КОМПЛЕКСНАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА КОРПУСЕ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.В. Ряполов, Д.А. Гредяев, О.В. Юрченко, Н.В. Фамбулов

Российский Федеральный Ядерный Центр – Всероссийский научно-исследовательский институт технической физики им. академика Е.И. Забабахина, Снежинск, Российская Федерация

Представлена модель антенной решетки, предназначенной для приема сигналов глобальных спутниковых радионавигационных систем. Особенность данной модели заключается в использовании нескольких этапов расчета: задание навигационных сигналов и помех, определение методами электродинамического моделирования характеристик антенных элементов решетки, расположенной на корпусе летательного аппарата, при падении на них электромагнитных волн с разных направлений; применение нескольких способов управления диаграммой направленности для максимизации мощности полезных сигналов и ослабления помех, задействование программной постобработки для первичной обработки навигационных сигналов с целью определения соотношения сигнал/шум.

Ключевые слова: спутниковая навигация, антенная решетка, диаграмма направленности, летательный аппарат, ГЛОНАСС, помеха.

COMPLEX MODEL OF AIRCRAFT GNSS ANTENNA ARRAY WITH DIGITAL BEAMFORMING

A.V. Ryapolov, D.A. Gredyaev, O.V. Yurchenko, N.V. Fambulov

Russian Federal Nuclear Center – Zababakhin All-Russia Research Institute of Technical Physics, Snezhinsk, Russian Federation

In this article a complex model of antenna array for global navigation satellite systems is presented. This model consists of several stages. First stage intended for creating GLONASS signals and interferences of different kind. Second stage performs electromagnetic calculations of antenna array elements located on aircraft surface. Third stage consists of several algorithms for digital beamforming which aim to maximize power of the navigation signals and suppress unwanted interferences. Last stage is a software-defined receiver where operations of acquisition and tracking are performed. Some results of calculations are also presented.

Keywords: global satellite navigation systems, antenna array, beamforming, aircraft, interference, MVDR, STAP.

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) часто применяются для управления подвижными объектами. В частности, в авиационной технике они предназначены для дополнения инерциальной системы навигации. Современные тенденции таковы, что развитие средств подавления навигационной аппаратуры потребителей (НАП) приводит к необходимости использовать помехозащищенные приемники спутниковой навигации. Наиболее эффективно повысить живучесть НАП можно при помощи антенных решеток (АР), которые позволяют решить две задачи: увеличить уровень полезных сигналов и ослабить воздействие возможных радиопомех, попадающих в рабочий диапазон частот. Первая задача решается путем формирования лучей диаграммы направленности (ДН) в сторону навигационных спутников. Вторая – созданием провалов (нулей) ДН в направлении помех.

Для предварительной оценки работы АР строятся различные расчетные модели, которые в любом случае не смогут учесть всех особенностей реальной аппаратуры и реального использования. Например, для авиационной техники, такой как беспилотные летательные

аппараты, стоит учитывать высокую маневренность объекта, особенности конструкции и специфику применения. Однако это не значит, что построение моделей является излишним. Чем больше деталей будет учтено при создании модели, тем более достоверным эквивалентом она может стать в работе с реальной аппаратурой.

В данной работе рассматривается модель антенной решетки для приема сигналов отечественной СРНС ГЛОНАСС, размещаемой на поверхности летательного аппарата. Ее краткая структурная схема показана на рис. 1.

Рис. 1. Структурная схема модели антенной решетки

Предварительно была рассчитана модель микрополоскового антенного элемента пригодного для работы в диапазоне L1 СРНС ГЛОНАСС (1590–1610 МГц). Далее антенные элементы были размещены в трехмерной модели фрагмента корпуса летательного аппарата. В данной работе приводится один из возможных вариантов размещения – плоская квадратная АР, которая заглублена со стороны боковой стенки цилиндра (рис. 2а).

Затем было выполнено численное моделирование полученной трехмерной конструкции с применением методов вычислительной электродинамики [1]. Целью проведенного моделирования было определение напряжений, которые возникают в портах антенн при воздействии на АР плоской волны правой круговой поляризации напряженностью 1 В/м в диапазоне частот 1500–1700 МГц. Пример амплитудно-частотных зависимостей наведенных напряжений при воздействии электромагнитной волны с направления $\theta = 40^\circ$, $\varphi = 60^\circ$ показан на рис. 2б.

