

存在干扰信号时对低截获概率信号的测向^{*①}

高 勇^{**} 肖先赐

(电子科技大学电子工程系 成都 610054)

【摘要】 实际应用中需要提取低截获概率信号的方位信息,而低截获概率信号往往淹没在干扰信号中。文中应用谱相关理论对淹没在干扰信号中的低截获概率信号进行测向,模拟结果表明,将谱相关应用到阵列测向后,能比 MUSIC 方法更好地完成对低截获概率信号的测向。

关键词 低截获; 测向; 谱相关; 阵列处理
中图分类号 TN971.1; TN911.72

实际环境中,以 PSK 调制的直接序列扩谱信号在通信中应用日益广泛,其特点是功率谱密度低。由于这种信号中的信息受到伪随机码序列的调制,因而该信号的能量分散在较宽的频带内,使在远处的接收端的信噪比很低,信号往往淹没在噪声中,从而成为低截获概率信号。在阵列测向中,这种低截获概率信号当有较强的干扰在方位上与它较靠近时,或者有时这种低截获概率信号有意隐藏在强信号附近时,会出现强信号淹没弱信号的现象,这时使用 MUSIC 方法是测不出低截获概率信号的方位信息的,应用信号的谱相关特性后,可以较好地解决这一问题。

1 谱相关和阵列测向

1.1 谱相关基本理论

在许多传统的数字信号处理中,常用的方法是建立在所观测到的信号具有广义平稳性之上的,但事实上,这一假定在实际问题中并不一定成立。例如通信、雷达和声纳中遇到的随机信号,其统计特性是随时间而变化的,这时便不能再当广义平稳信号来处理,而应作为非平稳信号来处理。要简洁地表达非平稳信号是不容易的,但当信号统计特性的变化有一定的规律时,可以引入周期平稳信号的概念来表达^[1]。实际应用中,对信号的采样、调制、编码等,都会使信号具有周期平稳的性质。研究这类信号的理论称为谱相关理论。近年来,谱相关理论发展很快,应用也日渐广泛^[2,3]。

信号 $x(t)$ 具有周期平稳性是指它的均值和自相关函数是时间 t 的周期函数。对自相关函数而言

$$R_x[t+(\tau/2), t-(\tau/2)] = E\{x[t+(\tau/2)]x^*[t-(\tau/2)]\} = R_x[t+(k/\alpha)+(\tau/2), t+(k/\alpha)-(\tau/2)] \quad (1)$$

式中 k 为整数, α 为周期频率。由于 $R_x[t+(\tau/2), t-(\tau/2)]$ 对于 t 是周期的,因而可展开为傅

① 1997 年 10 月 20 日收稿, 1997 年 11 月 24 日修改定稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 28 岁 博士生

里叶级数

$$R_x[t + (\tau/2), t - (\tau/2)] = \sum_{\alpha \in \phi} R_x^\alpha(\tau) \exp(j2\pi\alpha\tau) \quad (2)$$

式中 $\phi = \{\alpha | R_x^\alpha(\tau) \neq 0\}$ 称为周期频率集。这样 $R_x(t + \tau/2, t - \tau/2)$ 的傅里叶级数的系数为

$$R_x^\alpha(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} R_x[t + (\tau/2), t - (\tau/2)] \exp(-j2\pi\alpha t) dt \quad (3)$$

通常 $x(t)$ 是周期各态遍历的, 因而 $R_x[t + (\tau/2), t - (\tau/2)]$ 中的集平均可由时间平均来代替, 有

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{+T/2} x[t + (\tau/2)] x^*[t - (\tau/2)] \exp(-j2\pi\alpha t) dt = \langle x[t + (\tau/2)] x^*[t - (\tau/2)] \exp(-j2\pi\alpha t) \rangle \quad (4)$$

式中 $\langle \cdot \rangle$ 表示对全部时间进行平均, $R_x^\alpha(\tau)$ 称为周期自相关函数。当 $\alpha=0$ 时, $R_x^\alpha(\tau)$ 就是通常的自相关函数。 $R_x^\alpha(\tau)$ 的傅里叶变换 $S_x^\alpha(f)$ 称为谱相关密度函数

