

国 际 电 信 联 盟

ITU-R

国际电联无线电通信部门

ITU-R SM.2355-0 报告
(06/2015)

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号决议附件1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/en>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 系列建议书

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

系列	标题
BO	卫星传输
BR	用于制作、存档和播放的记录：用于电视的胶片
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频率共用和协调
SM	频谱管理

注：本ITU-R报告英文版已由研究组按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版物
2016年，日内瓦

© 国际电联 2016

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.2355-0 报告

频谱监测的演进发展

(2015年)

目录

	页码
1 引言	2
2 发现微弱信号	2
2.1 锁定放大器	2
2.2 抽样积分	3
2.3 关联性	4
2.4 自适应噪声取消	6
3 同频信号分离	7
3.1 单信道分离	7
3.2 多信道分离	10
4 多模式定位（不同定位技术的组合）	12
4.1 到达角	12
4.2 到达时间差	12
4.3 到达频率差	12
4.4 到达功率	12
4.5 ID辅助	13
4.6 到达增益比	13
5 结论	13
附件1 – 先进监测技术应用示例	14
A1.1 卫星干扰发现中的关联应用	13
A1.2 卫星监测中的强信号恢复应用	17
A1.3 单信道ICA在信号分离中的应用	17
A1.4 HF/VHF监测中基于空间频谱的波束成形	20
A1.5 多信道ICA在信号分离中的应用	22
A1.6 GSM基站的地理定位	25
附件2 – 综合地理定位应用示例	27
A2.1 AOA/TDOA综合法	26
A2.2 TDOA/GROA综合法	27

1 引言

频谱管理的目标是实现最大频谱效率、最大限度地减少干扰并消除未经授权和对频谱的不适当使用。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十分必要而且非常重要。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。

无线电通信系统在持续快速演进和发展。在频谱使用方面，似乎主要在使用自适应频率使用、同频多路复用、宽带接入和扩展频谱（直接序列扩展频谱和跳频）等技术。最能说明持续演进发展的无线电通信系统的是软件定义无线电和认知无线电系统。因此，未来频谱监测系统应具有监测新的无线电通信技术和系统的能力，如，发现微弱信号、同频信号分离和基于数字信号处理（DSP）及网络等的多模式定位。

2 发现微弱信号

为发现低功率密度的微弱信号，进一步提高监测系统的灵敏度已变得日益必要，这是因为越来越多的新的无线电通信系统在使用更低的功率、更宽的带宽和更高的频率。

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、灵敏度有限的系统难以发现非法的低功率密度微弱信号并对其加以定位。未来的频谱监测系统应使用先进技术来从背景噪声中提取信号。

以下各节列出若干旨在发现微弱信号的技术。

2.1 锁定放大器

正弦波是数据通信信号中最常见的信号，通过锁定放大器（LIA）可以估算其幅度和相位。

假设，

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

其中：

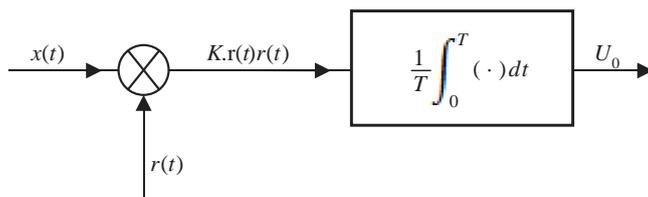
U_s : 正弦波信号幅度

w_0 : 角频率

$n(t)$: 背景噪声。

正如以下图1中的框图所示，可通过交叉关联算法估算 U_s 。

图1
LIA框图



SM.2355-01 报告

在此， $r(t)$ 是参考信号，其频率与被发现的、幅度为 U_r 的 $x(t)$ 信号的频率相同，相位差 φ 和 K 是常数。随之可将输出 U_o 表示如下：

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

由于背景噪声与正弦波信号毫无关联，因此可将此公式写为：

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

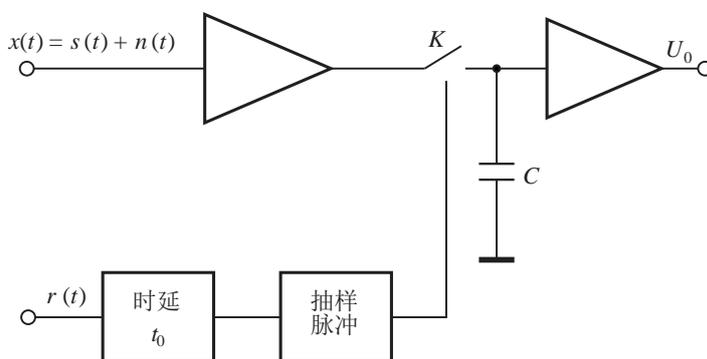
显而易见， U_o 可得到最大值，且如果 φ 为零的话，即，参考信号 $r(t)$ 和发现信号 $x(t)$ 的相位值相同，可以十分准确地测量 U_s 。

基本而言，LIA是交叉关联技术在某种程度上的应用。

2.2 抽样积分

抽样积分技术与适合于处理正弦波信号的LIA不同，可用于发现周期性短时间脉冲信号。以下图2所示为抽样积分电路框图。

图2
抽样积分电路框图



SM.2355-02报告

参考信号 $r(t)$ 的频率与被发现信号 $x(t)$ 相同，它包括有用信号 $s(t)$ 和噪声 $n(t)$ 。 $r(t)$ 的时延时间为 t_0 ，且通过K旋钮为抽样 $x(t)$ 生成抽样脉冲。进行 n 次积分和平均后，可将输出表示如下：

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

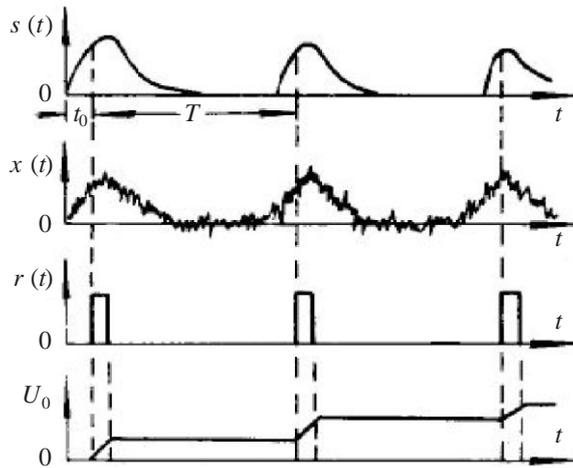
由于不同时间的白色噪声关联性很差，因此，可得出以下公式：

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

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

波形为图3所示的波形。

图3
信号波形



SM.2355-03报告

2.3 关联性

2.3.1 交叉关联性

交叉关联性旨在衡量作为两个波形之一时延函数的该两个波形之间的相似性。

假设

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

则

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

交叉关联性既适用于周期性信号，也适用于非周期性信号。此外，值得指出的是，如果两个信号之间存在频偏，则应应用二维交叉关联性算法。由此可将信号修改为

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

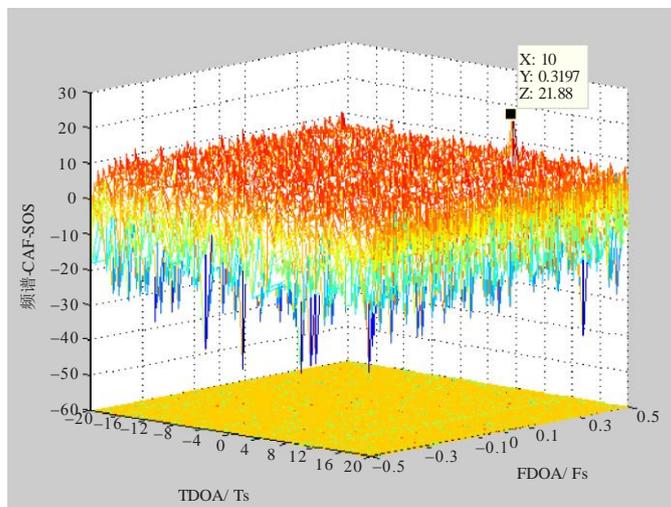
其中 Δf_c 可表示两个信号之间的频偏。可将二维交叉关联性技术计算为

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

其中 $F\{\}$ 为变量 τ 的傅立叶转换。

通常而言，交叉关联性可生成带有很高信噪比（SNR）的突出关联峰值。图4以示例说明二维交叉关联技术。可用该技术估算到达时间差（TDOA）和到达频率差（FDOA）。可以清楚地看出，在图中出现了明显的峰值。通过分别在时域和频域寻找峰值位置，可获得相应的TDOA和FDOA值。