Рис. 2. Антенная решетка СРНС на фрагменте корпуса летательного аппарата:
а – трехмерная модель для электродинамического расчета;
б – модуль напряжения в портах антенных элементов

Было выполнено электродинамическое моделирование при воздействии плоских волн с различных направлений, чтобы в последующих расчетах иметь разные варианты приема спутниковых навигационных сигналов и помех. Полученные комплексные частотные зависимости напряжений в портах учитывают усилительные и фазовые свойства антенн, а также особенности их расположения и взаимовлияния.

Далее были сформированы временные зависимости навигационных сигналов ГЛО-НАСС в диапазоне L1 [2]. Навигационные сигналы задавались как безразмерные зависимости с единичной амплитудой. Напряжение, создаваемое навигационным сигналом в порту антенны, вычислялось в результате перемножения его спектра и комплексной частотной зависимости напряжения. Суммарный сигнал на выходе k -го антенного элемента, V :

$$x_k(t) = \sum_{l=1}^L F^{-1}(h F(s_l(t)) U_k(\theta_l, \varphi_l, f)) + \sum_{m=1}^M F^{-1}(h F(i_m(t)) U_k(\theta_m, \varphi_m, f)) + n(t), \quad (1)$$

где $s_l(t)$ – навигационный сигнал l -го спутника; $i_m(t)$ – помеха от m -го источника; $U_k(\theta_l, \varphi_l, f)$, $U_k(\theta_m, \varphi_m, f)$ – частотные зависимости напряжения в порту k -го антенного элемента при приеме сигнала и помехи в соответствующих направлениях; F, F^{-1} – операции прямого и обратного преобразования Фурье; L, M – общее число спутниковых сигналов и помех соответственно; $n(t)$ – собственный шум антенны; h – масштабирующий множитель, который задает, чтобы при падении электромагнитной волны, переносящей навигационный сигнал, на антенну под углом 5° к горизонту в ее порту выделялась мощность -131 дБм [2].

В качестве воздействующих помех в рабочей полосе частот было использовано несколько вариантов: гармоническая (1600 МГц), шумовая (1590–1610 МГц), фазоманипулированная ($f_{\Phi M} = 500$ кГц), импульсная ($T_{\text{имп}} = 50$ мкс, заполнение 10 %). Расчет наводимых в портах антенн напряжений от помех выполнялся по тому же порядку, что и для навигационных сигналов.

Мощность собственного шума антенны с учетом использования входного полосового фильтра [2]:

$$P_n = kTB, \quad (2)$$

где k – постоянная Больцмана, T – температура антенны, К; B – ширина полосы рабочих частот, Гц. В данной модели полоса рабочих частот равна 20 МГц (1590–1610 МГц), что выражается в мощности шума, равно приблизительно -100 дБм. При этом мощности принимаемых навигационных радиосигналов значительно меньше и находятся в диапазоне около -130 дБм.

Дальнейший этап обработки сигналов выполнял их перенос в область промежуточной частоты (ПЧ) 0–20 МГц и усиление на 90–100 дБ, что соответствует показателям реальных радиоприемных устройств для СРНС.

На следующем этапе модели сформированные сигналы от антенных элементов АР подвергаются обработке, реализующей цифровое управления ДН. Было выбрано несколько часто встречающихся вариантов обработки сигналов в АР для СРНС, чтобы затем иметь возможность провести сравнительный анализ между ними по результирующему соотношению сигнал/шум (C/N_0).

Первый вариант управления ДН – задание линейных ограничений (Linear Constrained Minimum Variance, LCMV), позволяющее формировать луч в заданном направлении при одновременном задании $(N-1)$ независимых нулей, где N – число антенных элементов АР [3]. Задаваемые лучи могут быть применены для направления непосредственно на источник полезного сигнала – навигационный спутник, либо возможен вариант создания нескольких лучей, равномерно разбивающих верхнюю полусферу так, чтобы с ними пересекались направления приема спутниковых сигналов. Таким образом, все навигационные сигналы будут получать некоторое усиление. Во всех рассмотренных вариантах, кроме антенного компенсатора, применялось формирование четырех лучей, имеющих направления по углу места 40° и по азимуту $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ соответственно.

