

1. Плёткин В. Я., Кревецкий А. В. Обнаружение групповых точечных объектов с известной формой ассоциированного сплошного образа // Радиозлектроника.— 1992.— №4.— С. 66—73. (Изв. вузов).
2. Астафьева Н. М. Вейвлет анализ: основы теории и примеры применения. // Успехи физических наук. 1966.— Т. 166.— №11.— С. 1145—1170.
3. Mallat S. G. Multifrequency Channel Decompositions of Images and Wavelet Models // IEEE Transaction on acoustics, speech, and signal processing.— December 1989.— Vol. 37.— No.12.— P. 2091—2110.
4. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets / CBMS 61, Series of Applied Mathematics.— Philadelphia PA : SIAM Pr., 1992.— 573 p.
5. Харатишвили Н. Г., Чхеидзе И. М., Ронсен Д., Инджия Ф. И. Пирамидальное кодирование изображений.— М. : Радио и связь, 1996.— 192 с.

Московский авиационный ин-т.

Поступила в редакцию 09.09.2002.

УДК 621.39

СЛЮСАР В. И.

КОРРЕКЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО КОНТРОЛЬНОМУ ИСТОЧНИКУ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Предложены процедуры коррекции характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне.

Коррекция напряжений первичных каналов цифровой антенной решетки (ЦАР) проводится, как известно, с целью выравнивания комплексных коэффициентов передачи приемных трактов. В простейшем случае, для узкополосных задач, процедура коррекции может осуществляться по монохроматическому сигналу, источник которого относительно аппаратуры ЦАР является внешним либо внутренним (встроенным).

В настоящей статье рассмотрены методы коррекции характеристик приемных каналов, основанные на использовании внешнего источника контрольного сигнала, расположенного в ближней зоне антенной решетки.

Любая процедура коррекции состоит из двух этапов. На первом по юстировочному сигналу (ЮС) формируются коэффициенты коррекции, на втором — текущие значения комплексных амплитуд (ортогональных составляющих) выходных напряжений подвергаются взвешиванию с использованием рассчитанных ранее корректирующих коэффициентов (КК).

Предполагая, что ЮС имеет плоский волновой фронт, алгоритм расчета коэффициентов коррекции по серии из N цифровых отсчетов напряжений ЮС

по выходам плоской антенной решетки из $R \times Q$ элементов можно представить в виде [1]:

$$\alpha_{rq}^c = \frac{\sum_{i=1}^N \{V_{rq_i}^c \cdot \hat{a}_i^c + V_{rq_i}^s \cdot \hat{a}_i^s\}}{RQ \sum_{i=1}^N \{V_{rq_i}^{c^2} + V_{rq_i}^{s^2}\}}, \quad \alpha_{rq}^s = \frac{\sum_{i=1}^N \{V_{rq_i}^c \cdot \hat{a}_i^s - V_{rq_i}^s \cdot \hat{a}_i^c\}}{RQ \sum_{i=1}^N \{V_{rq_i}^{c^2} + V_{rq_i}^{s^2}\}}, \quad (1)$$

где α_{rq}^c , α_{rq}^s — косинусная и синусная составляющие коэффициента коррекции отклика rq -го первичного канала ЦАР, расположенного в r -й строке q -го столбца; R , Q — числа элементов решетки в строке и столбце соответственно;

$$V_{rq_i}^c = U_{rq_i}^c \cdot \cos(x_r + x_q) + U_{rq_i}^s \cdot \sin(x_r + x_q),$$

$$V_{rq_i}^s = U_{rq_i}^s \cdot \cos(x_r + x_q) - U_{rq_i}^c \cdot \sin(x_r + x_q),$$

$$x_r = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d_r \cdot \sin \beta \cdot \cos \varepsilon \left(r - \frac{R+1}{2} \right), \quad x_q = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d_q \cdot \sin \beta \cdot \sin \varepsilon \left(q - \frac{Q+1}{2} \right),$$

