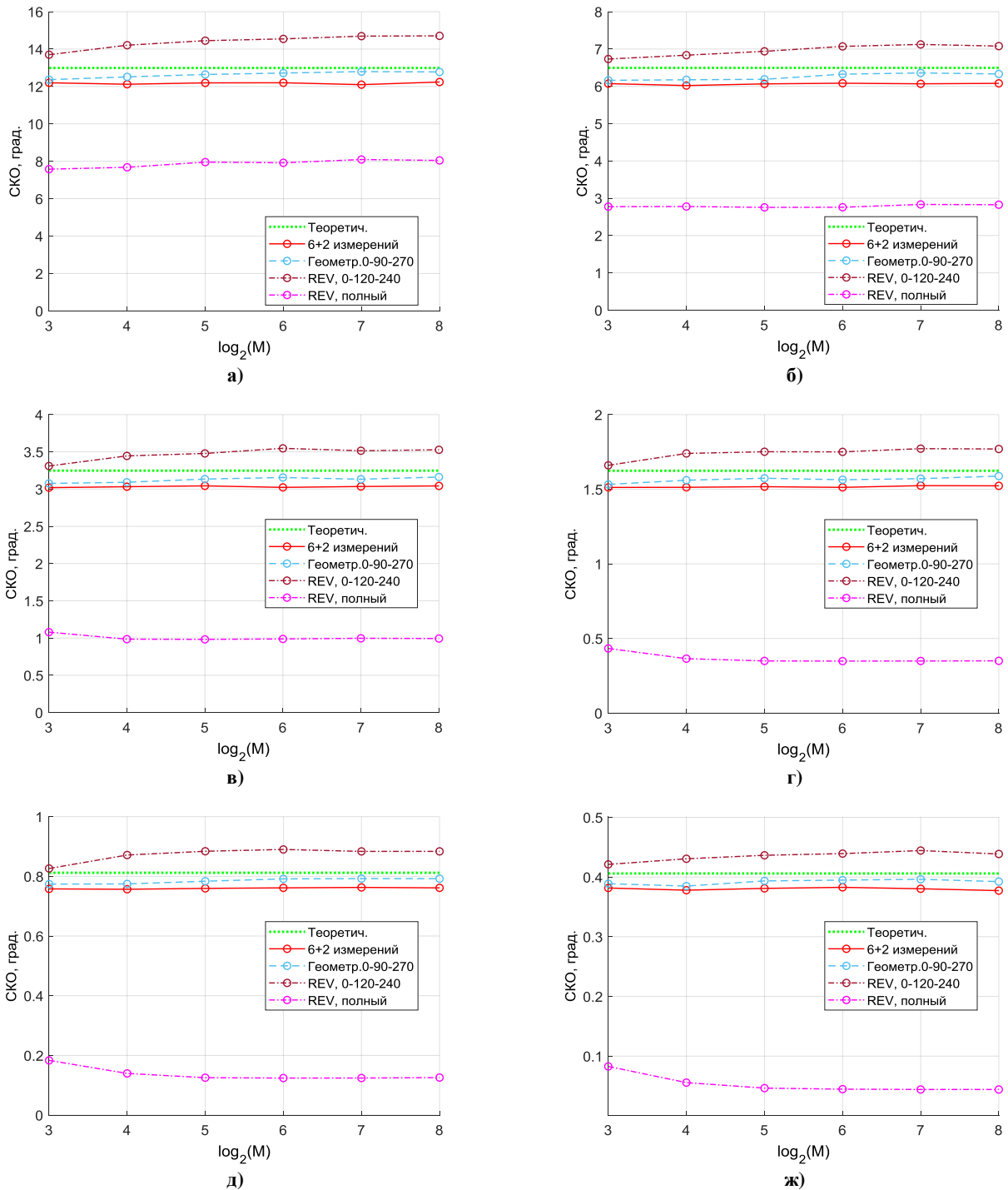


Рис. 2. СКО оценки фазы: а) $B=3$; б) $B=4$; в) $B=5$; г) $B=6$; д) $B=7$; ж) $B=8$