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^\alpha(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (5)$$

当 $\alpha=0$ 时, $S_x^\alpha(f)$ 退化为功率谱密度函数。

对一个非平稳信号 $x(t)$ 则不具有周期平稳性, 其周期自相关函数当 α 非零且 α 不为采样频率整数倍时恒为零。

总之, 谱相关理论的特色在于: 它一方面反映了信号统计量随时间的变化, 弥补了平稳信号处理的不足; 另一方面由信号统计量的周期变化, 是简化了的一类非平稳信号处理。因而它是介于平稳、非平稳信号处理之间的解决方案。在许多实际的应用中, 能比平稳信号处理得到更为满意的结果, 又能比非平稳信号处理更简洁, 更易于实时处理。

1.2 谱相关阵列测向方法

在信号检测和估计中可以利用信号自身的各种特性以达到增强信号、减弱干扰和噪声的目的。在阵列信号处理中, 利用信号的谱相关特性, 可以改善测向系统的性能。

对一个 M 元均匀分布圆阵, 圆阵半径为 r , λ 为波长。空间有 D 个窄带信号 $s_k(t)$, $k=1, 2, \dots, D$ 互相周期不相关, 其到达方向分别为: $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$ 。各阵元噪声 $n_i(t)$ ($i=1, 2, \dots, M$) 为零均值白噪声且平稳。信号与噪声互相周期不相关, 各信号可能有相同或不不同的周期频率 α 。调制信号的周期频率一般为载频、波特率、码元速率等的整数倍及其和差值 $(m\alpha_1 + m\alpha_2)^{[1]}$ 。

以圆心为参考点, 第一个阵元为 0^0 方向, 接收信号的数据模型为

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^D s_k(t) \exp\left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos(\theta_k - \xi) (i-1) \frac{2\pi}{M}\right] + n_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

写为矩阵形式

$$X(t) = A \circ S(t) + N(t) \quad (7)$$

其中

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (8)$$

$$S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_D(t)]^T \quad (9)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)] \quad (10)$$

$$a(\theta_k) = \left\{ \exp\left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \theta_k\right], \exp\left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \left(\theta_k - \frac{2\pi}{M}\right)\right], \dots, \exp\left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \left(\theta_k - (M-1) \frac{2\pi}{M}\right)\right] \right\}^T \quad k = 1, 2, \dots, D \quad (11)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (12)$$

当 $\alpha \neq 0$ 且不为采样频率的整数倍时, 平稳噪声 $N(t)$ 的周期自相关函数为零, 这样得到

$$R_x^\alpha(\tau) = \langle x[t + (\tau/2)] x^H[t - (\tau/2)] \exp(-j2\pi\alpha t) \rangle = A \circ R_s^\alpha(\tau) A^H \quad (13)$$

由于 D 个信号互相周期不相关, 只要 $R_s^\alpha(\tau)$ 满秩。由于 $\alpha(\theta_k)$ 的线性独立, A 的秩为 D , 故 $R_x^\alpha(\tau)$ 的秩为 D 。

此时应该注意到矩阵 $R_x^\alpha(\tau)$ 不再为对称阵了, 不同于 MUSIC 方法中的自相关函数矩阵 $R_x(\tau)$ 至少为对称阵的情况, 此时 $R_x^\alpha(\tau)$ 可能有非正的特征值。这时可构造对称阵 $R_x^\alpha(\tau) [R_x^\alpha(\tau)]^H$, 再对其进行特征分解。接下去的步骤就与 MUSIC 方法相同了。特征分解后, 其特征值及其对应的特征向量分别为

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_D > \lambda_{D+1} \geq \dots \geq \lambda_M \quad (14)$$

$$v_1, v_2, \dots, v_D, v_{D+1}, \dots, v_M \quad (15)$$

构造噪声子空间

$$E_N = [v_{D+1}, v_{D+2}, \dots, v_M] \quad (16)$$

根据信号子空间和噪声子空间的正交性, 最后构造空间谱函数

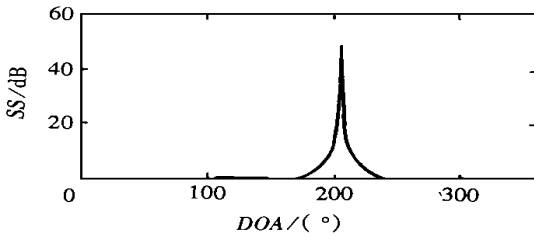
$$P_{mu}(\theta) = a^H(\theta) a(\theta) / \|E_N^H a(\theta)\|_2^2 \quad (17)$$

