

МСЭ-R

Сектор радиосвязи МСЭ

Отчет МСЭ-R SM.2355-0
(06/2015)

Развитие методов контроля за использованием спектра

Серия SM
Управление использованием спектра



Предисловие

Роль Сектора радиосвязи заключается в обеспечении рационального, справедливого, эффективного и экономичного использования радиочастотного спектра всеми службами радиосвязи, включая спутниковые службы, и проведении в неограниченном частотном диапазоне исследований, на основании которых принимаются Рекомендации.

Всемирные и региональные конференции радиосвязи и ассамблеи радиосвязи при поддержке исследовательских комиссий выполняют регламентарную и политическую функции Сектора радиосвязи.

Политика в области прав интеллектуальной собственности (ПИС)

Политика МСЭ-R в области ПИС излагается в общей патентной политике МСЭ-T/МСЭ-R/ИСО/МЭК, упоминаемой в Приложении 1 к Резолюции МСЭ-R 1. Формы, которые владельцам патентов следует использовать для представления патентных заявлений и деклараций о лицензировании, представлены по адресу: <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>, где также содержатся Руководящие принципы по выполнению общей патентной политики МСЭ-T/МСЭ-R/ИСО/МЭК и база данных патентной информации МСЭ-R.

Серии Отчетов МСЭ-R

(Представлены также в онлайн-форме по адресу: <http://www.itu.int/publ/R-REP/en>.)

Серия	Название
BO	Спутниковое радиовещание
BR	Запись для производства, архивирования и воспроизведения; пленки для телевидения
BS	Радиовещательная служба (звуковая)
BT	Радиовещательная служба (телевизионная)
F	Фиксированная служба
M	Подвижные службы, служба радиоопределения, любительская служба и относящиеся к ним спутниковые службы
P	Распространение радиоволн
RA	Радиоастрономия
RS	Системы дистанционного зондирования
S	Фиксированная спутниковая служба
SA	Космические применения и метеорология
SF	Совместное использование частот и координация между системами фиксированной спутниковой службы и фиксированной службы
SM	Управление использованием спектра

Примечание. – Настоящий Отчет МСЭ-R утвержден на английском языке Исследовательской комиссией в соответствии с процедурой, изложенной в Резолюции МСЭ-R 1.

Электронная публикация
Женева, 2016 г.

© ITU 2016

Все права сохранены. Ни одна из частей данной публикации не может быть воспроизведена с помощью каких бы то ни было средств без предварительного письменного разрешения МСЭ.

ОТЧЕТ МСЭ-R SM.2355-0

Развитие методов контроля за использованием спектра

(2015)

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

1	Введение.....	2
2	Обнаружение слабого сигнала.....	2
	2.1 Синхронизированный усилитель.....	2
	2.2 Интегрирование с дискретизацией.....	3
	2.3 Корреляция.....	4
	2.4 Адаптивное подавление шума.....	6
3	Разделение сигналов на совпадающих частотах.....	7
	3.1 Разделение в одном канале.....	7
	3.2 Многоканальное разделение.....	10
4	Определение местоположения в нескольких режимах (на основе сочетания технологий определения местоположения).....	12
	4.1 Угол прихода.....	12
	4.2 Разница времени прихода.....	12
	4.3 Разница частоты прихода.....	12
	4.4 Мощность прихода.....	13
	4.5 Метод на основе информации идентификации.....	13
	4.6 Коэффициент усиления прихода.....	13
5	Заключение.....	13
	Приложение 1 – Примеры применения передовых методов радиоконтроля.....	14
	A1.1 Применение корреляции для обнаружения спутниковых помех.....	14
	A1.2 Применение восстановления сильного сигнала в радиоконтроле спутников.....	17
	A1.3 Применение одноканального ICA для разделения сигналов.....	18
	A1.4 Пространственное формирование луча на основе спектра при осуществлении контроля в диапазоне ВЧ/ОВЧ.....	21
	A1.5 Применение многоканального ICA для разделения сигналов.....	23
	A1.6 Определение географического местоположения базовой станции GSM.....	26
	Приложение 2 – Примеры применения комбинированного метода определения географического местоположения.....	27
	A2.1 Гибридный метод AOA/TDOA.....	27
	A2.2 Гибридный метод TDOA/GROA.....	28

1 Введение

Цель управления использованием спектра заключается в обеспечении максимально эффективного использования спектра, сведении к минимуму помех и исключении неразрешенного и ненадлежащего использования спектра. Контроль за использованием спектра – "глаза и уши" процесса управления использованием спектра – весьма необходим и важен для управления ресурсами спектра, радиостанциями и электромагнитной средой благодаря предоставлению ценных данных контроля, включая занятость спектра, характеристики сигнала, такие как напряженность поля, ширина полосы, тип модуляции, местоположение источника излучений и т. д.

Происходит непрерывное и стремительное развитие систем радиосвязи. В аспекте использования спектра это проявляется в основном в использовании технологий адаптивного использования частот, мультиплексирования на совпадающей частоте, широкополосного доступа, расширения спектра (расширение спектра с применением прямой последовательности и скачкообразной перестройки частоты) и т. д. Типичными примерами развития систем радиосвязи служат системы радиосвязи с программируемыми параметрами и системы когнитивного радио. Соответственно, будущие системы контроля за использованием спектра должны обладать возможностями мониторинга новых технологий и систем радиосвязи, такими как обнаружение слабого сигнала, разделение сигналов на совпадающей частоте и определение местоположения в нескольких режимах на основе цифровой обработки сигналов (DSP) и сети и т. д.

2 Обнаружение слабого сигнала

Все более острой становится потребность в повышении чувствительности систем контроля для обнаружения слабых сигналов с низкой плотностью мощности, так как все в большем числе новых систем радиосвязи используется все более низкая мощность, все более широкая полоса пропускания, все более высокая частота.

В некоторых случаях сигналы могут быть слабее фонового шума. Вследствие этого сложно обнаружить и определить местоположение незаконного слабого сигнала с низкой плотностью мощности, используя существующие системы радиоконтроля, обладающие ограниченной чувствительностью. Для выделения сигналов из фонового шума в будущих системах контроля за использованием спектра должны применяться передовые технологии.

В нижеследующих разделах представлен ряд технологий обнаружения слабых сигналов.

2.1 Синхронизированный усилитель

Самым распространенным сигналом передачи данных является синусоидальная волна, и ее амплитуда и фаза могут быть определены синхронизированным усилителем (LIA).

Принимается, что

$$x(t) = U_s \cos w_0 t + n(t),$$

где:

U_s : амплитуда синусоидального сигнала;

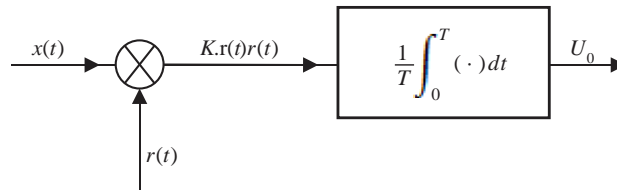
w_0 : угловая частота;

$n(t)$: фоновый шум.

U_s может быть определена с помощью арифметического устройства на основе взаимной корреляции в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1.

РИСУНОК 1

Схема ЛИА



Report SM.2355-01

Здесь $r(t)$ – опорный сигнал той же частоты, что и обнаруженный сигнал $x(t)$ с амплитудой U_r и разностью фаз φ , а K – постоянная. Тогда выходной сигнал U_o можно описать следующим образом:

$$U_o = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K [U_s \cos \omega_0 t + n(t)] [U_r \cos(\omega_0 t + \varphi)] dt .$$

Учитывая, что фоновый шум не коррелируется с синусоидальным сигналом, эту формулу можно записать следующим образом:

$$U_o = \frac{K U_s U_r}{2} \cos \varphi .$$

Очевидно, что U_o достигнет максимального значения, и U_s следует измерять в максимальной степени точно, если φ равно нулю, то есть опорный сигнал $r(t)$ и обнаруживаемый сигнал $x(t)$ имеют одинаковое значение фазы.

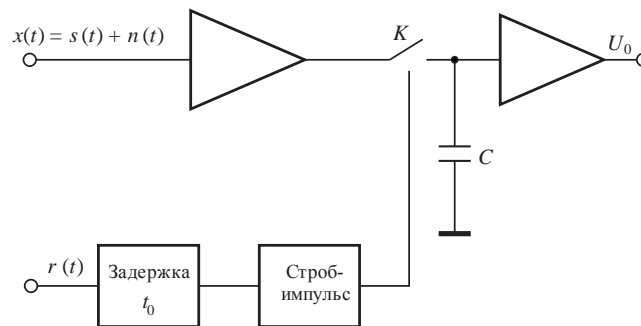
По сути, ЛИА – это в определенной степени применение метода взаимной корреляции.

2.2 Интегрирование с дискретизацией

Наряду с ЛИА, который пригоден в случае синусоидального сигнала, для обнаружения периодических кратковременных импульсных сигналов может использоваться метод интегрирования с дискретизацией. Схема интегрирования с дискретизацией приведена на рисунке 2.

РИСУНОК 2

Схема интегрирования с дискретизацией



Report SM.2355-02

Опорный сигнал $r(t)$ имеет ту же частоту, что и обнаруживаемый сигнал $x(t)$, который состоит из полезного сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$. К сигналу $r(t)$ применяется задержка на время t_0 , и генерируются строб-импульсы для дискретизации $x(t)$ с помощью ключа К. Получаемый после выполненного n раз интегрирования и усреднения выходной сигнал может быть описан следующим образом:

$$u_0 = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} x(t_0 + kT) = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) + \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT) .$$

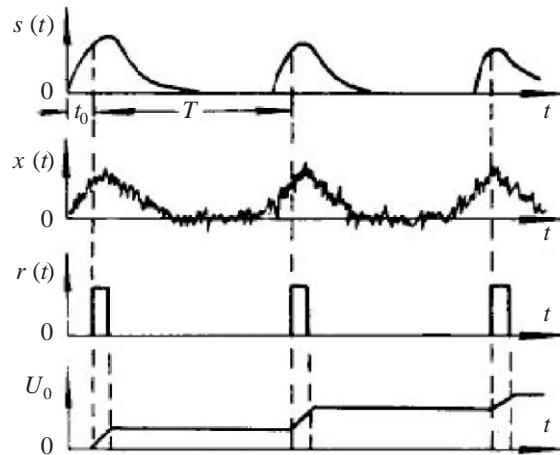
Учитывая плохую корреляцию белого шума в различные моменты времени, могут быть получены следующие формулы:

$$\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT) \approx 0$$

$$u_0 \approx \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) = s(t_0).$$

Возможная форма сигналов показана на рисунке 3.

РИСУНОК 3
Форма сигналов



Report SM.2355-03

2.3 Корреляция

2.3.1 Взаимная корреляция

Взаимная корреляция – это мера подобия двух сигналов как функция применяемой к одному из этих сигналов задержки.

Принимается, что

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad y(t) = s_2(t) + n_2(t),$$

и, далее

$$R_{xy}(\tau) = E[y(t)x(t - \tau)] = E\{[s_2(t) + n_2(t)][s_1(t - \tau) + n_1(t - \tau)]\} = R_{s_1s_2}(\tau) + R_{s_1n_2}(\tau) + R_{n_1s_2}(\tau) + R_{n_1n_2}(\tau) = R_{s_1s_2}(\tau).$$

Взаимная корреляция применяется как к периодическим, так и непериодическим сигналам. Следует также заметить, что в случае сдвига по частоте между двумя сигналами необходимо применять метод двухмерной взаимной корреляции. Сигнал может быть изменен следующим образом:

$$x_1(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad x_2(t) = s_2(t)\exp(j2\pi\Delta f_c t) + n_2(t),$$

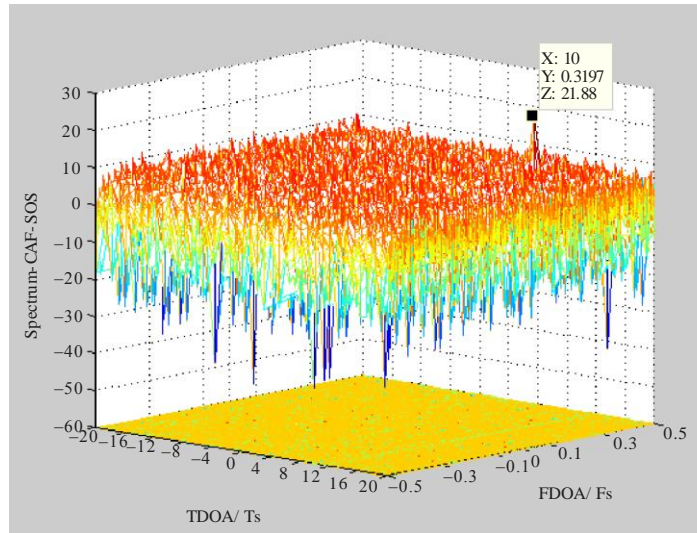
где Δf_c может быть выражена как сдвиг по частоте между двумя сигналами. Метод двухмерной взаимной корреляции может быть рассчитан следующим образом:

$$R_{xy}(f, \tau) = F\{E[y(t)x(t - \tau)]\}_t = R_{s_1s_2}(f, \tau),$$

где $F\{\}$ – преобразование Фурье по переменной τ .