IV. СРАВНЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ФАЗ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ РАССМОТРЕННЫХ АЛГОРИТМОВ КАЛИБРОВКИ

Для сравнения эффективности рассмотренных алгоритмов было проведено их компьютерное моделирование. Ниже на рис. 2 – рис. 4 представлены некоторые результаты этого моделирования для калибровки ли-

нейных AP, содержащих $M = 8, 16, \dots, 256$ каналов со случайными коэффициентами δk_m , различающимися друг от друга в пределах $-1 \dots 1$ дБ, с равномерно распределёнными случайными фазами $\delta \psi_m = 0 \dots 360^\circ$ и с типичным числом разрядов $B = 2, 3, \dots, 8$ промышлен-

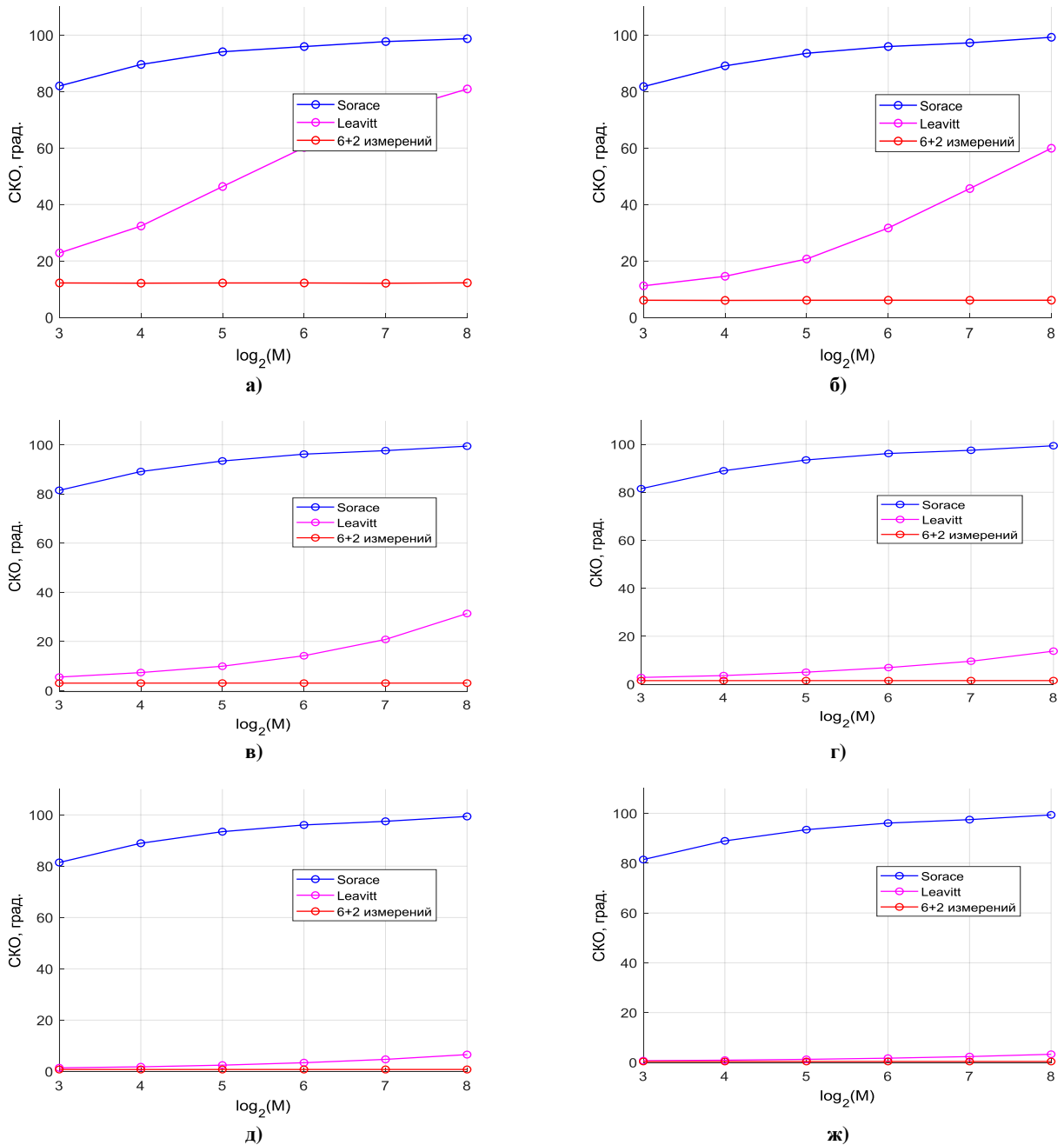


Рис. 3. SKO оценки фазы: а) $B=3$; б) $B=4$; в) $B=5$; г) $B=6$; д) $B=7$; ж) $B=8$

но выпускаемых ФВ. Расстояние между соседними всенаправленными антеннами АР равнялось $\lambda_0/2$, где λ_0 – длина волны несущего радиосигнала.

Указанный выше разброс значений δk_m обычно не компенсируется, так как является незначительным. Величина этого разброса обеспечивается в результате соответствующего проектирования приёмных или передающих устройств, присутствующих в каждом из каналов АР, и технологическими процессами, которые

используются при изготовлении АР. Что же касается разброса значений фаз $\delta \psi_m$, то, как уже указывалось, на практике его минимизировать, как правило, не представляется возможным. Этот разброс растёт с увеличением рабочей частоты АР, поэтому в общем случае значения $\delta \psi_m$ могут находиться в диапазоне, указанном выше.

На рис. 2 использованы следующие обозначения: «Теорет.» – теоретическое значение среднеквадратич-

