



МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ВСТРОЕННОГО КОНТРОЛЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

METHODS OF INCREASING THE EFFICIENCY OF THE INNER CALIBRATION SYSTEM FOR ANTENNA ARRAYS

УДК 621.396.6

ПРИХОДЬКО ДМИТРИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ
dee@org.miet.ru

PRIKHODKO DMITRY V.
dee@org.miet.ru

КУРГАНОВ ВЛАДИСЛАВ ВЛАДИМИРОВИЧ
vvk_30@mail.ru

KURGANOV VLADISLAV V.
vvk_30@mail.ru

ЛЯЛИН КОНСТАНТИН СЕРГЕЕВИЧ
ksl@miee.ru

LYALIN KONSTANTIN S.
ksl@miee.ru

ЧИСТЮХИН ВИКТОР ВАСИЛЬЕВИЧ
t1001483@org.miet.ru

CHISTYUKHIN VICTOR V.
t1001483@org.miet.ru

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, 1*

*National Research University of Electronic Technology
1 Shokin Square, Zelenograd, Moscow, 124498, Russia*

Известен быстрый алгоритм измерения амплитудно-фазовых искажений в каналах многоэлементных антенных решеток, основанный на применении шумоподобных последовательностей [1–4]. Однако современные системы имеют тенденцию к использованию широкополосных и сверхширокополосных сигналов. В этом случае становится важным калибровка не только на несущей частоте, но и во всей полосе. В работе представлен подход к расширению возможностей метода шумоподобной калибровки на многочастотный режим. Важной частью применения шумоподобного алгоритма является выбор калибровочных последовательностей. Выбирать калибровочные последовательности можно из двух крупных классов — шумоподобных или ортогональных последовательностей. При применении шумоподобных последовательностей с одной стороны снимаются жесткие требования на временную синхронизацию последовательностей, однако в измеренные амплитудно-фазовые коэффициенты вносится ошибка, связанная с взаимозависимостями внутри последовательностей одной длины. В работе представлен метод компенсации этой ошибки, позволяющий использовать шумоподобные последовательности с той же точностью, как и ортогональные.

Ключевые слова: антенная решетка; фазированная антенная решетка; система внутренней калибровки.

Fast algorithm for measuring amplitude-phase errors in active phased antenna arrays based on using pseudo-noise sequences has been introduced earlier [1–4]. Current trend is to use wideband and ultra-wideband signals. In this case it is important to calibrate APAA channels not only on center frequency but within full bandwidth. The paper presents an approach to expanding the use of fast calibrating algorithms to fullbandwidth characterization. Another important part of fast calibrating algorithm is choosing calibrating sequences set. There are two sequence classes — pseudo-noise or orthogonal. When using pseudo-noise calibrating sequences there are no strict requirements to timing synchronization but measurements have additional error due to mutual interference between sequences in one set. Decorrelation method canceling this error is introduced in this paper, so pseudo-noise sequences can be used with comparable accuracy as orthogonal sequences.

Keywords: antenna arrays; phased array; inner calibration system.

ВВЕДЕНИЕ

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) нашли широкое применение в таких системах, как радиолокация, связанные системы, системы зондирования земной поверхности и т. д. Преимущества использования АФАР хорошо известны, в том числе высокая надежность работы системы в целом при выходе отдельных каналов из строя, что особенно важно в необслуживаемых системах (космического базирования, например). Однако выход или ухудшение характеристик отдельных каналов приводит к ухудшению параметров АФАР. Известно [5], что при выходе из строя отдельных каналов в первую очередь ухудшается уровень подавления боковых лепестков; энергетический потенциал

АФАР и ширина основного лепестка ухудшаются значительно медленнее. Приемные антенны в радиолокации и системах зондирования земной поверхности, как правило, требуют подавления боковых лепестков при сохранении общей работоспособности АФАР.

