

中国电子学会电子对抗分会第九届学术年会

论文集

下 册

中国电子学会电子对抗分会

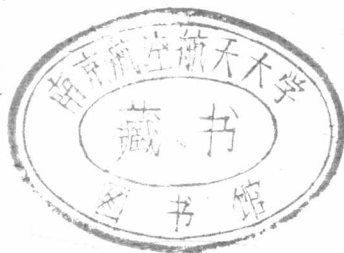
一九九五年八月 锦州

TN97-53
1001-B1

中国电子学会电子对抗分会第九届学术年会

论文集

下册



中国电子学会电子对抗分会

1995.8 锦州

742675

目 录

(下册)

一、通信对抗类

1. PLRS 对抗 徐穆洵(269)
2. 具有信号选择性的相干信号测向算法 李瑞林 朱德君(277)
3. 谱相关理论用于直接序列扩谱信号的检测与估计
..... 谈满堂 朱德君(284)
4. 空间谱估计测向实验系统 肖先赐 魏 平(288)
5. 通信信号时差估计定位方法 肖先赐 陈 宁(301)
6. 跳频/扩频通信最佳干扰对策研究 蒋益林(313)
7. 神经网络用于通信信号分类识别研究
..... 邹月娟 肖先赐 韩春林(322)
8. 一种消除已知方向信号和多径干扰的测向方法
..... 魏 平 肖先赐(333)
9. 数字化宽带快速搜索接收机 杨小牛(337)
10. 通信侦察数据融合处理中的“DS”算法应用 李颖敏(343)
11. 从信号特性来看干扰与抗干扰 朱庆厚(349)
12. 一种快速高精度信号三维参数估计方法
..... 唐 斌 肖先赐 黄顺吉(354)
13. 采用多处理器并行处理方法实现的跳频干扰系统
..... 王可人 薛 磊 李运楨 朱良学(359)
14. 集团综合通信对抗系统的需求分析 丁明忠(362)
15. 非相干多源信号频率与方位的联合估计 童爱红 项楚恒(369)
16. 干扰组对无线电通信干扰效果的评估指标及其计算
..... 汤亚波 曹志耀 朱耀明(376)
17. 空一地或空一舰侦察测向定位一体化问题探讨 卢立成(382)
18. 一个通信对抗设备功能检测系统的实现
..... 王沙飞 田峙涛 汪秋华(388)

二、光电对抗与无源干扰

19. 空间电子对抗中的无源干扰技术 陈 静(393)
20. 国外紫外告警技术发展综述 许 强(398)
21. 水面舰艇编队无源对抗策略初探 赵锦生(403)
22. 高灵敏度雷达截面测试系统
..... 赵 洁 闵 江 于淑平 陈 磊(410)
23. 一种识别淹没在噪声中信号的新方法 赵勋杰(420)
24. 光电对抗/无源干扰弹药的现状与发展 潘功配 张 涛(424)
25. 箔条偶极子干扰走廊的设计及应用 刘丽君(429)
26. 激光对抗技术发展前景 付 伟(441)
27. 机载红外诱饵干扰效果动态测试技术及实现方案
..... 李 莹 赵雨田(446)
28. 武装直升机与激光对抗 李振国 刘文光(451)
29. 激光、红外隐身技术兼容研究 於定华(459)
30. 语音合成技术在侦察告警设备中的应用 程玉宝 何宗平(463)
31. 激光侦察中的背景信号处理 何宗平(467)
32. 水面舰艇烟幕干扰的使用研究 姜 宁 孙国桢(470)
33. 编队条件下水面舰艇烟幕干扰的使用研究
..... 姜 宁 孙国桢 康铭成(478)
34. 红外紫外双色导弹干扰机的研究 张壮生(488)
35. 电磁感应点火技术的研究和应用 舒仲良 方 建(493)
36. 语音合成技术及在电子对抗设备中的应用 方 建(497)
37. 反辐射导弹对抗技术分析 李宝瑞 王运东(503)
38. $\text{Co}_x\text{Fe}_{3-x}\text{O}_4$ 超微粉吸波性能的研究 张小光(509)
39. 一种能够应用于红外对抗的箔片 朱晨光(518)
40. 导弹逼近告警系统(MAWS)的发展现状及动向 王 浩(521)
41. 几种光电对抗干扰的简述 沈长友(526)
42. 激光防护器件研究进展 邹锦荣(530)
43. 对卫星导航系统(GPS)对抗的可行性探讨 马 颖 徐 敬(534)

PLRS 对抗

电子工业部第 36 研究所

徐穆洵

摘要:本文研究对定位报告系统 PLRS 实施电子对抗。PLRS 是美军的自动化定位、识别和通信系统,为美军 C³I 系统的重要组成部分。本文简要介绍 PLRS 概况,着重分析其反侦察和抗干扰性能。本文主要研究对 PLRS 实施瞄准式干扰和拦阻式干扰,指出对这种多用户、多线路的信息和载体双重加密的无线系统宜用拦阻式干扰体制以实施全面压制式干扰。根据需要可采用升空式跟踪干扰、宽带干扰和投掷式(分布式)宽带干扰等不同拦阻式干扰体制。宜以对抗系统实现对 PLRS 的最佳有效干扰。

关键词:定位报告系统 PLRS 通信干扰 瞄准式干扰 拦阻式干扰

定位报告系统 PLRS(Position Location Reporting System)是为美陆军和海军陆战队研制的自动化定位导航、识别和通信系统,以替代用地图和罗盘定位,然后通过常规无线电话网来传递信息的现用人工定位系统。PLRS 开始研制于七十年代,八十年代陆续装备使用,九十年代将大批生产正式装备部队。特别在海湾战争投入实用中,已显示其能在全天候条件下提高指挥员有效控制和指挥部队作战能力和协调近空支援和炮火支援的能力。