$U_{rq_i}^c$, $U_{rq_i}^s$ — квадратурные составляющие отклика rq -го первичного канала ЦАР в i -м отсчете времени; x_r , x_q — обобщенные координаты калибрующего источника относительно нормали ЦАР; λ — длина волны излучения калибрующего источника; d_r , d_q — расстояние между элементами решетки в строке и в столбце соответственно; β , ε — угловые координаты калибрующего источника относительно нормали решетки;

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q \left[U_{rq_i}^c \cdot \cos(x_r + x_q) + U_{rq_i}^s \cdot \sin(x_r + x_q) \right],$$

$$\hat{a}_i^s = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q \left[U_{rq_i}^s \cdot \cos(x_r + x_q) - U_{rq_i}^c \cdot \sin(x_r + x_q) \right].$$

Данная процедура расчета КК синтезирована на основе метода наименьших квадратов путем минимизации относительно неизвестных α_{rq}^c , α_{rq}^s функционала [1]:

$$F = \sum_{i=1}^N \left(\left[\tilde{U}_{rq_i}^c - a_{rq_i}^c \right]^2 + \left[\tilde{U}_{rq_i}^s - a_{rq_i}^s \right]^2 \right) = \min, \quad (2)$$

где $\tilde{U}_{rq_i}^c = U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^c - U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^s$, $\tilde{U}_{rq_i}^s = U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^c + U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^s$ — откорректированные квадратурные составляющие напряжений по выходу первичных каналов, $\alpha_{rq_i}^{c(s)}$ — требуемые квадратурные составляющие напряжений по выходу rq -го первичного канала в i -м отсчете времени, соответствующие заданному положению калибровочного источника относительно плоскости ЦАР.

Алгоритм собственно коррекции в рабочем режиме РЛС сводится к взвешиванию напряжений сигнальной смеси по закону [1]:

$$\tilde{U}_{rq_i}^c = U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^c - U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^s, \quad \tilde{U}_{rq_i}^s = U_{rq_i}^s \cdot \alpha_{rq}^c + U_{rq_i}^c \cdot \alpha_{rq}^s, \quad (3)$$

где $\tilde{U}_{rq_i}^c, \tilde{U}_{rq_i}^s$ — скорректированные значения соответствующих ортогональных составляющих в i -й момент времени.

При переходе от плоской к линейной ЦАР расчет по формулам (1), (2) упрощается, поскольку во входящих в них величинах $\alpha_{rq}^c, \alpha_{rq}^s, U_{rq_i}^c, U_{rq_i}^s$ следует опустить индекс q и приравнять нулю x_q :

$$V_{r_i}^c = U_{r_i}^c \cdot \cos x_r + U_{r_i}^s \cdot \sin x_r, \quad V_{r_i}^s = U_{r_i}^s \cdot \cos x_r - U_{r_i}^c \cdot \sin x_r,$$

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R [U_{r_i}^c \cdot \cos x_r + U_{r_i}^s \cdot \sin x_r],$$

$$\hat{a}_i^s = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R [U_{r_i}^s \cdot \cos x_r - U_{r_i}^c \cdot \sin x_r],$$

$$x_r = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \left(r - \frac{R+1}{2} \right) \cdot \sin \beta.$$

Аналогичным образом изменятся и соотношения (3):

$$\tilde{U}_{r_i}^c = U_{r_i}^c \cdot \alpha_r^c - U_{r_i}^s \cdot \alpha_r^s, \quad \tilde{U}_{r_i}^s = U_{r_i}^s \cdot \alpha_r^c + U_{r_i}^c \cdot \alpha_r^s. \quad (4)$$

Данный подход к выполнению процедуры коррекции прошел экспериментальную проверку на опытном макете РЛС с линейной 8-канальной ЦАР [2]. В качестве примера, подтверждающего его работоспособность, следует указать результат цифрового диаграммообразования на основе дискретного преобразования Фурье до коррекции характеристик первичных каналов (рис. 1а) и после нее (рис. 1б).

