

УДК 621.391

С. В. НАУМЕНКО, канд. техн. наук, *О. П. МАЛОФЕЙ*, канд. техн. наук,
А. В. СТАВРОВ, *В. Н. ТУПКАЛО*, канд. техн. наук

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КОСВЕННОЙ ЛОКАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ**

Наиболее существенные характеристики большинства систем связи — точность передачи информации и ее количество, передаваемое при заданной точности. Имеет значение и то, насколько полно используются возможности системы связи. Все это характе-

ризует эффективность системы связи, для оценки которой вводят различные коэффициенты, описывающие наиболее важный параметр системы связи. Считается [1], что при многостанционном доступе в ретранслятор более полный и совершенный критерий эффективности — критерий использования пропускной способности ретранслятора, а в качестве обобщенного критерия эффективности предлагается использовать пороговое отношение энергии сигналов к удельной интенсивности помехи, когда в заданных условиях обеспечивается требуемое количество передачи $\omega_{\text{порог}}$ [2].

Таким образом, устоявшейся методики оценки эффективности системы связи пока нет. Поэтому применяют критерии, наиболее удобные в конкретных случаях.

Воспользуемся системой коэффициентов для оценки эффективности системы связи, приведенной в работе [3]. Она характеризует лишь метод передачи, не оценивая способы технического воплощения, более проста и привычна.

Будем оценивать эффективность способов передачи с помощью коэффициентов β -, γ - и η -эффективности. Коэффициент β -эффективности, характеризующий мощность сигнала, определяется по формуле

$$\beta = \frac{C}{P/\sigma^2}. \quad (1)$$

Здесь C — скорость передачи информации, (бит/с); P — средняя мощность сигнала на входе приемника; σ^2 — удельная мощность (интенсивность) помехи на входе приемника, или $\beta = C/Q_{\text{вч}}\Pi_0 = CB/\Pi_0 Q_{\text{нч}}$ (2), где $Q_{\text{вч}}$ — отношение средних мощностей сигнала и помехи на входе приемника; $Q_{\text{нч}}$ — отношение средних мощностей сигнала и помехи на выходе приемника; β — отношение средних мощностей сигнала и помехи на выходе; Π_0 — ширина спектра сигнала; B — выигрыш системы, $B = Q_{\text{нч}}/Q_{\text{вч}}$ (3).

Для оценки использования полосы частот канала вводится понятие γ -эффективности, $\gamma = C/\Pi_0$ (4). Степень использования пропускной способности канала характеризуется η -эффективностью, $\eta = C/C_0$ (5) (C_0 — пропускная способность канала). Выбор того или иного коэффициента для оценки эффективности системы связи зависит от того, какой параметр является важнейшей характеристикой системы.

Если мощность передатчика ограничена, что часто бывает на космической радиолинии Борт — Земля, целесообразно оценить эффективность системы связи с помощью коэффициента β -эффективности.

Для доказательства эффективности применения метода косвенной локации сигналов в системе связи с использованием искусственного спутника Земли (ИСЗ) рассмотрим две системы связи с различными ИСЗ: первая — международная система спутниковой связи «Интелсат VI», в которой используется ИСЗ типа «Интелсат VI», осуществляющий ретрансляцию при помощи многолучевой узконаправленной антенны с использованием подавления боковых лепестков на излучение; метод доступа — система многостанцион-

ного доступа с частотным разделением; вторая — международная система «Интерспутник» (ИСЗ типа «Горизонт») с глобальной зоной обслуживания (или полусфера); метод частотной модуляции (ЧМ), система работает по принципу частотного многостанционного доступа.

Поскольку системы являются многоканальными и асинхронными со свободным доступом в системе связи всех корреспондентов, в этом случае через общий ретранслятор осуществляется независимая связь между любыми двумя точками.

