

СПОСОБ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СХЕМЫ НАВЕДЕНИЯ АНТЕНН ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛА ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Е.С. Козелкова¹, В.П. Тарохтей², Ю.В. Тарохтей²

¹Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»,
²ОАО „АО Научно-исследовательский институт радиоизмерений”)

Предложен подход к повышению помехоустойчивости радиоустройств МНСС за счет совершенствования схемы наведения антенн и алгоритмов обработки радиосигналов.

спутниковая линия связи, помехоустойчивость, наведение антенны

Постановка задачи. Сейчас особую актуальность представляют фундаментальные и прикладные исследования радиодиапазонов выше 10 ГГц [1 – 2]. Наиболее важными факторами, которые необходимо принимать во внимание, когда оценивается работа спутниковых линий связи перспективных диапазонов, является влияние атмосферных эффектов на энергетику радиосигнала [1]. При этом актуальной остается задача качественного приема сигналов на наземном пункте управления. **Цель статьи** состоит в разработке способа усовершенствования схемы наведения антенн при различных режимах приема сигналов в перспективных спутниковых линиях связи.

Основная часть. Рядом стран ведутся исследования влияния тропосферного слоя на качество передаваемой информации по спутниковым каналам связи. Примером может служить космическая программа “Италсат” (Италия), одной из задач которой являлось проведение ряда экспериментов, связанных с изучением распространения радиоволн [3]. Эти измерения представляют интерес для конструирования РТС, работающих на сверхвысоких частотах. Эксперименты по данной программе проводились на частотах 20,40 и 50 ГГц [3]. Одним из параметров измерений являлось определение фазовых искажений. Измерения спутником “Сирио” показали наличие фазовых искажений $5 \div 10^\circ$ в полосе частот 500 МГц. Эта величина значительно превосходит значения, предсказываемые классической теории Ван-де-Халста [3]. Даже если значения фазовых искажений сами по себе и не велики, представляется весьма важным то, что их физические причины все еще остаются совершенно неизвестными. Поэтому измерения фазовых искажений проводилось и спутником “Италсат” на частоте 40 ГГц посредством модуляции несущей синусоидальным сигналом частоты 505 МГц [3]. Информация об искажениях

фазы является фундаментальной для определения предельных характеристик будущих связных систем с высокой пропускной способностью [2].

Как на современных, так и на вновь создаваемых радиотехнических средствах, работающих в КВЧ диапазоне, необходимо учитывать влияния тропосферного слоя и, по возможности, более эффективно снижать данное влияние, вследствие чего повышать качество принимаемого сигнала. Особый интерес вызывают исследования влияния частотно-селективных замираний на изменения фазы радиосигнала, прошедшего атмосферный слой Земли [3]. При этом целесообразно для повышения помехоустойчивости РТС применять алгоритм адаптации при приеме и обработке сигнала, прошедшего тропосферный слой Земли с частотно-селективными замираниями [4]. Данный алгоритм позволяет наиболее эффективно использовать свойства когерентного приема при отсутствии на трассе прохождения сигнала частотно-селективных замираний и наоборот использовать автокорреляционный метод при их наличии на трассе распространения [4]. Алгоритм адаптивного приема сигналов реализует схема, представленная на рис. 1 (1 – анализатор; 2 – блок восстановления (БВ) несущей; 3 – полосовой фильтр; 4 – коммутатор сигналов; 5 – перемножитель; 6 – блок линии задержки; 7 – интегратор; 8 – блок тактовой синхронизации; 9 – решающий блок).

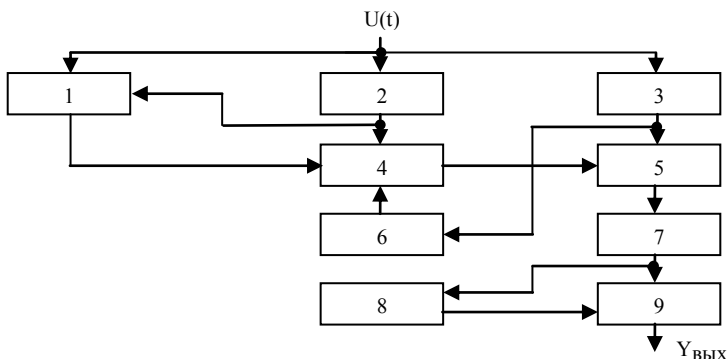


Рис. 1. Схема адаптивного приема сигналов

На вход РТС воздействует аддитивная смесь сигнала и белого шума [6]

$$U(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] + \xi(t),$$

где A – амплитуда сигнала; ω_0 – круговая частота сигнала, $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\varphi(t)$ – меняющаяся фаза; φ_0 – мгновенная начальная фаза; ξ – составляющая шума.

Смесь $U(t)$ поступает на сигнальный вход анализатора 1, на вход блока 2 восстановления несущей и на вход входного фильтра 3. Сигнал $U(t)$, пройдя входной полосовой фильтр 3 (полоса пропускания которого достаточно широка по сравнению с $1/T$), поступит на сигнальный вход перемножителя 5 и на вход линии задержки 6, пройдя которую, задержанный на такт сигнал

$$U(t - T) = A \cos [\omega_0 (t - T) + \varphi(t - T) + \varphi_0] + \xi(t - T)$$

поступает на первый вход коммутатора сигналов 4. С входа демодулятора сигналов сигнал $U(t)$ поступит в блок 2 восстановления несущей, откуда восстановленное опорное колебание $G(t) = A \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$ поступает на второй вход коммутатора сигналов 4, а также воздействует на опорный вход анализатора 1. С сигнального входа анализатора 1 полосовой фильтр одного канала выделяет нижнюю спектральную составляющую

$$U_H(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_H + \varphi_0] + \xi(t),$$

