

# HFSWR 单极子交叉环天线阵的自适应抗干扰

高火涛, 郑霞, 李杰, 柯亨玉

(武汉大学电子信息学院, 湖北武汉 430079)

**摘要:** 为了提高高频表面波雷达的抗干扰能力, 结合现代天线理论和自适应数字信号处理技术, 以宽频带单极子交叉环天线为基本单元, 设计了高频表面波雷达自适应抗干扰的宽频带接收天线阵系统, 同时给出了高频表面波雷达天线自适应抗干扰的软硬件实现方案。

**关键词:** 高频表面波雷达; 自适应抗干扰; 单极子交叉环天线

**中图分类号:** TN822<sup>+</sup>. 3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 10-1532-04

## Adaptive Anti-interference for High-Frequency Surface Wave Radar Based on Orthogonal Loop/Whip Antenna Arrays

GAO Huo-tao, ZHENG Xia, LI Jie, KE Heng-yu

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430079, China)

**Abstract:** In order to strengthen the anti-jamming ability for high-frequency surface wave radar (HFSWR), the paper proposes a wideband receiving antenna arrays for the HFSWR based on orthogonal loop/whip antenna to combine modern antenna theory with digital signal processing techniques. The scheme and performance with the software and hardware design are presented too.

**Key words:** high-frequency surface wave radar; adaptive anti-interference; orthogonal loop/whip antenna

### 1 引言

OSMAR2000 大量的现场实验表明<sup>[1]</sup>, 特别是在晚上 17 00~22 00 时之间, 与白天相比, 雷达探测距离大大减少, 甚至完全变成了“瞎子”。原因之一是, 岸基高频表面波雷达 (HFSWR) 发射的信号通常为线性调频中断连续波<sup>[2]</sup>, 与雷达配套的短波接收机带宽一般为 15~100 kHz, 而短波电台信号带宽一般为 5 kHz 左右, 因此在雷达工作期间, 经常混有一个或多个短波电台的信号。目前常用的抗干扰措施是改变雷达工作频率被动躲开干扰<sup>[2]</sup>, 但这一频带内存在密集的电台和通信“干扰”, 实际上很难找到合适的工作频点。数字波束形成技术 (DBF) 是提高雷达抗干扰性能的一种强有力的技术<sup>[1]</sup>, 但 DBF 对提高雷达抗干扰性是有限的, 当干扰强烈、或干扰位于主波束内时, DBF 对提高雷达抗干扰性就无能为力了。

针对干扰存在的基本特征, 提出只需适当增加适量的天线, 而不必增加接收机和对接接收机内部进行任何改动, 只需通过设计一定的模拟信号处理单元即可实现自适应抗干扰。

### 2 功率倒置算法抑制强干扰

自适应天线是一种广义的天线, 它能根据信号和干扰的实际环境, 灵活控制天线参数, 自动调节天线方向图的形状, 以实现在空间对信号的最佳接收和对干扰的有效抑制。这其

中, 自适应算法是关键, 它关系到波束形成质量、跟踪速度和硬件的复杂程度。

在众多的自适应算法中, 最具代表性的属最小均方误差 LMS 算法和阿普尔鲍姆 HA 算法<sup>[3]</sup>。为了实现天线自适应抗干扰, LMS 算法需要有参考信号, HA 算法要求知道信号的准确来向<sup>[3]</sup>。作为探测海洋的高频表面波雷达系统, 一方面难以产生与期望信号有较好相关性的参考信号, 另一方面有用信号的来向也无法事先已知。因此, LMS 算法和 HA 算法均不适用于高频表面波雷达天线阵的自适应抗干扰。