Кроме того, современные продвинутые системы, использующие АФАР, часто имеют жесткие требования на диаграмму направленности решетки, что, в свою очередь, накладывает жесткие требования на каналы АФАР. Так, например, у радиолокатора зондирования земной поверхности TerraSAR-X, каждый из ее 384 приемно-передающих модулей должен обеспечивать заявленные характеристики с точностью 0,2 дБ/0,4° [1, 2].

Такая стабильность частотных характеристик каналов АФАР не может быть достигнута исключительно за счет качества использования высококачественной элементной базы, неизбежен уход параметров, связанный со скачками температуры, а также старение. Необходимо использовать систему калибровки, периодически измеряющую характеристики каналов АФАР, и на основании этих измерений компенсировать изменение параметров ДН.

Известен быстрый алгоритм измерения амплитудно-фазовых ошибок в каналах приемной АФАР [1–4], основанный на послышке через каналы АФАР тестового сигнала, модулированного специальной последовательностью c_i в каждом канале i . Выделение комплексной амплитуды \hat{a}_i i -го канала из общей суммы $s(t)$ проводится через свертку суммарного сигнала с последовательностью i -го канала c_i

$$\hat{a}_i = \frac{1}{T_{\text{seq}}} \int s(t) c_i^*(t) dt. \quad (1)$$

Эта свертка производится уже над цифровым сигналом и может быть реализована как цифровой фильтр.

Обобщенная структура приемной АФАР с системой встроенного контроля приведена на рис. 1.

Аналогичный подход можно применять и для передающей АФАР, чтобы не было необходимости в каждый канал ставить АЦП.

Для подачи тестового сигнала в каждый канал приемной АФАР необходимо использовать либо дополнительный распределитель (делитель), либо предусмотреть источник сигнала в каждом отдельном канале. В передающей АФАР для сбора суммарного сигнала также необходимо предусмотреть сумматор. Это может оказаться дорогостоящим решением (особенно, если это модернизация существующей системы) и можно воспользоваться отдельно стоящим источником для приемной АФАР или зондом для передающей АФАР. В этом случае для учета влияния пространства необходимо знать направление на источник (зонд) и расстояние до него и полную модель антенной решетки. Абсолютные значения измеренных амплитуд каналов в этом случае не будут достоверными (из-за возможной многолучевости, неточного значения расстояния до антенной решетки или иных факторов), но относительные значения между каналами будут измерены с высокой точностью, т. к. измерения проводятся в один и тот же момент времени.

МНОГОЧАСТОТНАЯ КАЛИБРОВКА

Предложенная многочастотная калибровка определяет комплексную амплитуду не только на центральной несущей частоте, но и в заданном наборе частотных точек в рабочей полосе, причем также за одно измерение. Многочастотная калибровка имеет значение, если система с АФАР используется вместе с новыми перспективными алгоритмами, например, алгоритмами суперразрешения (MUSIC, ESPRIT) или с цифровым адаптивным диаграммообразованием, которым важно для достижения целевых параметров знать амплитудно-частотные характеристики каналов во всей полосе.

При многочастотной калибровке тестовый сигнал представляет собой набор комплексных экспонент с K различными частотами f_k . Так же как и при одночастотном методе, тестовый сигнал модулируется последовательностью i -канала $c_i(t)$, так что сигнал от i -го канала до сумматора выглядит как

