

**ВЛИЯНИЕ ФАКТОРА РАСЩЕПЛЕНИЯ КВАДРАТУР НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНОЙ АНТЕННО-ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ**

*Рассмотрено влияние формирования квадратурных сигналов программным расщепителем на эффективность адаптивной антенно-приемной системы. Проведено математическое моделирование. Получены количественные оценки.*

**Постановка задачи**

Навигационная аппаратура потребителей СРНС часто работает в условиях воздействия помех, приходящих с направлений отличных от направлений прихода спутниковых сигналов. Наиболее эффективным способом повышения помехоустойчивости аппаратуры при этом является пространственная обработка сигналов, реализуемая в адаптивных антенно-приемных системах (ААПС) на базе антенных решеток.

Разработке ААПС уделяется большое внимание. Примерами могут служить системы GAS-1 (фирма Raytheon System Limited) для ВВС НАТО, ее модификация PAGAN, CSTAR™ (фирма Lockheed Martin и Rockwell Colins) и др. [1]. Адаптивные алгоритмы в них синтезированы по различным критериям, основные из которых минимум дисперсии выходного шума и максимум отношения сигнал/шум [2].

Достижимый в настоящее время коэффициент подавления помехи составляет 40-60 дБ. Получение высокого коэффициента подавления помех определяется в основном возможностями преодоления дестабилизирующих факторов путем совершенствования технологических решений. Одним из факторов, которому в данной работе уделяется внимание, является точность формирования квадратурных сигналов. Классический способ формирования квадратур предполагает наличие фазовращателя на 90° и двух АЦП для каждого радиоканала ААПС. Предпочтительным представляется построение расщепителя квадратур путем сдвига выходного сигнала одного АЦП на ¼ периода частоты (последней промежуточной в радиоканале) входного сигнала. Прямой сигнал АЦП представляет собой sin-составляющую сигнала, сдвинутый – cos-составляющую. При этом не требуется удвоенного количества АЦП, дополнительных фазовращателей. Расщепитель реализуется программным способом.

В данной работе исследуется влияние ухода промежуточной частоты от номинальной на эффективность подавления помехи ААПС при построении расщепителя квадратур программным способом.

**Формализация модели и методика исследований**

Расщепление квадратур осуществляется в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} I(k) &= \sin(W \cdot k \cdot dt + \varphi), \\ R(k) &= \sin(W(k+1)dt + \varphi), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $W$  - круговая частота сигнала;  $k$  - дискрет времени;  $dt$  - временной сдвиг;  $\varphi$  - начальная фаза сигнала.

При этом соблюдается условие:

$$dt = \frac{2 \cdot \pi}{4 \cdot W}.$$

Для проверки правильности расщепления квадратур по алгоритму (1) проводятся вычисления в соответствии с выражением:

$$\Delta\varphi(k) = \arctg \frac{I(k)}{R(k)} - \arctg \frac{I(k)}{R(k)}, \quad (2)$$

где  $RR(k) = \cos(W \cdot k \cdot dt + \varphi)$ .

При задании круговой частоты в виде  $W = W_0 + 2\pi \cdot df$ , при  $dt = 2\pi / 4W_0$ , вычисляется и анализируется ряд  $\Delta\varphi(k)$ .

Для 4-х элементной эквидистантной антенной решетки (АР) с шагом  $d/\lambda = 0,5$  рассматриваются погрешности фазовых при фиксированном « $k$ » согласно выражению

$$\Delta F(n) = \arctg \frac{\sin(W \cdot k \cdot dt + \pi \cdot n \cdot \cos qq)}{\sin(W \cdot (k+1) \cdot dt + \pi \cdot n \cdot \cos qq)} - \pi \cdot n \cdot \cos qq, \quad (3)$$

где  $qq$  - угол прихода помехи;  $n = 0 \dots 3$ .

При изменении  $df$  вычисляется и анализируется ряд  $AF(n)$ .

Разрабатывается модель ААПС с алгоритмом адаптации по Винеру-Хопфу [3]

$$\omega = R^{-1} \cdot S,$$

где  $\omega$  - вектор весовых коэффициентов;  $R$  - корреляционная матрица помех;  $S$  - вектор-столбец, характеризующий амплитудно-фазовое распределение сигнала по каналам каждого элемента АР.

Модель входных сигналов предполагает наличие 3-х полезных сигналов с амплитудами  $US$  и углами прихода  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  и синусоидальной помехи со случайной амплитудой  $UP$  с параметрами  $[\mu\varphi, \sigma\varphi]$ , пришедшей с направления под углом  $\theta$ .

Фазовое распределение помехового сигнала по каналам АР представляется в виде:

$$\varphi_p(m) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \cdot m + V_m, \quad (4)$$

где  $V_m$  - дестабилизирующая составляющая фазового распределения;  $m$  - номер канала.

Коэффициент подавления помехи определяется согласно выражению:

$$K_p = GA(\theta) - G(\theta),$$

где  $GA(\theta)$  и  $G(\theta)$  - уровни приемной диаграммы направленности в угловом направлении  $\theta$  в дБ при адаптивном и неадаптивном режимах системы.

