

国 际 电 信 联 盟

ITU-R

国际电联无线电通信部门

ITU-R SM.2355-1报告
(06/2019)

频谱监测的演进发展

SM系列
频谱管理



国际电信联盟

前言

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并开展没有频率范围限制的研究，在此基础上通过建议书。

无线电通信部门制定规章制度和政策的职能由世界和区域无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

知识产权政策（IPR）

ITU-R的知识产权政策在ITU-R第1号决议引用的“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策”中做了说明。专利持有者提交专利和许可声明所需表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/zh>获得，该网址也提供了“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策实施指南”以及ITU-R专利信息数据库。

ITU-R系列报告

（也可在以下网址获得：<http://www.itu.int/publ/R-REP/zh>）

系列	标题
BO	卫星传输
BR	用于制作、存档和播放的记录：电视电影
BS	广播业务（声音）
BT	广播业务（电视）
F	固定业务
M	移动、无线电测定、业余无线电以及相关卫星业务
P	无线电波传播
RA	射电天文
RS	遥感系统
S	卫星固定业务
SA	空间应用和气象
SF	卫星固定和固定业务系统之间的频率共用和协调
SM	频谱管理

注：本ITU-R报告的英文版已由研究组按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版
2020年，日内瓦

© 国际电联2020

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段翻印本出版物的任何部分。

ITU-R SM.2355-1报告

频谱监测的演进发展

(2015-2019年)

目录

	页码
1 引言	2
2 微弱信号检测	2
2.1 锁定放大器	2
2.2 相关性	3
2.3 高阶统计 (HOS)	4
2.4 循环平稳性	6
2.5 自适应噪声取消	6
2.6 总结	7
3 同频信号分离	7
3.1 单信道分离 (强信号恢复)	7
3.2 多信道分离 (基于空间频谱的波束成形)	9
3.3 总结	10
4 多模式定位 (不同定位技术的组合)	10
4.1 到达角	10
4.2 到达时间差	10
4.3 到达频率差	10
4.4 到达功率	10
4.5 ID辅助	11
4.6 总结	11
5 结论	11
附件1 – 先进的监测技术应用示例	12
A1.1 卫星干扰发现中的关联应用	12
A1.2 卫星监测中的强信号恢复应用	15
A1.3 单信道ICA在信号分离中的应用	16
A1.4 HF/VHF监测中基于空间频谱的波束成形	19

A1.5 多信道ICA在信号分离中的应用	21
A1.6 GSM基站的地理定位	24
附件2 – 组合地理定位应用示例	24
A2.1 AOA/TDOA综合法	24
A2.2 TDOA/GROA综合法	26
缩略语列表	32

1 引言

频谱管理的目标是最大程度地提高频谱效率，最小化干扰并消除频谱的未经授权和不当使用。频谱监测作为频谱管理程序的“眼睛和耳朵”，对于管理频谱资源、无线电台站和电磁环境不仅非常必要而且很重要。通过频谱监测可获得弥足珍贵的监测数据，包括频谱占用情况和信号特性，如场强、带宽、调制类型和发射机的地点等。

无线通信系统正处于一个不断和迅速发展演进的过程中。在频谱利用方面，无线电通信系统中的新技术可以包括自适应频率使用、同频复用、宽带接入、扩频（直接序列扩频和跳频）等。软件无线电和认知无线电是新的无线电通信系统的典型例子。相应地，未来的频谱监测系统应具备监测新的无线通信技术和系统的能力，如微弱信号的检测、基于数字信号处理（DSP）的同频信号分离和多模定位、RF传感器组网等技术。

2 微弱信号检测

由于许多新的无线电通信系统都在低功率、宽带宽、高频率运行，因此，有必要提高监测系统对低功率密度微弱信号检测的灵敏度。

有些情况下，信号可能比背景噪声还要微弱，因此，使用现有的低灵敏度监测系统很难检测和定位非法的低功率密度微弱信号。未来的频谱监测系统应使用先进技术从背景噪声中提取信号。

以下几节列出了几种可用于检测微弱信号的技术。

2.1 锁定放大器

锁定放大器（LIA）使用参考信号从噪声环境中提取具有已知或预期内部参数的信号。

正弦波是数据通信信号中最常见的信号，其幅度和相位可以通过锁定放大器进行估计。假设接收信号为：

$$x(t) = U_s \cos w_0 t + n(t) \quad (1)$$

其中：

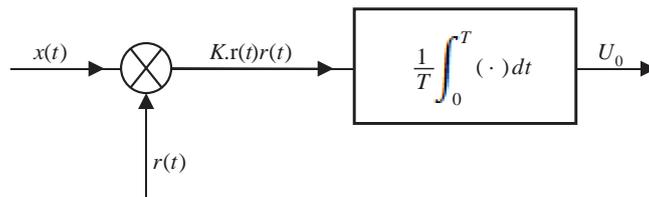
U_s : 正弦波信号幅度

w_0 : 角频率

$n(t)$: 背景噪声。

U_s 可以通过接收信号和本地参考信号的互相联来估计，如图1所示。

图1
LIA框图



SM.2355-01 报告

在图1中， $r(t)$ 是幅度为 U_r 且相位为 φ 的参考信号。 $r(t)$ 的频率与 $x(t)$ 信号相同。 K 是与乘法器相关联的常数。输出 U_0 可以描述为：

$$U_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K [U_s \cos \omega_0 t + n(t)] [U_r \cos(\omega_0 t + \phi)] dt \quad (2)$$

由于背景噪声与正弦波信号无关，因此忽略(2)中的附加噪声，可写如下：

$$U_0 = \frac{K U_s U_r}{2} \cos \varphi \quad (3)$$

显然，当 φ 为零时， U_0 将得到最大值，因此可以精确地得到 U_s 。在这种情况下，参考信号 $r(t)$ 和接收信号 $x(t)$ 具有相同的相位。

如上所述，LIA本质上是接收信号和本地参考信号之间的互相关的应用。上述LIA的关键问题是参考信号的频率和相位的恢复，这可以通过锁相环电路来实现。

2.2 相关性

2.2.1 互相关

互相关是测量两个波形的相似性，作为应用于其中一个波形的时滞的函数。假设

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad y(t) = s_2(t) + n_2(t) \quad (4)$$

则

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= E[y(t)x(t-\tau)] = E\{[s_2(t) + n_2(t)][s_1(t-\tau) + n_1(t-\tau)]\} \\ &= R_{s_1 s_2}(\tau) + R_{s_1 n_2}(\tau) + R_{n_1 s_2}(\tau) + R_{n_1 n_2}(\tau) = R_{s_1 s_2}(\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

是包含多个数据样本平均值的集合平均算子。

如果假设 $x(t)$ 是接收机中的预定序列，则即使 $y(t)$ 弱于背景，也可以使用互相关来检测接收信号 $y(t)$ 。这是因为在这种情况下，互相关的目的是在接收序列中找到预定的模式，该序列通常是伪随机噪声序列。只有当接收信号中的有用信号与预定序列对准时，我们才能观察到峰值。该原理已用于直接序列扩频（DSSS）系统中的微弱信号检测。

2.2.2 自相关

自相关是信号本身的互关联。如果假设 $x(t) = s(t) + n(t)$ ，当 $s(t)$ 是周期信号时， $n(t)$ 则作为噪声。那么，自相关可以定义为：

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t)x(t-\tau)] = E\{[s(t)+n(t)][s(t-\tau)+n(t-\tau)]\} \\ &= E[s(t)s(t-\tau)] + E[n(t)n(t-\tau)] + E[s(t)n(t-\tau)] + E[n(t)s(t-\tau)] \\ &= R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \end{aligned} \quad (6)$$

如果 $s(t)$ 与 $n(t)$ 不相关，我们有

$$R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0 \quad R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau) \quad (7)$$

如果噪声信号 $n(t)$ 是非周期性信号，且其平均值为零，则：

$$R_n(\tau) = 0 \quad (\text{其中, } \tau \neq 0) \quad (8)$$

因此

$$R_x(\tau) = R_s(\tau)$$

自相关对微弱信号检测很有用。非正式地，自相关可以看作是搜索同一信号的不同观测值之间的相似性。显然，这种相似性只能发生在有用信号上，该信号具有包括周期特征在内的预先设计的格式。加性噪声很难在不同观测值之间产生这种相似性。这样，可以有效地减轻由强的加性噪声引起的的影响。

2.3 高阶统计 (HOS)

在信号统计分析中，信号的平均值和相关性（自相关和互相关）分别称为一阶矩或二阶矩。本研究早期报道的频谱监测技术基于一阶矩或二阶矩（锁定放大器，§ 2.1）。然而，通信或雷达信号中的信息比一阶矩和二阶矩及其相关光谱值所传送的信息要多得多。其中包括信号相位、非线性、非高斯噪声、对称性等信息，在消除高斯噪声、检测非高斯信号、检测信号非线性、检测瞬态信号等方面有着广泛的应用。

