

# 高频地波雷达多干扰的极化抑制

张国毅, 刘永坦

(哈尔滨工业大学, 黑龙江哈尔滨 150001)

**摘要:** 天波电台干扰是高频地波雷达所面临的主要干扰, 虽然采用频率捷变技术可以躲避干扰, 但是当短波电台十分密集时是很难找到合适工作频段的, 而且当存在与雷达回波同方向入射的干扰时, 空间滤波技术也无能为力. 利用极化技术可以较好解决以上问题, 但目前高频地波雷达中的极化滤波还只限于对单干扰的抑制, 为了进一步拓宽雷达的工作频段, 本文研究了多干扰的极化抑制问题, 给出了一种在频域同时提取多干扰极化特征的方法, 并根据这一方法构造了一种频域极化滤波器, 使得频带互不重叠的多个干扰可以被有效滤除, 而不受极化度的限制, 从而克服了以往极化滤波器只能处理极化度较高的干扰的缺点. 理论和仿真实验证明了算法的有效性.

**关键词:** HF 雷达; 极化; 抗干扰; 信号处理

**中图分类号:** TN957. 52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1206-04

## Polarization Suppression of Multidisturbance in HF Ground Wave Radar

ZHANG Guo-yi, LIU Yong-tan

(Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** Sky-wave disturbances are the main interference to HF ground wave radar. Though frequency agility is used to evade the interference, it is not effective when radio disturbances are too much congested. When the incident disturbance and the backscattering radar signal have same incoming direction, space-filtering technique is not effective too. Polarization technique can be used to solve these problems. But the studies of polarization filter in HF ground wave radar are only limited to the field of single disturbance suppression up to now. In order to expand radar's working frequency band, multidisturbance suppressing is studied with a new polarization filter called frequency spectrum polarization filter, which is based on a new polarization extracting technique. With this technique, the polarizations of different disturbances with their frequency bands not overlapping can be extracted simultaneously in frequency band and all the disturbances can be effectively suppressed regardless of the polarization degree of their mixed signal. This gets rid of the restriction that common polarization filter can only cope with single disturbance with high polarization degree. Effectiveness of the algorithm has been proved by theory and simulation experiment.

**Key words:** HF radar; polarization; disturbance-suppressing; signal-processing

### 1 引言

高频地波雷达工作在短波波段的低端(2-15MHz), 这一频段内的主要干扰是各种短波电台的信号, 目前的抗干扰措施主要采用频率捷变技术被动躲避干扰, 而这一频段内密集的电台干扰常使雷达很难找到合适的工作频段; 基于自适应波束形成的空间滤波技术是高频雷达的另一种抗干扰措施, 但是当干扰信号和目标回波同方向入射时, 空间滤波便不再有效. 利用极化技术抑制高频干扰是国内外正在研究的一个新兴课题, 由于这一技术不受频率和空间方位的限制, 而且是一种主动积极的抗干扰措施, 因此有着其它方法不可比拟的优点. 目前的极化滤波技术如多凹口逻辑极化滤波器

(MLP)<sup>[1]</sup>和闭环自适应极化滤波器(APC)<sup>[2]</sup>都是基于干扰的平均极化特征处理信号的, 因此只能抑制极化度较高的干扰. 当存在多个干扰源且极化度较低时, 通常的滤波方法便不再适用.

本文证明了时频极化的不变性, 提出了一种在频域内提取多干扰极化特征的方法, 该方法能够同时提取频带互不重叠的多个干扰的极化特征. 据此文中给出了一种在频域内利用极化技术对消多个干扰的滤波器称为频谱极化滤波器. 该滤波器可有效对消频谱互不重叠的多干扰组成的部分极化波, 而不受极化度的限制, 这是区别以往极化滤波器的重要特点.