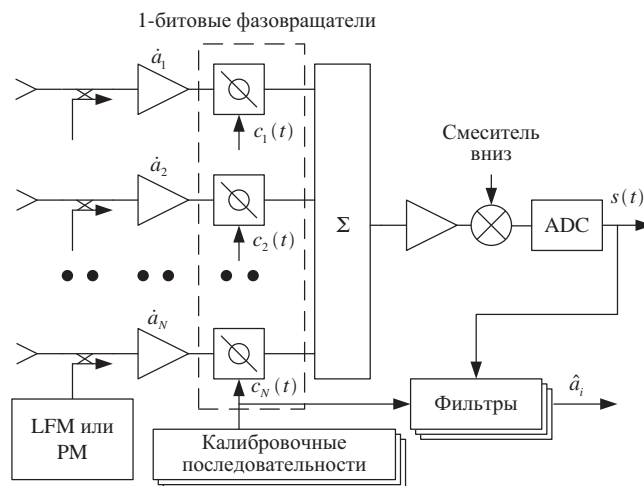


Рис. 1. Обобщенная структура приемной АФАР с системой встроенного контроля

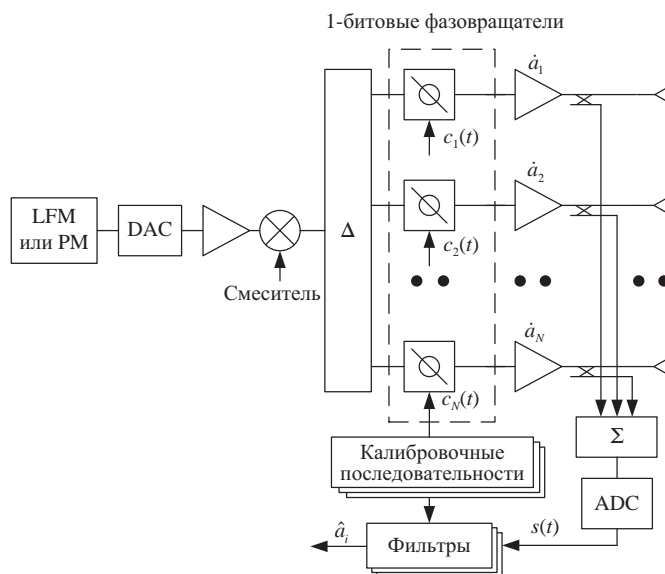


Рис. 2. Обобщенная структура передающей АФАР с системой встроенного контроля

$$s_{\text{seq}i}(t) = c_i(t) \sum_{k=1}^K \exp(j2\pi f_k t). \quad (2)$$

Измеренная комплексная амплитуда i -го канала на k -ой частоте определяется как

$$\hat{a}_{ik} = \frac{1}{T_{\text{seq}}} \int s(t) c_i^*(t) \exp(-j2\pi f_k t) dt, \quad (3)$$

где $s(t) = \sum s_{\text{seq}i}(t)$ — суммарный сигнал до АЦП.

Видно, что по сравнению с одночастотным методом, изменения касаются тестового сигнала и цифровой обработки. Это позволяет реализовать многочастотную калибровку в тех системах, где система внутренней шумоподобной калибровки уже есть.

Также изменяются предельные временные соотношения. Например, есть система с эффективной полосой частот 150 МГц и с АЦП с частотой дискретизации 300 МГц, в которой реализована система внутренней калибровки на центральной частоте. При проведении многочастотной калибровки в $k = 16$ частотных точках шаг сетки частот становится $\Delta f = 10$ МГц, т. е. длительность



одного символа калибровочной последовательности не может быть меньше $T_{\text{сум}} = 1/\Delta f = 100$ нс, что в $2 \cdot (K - 1)$ больше, чем в одночастотном случае. Однако эти цифры близки к типовому времени переключения современных фазовращателей, так что на данном этапе не являются ограничивающими.

В качестве эксперимента была проведена серия симуляций на приемной АФАР с 15 каналами на 16 частотных точках в полосе 150 МГц, в качестве кодового ядра использовались коды Уолша длиной 1024. Рассматривались два варианта частотных характеристик каналов — фильтры Баттерворта со случайной частотой среза и фильтры со случайной несимметричной частотной характеристикой. Симуляции показали работоспособность предложенного метода, а также выявили некоторые ограничения:

1. На рис. 3 показана работоспособность предложенного метода, в случае если снижение амплитуды канала не сильно ушло от номинального.

2. Если частотная характеристика канала имеет нелинейную фазочастотную характеристику и частотная точка находится в точке перегиба фазочастотной характеристики, то измеренное значение может быть ошибочным (рис. 4).