PLRS 能为战场指挥员和大量下属部队(用户)自动地准实时对各用户进行精确三维定位和显示。因而可对各用户进行方位跟踪和导航,按相对方向和距离指引部队到达目的地会合,进行安全路径(如空中走廊)的引导,对越界和接近禁区的告警,可在夜间和低能见度情况下对用户的实时精确识别以防友军部队间的误伤,并能不同地形条件下通过安全可靠通信及时传送简短命令和信息。

美陆军在 PLRS 基础上研制成增强 PLRS(EPLRS),以提高与空、海军的协同作战能力。EPLRS 与 JTIDE 的结合形成美陆军的数据分发系统(ADDS),而 ADDS 为美军 C³I 系统中作为载体的通信系统之一,已成为美军推行“空地一体战”战略的有力工具。^{(1),(2),(3),(4)}

一、PLRS 概况

定位报告系统(PLRS)是为师级规模部队提供通信、导航和识别的有中心的 UHF 无线电网。它由主控站(Master Station)和大量的用户设备(User Unit)组成。每个师可装

备多达 750 个用户设备。但同时投入工作的用户设备可达 400 个。

PLRS 主要技术性能

工作频段: 420~450MHz

信号体制: DS/FH 混合扩谱, MSK 调制

伪码速率: 5Mbps

直扩频宽: 3MHz (3dB)

跳频频数: 8 个

跳频速率: 512 跳/秒, 实际 50~60 跳/秒

多址方式: 全同步时分多址 TDMA

网络形式: 有中心网. PORT (双向) 链和 TOA (单向) 链, 整体中继

作用区域: 地面: 65km (35 海里), 空中 370km (200 海里),

高度: 18300m (6 万英尺)。

中 继: 4 级 (A, B, C, D)

定位方式: 扩谱测距, 多边定位

定位精度: 背负式用户: <15m (特殊申请可达 5m)

在地面主工作区内: 车载式用户: <20m

(47km × 47km)

机载式用户: <25m

定位速率 (数据更新率): 背负式: 64 秒/次

车载式: 32 秒/次

飞 机: 直升飞机: 8 秒/次,

固定翼飞机: 4 秒/次

端机数据速率: 单工 (收或发): 1200 波特/秒,

双式 (收和发): 600 波特/秒。今后拟从 1200 波特/秒提高到 3600 波特/秒

端机射频输出功率: 10W, 20W, 3W, 0.4W 可调。

系统时钟稳定度: 1×10^{-9} 。

二、PLRS 的反侦察和抗干扰性能

PLRS 为师级规模的自动定位、通信系统。用户多, 约 400 个。采用时分多址 TDMA 方式以使大量地域分散的用户共用同一信道以近实时交换信息。系统内时间按时元、时帧和时隙划分。时元为 64 秒, 时帧占 1/4 秒, 而时隙含 2 毫秒。根据各用户要求的不同响应时间 (4 秒/次—1 分/次), 系统以不同大小的时隙块分配给各用户。为了精确定位和导航, 定位精度 15—20m, 系统采用统一时, 多边定位和伪码测距。即利用 3 个或多个已知位置的用户对欲定位的用户进行多次伪码测距来定位, 伪码速率选为 5Mbps, 伪码码元为 $0.2 \mu\text{s}$, MSK 调制, 信号频宽为 3MHz。在 2ms 时隙内, 发射信号时间约为 $800 \mu\text{s}$, 其中同

步段约占 $110\mu\text{s}$; 信息段则占 $691.6\mu\text{s}$, 含 3458 伪码。为了使用户在每个时隙内能传送简短命令或信息, 确定每时隙最多传送含 10 个字符的数据。

为保障上述定位和通信功能在电子战环境中可靠进行, 系统采用多种反侦察和抗干扰措施:

(一) 在信号体制方面

* 数据纠错

1. 校验用(104, 94)循环冗余检测码;
2. (7, 4)汉明纠错码和交织编码;
3. 对重要消息, 接收用户要发回确认消息。

* 数据加密

两级加密(消息和发射加密), 且每隔 12 小时由主控站以无线遥控方式自动把密钥注入到各用户设备。

由此, 每时隙传送 10 个字符消息, 则在发射端要求 $691.6\mu\text{s}$ 内传送 182 位信息码, 即每位信息码占时 $3.8\mu\text{s}$ 。

* 直接序列扩谱

由于 $691.6\mu\text{s}$ 内共传送 3458 个伪码, 则每个信息码只能以 19 个伪码扩谱。为了进一步增强反侦察和抗干扰能力, 再同时进行跳频, 以实现直扩和跳频的组合扩谱。

* 跳频

其工作频段为 $420\sim 450\text{MHz}$, 总频宽为 30MHz 。而每频道的 MSK 调制的信号频宽为 3MHz , 则在工作频段内可有 10 个频道, 考虑频段高低端两边应各留出一段保护带, 则实用 8 个频道以供跳频。现跳速约为 $50\sim 60$ 跳/秒, 计划可达 512 跳/秒, 即每个时隙跳频一次。

由上可见, 为了满足对大量用户的实时精确定位和简短的数据传输, 同时采用直扩和跳频的组合扩谱体制以尽可能提高其反侦察和抗干扰能力, 但较之战斗网无线通信, 其直扩和跳频处理增益是不够高的。

(二) 系统网络方面

- * 整体中继: 在网的所有用户设备都可兼作中继点;
- * 自适应选择和调整路由;
- * 路径冗余度, 一条线路两条独立路径同时传送。

(三) 信号发射功率方面

- * 发射功率可调, 且最大功率可达 100W。

我们可以看出, 由于 PLRS 采用时分多址信号传输体制, 各用户设备所发射的信号特征相同。且采用整体中继, 难以从对其进行侦察、测向定位中区分何为发射源, 何为中继点, 何为接收端。且采用保密通信, 难以对其侦收和及时破译而实时了解其每个时隙所传送的消息。由此不易对其信息进行分选和识别, 不易通过侦察以查明 PLRS 当时共有多少通信线路; 各条线路的属性; 各条线路共有几个用户(除去中继点)等。因此很难根据当时作战需要, 而对其中某个或某几个通信线路, 进行有针对性的瞄准式干扰。