Когда в данной системе связи используются многолучевые антенные устройства с узкой диаграммой направленности («узкий луч» [4]), то в любом случае для повышения эффективности связи можно применить метод косвенной локации сигналов. Суть его проще рассмотреть на примере косвенной локации сигналов в узком луче. Указанный метод характеризуется тем, что дополнительно от двух пространственно разнесенных передатчиков излучаются два мощных узконаправленных электромагнитных колебания, которые создают вещественную область взаимодействия, излучающую во все стороны взаимомодулированные компоненты, которые принимаются и обрабатываются разведприемником для оценки параметров исследуемого радиосигнала. Данная область имеет свойства, описываемые нелинейной передаточной функцией типа

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = g(\sqrt{x^2 + y^2}) \cos[\omega_0 t + \arctg(y/x) + f(\sqrt{x^2 + y^2})], \quad (6)$$

где $x = x(t)$, $y = y(t)$ — квадратурные составляющие входного процесса:

$$U_{\text{ВХ}}(t) = \sum_{i=1}^L A_i \cos[\omega_0 + \omega_i t + \varphi_i t + \Theta_i]. \quad (7)$$

Здесь A_i ; $\omega_0 + \omega_i$; $\varphi_i(t)$; Θ — амплитуда, несущая частота, закон угловой модуляции (манипуляции), начальная фаза i -го сигнала соответственно; ω_0 — угловая частота, соответствующая средней частоте сигнала $U_{\text{ВХ}}(t)$; $g(\cdot)$, $f(\cdot)$ — амплитудная (АХ) и фазоамплитудная (ФАХ) характеристики области.

Как показано в [5], после прохождения области совокупность сигналов предстанет в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{k_1, k_2, \dots, k_L = -\infty}^{\infty} A_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t) \cos\left\{\omega_0 t + \sum_{i=1}^L k_i [\omega_i t + \varphi_i(t) + \Theta_i] + \psi_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t)\right\},$$

где

$$\begin{aligned} A_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t) \exp[j\psi_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t)] &= \\ = \int_0^{\infty} r \prod_{i=1}^L I_{k_i}(A_i r) I_0[U(t)r] \dot{H}(r) dr. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь

$$\dot{H}(r) = \int_0^{\infty} r g \rho \exp[jf(\rho)] I_1(r\rho) d\rho. \quad (9)$$

Кроме того, должно быть выполнено условие

$$\sum_{i=1}^L k_i = 1. \quad (10)$$

Из выражения (8) хорошо видно, что параметры отдельных комбинационных составляющих выходного сигнала зависят от параметров входного, а следовательно, несут информацию о законах изменения сразу нескольких сигналов.

Выделение необходимых составляющих производится по частотному, фазовому либо кодовому признакам. Например, если изменяемому радиосигналу присвоить индекс «1», а зондирующему — «2», то общее выражение выходного сигнала можно представить как

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) = & \sum_{k_1, k_2 = -\infty}^{\infty} A_{k_1, k_2}(t) \cos \{(\omega_0 t + k_1 \omega_1 t + k_2 \omega_2 t) + \\ & + [k_1 \varphi_1(t) + k_2 \varphi_2(t)] + k_1 \Theta_1 + k_2 \Theta_2 + \psi_{k_1, k_2}(t)\} + \\ & + \sum_{k_1, k_2 = 0}^{\infty} A_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t) \cos \{\omega_0 t + k_i [\omega_i t + \varphi_i(t) + \Theta_i] + \\ & + \psi_{k_1, k_2, \dots, k_L}(t)\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Согласно выражению (11), составляющие, удовлетворяющие условию (10), несут информацию о законе изменения параметров измеряемого сигнала.

Так, для $k_2 = 2$, $k_1 = -1$, $k_2 + k_1 = 1$ имеем

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) = & A_{-1,2}(t) \cos \{\omega_0 t - \omega_1 t + 2\omega_2 t - \varphi_1(t) + 2\varphi_2(t) - \\ & - \Theta_1 + \Theta_2 + \psi_{-1,2}(t)\} + \sum_{k_1 = -1, k_2 = 2, k_3 = \dots = k_L = -\infty}^{\infty} A_{-1,2,k_3, \dots, k_L}(t) \cos \{\omega_0 t - \omega_1 t + \\ & + 2\omega_2 t - \varphi_1(t) + 2\varphi_2(t) - \Theta_1 + \Theta_2 + \sum_{i=3}^{\infty} k_i (\omega_i t - \\ & - \varphi_i(t) + \Theta_i) + \psi_{-1,2,k_3, \dots, k_L}(t)\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Как следует из выражения (12), параметры взаимной составляющей зондирующего и измеряемого радиосигналов содержат законы изменения обоих сигналов и легко могут быть обработаны на приемной стороне, где параметры сигнала разведстанции известны. Если к тому же известно значение угловой частоты измеряемого сигнала, то задача измерения $\varphi_1(t)$ значительно упрощается. В оставшейся сумме содержатся и другие составляющие, прием которых увеличивает точность измерения. Например, для $k_1 = 2$, $k_2 = -1$ и т. д. с учетом условия (10).