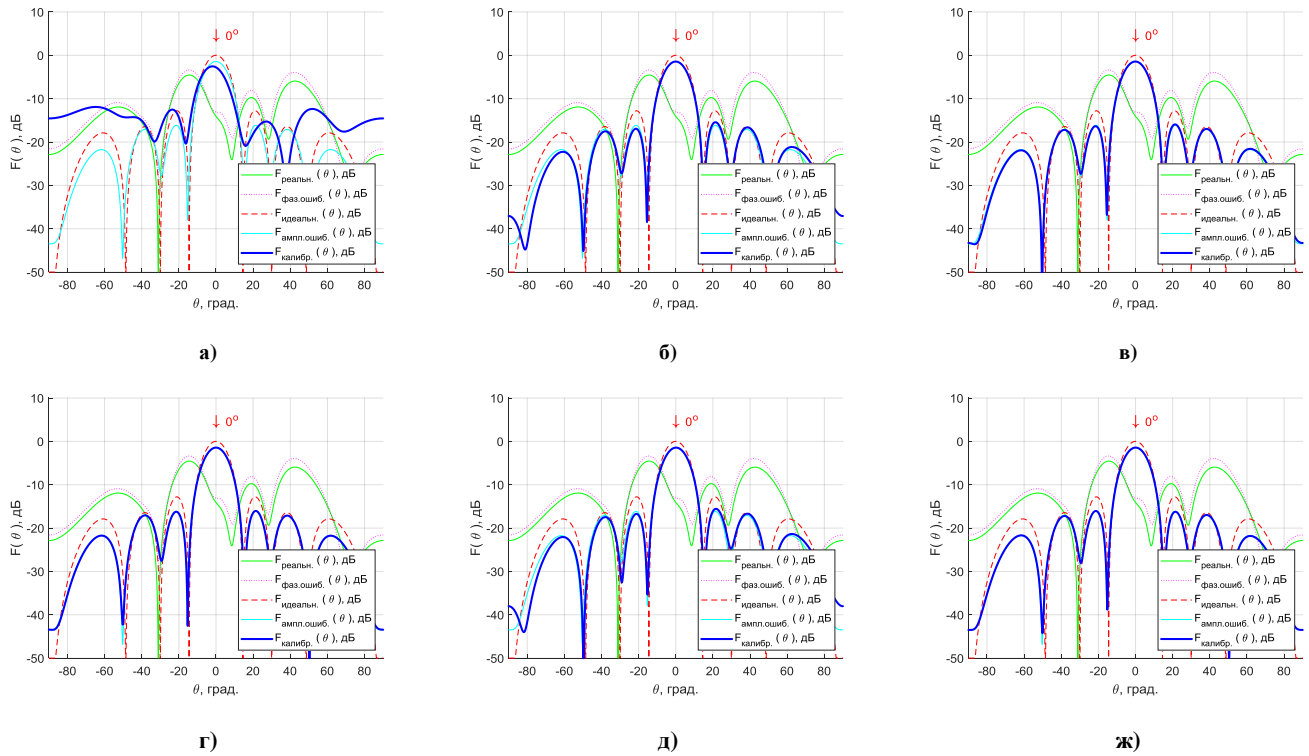


Рис. 4. ДН в установившемся состоянии, алгоритмы: а) Sorage; б) Leavitt; в) 6+2 измерений.; г) Геометр. 0-90-270; д) REV, 0-10-240; ж) REV, полный

ной ошибки (СКО) оценки значений фазовых сдвигов $\delta\psi_m$, которое для алгоритмов [16], [17] определяется как

$$\text{СКО}^{(\text{Теорет.})} = \sqrt{(\pi/2^{B-1})^2 / 12}; \quad (18)$$

«6+2 измерений» – СКО значений фазовых сдвигов $\delta\psi_m$, оценённых с помощью алгоритма [16], [17]; «Геометр. 0-90-270» – СКО значений фазовых сдвигов $\delta\psi_m$, оценённых с помощью алгоритма [20]; «REV, 0-120-240» – СКО значений фазовых сдвигов $\delta\psi_m$, оценённых с помощью упрощённого REV-алгоритма, использующего всего три измерения выходной мощности АР, и «REV, полный» – СКО значений фазовых сдвигов $\delta\psi_m$, оценённых с помощью полного REV-алгоритма, использующего $L = 2^B$ измерений выходной мощности АР [14], [15].

На рис. 2 показано СКО между оценками $\delta\psi_m^{(\text{est})}$ и истинными значениями $\delta\psi_m$, известными в случае моделирования. Это СКО определяется как

$$\text{СКО}^{(\delta\varphi, \text{est})} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M (\delta\varphi_m^{(n, \text{est})} - \delta\varphi_m^{(n)})^2}{NM}}, \quad (19)$$

где $\delta\varphi_m^{(n)}$ – случайные фазы комплексных коэффициентов передачи каналов АР, $\delta\varphi_m^{(n, \text{est})}$ – оценки этих фаз, полученные в n -ом численном эксперименте калибровки решётки, $n = 1, 2, \dots, N$. В (19), N – это число статистически независимых экспериментов. В моделировании использовалось значение $N = 1000$. На рис. 2 результаты для алгоритма «Геометр.0-90-180» не представлены, так как они совпадают с результатами для алгоритма «Геометр.0-90-270».