PLRS 现跳频为 $50\sim 60$ 跳/秒, 为对付跟踪式干扰, 计划可实现每个时隙跳频一次,

即 512 跳/秒,且其信号驻留时间即每个时隙的最大信号发射时间仅 $691.6\mu\text{S}$ 。而当每个时隙传送消息仅 2~3 个字符时,其信号发射时间更可缩短。

PLRS 采用 420~450MHz 的 UHF 频段,其仅能视距传输,可防止敌方在其前沿配置的地面侦察站对其实施全面侦察,而仅能局部侦察其处于前沿附近的某些用户发射的信号。同理,也可防止敌方在其前沿配置的地面干扰站对其实施全面干扰,而仅能局部干扰其处于前沿附近的某些用户的接收。

为对付地域性局部干扰,当系统的某条线路中一条路径受到干扰,其通信仍由另一条独立路径来传送,且主控站会及时调整线路,组成再一条独立路径来替代已受干扰的路径,以保持每条线路同时有两条独立路径进行可靠信息传送。

为对付时域性局部干扰,例如突发性脉冲干扰,系统对通信信息采用多次检错和交织纠错措施,并对重要消息采取确认措施,以保证通信可靠进行。系统对定位信息采用自适应预测校正滤波器(卡西曼滤波器)的平滑处理,把测量过程中的突发干扰引起的随机误差降到最低限度,以保证精确定位。

每条较长距离的线路都可采用中继接力,使通信距离缩短,平时在保证线路正常工作时,可尽量降低信号的发射功率,以防敌方的侦察。而另一方面,当遭受敌方干扰时,可增强信号发射功率,以对抗敌方的干扰。

由上可见,PLRS 是对其多个主要战术功能进行综合考虑、折衷设计的产物。一方面要保证 PLRS 对大量用户进行精确定位和实时通信,而另一方面 PLRS 要在电子战环境中能有良好的反侦察和抗干扰能力。而在 EPLRS,师级规模内配置 5 个网控站,增强了网络管理和数据通信能力,并且由于每个网控站控制地域缩小,各节点间传输距离相应缩短,其抗干扰功能增强。EPLRS 各用户间可直接通信,减轻网控站需要转接的负担,同时增强了网控站的反侦察能力,因网控站在每个时元内信号发射次数大为减小,较难通过对 EPLRS 侦察、定位,对每个节点的信号发射次数测定,而从众多节点中分选、识别出系统的控制中心(网控站)。

而在其今后发展中,在 PLRS 中引入战术卫星链路,提高整体中继能力,同时可替代地面受干扰的路径。而引入高速集成电路,可令 PLRS 在平时提高数据传输速率以进行通信。当受严重干扰时,可降低数据传输率,而增强其抗干扰能力。

三、对 PLRS 的侦察干扰

(一)瞄准式干扰

当掌握敌方 PLRS 的跳频图案,各线路的直扩序列图案和各用户的数据密钥,即掌握敌方 PLRS 的绝密核心,可对其实施空中全面侦收。通过对 PLRS 的各时隙的信息段全面侦收,可得知网控站(主控站)和各用户的精确方位,各用户的属性,各通信线路的信息内容,从而可精确实时探明敌方兵力部署、作战意图和行动。这相当于敌方通过 PLRS 发射信号主动泄露其全面战场情报。由此在关键时刻,在继续侦收同时,可对其重要通信线路(即特定的时隙块)实施瞄准式干扰,以破坏其作战命令的下达,支援行动的实施,甚至可

以实施欺骗性干扰,发出假命令和伪情报,使敌方相互间误伤或错入陷阱遭围歼。在这种情况下,很明显使用方还不如不用 PLRS。为了防止这种情况的发生,使用方必然千方百计采取多种措施以防通过各种渠道泄漏 PLRS 的绝密核心。另一方面,要阻止对方从无线侦察中得知 PLRS 的绝密核心。故在数据加密方面,PLRS 采用一种高级算法的密码系统,一般需一台大型计算机运算几天才能实现破译。况且其密钥是每隔 12 小时即更换一次。而在直接序列扩谱方面,PLRS 网络的每条线路采用不同基钥,即采用不同伪序列图案。还有,当多个信道 PLRS 同时存在时,例如每个师可有 4 个网控站控制的 4 个 EPLRS 信道同时运行,各信号混杂或重迭在一起,使信号载体实时破译难度更大增加。并且使用方随着时代推移和技术发展,对 PLRS 的数据和载体的加密能力还可不断提高。〔5〕〔6〕

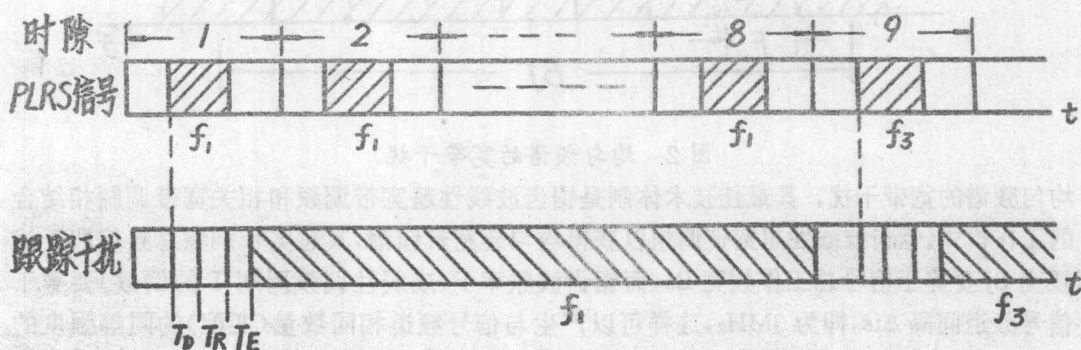
作者认为,通信由信息加密出现保密通信,由载体加密出现扩谱通信,且加密能力可不断提高,亦即其反侦收破译,抗瞄准式干扰能力在不断增强,这是当前通信方的技术优势。作为干扰方,应采取“避其所长,攻其所短”的策略,宜采用较多的拦阻式干扰来替代瞄准式干扰。因拦阻式干扰是当前能对其实施有效干扰的主要体制,是当前干扰方的技术优势。