Специфической особенностью юстировочного сигнала при расположении его источника в ближней зоне является то обстоятельство, что вследствие незначительного удаления источника от антенной решетки, фронт волны не является плоским. Кривизна фронта, если не предпринять дополнительных мер,

войдет в корректирующие коэффициенты и явится причиной искажений сигналов. Во избежание этого перед формированием коэффициентов коррекции необходимо компенсировать обусловленный кривизной волнового фронта набег фаз.

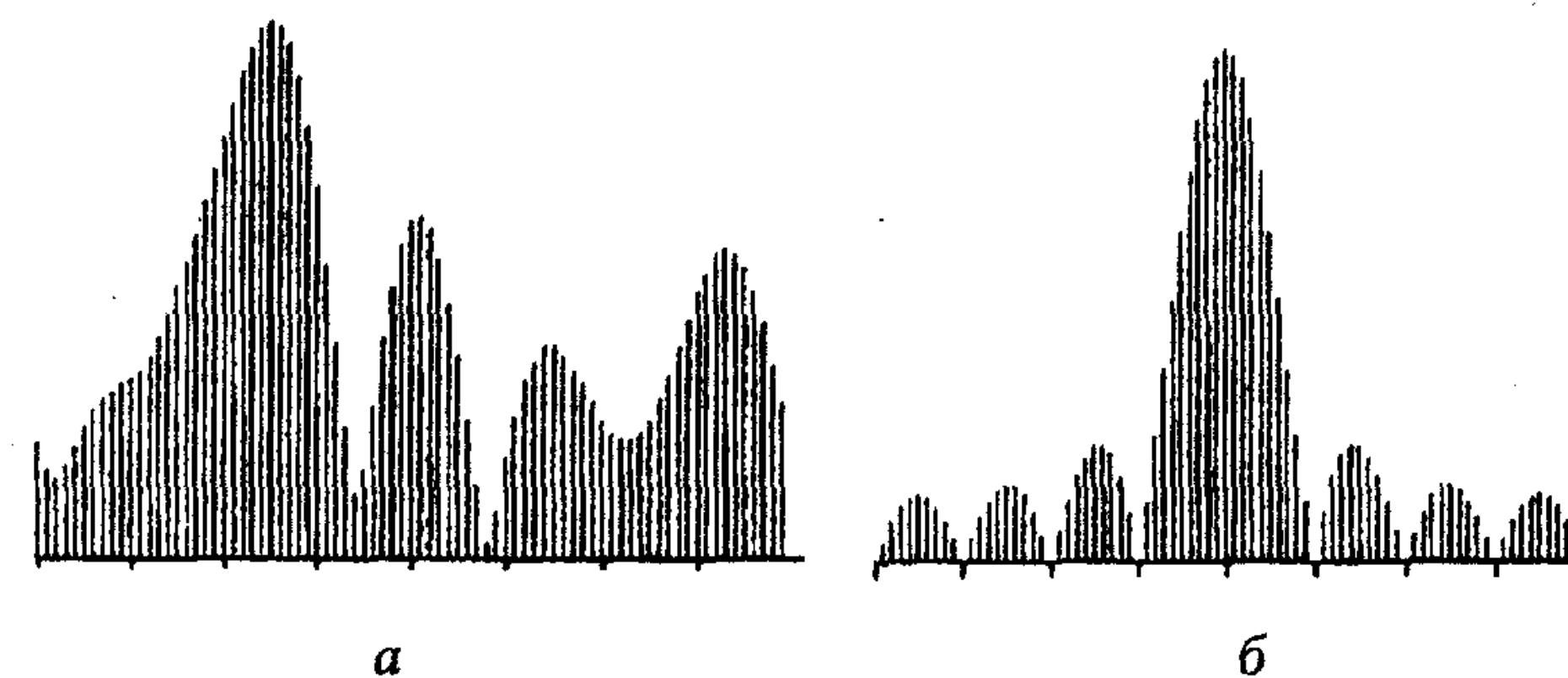


Рис. 1

В рабочем режиме, когда производится пеленгация источников, действующих в дальней зоне, коэффициенты коррекции должны быть ориентированы на плоский волновой фронт. Поэтому возникает задача разработать такой метод коррекции, при котором бы по ЮС искривленной волны осуществлялся расчет плосковолновых КК, а сама коррекция напряжений каналов в последующем осуществлялась по (3). При этом станет возможным использовать один и тот же алгоритм коррекции как для плоской волны в рабочем режиме (по сигналам из дальней зоны), так и в случае юстировки антенны.

В основе предлагаемого подхода лежит искусственное выравнивание фазового фронта юстировочного сигнала перед формированием коэффициентов коррекции путем компенсации соответствующего набега фаз, обусловленного искривлением волнового фронта. Для сокращения выкладок, поясняющих суть метода, примем допущение, что указанный набег фаз имеет квадратичный закон изменения, соответствующий сферической модели изофазных поверхностей волны юстировочного поля.