图 4
二维交叉关联技术示例

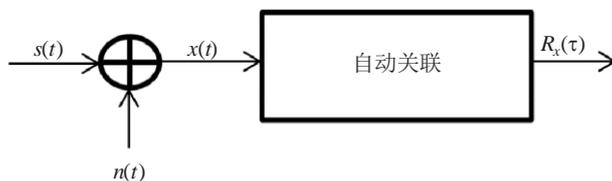


SM.2355-04报告

2.3.2 自动关联性

自动关联性为信号本身的交叉关联。如果用不正式的说法，则可将此定义为作为二者间时间间隔函数的观测之间的相似性。

图 5
自动关联框图



SM.2355-05报告

在图5中， $x(t) = s(t) + n(t)$ ， $s(t)$ 为周期性信号， $n(t)$ 为噪声。

因此：

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

如果 $s(t)$ 与 $n(t)$ 互不关联，则：

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

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

如果噪声信号 $n(t)$ 是非周期性信号，且其平均值为零，则：

$$R_n(\tau) = 0 \quad (\text{where } \tau \neq 0)$$

所以， $R_x(\tau) = R_s(\tau)$ 。

如果要发现接近循环静态的信号，称作“循环自动关联”的、经修改的自动关联算法可得到使用。与上述公式类似，其表达式为：

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

其中 α 称作循环频率。同样， $R_{sn}^\alpha(\tau)$ 和 $R_{ns}^\alpha(\tau)$ 都等于0，且 $R_n^\alpha(\tau) = 0$ （其中 $\tau \neq 0$ or $\alpha \neq 0$ ）。

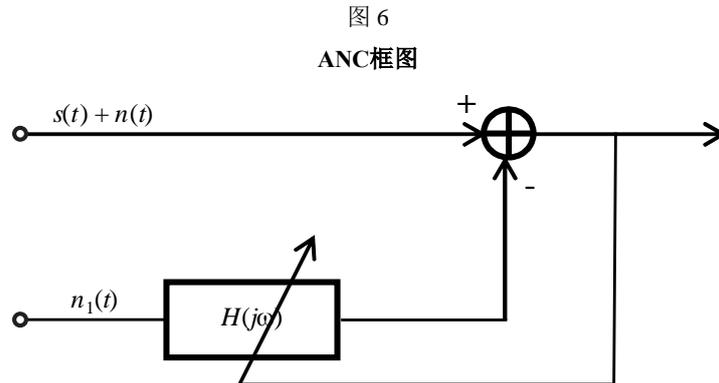
所有， $R_x^\alpha(\tau) = R_s^\alpha(\tau)$ 。

值得指出的是，循环自动关联算法既可用于周期性信号，也可用于非周期性信号。对于周期性信号而言，可以简单地让 $\alpha = 0$ ，这就等同于传统的自动关联算法；具体到非周期性，可让 $\tau = 0$ ，然后通过寻找周期频率域中的峰值发现信号。

2.4 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6所示为自适应噪声取消技术框图。



SM.2355-06报告

与噪声 $n(t)$ 相关联的参考噪声 $n_1(t)$ 可由自适应滤波器 $H(jw)$ 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。

3 同频信号分离

当前，越来越多的新的无线电通信发射机或系统都在共用有限频谱资源，在不同域（如时域、码域和空域等）中在同频率上操作。例如，诸多不同类型的蜂窝无线电通信系统和高频（HF）通信系统都在采用此类同频模式。与此同时，大多数有意或无意干扰均出现在重叠频率上。

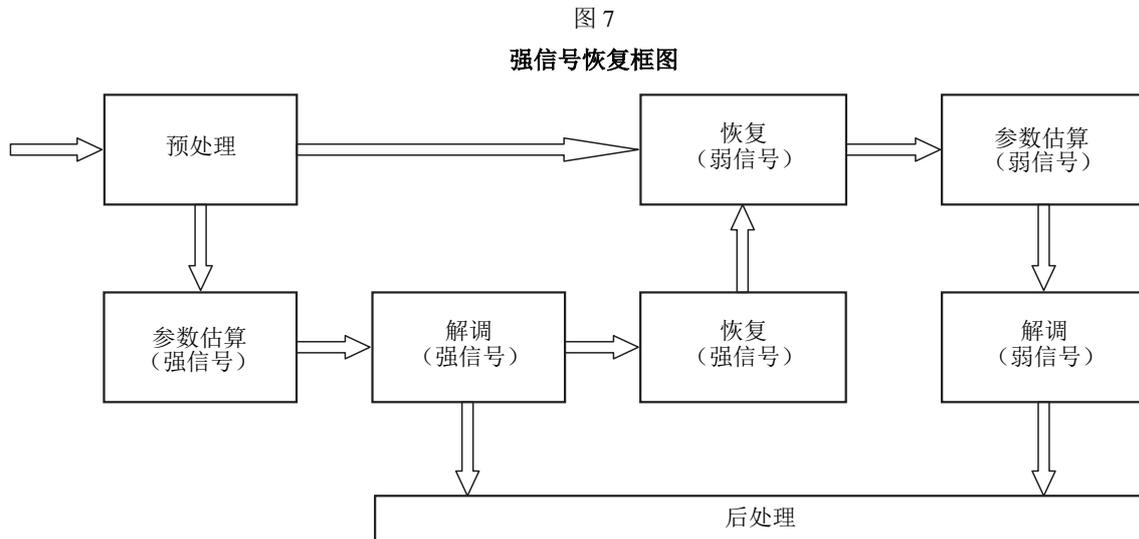
一些先进的无线电通信系统同时使用若干同频多路复用技术。在这种情况下，一个频谱监测台站可能从在同一频率上工作的不同发射机那里收到不同信号。因此，利用现有的、功能有限的监测系统很难将这些同频信号加以区分。未来的频谱监测系统应采用先进技术来将不同域的信号加以分离。

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

3.1.1 强信号恢复

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7所示为该算法的简单框图。



SM.2355-07 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频、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频、初始相位、波特率和调制类型实施强信号恢复程序。

d) 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) 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) 弱信号解调

如上述b)段所述，可将传统解调方法用于弱信号。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。

3.1.2 独立于单信道成分分析法

独立于单信道成分分析法（ICA）可用于从一些数字和模拟调制信号（如PSK和AM调制信号）中分离信号。然而，该算法只能在存在两个信号的情况下使用，且假设在信号传送过程中，信道参数恒定不变。

现以两个BPSK信号为例。具有相同载频和符号率的两个BPSK信号通过无线信道发射，之后本地振荡器的波形为：

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

且

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

其中 $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 为受到衰落信道污染的信号幅度， $\Delta\omega_1$ 和 $\Delta\omega_2$ 为载频频偏， φ_1 和 φ_2 为随机载波相位， a_n 和 b_n 是第N次发射的、源自同一离散字母 $\{-1,1\}$ 的符号， M 是符号数量， $g(t)$ 是针对ISI使用的升余弦匹配滤波器， T 为符号周期， τ_1 和 τ_2 是满足 $\tau_1, \tau_2 \in (0, T)$ 的时延。在接收机端观察到的混合信号表示为：

$$r(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t) + n(t)$$

其中 $n(t)$ 为附加的白色高斯噪声，其功率频谱密度为 $N_0/2$ 。

如果假设信道衰落缓慢且载频频率同步完善，则在整个信号传送过程中，信道增益应恒定不变。假设信道增益为 $h_j(t)e^{j\varphi_j} = h_j e^{j\varphi_j}$ ，其中 $j = 1, 2$ 。随机信道增益在信号发现方面是一种扰乱，但在信号分离中却发挥着重要的作用。观察到的信号 $y(t)$ 可通过使用 $y(t)$ 的相移形式扩展为双信道信号：

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

且：

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

其中 $\Delta\omega$ 为同信道信号间的载频频偏， θ 是人为移动的相位。通常 $\theta \in [\pi/4, \pi/2]$ ， $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 被假设为零平均高斯噪声，变量分别为 σ_1^2 和 σ_2^2 。通过采用 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的真实部分，可获得以下混合矩阵：

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

源信号的矢量可表达为：

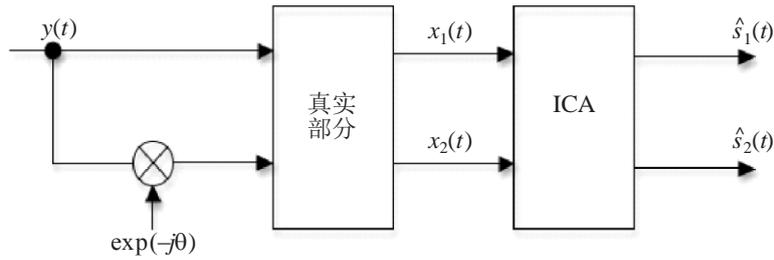
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1) \\ \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2) \end{bmatrix}.$$

如果载频频偏很小且仅使用短时间内观测到的数据，则可将混合矩阵改写为：

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

如果 $\varphi_1 \neq \varphi_2$ ，则不难获得秩 $(\mathbf{A}) = 2$ 。通过混合信号矢量表示 $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$ ，则获得 2×2 去混合矩阵 $\mathbf{W} = \mathbf{A}^{-1}$ ，以使用ICA从 \mathbf{X} 中恢复信号源。图8所示为拟议的单信道ICA算法结构。