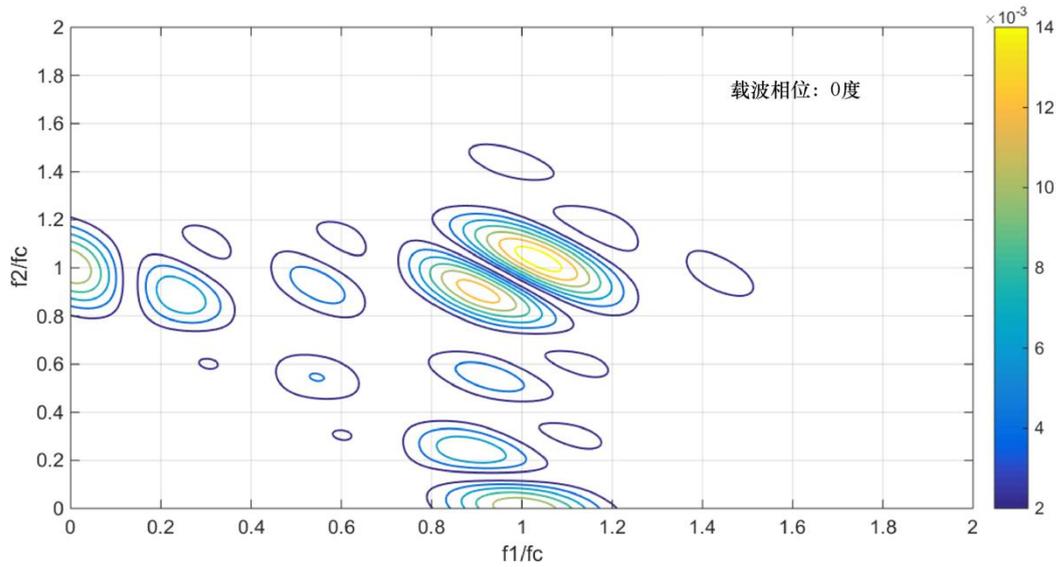
如上所述，HOS基于以下变量：

- 多光谱
- 高阶矩
- 累积量

这些变量中最常用的是三阶矩，四阶矩，双谱和三阶谱。

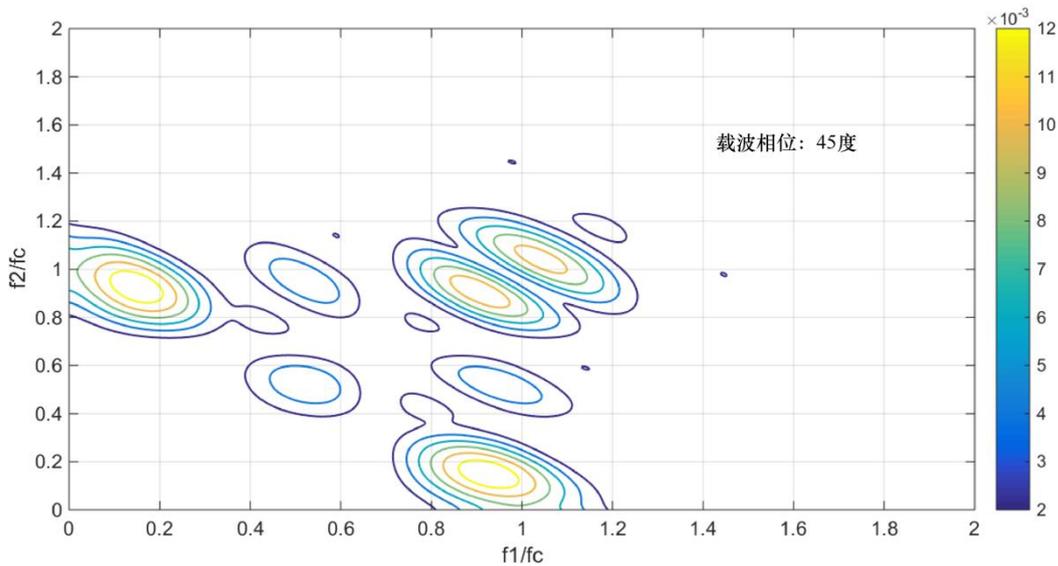
下面的图2和图3是用来说明相位信息是如何被HOS变量保存的。两幅图都显示了由载波余弦波（ $\cos(2\pi f_c t + \varphi_0)$ ）调制的矩形脉冲的双频谱，其中 f_c 是载波频率， φ_0 是载波相位。在图2中，载波相位取 0° ；在图3中，载波相位取 45° 。将图2与图3进行比较表明，相位值 φ_0 反映到双频谱的电平和趋势中。因此，可以利用双频谱数据提取信号相位值。

图2

载波余弦波调制矩形脉冲的双频谱 ($f_c = 2, \varphi_0 = 0^\circ$)

SM.2355-02报告

图3

载波余弦波调制矩形脉冲的双频谱 ($f_c = 2, \varphi_0 = 45^\circ$)

SM.2355-03报告

应该提到的是，与互相关类似，高阶矩也可以在两个或多个不同的信号上执行。在这种情况下，谱、双频谱和三谱分别称为交叉频谱、交叉双频谱和交叉三频谱。

作为本节的结论，HOS对于微弱信号的检测是有用的，因为通常高斯分布的加性噪声的双频谱和三频谱可以为零。由于有用信号的HOS通常不是零，所以如果取接收信号的HOS，则可以完全去除接收信号中的加性噪声。这样，可以消除加性噪声，并且可以检测到比背景噪声弱的信号。

2.4 循环平稳性

循环平稳性原理利用具有随时间周期性变化的统计特性的信号。由于存在一个或多个潜在周期，许多目前使用的通信信号可被建模为循环平稳信号，这些潜在周期是由于平稳信息信号与周期正弦载波、脉冲序列或重复码的耦合而产生的。这些潜在周期性也可能发生在信号采样和多路复用的产生过程中的其他过程中。

由于潜在的周期性，自相关函数可以用傅里叶级数表示，在该级数上，信号的循环平稳特征如下所示。对于具有周期 T_0 的潜在周期性，自相关函数可展开为关于循环频率 α ($\alpha = m/T, m = 0, 1, 2, \dots$)的傅里叶级数：

$$R_{xx}(t, t - \tau) = \sum_{\alpha} R_{xx}^{\alpha}(\tau) \exp(j2\pi\alpha t/T_0) \quad (9)$$

自相关的傅里叶系数(9)给出了循环自相关函数 $R_{xx}^{\alpha}(\tau)$ 。

循环自相关函数(9)的傅里叶变换产生谱相关密度 $S_{xx}^{\alpha}(f)$ ：

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (10)$$

上述谱相关密度SCD可作为常规功率谱密度的推广。这种推广源于将SCD作为两个频率的函数：谱频率 f 和循环频率 α/T_0 ，而PSD仅是谱频率 f 的函数。

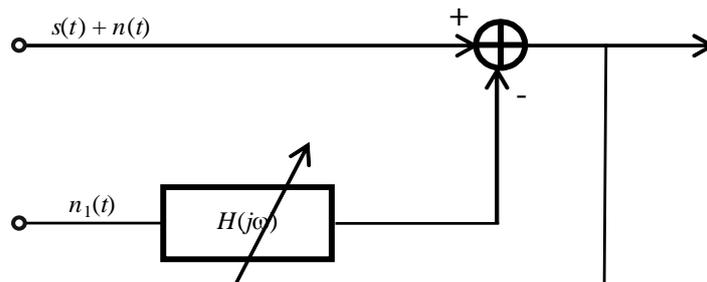
作为本节的结论，应该提到的是，基于循环平稳性的检测适用于包括CDMA和OFDM信号在内的各种无线标准。此外，利用循环平稳特性有可能提高微弱信号检测方法的性能。这是因为加性噪声不具有循环平稳性，因此具有非零循环频率的谱相关密度为零。这意味着如果对接收信号使用等式(9)，则可以去除接收信号中的加性噪声。这样，可以消除加性噪声，并且可以检测到比背景噪声弱的信号。

2.5 自适应噪声取消

自适应噪声取消（ANC）技术通过以自适应方式从发现信号中减去被发现信号所含的、与噪声相关联的滤波（“参考”）噪声而获得有用信号。

图4所示为自适应噪声取消技术框图。

图4
ANC框图



与噪声 $n(t)$ 相关联的参考噪声 $n_1(t)$ 可由自适应滤波器 $H(j\omega)$ 处理。可以限制噪声 $n(t)$ ，从而改进输出的SNR。

在不了解噪声 $n(t)$ 和信号 $s(t)$ 或无此方面经验时也可轻而易举地设计出ANC滤波器，其滤波效果可与维纳（Wiener）滤波器比肩。由于ANC具有其独特优势，因此被广泛用以限制与信号相伴的干扰，如，自适应陷波滤波器。

2.6 总结

为了提高微弱信号的检测性能，本章研究了几种检测算法。所有这些都涉及一些信号处理，但如上所示，一些处理更为计算密集，在某些情况下，在计算时间、信号持续时间和噪声水平之间存在权衡。某些技术对某些类型的信号有效，而其他技术可用于许多类型的信号。

3 同频信号分离

为了共享有限的频谱资源，越来越多的无线电通信系统在同一频率工作。例如，许多蜂窝通信系统和高频通信系统使用同频。同时，许多有意或无意的干扰可能发生在重叠的频率上。

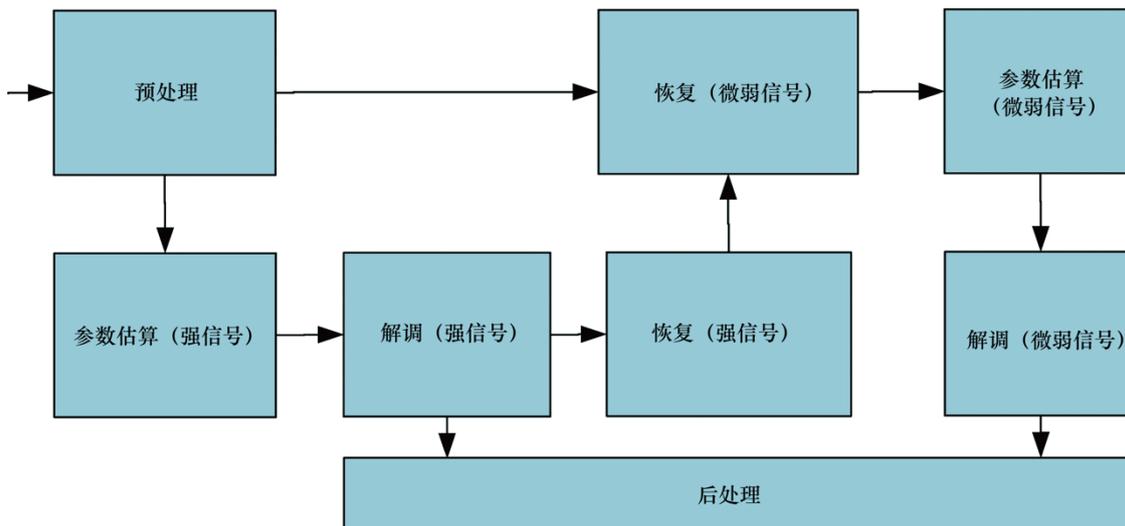
许多无线电通信系统采用同频复用技术。在这种情况下，一个频谱监测台站可能从在同一频率上工作的不同发射机那里收到不同信号。因此，利用现有的监测系统很难将这些同频信号加以区分。未来的频谱监测系统应采用先进技术来将不同域的信号加以分离。

可将同频信号分离技术分为两类：单信道分离技术和多信道分离技术。以下各节分别加以阐述。

3.1 单信道分离（强信号恢复）

当只有一个接收信道时，可采用强信号恢复从强线性数字调制信号（如PSK和QAM调制信号）中分离出信号。然而，该算法只能在存在两个信号的情况下工作，并要求功率比超过6 dB。图5所示为该算法的简单框图。

图5
强信号恢复框图



SM.2355-05报告

a) 预处理

该模块的主要功能包括若干必要的接收处理步骤，如滤波、下变频、采样率变频。与此同时，可将一些窄带干扰取消算法，如自适应陷波滤波 – 可以消除增加在合法强信号之上的可比微弱信号 – 用于该模块（基于频域的计算）。

b) 强信号参数估算

在该模块中，可以估算进行强信号解调的若干参数，包括幅度、载频、初始相位、调制速率和类型。然而，在多数情况下，强信号是合法的，因此，诸如调制速率和类型等固有参数是接收机熟知的。有鉴于此，没有必要估算这些参数，所以，需要估算的参数只有载波频率、初始相位和幅度。

c) 强信号的解调和恢复

可采用传统解调程序对强信号进行解调，以恢复比特流序列。之后，可利用事先了解到的载波频率、初始相位、波特率和调制类型实施强信号恢复程序。

d) 微弱信号恢复

强信号得到恢复后，可利用自适应信号取消技术（如最小均方值（LMS）和递归最小方值（RLS））从最初的混合信号中消除强信号。

e) 微弱信号参数估算

所需参数与b)所述参数类似。然而，产生干扰信号的特性并非是接收机熟知的特性，因此，还应估算诸如波特率和调制类型等必要参数。建议采用强健的参数估算算法，以消除由不准确恢复带来的影响。

例如，可采用基于循环频谱的算法估算波特率，而基于高阶统计数据的算法则可用以设计调制识别算法。

f) 微弱信号解调

如上述b)段所述，可将传统解调方法用于微弱信号。与此同时，建议使用盲均衡步骤，克服由不准确的参数估算产生的符号间干扰。

3.2 多信道分离（基于空间频谱的波束成形）

可将基于空间频谱的波束成形技术用于多信道场景。特别适合于多信号的盲分离（在任意调制类型情况下也有效）场景，并可在低SNR环境中实现相对较好的性能。其基本理论可具体阐释如下：