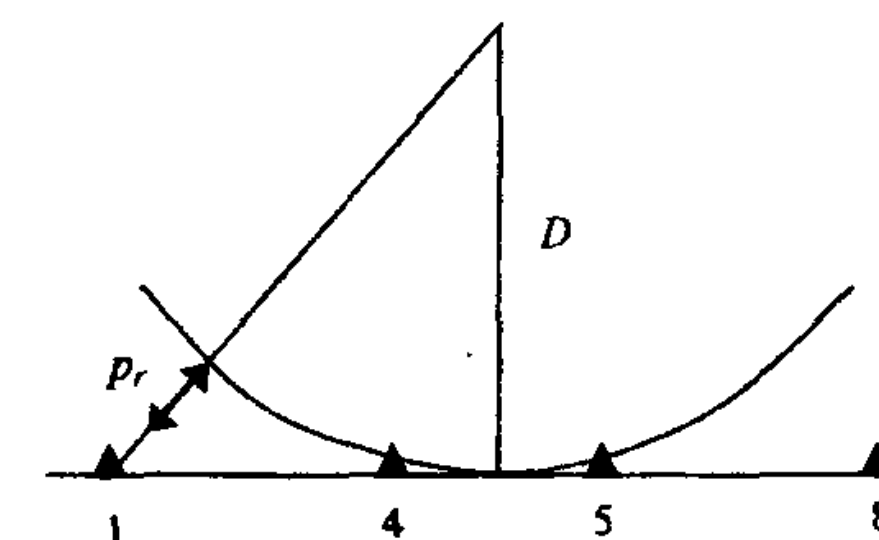


Рис. 2

Алгоритм расчета фазовых набегов в каналах линейной антенной решетки за счет кривизны волнового фронта в предположении его сферичности может быть получен на основе геометрических соотношений, приведенных на рис. 2, где D — расстояние от фазового

центра источника юстировочного сигнала до фазового центра антенной решетки, в качестве которого выбран ее центр симметрии, p_r — разность хода волны, обусловленная сферичностью волнового фронта, рассчитанная относительно фазового центра ЦАР.

Изменение разности хода волны по отношению к фазовому центру в зависимости от номера канала решетки для 8-элементной ЦАР приведено в табл. 1.

Таблица 1

Номер канала	p_r	Номер канала	p_r
1	$\sqrt{D^2 + 3,5^2 \cdot d^2} - D$	5	$\sqrt{D^2 + 0,5^2 \cdot d^2} - D$
2	$\sqrt{D^2 + 2,5^2 \cdot d^2} - D$	6	$\sqrt{D^2 + 1,5^2 \cdot d^2} - D$
3	$\sqrt{D^2 + 1,5^2 \cdot d^2} - D$	7	$\sqrt{D^2 + 2,5^2 \cdot d^2} - D$
4	$\sqrt{D^2 + 0,5^2 \cdot d^2} - D$	8	$\sqrt{D^2 + 3,5^2 \cdot d^2} - D$

Графически характер изменения указанной разности хода p_r для несущей 170 МГц при расстоянии до источника ЮС 100 м проиллюстрирован на рис. 3. По горизонтальной оси отложен номер канала, по вертикальной — разность хода p_r в метрах.