Весовые коэффициенты, позволяющие задать формирование луча и нулей, получаются из уравнения

$$Aw = C, \quad (3)$$

где $w = [w_1, w_2, \dots, w_m]^H$ – вектор весовых коэффициентов для m антенных элементов; $C = [1, 0, \dots, 0]$ – вектор условий задания лучей и нулей; A – матрица распределений фаз по антеннам для лучей и нулей в заданных направлениях, определяемая выражением

$$A = [v(k_s), v(k_{i1}), \dots, v(k_{in})]^H, \quad (4)$$

где $v(k)$ – распределение фаз в элементах антенной решетки; k_s, k_i – волновой вектор луча и нуля соответственно.

Решение этого уравнения имеет вид

$$w = A^H (AA^H)^{-1} C. \quad (5)$$

Формирование каждого из указанных четырех лучей предполагает получение весовых коэффициентов (5), поэтому для известного направления луча остается определить направление приема помехи. В рассматриваемой модели при задании помех направление формирования нуля устанавливалось вручную.

Соответственно, выходной сигнал луча AP определяется выражением

$$y = w^H X, \quad (6)$$

где $X = [x_1, x_2, \dots, x_m]^H$ – матрица векторов выборок сигналов от антенных элементов.

Второй вариант управления ДН основан на минимизации дисперсии шума при постоянном усилении в заданном направлении (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR, метод Кейпона) [3; 4]. Данный подход также использует линейные ограничения при формировании лучей, но при этом производит оценку сигнальной обстановки путем вычисления ковариационной матрицы сигналов [3]:

$$R_{xx} = XX^H. \quad (7)$$

В этом случае формирование весовых коэффициентов в ДН AP производится на основе обращения матрицы ковариации [5]:

$$w = \frac{R_{xx}^{-1} v(k_s)}{v(k_s)^H R_{xx}^{-1} v(k_s)}. \quad (8)$$

Третий вариант управления ДН – антенный компенсатор (АК), в котором одна из антенн AP используется как опорная, остальные – вспомогательные, применяемые для подавления $(N-1)$ помех. Сигналы от вспомогательных антенн подвергаются перемножению с весовыми коэффициентами. В отличие от предыдущих вариантов, где каждый луч формирует свой собственный выходной сигнал, для антенного компенсатора выходной сигнал один, который определяется как разность сигнала опорной антенны и суммы взвешенных сигналов вспомогательных антенн [6]:

$$y = x_1 - w^H X_a, \quad (9)$$

где x_1 – сигнал первой (опорной) антенны; $X_a = [x_2, x_3, \dots, x_m]^H$ – сигналы от остальных антенных элементов.

Оптимальные значения весовых коэффициентов АК по критерию минимума среднеквадратичного значения рассчитываются [6]:

$$w = R_a^{-1} d_{ra}, \quad (10)$$

где R_a^{-1} – обратная матрица ковариации сигналов вспомогательных антенн; d_{ra} – вектор ковариации между сигналом с опорной и вспомогательными антеннами.

Четвертый вариант также является АК, но в каналах вспомогательных антенн реализуется пространственно-временная фильтрация (Space-time Adaptive Processing, STAP), основанная на использовании многоотводных фильтров [5; 7; 8].

Последним вариантом цифрового управления ДН является метод многосигнальной классификации (Multiple Signal Classification, MUSIC), который основан на разложении матрицы ковариации сигналов на собственные вектора и собственные значения [6]:

$$R_{xx} = E \Lambda E^H, \quad (11)$$

где $E = [e_1, e_2, e_3, \dots, e_m]$ – матрица, составленная из собственных векторов матрицы R_{xx} ; Λ – матрица, у которой на главной диагонали в убывающем порядке расположены собственные значения матрицы R_{xx} .

