

распространения падающей и дифрагированной волн; $\eta = \pi^2 M_2 L P_A / (2 \lambda^2 H)$ — дифрагированная эффективность; M_2 — коэффициент добротности материала светозвукопровода; L — длина акустооптического взаимодействия; P_A — акустическая мощность; H — высота акустического столба в светозвукопроводе.

При малых значениях аргумента функции $\sin x$ интенсивность $I_1 = I_0 \eta$. Следовательно, в случае ЧМ интенсивность света в первом дифракционном порядке не меняется, так как $P_A = \text{const}$, а в зависимости от девиации частоты упругих волн меняется лишь угол дифракции $\theta_d = \theta_{d0} + \Delta \theta_d$, где θ_{d0} — угол дифракции, соответствующий несущей частоте.

Для обеспечения прямолинейной зависимости интенсивности падающего на фоточувствительную поверхность ФПУ светового пучка от частоты входного воздействия, отверстие в диафрагме 1 должно иметь форму равнобедренного треугольника (рис. 2), а дифракционный порядок 2 должен быть одномерным в плоскости перпендикулярной направлению распространения светового пучка и быть перпендикулярным высоте треугольника в диафрагме.

Сжатие дифрагировавшего в первый порядок светового пучка по одной координате в плоскости перпендикулярной направлению его распространения, позволяет обеспечивать более равномерное распределение интенсивности света по другой координате. В результате интенсивность света падающего на фоточувствительную поверхность детектора будет определяться соотношением

$$I = I_1 (0,5 d' - x') / d' \text{ при } |x'| \leq 0,5 d'. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2), получаем $I = I_1 [1 - 0,5 D \Delta f \lambda / (9 d')]$. Фотодетектор реагирует на интенсивность падающего излучения. Поэтому выходное напряжение ФПУ $U = kI = kI_1 [1 - 0,5 D \Delta f \lambda / (9 d')]$, где k — коэффициент пропорциональности, находящийся в линейной зависимости от девиации частоты входного сигнала $u(t)$.

Детекторную характеристику акустооптического частотного демодулятора можно привести в желаемую форму путем соответствующего изменения формы отверстия в диафрагме, компенсируя, тем самым, вносимые отдельными узлами устройства нелинейности. Однако реализовать это в традиционных электронно-аналоговых частотных демодуляторах трудно или даже невозможно. Кроме того, в качестве источника света можно использовать полупроводниковый лазерный диод, а ФПУ можно выполнить на фотодиодах с большой площадью светочувствительной поверхности.

Автором был экспериментально проверен принцип построения акустооптического частотного демодулятора. При этом в качестве АОМ 2 было использовано изделие МЛ-201 с центральной частотой 80 МГц, представляющее собой металлический корпус, в котором размещены модуляционный элемент, состоящий из звукопровода-призмы из стекла ТФ-7, к которой методом диффузионной сварки прикреплен пьезопреобразователь из LiNbO_3 , и катушка индуктивности, необходимая для сглаживания входного импеданса пьезопреобразователя с трактом управляющего сигнала), в качестве источника света применен He—Ne лазер ЛГ-78 ($\lambda = 0,63$ мкм), а ФПУ был выполнен на ФЭУ-29. При выбранной конструкции была реализована крутизна детекторной характеристики 1 В/МГц, в полосе частот 78...81 МГц.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ли Дж. Н., Вандерлугт Э. Акустооптические методы обработки сигналов и вычислений // ТИИЭР.— 1989.— Т. 77.— № 10.— С. 158—192.
2. Янг Э. Х., Шикай Я. О. Расчет акустооптических устройств // ТИИЭР.— 1981.— Т. 69.— С. 101.

Институт физики АН Азербайджана, г. Баку.

Поступила в редакцию 27.05.97.

УДК 621.396.677

СЛЮСАР В. И.

ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ТАКТА АЦП НА УГЛОВУЮ ТОЧНОСТЬ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Одним из источников инструментальных погрешностей в цифровых антенных решетках (ЦАР) является неодновременность срабатывания аналого-цифровых преобразователей (АЦП) по массиву первичных каналов. Однако при стационарности во времени нарушения синхронизма в оцифровке легко компенсируются путем коррекции характеристик приемных каналов ЦАР [1]. В случае непредсказуемых флюктуаций временного положения импульсов такта АЦП (например, при оптоволоконной разводке из-за разброса времени отклика фотодетекторов [2]) возникают ошибки пространственной дискретизации, не поддающиеся устранению алгоритмами коррекции. Единственной возможностью сохранения присмлемого качества функционирования ЦАР становится ограничение дисперсии флюктуаций моментов прихода тактовых импульсов на предельно допустимом уровне. Целью статьи является оценка этого уровня по результатам статистического моделирования.