(二)拦阻式干扰

无法掌握敌方 PLRS 的跳频图案、各线路的直扩序列图案和各用户的数据密钥等绝密核心,则无法查明 PLRS 网内共有多少条通信线路,无法查明各通信线路的属性及其在 PLRS 内各自的时隙块,宜对 PLRS 实施拦阻式干扰,即在指定干扰时刻内,在时域上连续对所有时隙和在频域上同时对所有频道都实施干扰。根据不同场合和特点,可以采用不同体制的拦阻式干扰。

1. 升空式跟踪拦阻式干扰

当 PLRS 的跳频速率为 50~60 跳/秒,跳速较慢。例如每隔 8 个时隙跳频一次。通过侦察可以掌握其每次跳频开始的时隙,即可掌握此时隙的时刻。如图 1 所示,在此时刻,



T_D : 侦收传输时间, T_R : 引导侦收时间, T_E : 干扰建立时间

图 1 跟踪拦阻式干扰

拦阻式干扰机的引导接收部分进行侦收,当接收到此时隙的跳频频率为 f_1 ,则令干扰机的发射部分调整到频率 f_1 进行发射,此发射约可持续 7 个时隙的时间,以有效干扰此 7 个时隙频率为 f_1 的 PLRS 信号。待到下一个跳频开始的时隙的时刻,干扰停止发射,而引导接

收部分转入侦收,当接收到此时隙的跳频频率为 f_s ,则令干扰机调整到频率 f_s 进行发射,如此实现对 PLRS 的跟踪式干扰。为了实现对各时隙的直扩信号实现最佳干扰,可采用与 PLRS 的直扩信号相关性最大的相关干扰,即干扰的载频与信号的载频重合,干扰的伪码调制和伪码速率与信号的伪码调制和伪码速率相同,且干扰的伪码序列和信号的伪码序列之间互相关最大。

采用地面干扰方式,如设在我方地域靠近前沿配置地面干扰机,其侦察引导距离近,且有效干扰范围小,不能覆盖敌 PLRS 整个控制地域。宜采用升空干扰方式,可以用直升飞机载,无人机组,固定翼机载等多种升空运载方式。采用跟踪式干扰,则 PLRS 对其无跳频增益。而 PLRS 的直扩增益较低,一个信息码仅含 19 个伪码。采用相关干扰,经分析,其有效压制系数 $k_j \approx 4$,在 PLRS 接收端,干扰功率为信号功率 4 倍时,可实现有效干扰。由于升空干扰有其“升空增益”。经初步分析,即使 PLRS 用户都采用 100W 最大功率发射时,升空干扰仅约需发射 24W 功率,可实施有效拦阻式干扰。

2. 升空式宽带拦阻式干扰

当 PLRS 的跳频速率实现 512 跳频/秒,跳速增快到每个时隙跳频一次,当干扰机的侦收和干扰响应时间较慢,再加上侦收和干扰距离减去通信距离即路程差所消耗的传输时间较长,而超过每个时隙的信号发射时间,则跟踪干扰到达接收用户处,信号已接收完毕,而无法实施有效干扰。在这种情况下宜采用宽带拦阻式干扰。宽带拦阻式干扰机的瞬时频带,要和当时 PLRS 信号的总工作频宽相同。例如当时 PLRS 是在 8 个频道跳频,则干扰机的瞬时频宽应为 24MHz。为实现对每个频道相同干扰效能,要采用如图 2 所示的

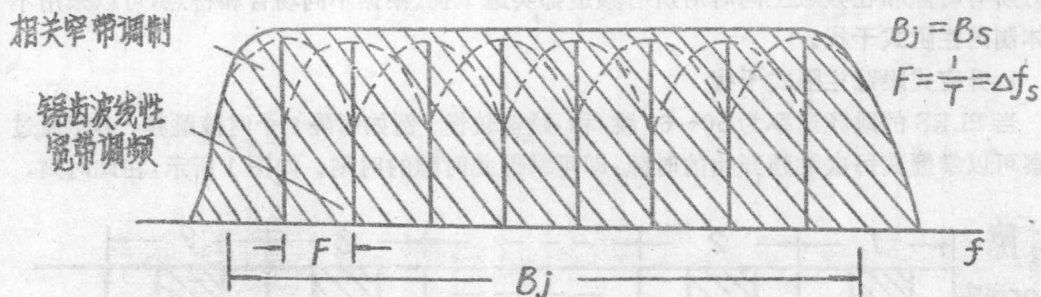


图 2 均匀频谱的宽带干扰

均匀频谱的宽带干扰。其最佳技术体制是锯齿波线性超宽带调频和相关宽带调制相结合的工作模式。锯齿波线性超宽带调频以获得均匀超宽带频谱,其超宽带调频总频偏即干扰频宽 B_j 要等于信号总工作频宽 B_s ,而锯齿波频率 F (或线性调频周期 T 的倒数)要等于信号频道间隔 Δf_s ,即为 3MHz,这样可以产生与信号频道相同数量(匹配)的同等强度的干扰分量,以对信号各频道实现相同干扰效能。相关宽带调制则对各频道的直扩信号实现最佳相关干扰,如同上述的跟踪干扰样式,即干扰和信号的伪码调制同为 MSK 调制,干扰和信号伪码速率同为 5Mbps,且干扰和信号的伪码序列之间互相关最大。在宽带干扰情况下,当 PLRS 在 8 个频道跳频,PLRS 有 $GP=8(9\text{dB})$ 的跳频处理增益。则按同理分析,升空干扰需发射约 200W 功率而能实施有效拦阻式干扰。从战术技术上考虑,可用二