Как было указано ранее, принимаемые сигналы СРНС оказываются значительно слабее собственного шума антенны, поэтому выходные сигналы антенных элементов при отсутствии помехи не коррелированы между собой. В этом случае расчет и разложение матрицы R_{xx} покажет, что собственные значения в матрице Λ имеют близкие значения. Когда же в АР принимается помеха, превышающая мощность шума, собственные значения будут отличаться в несколько раз. Этот признак используется для определения наличия помехи. Далее, зная о свойстве ортогональности собственных векторов, сигнальное пространство разделяется на подпространство помехи и подпространство шума и полезных сигналов. Каждый из собственных векторов является отдельной степенью свободы АР. Наибольшим собственным значениям соответствуют собственные вектора подпространства помехи, наименьшим – собственные вектора подпространства шума и навигационных сигналов [6]:

$$P_n = \sum_{i=1}^n e_i e_i^H, \quad (12)$$

$$P_{cu} = \sum_{i=n+1}^m e_i e_i^H, \quad (13)$$

где n – число степеней свободы, отведенных для определения подпространства помехи.

Подпространство шума и полезных сигналов P_{cu} является ортогональным по отношению к подпространству помехи P_n , поэтому умножение входных сигналов X на P_{cu} позволяет устранить присутствие помехи в выходном сигнале. Результирующие весовые коэффициенты, в которые дополнительно вводится формирование луча, рассчитываются по формуле [6]:

$$w = v(k_s) P_{cu}. \quad (14)$$

На рис. 3 показаны примеры нескольких нормированных ДН, получаемых после расчета весовых коэффициентов для различных методов цифрового управления ДН. Прямые, пересекающиеся ДН под разными углами – направления приема спутниковых навигационных сигналов с указанием заданной литерной частоты ГЛОНАСС. Пунктирной линией обозначено направление приема гармонической помехи мощностью –60 дБм. Рис. 3а показывает формирование четырех лучей методом LCMV при отсутствии помехи; 3б – ДН для антенного компенсатора; 3в – ДН для метода MVDR, 3г – ДН для метода MUSIC.

Полученные на этапе цифрового управления ДН АР при помощи одного из вышеприведенных способов выходные сигналы далее передаются на следующий этап, где реализуется первичная обработка навигационных сигналов: поиск по фазе дальномерного кода и доплеровскому смещению по частоте; демодуляция с использованием петель фазовой автоподстройки частоты и слежения за дальномерным кодом; интегрирование в корреляторах отслеживаемых сигналов. Для реализации этих процедур за основу взято построение программного навигационного приемника, который используется для постобработки ранее оцифрованных навигационных сигналов GPS и ГЛОНАСС [9; 10].

На рис. 4 приведены примеры поиска пика функции корреляции для различных комбинаций по сдвигу дальномерного кода и доплеровскому смещению. Первый график (рис. 4а) показывает корреляционный пик, обнаруживаемый в сигнале от одной из антенн в отсутствие помехи. Второй график (рис. 4б) показывает, что в случае присутствия помехи (гармоническая, –80 дБм) правильно обнаружить корреляционный пик невозможно. Третий график (рис. 4в) – результат обработки выходного сигнала АР методом LCMV, при помощи которого в направлении приема навигационного сигнала сформирован луч. Здесь заметно, что использование пространственной обработки уменьшает влияние некоррелированного шума и максимизирует значение функции корреляции.

Рис. 3. Примеры построения ДН АР:
а) метод с линейными ограничениями; б) антенный компенсатор;
в) метод минимума дисперсии шума; г) метод многосигнальной классификации

Рис. 4. Поиск корреляционного пика навигационного сигнала:
а) сигнал без помех; б) сигнал при воздействии гармонической помехи;
в) сигнал, когерентно усиленный в АР

Последним этапом в построенной модели выполняется численная оценка соотношения несущего сигнала к шуму [11], дБГц:

$$\frac{C}{N_0} = SNR + 10 \log_{10} \left(\frac{2 NBW}{f_s \tau} \right), \quad (15)$$

где NBW – ширина полосы шума, определяемая фильтром ПЧ; f_s – частота дискретизации; τ – длительность интервала интегрирования; SNR – отношение сигнал/шум, определяемое выражением, дБ [11]:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{I_{ACC}^2}}{2 Q_{ACC}^2} \right), \quad (16)$$

где I_{ACC} и Q_{ACC} – значения, накопленные в аккумуляторах в синфазной и квадратурной ветвях коррелятора в конце интервала интегрирования. Соответственно, $\overline{I_{ACC}^2}$ и Q_{ACC}^2 получа-

ются усреднением на некотором интервале времени возведенных в квадрат значений. Приведенные результаты получены при следующих значениях: $NBW = 20$ МГц, $f_s = 40$ МГц, $\tau = 1$ мс, интервал усреднения – 200 значений.