图 8
单信道ICA结构



SM.2355-08 报告

可将ICA算法建模为瞬间信号的线性组合，其原则是实现输出信号的最大独立性。通过创建多种不同去关联矩阵，可完成盲分离程序。ICA不要求拥有有关得到观察信号的信息，但要求被发送的信号满足统计独立性。得到恢复的信号 $\hat{S} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]^T$ 可表达为 $\hat{S} = \mathbf{W}\mathbf{X}$ 。

3.2 多信道分离

3.2.1 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号的盲分离（在任意调制类型情况下也有效），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，则收到信号可由矩阵X(t)表示为：

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

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， $n_i(t) \{i = 1, 2, \dots, M\}$ 为相应的附加白高斯噪声（AWGN）， γ 为信号波长。

之后，计算关联矩阵：

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

而且，通过采用本征值解构程序，可获得一系列本征值和本征矢量。可将本征值的空间分为维度P的信号子空间，并通过分配本征值分为维度M-P的噪声子空间。以下等式可由信号和噪声子空间的正交性轻而易举地得到证实：

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

其中 $\mathbf{a}(\theta_k) = [e^{j2\pi d \sin\theta_k/\gamma} \dots e^{j2\pi d(M-1)\sin\theta_k/\gamma}]^T$ ， \mathbf{G} 由噪声子空间中带有维度 $M \times (M-P)$ 的本征矢量构成。确定 $\mathbf{P}(\theta) = 1/[\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}^H(\theta_k)]$ ，这是众所周知的MUSIC算法。通过在一系列本地最大信号中“挑选峰值”可估算出每一信号的方向。

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：

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

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：

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

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（用于有限长度数据序列）能实现更好的结果（均方误差更低），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

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

其中 $\bar{X}(t)$ 为 $X(t)$ 的共轭数据， 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。

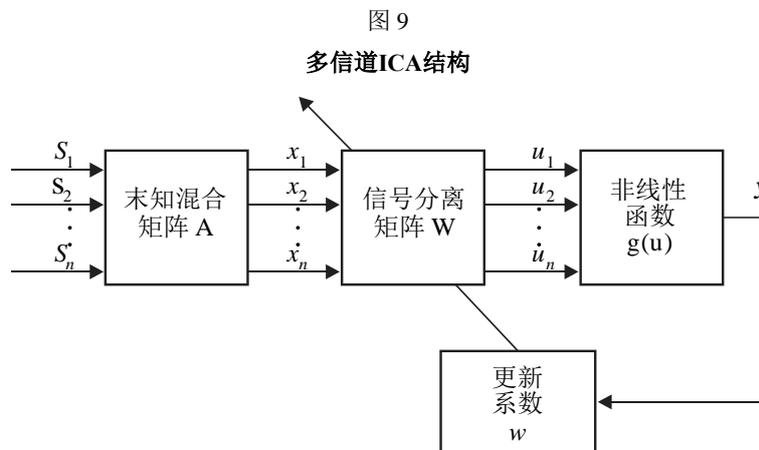
3.2.2 多信道ICA

多信道ICA被广泛用于同频信号分离。与基于空间频谱的波束成形算法相比，ICA算法对接收阵列的相对几何位置并不敏感，因此不需要满足不同到达方向的限制，所以是更适用的算法。

可将接收混合信号表示为：

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$$

其中 \mathbf{A} 是 $m \times n$ 维度的混合矩阵， $\mathbf{s}(t) = \{s_1(t), \dots, s_m(t)\}$ 为原始信号， $\mathbf{x}(t) = \{x_1(t), \dots, x_m(t)\}$ 为混合信号。通过设计一个适当的非线性函数 $g(u)$ 和用于矩阵 \mathbf{W} 的最新算法，实施分离程序。图9所示为基本工作流程。



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，可通过相关技术和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（到达时差）、FDOA（到达频差）、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、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，且通常而言，天线和电缆并非TDOA接收机不可或缺的组成部分。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.2211-1号报告详尽阐述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。有时，从监测接收天线阵列不同天线中快速选出信号也有类似效果（发射机与监测台站之间相对运动）。该相对运动可造成不同的多普勒漂移。在了解矢量速度的情况下，可利用这些漂移计算发射机的位置。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）是对发射机进行定位的一种很经济的方法，因为POA不要求增加更多的监测接收硬件。在了解发射机功率和传播路径的情况下，可按照传播模型估算无线电信号功率，该方法特别适用于标准的无线通信系统。在不了解发射机功率的情况下，可通过计算对应发射机至不同接收机之间不同传播损耗的成对接收机的PDOA（到达功率差），确定发射机的位置。有些情况下，在传播模型十分简单时可轻而易举地进行发射机定位，如，当调频（FM）广播发射机处于FM广播发射机与固定监测台站间的视距中时，可对之加以定位。

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 到达增益比

到达增益比（GROA）是基于能源的无源方法，可用来在多个传感器处估算信号源的位置。该方法不需要实现传感器之间的准确时间同步。GROA估算尤为珍贵的一点是，它可确定无线电发射机可能存在其之上的两个接收机之间的环。

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、采样积分、自动关联、交叉关联和自适应噪声取消、强信号恢复、基于频谱的波束成形、单信道ICA、多信道ICA、FDOA、POA、ID辅助和GROA，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

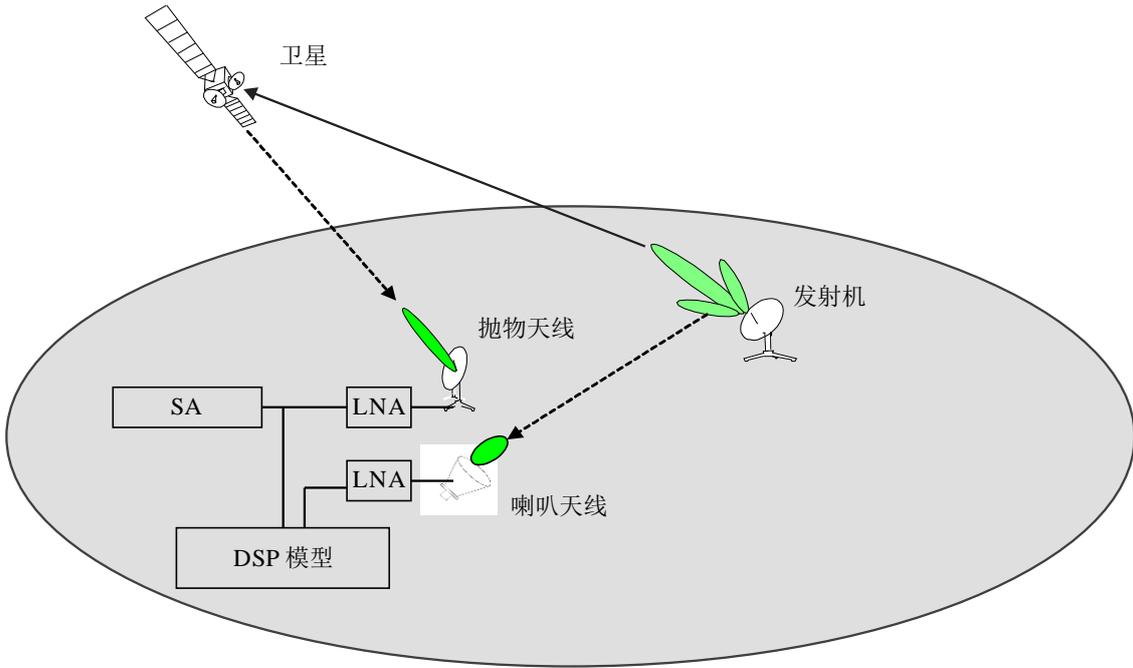
许多情况下，可在椭圆区确定对地静止（GSO）卫星的干扰，该区的中心离发射地点数十公里甚至更远。

