

МЕТОД КОРРЕКЦИИ КВАДРАТУРНОГО РАЗБАЛАНСА ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Предложен метод коррекции квадратурных неидентичностей приемных каналов цифровой антенной решетки, отличающийся минимумом вычислительных затрат.

Реализация потенциальных возможностей технологии цифрового диаграммообразования в радиолокации, системах сотовой связи третьего, четвертого поколений и других радиотехнических приложениях предполагает в качестве обязательного условия минимизацию аппаратных погрешностей, сопутствующих обработке сигналов. Одним из путей решения этой проблемы является применение специальных процедур коррекции характеристик приемных каналов, поскольку неидентичности их коэффициентов передачи неизбежно приводят к искажениям сигнальных массивов и, следовательно, к информационным потерям. В этом направлении в последнее время ведутся достаточно интенсивные исследования [1]. Однако, независимо от принятой структуры приемников, нагружаемых к антенным элементам (бесквadrатурная или квадратурная с ортогональными подканалами), до сих пор при разработке процедур коррекции характеристик приемных каналов цифровых антенных решеток (ЦАР) основное внимание уделялось компенсации их межканальных различий в амплитудных и фазочастотных характеристиках.

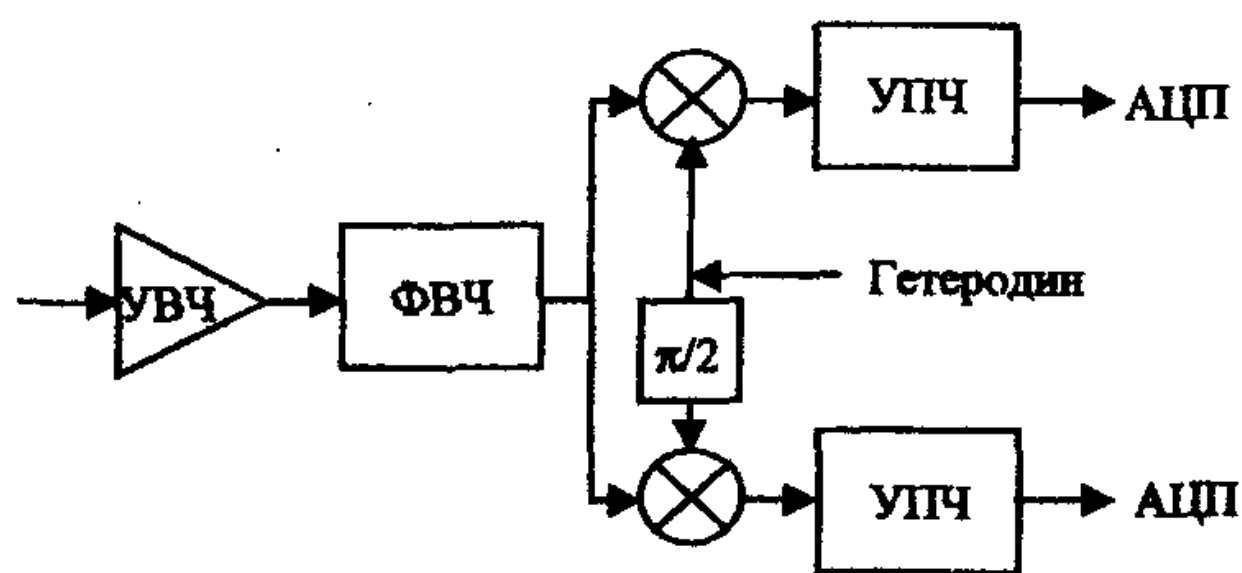


Рис. 1

В то же время при аналоговой ортогонализации сигналов, вариант реализации которой представлен на рис. 1, процедуры коррекции межканальных неидентичностей не позволяют достаточно полно устранить влияние различий в коэффициентах усиления квадратурных подканалов и нарушения их ортогональности. Такие возможности предоставляют лишь специальные процедуры коррекции квадратурного разбаланса [2]. Между тем, известный их арсенал отличается громоздкостью вычислений, затрудняющей реализацию в реальном времени при высокочастотной дискретизации сигналов.

Учитывая, что возможности квадратурного алгоритма обработки (рис. 1) значительно превосходят бесквadrатурную схему приема [2] в условиях широкополосных сигналов, целью статьи является разработка метода коррекции

Учитывая, что возможности квадратурного алгоритма обработки (рис. 1) значительно превосходят бесквadrатурную схему приема [2] в условиях широкополосных сигналов, целью статьи является разработка метода коррекции

неидентичностей квадратурных подканалов при аналоговой ортогонализации сигналов в приемном тракте цифровых антенных решеток, отличающейся незначительными аппаратными затратами на реализацию.

Как известно, в приемниках с ортогональными подканалами основными источниками погрешностей являются неидентичности коэффициентов усиления квадратурных сигналов и отклонение от $\pi/2$ вводимого в один из ортогональных подканалов фазового сдвига. В фазовую погрешность может быть также включено различие группового времени запаздывания сигналов.

Для получения алгоритма коррекции рассмотрим в качестве контрольного сигнала (КС) непрерывное гармоническое колебание, период T_0 которого связан с периодом такта АЦП T_{adc} соотношением

$$T_{adc} = T_0 (2n + 1) / 4, n = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

Если один из подканалов принять за опорный, записав напряжение на его выходе в виде

$$a_k(i) = a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c), \quad (2)$$

где k — номер пространственного канала, $i = 0, 1, 2, \dots, I-1$, I — число временных выборок АЦП, a_c, φ_c — амплитуда и начальная фаза сигнала, соответственно; f_c — частота контрольного сигнала; T_{adc} — период такта АЦП, то относительные неидентичности коэффициентов передачи квадратурных подканалов можно отобразить в выборках второго подканала как

$$b_k(i) = (\Delta + \Delta A) a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + (\Delta + \pi/2) + \varphi_c), \quad (3)$$

где Δ — фазовая погрешность расквадратурирования, ΔA — абсолютное значение амплитудного искажения.

Влияние внутриканальных погрешностей на ортогональные составляющие комплексной амплитуды напряжения k -го пространственного канала в i -м временном отсчете проверено с помощью разработанной в пакете MathCad программы, формирующей напряжения сигналов по алгоритмам (2), (3) и далее осуществляющей их цифровую фильтрацию по методу дополнительного стробирования отсчетов АЦП [3]. Результаты исследования приведены в табл. 1 и 2. В первой отражено влияние фазовой неидентичности ортогональных подканалов ($A = 1, \varphi = -\pi/8, \Delta\psi = \arctg(U^S/U^C) - \varphi$), во второй — амплитудной ($A = 1, \varphi = -\pi/8$), без учета внутренних шумов приемников. При этом строки, обозначенные символами U^C, U^S , соответствуют значениям квадратурных составляющих выходных напряжений цифровых фильтров дополнительного стробирования [3], строки U — их модулям, а ΔU — относительным погрешностям этих модулей.

На рис. 2 приведен график выборок АЦП идеального без искажений синусоидального сигнала (сплошная линия) и с квадратурными погрешностями (пунктир).

Таблица 1

Δ°	-18	-9	-4,5	0	4,5	9	18
U^c	26,949	28,424	29,038	29,564	29,999	30,34	30,733
U^s	-16,514	-14,483	-13,387	-12,246	-11,067	-9,858	-7,378
U	31,606	31,901	31,975	32	31,975	31,901	31,606
$\Delta U, \%$	-1,23	-0,31	-0,078	0	-0,078	-0,31	-1,23
$\Delta\psi$	-9	-4,5	-2,25	0	2,25	4,5	9

Таблица 2

$(1 + \Delta A)$	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3
$\Delta A, \%$	-30	-20	-10	0	10	20	30
U^c	25,13	26,608	28,086	29,564	31,042	32,521	33,999
U^s	-10,409	-11,021	-11,634	-12,246	-12,858	-13,47	-14,083
U	27,2	28,8	30,4	32	33,6	35,2	36,8
$\Delta U, \%$	-15	-10	-5	0	5	10	15
$\Delta\psi$	~0	~0	~0	~0	~0	~0	~0

Данные результаты свидетельствуют о том, что: фазовая квадратурная погрешность приводит к амплитудным и фазовым искажениям комплексной амплитуды сигнала; абсолютное значение фазового искажения комплексной амплитуды сигнала в два раза меньше значения фазовой квадратурной погрешности, по-видимому, за счет перераспределения ее по ортогональным подканалам; по этой же причине абсолютное значение амплитудного искажения комплексной амплитуды сигнала в два раза меньше значения амплитудной квадратурной погрешности; амплитудная квадратурная погрешность при-

водит, главным образом, к амплитудным искажениям результирующей комплексной амплитуды сигнала.

Для исключения влияния квадратурной неидентичности коэффициентов передачи приемников на комплексную амплитуду выходного сигнала будем использовать пару соседних во времени цифровых отсчетов квадратурных подканалов. Первым шагом реализации предлагаемого метода коррекции разбаланса квадратур является расчет фактической амплитудной и фазовой погрешностей по временным выборкам АЦП. Получим необходимые расчетные соотношения для оценивания фазовой (Δ) и амплитудной ($\Delta A^* = 1 + \Delta A$) неидентичностей.

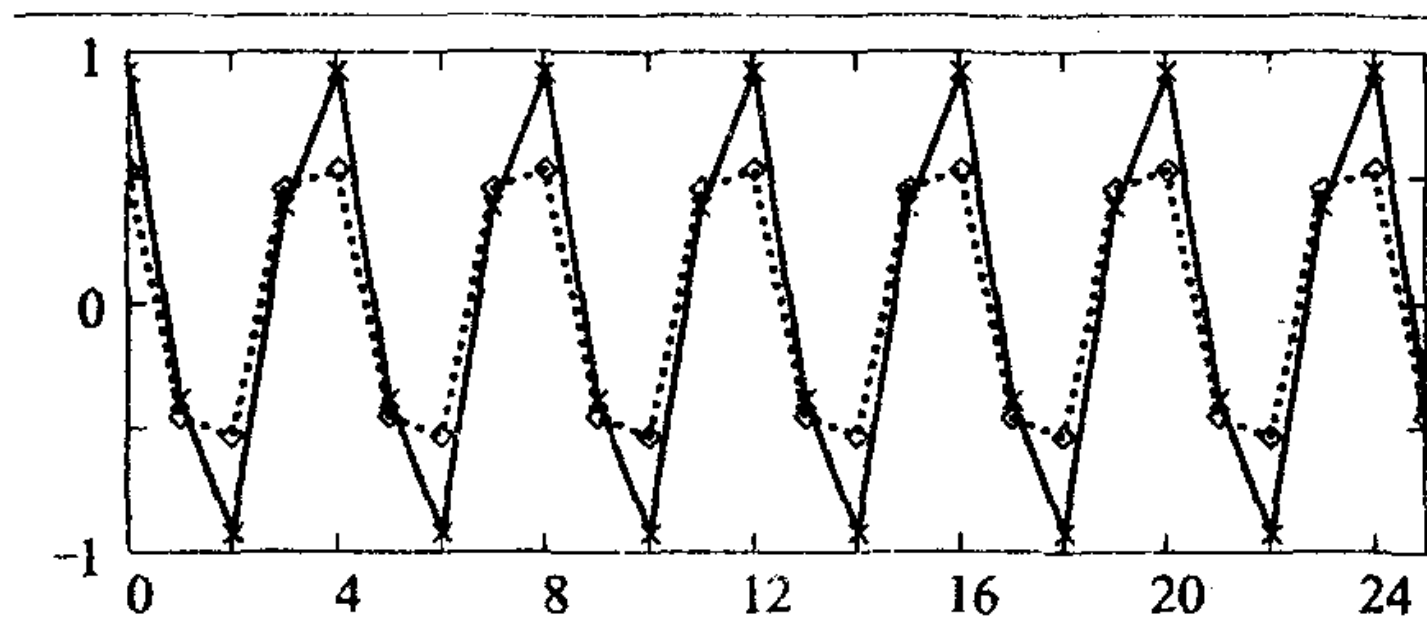


Рис. 2

Для этого запишем (2) для i -го и $(i + 1)$ -го временных отсчетов:

$$a_k(i) = a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c) \quad (4)$$

$$a_k(i+1) = a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + 2\pi f_c T_{adc} + \varphi_c) \quad (5)$$

Учитывая (1), и приняв в нем $n = 0$, $T_0 = 1/f_0$, получаем $2\pi f_c T_{adc} = \pi/2$ и переписываем (5) в виде

$$a_k(i+1) = a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c + \pi/2) = a_c \cos(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c) \quad (6)$$

По аналогии получим выражения для напряжений на выходе второго подканала в i -й и $(i + 1)$ -й отсчеты времени:

$$b_k(i) = \Delta A^* a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c + (\Delta + \pi/2)) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} b_k(i+1) &= \Delta A^* a_c \sin(2\pi f_c i T_{adc} + 2\pi f_c T_{adc} + (\Delta + \pi/2) + \varphi_c) = \\ &= \Delta A^* a_c \cos(2\pi f_c i T_{adc} + (\Delta + \pi/2) + \varphi_c). \end{aligned} \quad (8)$$

Возведем выражения (4), (6)—(8) для последовательных временных отсчетов напряжений ортогональных подканалов в квадрат и найдем попарные суммы квадратов временных отсчетов:

$$a_k^2(i) + a_k^2(i+1) = a_c^2 (\sin^2(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c) + \cos^2(2\pi f_c i T_{adc} + \varphi_c)) = a_c^2, \quad (9)$$

$$b_k^2(i) + b_k^2(i+1) = (\Delta A^*)^2 (\sin^2(2\pi f_c iT_{adc} + (\Delta + \pi/2) + \varphi_c) + \cos^2(2\pi f_c iT_{adc} + (\Delta + \pi/2) + \varphi_c)) = (\Delta A^*)^2 a_c^2. \quad (10)$$

Разделив (9) на (10), получим искомую амплитудную неидентичность

$$\Delta A^* = \sqrt{(b_k^2(i) + b_k^2(i+1)) / (a_k^2(i) + a_k^2(i+1))}.$$

Определим далее величину фазовой погрешности Δ . Используя тригонометрические тождества для $\sin(\alpha + \beta)$ и $\cos(\alpha + \beta)$, представим выражения (7), (8) в виде

$$\begin{aligned} b_k(i) &= \Delta A^* a_c \sin((2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) + \Delta) = \\ &= \Delta A^* a_c (\sin(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \cos \Delta + \\ &+ \cos(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \sin \Delta) = \Delta A^* (a_k(i+1) \cos \Delta - a_k(i) \sin \Delta) \end{aligned}$$

Полагая $\cos \Delta = 0$, запишем окончательно

$$b_k(i) = \Delta A^* (a_k(i+1) - a_k(i) \operatorname{tg} \Delta) / \cos \Delta. \quad (11)$$

Аналогичные выкладки для $b_k(i+1)$ позволяют записать

$$\begin{aligned} b_k(i+1) &= \Delta A^* a_c \cos((2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) + \Delta) = \\ &= \Delta A^* a_c (\cos(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \cos \Delta - \sin(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \sin \Delta) = \\ &= \Delta A^* (a_k(i) \cos \Delta + a_k(i+1) \sin \Delta) \end{aligned}$$

или

$$b_k(i+1) = -\Delta A^* (a_k(i) + a_k(i+1) \operatorname{tg} \Delta) / \cos \Delta. \quad (12)$$

Частное от деления (11) на (12) приводит к уравнению

$$\frac{b_k(i)}{b_k(i+1)} = -\frac{a_k(i+1) - a_k(i) \operatorname{tg} \Delta}{a_k(i) + a_k(i+1) \operatorname{tg} \Delta} = \frac{a_k(i) \operatorname{tg} \Delta - a_k(i+1)}{a_k(i) + a_k(i+1) \operatorname{tg} \Delta}.$$

Решая его относительно неизвестной $\operatorname{tg} \Delta$, получаем

$$b_k(i) a_k(i) + b_k(i+1) a_k(i+1) = \operatorname{tg} \Delta (b_k(i+1) a_k(i) - b_k(i) a_k(i+1)), \quad (13)$$

откуда

$$\Delta = \operatorname{arctg}((b_k(i) a_k(i) + b_k(i+1) a_k(i+1)) / (b_k(i+1) a_k(i) - b_k(i) a_k(i+1))).$$

Для усреднения оценок квадратурных неидентичностей по совокупности серии из I выборок можно воспользоваться методом наименьших квадратов.

Опираясь на выражения (9), (10), запишем функцию невязок для отыскания неизвестной ΔA^* следующим образом

$$F = \sum_{i=0}^{I-1} \left\{ b_k^2(i) + b_k^2(i+1) - (\Delta A^*)^2 (a_k^2(i) + a_k^2(i+1)) \right\}^2 = \min.$$

Приравняв нулю производную F по $(\Delta A^*)^2$, найдем

$$\Delta A^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{I-1} (b_k^2(i) + b_k^2(i+1))(a_k^2(i) + a_k^2(i+1))}{\sum_{i=0}^{I-1} (a_k^2(i) + a_k^2(i+1))^2}}.$$

Этот вариант является статистически оптимальной альтернативой простому усреднению вида

$$\Delta A^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{I-1} (b_k^2(i) + b_k^2(i+1))}{\sum_{i=0}^{I-1} (a_k^2(i) + a_k^2(i+1))}}.$$

На основании (13) составим функцию невязок для оценки $\text{tg } \Delta$:

$$F = \sum_{i=0}^{I-1} \left\{ b_k(i)a_k(i) + b_k(i+1)a_k(i+1) - (b_k(i+1)a_k(i) - b_k(i)a_k(i+1))\text{tg}\Delta \right\}^2 = \min.$$

Решая уравнение $\partial F / \partial \text{tg}\Delta = 0$, можно определить

$$\text{tg}\Delta = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} (a_k(i) \cdot b_k(i) + a_k(i+1) \cdot b_k(i+1))(a_k(i) \cdot b_k(i+1) - a_k(i+1) \cdot b_k(i))}{\sum_{i=0}^{I-1} (a_k(i) \cdot b_k(i+1) - a_k(i+1) \cdot b_k(i))^2}$$

и далее найти Δ .

Анализ полученных формульных зависимостей свидетельствует о том, что оценки фазовых неидентичностей ортогональных приемных подканалов не зависят от амплитудных неидентичностей и наоборот. Результаты проверки работоспособности алгоритмов оценивания квадратурных неидентичностей ортогональных приемных подканалов в пакете MathCad при отсутствии внутренних шумов приведены в табл. 3 (оценивание фазовой неидентичности Δ^*) и 4 (оценивание амплитудной неидентичности ΔA^*).

Используя полученные оценки квадратурных неидентичностей, далее предлагается в реальном масштабе времени проводить соответствующую коррекцию временных выборок, поступающих с АЦП на вход последующего цифрового сегмента приемного тракта. В связи с тем, что алгоритм находде-

ния оценок квадратурных неидентичностей получен в предположении ухода коэффициента передачи лишь одного из приемных подканалов, коррекцию временных выборок логично проводить в этом же подканале по каждому отсчету АЦП, в темпе их поступления.

Таблица 3

Δ°	-18	-9	-4,5	0	4,5	9	18
$\Delta^{*\circ}$	-18	-9	-4,5	0	4,5	9	18

Таблица 4

$(1 + \Delta A)$	0,7	0,8	0,9	0	1,1	1,2	1,3
ΔA^*	0,7	0,8	0,9	0	1,1	1,2	1,3

Для нахождения алгоритма коррекции представим текущую i -ю выборку (3) искаженного квадратурного подканала в виде:

$$\begin{aligned}
 b_k(i) &= \Delta A^* a_c (\sin(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \cos \Delta + \\
 &\quad + \cos(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c + \pi/2) \sin \Delta) = \\
 &= \Delta A^* (b_{k, \text{кор}}(i) \cos \Delta - \sin(2\pi f_c iT_{adc} + \varphi_c) \sin \Delta) = \\
 &= \Delta A^* b_{k, \text{кор}}(i) \cos \Delta - \Delta A^* a_k(i) \sin \Delta.
 \end{aligned}$$

Отсюда, $b_{k, \text{кор}}(i) \Delta A^* \cos \Delta = b_k(i) + \Delta A^* a_k(i) \sin \Delta$, и алгоритм коррекции разбаланса может быть записан в виде

$$\begin{aligned}
 b_{k, \text{кор}}(i) &= b_k(i) + \Delta A^* a_k(i) \sin \Delta / \Delta A^* \cos \Delta = \\
 &= a_k(i) \operatorname{tg} \Delta + b_k(i) / \Delta A^* \cos \Delta,
 \end{aligned}$$

где $a_k(i)$ и $b_k(i)$ — временные выборки АЦП на выходе ортогональных приемных подканалов; Δ , ΔA^* — оценки фазовой погрешности расквадратурирования и абсолютной величины амплитудного искажения.

Проверка синтезированного алгоритма коррекции проводилась расчетным путем в пакете MathCad с помощью оговоренных ранее процедур обработки сигналов. Результаты коррекции квадратурных неидентичностей ортогональных подканалов по предложенным алгоритмам при отсутствии внут-

ренных шумов приемников показаны в табл. 5 (коррекция фазовых неидентичностей, $A = 1$, $\varphi = -\pi/8$, $\Delta\psi = \arctg(U^S/U^C) - \varphi$) и 6 (коррекция амплитудных неидентичностей, $A = 1$, $\varphi = -\pi/8$). Сравнение таблиц 1, 2 и 5, 6 свидетельствует об эффективности предлагаемых алгоритмов коррекции квадратурного разбаланса каналов.

Для снижения негативного влияния внутренних шумов приемного тракта на качество расчета корректирующих коэффициентов следует использовать гармонический контрольный сигнал, минимум на 20...25 дБ превышающий дисперсию шумов, а также применять его когерентное накопление.

Таким образом, предложенный метод коррекции позволяет снизить требования к идентичности квадратурных подканалов и точности 90° -го доворота фазы при аналоговой ортогонализации сигналов в приемных каналах ЦАР.

Таблица 5

Δ°	-18	-9	-4,5	0	4,5	9	18
U^C	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564
U^S	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246
U	32	32	32	32	32	32	32
$\Delta U, \%$	0	0	0	0	0	0	0
$\Delta\psi$	0	-4,5	0	0	0	0	0

Таблица 6

$(1 + \Delta A)$	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3
$\Delta A, \%$	-30	-20	-10	0	10	20	30
U^C	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564	29,564
U^S	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246	-12,246
U	32	32	32	32	32	32	32
$\Delta U, \%$	0	0	0	0	0	0	0
$\Delta\psi$	0	0	0	0	0	0	0

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне // Радиоэлектроника.— 2003.— № 1.— С. 44—52. (Изв. вузов).
2. Бобров Д. Ю., Доброжанский А. П., Зайцев Г. В. и др. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1: Принципы разработки. Преобразование сигнала в цифровую форму // Цифровая обработка сигналов. — 2001.— № 4.— С. 2—11.
3. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиоэлектроника.— 1996.— № 5.— С. 55—62. (Изв. вузов).

г. Киев.

Поступила после переработки 17.06.03.

УДК 621.372.412

ЕВДОКИМЕНКО Ю. И.

МЕТОД РАЗЛОЖЕНИЯ ПО БАЗИСНЫМ ФУНКЦИЯМ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ТЕПЛООБМЕНА КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА С ВНЕШНЕЙ СРЕДОЙ

Предложен метод разложения по базисным функциям для определения термодинамических процессов в кварцевом резонаторе с учетом кварцедержателей. На основе полученного решения объяснена физическая природа существования терморезонанса в кварцевом резонаторе и роль в этом процессе кварцедержателей.

Современные прецизионные меры и стандарты частоты в своей основе содержат опорный кварцевый генератор, характеристики которого в основном определяют показатели стабильности воспроизведения частоты данной мерой или стандартом. Термодинамические эффекты в кварцевых резонаторах (КР) вносят заметный вклад в результирующую нестабильность частоты данных генераторов. Поэтому возникает необходимость выявления физических процессов при работе КР в нестационарном температурном поле внешней среды.

Приведенные в [1] результаты моделирования температурного воздействия на безэлектродную кварцевую пластину могут быть в той или иной мере применимы к кварцевым резонаторам конструкции ВВА [2], у которых можно пренебречь температурным влиянием кварцедержателей, выполняющих одновременно функцию токоподводящих элементов. Поскольку кварцедержатели являются основными объектами, осуществляющими теплообмен между кварцевой пластиной и внешней средой, решать задачу определения распределения температуры внутри объема пьезопластины без учета их влияния не представляется возможным.