На рис. 4 показаны примеры ДН некалиброванных и калиброванных с помощью рассмотренных алгоритмов АР. Здесь $F_{\text{идеальн.}}(\theta)$ – ДН идеальной АР без ошибок в каналах, $F_{\text{ампл.ошиб.}}(\theta)$ – ДН АР при наличии только амплитудных ошибок, $F_{\text{фаз.ошиб.}}(\theta)$ – ДН АР при наличии только фазовых ошибок, $F_{\text{реальн.}}(\theta)$ – ДН реальной АР при наличии амплитудных и фазовых ошибок, $F_{\text{калибр.}}(\theta)$ – ДН калиброванной АР. Поскольку в рассматриваемых экспериментах амплитудная калибровка не проводилась, то косвенно о качестве калибровки свидетельствует близость голубой и синей кривых ДН на этом рисунке.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рис. 4 подтверждает результаты рис. 2 и рис. 3, а именно, что рассмотренные алгоритмы бесфазовой калибровки можно расположить по

критерию убывающего качества следующим образом: «REV, полный», «6+2 измерений», «Геометр. 0-90-270» (также «Геометр. 0-90-180»), «REV, 0-120-240», «Leavitt» и «Sorace». Несмотря на самую высокую точность алгоритма «REV, полный», его сложность растет с ростом числа разрядов используемых дискретных ФВ, поэтому близкой альтернативой этому алгоритму с точки зрения точности и сложности является алгоритм «6+2 измерений». Дальнейшее уменьшение сложности калибровки может быть достигнуто за счет использования алгоритмов «Геометр. 0-90-270» или «Геометр. 0-90-180» при незначительном уменьшении их точности. Несколько худшую точность демонстрирует алгоритм «REV, 0-120-240». Точность алгоритмов «Leavitt» и «Sorace» самая низкая среди рассмотренных алгоритмов и к тому же уменьшается с ростом числа элементов АР. Тем не менее, все рассмотренные алгоритмы могут быть использованы для калибровки АР произвольной геометрической конфигурации как после изготовления, так и в процессе эксплуатации. В последнем случае, эти алгоритмы также позволяют одновременно выполнять и калибровку, и слежение за угловым положением источника сигнала в случае его перемещения или перемещения самой АР. Алгоритмы позволяют калибровать как приемные, так и передающие АР.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design (4-th ed.). John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.
- [2] Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2-nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.
- [3] Кореков Л.В., Метель А.А., Сальников А.С. Анализ схемных решений интегральных СВЧ цифровых ступенчатых аттенуаторов изготавливаемых по различным технологическим процессам // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Вып. 4. С. 174–180.
- [4] Woods R., McAllister J., Lightbody G., Yi. Ying. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
- [5] Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решётками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.
- [6] Zhang Y.P., Liu D. Antenna-on-chip and antenna-in-package solutions to highly integrated millimeter-wave devices for wireless communications // IEEE Trans. Antennas and Propagation. V. 57. № 10. 2006. С. 2830–2841.