如果将阵列的输出作为误差信号, 追求均方误差最小而导致阵列输出最小, 这就是所谓的“功率倒置算法”<sup>[4]</sup>。功率倒置算法对输入端的信号 (包括有用信号和干扰信号) 都将尽可能地加以抑制, 其波束图将在有用信号及干扰源方向上均产生零点。信号愈强, 对应的零陷愈深。但若有用信号很弱而干扰很强, 经自适应抗干扰处理后, 干扰将对应深零陷, 干扰被大大地抑制, 此即等效为增强了信干比。对于高频表面波雷达而言, 由于海面雷达回波信号电平很低, 加上晚上外界干扰强烈, 海面 (包括目标) 回波信号强度远低于干扰, 如果采用功率倒置法可将干扰大大地抑制, 从而达到保护微弱有用信号、在强干扰情况下提高信干比的目的。另外, 功率倒置算法的优点还在于不需要预先知道信号的结构和方向, 故在此提出采用功率倒置算法来抑制强短波干扰。

收稿日期: 2002-06-27; 修回日期: 2003-03-26

基金项目: 国家 863 项目 (No. 2001AA631050)

如图 1 是功率倒置天线阵的原理图。

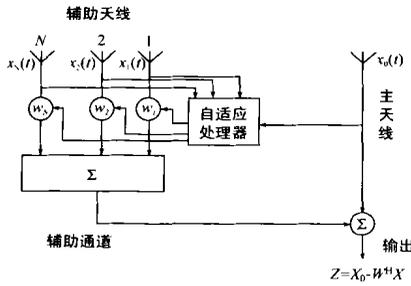


图 1 功率倒置阵原理图

设  $x_0(t)$  表示主天线接收的信号,  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)$  分别表示 1, 2, ...,  $N$  个辅助天线接收到的信号,  $w_1, w_2, \dots, w_N$  分别表示各辅助天线的权值。于是, 当  $M$  个非相干窄带干扰信号  $S = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$  入射到阵面 ( $M < N$ ) 时,  $N$  个辅助天线的响应可表示为

$$X(t) = AS + N(t) \quad (1)$$

式中,  $A$  为阵流形,  $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ ,  $N$  为寂静噪声形成的向量  $N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$

阵列相应的输出为

$$Z(t) = x_0(t) - W^T(t) X(t) \quad (2)$$

上式中,

$$W(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)]^T \quad (3)$$

功率倒置算法就是要合理选择各辅助天线的复权值  $w_1, w_2, \dots, w_N$ , 使得阵列输出的功率  $E[Z^2(t)]$  最小。为了求解权值  $W$ , 按 LMS 算法类似的推导方法, 设

$$= E[Z^2(t)] = E[x_0^2(t) - 2W^T(t)r_{xx_0} + W^T(t)R_{xx}W(t)] \quad (4)$$

$$\text{式中, } r_{xx_0} = E[X(t)x_0^H(t)] \quad (5)$$

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \quad (6)$$

调整权矢量使均方误差最小的方法很多, 通常采用梯度搜索法, 将式(4)对  $W$  微分就得到误差函数的梯度, 对权值  $W$  的梯度为

$$\nabla = -2r_{xx_0} + 2R_{xx}W \quad (7)$$

$$\text{令上式为零即可得到最佳权矢量, } \nabla = 0 \quad (8)$$

$$\text{于是得 } W_{opt} = R_{xx}^{-1}r_{xx_0} \quad (9)$$

### 3 阵列单元天线的选择

天线阵元个数直接影响着雷达系统的抗干扰性能。一个阵元数为  $N$  的阵列, 最多只能产生  $N - 1$  个零陷。所以为了对抗更多的干扰, 必须增加阵元数。但是, 由于高频表面波雷达工作时, 实际上为窄带系统, 在雷达工作的频点上, 一般不会同时存在很多的干扰, 而且阵元数目的增多还会大大增加天线阵的占地面积, 增加系统的成本和维护费。通过综合分析, 在此决定采用三元天线子阵作为阵列的基本天线单元, 此天线组合可同时抑制 2 个强干扰信号。对于高频表面波雷达窄带接收系统, 在一定程度上可以满足抗干扰的要求。

由于单极子交叉环天线的相位中心重合, 与线天线阵相比(两个天线展开距离一般取 0.5), 其结构紧凑、尺寸小, 因

此, 将之作为天线阵的基本单元更适于海边的狭小地带; 又因为环天线的方向图随频率变化缓慢, 这样组成的单元天线及天线阵不仅频带宽, 而且结构紧凑、占地少。在此装置中, 鞭天线为主天线, 两个垂直的交叉环天线为辅助天线。如图 2 和图 3 分别表示单极子交叉环天线和由单极子交叉环天线构成的宽频带接收天线阵。

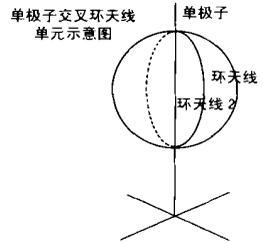


图 2 单极子/交叉环天线示意图

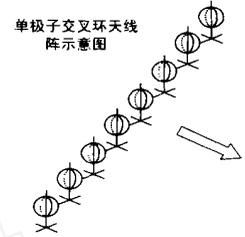


图 3 单极子/交叉环天线阵示意图

### 4 计算机仿真与实验分析

仿真实验 1: 设两个干扰比分别为 35dB 和 20dB 的干扰信号从 60 和 150 的方向入射到单极子交叉环单元天线, 其阵列输出如图 4 所示。

仿真实验 2: 设两个干扰比分别为 35dB 和 20dB 的干扰信号从 70 和 150 的方向入射到由 8 元单极子交叉环天线组成的直线阵上(阵元间距为 0.5), 其阵列输出如图 5 所示。

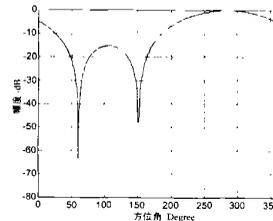


图 4 单极子/交叉环天线的方向图

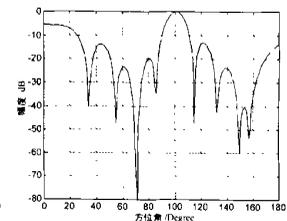


图 5 单极子/交叉环天线阵的方向图

从以上分析及模拟结果可见, 利用本文提出的算法, 天线可在干扰方向上形成零陷, 干扰越强, 零陷越深。这正如前面分析所料, 由此说明本文提出算法的正确性。

为了说明本算法应用于高频地波雷达抗强干扰的可行性, 这里使用某高频地波雷达实录数据作进一步分析。图 6 表示 2001 年 11 月 8 日 12 时, 1 号天线抑制干扰前 50km 处(下同)的回波 Doppler 谱图。图 7 表示 1 号天线抑制干扰后的 Doppler 回波谱图。图 8 表示 1 号天线自适应抗干扰的空间方向图。

从分析处理这些实录数据可以清楚看出: 利用功率倒置算法对雷达回波信号经过自适应抗干扰处理, 不仅可以改善系统输出的信噪比, 锐化谱结构, 还可以突出干扰抑制前难以判断的有用信息(比较图 6 和图 7), 同时利用这种方法还可以判断干扰数量, 测量干扰的方向, 抑制干扰零深最大可达 30dB(见图 8)。

图 9 表示夜间 4 号天线抑制干扰前的回波谱图(第 35 距

离元,下同).图 10 表示 4 号天线抑制干扰后的回波谱图.分析这组实录数据不难发现:夜间电离层 D 层消失,外界强烈的 HF 电磁波干扰使有用信号完全被淹没,从回波谱图中无

法判断和提取一些有用信息,但经过自适应抗干扰处理以后,其回波 Bragg 谱峰就明显可见.