На рис. 1 представлены зависимости изменения амплитуд взаимомодуляционной составляющей третьего порядка с $k_1 = -1$ и $k_2 = 2$ от отношения амплитуд сигнала и измеряемого сигнала A_{3c}/A_n при различных отношениях сигнал-шум на входе области взаимодействия, рассчитанные в соответствии с (12).

Приведенные зависимости свидетельствуют о том, что уже при незначительном превышении сигнала ЗС № 1 над уровнем исследуемого сигнала значение взаимомодуляционной составляющей $A_{1,2}$ становится практически соизмеримой с уровнем A_n , а следовательно, трудности измерения параметров наблюдаемого колебания становятся такого же уровня, что и непосредственно постороннего электромагнитного колебания в области взаимодействия. В то же время излучение от области взаимодействия, в отличие от исследуемого сигнала, происходит в разные стороны с интенсивностью, соизмеримой с интенсивностью рассматриваемого колебания, что позволяет приемнику ЗС № 1 вести достоверный прием переданного им сигнала, а значит, возможна подстройка передатчика по качеству принимаемого сигнала, которое будет характеризоваться в основном вероятностью ошибочного приема единичного символа.

Таким образом, появляется возможность создания наилучших условий для приема сигналов приемной станцией ЗС № 2. Способы создания таких условий аналогичны для обеих систем связи.

Рассмотрим применение метода в системе связи с антеннами, использующими широкую диаграмму направленности. Применение таких антенн позволяет передающей земной станции (ЗС) № 1 принять групповой сигнал, ретранслируемый с ИСЗ, и при необходимости сдвинуть во времени сигнал своего передатчика, чтобы обеспечить оптимальные условия для приема его своим корреспондентом — ЗС № 2. Следовательно, передающая станция каждого направления, кроме собственно передающего тракта, должна содержать тракт, который обеспечивает прием и анализ группового сигнала от ИСЗ (рис. 2).

Поясним общий принцип работы систем космической связи при помощи структурной схемы (рис. 2). Допустим, что ретранслятор на ИСЗ в данный момент используется n -направлениями. Передающая станция i -го направления передает дискретную информацию на несущей частоте f_i , при этом можно использовать любой способ передачи дискретной информации, например ЧМ или ФТ, с длительностью элементарной посылки T . Индекс i ($i=1, 2, \dots$) свидетельствует о том, что схема относится к i -му направлению. Сигнал с несущей частотой f_i совместно с сигналами основных направлений поступает в приемную часть антенны ретранслятора, усиливается в приемном устройстве и расфильтровывается гребенкой из n -фильтров сосредоточенной селекции, полоса пропускания которых выбирается так, чтобы обеспечить неискаженную передачу посылки сигнала и очистить его от помех,

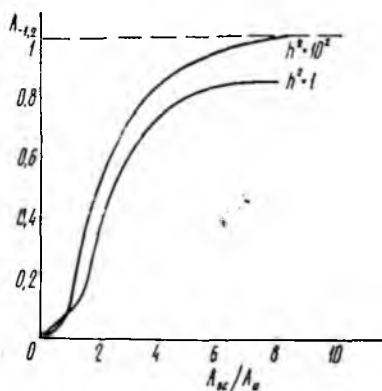


Рис. 1

В этом случае предлагаемый способ косвенной локации сигнала и подстройки по цепи обратной связи позволит максимально сузить полосы пропускания таких фильтров, а отсюда — уменьшить их габаритно-весовые и стоимостные показатели, так как здесь есть возможность принять меры по устранению смещений частоты радиолинии Земля — ИСЗ из-за нестабильностей передатчика, гетеродина приемника и влияния эффекта Допплера, который возникает за счет перемещения спутника относительно ЗС и приводит к искажению спектра сигнала. Сигналы с выходов канальных фильтров поступают на сместитель, куда одновременно поступает напряжение

