

2. Нечаев Е. П., Трифонов А. П. Оценка площади пропадающего оптического изображения на фоне шумов // Автометрия.— 1987.— №3.— С. 18—21.

3. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех.— М.: Радио и связь, 1986.— 264 с.

4. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы.— М.: Сов. радио, 1977.— 432 с.

Воронежский госуниверситет.

Поступила в редакцию 24.03.04.

УДК 621.39

СЛЮСАР В.И., ТИТОВ И.В.

МЕТОД КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ КАНАЛОВ АКТИВНОЙ ЦАР

Предложен метод коррекции амплитудно-частотных характеристик передающих каналов цифровой антенной решетки в случае их неидентичности.

При использовании технологии цифрового формирования луча в антенных решетках не только на прием, но и на передачу (например, в связных приложениях) возникает необходимость в коррекции амплитудно-частотных характеристик передающих каналов активной ЦАР, типовая функциональная схема которой приведена на рис. 1. Однако до недавнего времени этому уделялось недостаточно внимания. Поэтому цель статьи — разработка метода коррекции характеристик передающих каналов активных ЦАР по излучаемым ими контрольным сигналам.

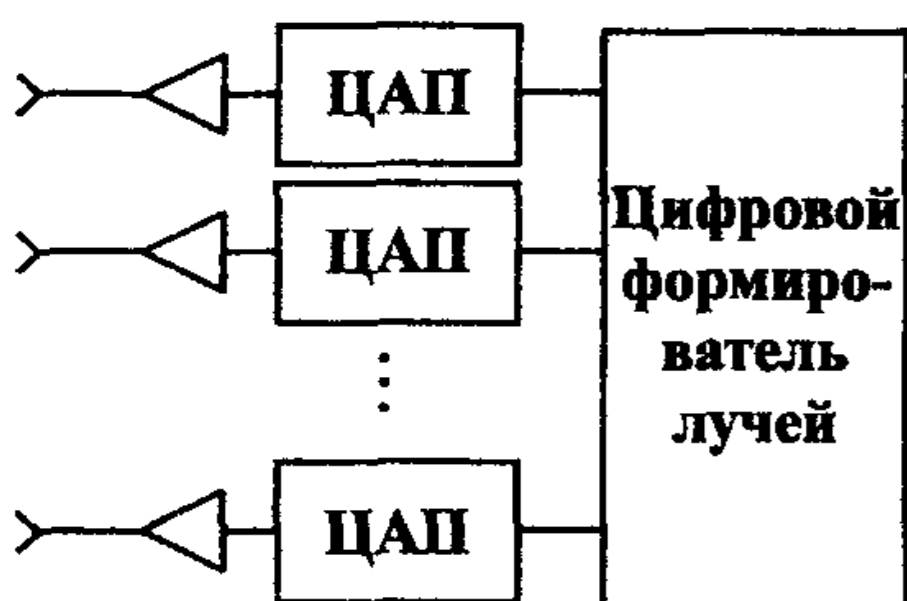


Рис. 1

Суть предлагаемой процедуры коррекции сводится к предварительному взвешиванию квадратурных составляющих напряжений сигналов, поступающих на цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), с помощью комплексных коэффициентов коррекции (КК), согласно выражению, аналогичному приведенному в [1—3] для плоской решетки

$$\tilde{U}_{rq_i}^c = U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^c - U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^s, \quad \tilde{U}_{rq_i}^s = U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^c + U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^s, \quad (1)$$

где $\alpha_{rq}^c, \alpha_{rq}^s$ — косинусная и синусная составляющие коэффициента коррекции отклика rq -го канала передающей ЦАР, расположенного в r -й строке q -го столбца; $U_{rq_i}^c, U_{rq_i}^s$ — нескорректированные квадратурные составляющие на-

пряжений сигналов, подаваемых на ЦАП в i -й момент времени, соответствующие требуемому фазоамплитудному распределению поля на раскрыве передающей антенной решетки; $\tilde{U}_{rq_i}^c, \tilde{U}_{rq_i}^s$ — скорректированные значения ортогональных составляющих напряжений сигналов, подаваемых на ЦАП.