3. Если амплитудно-частотная характеристика имеет узкий провал или пик, то он тоже может потеряться (рис. 5).

4. На рис. 6 показано, что если коэффициент передачи в канале значительно меньше номинального, то точность измерений значительно падает и измеренный результат нельзя использовать в алгоритмах компенсации. В этом случае надо зафиксировать уровень, ниже которого считается, что канал просто не работает, и не использовать измеренное значение в дальнейших расчетах.

Показанные на рис. 4 и 5 эффекты возникают из-за свойств многочастотного калибровочного сигнала. Каждый частотный канал может быть представлен как фильтр с характеристикой $\sin x/x$, центрированный по измеряемой частотной точке. У характеристики $\sin x/x$ уровень боковых лепестков $-13,4$ дБ, т.е. соседние частотные каналы, несмотря на то что нули $\sin x/x$ попадают в центры соседних частотных каналов, все равно влияют друг на друга.

ДЕКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД

В качестве кодового ядра могут использоваться последовательности из двух больших классов — шумоподобные и ортогональные последовательности. Использование ортогональных

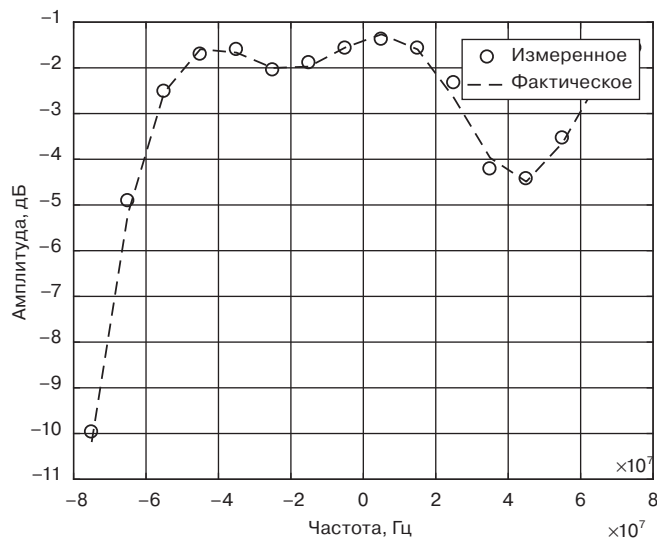


Рис. 3. Результаты симуляции — высокое качество

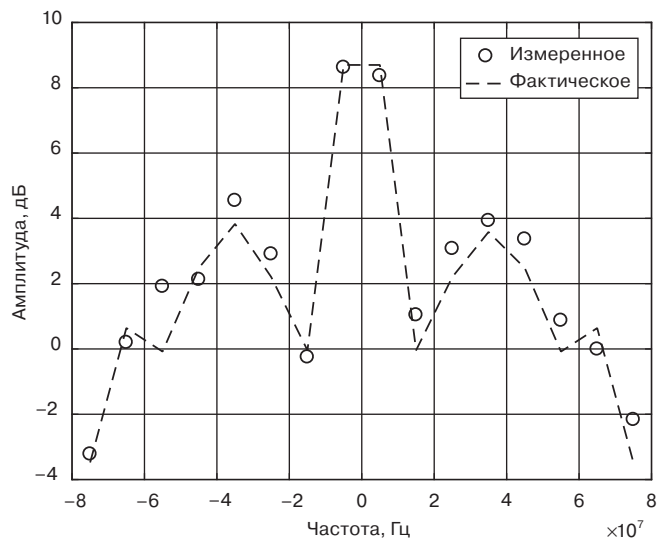
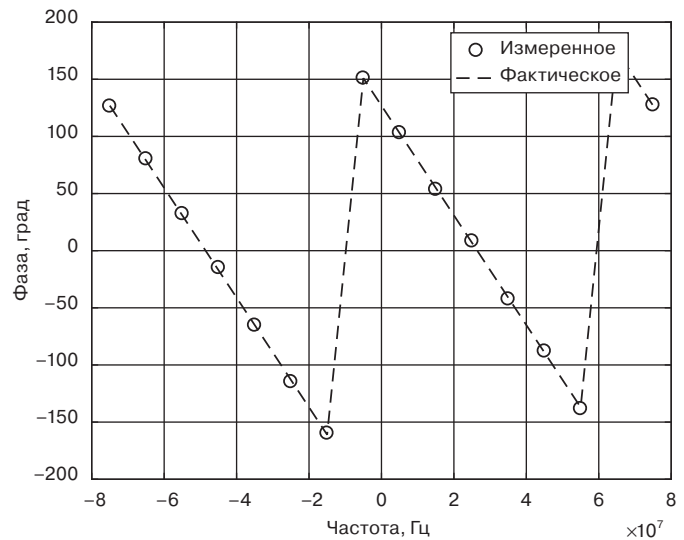
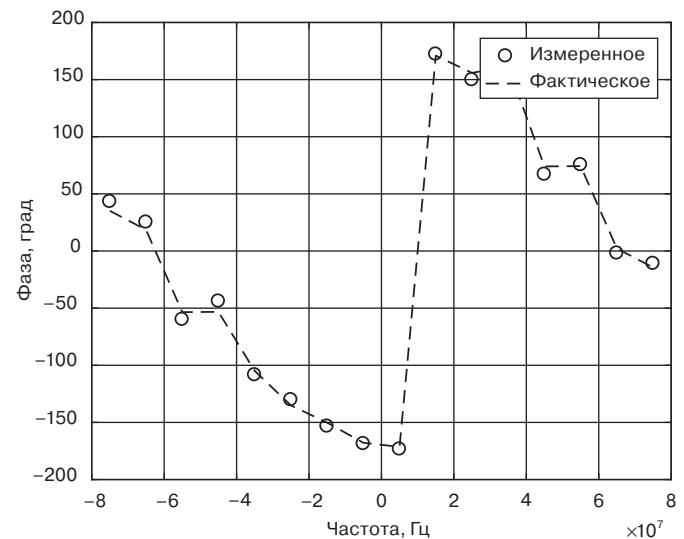


Рис. 4. Результаты симуляции — ошибки в отдельных частотных точках из-за нелинейности ФЧХ



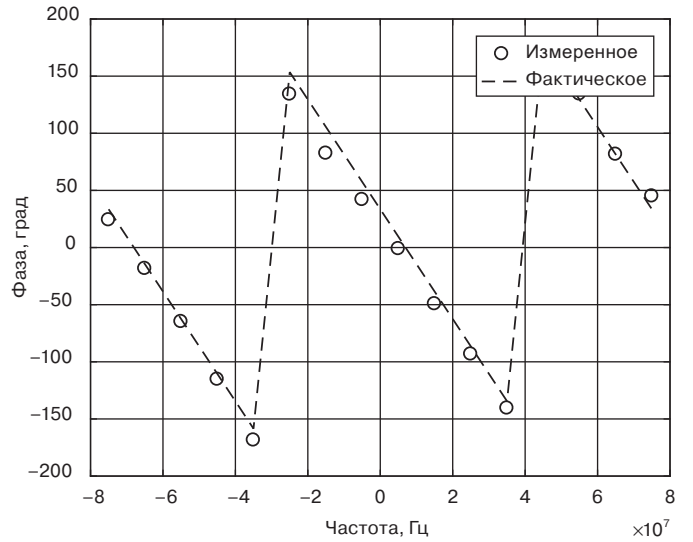
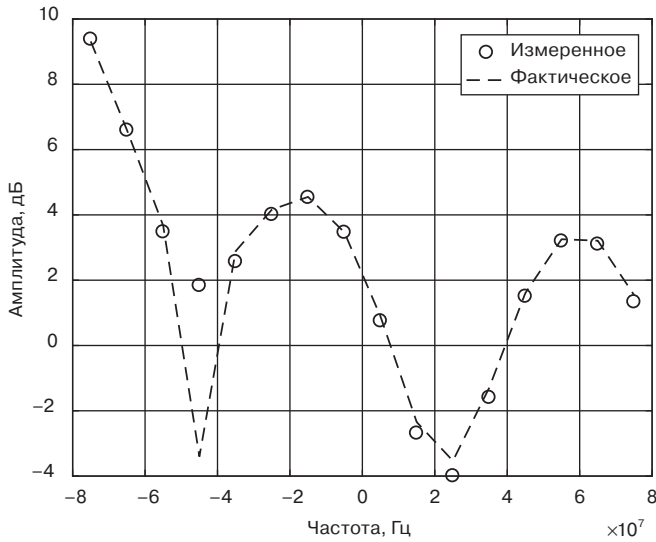