其谱峰所对应的 θ 值即为信号源方向的估值。

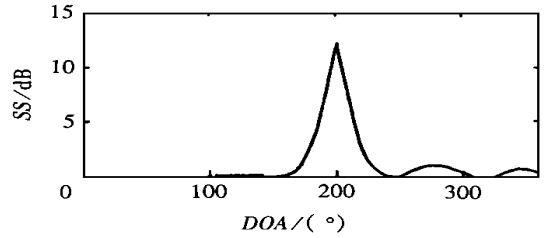
2 计算机模拟结果

以下的模拟实验中半径波长比均为 0.5。

模拟实验 1 空间两个信号入射到 8 元均匀圆阵, 入射角分别为: $200^\circ, 206^\circ$ 。两个信号分别为: BPSK 信号, 载频为 $f_1 = 455$ kHz, 波特率为 $f_b = 1\ 200$ B, 信噪比为 -10 dB; AM 信号, 载频为 $f_2 = 464$ kHz, 调制频率 $F_1 = 2.5$ kHz, $F_2 = 1.6$ kHz, 调幅指数均为 $m = 0.7$, 信噪比为 5 dB。图 1a、1b 分别示出了 MUSIC 方法和谱相关阵列测向方法的结果, 横坐标表示方向, 纵坐标表示在该方向上谱峰的强度。采用 MUSIC 方法特征分解后, 特征值分别为: 39.544 1, 1.046 6, 1.016 5, 1.008 7, 1.006 6, 1.000 8, 0.991 6, 0.970 5。此时 MUSIC 方法只能测出干扰信号的方向。而采用谱相关阵列测向方法, 取 $\alpha = 2f_1$, 经特征分解后得到的特征值分别为: 0.185 2, 0.003 8, 0.000 5, 0.000 3, 0.000 3, 0.000 1, 0.000 0, 0.000 0。从图 1b 的空间谱图可以看出该方法能较好地完成对 -10 dB 的 BPSK 信号的测向。



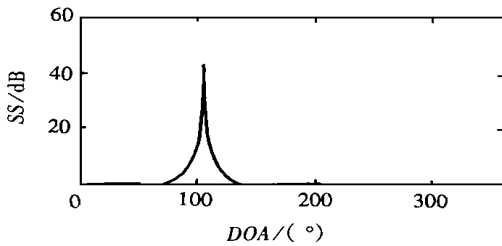
(a) MUSIC方法的测向结果



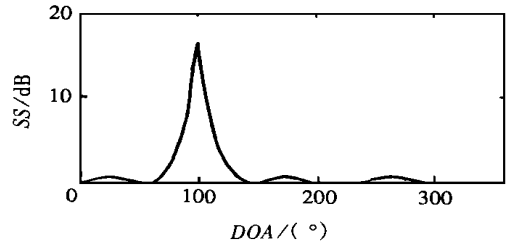
(b) 本文方法的测向结果

图1 模拟实验1的测向结果

模拟实验2 空间两个信号入射到8元均匀圆阵,入射角分别为: 100° , 106° 。两个信号分别为: BPSK信号,载频为 $f_1=455$ kHz, 波特率为 $f_{b1}=1\ 200$ B, 信噪比为 -10 dB; FSK信号, 两个频率为: $f_{21}=450$ kHz, $f_{22}=460$ kHz, 波特率为 $f_{b2}=800$ B, 信噪比为 5 dB。图2a、2b分别示出MUSIC方法和谱相关阵列测向方法的结果。采用MUSIC法,特征分解后,特征值分别为: 27.034 1, 1.047 1, 1.023 8, 1.011 3, 1.004 3, 0.994 9, 0.992 6, 0.979 0。此时MUSIC方法只能测出干扰信号的方向。而采用谱相关阵列测向方法后,取 $\alpha=2f_1$,特征分解后得到的特征值分别为: 0.164 5, 0.001 4, 0.000 6, 0.000 4, 0.000 2, 0.000 1, 0.000 0, 0.000 0。从图2b中的空间谱图可以看出该方法能较好地完成对 -10 dB的BPSK信号的测向。