Для расчета КК, входящих в (1), можно использовать оценки амплитудных составляющих сигналов, излучаемых передающей активной ЦАР, фазированной в направлении ее нормали. При этом сама процедура расчета КК, например, для плоской ЦАР из $R \times Q$ элементов может быть записана, аналогично [1—3], в виде:

$$\alpha_{rq}^c = \frac{A_{rq}^c \cdot V^c + A_{rq}^s \cdot V^s}{A_{rq}^{c^2} + A_{rq}^{s^2}}, \quad \alpha_{rq}^s = \frac{A_{rq}^c \cdot V^s - A_{rq}^s \cdot V^c}{A_{rq}^{c^2} + A_{rq}^{s^2}}, \quad (2)$$

где A_{rq}^c, A_{rq}^s — оценки амплитудных составляющих излучаемого rq -м каналом сигнала, $V^{c(s)}$ — квадратурные составляющие напряжений канала, выбранного в качестве эталонного (реперного).

Для измерения амплитуд излучаемых сигналов A_{rq}^c, A_{rq}^s предлагается воспользоваться идеей, положенной в основу систем связи типа MIMO (Multiple—Input—Multiple—Output). Здесь каждый парциальный канал передающей ЦАР при их совместном излучении рассматривается в качестве независимого источника сообщения [Bharath Vhooralam. MIMO Channel Capacity and space time coding.—http://www.ece.drexel.edu/courses/ECE-T612/Talks/V_Vhooralam.pdf]. При этом в роли измерителя передаточных характеристик активной решетки лучше всего использовать ту приемную систему, которая в дальнейшем будет взаимодействовать с тестируемой антенной. В частности, это может быть другая, приемная ЦАР, характеристики каналов которой предварительно скорректированы по методам, предложенным в [1—3]. В общем случае N передатчиков могут быть связаны с R приемниками ($R \geq N$). Рассмотрим далее именно такой случай.

Конечно, при таком подходе можно было бы питать каналы передающей ЦАР поочередно, перейдя к системе типа MISO (Multiple—Input—Single—Output), но существенно возрастает время тестирования, и в целом нельзя гарантировать, что параметры каналов не изменятся за время проверки. Кроме того, отдельная работа каналов на излучение не позволяет эффективно учесть их взаимное влияние. Возможная другая альтернатива, SIMO (Single—Input—Multiple—Output), предполагает использование в качестве измерителя не пассивной ЦАР, а одноканального приемника. При всей привлекательности такого решения в силу его дешевизны, следует учесть, что в данном случае возникают ошибки, обусловленные неидентичностью разностей хода сигналов с выходов

излучателей активной ЦАР по отношению к фазовому центру антенного элемента приемника. При использовании пассивной ЦАР эти ошибки исключаются за счет синфазного сложения напряжений во множестве каналов приема и формирования так называемого амплитудного многоканального анализатора.

Поскольку расстояние между излучателями в антенных решетках, как правило, не превышает нескольких длин волн несущей частоты, используемой для передачи, то для решения задачи измерения параметров сигналов, одновременно формируемых каждым антенным элементом испытываемой ЦАР, угловое разрешение источников в достаточно большом диапазоне дальностей в релеевском смысле неприменимо. Для их же сверхрелеевского разрешения по угловой координате при таком разнесе источников требуется слишком большое отношение сигнал/шум. По этой причине дальность действия ММО-систем незначительна и ограничивается обычно сотней метров.

Для повышения точности оценивания квадратурных составляющих амплитуд предлагается использовать в тестируемых передающих каналах ортогональные по частоте сигналы аналогично методу OFDM. При этом для всех передающих модулей задается одинаковая длительность фрейма OFDM, а допустимое число $T = K/N$ сигналов в каждом из них определяется отношением числа K точек БПФ, используемых для формирования в приемной ЦАР сетки частотных фильтров, к числу N тестируемых каналов передачи.