Рис. 5. Результаты симуляции — ошибки в узком провале АЧХ

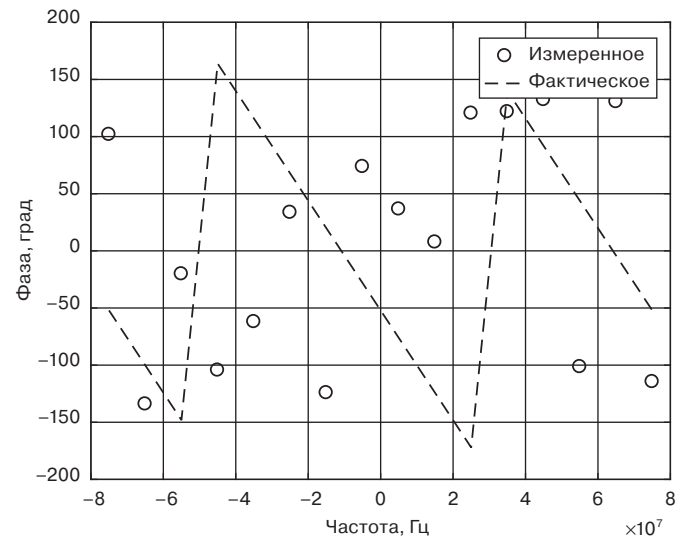
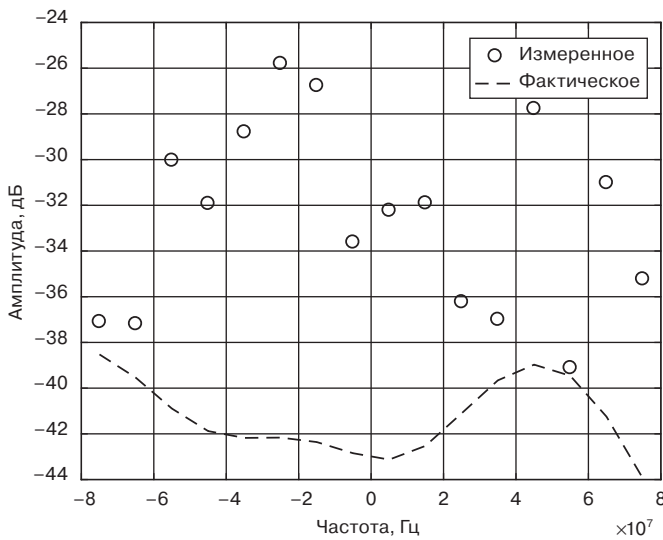


Рис. 6. Результаты симуляции — метод не работает

последовательностей (кодов Уолша) дает возможность измерения амплитудно-фазовых ошибок с точностью, ограниченной исключительно отношением сигнал/шум, приведенным к детектору (включая собственный шум ВЧ-части приемника и АЦП). Однако требуется обеспечить идеальную временную синхронизацию с точностью до такта оцифрованного суммарного сигнала между калибровочными последовательностями и детектором.