部干扰机各发射约 100W 功率以实现有效拦阻式干扰。也可用多部较小功率的干扰机以实现有效拦阻式干扰,例如它们可用多架小型无人机携带。

当 PLRS 网内通信容量增大,而使用多个信道时,即在同一瞬时,可以出现多个频道信号,则也宜采用宽带拦阻式干扰。因在干扰功率不增情况下宽带升空拦阻式干扰可同时多个信道 PLRS 都实施有效拦阻式干扰。

3. 投掷式宽带拦阻式干扰(7)(8)(9)

当采用升空方式对 PLRS 进行侦察和定位,在一定时间(例如 64 秒)内,对各节点(用户)的信号发射次数的测定,可以从中分选出信号发射次数较多的某几个节点。则采用火箭、火炮发射的干扰机或飞机投放的干扰机,把这些干扰机基本均匀地投掷在这些节点的周围地面上,定时或遥控启动干扰。相对来说由于 PLRS 各节点对此节点的通信距离远,而干扰机对此节点的干扰距离近,则可用较小功率干扰机即可有效干扰这些节点对信号的接收。(据知俄罗斯研制的干扰弹系列,由多种口径火炮发射,其投掷后着地干扰半径约为 700 米)而对主控站的接收的干扰,使其无法接收各用户送来的到达时间测量信息以对各用户的定位和导航,无法接收网络路径质量监视信息以对各通信线路的控制和调整。而对中继点的接收的干扰,使其无法转发由其承担的中继转接通信线路的信息。这种集中分散式干扰,即对分散在 PLRS 地域的各主要用户实现多部干扰机的集中干扰基本上破坏了 PLRS 的控制网络和大量的通信网络,而使 PLRS 处于瘫痪状态。其宽带干扰机的技术体制和参数和升空式宽带阻拦式干扰机的技术体制相同。但其每部干扰机的干扰发射功率和功耗可以大为减小。

实际上对数据传输实施有效干扰,无需在干扰发射时间内作连续式干扰,可作如图 3

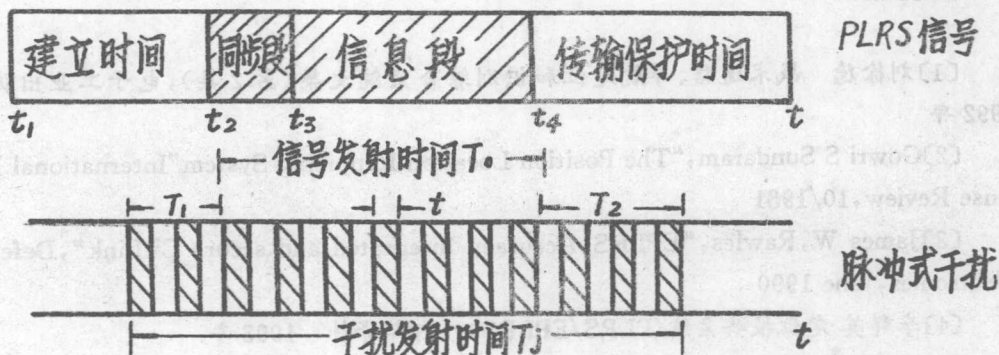


图 3 脉冲式干扰

所示的一定占空比的脉冲式干扰。考虑到 PLRS 采用多种校验、检纠错技术措施,则需对作占空比约为 50% 的脉冲式干扰,例如脉宽为 τ 为 $50\mu\text{s}$ 的脉冲式干扰,也可为脉宽随机可变的脉冲式干扰,这样可以降低干扰机的平均发射功率和能耗。当掌握 PLRS 的时隙划分的准确时间,即知其每次时隙内开始发射信号的精确时间 t_2 ,可以进一步减少干扰发射时间,而无需持续对各时隙的所有时间都实施干扰。在每个时隙内,仅需对信号发射时间 T_s 实施干扰,无需对时隙内的建立时间和传输时间实施干扰,但考虑到在各用户接收端由于信号和干扰路径差而导致信号和干扰传输时间有差异,为保证对各用户的接收的有效干扰,干扰需较信号发射时间提前和延长一般时间。当不考虑对空中用户的干扰,其延

長時段 T_2 可大為縮短。當無需對 PLRS 的同步段實施干擾,而僅需對其信息段實施有效干擾時,則干擾發射時間 T_j 又可縮短,並仍能保證對 PLRS 實施有效攔阻式干擾。在投擲式干擾情況下,由於干擾機距欲干擾的用戶很近,則無需干擾的提前時段 T_1 。

四、結束語

對 PLRS 這樣的多用戶多線路的信息和載體雙重加密的無線系統宜用攔阻式干擾體制對 PLRS 的全地域、全頻域、全時域的信號實施压制式干擾。根據敵我雙方態勢和不同作戰場合,可採用不同的攔阻式干擾方式,升空式跟蹤攔阻式干擾、升空式寬帶攔阻式干擾或投擲式(分布式)寬帶攔阻式干擾。宜以對抗系統實現對 PLRS 的最佳有效干擾。PLRS 對抗系統的控制中心指揮偵察測向定位分系統進行必要的實時偵察和精確測向定位,並在其情報基礎上集中快速控制干擾分系統以實現對 PLRS 的最佳有效干擾。為此要重視對 PLRS 對抗系統重點關鍵技術的研究、要研究對 PLRS 的快速偵察技術;升空快速精確測向定位技術;快速跟蹤干擾技術;高效高能寬帶干擾技術;投擲式(分布式)干擾技術等。

電子對抗是處於戰鬥中矛盾雙方不斷發展中,隨著 PLRS 的反偵察和抗干擾性能不斷改進,干擾方要相應地開發各有關技術領域的高新技術,並有機協調和不斷改進其對 PLRS 偵察和干擾能力,並且要預測 PLRS 的發展,重視對 PLRS 對抗的預先研究,以使在不斷發展的 PLRS 電子對抗中領先和戰勝對方。