收稿日期: 2000-06-14; 修回日期: 2000-12-21

在高频地波雷达中当发射信号为垂直极化时,远距离传输的雷达回波接近垂直极化,而通过电离层反射的电台干扰一般为椭圆极化,利用这一极化差别便可以抑制电台干扰.在信号体制上,发射信号通常采用频率调制脉冲截断连续波(FMICW)<sup>[3]</sup>,雷达接收机的中频带宽一般为 100 kHz 左右,而一般短波电台信号带宽在 5kHz 左右,因此在雷达工作频带内混有多个电台干扰是经常的.只有当其中的某个干扰占绝对优势时,合成干扰才有较高的极化度,这时可以采用通常的极化滤波方法<sup>[4,5]</sup>.在多数情况下合成干扰的极化度是较低的,当各干扰频带互不重叠时,利用本文提出的频谱极化滤波器便可以得到较好的滤波效果.

### 2 频域极化特征的提取方法

在右手迪卡尔坐标系  $x-y-z$  中,一个频率为  $\Omega/2\pi$  和传播常数为  $k$ ,沿  $z$  轴传播的平面谐振单色电磁波可以描述为复电场矢量<sup>[2]</sup>

$$E(z, t) = \begin{bmatrix} E_H(z, t) \\ E_V(z, t) \end{bmatrix} = E(t) \cdot \begin{bmatrix} (\cos \epsilon) \cdot e^{j\delta_h} \\ (\sin \epsilon) \cdot e^{j\delta_v} \end{bmatrix} \cdot e^{j(\Omega t - kz)} \quad (1)$$

式中符号  $H$  和  $V$  分别表示水平极化和垂直极化场分量,  $E(t)$  表示电场强度随时间的变化,  $\epsilon = \text{tg}^{-1}(|E_V|/|E_H|)$  称为幅度极化参数.另外  $\delta_h$  和  $\delta_v$  分别表示水平极化场分量和垂直极化场分量的绝对相位,它们之间的相对相位  $\delta = \delta_v - \delta_h$  称为相位极化参数.

对于振幅不变、极化恒定的单频  $\Omega_0$  信号,略去绝对相位,其时间函数按照式(1)写为

$$E_H(t) = E_{hm} \cdot e^{j\Omega_0 t} \quad (2)$$

$$E_V(t) = E_{vm} e^{j(\Omega_0 t + \delta_0)} \quad (3)$$

式中  $E_{hm}$ 、 $E_{vm}$  分别为两个极化通道信号的振幅.设取样周期为  $T_s$ ,对水平极化通道信号的时间序列  $E_H(n)$  进行  $z$  变换

$$E_H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} E_H(n) \cdot z^{-n} \quad (4)$$

则其频率响应为

$$E_H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} E_H(n) \cdot e^{-j\omega n} = E_{hm} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j(\omega - \omega_0)n} \quad (5)$$

式中  $\omega_0 = \Omega_0 T_s$ ,  $\omega$  为数字角频率.同理可得垂直极化通道信号的频率响应为

$$E_V(e^{j\omega}) = E_{vm} \cdot e^{j\delta_0} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j(\omega - \omega_0)n} \quad (6)$$

当  $\omega = \omega_0$  时,由式(5)、(6)可在频域内计算出信号的极化参数如下

$$\hat{\epsilon} = \text{tg}^{-1}(|E_V(e^{j\omega_0})|/|E_H(e^{j\omega_0})|) = \text{tg}^{-1}(E_{vm}/E_{hm}) \quad (7)$$

$$\hat{\delta} = \arg(E_V(e^{j\omega_0})) - \arg(E_H(e^{j\omega_0})) = \delta_0 \quad (8)$$

由式(7)、(8)可见,对于单频信号经 FFT 变换在频域提取的极化特征与其时域极化特征相同,即 FFT 变换保持了时频极化的不变性.