Рассмотрим в качестве модели ЦАР линейную эквидистантную решетку из R элементов с одинаковыми характеристиками направленности. Выходные напряжения R приемных каналов при воздействии на вход ЦАР эхо-сигнала одиночного точечного источника выразим с учетом неодновременности срабатывания АЦП в виде набора из R напряжений:

$$\dot{U}_r = U_r^c + j U_r^s = \dot{a} \dot{F}_r \exp(j x_r) + \dot{n}_r = [a^c F_r^c - a^s F_r^s] \cos x_r - \sin x_r \times \\ \times [a^s F_r^c + a^c F_r^s] + j \{ [a^c F_r^c - a^s F_r^s] \sin x_r + [a^s F_r^c + a^c F_r^s] \cos x_r \} + \dot{n}_r \quad (1)$$

где $\dot{F}_r = F_r^c + j F_r^s$ — комплексная ХН r -го приемного канала; $\dot{a} = a^c + j a^s$ — комплексная амплитуда в реперном канале; $x_r = x(r - z) + \xi_r$; z — координата точки на апертуре антенны, выбранной в качестве фазового центра решетки; ξ_r — искажение фазы сигнала в r -м канале за счет неучтенных флуктуаций моментов его оцифровки; $x = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ — обобщенная угловая координата источника; λ — длина волны; d — шаг решетки; θ — угол между направлением на источник и нормалью к решетке; \dot{n}_r — комплексное значение шума в r -м канале.

В отношении шумов будем полагать, что они гауссовы, некоррелированы, имеют нулевые средние и одинаковые дисперсии квадратурных составляющих $\sigma_{ш}^2$ в отдельно взятом канале.

Зададимся нормальным законом распределения случайной некоррелированной величины ξ_r , характеризующей разброс времени срабатывания АЦП по полотну ЦАР, обозначив ее дисперсию как σ_{ξ}^2 . Для анализа качества функционирования ЦАР воспользуемся измерительной процедурой, заключающейся в максимизации (путем перебора возможных значений обобщенной угловой координаты x) функции:

$$L_M = [\tilde{U}^c + \tilde{U}^s] \left(\sum_{r=1}^R [F_r^c + F_r^s] \right)^{-1} = \max, \quad (2)$$

$$\text{где } \tilde{U}^c = \sum_{r=1}^R \{ U_r^c [F_r^c \cos x_r - F_r^s \sin x_r] + U_r^s [F_r^s \cos x_r + F_r^c \sin x_r] \},$$

$$\tilde{U}^s = \sum_{r=1}^R \{ U_r^s [F_r^c \cos x_r - F_r^s \sin x_r] - U_r^c [F_r^s \cos x_r + F_r^c \sin x_r] \}.$$

Такой подход предпочтительнее, поскольку соотношение (2) представляет собой модифицированный, по типу [3], вариант функции правдоподобия, позволяющий обеспечить потенциальную точность пеленгации. При этом показателем качества может служить среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки угловой координаты σ_x . Что касается флуктуаций моментов оцифровки, то их СКО целесообразно увязать со значением несущей f_0 , на которой производится аналого-цифровое преобразование сигналов. Привязка же к периоду такта АЦП Δt была бы слишком абстрактной.

Предположим, что требуемое соотношение между Δt и f_0 имеет вид $2\pi f_0 \Delta t = \pi/2$, т. е. оцифровка производится через четверть периода несущей. Тогда $\sigma_{\xi} = 2\pi f_0 \sigma_{\Delta t}$ где $\sigma_{\Delta t}$ — СКО разброса моментов срабатывания АЦП, в данном случае одинаковое для всех каналов приема.

Чтобы всесторонне изучить влияние хаотичных нарушений синхронизма в решетке, статистическое моделирование проводилось для трех различных случаев: 1) $\sigma_{\xi} \neq 0, \sigma_{ш} = 0$; 2) $\sigma_{\xi} = 0, \sigma_{ш} \neq 0$; 3) $\sigma_{\xi} \neq 0, \sigma_{ш} \neq 0$.