參考文獻

- [1] 劉徐德 戰術通信、導航定位和識別綜合系統文集(第2集),電子工業出版社 1992年
- [2] Gowri S Sundaram, "The Position Location Reporting System" International Defense Review, 10/1981
- [3] James W, Rawles, "EPLRS: Accuracy Integrated and secure C² Link", Defense Electronics, June 1990
- [4] 李群英 定位報告系統(PLRS/EPLRS) 內部資料 1993年
- [5] 徐穆洵 跳頻通信對抗的研究 軍事通信技術 1993年第2期
- [6] 徐穆洵 直擴通信的最佳干擾研究 通信對抗 1994年第2期
- [7] 徐穆洵 對跳頻通信的阻塞式干擾 全國首屆現代軍事通信學術會議論文集 1988年11月
- [8] 徐穆洵 通信阻塞式干擾 中國電子學會電子對抗學會第七屆學術年會論文集 1991年10月
- [9] 徐穆洵 戰術通信對抗的重要武器——攔阻式干擾 全國第三屆軍事通信學術會議論文集 1992年10月

具有信号选择性的相干信号测向算法

解放军郑州信息工程学院

李瑞林 朱德君

摘要: 本文将空间平滑技术应用于周期 MUSIC 算法中,并将谱相关理论应用到正交投影算法中,以实现相干信号测向,并提高谱估计测向性能,通过计算机模拟表明,这些应用可以达到预期目的。

一 前言

目前空间谱估计测向技术如 MUSIC 算法、ESPRIT 算法及 ML 算法等,由于具有多信号同时测向、测向精度高、分辨力好等优良性能,成为目前研究的重点课题。但这种测向技术仅利用了信号入射到阵列上的空间相关特性,而没有利用信号的时间特性,因而使其性能和应用受到限制,主要缺点有:

- (1) 要求到达天线阵的信号总数(包括有用信号和干扰信号)必须小于天线阵的阵元数目。
- (2) 阵列测向存在一个分辨门限,当空中两个信号源靠的比较近,突破此门限时,无法分辨。
- (3) 要求阵元或环境的噪声特性已知,或它们是独立同分布的高斯随机过程。
- (4) 需要对测出的多个信号进行事后处理,以判别哪个信号属于有用信号。

为了克服上述不足,在谱估计测向中可以将信号空间相关特性和信号时间特性同时利用起来。在实际中,有用信号(SOI)是有许多时间特性可以利用的,例如大多数调制信号呈现广义周期平稳特性,周期频率为信号载频、波特率等。因此,测向时将空间、时间处理相结合,则可以克服上述不足,使新的测向算法的性能优于常规空间谱估计测向算法,具体表现在:降低了对信杂比的要求;具有明显的信号选择性;提高了可测信号数目和测向分辨力;解决了过载问题。在这种谱估计测向技术中,有代表性的是周期 MUSIC (CYCLIC-MUSIC)算法,该算法尽管有许多优点,但不能解决相干信号测向,本文将利用比较成熟的空间平滑技术修正周期 MUSIC 算法,以解决相干信号测向,同时将谱相关理论应用到正交投影算法中,以达到进一步提高谱估计测向性能的目的。

二 谱相关理论

周期平稳随机过程是指它的均值和自相关函数是时间的周期函数,由于自相关函数

$$R_x(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}) = E[x(t + \frac{\tau}{2})x^*(t - \frac{\tau}{2})] \quad (2.1)$$

是时间 t 的周期函数,按傅立叶级数形式展开

$$R_x(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}) = \sum R_x^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (2.2)$$

其中傅立叶系数 $R_x^\alpha(\tau)$ 由下式给出

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} R_x(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.3)$$

将式(2.1)代入式(2.3)有

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} E[x(t + \frac{\tau}{2})x^*(t - \frac{\tau}{2})] e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.4)$$

通常情况下, $x(t)$ 是周期遍历历经过程,所以有

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t + \frac{\tau}{2})x^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.5)$$

$R_x^\alpha(\tau)$ 称为 $x(t)$ 的以 α 为周期的周期自相关函数,在 $\alpha=0$ 时,为常规自相关函数 $R_x(\tau)$ 。 $R_x^\alpha(\tau)$ 的傅立叶变换 $S_x^\alpha(f)$ 称为周期谱密度函数,在 $\alpha=0$ 时,为功率谱密度函数。

令

$$\begin{aligned} u(t) &= x(t)e^{-j\pi\alpha t} \\ v(t) &= x(t)e^{j\pi\alpha t} \end{aligned}$$

可看出, $R_x^\alpha(\tau)$ 为 $u(t)$ 、 $v(t)$ 的互相关函数, $S_x^\alpha(f)$ 为 $u(t)$ 、 $v(t)$ 的互谱密度函数,而 $u(t)$ 、 $v(t)$ 的傅氏变换分别为 $X(t, f+\alpha/2)$ 、 $X(t, f-\alpha/2)$, 所以 $S_x^\alpha(f)$ 具有谱相关的性质,它表示 $X(t)$ 在 $f+\alpha/2$ 和 $f-\alpha/2$ 处两个谱分量之间的相关程度,因此, $S_x^\alpha(f)$ 也称谱相关函数, α 为周期频率, f 为频谱频率。

谱相关函数有许多性质,在将谱相关理论应用到谱估计测向中时,主要是利用了下面两个性质:

(1) 不同类型的调制信号具有不同的谱相关函数。

(2) 平稳噪声或干扰的谱相关函数为零。

三 周期 MUSIC 算法

设 M 元等间距全向阵,阵元间距为 d , $d \leq \lambda/2$, λ 为信号工作波长,空间存在 P 个具有相同周期频率 α 的窄带信号 $s_i(t)$, $i=0, 1, \dots, P-1$, $P < M$, 第 j 个阵元的信号输出:

$$x_j(t) = \sum_{i=0}^{P-1} s_i(t) e^{j\pi\alpha d i} + n_j(t) \quad (3.1)$$

其中, $n_j(t)$ 为第 j 个阵元中不具有周期频率 α 的干扰信号和噪声成分。

考虑 M 个阵元的输出:

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (3.2)$$

其中, $X(t)$ 为阵列输出信号向量, $S(t)$ 为空间信号向量, $N(t)$ 为干扰信号和噪声部分构成的向量, A 为合成方向向量矩阵, $A = [a(\theta_0) a(\theta_1) \dots a(\theta_{p-1})]$, $a(\theta_i)$ 为第 i 个向信号的方向向量, $a(\theta_i) = [1 \ e^{j\Phi_i} \ e^{j2\Phi_i} \ \dots \ e^{j(M-1)\Phi_i}]^T$, $\Phi_i = 2\pi d \sin(\theta_i) / \lambda$ 。

由于干扰信号和噪声部分不具有以 α 为周期平稳特性, 所以可以定义如下的周期自相关矩阵:

$$\begin{aligned} R_X^a(\tau) &= E[X(t + \frac{\tau}{2})X^H(t - \frac{\tau}{2})e^{-j2\pi\alpha\tau}] \\ &= AR_B^a(\tau)A^H \end{aligned} \quad (3.3)$$

其中, H 代表共轭转置, $R_B^a(\tau)$ 为信号的周期自相关矩阵:

$$R_B^a(\tau) = E[S(t + \frac{\tau}{2})S^H(t - \frac{\tau}{2})e^{-j2\pi\alpha\tau}]$$

在信号不相干条件下, $R_B^a(\tau)$ 满秩, 类似常规 MUSIC 算法, 直接对 (3.3) 特征分解, 得到 M 个特征值, 其中有 D 个非零特征值和 $M-p$ 个零特征值, 设 $V_{p+1}, V_{p+2}, \dots, V_M$ 为 (3.3) 中 $M-p$ 个零特征值对应的特征向量, 构造矩阵

$$E_{N,a} = [V_{p+1} \ V_{p+2} \ \dots \ V_M]$$

然后利用方向向量和噪声子空间正交的特性, 定义如下周期空间谱 $P_{CM}(\theta)$:

$$P_{CM}(\theta) = \frac{1}{\|E_{N,a}^H a(\theta)\|^2} \quad (3.4)$$

$P_{CM}(\theta)$ 峰值所对应的 θ 值即为有用信号到达方向。但当存在相干信号时, $R_B^a(\tau)$ 是奇异的, 直接利用特征分解并不能正确地估算出噪声子空间, 因而周期 MUSIC 算法是不能正确地测出来波方向的, 因此, 必须寻找其它方法进行去相干处理。

四 空间平滑技术修正周期 MUSCI 算法

空间平滑技术是比较成熟的去相干处理技术, 借此可以来修正周期 MUSIC 算法。

对 M 元线阵, 从前向后每 m 个阵元为一组, 将整个天线阵分成 L 组, $L = M - m + 1$, L 为子阵数目, m 为子阵大小, 要求 $P < m$ 。

第 K 个子阵接收的信号向量 $Y_k(t)$:

$$Y_k(t) = AD^{K-1}S(t) + N_k(t) \quad (4.1)$$

其中, D 为对角阵, $D = \text{diag}[e^{j\Phi_0} \ \dots \ e^{j\Phi_{p-1}}]$

定义第 K 个子阵的周期自相关阵 $R_k^a(\tau)$:

$$\begin{aligned} R_k^a(\tau) &= E[Y_k(t + \frac{\tau}{2})Y_k^H(t - \frac{\tau}{2})e^{-j2\pi\alpha\tau}] \\ &= AD^{K-1}R_B^a(\tau)(AD^{K-1})^H \end{aligned} \quad (4.2)$$

将 L 个子阵的周期自相关阵 $R_k^a(\tau)$ 平均:

$$\begin{aligned} R^a &= \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L R_k^a(\tau) \\ &= AR_B^a(\tau)A^H \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$R_B^a(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L D^{K-1}R_B^a(\tau)(D^{K-1})^H \quad (4.4)$$

可以证明,当 $L \geq P, m > P$ 时, $R_B^s(\tau)$ 是非奇异的,这样完全可以利用特征分解法测向,这种平滑技术称前向空间平滑,最多可测信号数目 $P \leq M/2$;若将前向空间平滑和后向空间平滑同时考虑,最多可测信号数目 $P \leq 2M/3$ 。平滑的结果减小了天线有效口径,使测向分辨力有所下降,但平滑后的周期 MUSIC 算法可以对相干信号测向。

五 谱相关正交投影算法

正交投影测向算法原理:寻找一个正交投影矩阵 P ,使它的零空间由信号子空间张成,即有 $Pa(\theta) = 0$,这样可按式(5.1)进行角度搜索:

$$f(\theta) = \frac{1}{\| [Pa(\theta)] \|^2} \quad (5.1)$$

其中, $P = I - Q(Q^H Q)^{-1} Q^H$, Q 是一个 $M \times p$ 任意阵,它的列矢量由信号子空间张成,要求 $\text{rank}(Q) = p$ 。

设空间有 P 个具有相同周期频率 α 的窄带信号, $R_B^s(\tau)$ 为 M 元等间距全向线阵的周期自相关阵。当信号之间独立或相关性很小时, Q 的列矢量可以由 $R_B^s(\tau)$ 的任意 P 行共轭转置得到;当存在全相干信号时, Q 阵的列矢量 q_i 可是按下述方法构造;第 i 次从阵 $R_B^s(\tau)$ 中取 m 行,构成一个长方形,相邻次数重叠 $m-1$ 行,然后取长方形的第 i 列构成 Q 阵的列矢量 q_i ,经简单运算:

$$q_i = A D^{(i-1)} R_B^s(\tau) D^{-(i-1)} C \quad (5.2)$$

其中, D 为对角阵, $D = \text{diag}[e^{j\alpha}, \dots, e^{j\alpha(p-1)}]$, $C = [1 \ 1 \ \dots \ 1]_{1 \times p}^T$,