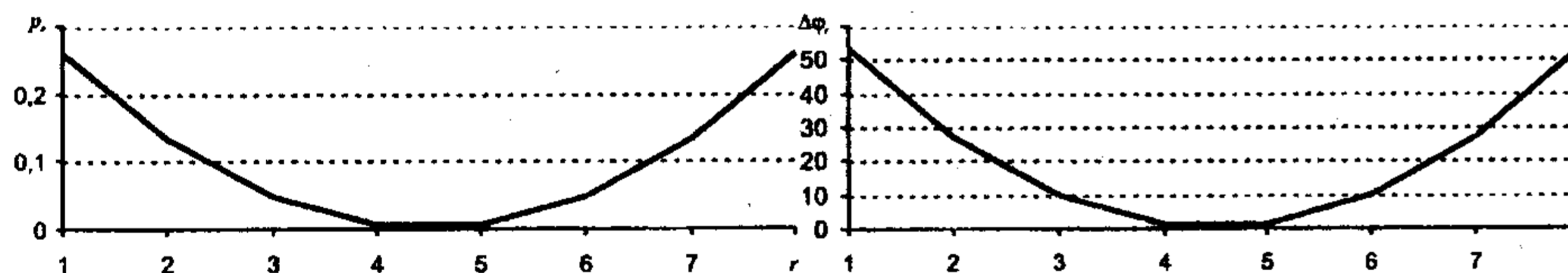


Рис. 3

Рис. 4

Учитывая, что фазовый набег на r -м элементе антенной решетки за счет кривизны фронта электромагнитной волны выражается в виде:

$$\Delta\varphi_r = \omega_r \cdot \Delta t = 2\pi f_r \cdot \frac{p_r}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot p_r,$$

где p_r — разность хода волны, приведенная в табл. 1, $r = 1, \dots, R$; R — число приемных каналов ЦАР.

В общем случае соотношение для фазового сдвига в r -м канале ЦАР, вызванного сферичностью волнового фронта, при четном числе элементов можно записать так:

$$\Delta\varphi_r = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left\{ \sqrt{D^2 + \left(r - \frac{R+1}{2}\right)^2 \cdot d^2} - D \right\}. \quad (5)$$

Значения $\Delta\varphi_r$ в градусах, соответствующие рис. 3, представлены на рис. 4. Перед использованием процедуры коррекции, рассчитанной на плоскую волну, остается предварительно повернуть комплексные отсчеты напряжений по фазе на величину, компенсирующую фазовый сдвиг, порожденный сферичностью волнового фронта, в соответствии с выражениями

$$\tilde{U}_r^c = U_r^c \cdot \cos(\Delta\varphi_r) - U_r^s \cdot \sin(\Delta\varphi_r), \quad \tilde{U}_r^s = U_r^s \cdot \cos(\Delta\varphi_r) + U_r^c \cdot \sin(\Delta\varphi_r). \quad (6)$$

Аналогичным образом могут быть рассчитаны компенсирующие фазовые поправки и для плоской ЦАР.