Существенно, что для предлагаемого здесь метода коррекции номиналы частот сигналов в каналах передающей ЦАР не должны повторяться, т. е. для каждого передающего канала назначается своя группа ортогональных частот, не перекрывающаяся с множеством частот остальных передатчиков. Выполнение этих условий позволяет осуществить отдельное измерение в приемной ЦАР квадратурных составляющих амплитуд сигналов, сформированных парциальными излучателями тестируемой активной решетки, при сколь угодно сильном их сближении по обобщенной угловой координате. Это обеспечивает возможность весьма значительного разнеса в пространстве тестируемой и измерительной ЦАР, ограниченного лишь требуемой точностью оценивания квадратурных составляющих (отношением сигнал/шум).

В режиме расчета искоемых коэффициентов коррекции предлагается подать на цифро-аналоговые преобразователи передающих каналов ЦАР одинаковые по амплитуде и фазе непрерывные сигналы. Расчет корректирующих коэффициентов для последующего внесения предискажений в передающие каналы будет осуществляться при условии тождества входных кодовых последовательностей, излучаемых в эфир по парциальным каналам активной ЦАР, а также в предположении, что частоты излучаемых сигналов и угловые направления их прихода на приемную ЦАР точно известны.

Для расчета квадратурных составляющих амплитуд представим отклики БПФ-фильтров, сформированных в одном канале приемной OFDM-системы, в виде

$$U = PA + n, \quad (3)$$

где A — вектор комплексных амплитуд сигналов,

$$P = \begin{bmatrix} V_1(f_1) & V_1(f_2) & V_1(f_3) & \dots & V_1(f_M) \\ V_2(f_1) & V_2(f_2) & V_2(f_3) & \dots & V_2(f_M) \\ V_3(f_1) & V_3(f_2) & V_3(f_3) & \dots & V_3(f_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ V_D(f_1) & V_D(f_2) & V_D(f_3) & \dots & V_D(f_M) \end{bmatrix}$$

— матрица АЧХ D используемых для приема пилот-сигналов БПФ-фильтров из T синтезированных ($D \leq T$),

$$V_i(f_m) = \left[\sin T[(i\pi/T) - f_m] \right] \times \left[\sin[(i\pi/T) - f_m] \right]^{-1}$$

— значение амплитудно-частотной характеристики синтезированного путем БПФ i -го частотного фильтра на частоте f_m , $m = 1, M$ — номер сигнала, f_m — частоты из множества заданных, выраженные в долях ширины характеристики фильтра БПФ.

При этом оценки амплитудных составляющих, соответствующие модели (3), несложно получить по методу максимального правдоподобия, дифференцируя по вектору неизвестных амплитуд A функцию невязок

$$L = (U - PA)^*(U - PA) = \min. \quad (4)$$

В результате решения соответствующего уравнения правдоподобия искомый вектор оценок амплитудных составляющих примет известный вид

$$A = (P^H P)^{-1} P^H U. \quad (5)$$

Если для приема OFDM-сигналов используется линейная ЦАР, и одновременно приходят сигналы от G передающих каналов тестируемой линейной активной решетки, то отклик такой OFDM-системы может быть представлен с помощью (4) при условии, что матрица P записана как

$$P = F[\otimes]V, \quad (6)$$

где $[\otimes]$ — символ блочного кронекеровского произведения,

$$F = \begin{bmatrix} F_1(x_1) & F_1(x_2) & \dots & F_1(x_G) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ F_R(x_1) & F_R(x_2) & \dots & F_R(x_G) \end{bmatrix}$$

— блок-матрица столбцов, составленных из значений характеристик направленности (ХН) вторичных пространственных каналов приемной ЦАР, полученных после цифрового диаграммообразования с помощью БПФ, в направлениях фазовых центров антенных элементов передающей ЦАР x_m ,

$$V = \begin{bmatrix} V_1(f_{11}) & \dots & V_1(f_{1M}) & V_1(f_{21}) & \dots & V_1(f_{2M}) & \dots & V_1(f_{G1}) & \dots & V_1(f_{GM}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_D(f_{11}) & \dots & V_D(f_{1M}) & V_D(f_{21}) & \dots & V_D(f_{2M}) & \dots & V_D(f_{G1}) & \dots & V_D(f_{GM}) \end{bmatrix}$$

— блок-матрица значений АЧХ D БПФ-фильтров для g -го направления на m -й частоте (f_{gm}).