При фиксированном векторе  $V$  для каждой из  $KR$  реализаций входных сигналов вычисляется показатель  $K_p$ , вводится в сумматор. Вычисляется средний по реализации показатель подавления помехи:

$$KP = \frac{1}{KR} \sum_{i=1}^{KR} K_p(i)$$

### Результаты исследования

Эксперимент 1. Исследуем зависимость погрешности (2) формирования квадратур согласно выражению (1) при  $df = 0$  для различных  $\varphi$  по отчетам « $k$ ». Принимаем  $W_0 = 2\pi \cdot \omega^7$  Гц. Задаем последовательно значения углов  $\varphi = 10^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 80^\circ$ , для каждого угла и фиксированного « $k$ » вычисляем ошибку определения фазы. В результате для всех углов при изменении « $k$ » от 1 до 1200 ошибка  $\Delta\varphi(k)$  не превысила  $10^{-13}$  рад.

Эксперимент 2. Исследуем зависимость ошибки  $\Delta\varphi(k)$  от  $df$  и « $k$ » при фиксированном  $\varphi = 30^\circ$ .

При  $df = 0,1 \cdot 10^6$  Гц результат приведен в табл. 1.

Таблица 1

$k$	1	2	10	$10^2$	$10^3$	$10^4$
$\Delta\varphi(k)$ , рад	$1,9 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$6,8 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-5}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$

Как видно из табл. 1, ошибка изменяется во времени, но не превышает  $2 \cdot 10^{-3}$  рад. Фиксируем отчет  $k = 1200$  и варьируем значения  $df$ . Результат в таблице 2.

Таблица 2

$df$ , МГц	0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1
$\Delta\varphi(k)$ , рад	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$2,9 \cdot 10^{-4}$	$7,6 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	0,015

Как видно из таблицы 2, ошибки  $\Delta\varphi(k)$  начинают возрастать при  $df = 0,5$  МГц и при  $df = 1$  МГц достигает значения 0,015 рад.

Эксперимент 3. Исследуем зависимость ошибки  $\Delta\varphi(k)$  от значения  $\varphi$  при фиксированных  $df = 0,3 \cdot 10^6$  Гц,  $k = 1200$ . Результаты приведены в таблице 3.

Таблица 3

$\varphi$ , град	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$\Delta\varphi(k)$ , рад	$4,5 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	$7,6 \cdot 10^{-5}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$5,1 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-3}$

Как видим из табл. 3, ошибка  $\Delta\varphi(k)$  изменяется в зависимости от угла  $\theta$  и начинает возрастать при  $\varphi > 30^\circ$ .

Эксперимент 4. Рассчитаем вектор погрешностей  $\Delta F(n)$  согласно (3) при  $k = 1200$  и  $\varphi = 50^\circ$  для трех значений  $df = 0,1$  МГц,  $0,3$  МГц и  $1$  МГц.

Результаты приведены в таблице 4.

Таблица 4

$n$		1	2	3	4
$\Delta F(n)$ , рад	при $df = 0,1$	-0,142	-0,139	-0,14	-0,141
	при $df = 0,3$	-0,424	-0,417	-0,423	-0,422
	при $df = 1$	-1,392	-1,408	-1,731	-1,75

Как видно из табл. 4, фазовые ошибки отличаются по каналам и возрастают с увеличением  $df$ .

Эксперимент 5. Полученные в таблице 4 значения  $\Delta F(n)$  в виде массива  $V$  учитываются при моделировании фазового распределения помех (4) при  $\theta = 50^\circ$ .

При помощи модели ААПС рассчитываем показатель  $KP$  по  $KR = 50000$  реализаций для следующих значений  $df$ : 0; 0,1; 0,3; 1 МГц. В модели приняты значения:  $\alpha_1 = 20^\circ$ ,  $\alpha_2 = 30^\circ$ ,  $\alpha_3 = 80^\circ$ ,  $\theta = 50^\circ$ ,  $US = 0,001$ ,  $\mu p = 0$ ,  $\sigma p = 1$ .

Результаты приводим в табл. 5.

Таблица 5

$df$ , МГц	0	0,1	0,3	1
$KP$ , дБ	-95	-73	-63	-28

Как видим из таблицы 5, уход промежуточной частоты от номинальной, на которую был рассчитан сдвиг квадратурной составляющей, привел к существенному ухудшению показателя подавления помехи. Потери в подавлении помехи уже при  $df = 0,1$  МГц составили 22 дБ.

### Выводы

Как показали исследования, уход частоты входного сигнала рассмотренного варианта расщепителя квадратур приводит к ошибке фазовых распределений по каналам антенной решетки и в конечном итоге к понижению эффективности подавления помехи адаптивной антенно-приемной системой. В радиоканалах ААПС промежуточные частоты сигналов на входах АЦП не должны отличаться от номинальной более, чем на  $1 \div 3\%$ .

### Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е / Под ред. А.И. Перова и В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. / Пер. с англ. Под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь. 1986. -448с.
3. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. / Под ред. Ю.И. Лосев. М.: Радио и связь, 1988. – 208с.