В целом, в результате взаимной корреляции может вырабатываться заметный корреляционный максимум с большим SNR. На рисунке 4 представлен пример метода двумерной взаимной корреляции. Он используется для определения разницы времени прихода (TDOA) и разницы частоты прихода (FDOA). Можно отчетливо видеть, что на рисунке отображен явный максимум. Определив позицию максимума в области времени и частоты, можно получить соответствующие значения TDOA и FDOA.

РИСУНОК 4
Пример двумерной взаимной корреляции

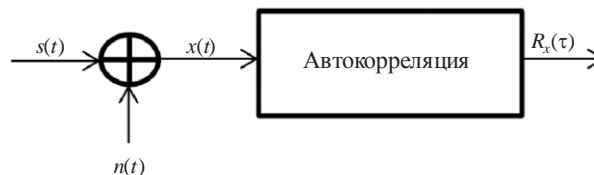


Report SM.2355-04

2.3.2 Автокорреляция

Автокорреляция – это взаимная корреляция сигнала с ним самим. Говоря просто, это подобие результатов наблюдений как функция разделяющего их времени.

РИСУНОК 5
Схема автокорреляции



Report SM.2355-05

На рисунке 5 $x(t) = s(t) + n(t)$, $s(t)$ – периодический сигнал, а $n(t)$ – шум.

Таким образом:

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t)x(t-\tau)] = E\{[s(t)+n(t)][s(t-\tau)+n(t-\tau)]\} \\ &= E[s(t)s(t-\tau)] + E[n(t)n(t-\tau)] + E[s(t)n(t-\tau)] + E[n(t)s(t-\tau)] \\ &= R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \end{aligned}$$

Если $s(t)$ и $n(t)$ не коррелируют, тогда:

$$R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0, \text{ и}$$

$$R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau).$$

Если сигнал шума $n(t)$ непериодический и его среднее значение равно нулю, тогда:

$$R_n(\tau) = 0 \text{ (где } \tau \neq 0 \text{)}.$$

В таком случае $R_x(\tau) = R_s(\tau)$.

При обнаружении почти циклостационарных сигналов может также применяться измененный алгоритм автокорреляции, называемый "циклическая автокорреляция". Аналогично приведенной выше формуле это может быть выражено следующим образом:

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= E\{x(t)x(t-\tau)\exp(j2\pi\alpha\tau)\} \\ &= R_s^\alpha(\tau) + R_n^\alpha(\tau) + R_{sn}^\alpha(\tau) + R_{ns}^\alpha(\tau), \end{aligned}$$

где α называется циклической частотой. Аналогично, $R_{sn}^\alpha(\tau)$ и $R_{ns}^\alpha(\tau)$ равны 0, и $R_n^\alpha(\tau) = 0$ (где $\tau \neq 0$ или $\alpha \neq 0$).

В таком случае $R_x^\alpha(\tau) = R_s^\alpha(\tau)$.

Следует заметить, что алгоритм циклической автокорреляции действителен и для периодических и для непериодических сигналов. Для периодического сигнала мы можем просто принять $\alpha = 0$, и далее все эквивалентно алгоритму традиционной автокорреляции; а в случае непериодического сигнала мы можем принять $\tau = 0$ и обнаружить сигнал путем поиска максимумов в области циклической частоты.

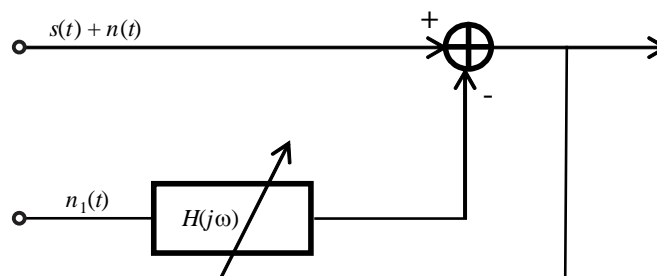
2.4 Адаптивное подавление шума

Адаптивное подавление шума (ANC) выявляет полезный сигнал путем вычитания из обнаруживаемого сигнала адаптивно фильтруемого "эталонного" шума, коррелирующего с шумом, который содержится в обнаруживаемом сигнале.

Схема адаптивного подавления шума приведена на рисунке 6.

РИСУНОК 6

Схема ANC



Report SM.2355-06

Эталонный шум $n_1(t)$, коррелирующий с шумом $n(t)$, может обрабатываться адаптивным фильтром $H(j\omega)$. Шум $n(t)$ ограничивается, и выходное SNR может быть улучшено.

Такой фильтр ANC можно легко спроектировать, не имея знаний о шуме $n(t)$ и сигнале $s(t)$ или практического опыта работы с ними, а эффект фильтрования эквивалентен работе фильтра Винера. Благодаря своим преимуществам фильтр ANC широко применяется для ограничения помех, объединенных с сигналами, например адаптивный режекторный фильтр.

3 Разделение сигналов на совпадающих частотах

Все чаще новые передатчики или системы радиосвязи совместно используют ограниченные ресурсы спектра, работая на совпадающей частоте в разных областях – временной области, кодовой области, пространственной области и т. д. Например, многие виды систем сотовой радиосвязи и ВЧ связи работают по так называемой модели совпадающей частоты. В то же время большинство случаев возникновения намеренных или ненамеренных помех могут происходить на перекрывающихся частотах.

В некоторых передовых системах радиосвязи используются одновременно несколько методов мультиплексирования на совпадающей частоте. В таких случаях одна станция радиоконтроля может принимать несколько разных сигналов от разных передатчиков на той же частоте. Следовательно, существующей системе радиоконтроля с ограниченными функциями сложно будет провести различие между этими сигналами на совпадающей частоте. В будущих системах контроля за использованием спектра должны применяться передовые технологии разделения сигналов в разных областях.

Методы разделения сигналов на совпадающей частоте можно разделить на две категории: метод разделения в одном канале и метод разделения в нескольких каналах, и эти методы представлены в нижеследующих разделах.

3.1 Разделение в одном канале

3.1.1 Восстановление сильного сигнала

Восстановление сильного сигнала может применяться для выделения сигнала из сильных сигналов с линейной цифровой модуляцией, таких как сигналы с модуляцией PSK и QAM. Однако этот алгоритм может работать только в случае двух сигналов и требует отношения мощностей более 6 дБ. Общая схема этого алгоритма приведена на рисунке 7.



Report SM.2355-07

а) Предварительная обработка

Основная функция этого модуля включает несколько необходимых шагов обработки при приеме, таких как фильтрование, понижающее преобразование, преобразование частоты дискретизации. Однако при этом к данному модулю с помощью алгоритма на основе частотной области может применяться ряд алгоритмов подавления узкополосных помех, таких как адаптивное режекторное фильтрование, которые могут устранить относительно слабый сигнал, добавленный к сильному разрешенному сигналу.

b) Оценка параметров сильного сигнала

Для выполнения демодуляции сильных сигналов в этом модуле следует провести оценку нескольких параметров. К таким параметрам относятся амплитуда, несущая частота, начальная фаза, коэффициент и тип модуляции. Однако в большинстве случаев сильный сигнал является разрешенным. Следовательно, некоторые присущие ему параметры, например коэффициент и тип модуляции, известны приемнику, и поэтому отсутствует необходимость в оценке этих параметров. Оценить необходимо только несущую частоту, начальную фазу и амплитуду.

c) Демодуляция и восстановление сильного сигнала

Традиционная процедура демодуляции может применяться для демодуляции сильных сигналов с целью восстановления последовательности битового потока. Далее может быть выполнена процедура восстановления сильного сигнала при наличии заранее полученных сведений о несущей частоте, начальной фазе, скорости в бодах и типе модуляции.

d) Восстановление слабого сигнала

После восстановления сильного сигнала может быть восстановлен слабый сигнал с помощью методов адаптивного подавления сигналов, таких как метод наименьшего среднеквадратичного (LMS) и рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS), применяемых для подавления сильного сигнала в исходной комбинации сигналов.

e) Оценка параметров слабого сигнала

Требуемые параметры аналогичны указанным в разделе b). Однако характеристики сигнала помехи приемнику не известны и, следовательно, необходимые параметры, такие как скорость передачи и тип модуляции, также следует оценивать. Предполагается, что для устранения последствий неточности восстановления должен быть введен устойчивый алгоритм оценки параметров.

Например, алгоритм, базирующийся на циклическом спектре, может применяться для оценки скорости передачи, некоторые алгоритмы на основе статистики высокого порядка, могут использоваться для построения алгоритма идентификации модуляции.

f) Демодуляция слабого сигнала

Аналогично вышеупомянутому положению в разделе b), традиционный метод модуляции может быть введен для слабого сигнала. Однако предполагается, что может быть введен шаг слепого выравнивания для преодоления межсимвольных помех, создаваемых в результате неточной оценки параметров.

3.1.2 Анализ независимых компонент в одном канале

Анализ независимых компонент (ICA) в одном канале может применяться для выделения сигнала из некоторых цифровых и модулированных сигналов, таких как сигналы с PSK и AM. Однако этот алгоритм может работать только в случае двух сигналов и при допущении, что параметры канала постоянны в течение периода передачи сигналов.

Возьмем для примера два сигнала с BPSK. Два сигнала с BPSK с той же частотой и символьной скоростью передаются по радиоканалам и после местного гетеродина принимают следующую форму:

$$\beta_1(t) = h_1(t)e^{j(\Delta\omega_1 t + \varphi_1)} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1)$$

и

$$\beta_2(t) = h_2(t)e^{j(\Delta\omega_2 t + \varphi_2)} \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2),$$

где $h_1(t)$ и $h_2(t)$ – амплитуды сигналов, "загрязненные" каналами с замиранием, $\Delta\omega_1$ и $\Delta\omega_2$ – сдвиги несущих частот, φ_1 и φ_2 – случайные фазы несущих, a_n и b_n n -е переданные символы из того же дискретного алфавита $\{-1, 1\}$, M – количество символов, $g(t)$ – согласованные фильтры типа

"приподнятый косинус", используемые против межсимвольных помех (ISI), T – период символа, τ_1 и τ_2 – временные задержки, удовлетворяющие условию $\tau_1, \tau_2 \in (0, T)$. Смешанный сигнал, наблюдаемый на передатчике, описывается следующим образом:

$$s(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t) + n(t),$$

где $n(t)$ – аддитивный белый гауссов шум, спектральная плотность мощности которого составляет $N_0/2$.

Предполагая каналы с медленным замиранием и точную синхронизацию несущих частот, значения усиления каналов должны быть постоянными в период передаваемых сигналов. Мы предполагаем, что значения усиления каналов имеют форму $h_j(t)e^{j\varphi_j} = h_j e^{j\varphi_j}$, где $j = 1, 2$. Случайные значения усиления каналов составляют проблему в аспекте обнаружения сигнала, но играют важную роль в разделении сигналов. Наблюдаемый сигнал $y(t)$ может быть расширен до двухканальных сигналов с использованием версии $y(t)$ со сдвигом фазы следующим образом:

$$x_1(t) = h_1 \exp(j\varphi_1) \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + \\ h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_1(t)$$

и

$$x_2(t) = h_1 \exp[j(\varphi_1 - \theta)] \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + \\ h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_2(t)$$

где $\Delta\omega$ – сдвиг несущих частот сигналов в совмещенном канале, θ – искусственная смещенная фаза, как правило $\theta \in [\pi/4, \pi/2]$, $n_1(t)$ и $n_2(t)$ принимаются как нулевой средний гауссов шум с дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 , соответственно. Используя действительную часть и $x_1(t)$ и $x_2(t)$, можно получить следующую матрицу смешивания:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos \varphi_1 & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}.$$

И вектор сигналов источника можно описать следующим образом:

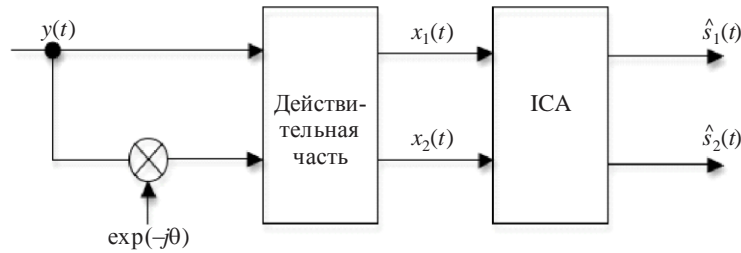
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1) \\ \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2) \end{bmatrix}.$$

Если сдвиг несущих частот невелик и используются данные только кратковременного наблюдения, матрица смешивания может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos(\varphi_1) & h_2 \cos(\varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}.$$

Если $\varphi_1 \neq \varphi_2$, несложно получить $\text{ранг}(\mathbf{A}) = 2$. Обозначим $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$ вектором смешивающихся сигналов и получим матрицу расслоения 2×2 $\mathbf{W} = \mathbf{A}^{-1}$ для восстановления источников из \mathbf{X} с помощью ИСА. Структура предложенного одноканального алгоритма ИСА приведена на рисунке 8.