а полосовой фильтр другого канала – верхнюю спектральную составляющую

$$U_B(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_B + \varphi_0] + \xi(t).$$

В одном канале, пройдя ограничитель, сигнал $U_H(t)$ поступает на первый вход фазового детектора, а в другом канале, пройдя ограничитель, сигнал $U_B(t)$ поступает на первый вход фазового детектора. На вторые входы фазовых детекторов поступает опорное колебание $G(t)$. Фазовые детекторы выполнены на основе интегральных перемножающих схем поэтому на выходе интеграторов формируется напряжение, пропорциональное величинам $\Delta\varphi_1 = \varphi - \varphi_H$, $\Delta\varphi_2 = \varphi_B - \varphi$ на выходе интегратора другого канала. В вычитателе значения этих напряжений вычитаются, причем результирующее напряжение на выходе вычитателя пропорционально величине фазовых искажений

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = 2\varphi - \varphi_H - \varphi_B$$

сравнивается с допустимым значением в пиковом детекторе.

При наличии на трассе распространения радиоволн частотно-селективных замираний величина $\Delta\varphi \neq 0$. Отсюда $V\Delta\varphi \geq V\Delta\varphi_{\text{доп}}$, на выходе пикового детектора образовывается управляющее напряжение $V = 1$, которое, поступая на 3 вход коммутатора 4, переводит его в автокорреляционный режим работы. При этом сигнал $U(t-T)$ с первого входа коммутатора сигналов, пройдя коммутатор сигналов 4, поступает на опорный вход перемножителя 5. Произведение сигналов $U(t)$ и $U(t - T)$ интегрируется в интеграторе 7, на выходе которого имеется

$$I_1 = \int_{(n-1)T}^{nT} [A \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0) + \xi(t)] \{A \cos[\omega_0 (t - T) + \varphi(t - T) + \xi(t)]\} dt = 0,5A^2 T \text{Cos}\{\varphi(t) - \varphi(t - T)\} + \theta_1 + \theta_2 + \theta_3.$$

Далее решающий блок 9, синхронизируемый блоком 8 тактовой синхронизации, принимает решение по величине и знаку I_1 .

При отсутствии на трассе распространения радиоволн частотно-селективных замираний величина $\Delta\varphi \approx 0$. При $V\Delta\varphi < V\Delta\varphi_{\text{доп}}$, на выходе пикового детектора образуется управляющее напряжение, которое, поступая на 3 вход коммутатора сигналов 4, переводит его в когерентный режим работы. При этом сигнал $G(t)$ со второго входа коммутатора сигналов 4, пройдя его, поступает на опорный вход перемножителя 5. Произведение сигналов $U(t)$ и

$G(t)$ интегрируется в интеграторе 7, на выходе которого имеется

$$I_2 = \int_{(n-1)T}^{nT} A[\cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0) + \xi(t)] A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt = 0,5A^2 T \cos \varphi + \theta .$$

В последующем решающий блок 9, синхронизируемый блоком 8 тактовой синхронизации, принимает решение по величине и знаку I_2 . Учитывая работу предложенной схемы и алгоритма приема радиосигналов, получим оценку помехоустойчивости радиоустройств для когерентного и автокорреляционного каналов (табл. 1).

Таблица 1

Сравнительная оценка когерентного и автокорреляционного приемов СВЧ и КВЧ радиосигналов с ОФМ-2

N	Вероятность ошибки при когерентном приеме				
	$\Delta\varphi=0$	$\Delta\varphi=30^\circ$	$\Delta\varphi=45^\circ$	$\Delta\varphi=60^\circ$	$\Delta\varphi=80^\circ$
1	0,27	0,32	0,25	0,45	0,48
2	0,04	0,08	0,081	0,39	0,471
3	0,0025	0,003	0,016	0,19	0,48
4	$5,9 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-4}$	0,0022	0,07	0,4
5	$5,6 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	0,0001	0,021	0,43
N	Вероятность ошибки при автокорреляционном приеме				
	$\Delta\varphi=0$	$\Delta\varphi=30^\circ$	$\Delta\varphi=45^\circ$	$\Delta\varphi=60^\circ$	$\Delta\varphi=80^\circ$
1	0,303	0,345	0,393	0,44	0,475
2	0,065	0,11	0,18	0,3	0,47
3	0,0055	0,017	0,053	0,16	0,43
4	0,00016	0,0013	0,009	0,067	0,39
5	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	0,0009	0,02	0,34

Вывод. Результаты, приведенные в табл. 1, свидетельствуют о повышении помехоустойчивости радиоустройств МНСС за счет совершенствования схемы наведения антенн и алгоритмов обработки радиосигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Быстров Р.П., Петров А.В., Соколов А.В. Миллиметровые волны в системах связи // *Радиоэлектроника*. – 2000. – № 5. – С. 73 – 85.
2. Ливищ И.И., Рожков В.М., Рябов Б.А. Использование ИСЗ для связи в диапазоне миллиметровых волн // *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1987. – № 5. – С. 41 – 49.
3. Обнаружитель КВЧ радиосигналов / С.В. Котелков, Н.П. Руденко и др. // *Системы обработки информации*. – X.: ХВУ, 2001. – Вып. 3 (13). – С. 75 – 77.
4. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. – М.: Сов. радио, 1973. – 144 с.

Поступила 11.10.2005

Рецензент: доктор технических наук, профессор Л.Ф. Купченко,