若有两个频率和极化均不同的单频信号线性叠加,设其频率分别为  $\Omega_1$ 、 $\Omega_2$ ,极化振幅分别为  $E_{hm1}$ 、 $E_{vm1}$ 、 $E_{hm2}$ 、 $E_{vm2}$ ,相对相位分别为  $\delta_1$ 、 $\delta_2$ ,则其双通道极化信号可表示为

$$E_H(t) = E_{hm1} \cdot e^{j\Omega_1 t} + E_{hm2} \cdot e^{j\Omega_2 t} \quad (9)$$

$$E_V(t) = E_{vm1} \cdot e^{j\Omega_1 t} + E_{vm2} \cdot e^{j\Omega_2 t} \quad (10)$$

其频率响应为

$$E_H(e^{j\omega}) = E_{hm1} W(\omega - \omega_1) + E_{hm2} W(\omega - \omega_2) \quad (11)$$

$$E_V(e^{j\omega}) = E_{vm1} e^{j\delta_1} W(\omega - \omega_1) + E_{vm2} e^{j\delta_2} W(\omega - \omega_2) \quad (12)$$

式中  $\omega_1 = \Omega_1 T_s$ 、 $\omega_2 = \Omega_2 T_s$ ,  $W(\omega)$  为矩形窗频谱函数

$$W(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega n} = e^{-j(N-1)\omega/2} \frac{\sin(\frac{\omega N}{2})}{\sin(\frac{\omega}{2})} \quad (13)$$

当  $\omega = \omega_1$  时,

$$E_H(e^{j\omega_1}) = E_{hm1} + E_{hm2} W(\omega_1 - \omega_2) \quad (14)$$

$$E_V(e^{j\omega_1}) = E_{vm1} e^{j\delta_1} + E_{vm2} \cdot e^{j\delta_2} W(\omega_1 - \omega_2) \quad (15)$$

由式(14)、(15)可计算出频域内点频  $\omega_1$  处的极化参数为

$$\hat{\epsilon}_1 = \text{tg}^{-1}(|E_V(e^{j\omega_1})|/|E_H(e^{j\omega_1})|) \quad (16)$$

$$\hat{\delta}_1 = \arg(E_V(e^{j\omega_1})) - \arg(E_H(e^{j\omega_1})) \quad (17)$$

设  $B$  为矩形窗频谱 3dB 带宽,若  $|\omega_1 - \omega_2| \gg B$ ,有

$$\text{tg} \hat{\epsilon}_1 \approx \text{tg} \epsilon_1 \quad (18)$$

$$\hat{\delta}_1 \approx \delta_1 \quad (19)$$

当  $\omega = \omega_2$  时,同理可得

$$\text{tg} \hat{\epsilon}_2 \approx \text{tg} \epsilon_2 \quad (20)$$

$$\hat{\delta}_2 \approx \delta_2 \quad (21)$$

由此可以在频域内提取不同频率分量的极化特征,其估计精度由极化特征不同的频率分量之间的平均功率相对大小和窗函数的谱宽或者说信号的时域数据长度决定.当极化特征不同的频率分量之间的频率间隔越大或者窗函数的谱宽越小时,其极化参数的估计精度越高;平均功率越高的频率分量,其极化参数的估计精度也越高.但是当各个频率分量具有相同极化状态时,则估计精度就不受窗函数和各分量平均功率的影响.这说明,对于全极化信号,在其频带内各频率分量具有相同的极化特征;对于极化状态时变的部分极化波,在其频带内各频率分量具有不同的极化特征,其频域极化的波动程度与时域极化的波动程度成正比.为分析方便,我们把按上述方法求得的频域内各频率分量的极化特征随频率变化的曲线叫做极化谱,其中幅度极化参数随频率变化的曲线叫幅度极化谱,相位极化参数随频率变化的曲线叫相位极化谱.

图 1 给出了频率分别为 100Hz 和 110Hz 的两个单频正弦波线性叠加后的极化谱,其幅度极化分别为  $20^\circ$  和  $40^\circ$ ,相位极化状态分别为  $50^\circ$  和  $-50^\circ$ . 图示表明在相应频点处可以准确提取极化特征;在两信号频点以外的极化特征是由两个窗函数展宽的

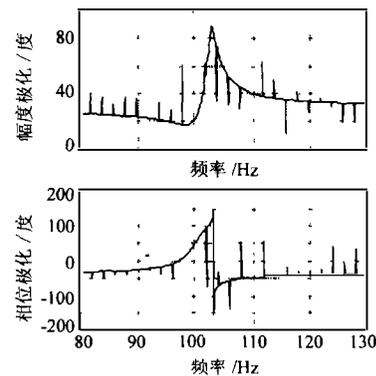


图 1 正弦信号极化谱

谱分量相互交叠而产生的;曲线上的一些瞬态突变是由于窗函数幅值为零时计算机最小数值的剩余误差而产生的.极化谱的频谱分析表明只有在幅度谱不为零的频点上的极化谱才有意义.