РИСУНОК 8
Структура одноканального ICA



Report SM.2355-08

Алгоритм ICA может моделироваться как линейная комбинация мгновенных сигналов, и главное заключается в обеспечении максимальной независимости выходных сигналов. Процедура слепого разделения сопровождается построением различных матриц декорреляции. ICA не требует какой-либо информации о наблюдаемых сигналах, но необходимо, чтобы передаваемые сигналы отвечали условию статистической независимости. Восстановленный сигнал $\hat{\mathbf{S}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]^T$ можно описать следующим образом $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{W}\mathbf{X}$.

3.2 Многоканальное разделение

3.2.1 Пространственное формирование луча на основе спектра

Пространственное формирование луча на основе спектра может применяться в случае слепого разделения нескольких сигналов, что эффективно также в случае произвольного типа модуляции, и может достигать относительно хорошей производительности в условиях низкого SNR. Фундаментальную теорию можно иллюстрировать следующим образом:

Допустим, что сигналы P принимаются антенными решетками M , принятые сигналы можно описать с помощью матрицы $\mathbf{X}(t)$ следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi d \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d \sin \theta_P / \gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_P / \gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix},$$

где $\{\theta_1, \dots, \theta_P\}$ – направление каждого сигнала, соответственно, $s_i(t)$ $\{i = 1, 2, \dots, P\}$ обозначается как входной сигнал P , $n_i(t)$ $\{i = 1, 2, \dots, M\}$ – соответствующий аддитивный белый гауссов шум (AWGN), и γ – длина волны сигнала.

Далее, вычисляя матрицу корреляции

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t))$$

и, применяя процедуру декомпозиции характеристического числа, можно получить серию характеристических чисел и характеристических векторов. Пространство характеристического числа может быть разделено на подпространство сигнала размерности P и подпространство шума размерности $M-P$ путем распределения характеристических чисел. Нижеследующее уравнение может быть легко доказано с помощью ортогональности подпространства сигнала и шума следующим образом:

$$\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k) = 0,$$

где $\mathbf{a}(\theta_k) = [e^{j2\pi d \sin \theta_k / \gamma} \dots e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_k / \gamma}]^T$, \mathbf{G} – составлено из характеристических векторов в подпространстве шума с размерностью $M \times (M-P)$. Определим $\mathbf{P}(\theta) = 1/[\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k)]$, это широко известный алгоритм MUSIC. Направление каждого сигнала может быть оценено путем "сбора пиков" серии локальных максимумов сигналов.

Если сигнал из направления θ_k должен быть выделен, коэффициенты каждой антенной решетки будут удовлетворять следующему ограничению:

$$\omega^H a(\theta_d) = 1, \quad \omega^H a(\theta_i) = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, M, i \neq d).$$

Для решения этой проблемы разработаны различные алгоритмы. Одним из наиболее общих и широко используемых алгоритмов является так называемый алгоритм "Формирование луча методом Капона", построенный по принципу минимизации выходной мощности. Коэффициенты могут быть разрешены следующим образом:

$$\omega_{opt} = [R^{-1} a(\theta_k)] / [a^H(\theta_k) R^{-1} a(\theta_k)].$$

Отмечается, что оценка значений частоты в непрерывной суперпозиционной экспоненциальной модели дает лучшие результаты (по показателю меньшей среднеквадратичной ошибки) при использовании и обычных, и сопряженных данных по сравнению с использованием только обычных данных для последовательности данных конечной длины, хотя они и асимптотически эквивалентны. Следовательно, предлагается измененный алгоритм MUSIC (MMUSIC) с использованием и обычных и сопряженных данных для оценки DOA сигналов. По сравнению с алгоритмом MUSIC матрица корреляции алгоритма MMUSIC имеет следующий вид:

$$\bar{R} = R + JE(\bar{X}(t)\bar{X}^H(t))J,$$

где $\bar{X}(t)$ – сопряженные данные $X(t)$, J – коммутационная матрица $P \times P$, все записи которой нулевые, за исключением одной в $(i, P - i + 1)$ -й позиции для $i = 1, 2, \dots, P$.

3.2.2 Многоканальный ICA

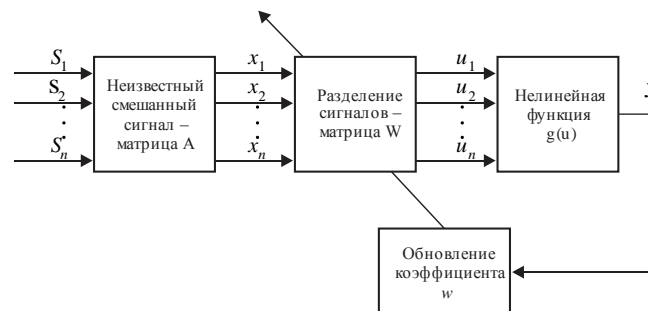
Многоканальный ICA широко используется для разделения сигналов на совпадающей частоте. По сравнению с алгоритмом пространственного формирования луча на основе спектра алгоритм ICA не чувствителен к взаимной геометрической позиции принимающих антенных решеток, и для него не требуется удовлетворять ограничению на разное направление приема, что обеспечивает более широкую область его применения.

Принимаемый смешанный сигнал можно описать следующим образом:

$$x(t) = As(t) + n(t),$$

где A – смешанная матрица размерности $m \times n$, $s(t) = \{s_1(t), \dots, s_m(t)\}$ – исходные сигналы, $x(t) = \{x_1(t), \dots, x_m(t)\}$ – смешанный сигнал. Процедура разделения может быть реализована путем создания соответствующей нелинейной функции $g(u)$ и обновленного алгоритма для матрицы W . Базовый рабочий процесс представлен на рисунке 9.

РИСУНОК 9
Структура многоканального ICA



4 Определение местоположения в нескольких режимах (на основе сочетания технологий определения местоположения)

Сигналы в разных областях несут соответствующую информацию о местоположении. Следовательно, такая информация о местоположении может быть извлечена с помощью соответствующей технологии или алгоритмов компьютерной обработки, используемых в месте нахождения сигнала. Цифровая обработка сигналов (DSP) и возможности организации сетей становятся все более и более производительными. Устройства и организация сетей на базе DSP становятся все более доступными в ценовом отношении. Системы контроля за использованием спектра на основе алгоритмов DSP и сетевые технологии могут упростить идентификацию передатчиков с различными характеристиками в разных областях, включая амплитудную область, частотную область, временную область, пространственную область, кодовую область и т. д. Соответственно, технология определения местоположения в нескольких режимах может использоваться для определения местоположения источника излучений при различных условиях на основе сочетания различных технологий определения местоположения, таких как AOA (угол прихода), TDOA (разница времени прихода), FDOA (разница частоты прихода), POA (мощность прихода), и методов идентификации на основе вспомогательных данных.

4.1 Угол прихода

Угол прихода (AOA) – это традиционный и популярный метод определения местоположения передатчика путем определения направления распространения радиочастотной волны, падающей на антенну решетку, при многих условиях. Существует большое число методов поиска пеленга, такие как фазовый интерферометр, корреляционный интерферометр, формирование луча и пространственный согласованный фильтр, методы подпространств и т. д. В определенных применениях некоторые методы могут объединяться в одной РП станции радиоконтроля, используемой для разных целей. Для определения местоположения передатчика необходимо объединить одну или более РП станций радиоконтроля на основе технологии AOA.

4.2 Разница времени прихода

Разница времени прихода (TDOA) – это перспективный метод определения местоположения передатчика путем оценки разницы времени прихода сигнала от источника на несколько приемников. Системы TDOA обеспечивают гибкость в выборе типа антенны и места ее размещения поскольку на точность метода в минимальной степени влияют близко расположенные отражатели, а антенны и кабели, как правило, не являются внутренней частью приемников TDOA. Для того чтобы определить местоположение передатчика, необходимо объединить три и более системы TDOA, развернутых на разных площадках. На основе значений TDOA разных спаренных приемников позиция передатчика может быть определена путем применения ряда алгоритмов, таких как неитерационные и итерационные алгоритмы. Более полное рассмотрение методов TDOA представлено в Отчете МСЭ-R SM.2211-1.

4.3 Разница частоты прихода

Разница частоты прихода (FDOA) – это один из эффективных методов определения местоположения передатчика в движении или определения местоположения передатчика с помощью мобильной станции радиоконтроля, в частотности расположенной на борту воздушного судна. Иногда быстрое разделение сигналов от разных антенн приемной антенной решетки радиоконтроля характеризуется такой же эффективностью, что и относительное движение передатчика и станции радиоконтроля. Это относительное движение дает разные доплеровские сдвиги, которые могут использоваться для расчета местоположения передатчика, если известны векторные скорости. TDOA и FDOA иногда используются совместно для повышения точности определения местоположения передатчика, и полученные оценки являются довольно независимыми. Объединяя измерения TDOA и FDOA, может быть выполнена мгновенная геолокация в двух измерениях.

4.4 Мощность прихода

Мощность прихода (POA) – это один из экономичных методов определения местоположения передатчика, так как для метода POA не требуется дополнительного аппаратного оборудования приемника радиоконтроля. Мощность радиосигнала может оцениваться согласно моделям распространения, если известны мощность передатчика и трасса распространения, в частности, этот метод используется для стандартизованных систем беспроводной связи. Если мощность передатчика неизвестна, возможно определить местоположение передатчика путем расчета PDOA (разницы мощности прихода) на паре приемников с учетом разных потерь на распространение от передатчика до разных приемников. В некоторых случаях легко определить местоположение передатчика, если модель распространения является простой, например определение местоположения радиовещательного ЧМ передатчика, если существует линия прямой видимости между радиовещательным ЧМ передатчиком и фиксированными станциями радиоконтроля.

4.5 Метод на основе информации идентификации

Метод на основе информации идентификации – это приобретающий все большую значимость метод определения местоположения передатчика, который используется в качестве датчика в этой новой эре глобальной взаимосвязанности, в особенности для сетей радиосвязи общего пользования. Цифровые системы радиосвязи имеют дополнительную информацию идентификации пользователя, которая может использоваться для определения местоположения передатчика, зачастую точного, например долгота и широта, IP-адрес и т. д. Более эффективно определять местоположение передатчика, объединяя информацию от станций радиоконтроля и из соответствующей базы данных сетей радиосвязи, когда передатчик работает для подвижных служб. Спутниковые мобильные телефоны, спутниковые терминалы интернета и мобильные трубки-телефоны являются классическими передатчиками, местоположение которых можно определить, используя метод на основе информации идентификации.

4.6 Коэффициент усиления прихода

Метод коэффициента усиления прихода (GROA) – это пассивный метод, основанный на измерении энергии, который можно использовать для оценки местоположения источника с помощью нескольких датчиков. Данный метод не требует точной временной синхронизации датчиков. Конкретное значение оценки GROA определяет окружность между двумя приемниками, на которой может находиться радиопередатчик.

5 Заключение

В настоящем Отчете кратко представлены методы и применения обнаружения слабого сигнала, разделения сигналов на совпадающей частоте и определения местоположения передатчика в нескольких режимах на основе DSP и сети, включая синхронизованный усилитель, интегрирование с дискретизацией, автокорреляцию, взаимную корреляцию и адаптивное подавление шума, восстановление сильного сигнала, формирование луча на основе спектра, одноканальный ICA, многоканальный ICA, методы FDOA, POA, метод на основе информации идентификации и метод GROA, которые могут использоваться в будущих системах контроля за использованием спектра в различных ситуациях.

Следует изучить большее число передовых методов и применений контроля за использованием спектра в целях их реализации, с тем чтобы соответствовать стремительному развитию новых систем радиосвязи. В Приложениях 1 и 2 приведены примеры некоторых передовых методов радиоконтроля.

Приложение 1

Примеры применения передовых методов радиоконтроля

A1.1 Применение корреляции для обнаружения спутниковых помех

Во многих случаях местоположение помех от спутников ГСО может быть определено в пределах эллипса, центр которого находится в десятках или более километров от местоположения передатчика.

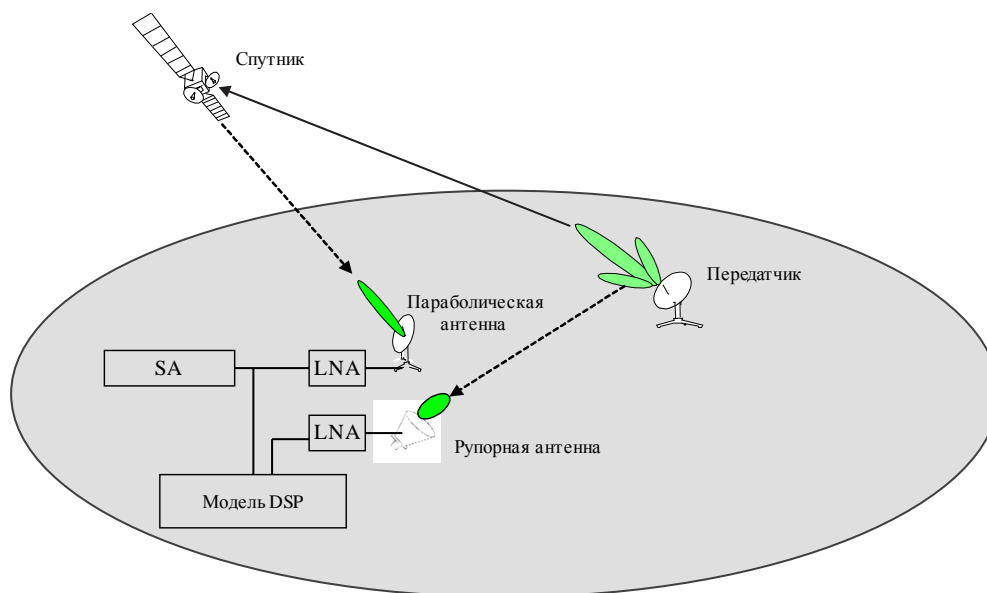
В таком случае сигналы от мешающего спутника и соседнего спутника коррелируются системами определения местоположения передатчика и далее могут быть выработаны данные TDOA и FDOA.