Для случая 1 в результате моделирования было установлено, что с увеличением количества каналов ЦАР влияние нестабильности такта АЦП на точность измерения угловых координат падает. Так, для статистики в 100 реализаций при амплитуде сигнала $a = 4, f_0 = 25$ МГц, $\sigma_{\Delta t} = 1$ нс (2,5% от периода f_0 , что соответствует $\sigma_{\xi} = 0,157$) и числе каналов $R = 16$ ($F_r^c = 1, F_r^s = 0$) было получено СКО оценки обобщенной угловой координаты $\sigma_x = 0,0251$. Переход к $R = 64$ при прочих равных условиях дал $\sigma_x = 0,01243$. Оказалось также, что погрешность пеленгации, вызванная неодновременностью оцифровки не зависит от амплитуды сигнала и не может быть устранена путем повышения его энергетичности. Данный факт лишний раз подтверждает серьезность затронутой проблемы.

Случай 2 в ходе исследований использовался как эталонный, поскольку соответствует синхронной ЦАР. Основным же при моделировании явился режим, для которого значения σ_{ξ} и $\sigma_{ш}$ задавались ненулевыми. Примечательно, что дисперсии оценок координаты x во всех трех отмеченных случаях связаны аддитивным соотношением

$$\sigma_x^2 \Big|_{\substack{\sigma_{\xi} = c \\ \sigma_{ш} = p}} \approx \sigma_x^2 \Big|_{\substack{\sigma_{\xi} = 0 \\ \sigma_{ш} = p}} + \sigma_x^2 \Big|_{\substack{\sigma_{\xi} = c \\ \sigma_{ш} = 0}}$$

которое подтвердилось в результате моделирования. Наличие такой взаимосвязи позволило установить важное для практики соответствие между ухудшением точности пеленгации за счет $\sigma_{\xi} \neq 0$ и увеличением σ_x^2 вследствие

эквивалентного прироста $\sigma_{\text{ш}}$. Исследование моделей 16- и 64-канальной ЦАР позволяет утверждать, что для линейных решеток наличие $\sigma_{\xi} \neq 0$, вызванное $\sigma_{\Delta r}$ составляющим 5% от периода несущей (промежуточной) частоты, на которой производится оцифровка сигналов, эквивалентно почти двукратному падению отношения сигнал—шум в синхронной ЦАР. Оговорку «почти» комментируют результаты моделирования, представленные в табл. 1 для случая $\sigma_{\xi} = 0,314$, что при $f_0 = 25$ МГц соответствует $\sigma_{\Delta r} = 2$ нс (5% от периода).

Поскольку энергетические потери в 6 дБ по напряжению в инженерной практике близки к предельно допустимым, имеет смысл использовать 5%-ную, в указанном смысле, величину $\sigma_{\Delta r}$ в качестве граничного уровня возможной неидентичности моментов срабатывания АЦП по полотну ЦАР.

Таблица 1

R	$\frac{a}{\sigma_{\text{ш}}} = 4, \sigma_{\xi} = 0,314$	$\frac{a}{\sigma_{\text{ш}}} = 2, \sigma_{\xi} = 0$
16	0,06285	0,06686
64	0,03279	0,03885

Решение задач измерения дальности и частотной селекции, в отличие от пеленгационных процедур; менее критично к асинхронности работы АЦП. Как показали результаты статистического моделирования дальномерных процедур максимального правдоподобия, оперирующих 50 и более отсчетами АЦП на длительность импульса, погрешности в моментах оцифровки, не превышающие период дискретизации, практически не заметны. Увеличением временной протяженности сигнальной выборки может быть заметно скомпенсирована нестабильность такта АЦП и при измерении частоты.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов цифровой антенной решетки / Заявка на выдачу патента РФ на изобретение № 92004094/09 от 16.10.92 г. МПК⁸ H01Q 3/36, G01R 29/10.— Оpubл. 10.07.95., БИ № 19, с. 75—76. Положительное решение о выдаче патента от 15.04.97.
2. Унгер Г. Г. Оптическая связь / Пер. с нем. Н. А. Семенова.— М.: Связь.— 1979.— 264 с.
3. Варюхин В. А., Покровский В. И., Сахно В. Ф. Модифицированная функция правдоподобия в задаче измерения угловых координат источников с помощью антенной решетки.— ДАН СССР, 1983.— Т. 270.— № 5.

Киев.

Поступила в редакцию 16.05.97.