- [7] Roh Y.W., Seol J.-Y., Park J., Lee B., Lee J., Kim Y. et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results // IEEE Communications Magazine, 2014. V. 52. № 2. P. 106–113.
- [8] Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решёток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95–104.
- [9] Курганов В. В., Джиган В. И. Калибровка антенных решёток с малым числом элементов: проблемы и их решения // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Вып. 4. С. 159–168.
- [10] 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.
- [11] Kurganov V.V. Antenna array complex channel gain estimation using phase modulators // Antennas Design and Measurement International Conference. Saint Petersburg, 2019. P. 126–129.
- [12] Петросянц К.О., Попов Д.А., Исмаил-заде М.Р., Самбурский Л.М., Ли Б., Ючонг В. TCAD и SPICE-модели для описания радиационных эффектов в наноразмерных МОП-транзисторных структурах // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Вып. 4. С. 2-8. doi:10.31114/2078-7707-2020-4-2-8
- [13] Джиган В.И., Курганов В.В. Калибровка цифровых антенных решёток с помощью алгоритмов адаптивной обработки сигналов // Телекоммуникации. № 2. 2021. С. 87–16.
- [14] Mano S., Katagi T. A method for measuring amplitude and phase of each radiating element of a phased array antenna // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 1982. V. 65. № 5. P. 58–64.
- [15] Takahashi T. Fast measurement technique for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56. № 6. P. 1888–1899.
- [16] Djigan V.I., Kurganov V.V. Antenna array calibration algorithm based on phase perturbation // 17-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, September 13 – 16, 2019. P. 29–33.
- [17] Джиган В.И., Курганов В.В. Алгоритм калибровки фазированной антенной решётки, не требующий доступа к сигналам её элементов // Известия высших учебных заведений. Радиотехника. 2020. № 1. С. 3–20.
- [18] Leavitt M. K. A phase adaptation algorithm // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1976. V. 24. № 5. P. 754–756.
- [19] Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2001. V. 49. № 4. P. 517–525.
- [20] Курганов В.В., Джиган В.И. Бесфазовые алгоритмы калибровки антенных решёток с минимальным числом измерений выходной мощности // Радиотехника. 2021. № 3. С. 96–108.
- [21] Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. М.: Радио и связь, 1988. 120 с.
- [22] Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Об использовании в многоканальных фазированных антенных решётках поэлементных методов калибровки без применения фазометрической аппаратуры // Антенны. 2005. № 1. С. 15–21.
- [23] He G., Gao X., Zhou H. Fast phased array calibration by power-only measurements twice for each antenna element // International Journal of Antennas and Propagation. Article ID 6432149. 2019. 10 p.
- [24] Long R., Yang F., Han W., Zhou L. Fast amplitude-only measurement method for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. V. 65. № 4. P. 1815–1822.
- [25] Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.