После несложных преобразований матрица P в (6) получит свернутую запись

$$P = \begin{bmatrix} F_1(x_1) \tilde{V}_1 & \dots & F_1(x_G) \tilde{V}_G \\ \vdots & \dots & \vdots \\ F_{R_x}(x_1) \tilde{V}_1 & \dots & F_{R_x}(x_G) \tilde{V}_G \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\text{где } \tilde{V}_1 = \begin{bmatrix} V_1(f_{11}) & \dots & V_1(f_{1M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_D(f_{11}) & \dots & V_D(f_{1M}) \end{bmatrix}, \quad \tilde{V}_G = \begin{bmatrix} V_1(f_{G1}) & \dots & V_1(f_{GM}) \\ \dots & \ddots & \vdots \\ V_D(f_{G1}) & \dots & V_D(f_{GM}) \end{bmatrix}$$

Поскольку для всех G угловых направлений приема сигналов используются разные наборы ортогональных частот, выражение (6) не может быть упрощено заменой блочной модификации произведения Кронекера на его традиционный вариант, то есть нельзя применить запись $P = F \otimes V$, где матрица V тождественна P , входящей в (3).

Проверка работоспособности процедуры расчета квадратурных составляющих амплитуд излучаемых сигналов (5) с учетом матрицы P (6), (7) осуществлялась в пакете Mathcad. При этом контролировались амплитуды трехэлементной активной ЦАР, причем по каждому из тестируемых каналов имитировалось излучение 8 ортогональных по частоте сигналов. На рис. 2 приведен пример полученных в ходе моделирования результатов. Рис. 2а иллюстрирует распределение трех групп сигналов вдоль частотной оси по выходам 64-х БПФ-фильтров, синтезированных в каждом вторичном пространственном канале приемной ЦАР. На рис. 2б представлен пространственный отклик трехэлементной ЦАР, причем по горизонтальной оси отложены значения угловой координаты в градусах относительно нормали к решетке. На рис. 2в показан трехмерный вид результирующего отклика приемной ЦАР в координатах «угол—частота». При увеличении количества каналов в передающей ЦАР картина по угловой координате не претерпит существенных изменений по сравнению с рис. 2б, тогда как в частотной области множество ортогональных сигнальных групп увеличится.

Аналогично (6), (7), для плоской ЦАР из $R \times K$ антенных элементов с факторизуемыми ХН, которую имеет смысл использовать для контроля характеристик передающих каналов плоской активной ЦАР, получаем

$$P = Z [\otimes] V,$$

где матрица Z выражается через произведение Хатри—Рао в виде $Z = [F \blacksquare Q]$, \blacksquare — символ матричного произведения Хатри—Рао [4]; F, Q — соответственно матрицы ХН по азимуту x и углу места y , количество столбцов в которых