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。

对诸多国家和主管部门而言，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。

应通过设备发现由指向GSO卫星天线的旁瓣发射的微弱信号，然后可通过交叉关联技术提高安装在移动车辆上的监测系统的敏感度。图A1-1所示为该应用的简单框图。

图 A1-1
卫星干扰发现中交叉关联应用框图

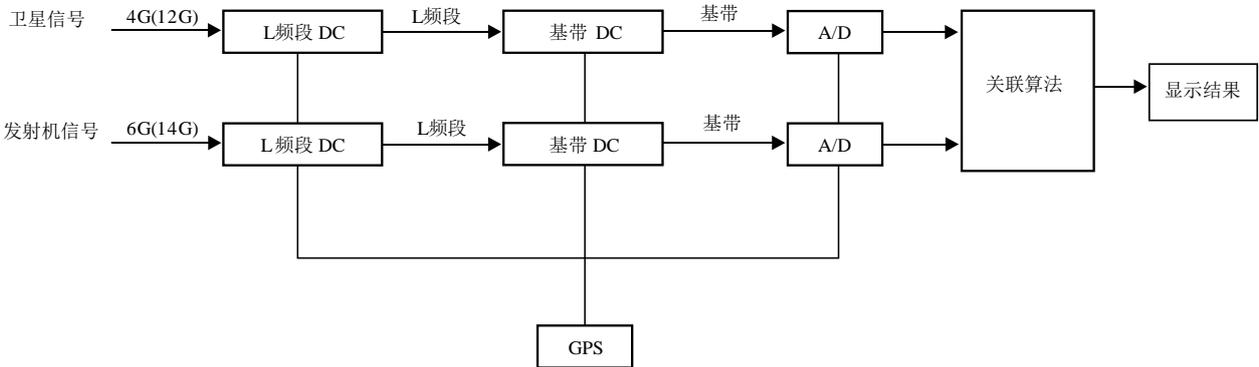


SM.2355-A1-01报告

在该系统中，DSP模块使用了交叉关联算法，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

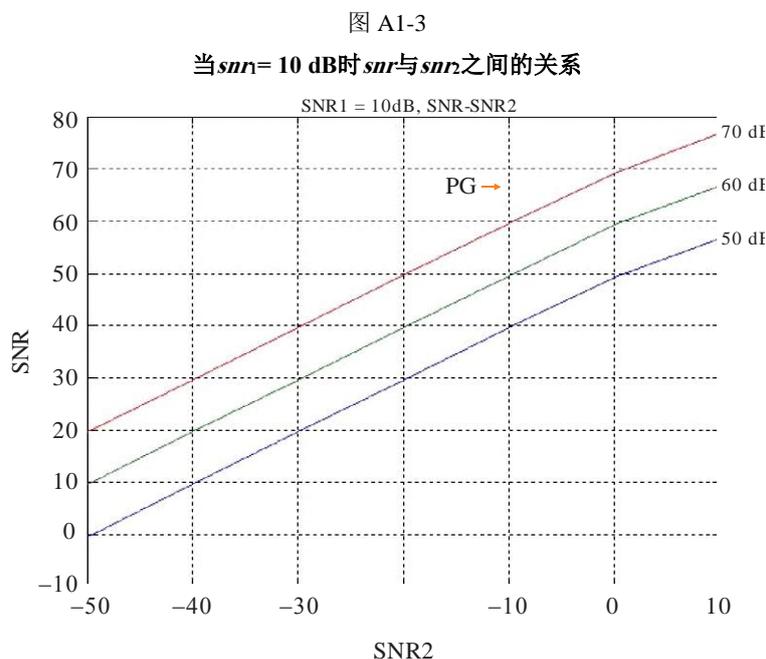
在交叉关联算法中，基于第二阶统计（CAF-SOS）算法的复数模糊函数用于同时估算卫星和发射机信号的TDOA和FDPA。

交叉关联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，则可得出 $2BT = N$ 。 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。

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

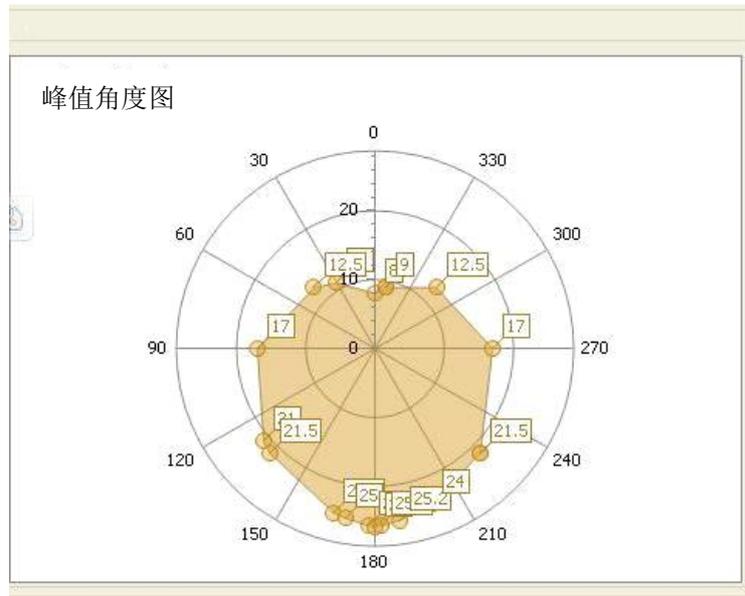


SM.2355-A1-03报告

通常，使用交叉关联算法的设备在处理增益为60dB时，可发现带有-40 dB snr值的微弱信号。这就是说，它可捕获功率频谱密度比噪声底低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，之后进行交叉关联程序。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）。

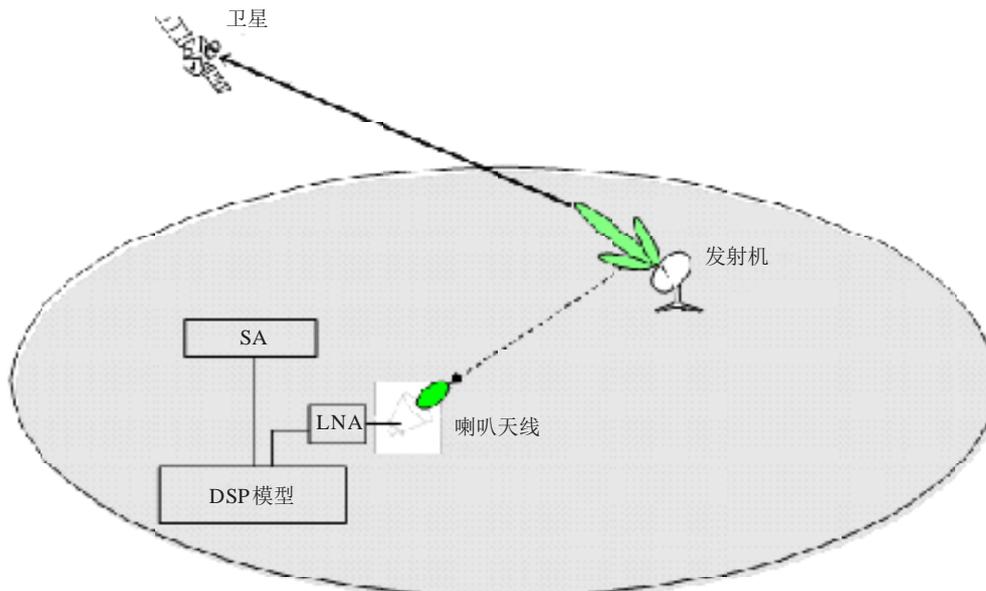
图 A1-4
峰值角度图



SM.2355-A1-04报告

另一种替代方法是，使用循环自动关联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交叉关联的算法，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动关联应用框图

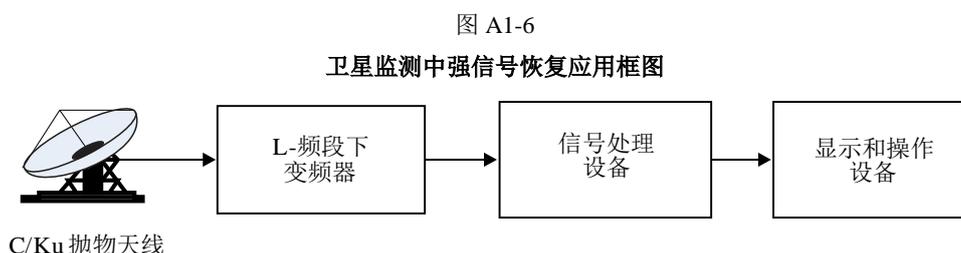


SM.2355-A1-05报告

同样，使用循环自动关联算法的设备可发现若干公里外地球站发射机的微弱信号，使用交叉关联算法的设备可发现数十公里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1-6所示为该应用的简单框图。