利用上述原理,可以同时提取频谱互不重叠的多个限带信号的极化特征,若其中的每个信号都为全极化,则在每个信号频带内,极化谱中的极化参数恒定不变并且等于该信号的时域极化.实际中,噪声总是存在的,噪声的极化谱表现为不同频率分量极化特征的随机变化.噪声的存在将影响极化参数估计的准确性,信噪比越大,极化谱估计误差越小.当信噪比很大时,则由噪声引起的极化误差就可以忽略.

为了有效滤除干扰,必须能准确提取干扰极化特征,为此必须利用有用信号不存在时的干扰信号估计极化谱.但是在雷达中目标信号和干扰是经常混合在一起的,这时可在目标信号比较弱的情况下进行混合信号谱估计.例如对于脉冲雷达信号,若在每个脉冲周期内在大于最大回波延时时间范围内进行采样,然后进行干扰极化谱估计,这时的目标回波信号非常弱,它对干扰极化特征的影响可以忽略.注意这里提取的是干扰信号的极化特征,上面分析是对一般信号的论述.

### 3 频谱极化滤波器

频谱极化滤波器是在频域内直接对频谱样本进行极化滤波.以脉冲雷达信号为例,其方法如下:(1)把每个脉冲周期中小于目标回波最大延迟时间内的取样作为检测样本,数据长度为  $N_1$ ,然后对检测样本进行长度为  $N_1$  点的 FFT 运算;(2)把大于最大回波延迟时间内的取样作为估计样本,数据长度为  $N_2$ ,一般  $N_2 < N_1$ ,将估计样本长度补  $|N_2 - N_1|$  个零,使估计样本与检测样本具有相同的长度,然后对估计样本作  $N_1$  点的 FFT;(3)根据估计样本的频谱按式(16)、(17)计算极化谱;(4)根据干扰极化谱对检测样本的频谱在频域内进行点频极化对消.设估计样本的幅度极化谱为  $\hat{\epsilon}(i)$ 、相位极化谱为  $\hat{\delta}(i)$ ,将水平和垂直极化通道检测样本的 FFT 输出向量写为下列形式:

$$\mathbf{X}(i) = [X_h(i) \ X_v(i)]^T = E[\cos(\epsilon(i)) \ \sin(\epsilon(i)) \cdot e^{j\delta(i)}]^T \quad (22)$$

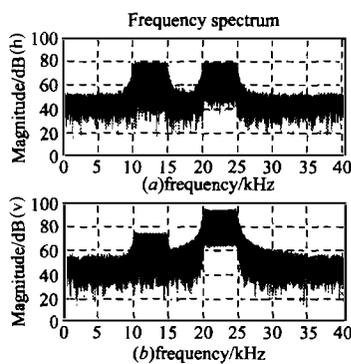


图3 (a)水平极化通道信号幅度频谱  
(b)垂直极化通道信号幅度频谱

图5(a)给出了采用 Stokes 矢量计算干扰平均极化状态并由单凹口极化滤波器滤波时输出信号的频谱.由于干扰为部分极化波,其完全非极化分量不能被单凹口极化滤波器滤

式中上标  $T$  表示向量转置,其中  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . 对检测样本频谱的第  $i$  个取样建立如下滤波矢量:

$$\mathbf{H}(i) = [-\sin(\hat{\epsilon}(i)) \ \cos(\hat{\epsilon}(i)) \cdot e^{j\hat{\delta}(i)}] \quad (23)$$