Accuracy of Phase-Less Algorithms of Antenna Array Calibration

V.I. Djigan¹, V.V. Kurganov²

¹ Institute for design problems in microelectronics of Russian Academy of Sciences

Moscow, Russia, djigan@ippm.ru

² National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, kurganov@org.miet.ru

Abstract — The Antenna Arrays (AA) are often used as directional antennas in the modern radio systems. The usage became possible due to the achievements of the microwave microelectronics, which allow the manufacturing of small-sized and reliable receivers and transmitters, distributed over the AA channels, and digital devices for the AA control. In the ideal case, the AA as a sort of the multi-channel system has to have identical channels, because the main characteristic of the AA, that is the Radiation Pattern (RP), is synthesized using the ideal model of the AA. However, ensuring the AA channels identity is not a simple task, because the main portion of the AA equipment is built using analogue components. Unfortunately, the modern radio industry does not produce the active and passive radio frequency components with identical characteristics. The characteristics variation grows with the operation frequency growing. Besides, the identity of the AA channels also depends on the accuracy and quality of the devices assembling. All these factors lead to the variation of the AA channel characteristics.

If the AA is produced using discrete components, its characteristics can be improved by means of the traditional manual adjustment. However, due to the achievements of the modern microwave microelectronics a new sort of the AA has also appeared today. These AA are called «antenna in package» and «antenna in chip». Manual adjustments of these AA is impossible because there is no physical access to inside of these devices. However, the devices can be designed in such way that some of the device characteristics can be changed by means of the external electrical control.

The automatic correction of the AA channel characteristics is called calibration. The purpose of the calibration is to adjust the characteristics close to each other or even to make the characteristics identical in all channels of the AA. After the AA manufacturing and calibration, the measured characteristics are saved and used during the AA field operation.

However, due to the influence of the environment, because the AA are usually used in the open-air, and the variation of the supplied voltages, the characteristics of the AA components may degrade. This may lead to the degradation of the characteristics of the AA channels. Due to this reason, it is important not only to calibrate the AA in the special anechoic chambers by means of the expensive equipment after the manufacturing, but also to provide the ability of calibration during the AA operation.