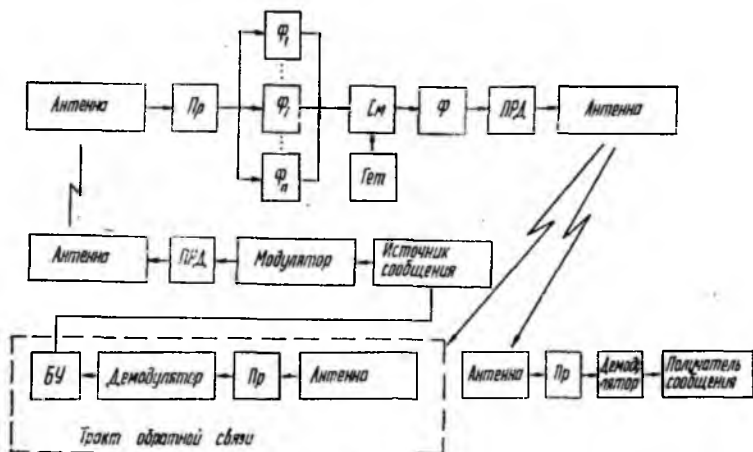


Рис. 2

от генератора «прыгающей» частоты (гетеродина). Сетка частот гетеродина соответствует расстановке несущих частот передатчиков ЗС.

Таким образом, с выхода фильтра последовательно поступают посылки сигналов различных ЗС длительностью T/n , соответствующие несущим частотам $f_1, \dots, f_i, \dots, f_n$. Укороченные в n раз элементарные посылки n ЗС поступают в передатчик и излучаются передающей частью антенного устройства.

Групповой сигнал, переизлученный ретранслятором, поступает на вход приемной части ЗС i -го направления и на приемник передающей части того же направления. В демодуляторе из группового сигнала выделяются посылки, несущие сообщение i -й передающей ЗС. Проводится их анализ.

Если «вырезанная» в ретрансляторе посылка попадает на границу двух соседних посылок противоположного знака, то блок управления несколько изменяет частоту дискретизации, чтобы стробирующий импульс в ретрансляторе приходился на середину посылки. Очевидно, что для выделения из группового сигнала сообщений отдельной станции в сигналы станций необходимо вводить соответствующую «окраску».

Как известно, большинство национальных и международных спутниковых линий связи работают в полосах 6/4 и 8/7 ГГц (числитель соответствует полосе частот на участке линии Земля — ИСЗ, знаменатель — ИСЗ — Земля). В более высоких диапазонах выделены полосы 14/12 и 30/20 ГГц.

Основные явления, сопровождающие распространение волн таких частот, сводятся к затуханию в атмосферных газах и осадках, изменению поляризации волн в результате эффекта Фарадея и осадков, случайным флюктуациям и фазе принимаемого поля, вариациям углов прихода, ограничению полосы частот, передаваемой без искажений.

При передаче дискретных сообщений по симметричному каналу с постоянными параметрами скорость передачи информации C можно выразить через основание кода m , техническую скорость передачи символов V и вероятность ошибочного приема символа p следующим образом:

$$C = V [\log_2 m + p \log_2 p / (m - 1) + (1 - p) \log_2 (1 - p)],$$
$$\beta = (V \sigma^2 / p) [1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)].$$

(для случая передачи бинарной информации).

При постоянной технической скорости передачи информации, мощности сигнала P , спектральной интенсивности помехи σ^2 коэффициент β -эффективности полностью определяется вероятностью ошибочного приема единичного символа p . Лучшим будет тот способ передачи, который обеспечит минимум вероятности ошибок (применение методов помехоустойчивого кодирования). Чтобы увеличить P -мощность принимаемого сигнала, а следовательно, и β -эффективность, следует применять предлагаемый метод косвенной локации сигналов в системе связи в те периоды, когда перечисленные явления, сопровождающие распространение радиоволн указанного диапазона, оказывают сильное неблагоприятное влияние на качество связи. При этом снижаются экономические затраты на эксплуатацию дополнительных приемных трактов в ЗС. Для увеличения стабильности работы системы с обратной связью с использованием метода косвенной локации сигналов можно применить создание области взаимодействия зондирующего и исследуемого сигнала, облучая непосредственно ретранслятор.

Список литературы: 1. Долуханов М. П. Дальнее распространение ультракоротких волн. М., 1961. 324 с. 2. Зенкевич О. А. Энергетические характеристики космических радиолиний. М., 1972. 214 с. 3. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М., 1972. 243 с. 4. Компанелла Дж., Харрингтон Дж. В. Сети спутниковой связи // Тр. ин-та инж. по электронике и радиоэлектронике, 1985. Т. 72, № 44. С. 84—96. 5. Тузов Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М., 1985. 328 с.

Поступила в редколлегию 29.03.88