При условии, что в ходе юстировки, источник контрольного сигнала гарантированно располагается в вертикальной плоскости, проходящей через оптическую ось антенной решетки (на направлении ее нормали), количество операций предлагаемого способа коррекции может быть существенно сокращено. Дело в том, что при таком расположении источника его обобщенные координаты $x_r = x_q = 0$. В этом случае, например, для плоской ЦАР, расчет коэффициентов коррекции должен выполняться, согласно (1), с учетом

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q U_{rq}^c, \quad \hat{a}_i^s = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q U_{rq}^s, \quad V_{rq}^c = U_{rq}^c, \quad V_{rq}^s = U_{rq}^s.$$

В случае линейной ЦАР

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R U_r^c, \quad \hat{a}_i^s = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R U_r^s, \quad V_r^c = U_r^c, \quad V_r^s = U_r^s.$$

Присутствующая в выражениях для расчета коэффициентов коррекции операция суммирования квадратурных составляющих откликов первичных каналов оправдывает себя при незначительных неидентичностях их фазово-амплитудных характеристик. При больших же разбросах указанные суммы не отражают истинных значений отношения сигнал/шум на входе антенны и могут вовсе обратиться в ноль. Кроме того, подобное суммирование в любом случае усложняет процесс коррекции характеристик первичных каналов. С учетом сказанного, в ряде задач, в частности — на стадии изготовления опытных образцов, предпочтительной является коррекция фазово-амплитудных

характеристик первичных каналов не под средний (гипотетический) канал, а под какой-нибудь реальный приемник из имеющихся в составе решетки, выбранный в качестве эталонного, например, из соображений минимального коэффициента шума, отсутствия сбоев в работе цифровой части и т. п. В этом случае в расчетные соотношения для коэффициентов коррекции необходимо подставить значения $\hat{a}_r^c = U_{\text{эт}i}^c$, $\hat{a}_r^s = U_{\text{эт}i}^s$, где $U_{\text{эт}i}^c$, $U_{\text{эт}i}^s$ — квадратурные составляющие выходных напряжений эталонного канала в i -й момент времени.

В результате значения коэффициентов коррекции α_r^c , α_r^s вычисляются, аналогично (1), по N отсчетам напряжений контрольного сигнала в реперном канале $U_{s, \text{эт}}^{c(s)}$:

$$\alpha_r^c = \frac{\sum_{i=1}^N \{U_{\text{эт}i}^c \cdot U_{r_i}^c + U_{\text{эт}i}^s \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^N \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}}, \quad \alpha_r^s = \frac{\sum_{i=1}^N \{U_{\text{эт}i}^s \cdot U_{r_i}^c - U_{\text{эт}i}^c \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^N \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}}. \quad (7)$$

Таким образом, алгоритм коррекции приемных каналов по юстировочному сигналу в ближней зоне можно сформулировать следующим образом.

На этапе формирования коэффициентов коррекции:

1) измеряется расстояние D до источника ЮС в ближней зоне, расположенного на нормали к решетке;

2) рассчитываются фазовые набег $\Delta\varphi_r$ за счет кривизны фронта юстировочного сигнала по формуле типа (5);

3) в каждый момент времени отклик ЦАР на юстировочный сигнал доворачивается по фазе в соответствии с алгоритмом

$$\tilde{U}_{r_i}^c = U_{r_i}^c \cdot \cos(\Delta\varphi_r) - U_{r_i}^s \cdot \sin(\Delta\varphi_r), \quad \tilde{U}_{r_i}^s = U_{r_i}^s \cdot \cos(\Delta\varphi_r) + U_{r_i}^c \cdot \sin(\Delta\varphi_r);$$

4) рассчитываются коэффициенты коррекции по формулам (7), с учетом напряжений (6).

Собственно коррекция сигналов источников, расположенных в дальней зоне, в каждом временном отсчете проводится по алгоритму (4). В случае мобильных РЛС использование внешнего юстировочного сигнала не всегда представляется возможным, поэтому актуальна задача поддержки откорректированного с его помощью состояния характеристик приемных каналов ЦАР в течение длительного времени по встроенному источнику ЮС, в роли которого может использоваться штатный гетеродин приемной системы [2]. Следует отметить, что процесс расчета КК и юстировки ЦАР с помощью встроенного генератора пилот-сигнала имеет много общего с коррекцией по источнику в ближней зоне. В основу методики положено допущение о том, что постоянная времени нестабильности характеристик приемных каналов превышает вре-