С другой стороны, использование шумоподобных последовательностей не требует точной временной синхронизации, однако в измерения вносятся дополнительные ошибки, связанные с взаимокорреляционными зависимостями внутри последовательностей. Можно описать измеренную комплексную амплитуду i -го канала как

$$\hat{a}_i = \dot{a}_i R_i(0) + \sum_{k \neq i} \dot{a}_k R_{ik}(0), \quad (4)$$

где $R_i(\tau) = \frac{1}{T} \int c_i(\tau) c_i^*(\tau-t) dt$ — нормированная автокорреляционная функция i -ой последовательности;

$R_{jk}(\tau) = \frac{1}{T} \int c_j(\tau) c_k^*(\tau-t) dt$ — нормированная взаимокорреляционная функция между i -ой и j -ой последовательностями.

Это выражение для всех каналов можно переписать в матричной форме

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{R}(0) \dot{\mathbf{a}}, \quad (5)$$

где $\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n]^T$ — вектор-столбец измеренных комплексных амплитуд; $\dot{\mathbf{a}} = [\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_n]^T$ — вектор-столбец реальных комплексных амплитуд; $\mathbf{R}(0)$ — сечение при $\tau = 0$ корреляционной матрицы

$$\mathbf{R}(\tau) = \begin{bmatrix} R_{11}(\tau) & R_{12}(\tau) & \dots & R_{1n}(\tau) \\ R_{21}(\tau) & R_{22}(\tau) & \dots & R_{2n}(\tau) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{n1}(\tau) & R_{n2}(\tau) & \dots & R_{nn}(\tau) \end{bmatrix}.$$

Это матричное уравнение представляет собой линейную систему уравнений, решением которой будет

$$\dot{\mathbf{a}} = \mathbf{R}^{-1}(0) \hat{\mathbf{a}}. \quad (6)$$



Применение этого выражения убирает влияние взаимокорреляции внутри системы шумоподобных последовательностей и позволяет использовать шумоподобные последовательности с такой же точностью, как и ортогональные, при этом не требуется точная синхронизация символов последовательностей с детектором.

Однако последовательности могут быть рассинхронизированы не только по отношению к детектору, но и по отношению друг к другу. В этом случае измеренные комплексные амплитуды могут быть выражены как

$$\begin{cases} \hat{a}_1 = \hat{a}_1 R_{11}(\tau_1 - \tau_1) + \hat{a}_2 R_{12}(\tau_1 - \tau_2) + \dots + \hat{a}_n R_{1n}(\tau_1 - \tau_n) \\ \hat{a}_2 = \hat{a}_1 R_{21}(\tau_2 - \tau_1) + \hat{a}_2 R_{22}(\tau_2 - \tau_2) + \dots + \hat{a}_n R_{2n}(\tau_2 - \tau_n) \\ \dots \\ \hat{a}_n = \hat{a}_1 R_{n1}(\tau_n - \tau_1) + \hat{a}_2 R_{n2}(\tau_n - \tau_2) + \dots + \hat{a}_n R_{nn}(\tau_n - \tau_n) \end{cases}$$

где τ_i — задержка i -й последовательности по отношению к какому-то выбранному опорному моменту времени. Или в матричной форме аналогично (5):

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{R}(\boldsymbol{\tau}) \mathbf{a}, \quad (7)$$

$$\text{где } \mathbf{R}(\boldsymbol{\tau}) = \begin{bmatrix} R_{11}(\tau_1 - \tau_1) & R_{12}(\tau_1 - \tau_2) & \dots & R_{1n}(\tau_1 - \tau_n) \\ R_{21}(\tau_2 - \tau_1) & R_{22}(\tau_2 - \tau_2) & \dots & R_{2n}(\tau_2 - \tau_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{n1}(\tau_n - \tau_1) & R_{n2}(\tau_n - \tau_2) & \dots & R_{nn}(\tau_n - \tau_n) \end{bmatrix} \quad \text{— выборка}$$

из корреляционной матрицы; $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n]^T$ — вектор-столбец задержек.