假设 M 阵列收到了 P 信号，则接收信号可由矩阵 $\mathbf{X}(t)$ 表示为：

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi d \sin\theta_1/\gamma} & e^{j2\pi d \sin\theta_2/\gamma} & \dots & e^{j2\pi d \sin\theta_P/\gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_1/\gamma} & e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_2/\gamma} & \dots & e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_P/\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中， $\{\theta_1, \dots, \theta_P\}$ 分别为每一信号的方向， $s_i(t)$ $\{i=1, 2, \dots, P\}$ 表示 P 输入信号， $n_i(t)$ $\{i=1, 2, \dots, M\}$ 为相应的加性高斯白噪声（AWGN）， γ 为信号波长。

之后，计算关联矩阵，可获得以下结果：

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)) \quad (12)$$

将特征值分解应用于(12)，可以得到本征值和本征向量。信号空间可分为 P 维信号子空间和 $M-P$ 维噪声子空间。由于信号子空间和噪声子空间是正交的，因此可以得到以下结果：

$$\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k) = 0 \quad (13)$$

其中， $(\theta_k) = [e^{j2\pi d \sin\theta_k/\gamma} \dots e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_k/\gamma}]^T$ ， \mathbf{G} 由噪声子空间中带有维度 $M \times (M-P)$ 的本征矢量构成。确定 $\mathbf{P}(\theta) = 1/[\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k)]$ ，每个信号的方向可以通过 $\mathbf{P}(\theta)$ 上的峰值拾取来获得。这是众所周知的多信号分类（MUSIC）算法。这是众所周知的MUSIC算法。

如要分离来自 θ_k 方向的信号，则每一阵列的系数需满足下列限制：

$$\omega^H \mathbf{a}(\theta_d) = 1, \quad \omega^H \mathbf{a}(\theta_i) = 0 \quad (i=1, 2, \dots, M, i \neq d) \quad (14)$$

现已设计出了繁复多样的算法来解决这一问题，其中最为典型和最常用的算法是所谓的“Capon波束成形”算法，其原理是实现输出功率的最小化。可将系数解为：

$$\omega_{opt} = \left[\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_k) \right] / \left[\mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_k) \right] \quad (15)$$

可以观察到，在等幅叠加指数模型中，同时使用普通和共轭数据比只使用普通数据能实现更好的结果，尽管二者之间渐进等同。因此，建议在估算信号DOA时，采用既使用普通数据也使用共轭数据的、经修改的MUSIC（MMUSIC）算法。与MUSIC算法相比较，MMUSIC的关联矩阵可表示为

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{R} + \mathbf{J}E(\bar{\mathbf{X}}(t)\bar{\mathbf{X}}^H(t))\mathbf{J} \quad (16)$$

其中， $\bar{\mathbf{X}}(t)$ 为 $\mathbf{X}(t)$ 的共轭数据， \mathbf{J} 为 $P \times P$ 交换矩阵，其条目均为零，只有 $i=1, 2, \dots, P$ 中第 $(i, P-i+1)$ 位置上的一个除外。

3.3 总结

为了实现同一频段上的信号分离，本节研究了两种同频信号分离方法，包括单信道方法和多信道方法。单信道方法需要对强信号进行解调，从而增加了计算量，而多信道方法不需要信号解调，需要更多的信道和相应的天线进行信号分离。

4 多模式定位（不同定位技术的组合）

不同域的信号都载有有关位置的信息，因此，可通过相关技术或用于信号定位的计算机处理办法来提取此类位置信息。数字信号处理（DSP）和网络能力已变得日益强大，且基于DSP和网络的装置价格也更令人易于承受。基于DSP算法和网络技术的频谱监测系统可更加容易地识别在不同域（包括幅度域、频率域、时域、空域、码域等）、带有不同特性的发射机。有鉴于此，多模式定位技术可用来定位不同环境中的发射机 – 将不同定位技术予以组合，如AOA（到达角）、TDOA（到达时间差）、FDOA（到达频率差）、POA（到达功率）以及识别数据辅助技术。

4.1 到达角

到达角（AOA）是传统的、受人欢迎的发射机定位方法。在许多情况下，该技术通过确定入射到天线阵列的射频波的传播方向确定发射机的位置。可用多种技术找出方位，如相位干扰仪、关联干扰仪、单脉冲技术、波束成形和空间匹配滤波器、子空间技术等。在某些应用中，可将若干技术组合在一个用于不同目的的DF监测台站中。为找出发射机的位置，需要在AOA技术基础上，将两个或更多DF监测台站的结果合并。

4.2 到达时间差

到达时间差（TDOA）是一种十分有希望的对发射机定位的方法，它通过在多个接收机处估算源信号的到达时间差实现目标。TDOA系统在天线选择和放置方面十分灵活，因为TDOA的准确性受到附近反射器的影响最小，为了定位发射机，有必要将部署在不同地点的三个或更多TDOA系统组合一起。按照不同成对接收机的TDOA数值，可利用一些算法（如非迭代和迭代算法）确定发射机的位置。ITU-R SM.2211报告详尽阐述TDOA方法。

4.3 到达频率差

到达频率差（FDOA）是一种有效的确定移动发射机的方法，或利用移动监测台站进行发射机定位，特别是空载监测台站。监测天线阵列的接收天线之间的快速切换与发射机和监测接收机之间的相对运动所引起的切换具有类似的效果。由于相对运动可以通过多普勒估计来获得发射机的位置，有时将TDOA和FDOA结合使用，以改善定位准确性，并使最终估算结果具有某种程度的独立性。将TDOA与FDOA测量合并，可瞬间进行二维空间中的地理定位。

4.4 到达功率

到达功率（POA）是一种定位发射机的经济方法，因为POA不需要额外的监测接收机硬件。可以根据传播模型估计无线电信号的功率，并具有发射机功率和传播路径的知识，这对于标准化的无线通信系统尤其有用。但是，当发射机功率未知时，不能用它来定位发射机。在某些情况下，当传播模型很简单时，很容易找到发射机。例如，当FM广播发射机和固定监测台站之间存在LOS传播时，定位FM广播发射机。

4.5 ID辅助

在全球互连的新时代，ID辅助是对作为传感器使用的发射机进行定位的、日益重要的方法，特别是用于公众无线电通信网。数字化无线电通信系统包括有关用户身份的更多信息，有时，可利用这一信息准确确定发射机的位置，如经度和纬度、IP地址等。当发射机是移动业务发射机时，将源自监测台站的信息与匹配的无线电通信网络数据库相结合能更有效地确定发射机的位置。利用ID辅助方法可确定卫星移动电话、卫星互联网终端和手持移动电话等传统发射机的位置。

4.6 总结

多模式定位是不同定位方法的结合。这部分研究了不同的定位方法，包括基于AOA、基于TDOA、基于FDOA、基于POA和ID辅助的定位方法。有一些方法对信号承载的信息没有要求，而有一些方法必须恢复信号所承载的信息以进行定位，这增加了运算负担。

5 结论

本报告简要阐述了发现微弱信号、同频信号分离以及基于DSP和网络的多模式定位技术和应用，包括锁定放大器、相关性、HOS、循环平稳性、自适应噪声取消、强信号恢复、基于频谱的波束成形、TDOA、FDOA、POA和ID辅助，这些都可在未来用于不同情况下的频谱监测。

为了适应新的无线电通信系统快速发展的需求，应研究如何应用更先进的频谱监测技术和应用。以下附件1和2提供一些先进监测技术示例。

附件1

先进的监测技术应用示例

A1.1 卫星干扰发现中的关联应用

许多情况下，可在椭圆区确定对地静止轨道（GSO）卫星的干扰，该区的中心离发射机地点数十千米甚至更远。

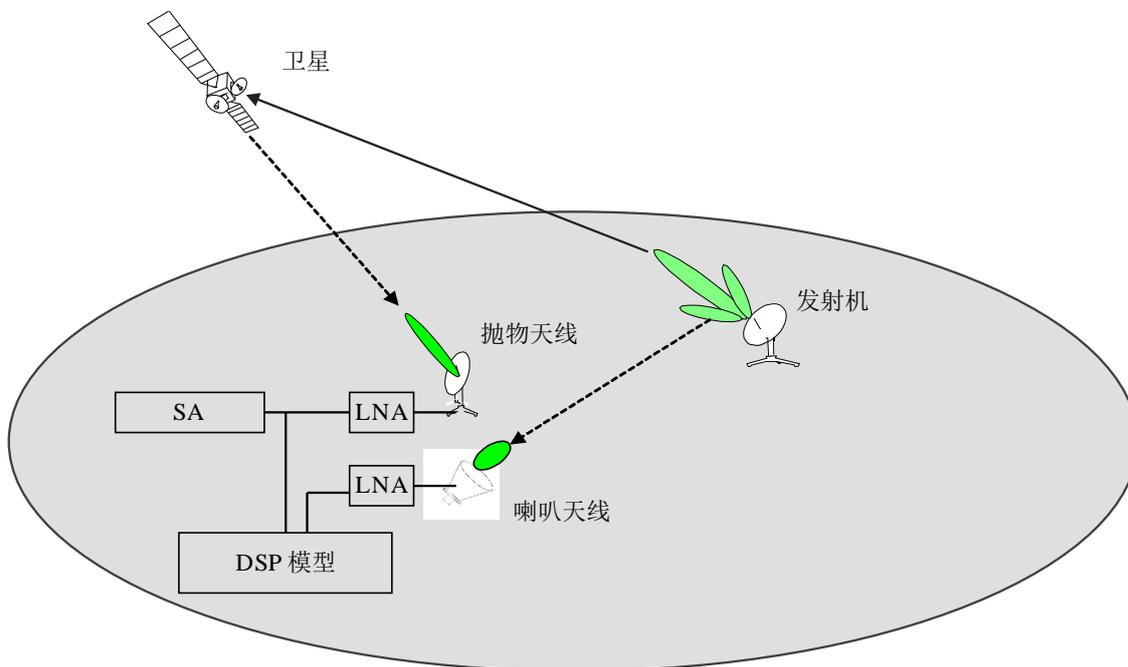
在上述情况下，发射机定位系统将受干扰卫星和相邻卫星的信号相关联，然后生成TDOA和FDOA数据。