During the calibration, it is required to adjust the AA signal phases and amplitudes. However, the amplitude calibration is rarely used, because the AA must have controllable

attenuators that reduce the power of the received or transmitted signals, or the microwave amplifiers with adjustable gain, which are still quite complicated in the design and the manufacturing. However, using the modern CAD systems, it is possible to design the microwave devices in such a way, that after the manufacturing, the spread of their transmission coefficients does not exceed several decibels. This does not significantly affect the level of the main lobe of the RP and the deviation of the RP shape from the one specified during the design of the AA. At the same time, the spread in the phases in the AA channels may vary from 0 to 360 °, since the spread in the phase characteristics of the radio components increases with the frequency increasing. In addition, the scatter of the physical lengths of transmission lines connecting the AA antennas with the receiving-transmitting devices and connecting these devices with adders or power dividers does not ensure the same values of the length in all channels. Therefore, the phase calibration of the AA is mandatory.

Today there are a lot of phase calibration methods and algorithms. They are the traditional methods, which use the phase measurement equipment; the correlation methods; the method, based on adaptive signal processing; and so-called phase-less methods. The phase-less algorithms for the AA calibration do not use the phase measurement equipment. Using the algorithms, the AA channel phases are estimated by means of the processing of the limited number of the AA output power measurements. The measurements are conducted under the specific changes of the AA channel phases by means of phase-shifters (PS). The phases are changed relative to PS states prior to the calibration. These algorithms are simple. Thus, they can be used not only for the AA calibration in the anechoic chambers, but also during the AA field operation. The algorithms differ by the number of power measurements per the AA channel, by the mathematical relationships for phase estimates computation and by the accuracy that depends on the number of the power measurements and the number of bits of the PS in use.

In this paper, the following calibration algorithms are compared: two algorithms based on the method of the Rotating-Element Electric Field Vector (REV), algorithms of Sorace and Leavitt, as well as three algorithms of the authors of this paper. Using the simulation, it was demonstrated, that the considered phase-less calibration algorithms can be arranged according to the criterion of decreasing accuracy as follows: the full REV; the paper authors' one, that requires 6 + 2 AA output power measurements per channel; two of the paper authors' ones, that require 3 of the AA output power measurements per channel; the simplified REV, that requires 3 of the AA output power measurements per channel; Leavitt's and Sorace's ones. Despite the highest

accuracy of the full REV algorithm, its complexity grows with the increase in the number of the discrete PS bits. Therefore, close to this algorithm in terms of accuracy and complexity are the paper authors' algorithms. The simplified REV algorithms demonstrate lower accuracy comparing to the above mentioned algorithms. The accuracy of the Leavitt's and Sorace's algorithms is the lowest among all the considered algorithms and, moreover, the accuracy is decreased with an increase in the number of AA channels. Nevertheless, all the considered algorithms can be used to calibrate AA of an arbitrary geo-metric configuration after the manufacturing and during operation. In the latter case, these algorithms also provide the simultaneous calibration of the AA and the tracking of the angular position of the signal source in the case of its movement or the movement of the AA. A feature of all these algorithms is that they do not require the AA channel disconnection. Thus, they can be used not only for calibration of the AA, but also for tracking of the angular position of the signal source.

Keywords — antenna array, array calibration, phase calibration, phase-less calibration.