Быстрое определение местоположения и идентификация передатчика на земле являются ключевой задачей станций контроля за использованием спектра во многих странах и администрациях.

Слабый сигнал, передаваемый боковыми лепестками антенны, направленной на спутник ГСО, должен обнаруживаться оборудованием. Далее можно использовать метод взаимной корреляции для повышения чувствительности системы радиоконтроля, установленной на движущемся транспортном средстве. Общая схема данного применения приведена на рисунке A1-1.

РИСУНОК A1-1

Схема применения взаимной корреляции для обнаружения спутниковых помех



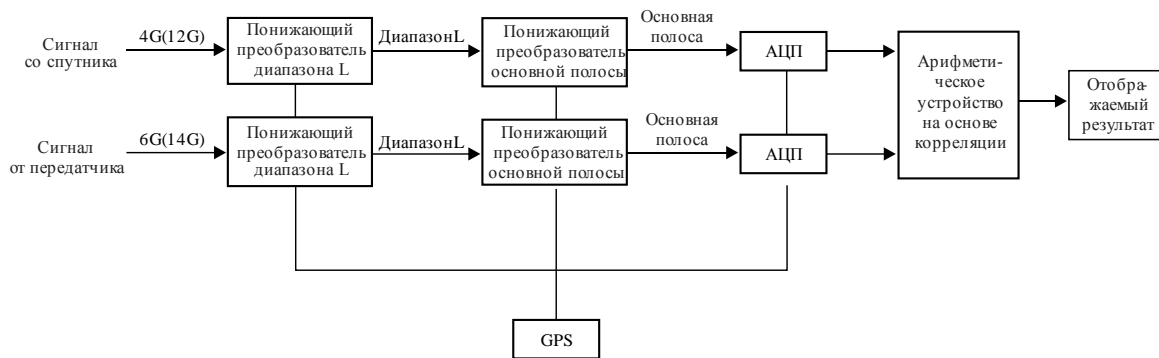
Report SM.2355-A1-01

В модуле DPS этой системы используется арифметическое устройство на основе взаимной корреляции для обработки сигналов от спутника с помощью параболической антенны и от боковых лепестков антенны земной станции с помощью рупорной антенны или непосредственно изотропной антенны.

Схема процесса в модуле DSP представлена на рисунке A1-2.

РИСУНОК А1-2

Схема обработки в модуле DSP



Report SM.2355-A1-02

В арифметическом устройстве на основе взаимной корреляции используется комплексная функция неопределенности на основе алгоритма статистики второго порядка (CAF-SOS) для одновременной оценки TDOA и FDOA сигналов от спутника и передатчика.

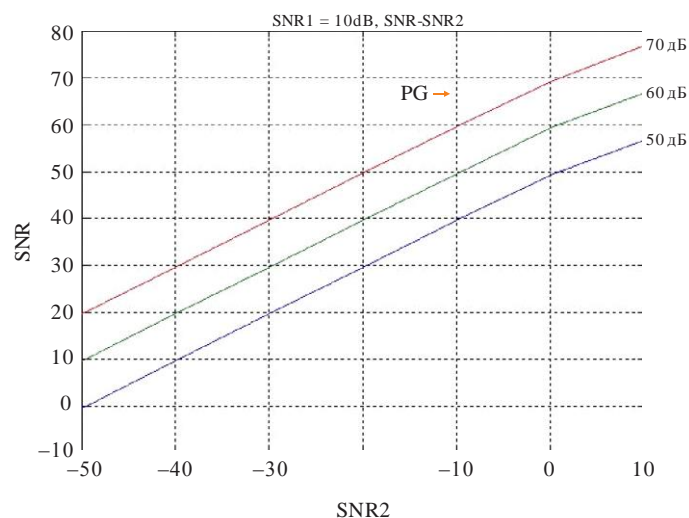
SNR взаимной корреляции может быть описан следующим образом, и каждое snr является линейным значением:

$$snr = 2BT * \frac{snr_1 * snr_2}{1 + snr_1 + snr_2},$$

где $2BT$ – выигрыш при обработке, если осуществляется дискретизация сигналов с частотой Найквиста, а N – номер точки отсчета, мы должны получить $2BT = N$. Значение snr_1 представляет SNR сигнала от спутника, а snr_2 – SNR сигнала от передатчика. В общих случаях snr не превышает 20 дБ.

Если snr равно 10 дБ, взаимосвязь snr и snr_2 может быть описана так, как показано на рисунке А1-3.

РИСУНОК А1-3

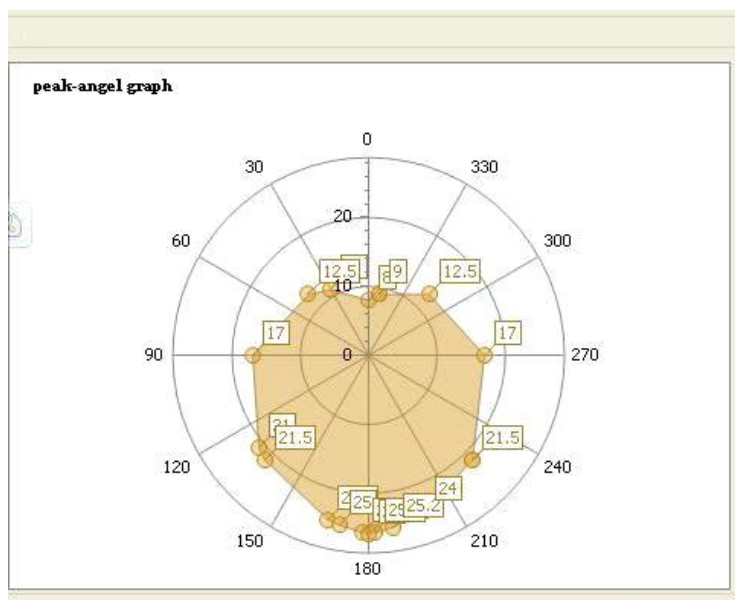
Взаимосвязь snr и snr_2 , когда $snr_1 = 10$ дБ

Report SM.2355-A1-03

Как правило, оборудование, в котором используется арифметическое устройство на основе взаимной корреляции, может обнаружить слабые сигналы, значение SNR которых составляет порядка -40 дБ, если выигрыш при обработке составляет 60 дБ. То есть оборудование может уловить слабый сигнал, спектральная плотность мощности которого на 40 дБ ниже минимального уровня шума.

На практике направленная рупорная антенна поворачивается на определенный угол с последующим процессом взаимной корреляции. После полного оборота антенны на 360° оператор может определить направление, в котором находится передатчик, по моменту, когда корреляция отношения сигнал/шум обоих каналов (от спутника и от земной станции) максимальна, даже если уровень наземного сигнала слишком слаб, для того чтобы анализатор спектра мог его обнаружить (см. рисунок. А1-4).

РИСУНОК А1-4
Диаграмма пиков по углу

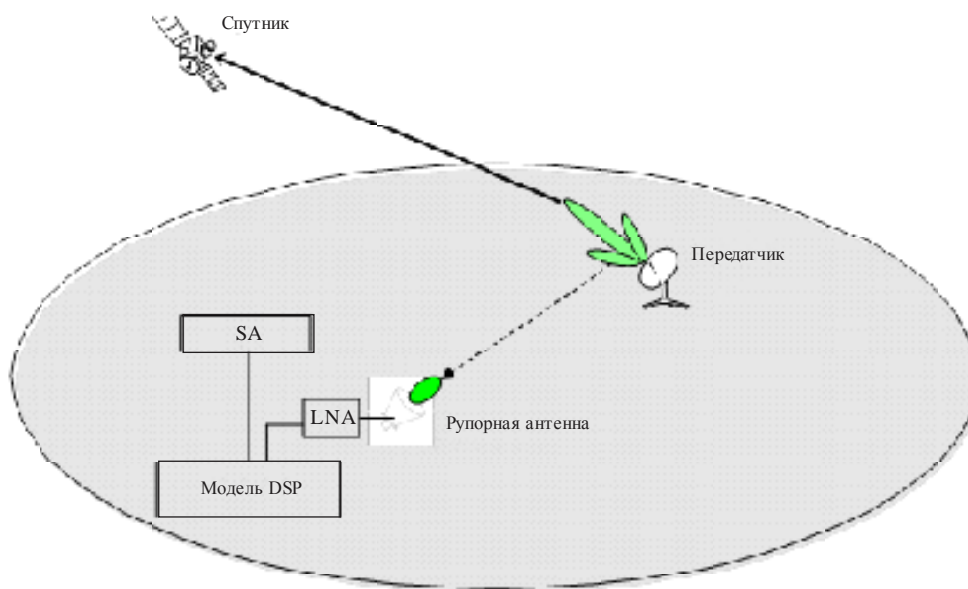


Report SM.2355-A1-04

В ином случае, оборудование, в котором используется арифметическое устройство на основе циклической автокорреляции, может обнаруживать слабые сигналы со значением SNR порядка -20 дБ, соответственно. При худшей по сравнению с арифметическим устройством на основе взаимной корреляции производительности этот метод по-прежнему характеризуется большей чувствительностью, чем алгоритм обнаружения на основе быстрого преобразования Фурье. Схема приведена на рисунке А1-5.

РИСУНОК А1-5

Схема применения циклической автокорреляции для обнаружения спутниковых помех



Report SM.2355-A1-05

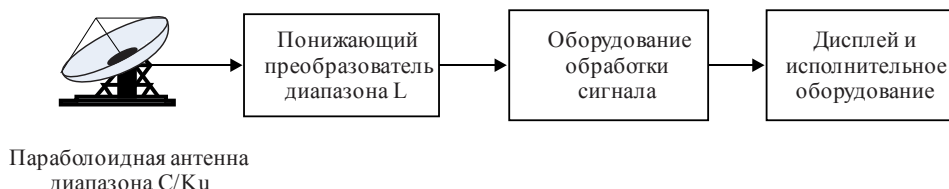
Аналогично, оборудование, в котором используется арифметическое устройство на основе циклической автокорреляции, может обнаруживать слабые сигналы от передатчиков земных станций, удаленных на несколько километров, а оборудование, в котором используется арифметическое устройство на основе взаимной автокорреляции, может обнаруживать слабые сигналы от передатчиков земных станций, удаленных на несколько десятков километров; однако оборудование, в котором используется традиционный приемник радиоконтроля или анализатор спектра, может обнаруживать слабые сигналы от передатчиков земных станций, удаленных на несколько сот метров, в определенных ситуациях.

А1.2 Применение восстановления сильного сигнала в радиоконтроле спутников

Помехи от спутниковой сети ГСО возникают эпизодически вследствие отказа или ненадлежащего функционирования оборудования. Обычно существует два сигнала на перекрывающихся частотах. В этот момент может применяться восстановление сильного сигнала для контроля помех и аварийной сигнализации. Общая схема этого применения приведена на рисунке А1-6.

РИСУНОК А1-6

Схема применения восстановления сильного сигнала в радиоконтроле спутников



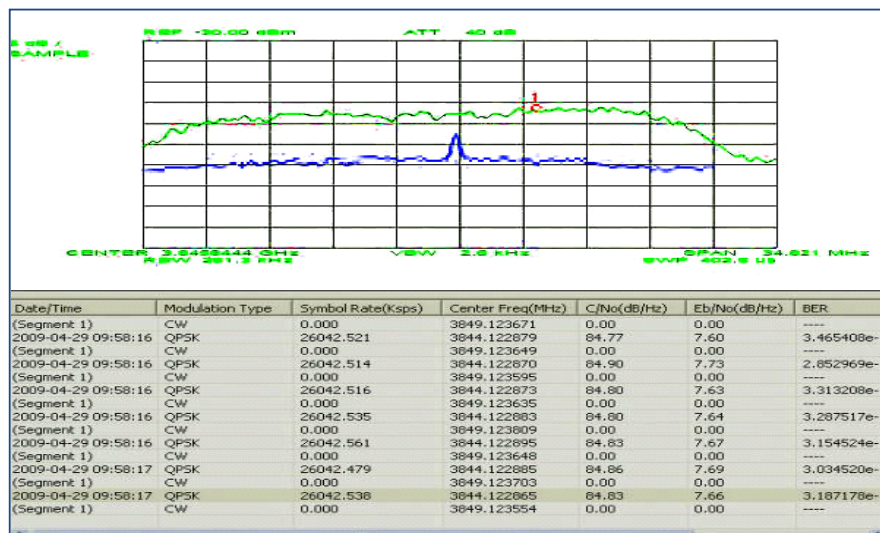
Report SM.2355-A1-06

Это пример применения восстановления сильного сигнала для выделения помех от спутниковой сети ГСО. Разрешенный сигнал является применением РСС, тип модуляции QPSK и скорость в бодах 26,042 Мбит/с, сигнал помехи – немодулированные колебания.