对诸多国家或主管部门而言，通过频谱监测台站快速确定地面上发射机的位置并确定该发射机是一项关键问题。

应通过设备检测由指向GSO卫星天线的旁瓣发射的微弱信号，然后可通过互相关技术提高安装在移动车辆上的监测系统的灵敏度。图A1-1所示为该应用的简单框图。

图A1-1

互相关在卫星干扰发现中的应用图



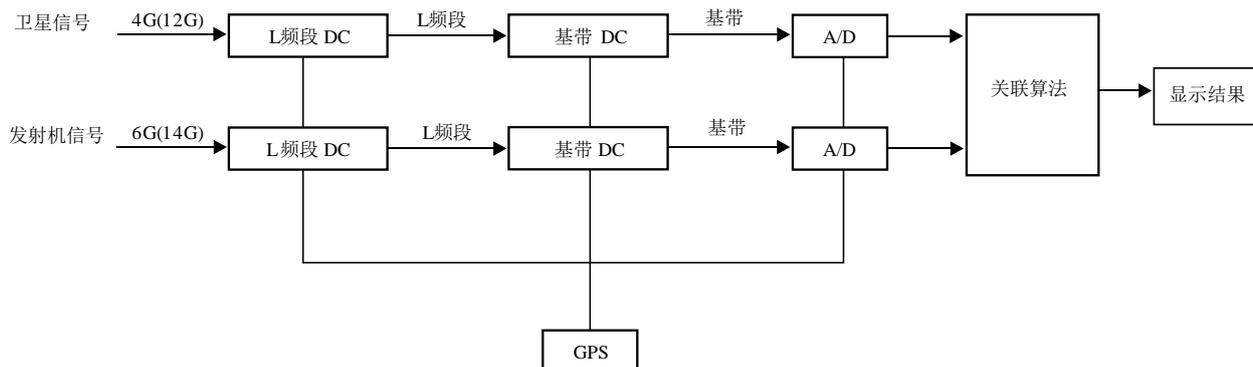
SM.2355-A1-01报告

在该系统中，DSP模块使用了互相关算法，直接处理卫星抛物天线和地球站喇叭天线或各向同性天线旁瓣发射的信号。

图A1-2所示为DSP模块的处理框图。

图A1-2

DSP模块处理框图



SM.2355-A1-02报告

在互相关算法中，基于第二阶统计（CAF-SOS）算法的复数模糊函数用于同时估算卫星和发射机信号的TDOA和FDOA。

互相关SNR可表示如下，且每一 snr 均为线性值。

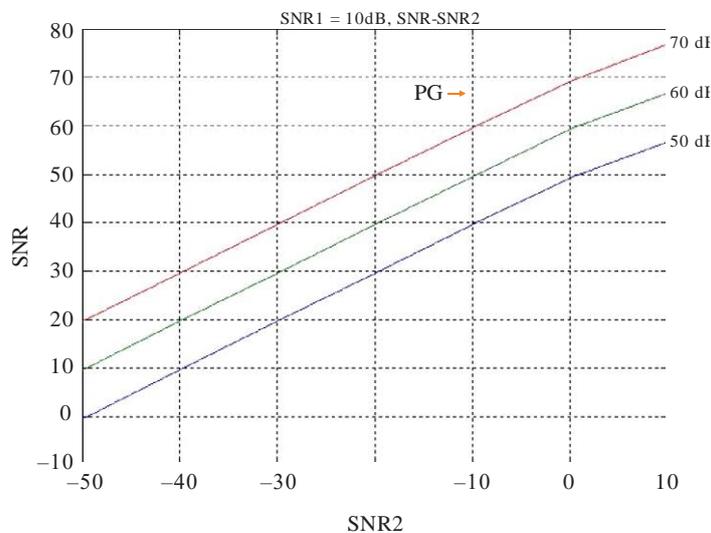
$$snr = 2BT * \frac{snr_1 * snr_2}{1 + snr_1 + snr_2}$$

其中， $2BT$ 为处理增益，如果以奈奎斯特速率进行信号采样且 N 为采样点数量，则可得 $2BT = N$ 。 snr_1 代表卫星信号的 snr ， snr_2 代表发射机信号的 snr 。通常情况下， snr 不低于20 dB。

如果 snr 等于10 dB，则 snr 与 snr_2 之间的关系为图A1-3所示的关系。

图A1-3

当 $snr_1 = 10\text{dB}$ 时 snr 与 snr_2 之间的关系

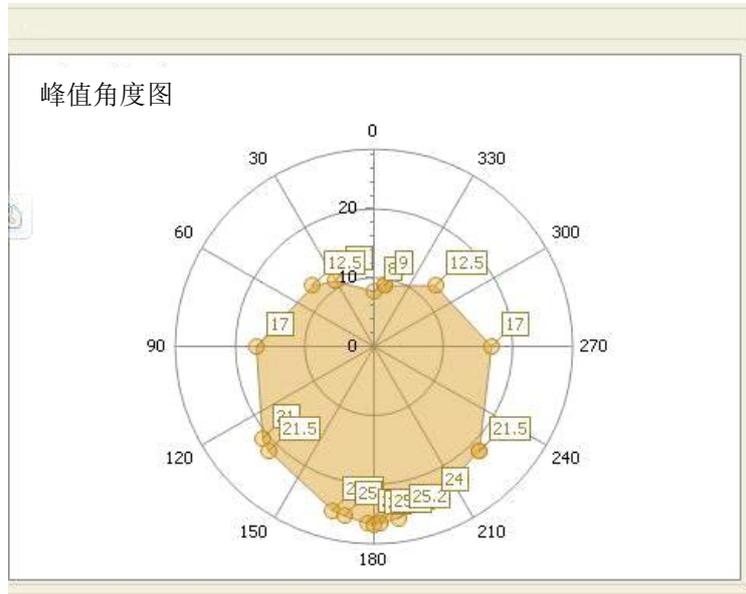


SM.2355-A1-03报告

通常，使用互相关算法的设备在处理增益为60 dB时，可发现带有-40 dB snr 值的微弱信号。这就是说，它可捕获功率谱密度比本底噪声低40 dB的微弱信号。

在实践中，定向喇叭天线首先旋转特定角度，之后进行互相关程序。在旋转360度后，操作员将能够发现发射机的方向 – 两个信道（来自卫星和地球站）的关联snr达到最大化，即便地面信号电平过于微弱，无法用频谱分析仪观测到（见图A1-4）。

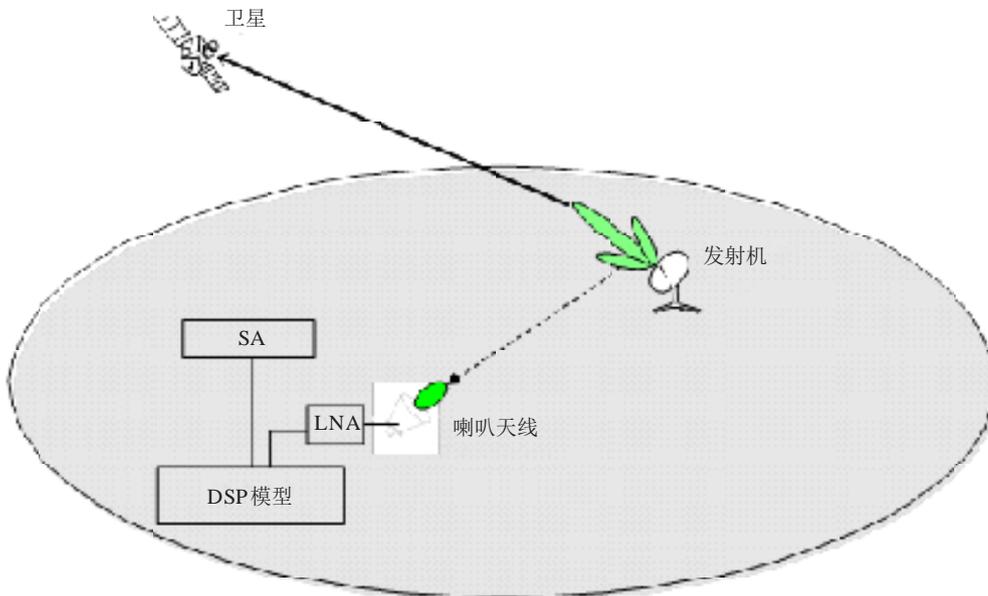
图A1-4
峰值角度图



SM.2355-A1-04报告

另一种替代方法是，使用循环自相关算法的设备可相应发现带有约-20 dB snr值的微弱信号。尽管其性能低于基于互相关的算法，但其灵敏度仍优于传统的基于FFT的发现算法。图A1-5所示为该框图。

图A1-5
卫星干扰发现中循环自相关应用框图

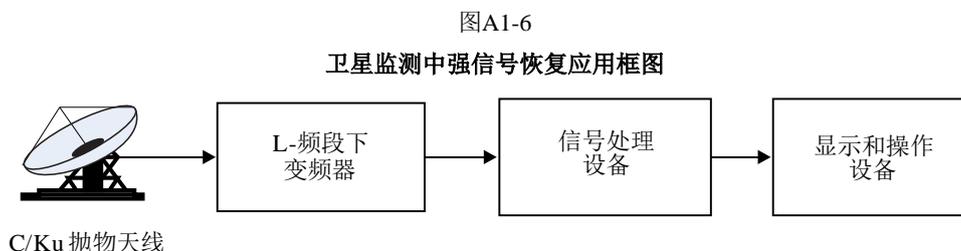


SM.2355-A1-05报告

同样，使用循环自相关算法的设备可发现若干千米外地球站发射机的微弱信号，使用互相关算法的设备可发现数十千米以外地球站发射机的微弱信号。然而，使用传统监测接收机或频谱分析仪的设备在特定情况下，只能发现数百米以外地球站发射机的微弱信号。

A1.2 卫星监测中的强信号恢复应用

有时，之所以发生GSO卫星网络干扰是因为设备失效或被误操作。总体上而言，在重叠频率上有两个信号在工作。此时，可利用强信号恢复来进行干扰监测和告警。图A1-6所示为该应用的简单框图。

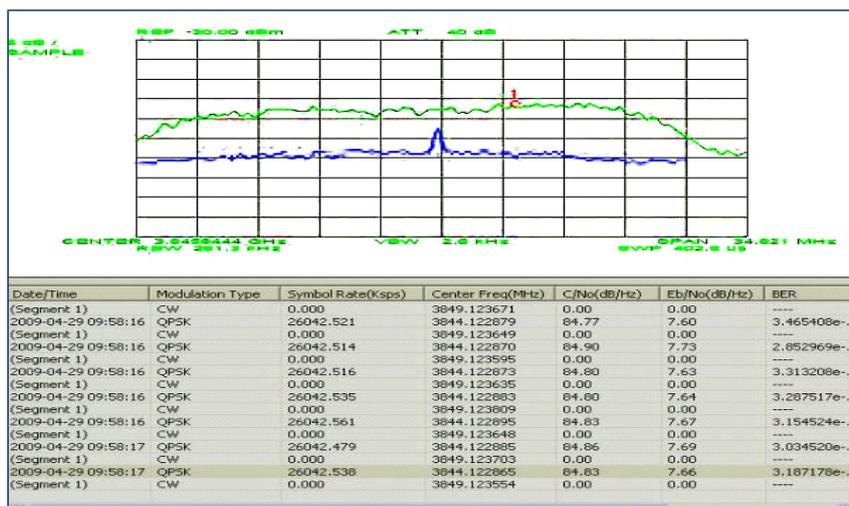


SM.2355-A1-06报告

此示例为强信号恢复在GSO卫星网络干扰分离中的使用。合法信号是卫星广播业务（BSS）应用中的信号，调制方式为QPSK，波特率为26.042 Mbit/s，产生干扰的信号是CW信号。