В качестве примера на рис. 5 показаны зависимости C/N_0 сигнала ГЛОНАСС с лите- рной частотой –5 при различных вариантах расчета модели АР. Воздействие помех задава- лось с направления $\theta = 70^\circ$ и $\varphi = 260^\circ$ (см. рис. 3). На рис. 6 приводится сравнение методов MVDR и STAP при различных типах помех.

Рис. 5. Зависимости соотношения C/N_0 сигнала ГЛОНАСС:
а) при отсутствии помех; б) при гармонической помехе –100 дБм;
в) при гармонической помехе –60 дБм

По рис. 5а можно сделать вывод, что при отсутствии помехи заметно, как за счет фор- мирования луча в сторону приема навигационного сигнала методы LCMV, MVDR и MUSIC дают прирост соотношения сигнал/шум на 5–6 дБ по сравнению с использованием антен- ного компенсатора, многоотводных фильтров (STAP) или отслеживанием сигнала от одной антенны без обработки.

Введение гармонической помехи (рис. 5б) показывает, что соотношение C/N_0 значи- тельно проседает при отсутствии обработки. При превышении помехи над шумом на 40 дБ (рис. 5в) становится заметно, что для сигнала без обработки значение C/N_0 меньше, чем тре- буется для выполнения слежения в навигационном приемнике. Метод MVDR показывает в данном случае наилучшие характеристики. Прочие методы дают уверенный прием сигнала на уровне 40 дБГц.

На основе приведенных на рис. 6 графиков можно заключить: методы пространствен- ной (MVDR) и пространственно-временной (STAP) обработки позволяют ослабить воздей- ствие помехи различного типа, чтобы иметь возможность выделить на их фоне маломощ- ные навигационные сигналы.

Рис. 6. Зависимости отношения C/N_0 сигнала ГЛОНАСС при воздействии различных помех мощностью -60 дБм при использовании:
а) метода MVDR; б) метода STAP

Предложенная комплексная модель позволяет эффективно оценивать работу АР для СРНС за счет объединения в себе этапов электродинамического расчета антенн на корпусе летательного аппарата, обработки радиосигналов, цифрового управления ДН, а также процедур первичной обработки навигационных сигналов, реализуемой в навигационных приемниках. Данный подход может применяться при разработке новых или анализе существующих образцов помехозащищенной НАП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ: учебник. М.: Солон-Пресс, 2017. 316 с., ил.
2. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с., ил.
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с., ил.
4. Chang, C.-L. Analysis of performance and implementation complexity of array processing in anti-jamming GNSS receivers // Electrical and Electronic Engineering.
5. STAP as a solution for hardware imperfections in multi-antenna GNSS receivers / E. P. Marcos [et al.]. DLR, 2016. URL: elib.dlr.de (дата обращения: 26.07.2019).
6. Zheng Y. Adaptive Antenna Array Processing for GPS Receivers. Master of Engineering Science Thesis. The University of Adelaide, South Australia. 2008. 115 p. URL: <https://digital.library.adelaide.edu.au> (дата обращения: 26.07.2019).
7. GNSS Space-Time Interference Mitigation and Attitude Determination in the Presence of Interference Signals // Sensors (Basel) / S. Daneshmand [et al.]. 2015. No. 15 (6). P. 12180–12204. URL: www.ncbi.nlm.nih.gov (дата обращения: 26.07.2019).
8. Hongwei Z., Baowang L., Juan F. Adaptive Beamforming Algorithm for Interference Suppression in GNSS Receivers // International Journal of Computer Science and Information Technology. 2011. Vol. 3, no. 5. P. 17–28. URL: ijcsit.com (дата обращения: 26.07.2019).
10. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver / K. Borre [et al.]. Boston: Birkhauser, 2007. 176 p.
11. Гаврилов А.И. Программный приемник ГЛОНАСС // Инженерный вестник. М.: МГТУ, 2012. № 9. URL: ainjournal.ru (дата обращения: 26.07.2019).
12. Badke B. What is C/N_0 and how it is calculated in a GNSS receiver? // Inside GNSS. 2009. URL: insidengnss.com (дата обращения: 26.07.2019).