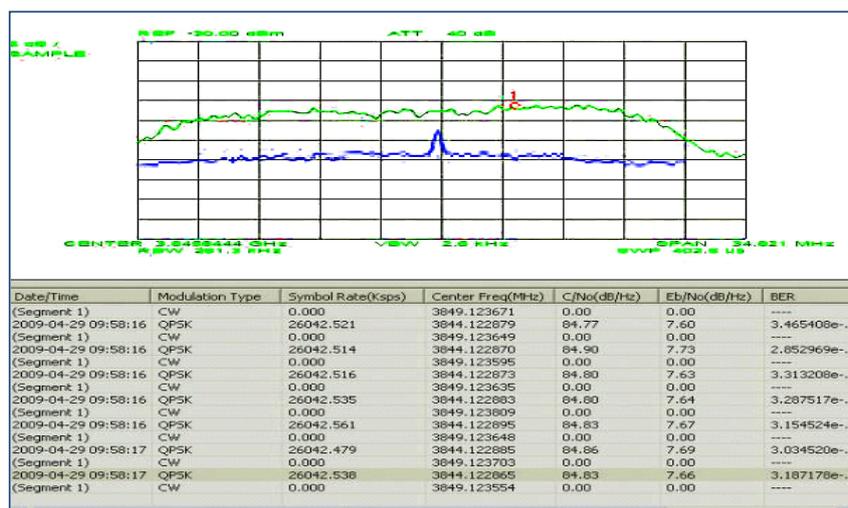


SM.2355-A1-06报告

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

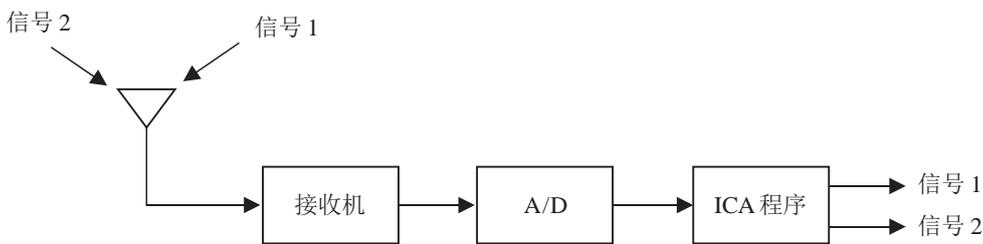
该示例为基于ICA算法的两个同信道BPSK信号分离。图A1-8所示为系统框图。这两个信号的波特率相同，且载频频偏很小。按照ICA算法，信号从混合信号中分离，如图A1-9所示。如果信号噪声比（SNR）为10 dB，信号干扰比（SIR）为0 dB，则原始和分离信号之间的关联系数可达到0.93以上。可以明显看出，同信道信号得到完全分离。图A1-10和A1-11给出卫星群框图中的分离结果。如果将SNR由4 dB改为12 dB，则分离信号的误码比（BER）将