从图A1-7中可看出，绿线所示的频谱代表收到的信号，它可作为混合信号频谱令人所知，而蓝色频谱代表被分离的产生干扰的信号。下表所列为调制类型和相应调制参数。

图A1-7
GSO卫星网络干扰分离示例



SM.2355-A1-07报告

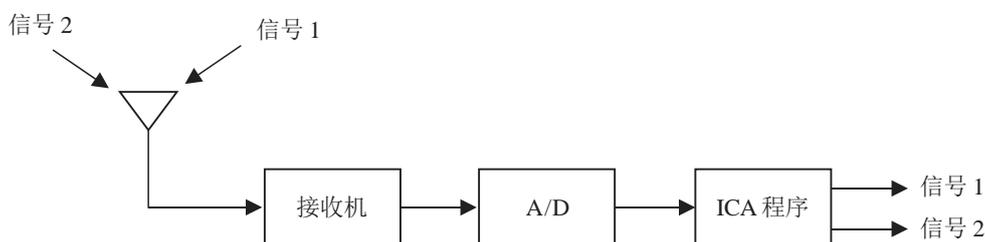
A1.3 单信道ICA在信号分离中的应用

该示例为基于ICA算法的两个同信道BPSK信号分离。图A1-8所示为系统框图。这两个信号的波特率相同，且载波频率偏移很小。按照ICA算法，信号从混合信号中分离，如图A1-9所示。如果信号噪声比（SNR）为10 dB，信号干扰比（SIR）为0 dB，则原始和分离信号之间的关联系数可达到0.93以上。可以明显看出，同信道信号得到完全分离。图A1-10和A1-11给出星座图中的分离结果。如果将SNR由4 dB改为12 dB，则分离信号的比特误码率（BER）将如图A1-12所示。可以看出，当SNR大于10 dB时，BER低于 10^{-3} ，这是非常常见的卫星通信环境。

在另一项模拟中，我们将信号1和信号2分别视为有用信号和产生干扰的信号。对于不同SIR（-10 dB至10 dB），有用信号的BER则如图A1-13所示。可以看出，当SIR大于0 dB时，可以从混合信号中正确地提取有用信号。如果SIR很低（低于0 dB），则可首先从混合信号中提取产生干扰的信号并将其取消，之后可获得有用信号。目前而言，该同信道ICA算法只能分离两个二进制数字调制信号。应研究更强健的多进制调制信号的算法。

图A1-8

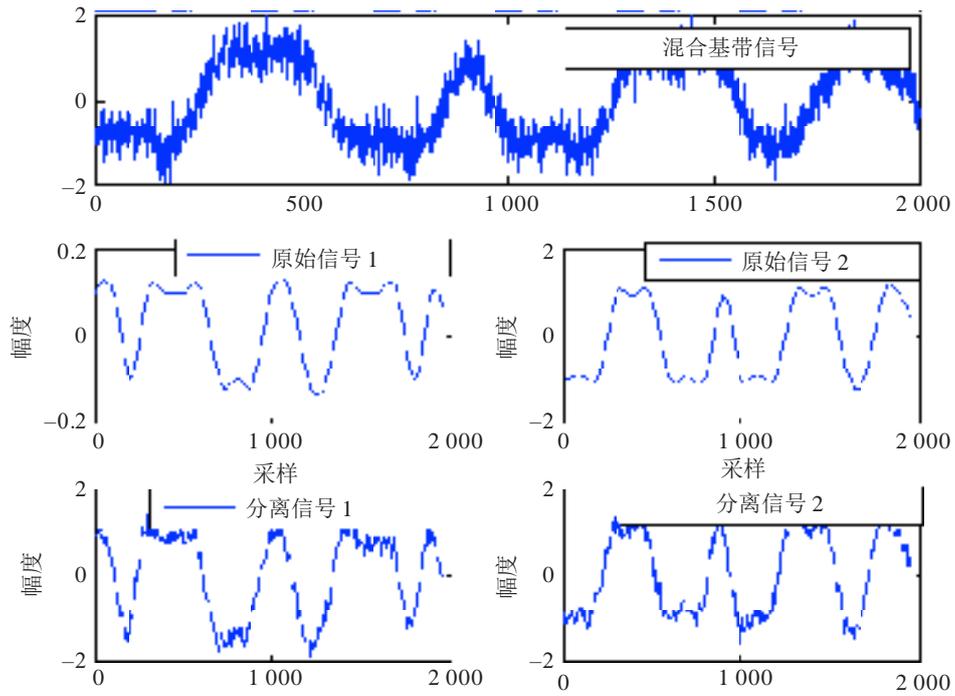
单信道ICA在信号分离中的应用图



SM.2355-A1-08报告

图A1-9

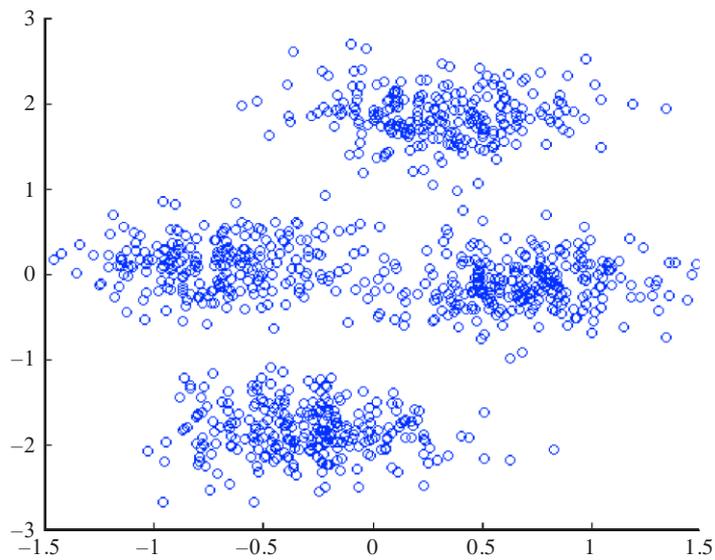
两个DPSK信号的分离结果



SM.2355-A1-09报告

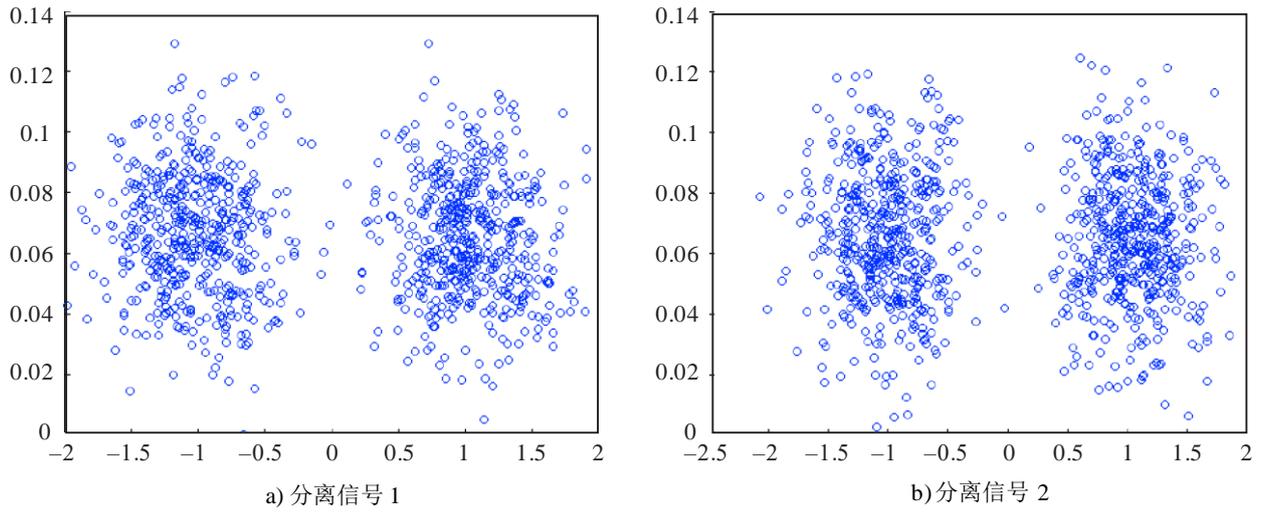
图A1-10

混合信号星座图



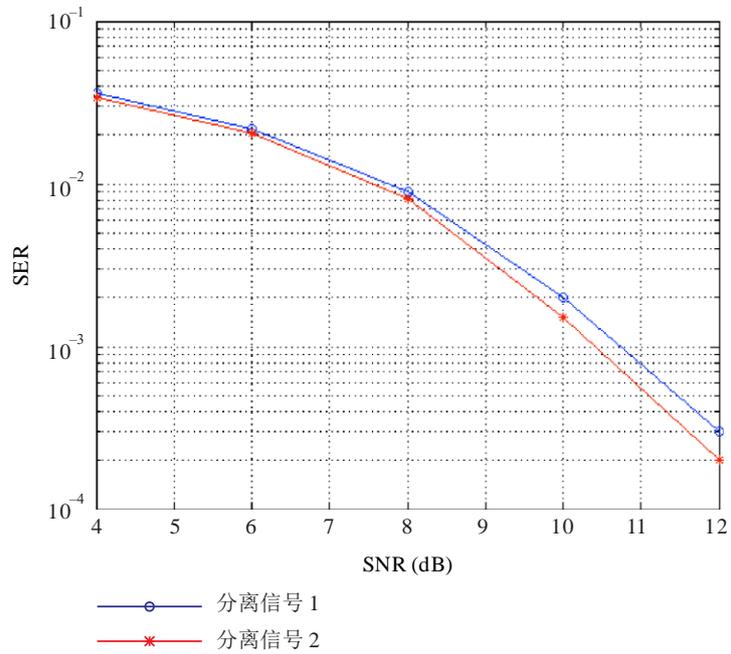
SM.2355-A1-10报告

图A1-11
分离信号星座图



SM.2355-A1-11报告

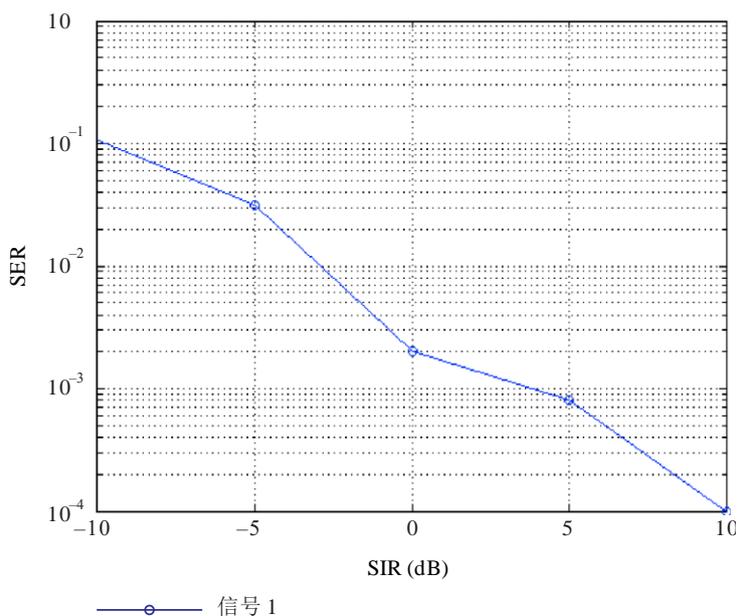
图A1-12
不同SNR的分离信号的比特误码率



SM.2355-A1-12报告

图A1-13

不同SIR分离信号1的BER



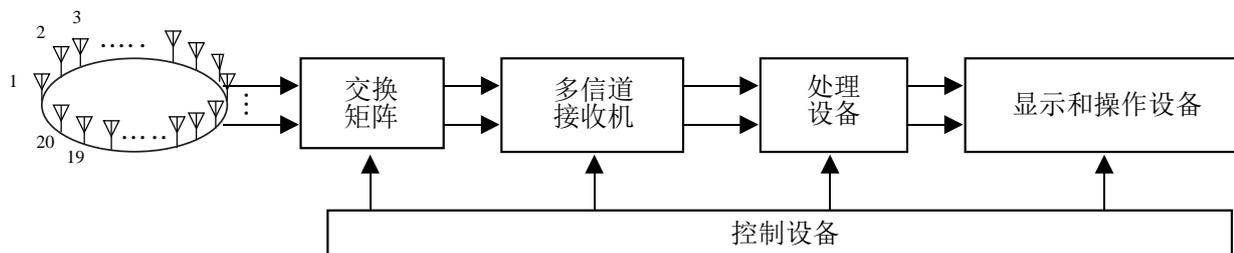
SM.2355-A1-13报告

A1.4 HF/VHF监测中基于空间频谱的波束成形

当有必要监听并定位在重叠频率上工作的HF/VHF信号时，HF/VHF监测系统广泛使用基于空间频谱的波束成形技术。图A1-14为该技术的简要结构。

图A1-14

用于HF/VHF监测的基于空间频谱的波束成形框图



SM.2355-A1-14报告

最常见的阵列形状为环形阵列，其他的为三角或线条阵列。通过交换矩阵，收到的信号被发送至多信道接收机。总体而言，接收信道数量等于天线阵列数量。诸如下变频、滤波和数字化等一些处理步骤往往由接收机完成。值得指出的是，每一接收信道都应在相位和幅度方面保持一致，不然后处理将会无效。处理设备进行方向测定和波束成形计算，并与显示和操作设备互动。