менной интервал, необходимый для выключения источника сигнала в ближней зоне, подачи на вход решетки пилотного воздействия от встроенного возбуждателя и накопления массива его цифровых отсчетов с заданным объемом выборки. Такое допущение позволяет считать, что сразу после вычисления КК и юстировки ЦАР по сигналу в ближней зоне характеристики каналов какое-то время остаются неизменными. Поэтому в рамках решаемой задачи коррекции предлагается использовать в качестве эталонного массив отсчетов напряжений встроенного источника пилот-сигнала, полученный непосредственно после выполнения операций расчета «плосковолновых» КК по юстировочному источнику в ближней зоне.

При этом процедуре формирования КК и юстировке линейной ЦАР по пилот-сигналу должны непосредственно предшествовать расчет плосковолновых КК α_r^c , α_r^s для нужд рабочего режима по источнику в ближней зоне, загрузка их в цифровые приемные модули, выключение источника ЮС и включение встроенного генератора пилот-сигнала либо перевод в соответствующий режим гетеродина [2], формирование откорректированного по коэффициентам α_r^c , α_r^s массива отсчетов пилотного воздействия $U_{r, \text{эт}i}^{c(s)}$. Поскольку технологически сложно осуществить разводку пилот-сигнала с детерминированным распределением фазовых задержек по приемным каналам, далее следует рассчитать коэффициенты коррекции, «проецирующие» распределение откорректированных указанным образом напряжений пилотного воздействия $U_{r, \text{эт}i}^{c(s)}$ в последовательность, соответствующую идеальной плосковолновой ситуации приема. Данные коэффициенты будем называть «проецирующими» и обозначать в виде $\beta_{r_0} = \beta_{r_0}^c + j\beta_{r_0}^s$. Процедура расчета проецирующих коэффициентов $\beta_{r_0}^c$, $\beta_{r_0}^s$ идентична порядку формирования плосковолновых КК α_r^c , α_r^s для юстировочного источника в ближней зоне и может быть представлена в виде:

$$\beta_{r_0}^c = \frac{\sum_{i=1}^N \{U_{r, \text{эт}i}^c \cdot U_{r_i}^c + U_{r, \text{эт}i}^s \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^N \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}}, \quad \beta_{r_0}^s = \frac{\sum_{i=1}^N \{U_{r, \text{эт}i}^s \cdot U_{r_i}^c - U_{r, \text{эт}i}^c \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^N \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}},$$

где $U_{r_i}^{s(c)}$ — отсчеты напряжений r -го приемного канала в i -м моменте времени при воздействии встроенного пилот-сигнала.

Опираясь на первоначально рассчитанные («первичные») проецирующие коэффициенты, в дальнейшем процесс юстировки ЦАР с использованием

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА С ПОМОЩЬЮ КОМПЛЕКСА ПРОГРАММ ЕС-RTS-NANODEV

Описан комплекс программ моделирования резонансно-туннельных структур на уровне электрических моделей. Предложена методика идентификации параметров моделей по экспериментальным данным и результатам численного моделирования с помощью разработанного комплекса программ и приведен пример ее использования для резонансно-туннельного диода.

Исследование, разработка и проектирование приборов и схем нанoeлектроники практически невозможны без систем моделирования и автоматизированного проектирования [1]. Одной из таких систем является система NANODEV [2]. В настоящее время в нее входит три подсистемы моделирования нанoeлектронных приборов, а именно: одноэлектронных структур SET-NANODEV [3—5]; резонансно-туннельных структур (РТС) RTS-NANODEV и структур на эффекте квантовой интерференции QW-NANODEV [6]. В подсистему RTS-NANODEV включены три комплекса программ, а именно: моделирования РТС на уровне физико-топологических моделей [7]; моделирования РТС на уровне электрических моделей ЕС-RTS-NANODEV; моделирования структур, функционирующих на принципах самоорганизованного транспорта.