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

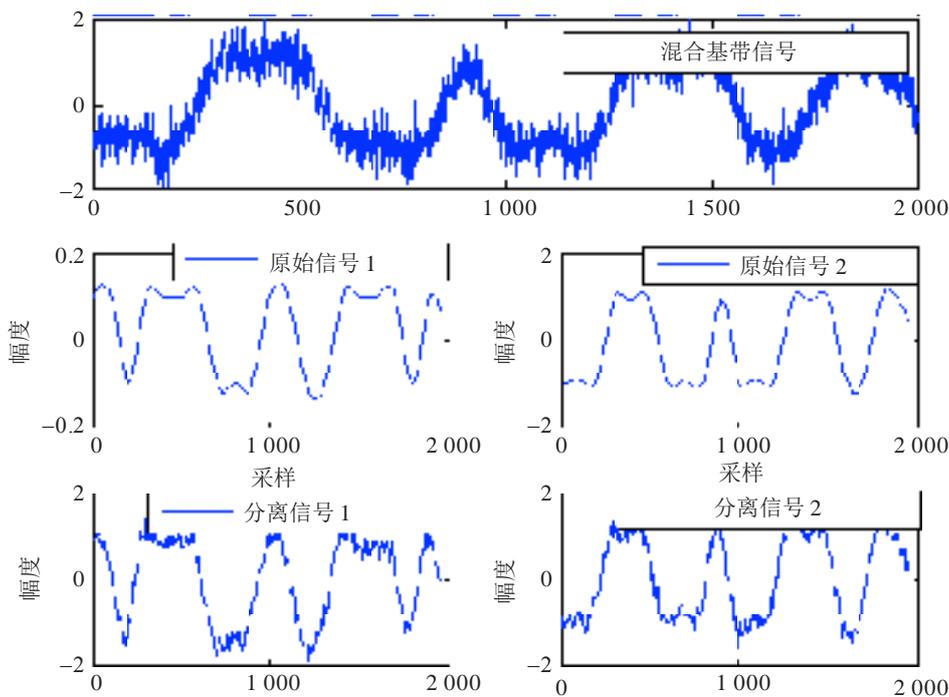
用于信号分离的单信道ICA框图



SM.2355-A1-08报告

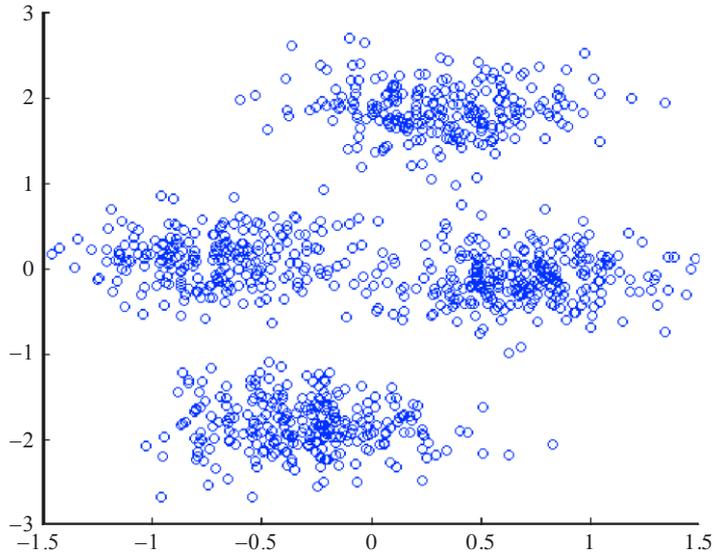
图 A1-9

两个DPSK信号的分离结果



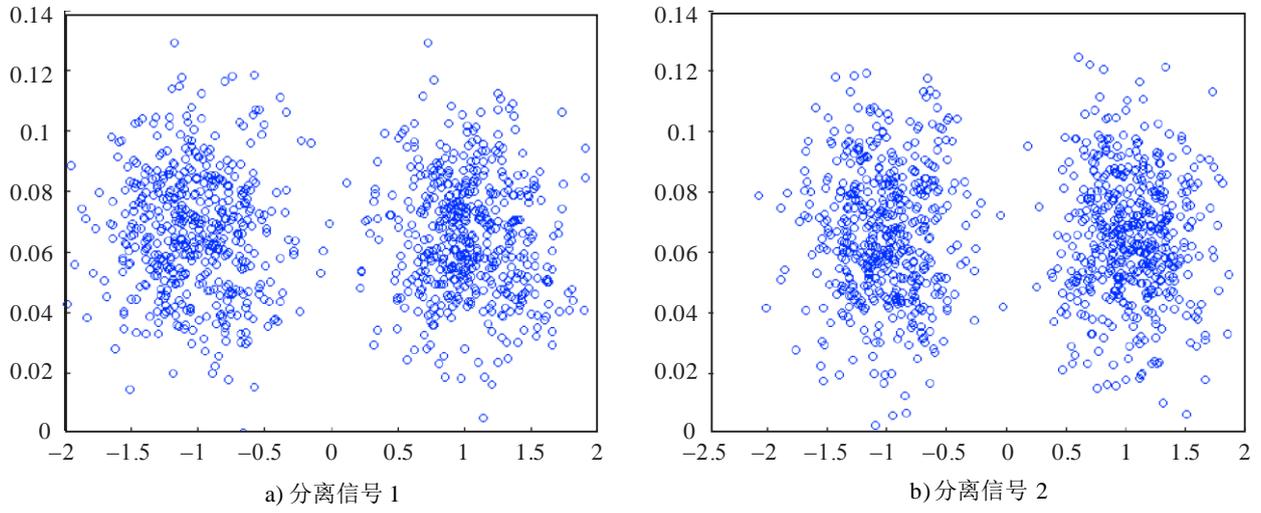
SM.2355-A1-09报告

图 A1-10
混合信号的卫星群框图



SM.2355-A1-10报告

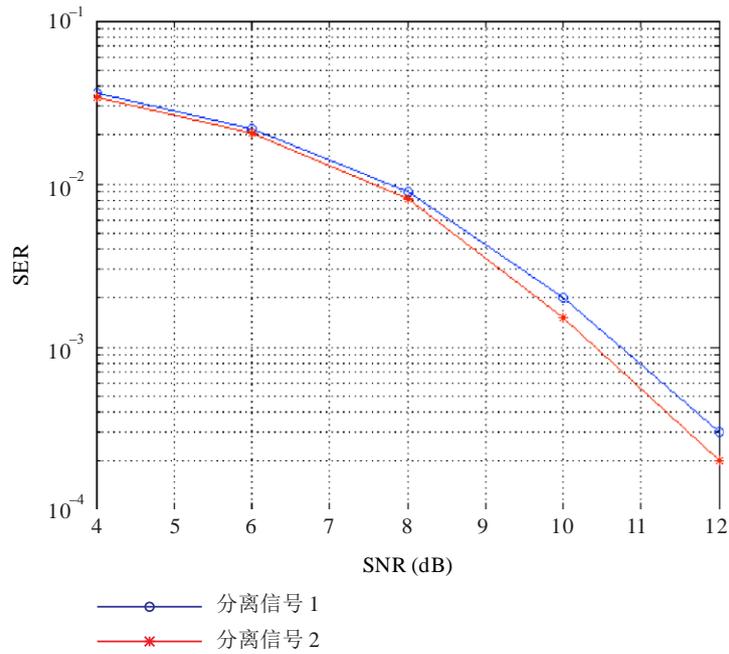
图 A1-11
分离信号的卫星群框图



SM.2355-A1-11报告

图 A1-12

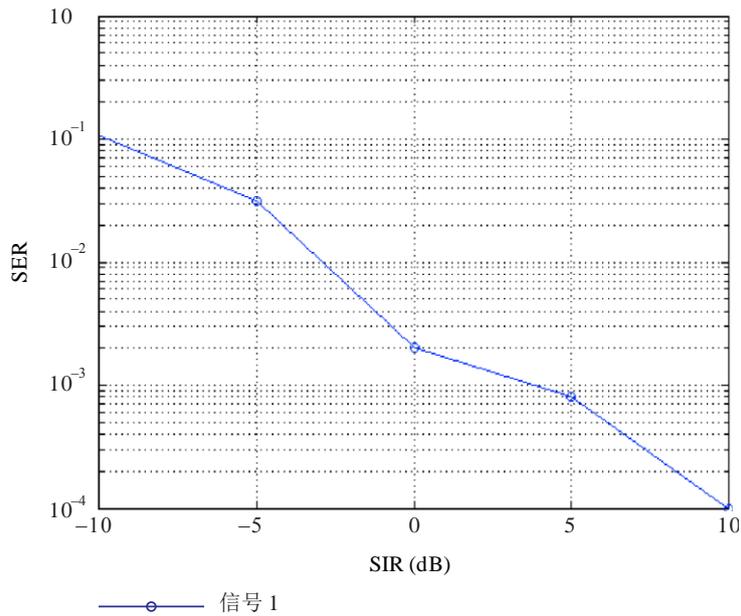
不同SNR分离信号的BER



SM.2355-A1-12报告

图A1-13

不同SIR分离信号1的BER

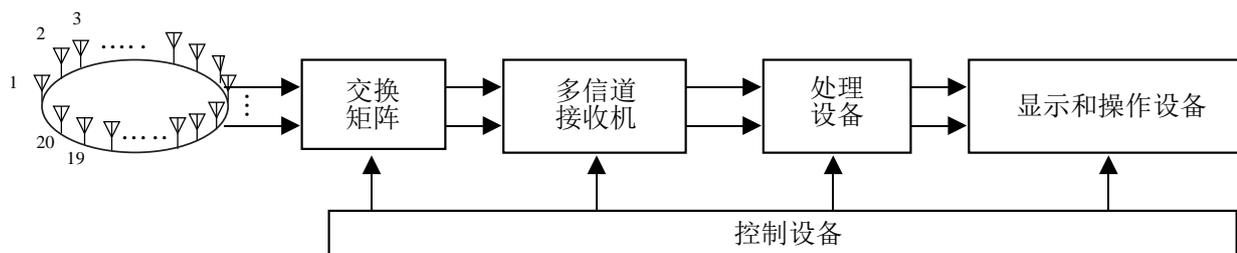


SM.2355-A1-13报告

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

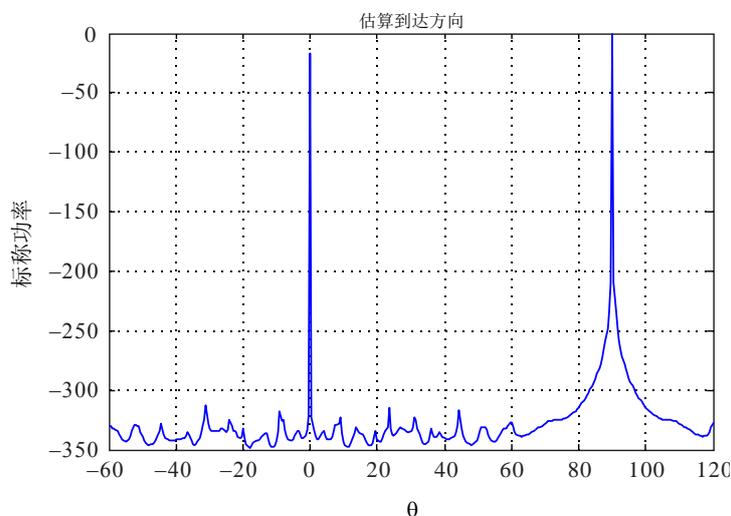
最常见的阵列形状为环形阵列，其他的为三角或线条阵列。通过交换矩阵，收到的信号被发送至多信道接收机。总体而言，接收信道数量等于天线阵列数量。诸如下变频、滤波和数字化等一些处理步骤往往由接收机完成。值得指出的是，每一接收信道都应在相位和幅度方面保持一致，不然后处理将会无效。处理设备进行方向测定和波束成形计算，并与显示和操作设备互动。

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} 。

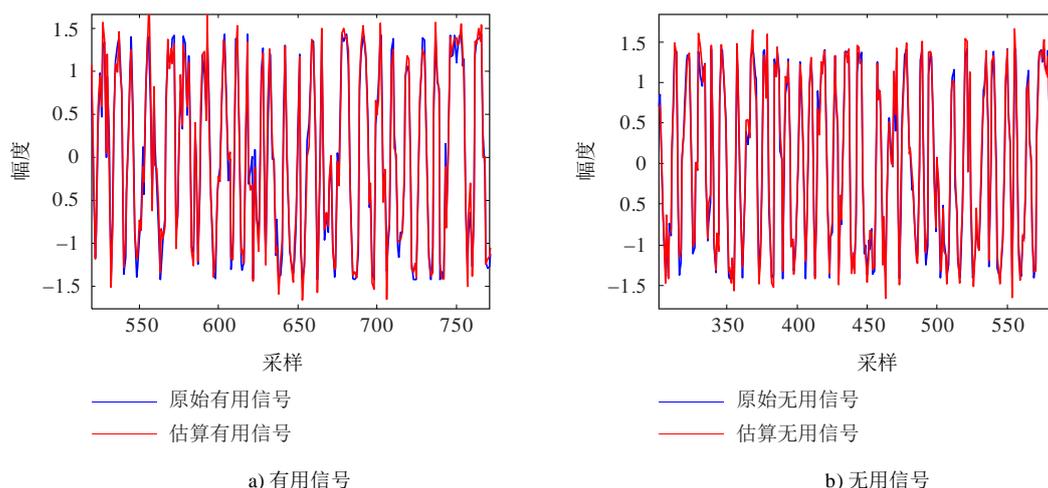
图A1-15
到达方向估算结果



SM.2355-A1-15报告

图A1-16

原始与分离信号之间的比较

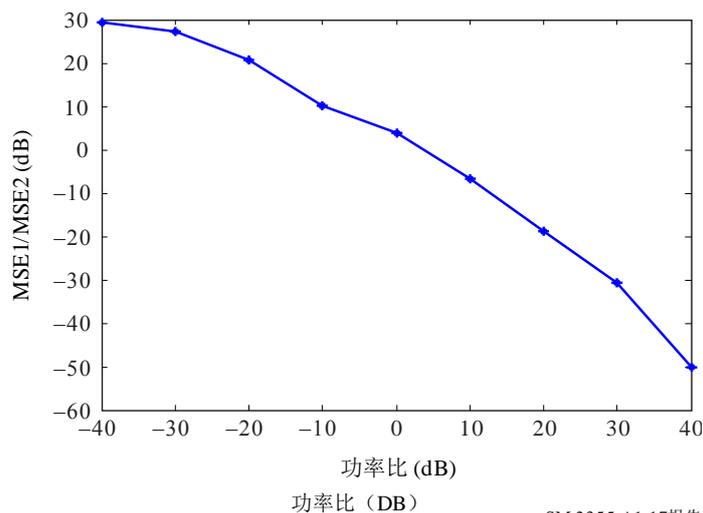


SM.2355-A1-16报告

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比评估结果。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

有用和无用信号功率比不同时的MSE



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

= (有用信号功率) / (无用信号功率)