Аналогично (5) выражение (7) представляет собой линейную систему уравнений и ее решением будет

$$\mathbf{a} = \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\tau}) \hat{\mathbf{a}}. \quad (8)$$

В отличие от синхронного случая, $\mathbf{R}(\boldsymbol{\tau})$ может оказаться различным для разных измерений и ее необходимо каждый раз пересчитывать. Задержки $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ должны быть определены заранее, при этом если хотя бы одна из задержек определена неправильно, то применение (8) вместо повышения точности измерений ухудшает ее.

ВЫВОДЫ

Авторы считают, что в данной работе новыми являются следующие положения и результаты:

- предложен и проанализирован многочастотный метод шумоподобной калибровки;
- предложен и проанализирован декорреляционный метод, позволяющий использовать в системах внутренней калибровки шумоподобные последовательности с той же теоретически достижимой точностью, как и ортогональные, но без необходимости обеспечивать временную синхронизацию между калибровочными последовательностями и детектором с точностью до отсчета;
- применение предложенных методов повышения качества работы системы внутренней калибровки позволяет построение новых перспективных антенных решеток на базе АФАР с повышенной надежностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brautigam B., Schwerdt M., and Bachmann M. "Individual T/R Module Characterisation of the TerraSAR-X Active Phased Array Antenna by Calibration Pulse Sequences with Orthogonal Codes", in Proc. IGARSS, Barcelona, Spain, Jul. 23–28, 2007, pp. 5202–5205.
2. Marco Schwerdt, David Hounam, Josè-Luis Alvarez-Pères, and Thomas Molkenthin, "The Calibration Concept of TerraSAR-X: a Multiple-mode, High-resolution SAR", in Can. J. Remote Sensing, Vol. 31, № 1, pp. 30–36, 2005.
3. Bast D. "Pulse-coded Remote Calibration of an Active Phased Array System", U.S. Patent 7 446 698, Nov. 4, 2008.
4. Konstantin S. Lyalin, Dmitry V. Prikhodko and Vladislav V. Kurganov, "Approach to Use Pseudo-noise Sequences in Inner Calibration System of Active Phased Antenna Arrays", in Proceedings of the 2016 IEEE North West Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, EIconRusNW 2016; 2016. 425 p.
5. Watson W. H. *The Physical Principles of Wave-Guide Transmission and Antenna Systems*. Oxford. 1947.

НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА "ТЕХНОСФЕРА"



ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АТОМАРНЫМИ ФУНКЦИЯМИ И ВЕЙВЛЕТАМИ

В.Ф. Кравченко, Д.В. Чуриков

М: ТЕХНОСФЕРА, 2018. — 182 с.
ISBN 978-5-94836-506-0

Цена 975 руб.

Монография посвящена исследованию, развитию и разработке методов анализа физических систем на основе теорий атомарных, R- и WA-систем функций, построению алгоритмов обработки и моделирования процессов дистанционного зондирования и радиоастрономии с целью улучшения физических характеристик передачи, восстановления и распознавания многомерных сигналов. Рассматриваются новые весовые функции (окна) и фильтры с конечной импульсной характеристикой на их основе, а также ортогональные и аналитические вейвлеты.

Исследована обобщенная теорема отсчетов на основе атомарных функций и ее частные случаи. Разработан алгоритм синтеза многомерных функций с произвольной геометрией опорной области. Предложено и обосновано обобщение функции неопределенности по времени и частоте применительно к анализу сложных зондирующих сигналов.

Книга предназначена для научных работников, аспирантов и студентов, работающих в области цифровой обработки сигналов применительно к современным задачам радиофизики и радиотехники.

КАК ЗАКАЗАТЬ НАШИ КНИГИ?

☎ 125319, Москва, а/я 91; ☎ +7 (495) 234-0110; ☎ +7 (495) 956-3346; ✉ knigi@technosphera.ru, sales@technosphera.ru