В данной статье описан комплекс программ моделирования РТС на уровне электрических моделей ЕС-RTS-NANODEV, а также методика идентификации параметров электрических моделей РТС по экспериментальным данным и результатам численного моделирования на примере резонансно-туннельного диода (РТД).

В основу комплекса ЕС-RTS-NANODEV положен ряд электрических моделей [8—9], а именно: нелинейная модель РТД; модель для анализа переходных процессов; универсальная модель двухбарьерных РТС; функционирующих и на новых механизмах самоорганизованного транспорта.

Комплекс содержит три основных модуля (рис. 1): обработка исходных данных (блок 1); расчет характеристик для стационарных режимов работы (блок 2); моделирование переходных процессов и спектральный анализ (блок 3).

Исходными данными для блока 1 является либо информация, полученная на этапе численного расчета с помощью комплекса программ физико-топологического моделирования, либо экспериментальные данные, в частности, ВАХ исследуемой РТС. Далее по указанной информации, задаваемой по опре-

внутреннего пилот-сигнала можно построить различным образом. В частности, один из вариантов предполагает запоминание произведений первичных проецирующих коэффициентов β_{r_0} на плоскостолновые КК α_r , рассчитанные по сигналу в ближней зоне, с последующей загрузкой результирующих величин $\xi_{r_0} = (\beta_{r_0}^c + j\beta_{r_0}^s)(\alpha_r^c + j\alpha_r^s)$ в качестве коэффициентов коррекции в цифровые приемные модули всякий раз перед подачей на входы приемных каналов пилот-сигнала. В результате использования коэффициентов ξ_{r_0} по выходу приемной аппаратуры будут формироваться напряжения $\tilde{U}_{r_i}^c = U_{r_i}^c \cdot \xi_{r_0}^c - U_{r_i}^s \cdot \xi_{r_0}^s$, $\tilde{U}_{r_i}^s = U_{r_i}^s \cdot \xi_{r_0}^c + U_{r_i}^c \cdot \xi_{r_0}^s$, откорректированные с учетом проецирующих коэффициентов β_{r_0} .

В последующем, при очередной юстировке по пилот-сигналу, должен определяться набор новых проецирующих коэффициентов $\Delta\beta_r$, учитывающих фактическое отклонение выходных напряжений приемных каналов, трансформированных в плоскостолновый массив по коэффициентам ξ_{r_0} , от эталонного их распределения, соответствующего идеально плоскому фронту электромагнитной волны. Далее остается вычислить произведения $\tilde{\alpha}_r = (\Delta\beta_r^c + j\Delta\beta_r^s)(\alpha_r^c + j\alpha_r^s)$ и загрузить их в цифровые приемные модули в качестве коэффициентов коррекции для нужд рабочего режима.

Процедура коррекции напряжений каналов в рабочем режиме при этом будет выглядеть так:

$$\tilde{U}_{r_i}^c = U_{r_i}^c \cdot \tilde{\alpha}_r^c - U_{r_i}^s \cdot \tilde{\alpha}_r^s, \quad \tilde{U}_{r_i}^s = U_{r_i}^s \cdot \tilde{\alpha}_r^c + U_{r_i}^c \cdot \tilde{\alpha}_r^s.$$

Таким образом, рассмотренный подход позволяет лишь эпизодически (при регламентных работах) использовать внешний близкорасположенный источник ЮС для коррекции характеристик приемных каналов ЦАР, что существенно упрощает эксплуатацию РЛС и повышает качество их функционирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Патент Российской Федерации № 2103768 МПК H01Q3/36, G 01 R 29/10. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов плоской цифровой антенной решетки.— Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф.— Оpubл. 27.01.98. Бюл. № 3.
2. Slyusar V. I. A way of correction of DAA receiving channels characteristics using the heterodyne signal // Proc. ICATT-99.— Sevastopol.— September 8—11, 1999.— P. 244—245.

г. Киев.

Поступила в редакцию 29.03.2001.