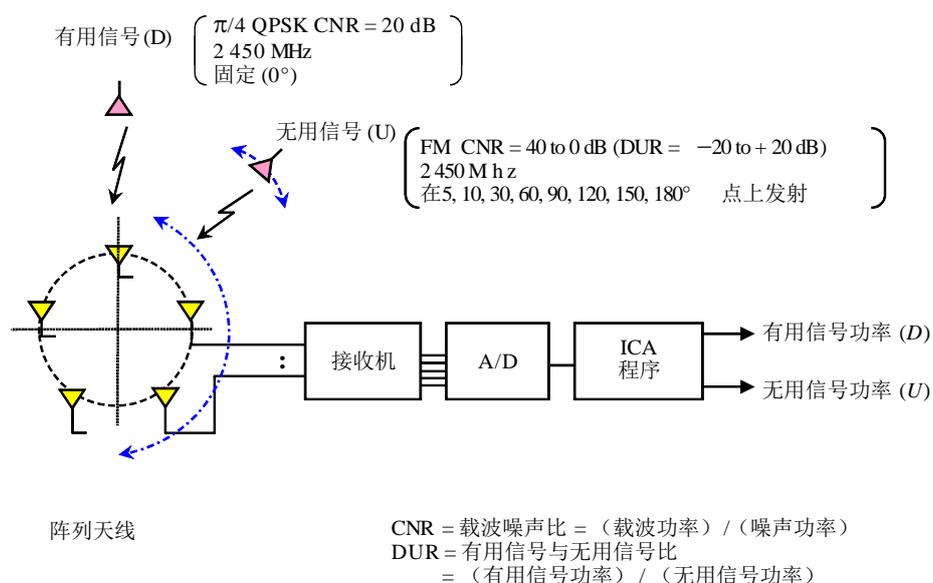
DUR 估算准确性 (A) = $DUR_{est} - DUR$

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



SM.2355-A1-18报告

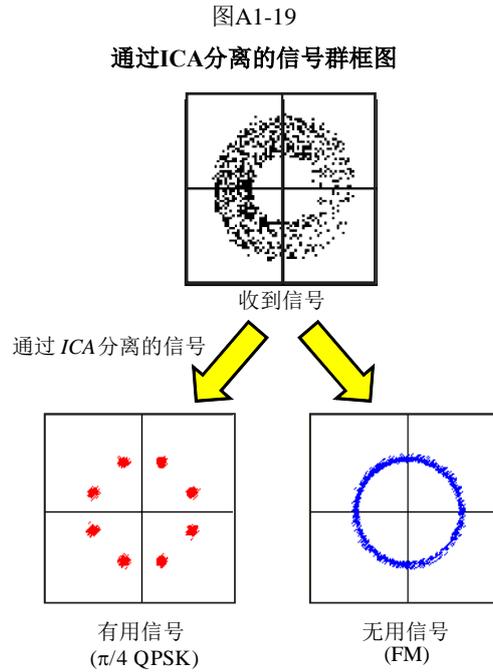
A1.5.2 测试结果

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

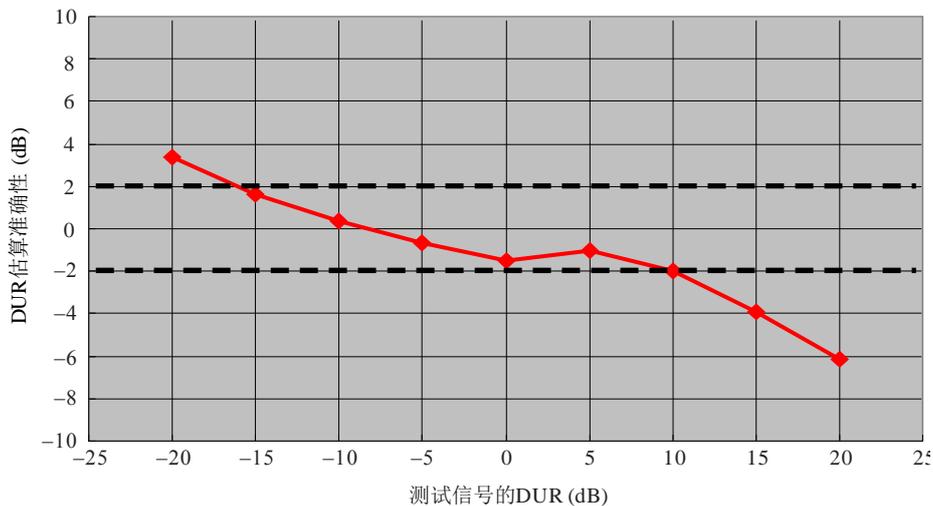
我们利用该同一测试程序进行了由有用AM波和干扰FM波组成的测试信号的测试。尽管结果略有差别，但却总体显示出类似的趋势和类似的结果。

利用该同一测试程序进行的阵列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。

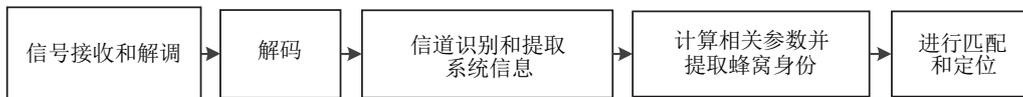
通过设定发现干扰存在的门限值(参考有用波通信系统所需的 $C/N (= DUR)$),可在干扰发现的同时发出告警或做出记录。

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(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

综合地理定位应用示例

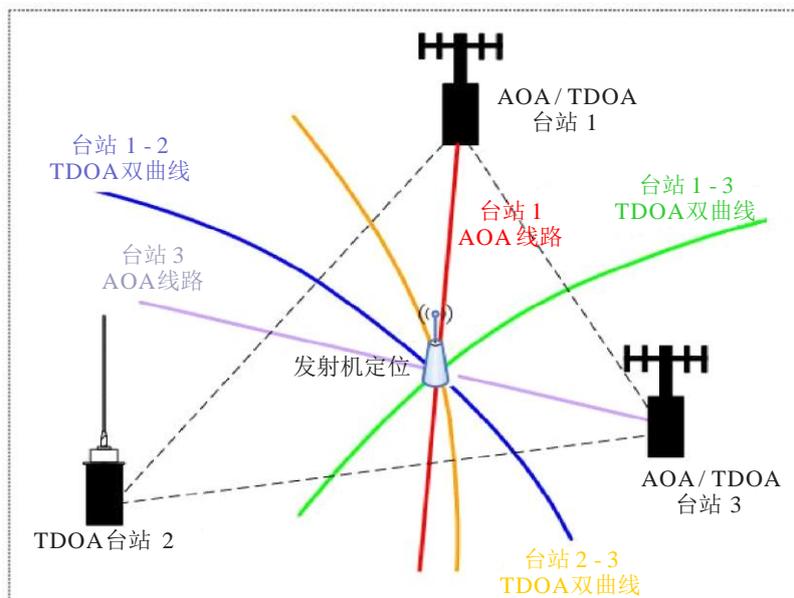
A2.1 AOA/TDOA综合法

总体而言，不可能在所有情况下只利用单一一种方法，如测量到达的不同时间（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，以便让二者之间相互补充。

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4.7.3.6章更全面地介绍AOA/TDOA综合法。

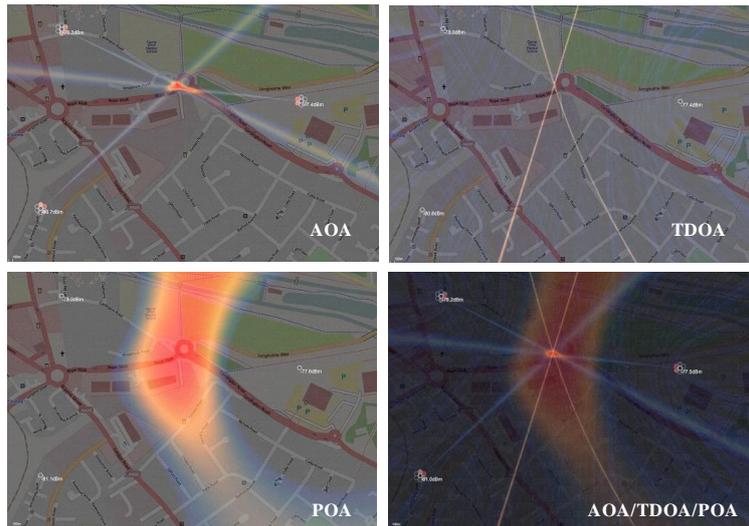
图A2-1
AOA/TDOA综合技术带来的更好结果



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
综合地理定位



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，以便在中国大多数都市区自动发现、识别产生干扰的无线电信号，并对其予以定位。2012年6月，出台了覆盖上海闹市区75公里范围的实验项目，共有46个可连网节点（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

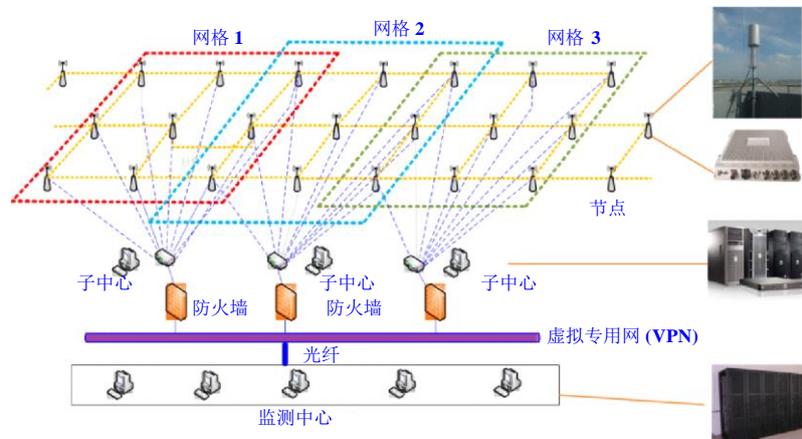
A2.2.2 网格监测网的结构

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连网节点（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