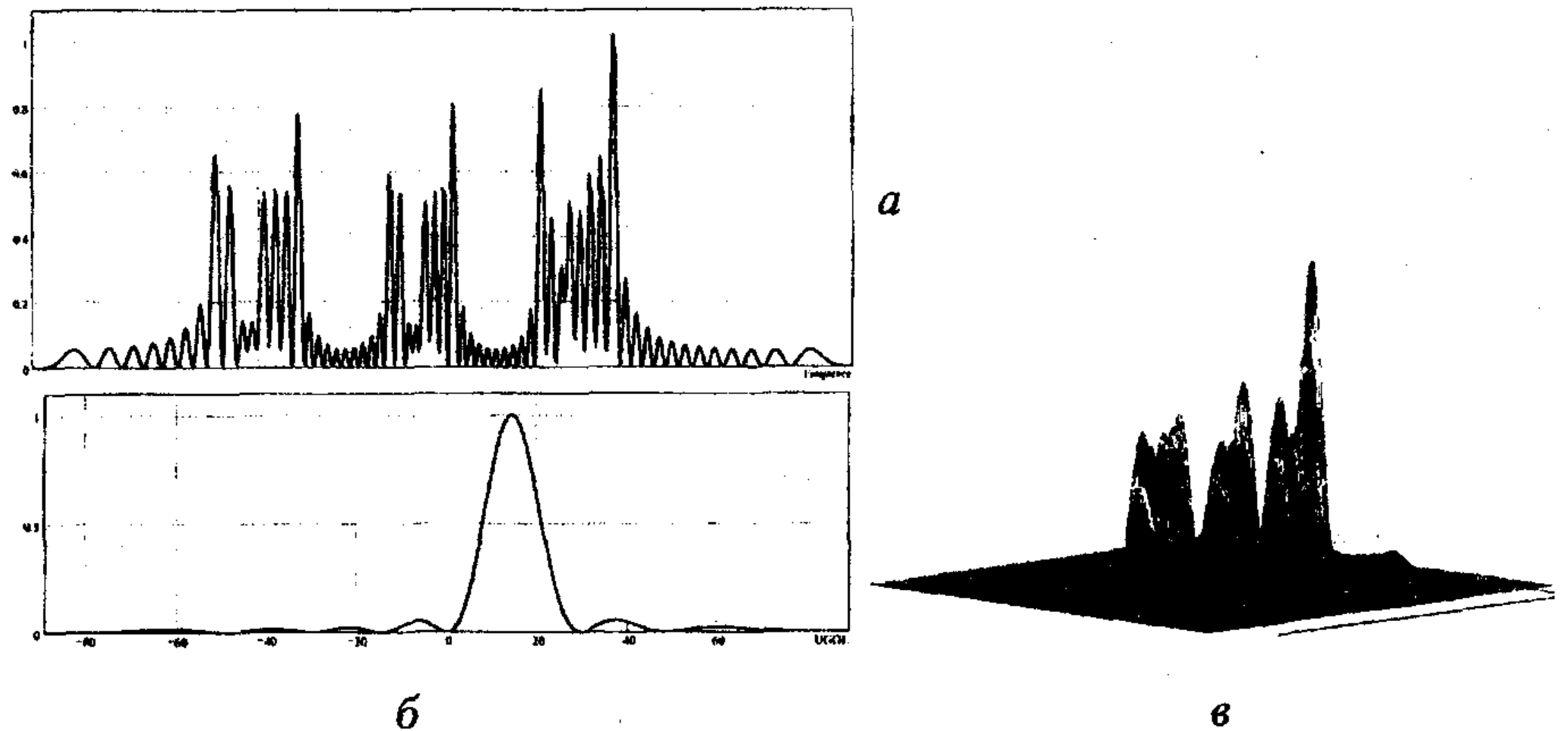


Рис. 2

равно числу G тестируемых передающих каналов активной ЦАР (направлений прихода сигналов)

$$F = \begin{bmatrix} F_1(x_1) & F_1(x_2) & \dots & F_1(x_G) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ F_R(x_1) & F_R(x_2) & \dots & F_R(x_G) \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} Q_1(y_1) & Q_1(y_2) & \dots & Q_1(y_G) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ Q_K(y_1) & Q_K(y_2) & \dots & Q_K(y_G) \end{bmatrix}$$

При этом

$$Z = [F \blacksquare Q] = \begin{bmatrix} F_1(x_1) \begin{bmatrix} Q_1(y_1) \\ \vdots \\ Q_K(y_1) \end{bmatrix} & F_1(x_2) \begin{bmatrix} Q_1(y_2) \\ \vdots \\ Q_K(y_2) \end{bmatrix} & \dots & F_1(x_G) \begin{bmatrix} Q_1(y_G) \\ \vdots \\ Q_K(y_G) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ F_R(x_1) \begin{bmatrix} Q_1(y_1) \\ \vdots \\ Q_K(y_1) \end{bmatrix} & F_R(x_2) \begin{bmatrix} Q_1(y_2) \\ \vdots \\ Q_K(y_2) \end{bmatrix} & \dots & F_R(x_G) \begin{bmatrix} Q_1(y_G) \\ \vdots \\ Q_K(y_G) \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Для коррекции характеристик передающих каналов по всей совокупности рабочих частот предусматривается циклическая процедура расчета комплексных КК путем последовательного изменения номиналов групп частот в тестируемых каналах. В последующем, при необходимости, может быть выполнено усреднение квадратурных составляющих КК по всей совокупности M рабочих частот

$$\alpha_{cor}^{c(s)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \alpha_{rqm}^{c(s)},$$

где $\alpha_{rqm}^{c(s)}$ — квадратурные составляющие коэффициентов коррекции, рассчитанные, согласно (2), по m -му пакету частот для rq -го передающего канала тестируемой ЦАР.