Как видно на рисунке А1-7, спектр, показанный зеленой линией, представляет принятый сигнал, который можно охарактеризовать как спектр смешанного сигнала, а спектр, показанный синей линией, представляет выделенный сигнал помехи. Тип модуляции и соответствующие параметры модуляции приведены в следующей ниже таблице.

РИСУНОК А1-7

Пример выделения помехи от спутниковой сети ГСО



Report SM.2355-A1-07

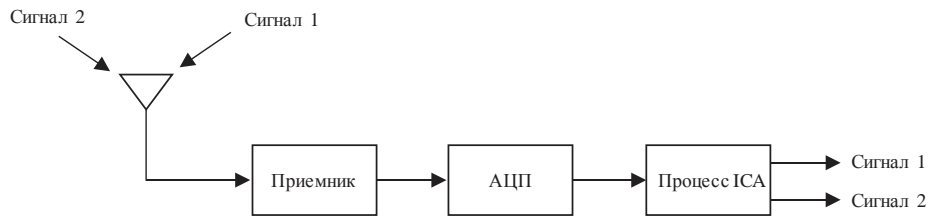
А1.3 Применение одноканального ИСА для разделения сигналов

Это пример разделения двух сигналов с BPSK в совпадающем канале на основе алгоритма ИСА. Схема системы приведена на рисунке А1-8. Два сигнала имеют ту же скорость в бодах и лишь небольшой сдвиг несущих частот. На основе алгоритма ИСА эти сигналы выделяются из смешанного сигнала, как показано на рисунке А1-9. Если отношение сигнал/шум (SNR) составляет 10 дБ, а отношение сигнал/помеха (SIR) составляет 0 дБ, коэффициент корреляции между исходным и разделенным сигналом может достичь значения, превышающего 0,93. Как очевидно, сигналы в совмещенном канале полностью разделены. На рисунках А1-10 и А1-11 представлены результаты разделения в виде диаграмм созвездия. На рисунке А1-12 показаны коэффициенты ошибок по битам (BER) разделенных сигналов при изменении значений SNR с 4 дБ до 12 дБ. Как видно, значение BER составляет менее 10^{-3} при SNR больше 10 дБ, такое значение SNR весьма характерно для спутниковой связи.

При следующем моделировании мы обрабатывали сигнал 1 и сигнал 2 как полезный и мешающий сигналы, соответственно. На рисунке А1-13 показаны BER полезного сигнала при разных значениях SIR (от -10 до 10 дБ). Как видно из рисунка, полезный сигнал может быть корректно извлечен из смешанного сигнала, когда значения SIR превышают 0 дБ. При низких значениях SIR (менее 0 дБ) сначала может быть извлечен из смешанного сигнала и устранен сигнал помехи, после чего можно получить полезный сигнал. В настоящее время с помощью такого алгоритма ИСА для совпадающего канала можно разделить только два сигнала с двоичной цифровой модуляцией. Следует изучить более устойчивые алгоритмы для сигналов с многозначной модуляцией.

РИСУНОК А1-8

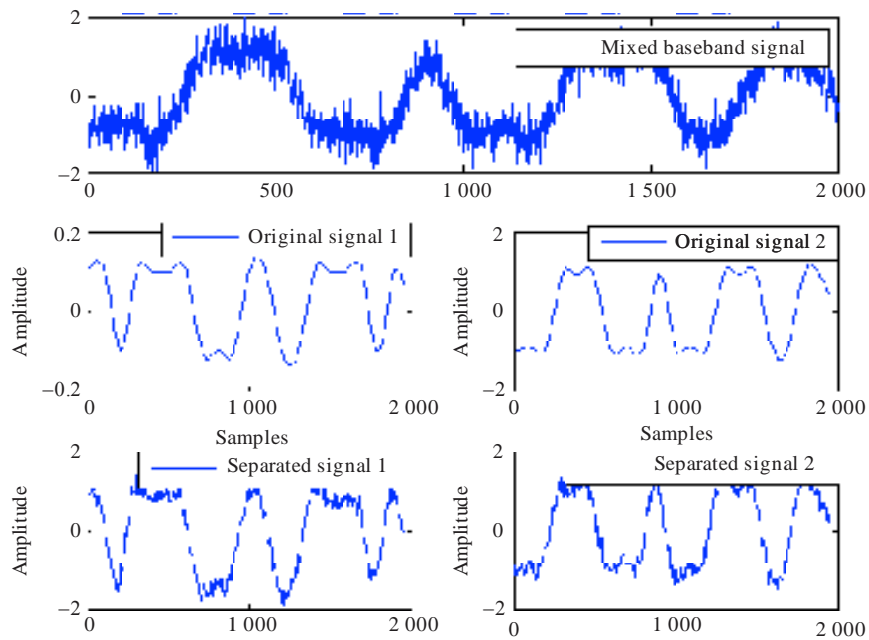
Схема применения одноканального ИСА для разделения сигналов



Report.SM.2355-A1-08

РИСУНОК А1-9

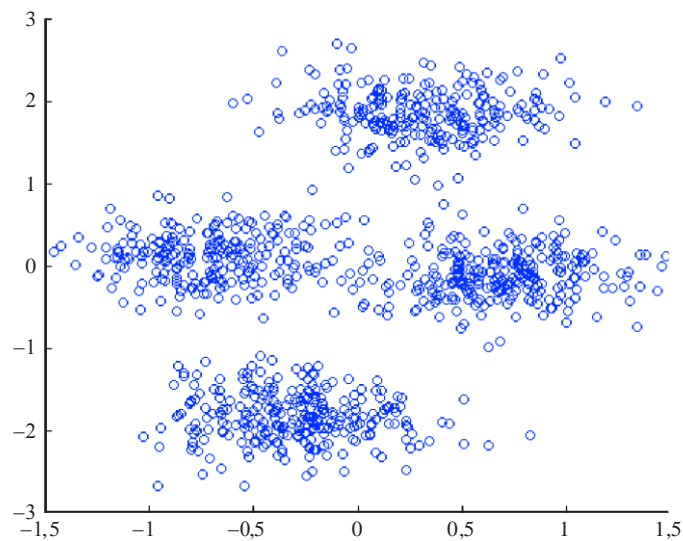
Результат разделения двух сигналов с BPSK



Report.SM.2355-A1-09

РИСУНОК А1-10

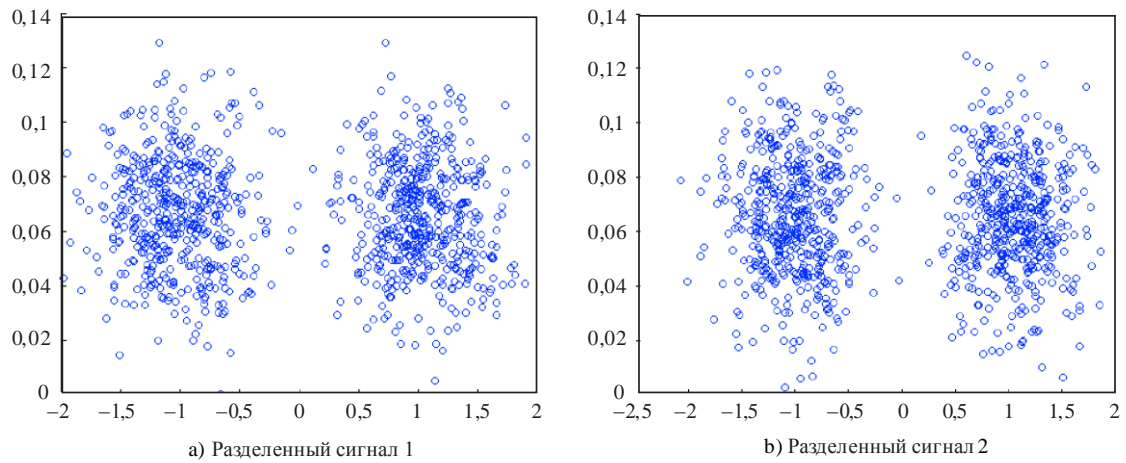
Диаграмма созвездия смешанного сигнала



Report SM.2355-A1-10

РИСУНОК А1-11

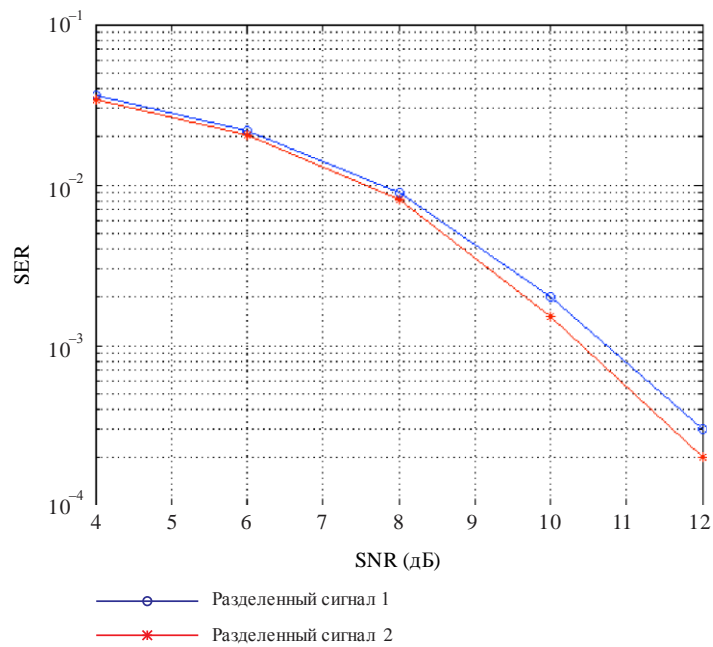
Диаграмма созвездия разделенных сигналов



ReportSM.2355-A1-11

РИСУНОК А1-12

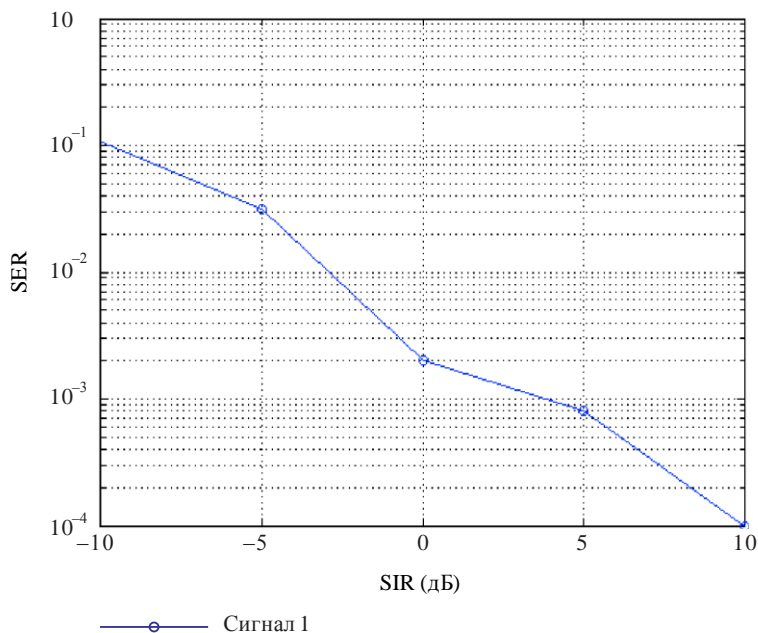
Значения BER разделенных сигналов при разных значениях SNR



ReportSM.2355-A1-12

РИСУНОК А1-13

Значения BER разделенного сигнала 1 при разных значениях SIR



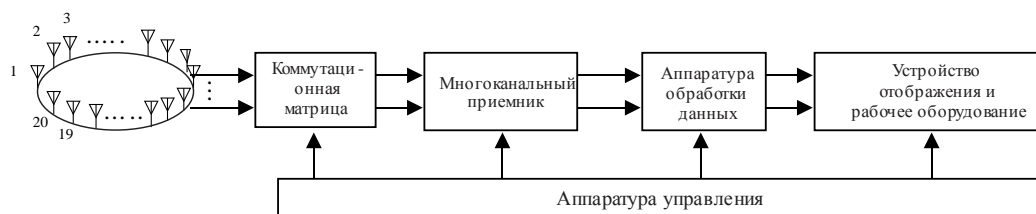
Report SM.2355-A1-13

А1.4 Пространственное формирование луча на основе спектра при осуществлении контроля в диапазоне ВЧ/ОВЧ

Технология пространственного формирования луча на основе спектра широко используется в системах контроля диапазона ВЧ/ОВЧ, в случае если необходимо прослушивать ВЧ/ОВЧ-сигналы или определять местоположение их источников при работе на перекрывающихся частотах. Краткая структура процесса изображена на рисунке А1-14.

РИСУНОК А1-14

Схема применения пространственного формирования луча на основе спектра при осуществлении контроля в диапазоне ВЧ/ОВЧ



Report SM.2355-A1-14

Наиболее характерной формой антенной решетки является круговая антенная решетка. Также используются треугольные и линейные антенные решетки. Принятый сигнал передается на многоканальный приемник через коммутационную матрицу. Как правило, количество каналов приема равно количеству антенных решеток. Некоторые этапы обработки, такие как преобразование с понижением частоты, фильтрация и оцифровка обычно выполняются приемником. Следует отметить, что каждый канал приема должен быть согласован по фазе и амплитуде, иначе последующая обработка будет неэффективной. Аппаратура обработки реализует алгоритмы пеленгования и формирования луча и взаимодействует с устройством отображения и рабочим оборудованием.