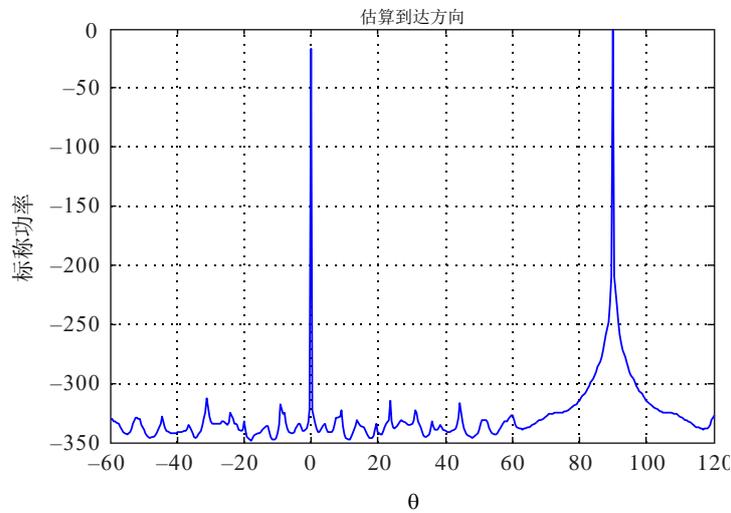
以下举例说明两个信号的盲分离。两个信号都源自功率相同的、采用调频调制的内部通话设备。图A1-15所示为通过MUSIC算法得出的到达方向估算结果。可以清楚地看出，0°和90°两个方向得到准确估算。图A1-16(a)和A1-16(b)分别显示有用和无用信号的原始和分离信号之间的比较。这些结果表明，两个信号都得到了很好的分离。如果将MSE作为评估参数进行计算，则可将其确定为：

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

其中， $S(n)$ 和 $S_e(n)$ 分别为原始和分离信号， N 为信号数量， MSE 的幅度约为 10^{-3} 。

图A1-15

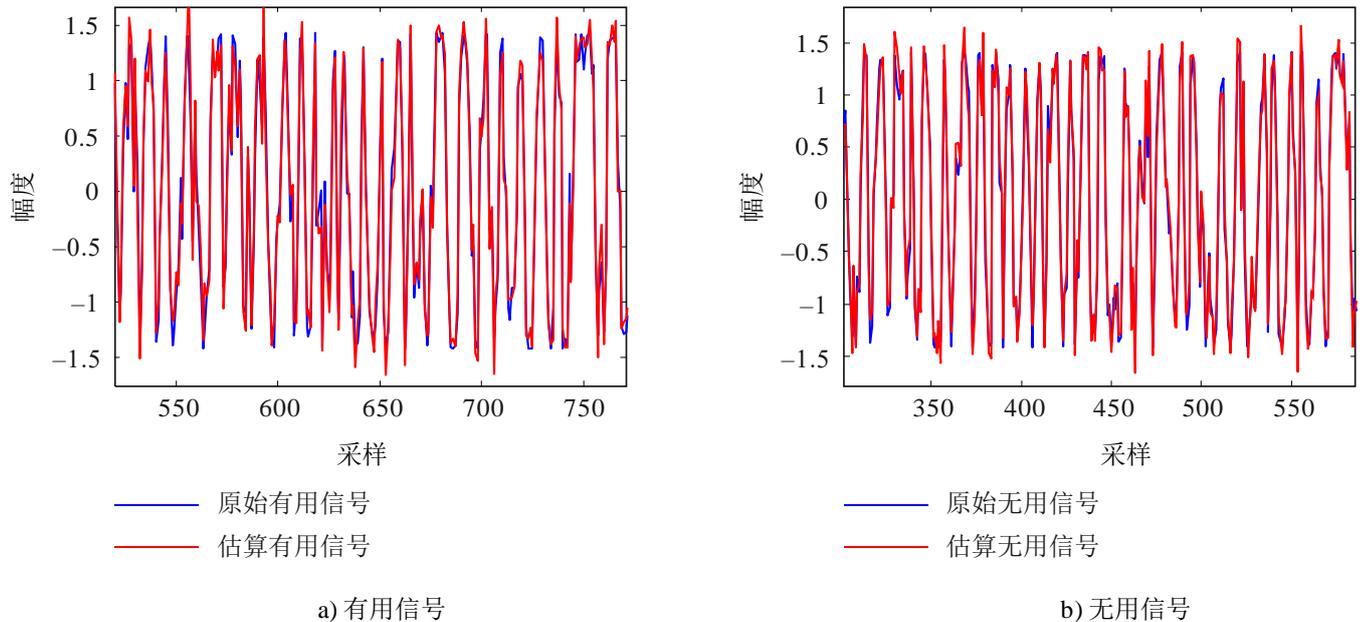
到达方向估算结果



SM.2355-A1-15报告

图A1-16

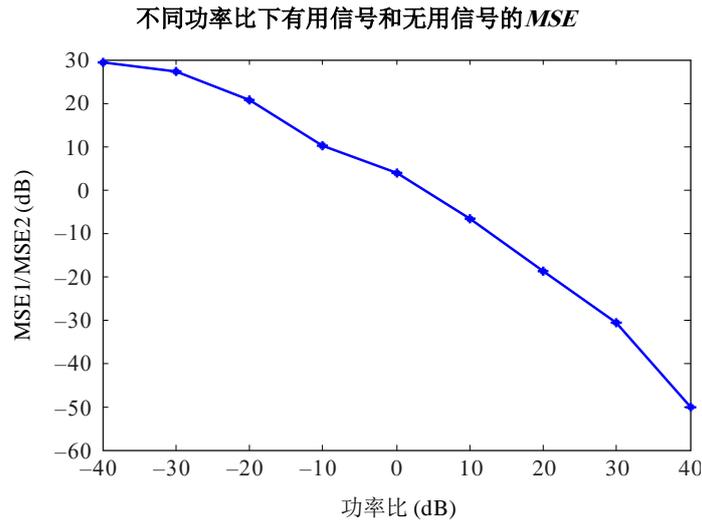
原始与分离信号之间的比较



SM.2355-A1-16 报告

图A1-17所示为有用和无用信号间存在不同功率比的情况下的 MSE 比估算结果。可以看出，功率比对分离结果具有重大影响。一般来说，强信号比微弱信号更能超过可比的较小 MSE ，且分离效果更好。当两个信号的功率相同时， MSE 相似，这是一种特殊情况。

图A1-17



SM.2355-A1-17报告

A1.5 多信道ICA在信号分离中的应用

本部分通过实验测试点介绍利用多信道ICA进行干扰信号分离的评估结果。

A1.5.1 测试详情

叠加在有用信号上的、由干扰波组成的信号作为测试信号得到发射并由阵列天线接收。收到的信号首先进行模数转换，然后进行ICA处理。

通过获得有用波和利用ICA处理得到分离的干扰波之间的估算功率比 (DUR_{est}) 差并设定测试信号的电功率比 (DUR)，对 DUR 估算的准确性做出评估。

测试信号的有用与无用功率比 (DUR) = (有用信号功率) / (无用信号功率)

ICA处理 (DUR_{est}) 后的估算功率比

$$= (\text{有用信号功率}) / (\text{无用信号功率})$$

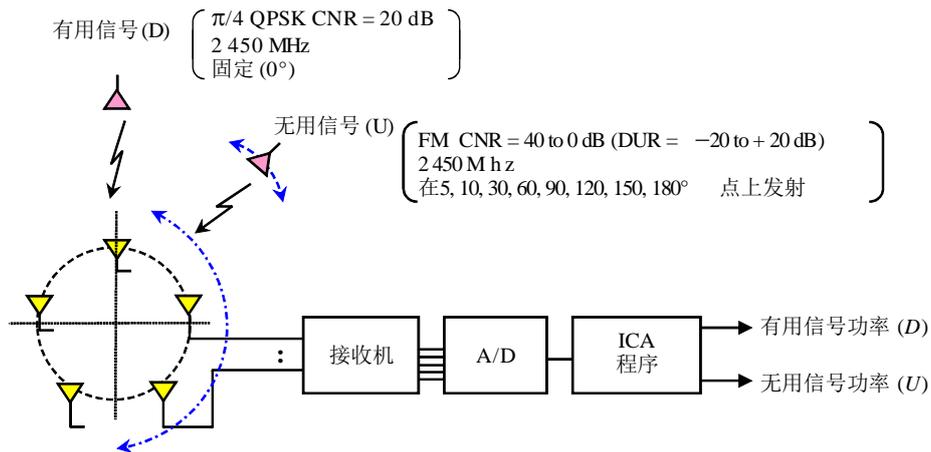
DUR 估算准确性 (A) = $DUR_{est} - DUR$

从阵列天线一侧看，有用波的到达方向保持固定，干扰波的到达方向从 5° 到 180° 变化，然后评估由于 DUR 变化造成的每一到达角 DUR 估算准确性的变化。

图A1-18所示为评估测试系统框图。

图A1-18

评估测试系统框图



CNR = 载波噪声比 = (载波功率) / (噪声功率)
 DUR = 有用信号与无用信号比
 = (有用信号功率) / (无用信号功率)

SM.2355-A1-18报告

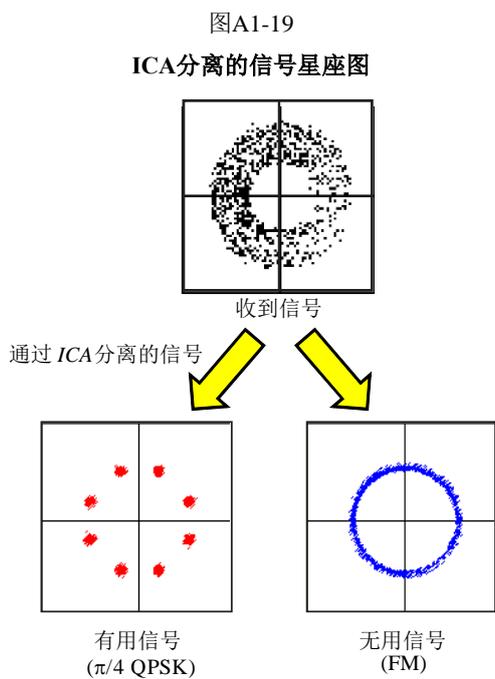
A1.5.2 测试结果

图A1-19所示为ICA处理前收到信号和经ICA处理分离的有用波和干扰波的一组框图。此外，图A1-20显示有用波 $\pi/4$ QPSK和干扰波FM情况下DUR估算准确性的测量结果。