式中  $\hat{\epsilon}(i)$ 、 $\hat{\delta}(i)$  为估计样本极化谱的第  $i$  个取样,若  $\hat{\epsilon}(i) = \epsilon$ 、 $\hat{\delta}(i) = \delta$ ,则滤波输出

$$Y(i) = \mathbf{X}(i) \cdot \mathbf{H}(i)^* = 0 \quad (24)$$

式(24)说明当估计样本每个取样的极化等于检测样本对应取样的极化时,干扰频谱被完全对消.根据上节分析,当干扰频带互不重叠并且满足一定频带间隔时,由窗函数而引起的极化误差是很小的,这时利用上述方法可有效对消多个干扰,而且算法非常简单,只需在频域内按式(24)对每一取样作一次点乘运算,即得到滤波后的频谱,频谱极化滤波器因此而得名.其信号处理过程如图2所示.

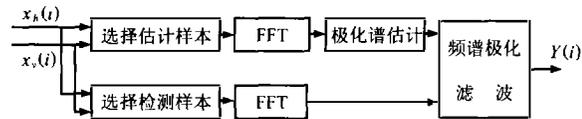


图2 频谱极化滤波器

### 4 仿真试验

本文将两个互不相关、极化特征不同、频带互不重叠的全极化线性调频信号线性叠加作为输入干扰信号,其幅度极化参数分别为  $30^\circ$ 、 $80^\circ$ ,相位极化参数分别为  $30^\circ$ 、 $150^\circ$ ,合成极化度为 0.68.按照文中第3节所述方法求取极化谱,然后分别采用频谱极化滤波器和单凹口极化滤波器滤波.所得结果如图3、4、5.图3为两个正交极化通道信号(目标信号加干扰)的幅度频谱,其中目标信号为 12kHz 的正弦波,已经被完全淹没在干扰频谱中.图4为由估计样本计算的干扰极化谱.对照图3和图4可以看出,在干扰信号各自频带内的极化谱近似等于其时域的极化特征,极化谱的扰动分量是由于加入的平稳正态白噪声和邻近干扰频谱的展宽而引起的,极化谱估计精度与干扰平均功率成正比,与频带间隔和估计样本的时窗宽度成正比.在干扰信号频带以外的极化谱为噪声的极化谱特征,显然噪声在频域内的极化仍是随机的.

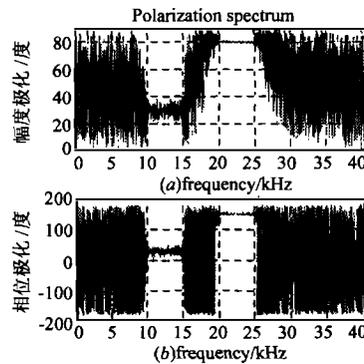


图4 干扰信号极化谱

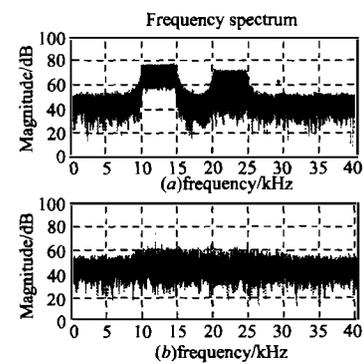


图5 (a)平均极化滤波输出幅度频谱  
(b)频谱极化滤波输出幅度频谱

除,因此目标信号仍然被淹没在干扰中.图5(b)为采用频谱极化滤波器滤波时输出信号的频谱.显然,该滤波器几乎将干扰全部滤除,目标信号清晰可见.