Ниже приведен пример слепого разделения двух сигналов. Оба сигнала создаются применениями внутренней связи. Они являются частотно модулированными сигналами, имеющими одинаковую мощность. На рисунке A1-15 приведен результат оценки направления прихода с помощью алгоритма MUSIC. Можно четко видеть, что получена точная оценка обоих направлений, составляющих 0° и 90° . Сравнение исходного и разделенного сигналов применительно к полезному и мешающему сигналам показано на рисунках A1-16(a) и A1-16(b), соответственно. Результат свидетельствует об эффективном разделении обоих сигналов. Рассчитаем среднеквадратическую ошибку (MSE) в качестве параметра оценки, определяемого по формуле:

$$MSE = \sqrt{\left(\sum_N (S(n) - S_e(n))^2\right) / N},$$

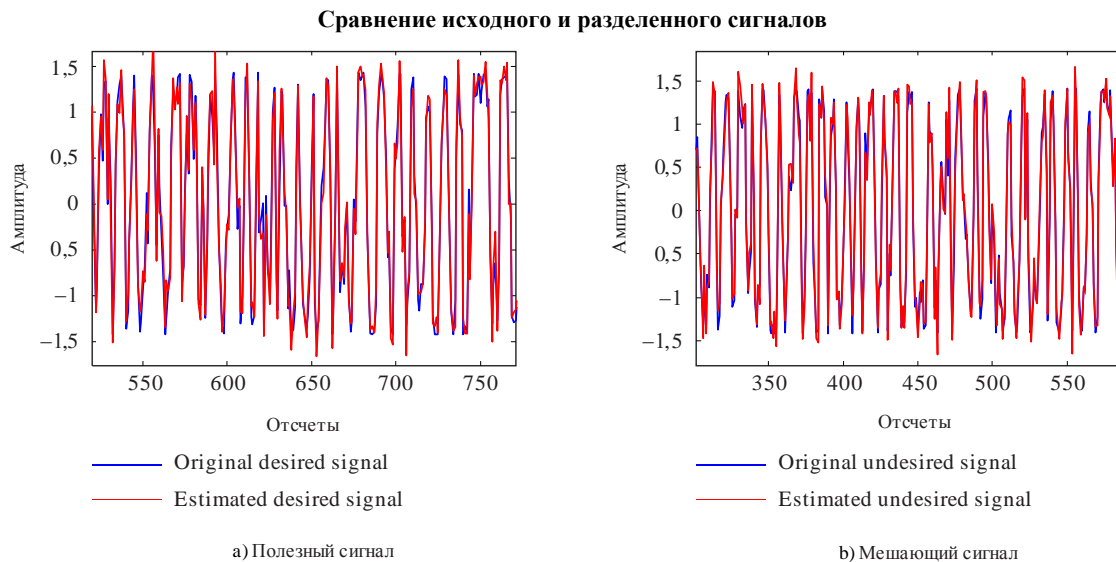
где $S(n)$ и $S_e(n)$ – отсчеты исходного и разделенного сигналов, соответственно, N – количество отсчетов сигнала. Получим величину MSE порядка 10^{-3} .

РИСУНОК A1-15



Report SM.2355-A1-15

РИСУНОК A1-16

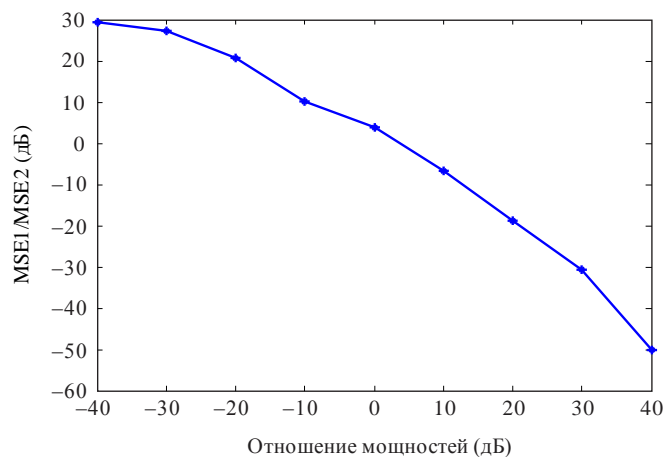


Report SM.2355-A1-16

На рисунке A1-17 изображены результаты оценки отношения MSE при различных отношениях мощностей полезного и мешающего сигналов. Можно заметить, что отношение мощностей существенно влияет на результат разделения. В общем случае, при сильном сигнале наблюдается значительно меньшая среднеквадратическая ошибка, а также более высокие показатели разделения, чем при слабом сигнале. В частном случае, среднеквадратические ошибки равны при равенстве мощностей обоих сигналов.

РИСУНОК A1-17

Отношения MSE при различных отношениях мощностей полезного и мешающего сигналов



Report SM.2355-A1-17

A1.5 Применение многоканального ICA для разделения сигналов

В данной части представлены результаты оценки применения многоканального ICA для разделения помехи с использованием экспериментального испытательного стенда.

A1.5.1 Подробное описание тестов

В качестве тестового сигнала передавался сигнал, который состоял из мешающего сигнала, наложенного на полезный сигнал. Этот сигнал принимался на антенную решетку. Вначале принятый сигнал был преобразован из аналогового в цифровой, и далее была осуществлена обработка методом ICA.

Точность оценки DUR была рассчитана как разность предполагаемого отношения мощностей (DUR_{est}) полезного и мешающего сигналов, которые были разделены в результате обработки методом ICA, и заданного отношения электрической мощности (DUR) тестового сигнала.

Отношение мощностей полезной и мешающей составляющих тестового сигнала (DUR) = (мощность полезного сигнала) / (мощность мешающего сигнала)

Предполагаемое отношение мощностей после обработки методом ICA (DUR_{est})

= (мощность полезного сигнала) / (мощность мешающего сигнала)

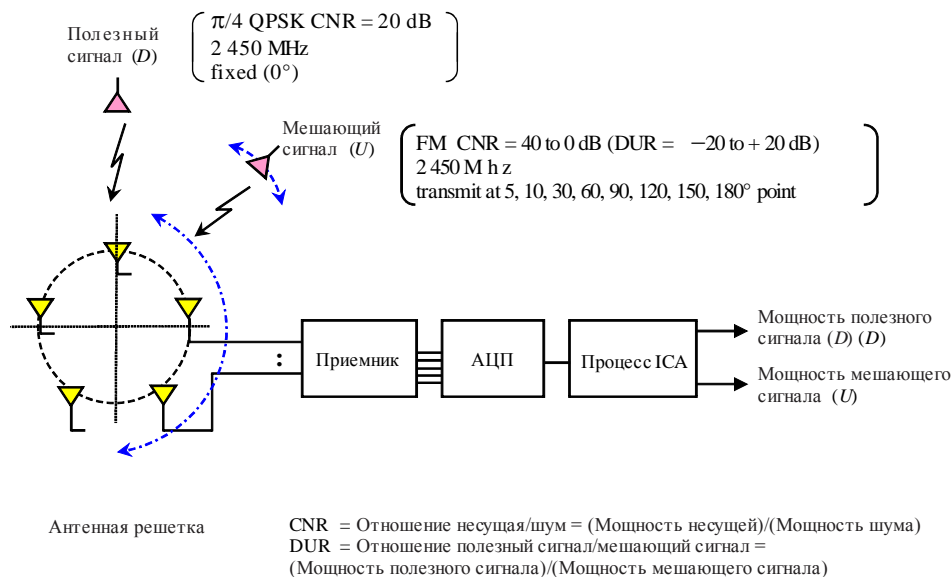
Точность оценки DUR (A) = $DUR_{est} - DUR$.

Если смотреть со стороны антенной решетки, направление прихода полезного сигнала остается постоянным, а направление прихода помехи меняется от 5° до 180° . Для каждого угла прихода было получено изменение точности оценки DUR , обусловленное изменением DUR .

На рисунке A1-18 показана системная диаграмма оценочного теста.

РИСУНОК А1-18

Системная диаграмма оценочного теста



Report SM.2355-A1-18

A1.5.2 Результаты тестов

На рисунке А1-19 показана диаграмма сигнального созвездия принятого сигнала до обработки методом ICA, а также полезного и мешающего сигналов, разделенных методом ICA. Кроме того, на рисунке А1-20 показаны результаты измерения точности оценки DUR в случае полезного сигнала с модуляцией $\pi/4$ QPSK и частотно-модулированного мешающего сигнала.

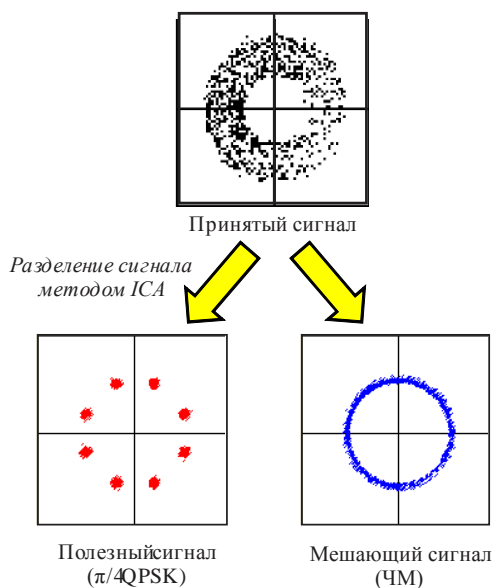
Было подтверждено, что при DUR в диапазоне от -15 до $+10$ дБ можно оценить DUR мешающего сигнала с точностью менее 2 дБ.

С использованием той же самой процедуры был проведен тест, в котором тестовый сигнал состоял из амплитудно-модулированного полезного сигнала и частотно-модулированного мешающего сигнала. Несмотря на некоторую незначительную разницу в полученных результатах, в целом, они были схожими и демонстрировали одинаковую тенденцию.

При использовании той же самой процедуры результаты проведения тестов для разных диаметров апертуры антенны показали тенденцию к расширению диапазона DUR, который может быть измерен, при более высоких значениях диаметров апертуры.

РИСУНОК А1-19

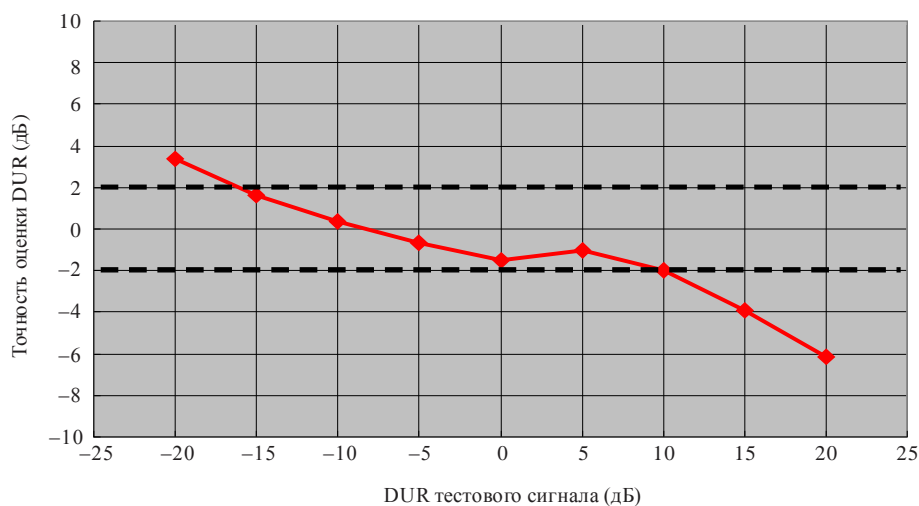
Диаграмма созвездия сигналов, разделенных методом ICA



Report SM.2355-A1-19

РИСУНОК А1-20

Точность оценки DUR



Report SM.2355-A1-20

А1.5.3 Обработка сигнала для обнаружения помех

Как следует из результатов оценки методом ICA, с помощью данного метода можно с высокой точностью оценивать DUR на основании отношения мощностей сигналов после разделения. Поэтому очевидно, что можно осуществлять количественный контроль в надлежащие сроки в реальных ситуациях помех с низкими уровнями, при которых не происходит существенного ухудшения качества связи, а также при редком возникновении фактических случаев помех.

Более конкретно, в обычной цифровой беспроводной системе, даже при наличии помех с уровнем порядка $DUR = 10$ дБ, благодаря использованию кодов с исправлением ошибок пользователь не замечает возникновения помех. За счет количественной оценки DUR с помощью метода ICA представляется возможным принять меры противодействия до того, как наступит существенное ухудшение качества связи.

Как показано на рисунке А1-21, в данном методе, при диапазоне значений DUR от -15 до $+10$ дБ можно измерить уровень сигнала с точностью ± 2 дБ. Поэтому ожидается, что в данном диапазоне DUR можно с высокой точностью обнаружить наличие помех.