则 $Q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_L]$, $L = M - m + 1$

从(5.2)看出, q_i 是由 A 的列矢量构成,可以证明:当 $1 \leq i \leq L \leq P$ 时, q_i 是线性独立的, $\text{rank}(Q) = \text{Min}(p, L)$,取 $L = p$,满足 Q 阵对秩的要求。正确测向要求 $m > p$,在这种情况下,最多可测信号数目 $P \leq M/2$,若要求在阵元数目相同条件下,提高可测信号数目,可按下述方式修正 Q 阵。

记 $q_i = J q_i^*$, $*$ 代表共轭, J 为交换阵。

则 $Q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_L \ q'_1 \ q'_2 \ \dots \ q'_L]$

在这种条件下,可以证明: $\text{rank}(Q) = \text{Min}(p, 2L)$,取 $L = P/2$,经简单运算,最多可测信号数目 $P \leq 2M/3$ 。

正交投影测向算法可以避开特征分解,提高运算速度,解决相干信号测向,将谱相关理论应用到该算法中,可以使其具有信号选择性,而且可以解决过载问题。

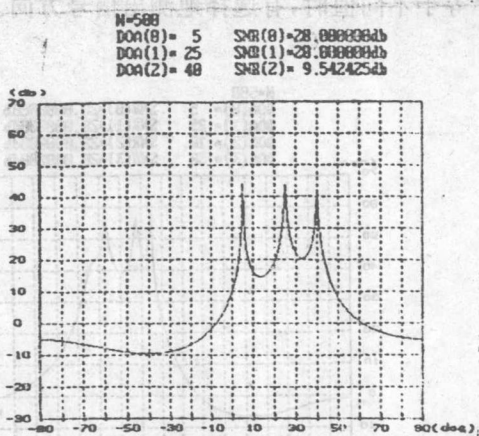
六 计算机模拟结果及分析

在 $M = 8$ 等间距代表向线阵条件下进行如下模拟。

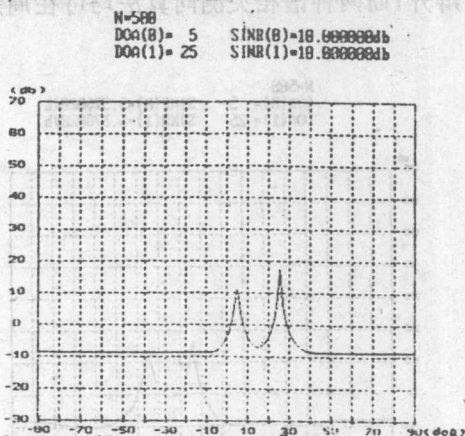
(a) 检验两种谱相关算法可对相干信号测向。

两个等功率全相干 BPSK 信号,波特率均为 f_b ,分别来自 5° 和 25° ;另一个 AM 干扰

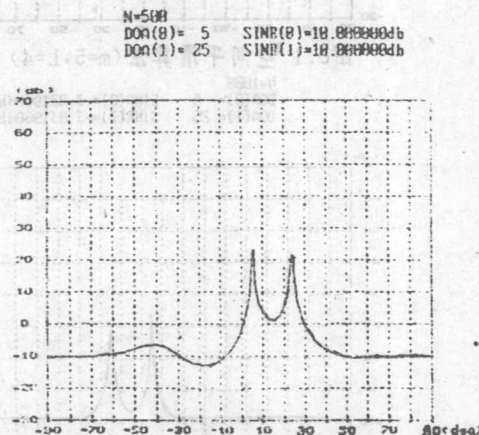
信号,来自 40° ,附加噪声为高斯白噪声,模拟结果见图 a.



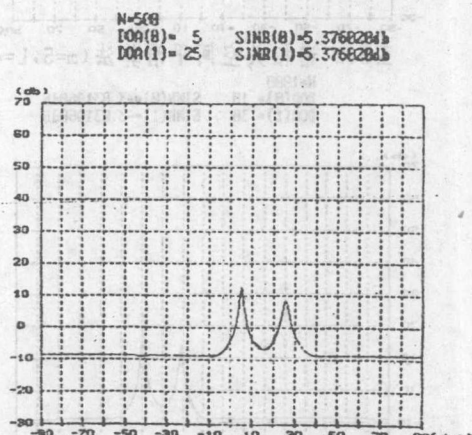
图a.1 空间平滑算法 ($m=5, L=4$)



图a.2 谱相关正交投影算法



图a.3 谱相关空间平滑算法 ($m=5, L=4$)



图b.1 谱相关正交投影算法

由图可看出:常规空间平滑算法可测出三个来波方向,但需做事后处理,判别哪两个方向为 BPSK 信号方向;两种谱相关测向算法均可抑制 AM 干扰信号,正确地测出两个全相干 BPSK 信号方向,无需做事后处理。

(b)检验谱相关算法可以解决过载问题。

存在 9 个信号,两个等功率全相干 BPSK 信号,分别来自 5° 和 25° ,波特率均为 f_{b2} ,7 个等功率 AM 干扰信号,分别来自 30° 、 40° 、 50° 、 -10° 、 -20° 、 -30° 和 -40° ,模拟结果见图 b。

由图可看出:在信号数目多于阵列阵元数目时,两种谱相关测向算法均可解决过载问题,正确测出有用信号方向,而常规空间谱估计测向算法则无法工作。

(c)检验两种谱相关算法对多个相干 BPSK 信号的选择性。

四个等功率 BPSK 信号,其中 5° 和 25° 为两全相干 BPSK 信号,波特率 f_{b3} ; 10° 和 30° 同样为两全相干 BPSK 信号,波特率 f_{b4} ,模拟结果见图 c。