在DUR = -15至+10 dB的范围时，结果确认估算的干扰信号DUR的误差小于2 dB。

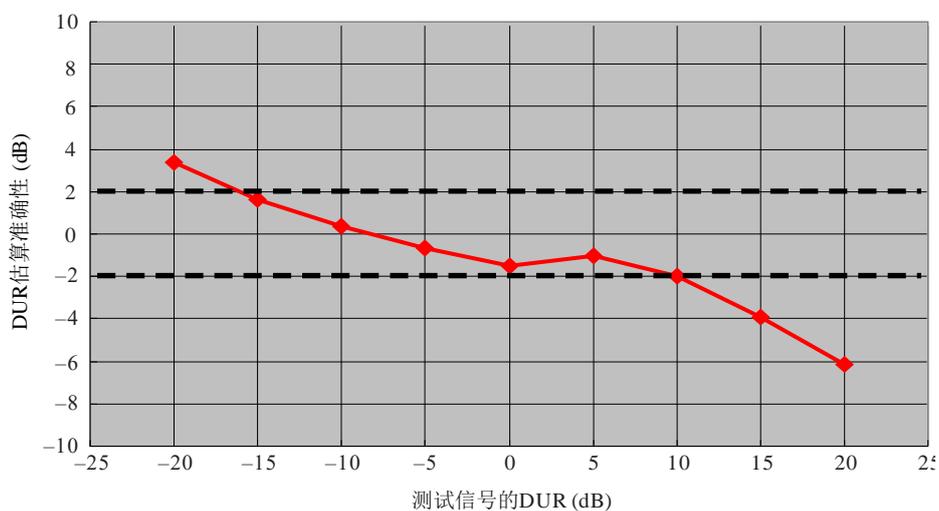
我们利用该同一测试程序进行了由有用AM波和干扰FM波组成的测试信号的测试。尽管结果略有差别，但却总体显示出类似的趋势和类似的结果。

利用该同一测试程序进行的天线孔径直径的测试结果表明，孔径直径越大，可得到测量的DUR范围越宽。



SM.2355-A1-19报告

图A1-20
DUR估算准确性



SM.2355-A1-20 报告

A1.5.3 干扰发现处理

评估ICA方法的结果表明，该方法可在信号分离后通过信号功率比很准确地估算出DUR，因此，显而易见，在通信质量不会大大降低且较少出现干扰的真实情况下，可利用该方法以量化方式和适当时机监测干扰较弱的实际情况。

更具体而言，对于普通数字无线系统，即便干扰大约为 $DUR = 10$ dB，但通过采用误码纠错代码，用户察觉不到已发生了干扰。由于采用ICA方法可量化估算DUR，因此，可以在通信质量大大降低之前采取应对措施。

如图A1-21所示，在该方法中，当范围是 $DUR = -15$ 至 $+10$ dB时，由于能够以 ± 2 dB的准确性测量信号电平，因此，在该DUR范围内，预期能够以较高的准确性发现干扰的存在。

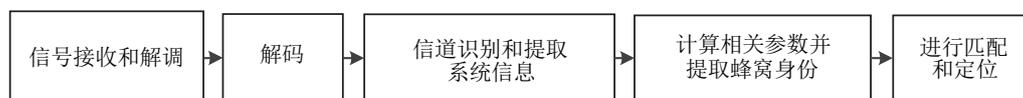
通过设定发现干扰存在的门限值（参考有用波通信系统所需的 $C/N (= DUR)$ ），可在干扰发现的同时发出告警或做出记录。

A1.6 GSM基站的地理定位

当不同GSM网络运营商之间出现干扰或需要在边境区域协调GSM网络时，有必要对GSM基站予以定位。可利用监测台站通过传统的DF和地理定位方法区分属于不同GSM网络运营商的GSM基站。然而，通过对GSM信号进行解码并提取信息，如GSM网络运营商、蜂窝全球身份识别（CGI）等，可以更加轻而易举地完成上述任务。

CGI是用于识别用户设备与之相连的GSM基站的唯一编号。蜂窝全球身份识别是地点域识别和蜂窝身份的联合使用。图A1-23所示为提取CGI的简单框图。

图A1-21
提取CGI的框图



SM.2355-A1-21报告

监测台站接收机收到GSM信号后应首先对其进行解调和解码，之后，应识别专门信道并从中提取系统信息。将相关参数和蜂窝身份与数据库进行对比匹配后，可了解到GSM基站的位置。移动监测台站如结合使用AOA方法，可以通过恰当规划监测路径，准确地对一个区域的GSM基站进行定位。

附件2

组合地理定位应用示例

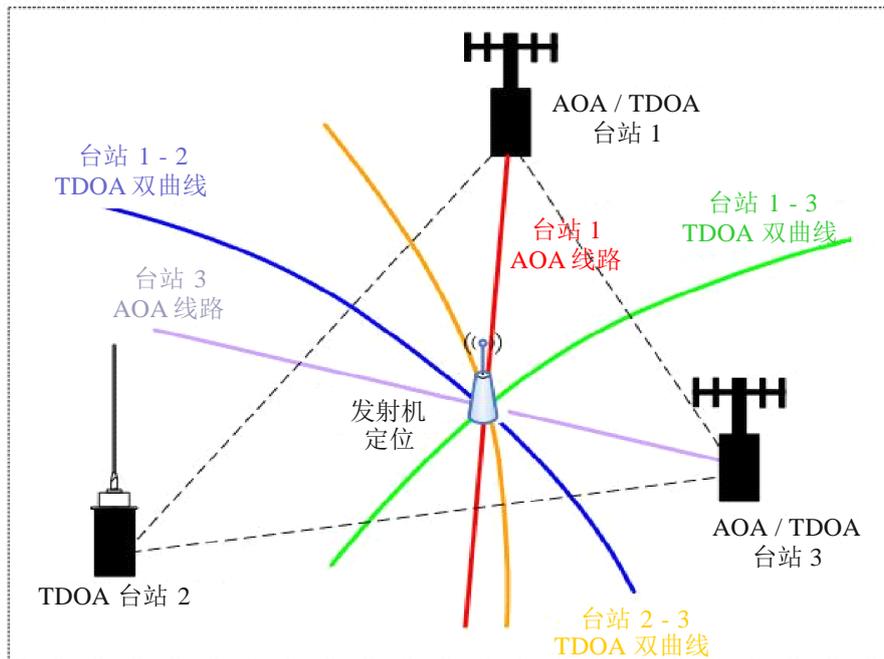
A2.1 AOA/TDOA综合法

总体而言，不可能在所有情况下只利用单一一种方法，如测量到达时间差（TDOA）和到达角（AOA），来准确进行定位估算。在定位准确性方面，每一种方法既有自身优点，也有局限性。

一般来说，TDOA定位方法在定位宽带信号时比AOA定位方法的准确性更高。然而，在进行发射机定位时，TDOA方法需要使用比AOA方法更多的监测站。例如，TDOA方法在定位时至少需要三个合理分布的监测站，而AOA方法则只要求用两个监测站即可进行定位。尽管如此，如果监测站远离发射机，则微小的角度测量错误会导致出现很大的定位错误，因此，为了更准确地进行定位，应考虑结合使用两种或更多定位机制，以便相互补充。

定位是通过处理来自每一台站的信息进行的，包括AOA测量结果，TDOA测量结果和台站的位置信息。结合采用AOA方法和TDOA方法（称作AOA/TDOA综合法）有助于消除只使用TDOA方法时出现的定位不清现象并可提高定位准确性。图A2-1予以具体说明。国际电联《频谱监测手册》（2011年版）第4章第4.7.3.6节更全面地介绍AOA/TDOA综合法。

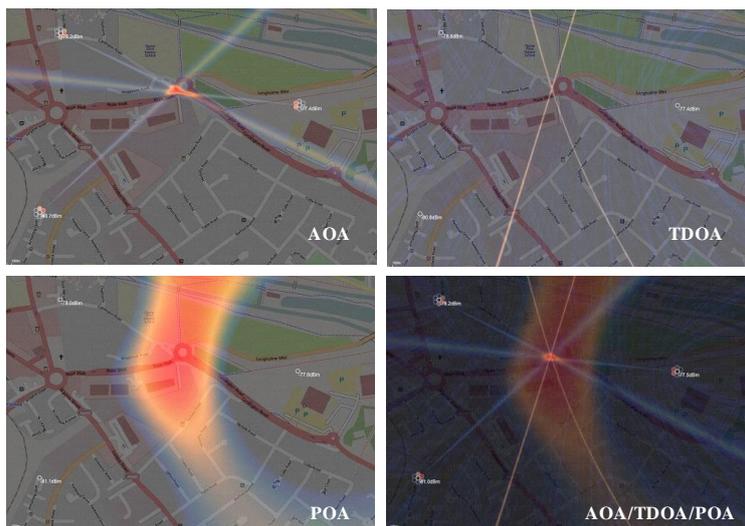
图A2-1
基于AOA/TDOA组合技术的改进结果



SM.2355-A2-01 报告

根据所涉区域内发射机的功率以及杂乱回波和其它信号扰动（如吸收物）的情况，通常在距离发射机特定地点上使用POA技术最佳，这一点尤为重要，因为这些技术通常使用视距传播模型，并采用AOA和TDOA综合地理定位方式。图A2-2予以具体说明。

图A2-2
组合地理位置



SM.2355-A2-02报告

A2.2 TDOA/GROA综合法

A2.2.1 引言

网格（Grid）监测网技术是一种利用远程分布的射频智能监测节点对未知无线电发射机进行空间描述和显示并评估频谱资源的技术。网格监测网技术能够满足都市环境中有效管理频谱资源的要求并可应对频谱现代化使用带来的挑战。该类系统具有的成分和架构使其从其它系统中脱颖而出，因为后者为更传统的到达角测向（DF）系统，往往更为复杂和昂贵，因此常常用于大规模环境中。

中国委托开展了一项研究，旨在设计出可得到大力部署的网格监测网络，以便在中国都市区大部分地区自动发现、识别产生干扰的无线电信号，并对其予以定位。2012年6月，出台了覆盖上海市中心75平方千米范围的实验项目，共有46个可联网节点（如图A2-3所示）。50多位研究人员和工程师参与了该项目，且上海是首个实验地点，旨在探讨以大量成本效益高的节点在中国都市区进行无线电监测的方法。实验项目于2013年6月得到实施，2013年8月，来自第三方的16位测试人员进行了现场测试。到2014年，测试阶段的实验网已运行近一年。