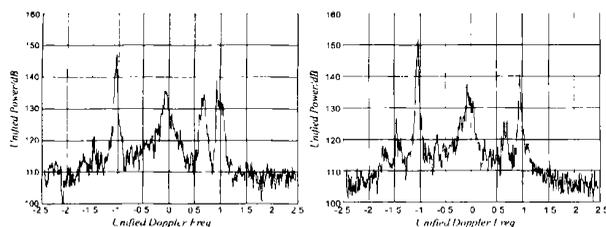


图 6 1 号天线抑制干扰前的回波谱图

图 7 1 号天线抑制干扰后的回波谱图

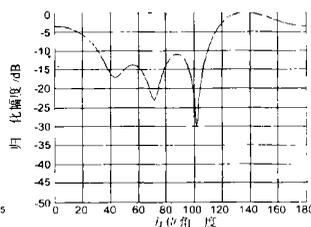


图 8 1 号天线抗干扰空间方向图

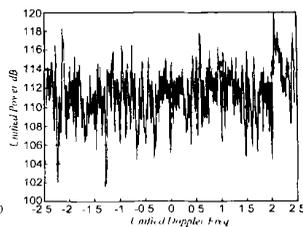


图 9 4 号天线抗干扰前的谱图

### 5 自适应抗干扰的硬件实现与雷达的系统框图

从以上理论分析可以看出,要利用上述算法实现自适应抗干扰,可以通过增加天线和接收机通道的数量及相配套的软件来实现.显然,这将使系统复杂性和成本大大增加.在此提出只需适当增加一定数目的天线,而不必增加接收机数量和对接收机内部进行改动,通过设计一定的模拟信号处理单元即可实现自适应抗干扰.

由于梯度的方向是增加最快的方向,负梯度的方向是减小最快的方向,因此当沿减小的方向调整  $w$  时,即可找到最优权值向量  $w_{opt}$ . 在此可采用如下算法,通过调整  $w$  以求解  $w_{opt}$ . 按最陡下降法,权向量各分量的变化,应满足相应的控制收敛方程<sup>[5]</sup>

$$\frac{dW}{dt} = -\mu \nabla_w \quad (10)$$

式中,  $\mu$  为常数,且  $\mu > 0$ .

把瞬时输出功率的梯度  $\nabla_w [Z^2(t)]$  作为均方梯度  $\nabla_w E[Z^2(t)]$  的近似值,则

$$\nabla_w = \nabla_w E[Z^2(t)] \approx \nabla_w [Z^2(t)] \quad (11)$$

将式(10)代入式(11),

$$\frac{dW}{dt} = -2\mu X^H(t) Z(t) \quad (12)$$

$$W = -2\mu \int X^H(t) Z(t) dt \quad (13)$$

以上推导说明,将信号  $X^H(t)$  和  $Z(t)$  经过乘积积分即可得到复权值. 关于权值的实现,文献[6]提出了一些方法. 对于以上积分在硬件上的实现,这里可选用常见的一阶滤波环节作为积分器,如图 11 所示. 设电路输入和输出分别为  $X^H(t) Z(t)$  和  $W(t)$ ,则根据 RC 电路方程得<sup>[7]</sup>

$$RC \frac{dW(t)}{dt} + W(t) = X^H(t) Z(t) = X^H(t) [X_0(t) - X^T(t) W(t)] \quad (14)$$

式中  $\alpha$  为放大器的放大倍数.

由于如图 11 所示滤波器的滤波作用,可用平均值代替上式

$$RC \frac{dW(t)}{dt} + (I + R_{xx}) W(t) = r_{xx_0} \quad (15)$$

式中,  $I$  为与  $R_{xx}$  同阶的单位矩阵.

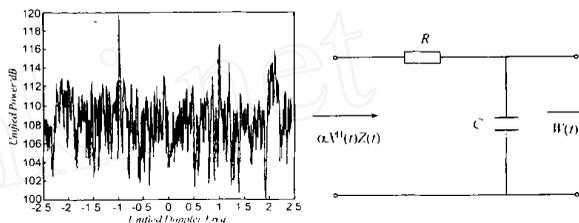


图 10 4 号天线抗干扰前的谱图

图 11 积分电路

当滤波器达到稳态时

$$\frac{dW(t)}{dt} = 0 \quad (16)$$

由此可得输出的稳态解为

$$W(t) = \left[ \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \end{pmatrix} I + R_{xx} \right]^{-1} r_{xx_0} \quad (17)$$

当  $\alpha$  取值很大时

$$W(t) \approx R_{xx}^{-1} r_{xx_0} \quad (18)$$

比较式(18)与式(9)有

$$W(t) \approx W_{opt} \quad (19)$$

由以上推导不难看出,只要当前级放大倍数  $\alpha$  足够大,即可用上述电路实现积分运算,同时获得加权值.