Такой подход можно назвать частотно-независимым, поскольку, в конечном счете, зависимость коэффициентов коррекции от частоты нивелируется. Он применим в сравнительно узкополосных системах связи, радиолокации. В связных задачах на основе OFDM-протоколов может использоваться альтернативный вариант, состоящий в формировании матрицы КК по запомненным для всех каналов и номиналов рабочих частот величинам $\alpha_{rqm}^{c(s)}$. При этом процедура коррекции сводится к поэлементному произведению матрицы КК и матрицы комплексных амплитуд сигналов перед подачей последних на вход обратного преобразования Фурье и ЦАП.

Особенностью предложенного метода коррекции является сквозной контроль не только передающей ЦАР, но и всей линии связи, включая приемные каналы тестирующей решетки. Вследствие этого можно компенсировать на передающей стороне влияние АЧХ приемного тракта тестирующей ЦАР, адаптивно изменяя амплитуду тех излучаемых сигналов, чьи частоты приходятся на срезы АЧХ приемных каналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Патент РФ на изобретение № 2103768. МПК H01Q 3/36, 29/10. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов плоской цифровой антенной решетки // Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. — Заявл. 16.10.92. — Оpubл. 27.01.98. — БИ № 3.

2. Слюсар В. И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне // Радиозлектроника. — 2003. — № 1. — С. 44—52. (Изв. вузов).

3. Slyusar V. I., Titov I. V. Correction of smart antennas receiving channels characteristics for 4G mobile communications // Proc. ICATT, 2003. — Vol. 1. — Sevastopol, 9—12 September 2003. — P. 374—375.

4. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами // Радиозлектроника. — 2003. — № 10. — С. 15—26. (Изв. вузов).

г. Киев.

Поступила в редакцию 25.11.03.

ТРИФОНОВ И. И., ШЕЛЕПЕНКО Ю. Ю., ШЕЛЕПЕНКО С. Ю.

АППРОКСИМАЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МИНИМАЛЬНО-ФАЗОВЫХ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Рассмотрены методика и примеры решения задачи аппроксимации АЧХ рекурсивных цифровых фильтров нижних частот с любым соотношением степеней полиномов числителя и знаменателя передаточной функции и заданной функцией гарантированного затухания в полосе задерживания.

Передаточные функции рекурсивных цифровых фильтров (РЦФ) описываются рациональными дробями с вещественными коэффициентами [1, 2]

$$H(z) = \left(\sum_{i=0}^N b_i z^{-i} \right) / \left(1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i} \right). \quad (1)$$

Дробь (1) имеет $N + M + 1$ варьируемых параметров (коэффициентов b_i и a_i), которые можно использовать для аппроксимации заданных частотных характеристик синтезируемых фильтров. Число элементов задержки (памяти) при прямой форме реализации передаточной функции (1) равно наибольшему из N и M значению.

При синтезе РЦФ нижних частот (НЧ) применяют билинейное преобразование $\Lambda = k(1 - z^{-1}) / (1 + z^{-1})$, где Λ — аналоговая нормированная комплексная переменная; k — постоянный вещественный коэффициент, а также известные решения задачи аппроксимации частотных характеристик аналоговых фильтров [3]. При использовании полиномиальных передаточных функций $K(\Lambda) = h / v_n(\Lambda)$, где h — постоянный вещественный коэффициент; $v_n(\Lambda)$ — полином Гурвица степени n [4], получаем такую передаточную функцию цифрового фильтра:

$$H(z) = b_0 (1 + z^{-1})^n / \left(1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i} \right).$$

Сопоставляя это выражение с (1), заключаем, что возможности варьирования коэффициентами числителя цифровой передаточной функции не используются.

При использовании табулированных решений [5, 6] для аналоговых фильтров с равноволновыми характеристиками затухания в полосе пропускания и изоэкстремальными в полосе задерживания, получаем такие передаточные функции: