

дений ДО для поиска новой цели (выражения (13)—(15)). Это, в свою очередь, кроме снижения вычислительных затрат при ограниченной области поиска и большом числе наблюдаемых ДО, существенно уменьшает время обнаружения цели.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Строцев А. А.* Критерий максимума апостериорной вероятности обнаружения цели к заданному времени // *Радиоэлектроника*.— 2002.— № 10.— С. 34—41. (Изв. вузов).
2. *Хуторцев В. В., Строцев А. А.* Инвариантно-групповой подход к синтезу оптимальных законов управления наблюдениями в многоканальных измерительных системах // *Радиотехника*.— 1993.— №4.— С. 13—19.
3. *Мушик Э., Мюллер П.* Методы принятия технических решений.— М.: Мир, 1990.— 250 с.
4. *Строцев А. А.* Оптимизация поиска условия детерминированной динамической цели большой поисковой системой // *РАН. Журнал радиоэлектроники*.— 2002.— №12.
5. *Хеллман О.* Введение в теорию оптимального поиска.— М.: Наука, 1985.— 248 с.
6. *Хуторцев В. В.* Теоретические основы обработки сигналов и управление наблюдениями в радиотехнических системах.— МО РФ.— 1996.— 160 с.

Ростовский военный ин-т ракетных войск.

Поступила в редакцию 04.02.04.

УДК 621.39

СЛЮСАР В. И.

### МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ЛИНЕЙНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Предложена методика определения линейного динамического диапазона и неидентичности характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки на этапе стендовых испытаний.

При создании радиотехнических систем на базе цифровых антенных решеток (ЦАР) к числу важнейших параметров относятся величина мгновенного линейного динамического диапазона (ЛДД) и допустимая среднеквадратическая неидентичность комплексных коэффициентов передачи аналоговых приемных каналов (под верхней границей ЛДД будем подразумевать точку передаточной характеристики, в которой наблюдается ее отклонение от прямой линии на величину 1 дБ или 10%). При стендовых испытаниях эти характеристики целесообразно измерять с помощью аппаратуры цифровой обработки сигналов, входящей в состав приемной ЦАР. Следует использовать когерентный с тактом АЦП контрольный сигнал (КС), подаваемый от общего источника одновременно на все аналоговые входы антенной решетки в тре-

буемом частотном диапазоне. При таком подходе классические одноканальные методы анализа переходных характеристик приемных каналов становятся недостаточно эффективными и нуждаются в модификации.

Цель статьи — разработка адаптированного под специфику ЦАР метода исследования ЛДД диапазона и связанной с ним межканальной неидентичности аналоговых приемных каналов, рекомендуемого для согласования аналогового и цифрового сегментов ЦАР.

ЛДД приемных каналов ЦАР можно исследовать непосредственно по отсчетам АЦП или результатам их дополнительного стробирования [1] двумя способами: без коррекции («бескорректорный метод») и с коррекцией передаточных характеристик. Непрерывный КС с выхода генератора подается на аналоговые каналы через дискретный аттенюатор с затуханием от 0 до 80 дБ и более с заданным шагом. Амплитуда сигнала на выходе генератора задается такой, чтобы нулевое затухание дискретного аттенюатора соответствовало участку насыщения передаточной характеристики приемников. Такой метод регулировки уровня входных сигналов приемников позволяет работать с неизменной мощностью шумов и паразитных гармоник на выходе генератора.

Исследование характеристик приемных каналов бескорректорным методом — простейшее обобщение традиционного одноканального метода анализа и в случае ЦАР позволяет одновременно измерять передаточные характеристики всех аналоговых приемных модулей, что дает полное представление об абсолютной величине их неидентичностей. Полученные результаты, как правило, являются оценкой снизу реального ЛДД, поскольку неучтенный разброс группового времени запаздывания сигналов, фазовые и амплитудные неидентичности, а также иные систематические погрешности существенно деформируют переходные характеристики.

После включения аппаратуры, загрузки программного обеспечения и прогрева оборудования на первом этапе исследований должен быть проведен замер среднеквадратического значения совокупных шумов аналогового и цифрового приемных трактов каждого канала в отсутствие входных сигналов. Для этого входы приемников следует подключить на согласованные нагрузки, а статистики выходных отсчетов сигналов формировать по достаточно протяженному массиву напряжений.

Анализ статистических характеристик шумов позволяет проконтролировать и другой важный параметр многоканального цифрового измерителя — соотношение уровней СКО шумов и кванта АЦП. Для эффективного когерентного накопления «подшумовых» сигналов величина СКО шумов аналогового тракта должна быть не менее одного кванта их цифрового представления. При дополнительном стробировании отсчетов АЦП [1] для установления этого соотношения следует производить пересчет СКО результирующих шумов, нор-

мируя полученный после дополнительного стробирования результат на количество цифровых отсчетов, накапливаемых в стробе.

После исследования шумовых характеристик входы испытуемых приемных каналов подключают через аттенюатор к выходу генератора КС. В каждом из интересующих положений аттенюатора необходимо когерентно накопить напряжения по выходам приемных каналов и построить зависимость модулей результирующих напряжений от относительного уровня входного КС, соответствующего центральной частоте полосы пропускания исследуемых каналов. Когерентное накопление сигналов целесообразно осуществлять с помощью БПФ, сопровождающегося формированием сетки ортогональных частотных фильтров. Используя их отклики на КС, с помощью метода максимального правдоподобия можно определить искомые оценки амплитудных составляющих выходных сигналов приемников в виде:

$$a^c = \frac{1}{K^2} \sum_{p=1}^K U_p^c \cdot f_p(\omega), \quad a^s = \frac{1}{K^2} \sum_{p=1}^K U_p^s \cdot f_p(\omega), \quad (1)$$

где  $U_p^c, U_p^s$  — квадратурные составляющие выходного напряжения  $p$ -го частотного фильтра, синтезированного в результате выполнения  $K$ -точечного БПФ,  $f_p(\omega) = \sin 0,5K(\omega - 2\pi p/K) / \sin 0,5(\omega - 2\pi p/K)$  — амплитудно-частотная характеристика  $p$ -го частотного фильтра.

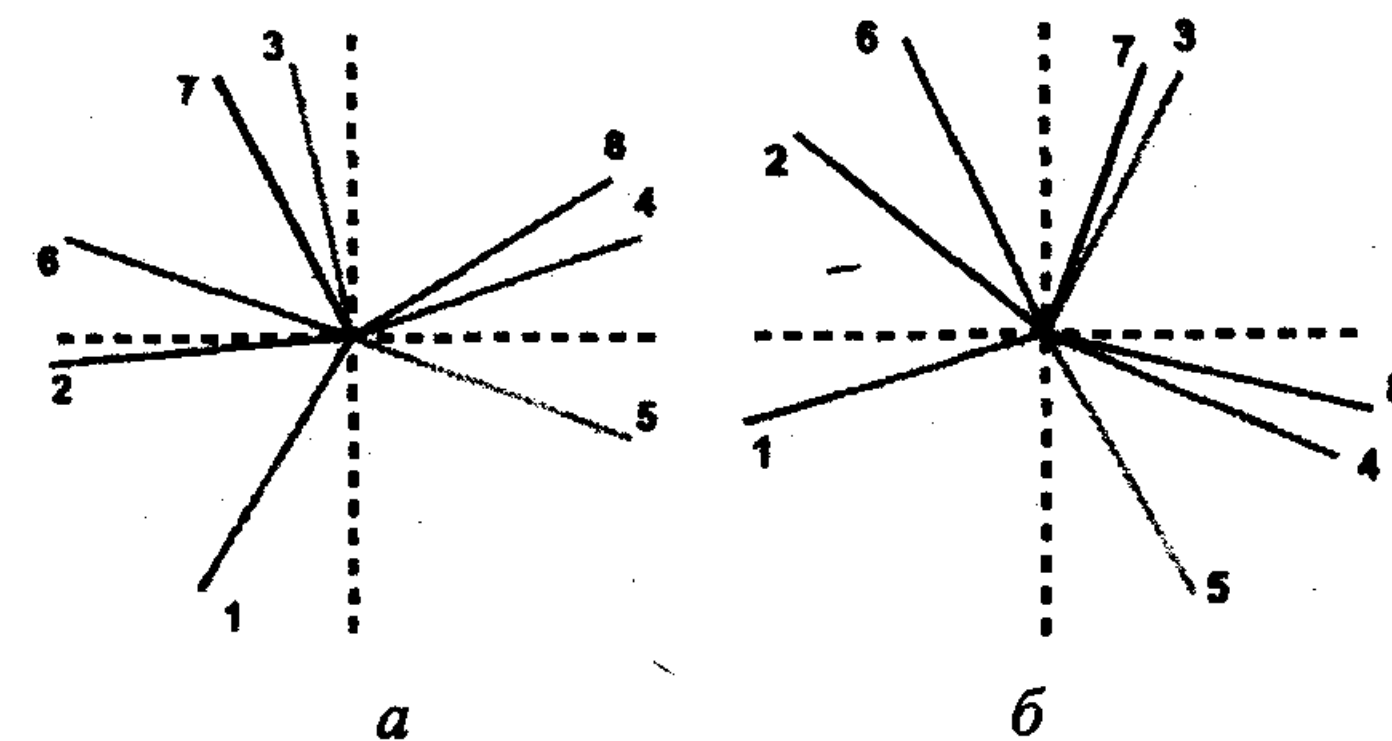


Рис. 1

На рис. 1 отклики всех каналов экспериментальной 8-канальной ЦАР изображены в виде векторов, угол поворота которых соответствует начальной фазе сигнала на выходе приемника, а длина — модулю напряжения. Разница в затуханиях аттенюатора КС для позиций  $a$  и  $b$  составила 26 дБ, но вследствие нормировки к модулю наибольшего отклика эти различия на диаграммах нивелированы. Иллюстрация служит характерным примером внешнего проявле-

ния межканальных неидентичностей коэффициентов передачи приемников и их стабильности при изменении уровней входных сигналов.

Результаты, полученные при экспериментальной проверке ЛДД в отсутствие коррекции передаточных характеристик, могут быть использованы в качестве исходных для второго метода, предусматривающего предварительную коррекцию комплексных коэффициентов передачи. Так как режим обработки сигналов с коррекцией характеристик каналов является основным в работе ЦАР, измеренная в этом режиме величина ЛДД будет лучше соответствовать реальным условиям функционирования радиотехнической системы.

Необходимые для оценки ЛДД коэффициенты коррекции целесообразно рассчитывать при таком уровне затухания, вносимого аттенуатором в КС, когда выходное напряжение приемных каналов соответствует верхней половине линейного участка передаточной характеристики. Для нахождения этого участка и могут использоваться результаты бескорректорного метода измерения ЛДД. Выбор точки коррекции является компромиссной задачей, поскольку для более точного расчета коэффициентов коррекции необходимо минимизировать влияние внутренних шумов приемников, что автоматически достигается при больших значениях входного сигнала, т. е. в верхней части их динамического диапазона. Однако, именно в верхней трети ЛДД отчетливо проявляется расхождение переходных характеристик каналов, и начинает сказываться их отклонение от прямой линии, достигающее, согласно принятому определению ЛДД, 10%-го значения. Поэтому окончательный выбор уровня переходных характеристик для расчета коэффициентов коррекции должен осуществляться в результате нескольких итераций, в ходе которых постепенно добиваются максимальной величины измеренного ЛДД. Полученная таким путем точка на переходных характеристиках каналов позволяет задать требования к амплитуде КС, который в дальнейшем следует использовать при любых операциях коррекции данной ЦАР в условиях ее эксплуатации. Отклонения от такого номинала неизбежно приведут к инструментальным потерям в величине реально достижимого ЛДД, что скажется на помехозащищенности радиотехнического средства.

После установки желательного уровня затухания КС рассчитывают коэффициенты коррекции. При этом тестовый генератор можно рассматривать как источник сигнала с плоским волновым фронтом, находящийся на направлении нормали к антенной решетке. Рассчитанные так коэффициенты коррекции, естественно, не применимы для угловой пеленгации сигналов, поскольку не учитывают неидентичности линий подачи КС на входы приемников. Однако для исследования ЛДД принятых допущений достаточно.

При принятой гипотезе о расположении источника КС на нормали к решетке требуемые квадратурные составляющие напряжений по выходам при-

емников должны быть одинаковы для всех каналов. Поэтому алгоритм расчета коэффициентов коррекции по серии из  $S$  цифровых отсчетов напряжений КС для плоской строчно-столбцовой антенной решетки имеет вид [2]:

$$\beta_{rq}^c = \frac{\sum_{i=1}^S \{U_{rq_i}^c \cdot \hat{a}_i^c + U_{rq_i}^s \cdot \hat{a}_i^s\}}{\sum_{i=1}^S \{U_{rq_i}^c + U_{rq_i}^s\}}, \quad \beta_{rq}^s = \frac{\sum_{i=1}^S \{U_{rq_i}^c \cdot \hat{a}_i^s - U_{rq_i}^s \cdot \hat{a}_i^c\}}{\sum_{i=1}^S \{U_{rq_i}^c + U_{rq_i}^s\}}, \quad (2)$$

где  $\beta_{rq}^c, \beta_{rq}^s$  — косинусная и синусная составляющие комплексного коэффициента коррекции отклика  $rq$ -го первичного канала ЦАР, расположенного в  $r$ -й строке  $q$ -го столбца;  $\hat{a}_i^{c(s)}$  — требуемые квадратурные составляющие напряжений по выходу  $rq$ -го приемного канала в  $i$ -м отсчете времени,  $U_{rq_i}^c, U_{rq_i}^s$  — квадратурные составляющие выходных напряжений  $rq$ -го канала в  $i$ -й момент времени.

На этапе исследования ЛДД может использоваться произвольная нумерация каналов. Для проведения измерений можно задействовать только часть из всего штатного набора каналов, например, по мере их поступления от изготовителя. В результате могут формироваться несколько групп приемников, по каждой из которых будут рассчитаны свои коэффициенты коррекции. Однако, желательно придерживаться все же общей нумерации, которая легко отождествлялась бы с физической структурой решетки и не менялась при окончательном монтаже оборудования.

Как требуемые значения квадратурных составляющих амплитуд при расчете коэффициентов коррекции для плоской ЦАР могут быть приняты

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q U_{rq_i}^c, \quad \hat{a}_i^s = \frac{1}{RQ} \sum_{r=1}^R \sum_{q=1}^Q U_{rq_i}^s, \quad (3)$$

т. е. требуемые квадратурные составляющие напряжений в  $i$ -й момент времени формируются суммированием откликов анализируемых каналов. В случае непрерывной нумерации или линейной ЦАР будет иметь место

$$\hat{a}_i^c = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R U_{r_i}^c, \quad \hat{a}_i^s = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R U_{r_i}^s. \quad (4)$$

Усреднение напряжений по каналам решетки (3), (4) позволяет минимизировать квадратурный разбаланс для приемников с двумя квадратурными подканалами. Однако, используемая в (3), (4) для расчета коэффициентов коррекции (2) операция суммирования квадратурных составляющих откликов первичных каналов приемлема лишь при малых неидентичностях их фазо-

во-амплитудных характеристик [2]. При существенных же разбросах (рис. 1) суммы могут обратиться в ноль.

Поэтому при исследовании ЛДД предпочтительнее коррекция амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов под реальный приемник из входящих в состав решетки, отобранный в качестве эталонного (например, из соображений минимального коэффициента шума, отсутствия сбоев цифровой части, наибольшего ЛДД, измеренного бескорректорным методом, минимального разбаланса квадратур либо по заданному номеру в общем списке). В этом случае в расчетные соотношения для коэффициентов коррекции, например, линейной решетки, необходимо подставить значения требуемых амплитудных составляющих  $\hat{a}_i^c = U_{\pi_i}^c$ ,  $\hat{a}_i^s = U_{\pi_i}^s$ , где  $U_{\pi_i}^c$ ,  $U_{\pi_i}^s$  — квадратурные составляющие выходных напряжений эталонного канала в  $i$ -й момент времени.

Тогда значения коэффициентов  $\beta_r^c$ ,  $\beta_r^s$  вычисляются аналогично (2) по  $S$  отсчетам напряжений контрольного сигнала в реперном канале  $U_{\pi_i}^{c(s)}$ :

$$\beta_r^c = \frac{\sum_{i=1}^S \{U_{\pi_i}^c \cdot U_{r_i}^c + U_{\pi_i}^s \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^S \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}}, \quad \beta_r^s = \frac{\sum_{i=1}^S \{U_{\pi_i}^s \cdot U_{r_i}^c - U_{\pi_i}^c \cdot U_{r_i}^s\}}{\sum_{i=1}^S \{U_{r_i}^{c^2} + U_{r_i}^{s^2}\}}.$$

Алгоритм собственно коррекции во всех рассмотренных случаях сводится к взвешиванию напряжений сигнальной смеси по формулам [2]:

$$\tilde{U}_{rq_i}^c = U_{rq_i}^c \cdot \beta_{rq}^c - U_{rq_i}^s \cdot \beta_{rq}^s, \quad \tilde{U}_{rq_i}^s = U_{rq_i}^s \cdot \beta_{rq}^c + U_{rq_i}^c \cdot \beta_{rq}^s, \quad (5)$$

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 (5) упрощается, поскольку в величинах  $\beta_{rq}^c$ ,  $\beta_{rq}^s$ ,  $U_{rq_i}^c$ ,  $U_{rq_i}^s$  достаточно опустить индекс  $q$ . Для повышения устойчивости рассчитанных коэффициентов коррекции к воздействию шумов в качестве напряжений эталонного канала можно использовать оценки амплитудных составляющих его сигнала (1), полученные на выходах синтезированной с помощью БПФ сетки частотных фильтров.

Работоспособность и функциональность метода измерения ЛДД с коррекцией характеристик каналов также проверялись экспериментально. При этом использовался упомянутый комплект приемных каналов 8-элементной ЦАР. КС до межканального делителя подавался на пассивный аттенюатор, вносящий дискретное затухание в уровень сигнала в пределах от 0 до -70 дБ. Исходя из предварительной оценки протяженности ЛДД бескорректорным методом, коэффициенты коррекции характеристик приемников рас-

считывались при величине затухания -40 дБ. При любых других значениях этой величины наблюдалось явное снижение измеренного ЛДД.

По скорректированным отсчетам динамический диапазон проверялся последовательным внесением в выходной сигнал генератора затухания с шагом в 5 дБ. Экспресс-оценка текущих результатов осуществлялась по векторным диаграммам (рис. 1). В точке расчета коэффициентов для идеально скорректированных каналов все вектора напряжений каналов были «свернуты» в один вектор, по мере же ослабления сигнала шумовые флуктуации и неидентичности характеристик размывают этот результирующий вектор в подобие веера, угловой размах которого увеличивается по мере роста затухания аттенюатора в тракте подачи КС. Ширину расхождения векторного пучка отсчетов напряжений удобно использовать для визуальной экспресс-оценки границ ЛДД и степени текущей неидентичности каналов приема.

Полученные с использованием процедуры коррекции характеристик зависимости математических ожиданий модулей выходных напряжений приемников от нормированных уровней входного сигнала показаны на рис. 2—4.

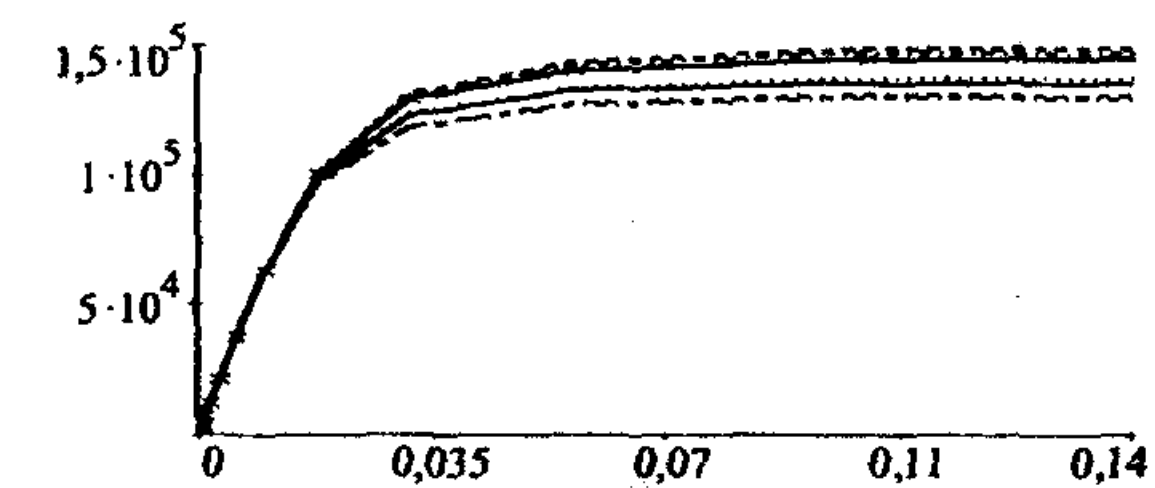


Рис. 2

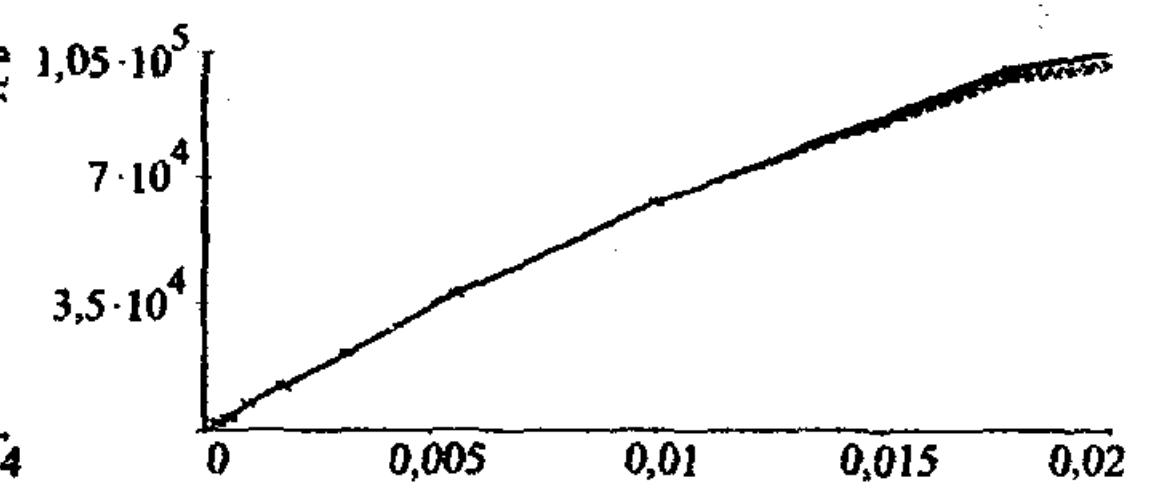


Рис. 3

Рис. 2 иллюстрирует общие зависимости модулей выходных сигналов аналого-цифровых приемников от относительного уровня КС в достаточно большом диапазоне изменения амплитуды входного сигнала. На так называемых переходных характеристиках видны общий для всех каналов линейный участок и участки насыщения аналоговых модулей, различающиеся по уровню. Такой вид зависимостей не обязателен, поскольку в эксперименте имелось рассогласование рабочего диапазона аналогового и цифрового трактов в 2...3 раза по величине с потерей 1...1,5 разрядов, что неплохо для экспериментального образца. Однако, такой результат не позволяет реализовать потенциальные возможности цифровой обработки сигналов. Поэтому для лучшего согласования динамических диапазонов аналогового и цифрового трактов следует повысить границу участка насыщения или уменьшить величину опорного напряжения АЦП, отведя под СКО шумов не 1 квант АЦП, а 2 и более.

Рис. 3 детально иллюстрирует фрагмент переходных характеристик. Верхняя граница ЛДД в рассматриваемом примере соответствует величине выходного напряжения приемного тракта около 91000 квантов. Вычитая прирост динамического диапазона за счет когерентного накопления сигналов с помощью БПФ, получим, что общий линейный динамический диапазон аналогового тракта по отношению к единичному уровню составляет около 57...58 дБ. Это хорошо согласуется с протоколом приемки аналоговых модулей, использованных в эксперименте. В ходе анализа в каждом из каналов удалось исследовать лишь линейные участки переходной характеристики протяженностью по 33...38 дБ, поскольку при слабом уровне сигналов заметное влияние стали оказывать паразитные наводки тестового генератора, и отсутствовал аттенюатор с затуханием более 70 дБ.

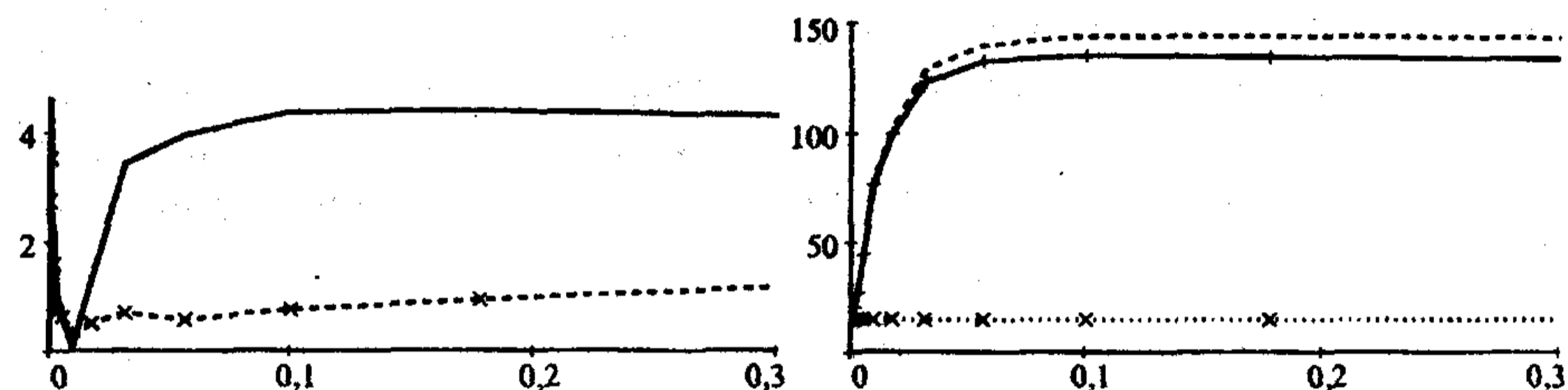


Рис. 4

Рис. 5

Наряду с оценкой протяженности ЛДД рассмотренная методика позволяет установить интервал изменения амплитуд входных сигналов, в пределах которого сохраняется работоспособность процедуры коррекции, а также получить достаточное представление о степени неидентичности амплитудных и фазовых характеристик приемных модулей на центральной частоте их полосы пропускания. На рис. 4 для различных величин вносимых в КС затуханий приведены графики усредненного по всем каналам отношения СКО оценок модулей выходных напряжений каналов к измеренным значениям модулей (сплошная линия), а также усредненного по всем каналам СКО измеренной начальной фазы выходных сигналов (пунктир с маркерами).

На рис. 5 аналогично представлены зависимости СКО модулей выходных напряжений пары приемных каналов (верхние кривые), а также усредненный уровень СКО их собственных шумов (прямая прерывистая линия с маркерами), полученный после процедуры дополнительного стробирования отсчетов АЦП [1]. Вдоль горизонтальной оси рис. 4, 5 отложена относительная величина амплитуды входного сигнала.

В подавляющей части исследованного динамического диапазона приемников (общей протяженностью около 35 дБ) СКО измеренной начальной фазы не превысило  $1^\circ$ , а в пределах вносимых затуханий от  $-10$  до  $-60$  дБ составило менее  $1,6^\circ$ . Что касается межканальных различий по амплитуде, то в том же диапазоне вносимых затуханий от  $-10$  до  $-60$  дБ величина усредненного по каналам СКО выходных напряжений, нормированного к модулям, получилась меньше 4,5%. При таких межканальных различиях можно спрогнозировать появление незначительного «заплывания нулей» в синтезированной цифровым способом диаграмме направленности, а также возможность достижения глубины подавления активной помехи, не выходящей за пределы ЛДД, на уровне 30...40 дБ. Не исключено, что измеренные СКО оценок начальной фазы и разброса амплитудных характеристик нуждаются в поправке с учетом достаточно мощных шумов в выходном сигнале генератора КС, превышающих СКО внутреннего шума приемных каналов при отсутствии аттенюатора, примерно на 19 дБ. На центральном и нижнем фрагментах рис. 5 отчетливо видно, что обусловленное шумами генератора СКО оценок модулей выходных сигналов каналов практически полностью, но в другом масштабе, повторяет переходную характеристику соответствующих приемников.

Подобно результатам бескорректированного метода, графики, полученные с учетом коррекции, позволяют судить о величине неидентичностей амплитудных и фазовых характеристик приемников. Измеренные по обоим методам зависимости качественно, но в несколько ином масштабе, повторяются. Использование коррекции (рис. 4, 5) позволило значительно сгладить неидентичности, благодаря их детерминированному характеру. Поэтому методика измерения параметров приемников с коррекцией их характеристик может быть рекомендована в качестве основной для осуществления приемки и проведения испытаний любых систем на базе ЦАР.

Дальнейшим ее обобщением может быть использование в качестве контрольного воздействия наряду с шумом и многочастотного пакета гармонических сигналов. При этом разнос их по частоте может быть задан не только с учетом охвата интересующей спектральной полосы, но, чтобы (подобно системам связи с OFDM-модуляцией) после выполнения операции БПФ отклики сигналов попадали в максимумы частотных характеристик разных БПФ-фильтров, становясь ортогональными. Эволюция уровней амплитуд сигналов на выходах фильтров БПФ при изменении затухания КС позволит отследить изменение ЛДД в достаточно широкой спектральной полосе. В отличие от шумового КС применение многочастотного пакета не требует особых доработок рассмотренной методики измерений. Расчет коэффициентов коррекции в этом случае также удобно выполнять по откликам частотных фильтров, подставляя вместо требуемых значений амплитуд сумму напряжений сигналов

разных частот. Другим вариантом является расчет корректирующих коэффициентов отдельно для каждого из используемых в измерении тональных сигналов с последующим усреднением расчетных значений коэффициентов для каждого канала по имеющейся совокупности частот.

При неортогональном расположении сигналов относительно сетки частотных фильтров для расчета квадратурных составляющих амплитуд  $R$  каналов можно воспользоваться известным матричным соотношением:

$$A = \{F^* F\}^{-1} F^* U, \quad (6)$$

где  $U$  — матрица с элементами  $U_{ir}$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ ;  $r = 1, 2, \dots, R$  из  $K$  дискретных отсчетов комплексных напряжений сигнальной смеси  $R$  каналов по выходу  $K$ -точечного БПФ и коррекции,  $F$  — матрица амплитудно-частотных характеристик  $K$  синтезированных БПФ частотных фильтров, имеет элементы  $f_i(\omega_m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , тождественные приведенным в (1),  $M$  — число сигналов в тестовом пакете,  $p$  — номер частотного фильтра,  $\omega_m$  — радиальная частота  $m$ -го сигнала,  $A$  — матрица с элементами  $a_{mr}$  неизвестных комплексных амплитуд  $M$  сигналов в  $R$  приемных каналах.

Полученное с помощью метода наименьших квадратов значение (6) позволяет вычислять оптимальные оценки квадратурных составляющих амплитуд, которые по-прежнему будут служить базой для снятия интересующих характеристик приемных каналов. Аналогично по (6) могут быть найдены оценки амплитуд и при ортогональной расстановке сигналов по частоте.

Таким образом, особенность изложенной методики исследования ЛДЦ приемных каналов ЦАР — применение коррекции их амплитудно-фазовых характеристик. Результаты экспериментальных исследований подтвердили эффективность такого подхода, поэтому предложенную методику можно принять за основу стандарта для проведения испытаний и сертификации.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности  $M$  источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиоэлектроника.— 1996.— № 5.— С. 55—62. (Изв. вузов).
2. Слюсар В. И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решеткой по контрольному источнику в ближней зоне // Радиоэлектроника.— 2003.— № 1.— С. 44—52. (Изв. вузов).

г. Киев.

Поступила после переработки 01.09.03.