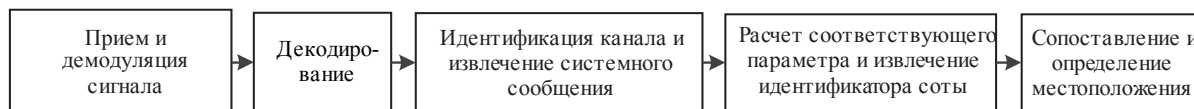
Задавая пороговое значение для обнаружения наличия помех в зависимости от требуемого отношения C/N ($= DUR$) полезного сигнала в системе связи, можно обеспечить автоматическую подачу предупреждающего сигнала или осуществление записи в момент обнаружения помехи.

А1.6 Определение географического местоположения базовой станции GSM

Необходимость в определении местоположения базовых станций GSM возникает при наличии помех между операторами различных сетей GSM или потребности в координации сетей GSM в приграничных районах. Станции контроля могут использоваться для различения базовых станций, принадлежащих разным операторам сетей GSM с помощью традиционного метода радиопеленгации и определения географического местоположения. Однако эту задачу проще выполнить путем декодирования сигналов GSM и извлечения информации, например, об операторе сети GSM, глобального идентификатора соты (CGI) и т.д.

CGI – это уникальный номер, используемый для идентификации базовой станции GSM, с которой устанавливает связь оборудование пользователя. Глобальный идентификатор соты представляет собой сочетание идентификационного номера зоны расположения и идентификатора соты. Краткая схема извлечения CGI показана на рисунке А1-23.

РИСУНОК А1-21
Схема извлечения CGI



Report SM.2355-A1-21

После принятия сигнала GSM приемником станции контроля его вначале следует декодировать и демодулировать. Затем следует идентифицировать специальный канал и из него извлечь системное сообщение. Положение базовой станции GSM можно узнать после сопоставления соответствующего параметра и идентификатора соты с базой данных. В сочетании в методом АОА мобильная станция контроля может определить точное положение базовых станций GSM в одном районе, спланировав соответствующий маршрут осуществления контроля.

Приложение 2

Примеры применения комбинированного метода определения географического местоположения

A2.1 Гибридный метод АОА/TDOA

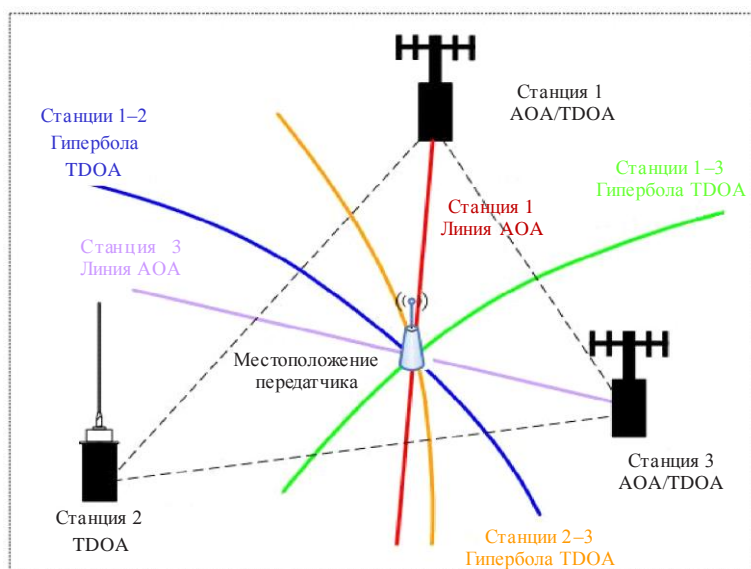
В общем не существует единого метода, подобного методам на основе измерения разности времени прихода (TDOA) и угла прихода (AOA), который мог бы обеспечить точный расчет местоположения при любых условиях. У каждого метода есть свои преимущества и ограничения в том, что касается точности определения местоположения.

Методы определения местоположения TDOA, как правило, обеспечивают более высокую точность определения местоположения для широкополосных сигналов, чем методы определения местоположения AOA. Однако для определения местоположения источников излучения с помощью методов на основе TDOA требуется относительно большее число станций, чем для методов на основе AOA. Например, для определения местоположения методом TDOA необходимо не менее трех станций, расположенных надлежащим образом. С другой стороны, для определения местоположения методом AOA требуются две станции. Однако малейшая ошибка в измерениях углов приводит к большой погрешности определения местоположения, если станция находится на значительном удалении от передатчика. Следовательно, чтобы добиться лучшей точности определения местоположения, необходимо рассматривать комбинацию двух или более схем определения местоположения, дополняющих друг друга.

Определение местоположения выполняется на основе обработки информации, полученной с каждой станции, включая результаты измерений угла прихода (AOA), результаты измерений разности времени прихода (TDOA), а также информацию о расположении станции. Сочетание метода AOA с методом TDOA (называемое гибридным методом AOA/TDOA) может способствовать устранению неоднозначности определения местоположения, присущей методу TDOA, и повысить точность определения местоположения. Это иллюстрируется на рисунке A2-1. Более полное обсуждение гибридных методов AOA/TDOA содержится в главе 4.7.3.6. Справочника МСЭ по контролю за использованием спектра, издание 2011 года.

РИСУНОК A2-1

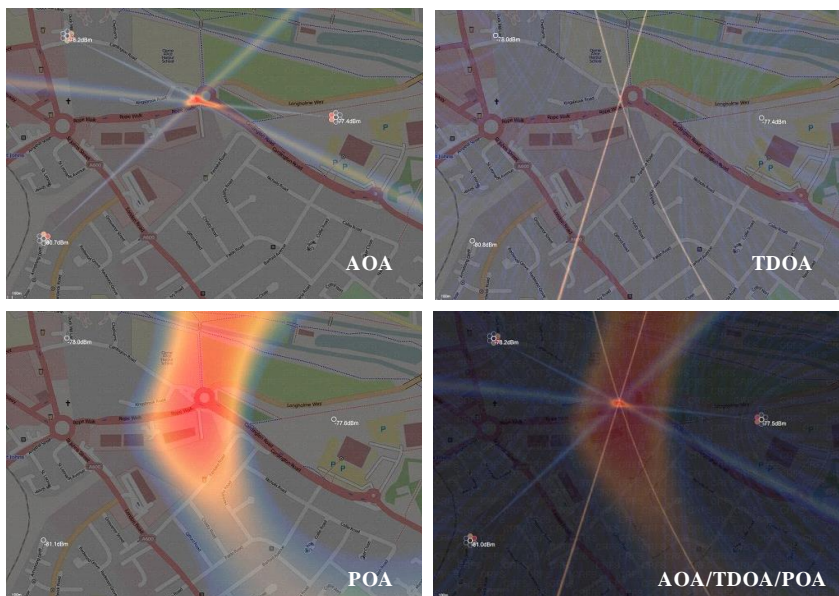
Улучшение результатов с помощью комбинации методов АОА/TDOA



Использование методов POA, как правило, дает лучшие результаты на определенных расстояниях от передатчика, в зависимости от мощности, а также вида отражений и других искажений сигнала (например, поглотителей энергии), имеющих в этом районе. Это особенно важно, поскольку в данных методах обычно используются модели распространения в условиях прямой видимости, работающие как комбинированный метод определения географического местоположения наравне с AOA и TDOA. Это иллюстрируется на рисунке A2-2.

РИСУНОК A2-2

Комбинированный метод определения географического местоположения



Report SM.2355-A2-02

A2.2 Гибридный метод TDOA/GROA

A2.2.1 Введение

Технология решетчатой сети контроля является одной из технологий, которая может дать пространственное описание и изображение неизвестных источников радиочастотного излучения и оценить ресурсы спектра с помощью узлов дистанционного распределенного интеллектуального контроля радиочастот. Технология решетчатой сети контроля соответствует задачам современного использования спектра и требованиям к эффективности управления ресурсами спектра в условиях городской агломерации. Компоненты и архитектура систем данного типа отличаются от других систем, использующих более традиционные системы радиопеленгации (РП) с определением угла прихода, которые могут быть более сложными, дорогостоящими и нередко используемыми в масштабных сценариях.

Китай поручил провести исследование с целью разработки решетчатой сети контроля, которая может быть развернута с использованием большого числа узлов с целью автоматического обнаружения, идентификации и определения местоположения источников мешающих радиосигналов на большой части городской агломерации Китая. В июне 2012 года началось осуществление экспериментальной программы, которая охватывает свыше 75 квадратных километров центральной части Шанхая с использованием 46 подключаемых к сети узлов, как показано на рисунке A2-3. В этой программе приняли участие более 50 научно-исследовательских работников и инженеров. Она является первым экспериментальным направлением по изучению методов контроля за использованием радиочастот в городской агломерации Китая с использованием большого числа экономичных узлов. Эта экспериментальная программа была выполнена в июне 2013 года. В августе 2013 года 16 участниками испытаний, представлявшими сторонние организации, было осуществлено опытное тестирование. В течение почти одного года экспериментальная сеть функционировала в режиме тестирования, которое завершилось в 2014 году.

РИСУНОК A2-3

Решетчатая сеть контроля, содержащая 46 узлов



Report SM.2355-A2-03

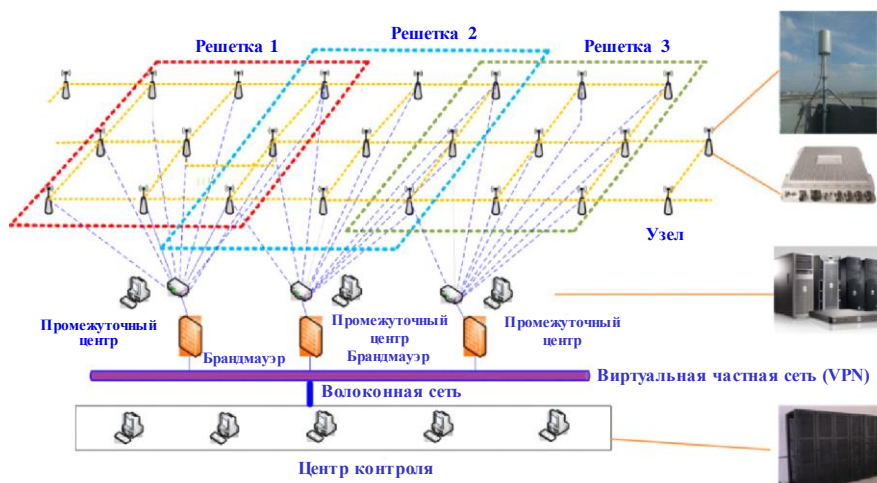
A2.2.2 Архитектура решетчатой сети контроля

Решетчатая сеть контроля является типовой ячеистой сетью, которая обеспечивает возможность динамического взаимодействия и масштабирования структуры. В этой программе структура решетчатой сети контроля состоит из трех уровней, как показано на рисунке A2-4:

- уровень датчиков: включает все экономичные узлы, подключаемые к сети (биконическая антенна, датчик и антенна GPS);
- промежуточный уровень обслуживания: состоит из серверов промежуточных центров с несколькими решетками и предназначен для организации выполнения и распределения задач по контролю между датчиками;
- уровень центра контроля: включает все прикладное программное обеспечение, например, для контроля за использованием спектра, определения местоположения и интеллектуального анализа данных.

РИСУНОК A2-4

Архитектура решетчатой сети контроля

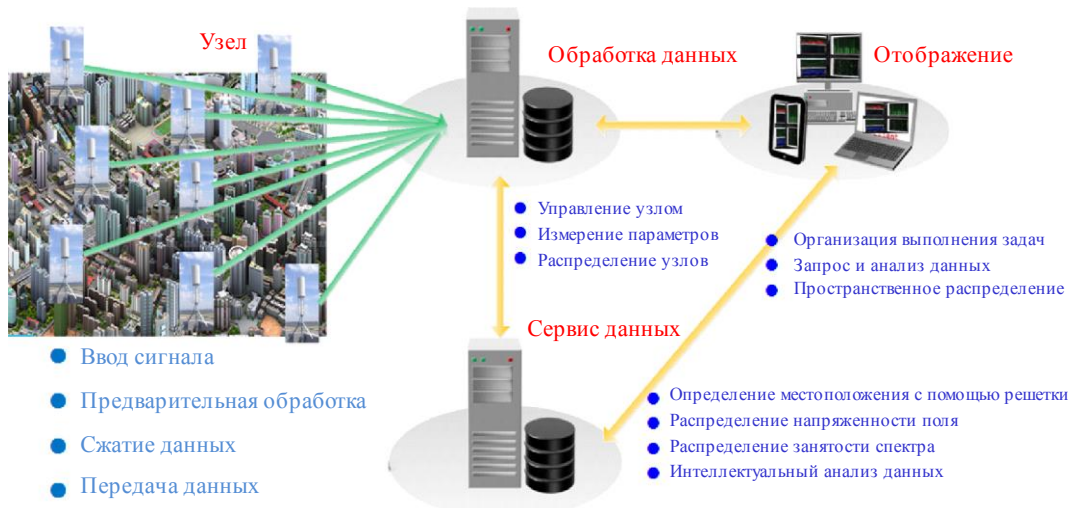


Report SM.2355-A2-04

Поток операций решетчатой сети контроля изображен на рисунке A2-5.

