

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; φ - 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:

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

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 ω - 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 $[\mu p, \sigma p]$, пришедшей с направления под углом θ .

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 θ 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 φ 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 φ при фиксированных $df = 0,3 \cdot 10^6$ Гц, $k = 1200$. Результаты приведены в таблице 3.

Таблица 3

φ , 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 θ 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.