实际中,噪声的存在、干扰平均功率的大小及各干扰源频带的间隔宽度、估计样本的数据长度以及估计样本中目标信号的衰减程度都会影响极化谱的估计精度。显然,干扰平均功率越大、噪声平均功率越小或估计样本中目标信号的衰减程度越大,极化谱估计精度越高。当存在多干扰源时,各干扰源频带之间的间隔宽度是实际选择能够对消的干扰的主要指标,频带间隔越窄,由于窗函数而使频谱展宽的谱分量对相邻干扰极化估计精度的影响越大。

当频带间隔较小时,数据长度对输出信干比的影响较大,估计样本的数据长度越接近检测样本的数据长度,干扰抑制比越大。但实际中,估计样本的数据长度远小于检测样本的数据长度,因此为提高滤波器的干扰抑制能力,应尽量加大估计样本的数据长度,这要求适当加大脉冲周期;当数据长度一定时,频带间隔越小输出信噪比越小,这决定了滤波器所能滤除的干扰数目的最大值。实际能抑制的干扰的数目  $n$  由雷达信号带宽  $B_s$ 、每个干扰的带宽  $B_{ij}(j=1,2,\dots,n)$  和最小频带间隔  $B_p$  决定,它们之间的关系满足式  $B_s = B_{i1} + B_{i2} + \dots + B_{in} + (n-1)B_p$ ,其中最小频带间隔由干扰抑制比决定。频谱极化滤波器输出的剩余干扰取决于每个干扰的极化度,而与混合干扰的极化度无关。

## 5 HF 雷达中频谱极化滤波器的实现

高频地波雷达由于采用 FMICW 信号体制,其接收机一般采用相干的同样调制周期的调频本振进行差频解调,它可抑制部分非相干的干扰信号。对于外部干扰信号,不论是哪种调制形式,经调频本振混频后都变为调频形式的信号,并且频谱被展宽。当解调后干扰信号调频周期大于雷达信号的脉冲周期时,在每个脉冲周期内估计样本的频谱与检测样本的频谱不同,由此求得的极化谱也不同,因此高频地波雷达不能在调频本振解调后提取极化特征,应在解调前提取极化特征。这要求高频雷达具有数字化的接收机,随着数字化雷达接收机的研制成功,多干扰极化滤波方法将会有效提高雷达的抗干扰能力。

## 6 结论

本文给出了频域极化特征的提取方法。对于由频谱互不

混叠的全极化波组成的部分极化波,可以在频域内同时提取各个全极化分量的极化特征,从而为多信号极化特征的提取开辟了一条新的途径。利用频谱极化滤波器可有效地对消宽频带内的多个干扰信号,滤波效果与合成干扰的极化度无关。该算法克服了以往极化滤波器只能处理极化度较高的部分极化波的缺陷,而且算法简单有效,适于实时处理,是高频地波雷达多干扰抑制的一个新的研究方法。本文方法同样适用于其它雷达多干扰源的极化抑制。

## 参考文献:

- [1] Poelman A J, Guy J R F. Multinotch logic-product polarization suppression filters: A typical design example and its performance in a rain clutter environment [J]. IEE Proc. F, Commun., Radar & Signal Process., 1984, 131(4):383-396.
- [2] Gherardelli M. Adaptive polarization suppression of intentional radar disturbance [J]. IEE Proc. F, 1990, 137(6):407-417.
- [3] Khan R, Garnberg B, Power D, Walsh J, Dawe B, Pearson W, Millan D. Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1994, 19(4):540-547.
- [4] 张国毅,刘永坦.高频地波雷达的三维极化滤波[J].电子学报, 2000, 28(9):114-116.
- [5] H leong. Adaptive nulling of skywave interference using horizontal dipole antennas in a coastal surveillance HF surface wave radar system [A]. IEE Radar Conference [C], October 1997:26-30.

## 作者简介:

**张国毅** 男,1965年12月生于吉林省东丰县,1988年毕业于大连理工大学,任长春空军第二航空学院无线电教员。1996年于吉林工业大学获硕士学位,现在哈尔滨工业大学攻读博士学位,从事雷达检测与信号处理方面的研究。

**刘永坦** 男,1939年生,1958年毕业于清华大学。1979年作为出国访问学者到英国伯明翰大学工作。中国科学院院士,中国工程院院士,哈尔滨工业大学雷达与信号处理学科博士生导师,从事新体制雷达系统等方面的研究与教学工作,主持国防科工委国防科技研究项目“新体制雷达研究”获国家科技进步一等奖,多项重大科研课题研究已获部级科技进步二等奖八项,发表论文百余篇。