РИСУНОК А2-5

Поток операций решетчатой сети контроля



Report SM.2355-A2-05

Важным компонентом решетчатой сети контроля является экономичный узел, подключаемый к сети, как показано на рисунке А2-6. Он существенно отличается от радиопеленгаторного узла, который нередко является многоканальным и достаточно дорогостоящим. Поэтому затраты на решетчатую сеть контроля могут быть существенно более низкими благодаря использованию методов корреляции сигналов, в зависимости от размера зоны контроля и, соответственно, требуемого количества узлов. Исследование затрат имеет большое значение для развивающихся стран с ограниченным бюджетом, а также для городских агломераций с большим количеством узлов контроля.

РИСУНОК А2-6

Экономичный РЧ-датчик, подключаемый к сети, и биконическая антенна



Report SM.2355-A2-06

А2.2.3 Функциональные возможности системы

А2.2.3.1 Перехват слабых сигналов

Характеристики контроля были протестированы на основе установленных датчиков решетчатой сети контроля. В течение 19 дней 16 специалистов по тестированию из сторонних организаций проводили опытное тестирование в зонах охвата.

Минимальный уровень мощности излучения требуемого источника (источника излучения, подлежащего обнаружению) определяется как отношение сигнал/шум (SNR) ≥ 6 дБ на входе приемника для разных частот (в том числе 115 МГц, 320 МГц, 575 МГц, 965 МГц, 1300 МГц, 1700 МГц и 2600 МГц) и различной ширины полос (в том числе 12,5 кГц, 25 кГц, 100 кГц, 200 кГц, 1,25 МГц и 8 МГц). Результаты обнаружения приведены в таблице А2-1.

ТАБЛИЦА А2-1

**Вероятность обнаружения для разных уровней мощности источника излучения
(131 измерение)**

	Мощность источника излучения ≥ 1 Вт	Мощность источника излучения $\geq 0,1$ Вт	Мощность источника излучения $\geq 0,05$ Вт
Измерения с обнаружением (SNR ≥ 6 дБ)	128	114	92
Вероятность обнаружения (SNR ≥ 6 дБ)	97,7%	87%	70,2%

А2.2.3.2 Гибридный метод определения географического местоположения

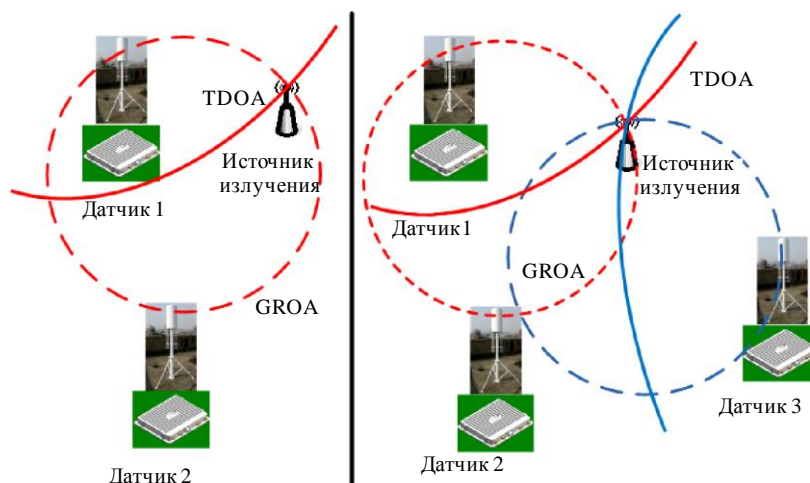
Были протестированы характеристики решетчатой технологии определения географического местоположения (гибридный метод TDOA и GROA: разность времени прихода и коэффициент усиления прихода).

Метод коэффициента усиления прихода (GROA) – это пассивный метод, основанный на измерении энергии, который можно использовать для оценки местоположения источника с помощью нескольких датчиков. Данный метод не требует точной временной синхронизации датчиков. Конкретное значение оценки GROA определяет окружность между двумя приемниками, на которой может находиться радиопередатчик.

Метод разности времени прихода (TDOA) является одним из наиболее перспективных методов определения местоположения для систем беспроводной связи. Методы TDOA основаны на оценке разности времени прихода сигнала от источника на несколько приемников. Конкретное значение оценки разности времени определяет гиперболу между двумя приемниками, на которой может находиться передатчик, при условии, что источник и приемники находятся в одной плоскости, как показано на рисунке А2-7.

РИСУНОК А2-7

Схематическое изображение гибридного метода определения географического местоположения GROA/TDOA



Report SM.2355-A2-07

Результаты тестирования показывают, что доля типовых ошибок (расхождение между истинным и предполагаемым местоположением менее 300 метров) составляет около 82,3% в случае 402 измерений. Доля типовых ошибок для значения расхождения менее 100 метров при использовании решетчатой технологии определения географического местоположения составляет около 24,9%. В таблице А2-2 приведены параметры тестового передатчика.

В частности, решетчатая сеть контроля может различать и определять географическое местоположение двух источников сигнала, одновременно работающих на одинаковой частоте благодаря разрешающей способности решетки. В примере теста с двумя источниками излучения со следующими параметрами: частота 220 МГц, ширина полосы 50 кГц, мощность 1 Вт и модуляция QPSK, решетчатая сеть контроля обеспечивает высокое пространственное разрешение для одновременно и независимо друг от друга работающих источников излучения, находящихся на разных расстояниях (на рисунках А2-8, А2-9 и А2-10), за исключением случая, когда два источника излучения находятся в одной решетке (на рисунке А2-11).

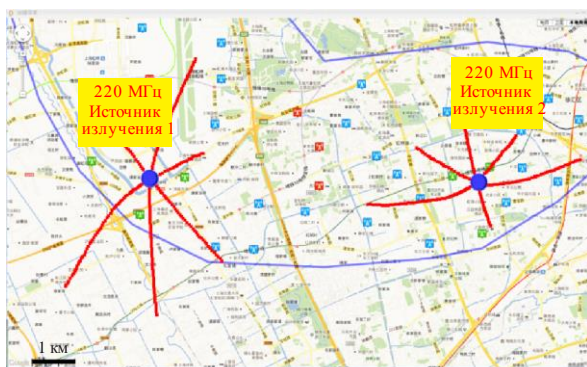
ТАБЛИЦА А2-2

Параметры тестирования с помощью гибридного метода определения географического местоположения

Параметры	Значение
Частота (МГц)	115, 320, 575, 965, 1 300, 1 700, 2 600
Ширина полосы	12,5 кГц, 25 кГц, 100 кГц, 200 кГц, 1,25 МГц, 8 МГц
Модуляция	АМ, FM, FSK, QPSK, MSK, QAM
Мощность	1 Вт

РИСУНОК А2-8

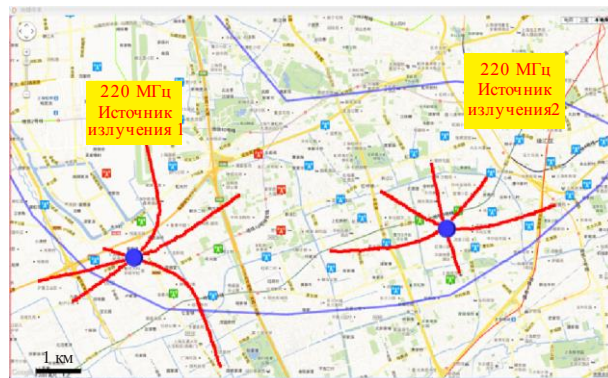
Пространственное разделение сигналов
на совпадающей частоте
(Расстояние между парными источниками излучения
равно 7,2 км)



Report SM.2355-A2-08

РИСУНОК А2-9

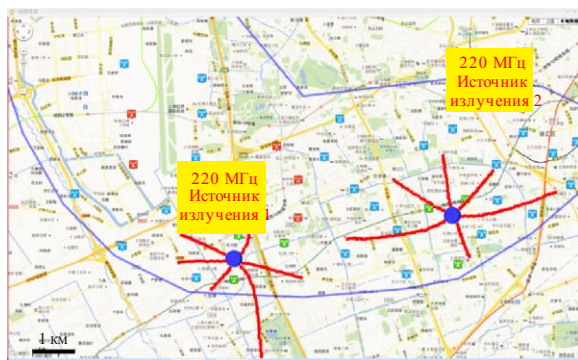
Пространственное разделение сигналов
на совпадающей частоте
(Расстояние между парными источниками излучения
равно 5,7 км)



Report SM.2355-A2-09

РИСУНОК А2-10

Пространственное разделение сигналов
на совпадающей частоте
(Расстояние между парными источниками излучения
равно 4,1 км)



Report SM.2355-A2-10

РИСУНОК А2-11

Пространственное разделение сигналов
на совпадающей частоте
(Расстояние между парными источниками излучения
равно 0,6 км)



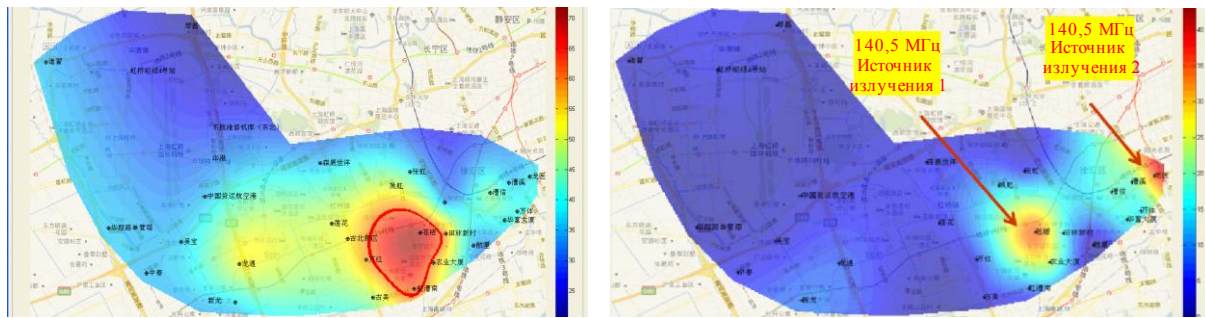
Report SM.2355-A2-11

A2.2.3.3 Распределение напряженности поля

Напряженность поля может быть измерена с помощью всех узлов одновременно, а распределение канала в зоне охвата можно зарегистрировать и рассчитать с помощью решетчатой сети контроля путем интерполяции данных, поступающих в реальном времени. Распределение рассчитывается в соответствии с напряженностью поля, зарегистрированной всеми датчиками, при этом данные контроля объединяются в реальном времени. Ниже представлены два примера для случая одного источника излучения мощностью 3 Вт и двух источников излучения мощностью 3 Вт, работающих одновременно.

РИСУНОК A2-12

Распределение напряженности поля (Частота 140,5 МГц, ширина полосы 12,5 кГц, ЧМ, мощность 3 Вт)



а) Тест с одной рацией "уоки-токи"

б) Тест с двумя рациями "уоки-токи"

Report.SM.2355-A2-12

На рисунке A2-12 показано, что в условиях городской агломерации, очевидно, имеет место анизотропное распространение радиоволн, которое отличается от теоретических моделей изотропного распространения. Два источника излучения, работающие на одной частоте, могут быть четко разделены с помощью решетчатой сети контроля. При этом расстояние между источниками излучения составляет менее 3 км. Вместе с тем такое разделение трудно осуществить, используя более традиционную сетевую систему радиопеленгатора в условиях городской агломерации.

A2.2.3.4 Географическая занятость спектра и распределение электромагнитного излучения

В традиционном понимании занятость спектра нередко относится к одному значению частоты в одном месте. Кроме того, сложно дать четкое описание того, как используются ресурсы спектра. Решетчатая сеть контроля может обеспечить подробную пространственную информацию о занятости спектра. Занятость спектра может быть измерена с помощью всех узлов одновременно, как показано на рисунке A2-13 (частота = 400,5 МГц, ширина полосы = 12,5 кГц, ЧМ, мощность = 3 Вт).

С помощью необработанных данных об использовании спектра, полученных в решетчатой сети контроля, можно также описать географическое распределение электромагнитного излучения в охваченных зонах, как показано на рисунке A2-14. Диапазон частот составляет от 30 МГц до 3000 МГц, а единицей измерения электромагнитного излучения является мкВт/см².

РИСУНОК A2-13

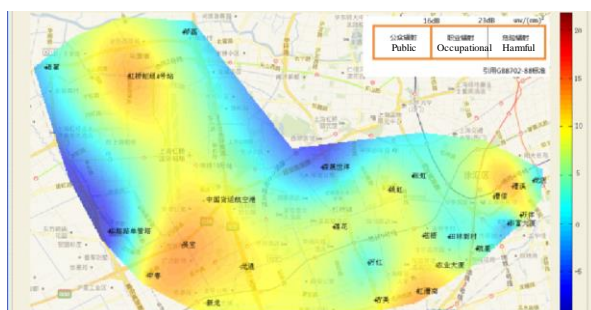
Географическое распределение занятости спектра



Report SM.2355-A2-13

РИСУНОК A2-14

Распределение электромагнитного излучения



Report SM.2355-A2-14

A2.2.4 Выводы

Решетчатая сеть контроля с экономичными узлами способна перехватывать слабые сигналы, обеспечивать подробную информацию о результатах радиоконтроля и описывать пространственное распределение спектра для условий городской агломерации. В связи с этим ее целесообразно и эффективно использовать для быстрого определения пространственного распределения спектра и местоположения источников помех.