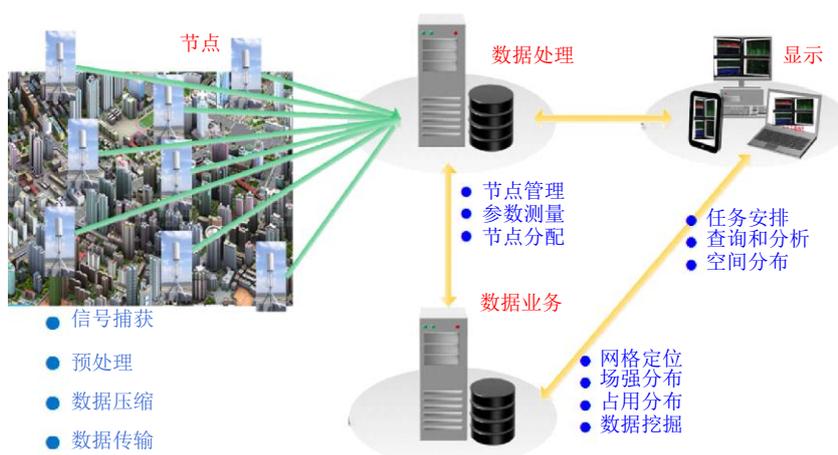
网格监测网架构



SM.2355-A2-04 报告

图A2-5所示为网格监测网的流程。

图A2-5
网络监测网的流程



SM.2355-A2-0报告

如图A2-6所示，成本效益高的可连网节点是网络监测网的关键成分，它与测向节点大为不同，后者往往是多信道的且颇为昂贵。因此，网络监测网由于采用了信号关联方法（取决于监测区域的规模及由此需要的节点数量），所以其成本可能大为降低。对于预算有限且其都市区需要大量监测节点的发展中国家来说，对成本做到心中有数十分重要。

图A2-6

成本效益高的可连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

在已安装的网络监测网传感器基础上，测试了监测性能。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。

在不同频率（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）上将目标发射机（待发现发射机）的最小发射功率电平确定为接收机中 ≥ 6 dB的信号噪声比（SNR），结果如表A2-1所示。

表A2-1

发射机不同功率的发现概率（121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 $\geq 0.05\text{W}$
发现测量 (SNR $\geq 6\text{ dB}$)	128	114	92
发现概率 (SNR $\geq 6\text{ dB}$)	97.7%	87%	70.2%

A2.2.3.2 混合地理定位

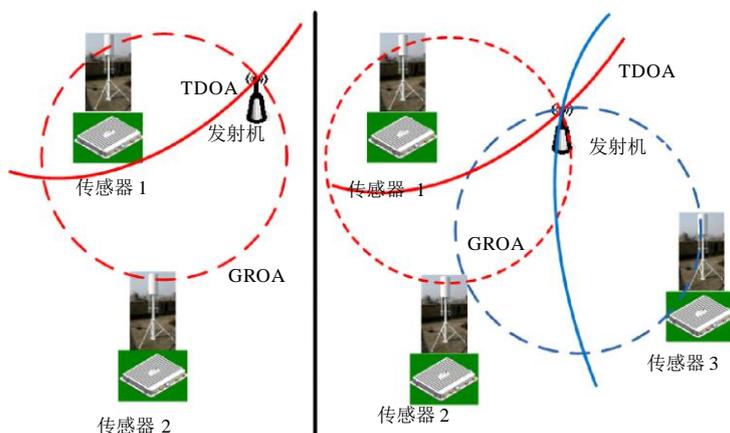
测试了网络的地理定位（DTOA和GROA混合法：到达时间差和到达增益比）性能。

到达增益比（GROA）是基于能源的一种无源方法，可用来在多个传感器上估算源信号位置。该方法不要求传感器之间进行精确时间同步。GROA估算尤为宝贵的一点是，可确定可能在其之上存在无线电发射机的两个接收机之间的环。（见上述第4.6节）

对于无线通信系统而言，到达时间差（TDOA）技术可能是一种最有希望的定位技术。TDOA技术的基础是估算多个接收机上来自不同渠道信号的到达时间差。时间差估算法的一个尤为宝贵之处是定义可能在其之上存在无线电发射机的两个接收机之间的双曲线（假设信号源和接收机在同一平面），如图A2-7所示。

图A2-7

GROA/TDOA综合地理定位技术简单框图



SM.2355-A2-07报告

402次测量的测试结果表明，小于300米时，典型误差比例（实际地点与估算地点之间的偏差）为82.3%。小于100米时，网络定位偏差的典型比值约为24.9%。表A2-2所示为测试发射机的参数。

具体而言，网络监测网可以区分并从地理上定位同时在同一频率上工作的两个信号（归功于网络分辨率）。在测试示例中，所用的两台发射机需有下列参数：频率为220 MHz，带宽为50 kHz，功率为1 W，调制方式是QPSK。测试表明，网络监测网可给出同时在两个不同地点工作（图A2-8、A2-9和A2-10）的发射机的很高空间分辨率，只有当两个发射机处在同一网格时除外（图A2-11）。

表A2-2
混合地理定位测试参数

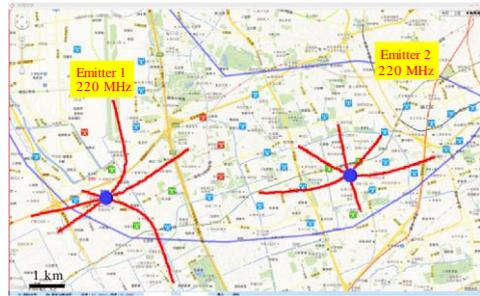
参数	数值
频率 (MHz)	115, 320, 575, 965, 1 300, 1 700, 2 600
带宽 (Hz)	12.5K, 25K, 100K, 200K, 1.25M, 8M
调制	AM, FM, FSK, QPSK, MSK, QAM
功率	1W

图A2-8
同频信号空间分离
(一对发射机之间的距离为7.2km)



SM.2355-A2-08报告

图 A2-9
同频信号空间分离
(一对发射机之间的距离为5.7km)



SM.2355-A2-09报告

图A2-10
同频信号空间分离
(一对发射机之间的距离为4.1km)



SM.2355-A2-10报告

图A2-11
同频信号空间分离
(一对发射机之间的距离为0.6km)



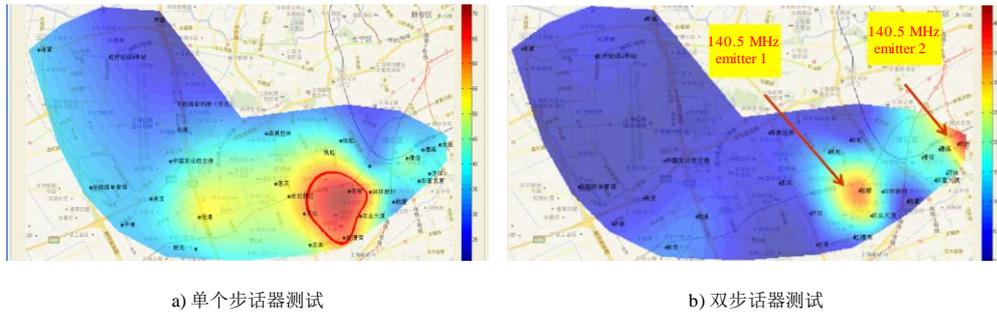
SM.2355-A2-11报告

A2.2.3.3 场强分布

场强可由所有节点同时测量，并由网格监测网通过实时数据内插发现和计算覆盖区内的信道分布。根据所有传感器测得的场强计算分布，且监测数据可实时合并。以下介绍一个3W发射机和两个3W发射机同时工作的示例。

图A2-12

场强分布（频率140.5 MHz，带宽12.5 KHz，调频，3W功率）



SM.2355-A2-12报告

图A2-12表明，在都市环境中，无线电传播为各向异性传播，与理论上的各向同性传播模式不同。网格监测网可清晰明了地从空间区分在同一频率上工作的两个发射机。在此，两个发射机之间的距离小于3km。然而，在都市环境中，采用更传统的DF网络系统则难以完成这一任务。

A2.2.3.4 地理占用和磁辐射分布

传统频谱占用往往是一个地点一个单一数值。此外，也较难清楚描述频谱资源的使用方法。网格监测网可从空间提供频谱占用的详细情况。如图A2-13所示，可由所有节点同时测量频谱占用情况（频率= 400.5 MHz、带宽 = 12.5 kHz、调频，功率= 3）。

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。在此的频段为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

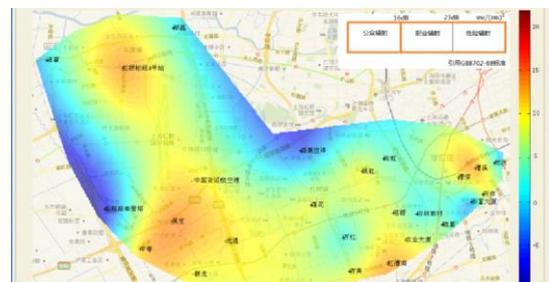
频谱占用的地理分布



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

带有成本效益高节点的网格监测网能够在都市环境中捕获微弱信号、提供无线电监测细节并从空间描述频谱占用情况，因此，在确定频谱空间分布和快速定位干扰源方面是十分有益和有效的。