图A2-3
带有46个节点的网格监测网络



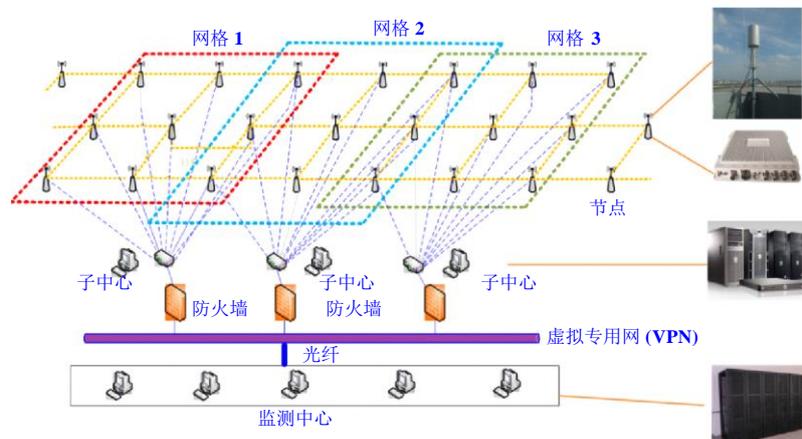
SM.2355-A2-03 报告

A2.2.2 网格监测网的结构

网格监测网是一种典型的支持动态联网和可扩展结构的网状网。如图A2-4所示，该项目使用的网格监测网的结构包括三层：

- 传感层：包括所有成本效益高的可联网节点（双锥形天线、传感器和GPS天线）；
- 中间业务层：包括与若干网格相连的子中心服务器，目的是为传感器组织和分配监测任务；
- 监测中心层：包括所有软件应用，如频谱监测、定位和数据挖掘。

图A2-4
网格监测网络的架构

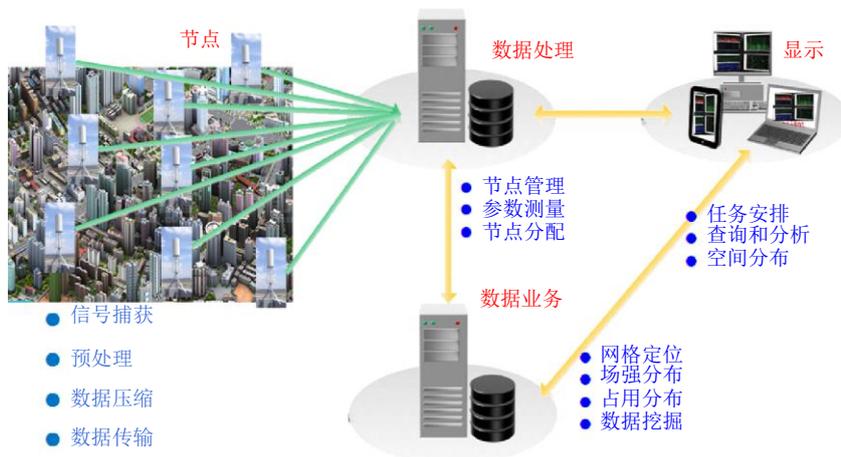


SM.2355-A2-04 报告

图A2-5所示为网格监测网的处理流程。

图A2-5

网络监测网的处理流程



SM.2355-A2-0报告

诸如图A2-6所示的具有成本效益的可联网节点是网络监测网中的关键组件。它与测向节点有很大不同，测向节点通常是多信道的，而且非常昂贵。因此，根据监测区域的大小以及所需节点的数量，通过使用信号相关方法可以显著降低网络监测网的成本。对于预算有限的发展中国家和具有大量监测节点的都市区，成本调查非常重要。

图A2-6

成本效益高的可联网射频传感器和双锥形天线



SM.2355-A2-06报告

A2.2.3 系统功能性

A2.2.3.1 截获微弱信号

已根据来自网络监测网的已安装传感器对监测性能进行了测试。来自第三方的16位测试人员在覆盖区域进行了长达19天的现场测试。

“目标”发射机（待测发射机）的最小发射功率电平定义为不同频率（包括115 MHz、320 MHz、575 MHz、965 MHz、1 300 MHz、1 700 MHz、2 600 MHz）和不同带宽（包括12.5 kHz、25 kHz、100 kHz、200 kHz、1.25 MHz、8 MHz）的接收机信噪比（SNR） ≥ 6 dB，结果如表A2-1所示。

表A2-1

发射机不同功率的检测概率（131次测量）

	功率发射机 $\geq 1\text{W}$	功率发射机 $\geq 0.1\text{W}$	功率发射机 $\geq 0.05\text{W}$
检测测量 ($\text{SNR} \geq 6 \text{ dB}$)	128	114	92
检测概率 ($\text{SNR} \geq 6 \text{ dB}$)	97.7%	87%	70.2%

A2.2.3.2 混合地理定位

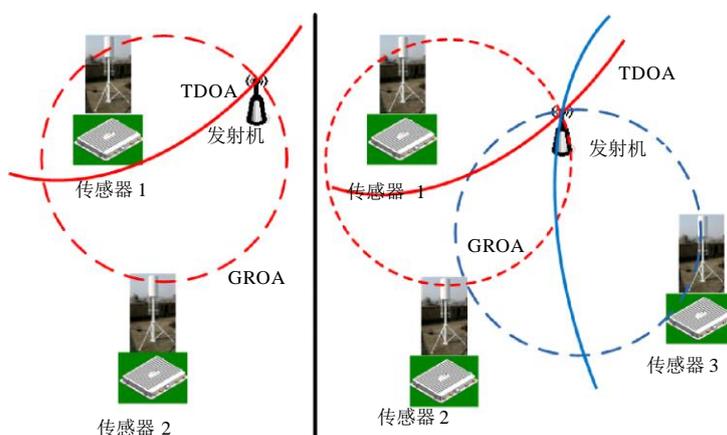
已经测试了网格地理位置（TDOA和GROA混合：到达时间差和到达增益比）的性能。

到达增益比（GROA）是一种基于能量的无源方法，可用于估计来自多个传感器的源的位置。此方法不需要传感器之间的准确时间同步。GROA估计值的特定值定义了两个接收机之间的一个圆圈，无线电发射机可能存在于该圆圈上。

到达时间差（TDOA）技术是无线通信系统中最有前途的定位技术之一。TDOA技术基于估计来自多个接收机的源信号到达时间的差异。假设源和接收机是共面的，时间差估计的特定值定义了无线电发射机可能存在的两个接收机之间的双曲线，如图A2-7所示。

图A2-7

GROA/TDOA混合地理定位技术示意图



SM.2355-A2-07报告

402次测量的测试结果表明，小于300 m时，典型误差比例（真实位置与估计位置之间的偏差）为82.3%。小于100 m时，网格定位偏差的典型值比例约为24.9%。表A2-2所示为测试发射机的参数。

具体来说，由于网格分辨率的原因，网格监测网可以同时识别和定位两个工作在同一频率上的信号。对于具有以下参数的两个发射机的测试示例，例如频率220 MHz、带宽50 kHz、功率1 W和QPSK调制，网格监测网为在彼此不同距离处工作的同时发射机提供高空间分辨率（如图A2-8、A2-9和A2-10所示），除非两个发射机在同一网格中（如图A2-11所示）。

表A2-2
混合地理位置测试参数

参数	数值
频率 (MHz)	115, 320, 575, 965, 1 300, 1 700, 2 600
带宽 (Hz)	12.5K, 25K, 100K, 200K, 1.25M, 8M
调制	AM, FM, FSK, QPSK, MSK, QAM
功率	1W

图A2-8
同频信号空间分离
(发射机成对距离为7.2 km)



SM.2355-A2-08 报告

图A2-9
同频信号空间分离
(发射机成对距离为5.7 km)



SM.2355-A2-09 报告

图A2-10
同频信号空间分离
(发射机成对距离为4.1 km)



SM.2355-A2-10 报告

图A2-11
同频信号空间分离
(发射机成对距离为0.6 km)



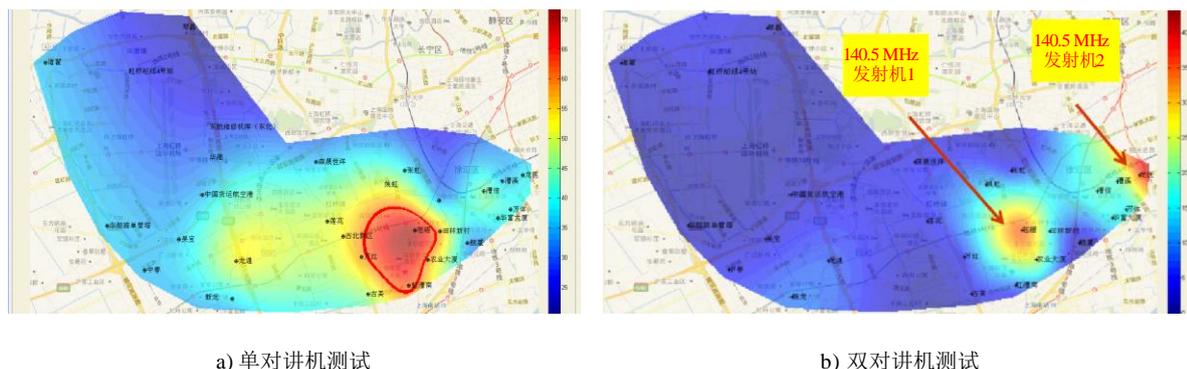
SM.2355-A2-11 报告

A2.2.3.3 场强分布

通过实时数据插值，网格监测网可以同时测量各节点的场强，检测并计算覆盖区域内的信道分布。根据各传感器检测到的场强计算分布，实时合并监测数据。下面给出了一个3 W发射机和两个3 W发射机同时工作的两个例子。

图A2-12

场强分布（频率140.5 MHz，带宽12.5 KHz，调频，3 W功率）



SM.2355-A2-12 报告

图A2-12表明，在都市环境中，无线电传播明显是各向异性的，这与理论各向同性传播模型不同。在同一频率下工作的两个发射机可以通过网格监测网在空间上清晰地分辨出来。在这里，发射机之间的距离小于3 km。然而，在城域环境下，使用更为传统的DF网络系统是很难实现的。

A2.2.3.4 地理占用和电磁辐射分布

传统频谱占用通常是一个地方的单一价值。而且，要清楚地描述如何使用频谱资源也不容易。网格监测网可以在空间上提供有关频谱占用的详细信息。频谱占用率可以同时由图A2-13所示中所有节点测量（频率= 400.5 MHz、带宽 = 12.5 kHz、调频、功率= 3 W）。

利用网格监测网内的原始频谱数据，还可在覆盖区内描述电磁辐射的地理分布情况，如图A2-14所示。频段为30 MHz至3 000 MHz，电磁辐射单位是以 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 表示的功率密度。

图A2-13

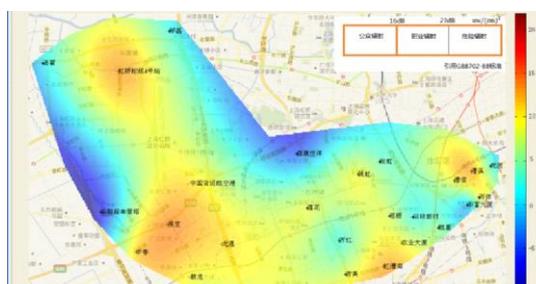
地理频谱占用率分布



SM.2355-A2-13报告

图A2-14

电磁辐射分布



SM.2355-A2-14报告

A2.2.4 结论

具有性价比高的节点的网格监测网能够截获微弱信号，提供无线监测的细节，描述城域环境的频谱空间分布，因此，对于快速识别频谱空间分布和干扰源位置具有重要意义和有效性。

缩略语列表

LIA	锁定放大器
HOS	高阶统计
SCD	谱相关密度
CDMA	码分多址
OFDM	正交频分复用
ANC	自适应噪声取消
PSK	相移键控
QAM	正交幅度调制
LMS	最小均方
RLS	递归最小方
AWGN	加性高斯白噪声
MUSIC	多信号分类
DSP	数字信号处理
AOA	到达角
TDOA	到达时间差
FDOA	到达频率差
POA	到达功率