REFERENCES

- [1] Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design (4-th ed.). John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.
- [2] Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2-nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.
- [3] Korekov L.V., Metel A.A., Salnikov A.S. Analysis of circuit solutions for integrated microwave digital step attenuators manufactured by various technological processes // Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development. 2020. Issue 4. P. 174-180. doi:10.31114/2078-7707-2020-4-174-180 (in Russian).
- [4] Woods R., McAllister J., Lightbody G., Yi. Ying. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2-nd ed. Willey, 2017. 360 p.
- [5] Samojlenko V.I., Shishov Yu.A. Upravlenie fazirovannymi antennoymi reshyotkami (Phased array control). M.: Radio i svyaz', 1983. 240 s (in Russian).
- [6] Zhang Y.P., Liu D. Antenna-on-chip and antenna-in-package solutions to highly integrated millimeter-wave devices for wireless communications // IEEE Trans. Antennas and Propagation. V. 57. № 10. 2006. C. 2830–2841.
- [7] Roh Y.W., Seol J.-Y., Park J., Lee B., Lee J., Kim Y. et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results // IEEE Communications Magazine, 2014. V. 52. № 2. P. 106–113.
- [8] Korotekij E.V., Shitikov A.M., Denisenko V.V. Metody kalibrovki fazirovannyh antennoy reshetok (Calibration methods for phased array antennas) // Radiotekhnika. 2013. № 5. S. 95–104 (in Russian).
- [9] Kurganov V.V., Djigan V.I. Calibration of Antenna Arrays with Small Number of Antennas: Problems and Solutions // Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development. 2020. Issue 4. P. 159-168. doi:10.31114/2078-7707-2020-4-159-168 (in Russian).
- [10] Kurganov V.V. Korrelyacionnyj metod opredeleniya kompleksnyh koefitsientov peredachi kanalov antennoy 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 (in Russian).
- [11] Kurganov V.V. Antenna array complex channel gain estimation using phase modulators // Antennas Design and Measurement International Conference. Saint Petersburg, 2019. P. 126–129.
- [12] Petrosyants K.O., Popov D.A., Ismail-zade M.R., Sambursky L.M., Bo Li, Wang Y.C. TCAD and SPICE Models for Account of Radiation Effects in Nanoscale MOSFET Structures // Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development. 2020. Issue 4. P. 2-8. doi:10.31114/2078-7707-2020-4-2-8
- [13] Djigan V.I., Kurganov V.V. Kalibrovka cifrovyyh antennoy reshyotok s pomoshch'yu algoritmov adaptivnoy obrabotki signalov (Digital array calibration using adaptive signal processing algorithms) // Telekommunikacii. № 2. 2021. S. 87–116 (in Russian).
- [14] Mano S., Katagi T. A method for measuring amplitude and phase of each radiating element of a phased array antenna // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 1982. V. 65. № 5. P. 58–64.
- [15] Takahashi T. Fast measurement technique for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56. № 6. P. 1888–1899.
- [16] Djigan V.I., Kurganov V.V. Antenna array calibration algorithm based on phase perturbation // 17-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, September 13 – 16, 2019. P. 29–33.
- [17] Djigan V.I., Kurganov V.V. Algoritm kalibrovki fazirovannoy antennoy reshyotki, ne trebuyushchij dostupa k signalam eyo elementov (Antenna array calibration algorithm without access to channel signals) // Izvestiya vysshih uchebnyh zavedenij. Radioelektronika. 2020. № 1. C. 3–20 (in Russian).
- [18] Leavitt M. K. A phase adaptation algorithm // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1976. V. 24. № 5. P. 754–756.
- [19] Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2001. V. 49. № 4. P. 517–525.
- [20] Kurganov V.V., Djigan V.I. Besfazovye algoritmy kalibrovki antennoy reshetok s minimal'nym chislom izmerenij vyhodnoj moshchnosti (Phase-less antenna array calibration algorithms with minimal number of output power) // Radiotekhnika. 2021. № 3. C. 96–108 (in Russian).
- [21] Kommutacionnyj 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 (in Russian).
- [22] Bondarik A.V., Shitikov A.M., Shubov A.G. Opyt ispol'zovaniya v mnogokanal'nyh fazirovannyh antennoy reshetkah poelementnyh metodov kalibrovki bez primeneniya fazometricheskoj 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 (in Russian).
- [23] He G., Gao X., Zhou H. Fast phased array calibration by power-only measurements twice for each antenna element // International Journal of Antennas and Propagation. Article ID 6432149. 2019. 10 p.
- [24] Long R., Yang F., Han W., Zhou L. Fast amplitude-only measurement method for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. V. 65. № 4. P. 1815–1822.
- [25] Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.