(a) MUSIC方法的测向结果

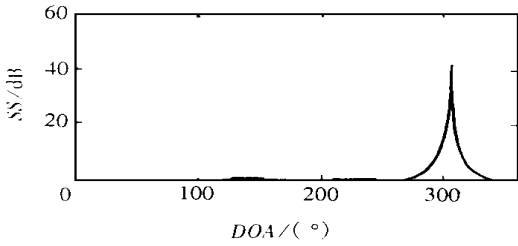


(b) 本文方法的测向结果

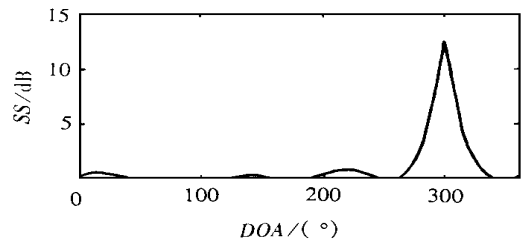
图2 模拟实验的测向结果

模拟实验3 空间两个信号入射到8元均匀圆阵,入射角分别为: 300° , 307° 。两个信号分别为: BPSK信号,载频为 $f_1=455$ kHz, 波特率为 $f_b=1\ 200$ B, 信噪比为 -10 dB; FM信号,载频为: $f_2=455$ kHz, 调制频率 $F=10$ kHz, 调频指数为 $m_f=1.2$, 信噪比为 5 dB。图3a、3b分别示出MUSIC方法和谱相关阵列测向方法的结果。采用MUSIC方法,特征分解后,特征值分别为: 26.7061, 1.047 4, 1.013 6, 1.009 3, 1.003 1, 0.997 8, 0.998 0, 0.976 5。此时,MUSIC方法只能测出干扰信号的方向。而采用谱相关阵列测向的方法,取 $\alpha=2f_1$,特征分解后得到的特征值分别为: 0.133 9, 0.001 4, 0.000 5, 0.000 2, 0.000 2, 0.000 1, 0.000 0, 0.000 0,从图3b中的空间谱图可以看出该方法能较好地完成对 -10 dB的BPSK信号的测向。

从以上的模拟结果可以看出,利用信号的谱相关特性后,可以较好地提取淹没在干扰信号中的低截获概率信号的方位信息。



(a) MUSIC 方法的测向结果



(b) 本文方法的测向结果

图 3 模拟实验的测向结果

3 结束语

在阵列测向中, MUSIC 方法对存在干扰时低截获概率信号进行测向时, 往往是测不出其中的低截获概率信号的方位信息的, 将信号的谱相关特性应用上去后, 可以较好地解决这一问题, 达到改善测向系统的性能的目的。

参 考 文 献

- 1 Gardner W A. The spectral correlation theory of cyclostationary time-series. Signal Processing, 1986, 11: 13 ~ 36
- 2 Schell S V, Calabretta R A, Gardner W A et al. Cyclic MUSIC algorithms for signal-selective DOA estimation. Proc IEEE ICASSP, 1989: 2 278 ~ 2 281
- 3 李立霞, 王文博, 王德隽. 周期平稳信号处理及其应用. 电子科学学刊, 1996, 18(15): 310 ~ 316

Direction-finding of Low Probability Interception Signals in Jammer

Gao Yong Xiao Xianci

(Dept. of Electronic Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The information of low probability interception (LPI) signals is useful in practice, but LPI signals are often hided or put in jammer, which show more difficulty in direction-finding. This paper exploits the characters of signals and uses spectral correlation theory in direction-finding of LPI signals in jammer. The simulation results show that the combination of array direction-finding and spectral correlation theory can get better results than the method of MUSIC in direction-finding of LPI signals.

Key words low probability interception; direction-finding; spectral correlation; array processing

编辑 叶红