若希望阵列输出仍然为高频信号,根据以上算法,可综合出单极子交叉环天线自适应抗干扰的硬件实现模块(如图 12 所示). 图中,主天线代表单极子天线,辅助天线 1 和辅助天线 2 分别代表两正交环天线; 1 表示乘法器(混频器), 2 表示电子可调衰减器(权值变化器), 3 表示放大器, 4 表示积分器(相关器), 5 表示加法器(功率合成器), 6 表示共轭器.

由于从海洋回波中提取海面风、浪和海浪、海面低速移动

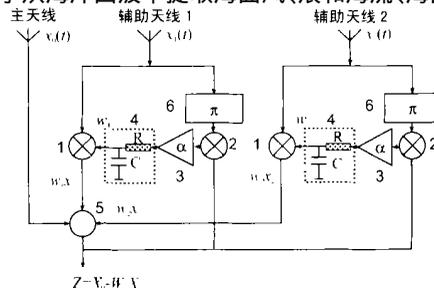


图 12 自适应抗干扰的单元天线模块框图

目标的信息,一般均基于数字波束形成和现代高分辨算法(如多重信号分类法等).由此可得,以图 12 的自适应天线模块为基本单元,雷达系统的自适应抗干扰框图如图 13 所示.

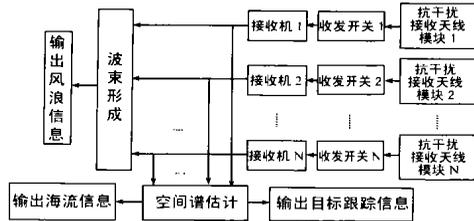


图 13 雷达自适应抗干扰总体框图

## 6 小结

天线是雷达的重要组成部分,当雷达处于接收状态时,它把目标的回波信号和干扰信号均接收进来,并送至雷达接收机.因此,天线处于对抗外界干扰信号的第一线,在其上采取抑制干扰信号的措施,是雷达抗干扰的重要组成部分.本文对高频表面波雷达天线自适应抗干扰进行了探索性的研究,提出的方案利用了现代天线理论和自适应数字信号处理技术的有关成果,天线不仅结构紧凑,占地少,而且具有频带宽、空间分辨率高、抗干扰零陷深等优点.该方案适于强干扰环境.计算机模拟结果显示了该天线阵设计方案的可行性.

### 参考文献:

- [1] 高火涛.高频表面波超视距雷达天线问题的研究[D].武汉:武汉大学博士学位论文,2001.
- [2] 杨子杰,田建生,高火涛,等.高频地波雷达接收机的研制[J].武汉:武汉大学学报(理学版),2001,57(5):532-535.
- [3] 杨超,阮颖铮.天线发展的新分支——自适应天线[J].重庆:重庆邮电大学学报,1998,10(1):4-7.

- [4] Compton R T. The power inversion adaptive array: conception and performance [J]. IEEE Trans. Aero and Electronic System, 1979, 15(6): 803.
- [5] 刘勤让,罗小武,邹溪.自适应天线阵及软件实现的探讨[J].信息工程学院学报,1999,18(1):17-20.
- [6] [美] 罗伯特 A 蒙特戈,托马斯 W 米勒.自适应阵列导论[M].沈铁汉,梁福生,石镇,译.北京:国防工业出版社,1988.
- [7] 梁明理主编.电子线路[M].北京:高等教育出版社,1993.

### 作者简介:



高火涛 男,武汉大学电子信息学院副教授、博士,中国电子学会高级会员,发表论文数多篇.研究方向:天线理论与工程设计、复杂目标的电磁散射和自适应阵列信号处理等.



郑霞 女,武汉大学电子信息学院硕士研究生.研究方向:自适应天线理论与工程和随机信号分析等.

李杰 武汉大学电子信息学院硕士研究生.研究方向:自适应天线理论与技术和电波传播与工程应用等.

柯亨玉 男,武汉大学电子信息学院教授、博导,发表论文数十篇,获省部级以上奖多项.研究方向:电磁场理论与工程应用和高频无线电海洋遥感技术等.