

高频地波雷达的三维极化滤波

张国毅, 刘永坦

(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150001)

摘要: 本文提出了采用三维正交极化接收天线对高频地波雷达天波干扰进行极化滤波的方法, 此法能在极化域和空域综合抑制二维正交极化滤波不能滤除的干扰. 为了进一步提高抗干扰能力, 文中给出了 x, y 分量最佳实数加权法, 理论证明这种加权法可以减小极化损失、有效提高滤波器输出 SINR、扩大极化域和空域内的干扰抑制范围.

关键词: 极化滤波; 干扰抑制; 超视距雷达; 极化损失

中图分类号: TN957.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 09-0114-03

Three Dimension Polarization Filtering of HF Ground Wave Radar

ZHANG Guo-yi, LIU Yong-tan

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A method of suppressing HF sky-wave interference in ground wave OTH radar is put forward, in which three dimension orthogonally polarized receiving antennas are utilized. The new technique can suppress the sky-wave interference which can't be handled in a two dimension orthogonal polarization filter. In order to further improve the interference suppression ability, an optimum weighting method is given. It is proved in theory that the weighting method can effectively decrease polarization loss, increase output SINR and enlarge interference suppression area in polarization domain and space domain.

Key words: polarization filter; interference suppression; OTH radar; polarization loss

1 引言

极化滤波能够利用信号和干扰的极化特征滤除那些在频域和空域不能抑制的干扰, 是现代雷达提高抗干扰能力的有效途径. 岸基高频地波雷达面临的主要是天波电台干扰, 当干扰频率处于雷达的工作频带内并且入射方向与雷达目标信号一致时, 频域或空域滤波便无能为力了, 这时极化滤波就成为最有效的办法. 对于高频地波雷达通常都采用垂直和水平线极化天线接收^[1,2]. 但是由于天波入射方向的随机性, 有些方位入射的干扰将无法通过二维极化滤波滤除. 在空间直角坐标系 $oxyz$ 中, 如图 1 所示, z 轴代表垂直极化天线轴向, x 轴代表水平极化天线轴向. 对于那些电场矢量平行于 yoz 平面的干扰, 在 x 轴向场分量为零, 由 x, z 轴向构成的二维极化接收只能接收到干扰的 z 分量, 这与 z 轴向垂直极化的高频地波雷达目标信号极化方向完全一致, 因此这类干扰无法通过极化方法滤除. 而且即使其它方向入射的干扰, 若在 x 轴向的场分量很小, 则接收的干扰信号的极化状态与目标信号的极化状态很接近, 这时由于极化损失的存在, 也将无法滤除. 这是二维极

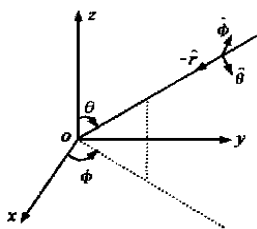


图1 三维坐标中的入射波

化滤波器的缺点. 若采用三维线极化接收, 即在 y 轴向再加一“水平”线极化天线, 则任意来向的空间电场矢量都不会丢失信息, 由 x, y, z 三个分量构成入射波极化矢量信号, 再构造一个与干扰正交的滤波极化矢量, 即可实现对极化域和空域干扰的综合滤波.

2 三维矢量极化滤波

假设入射到天线的电磁波为平面电磁波, 入射仰角为 θ , 方位角为 ϕ . 单位矢量 $\hat{e}_\theta, \hat{e}_\phi, \hat{e}_r$ 构成右手坐标系, 其中 \hat{e}_r 指向电波入射方向, \hat{e}_ϕ 指向 ϕ 增加的方向, 与 xoy 平面平行并且垂直于 \hat{e}_r , \hat{e}_θ 指向 θ 增加的方向, 在 $z - \hat{e}_r$ 平面内且垂直于 \hat{e}_r . 具有任意极化状态的入射波电场矢量都可以分解为 x, y, z 各分量^[3]

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi e^{j\phi_0} - \cos \theta \sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi e^{j\phi_0} + \cos \theta \cos \phi \\ -\sin \theta \sin \phi e^{j\phi_0} \end{bmatrix} = A e^{j\phi_0} \begin{bmatrix} \cos \theta \sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi e^{j\phi_1} \\ \cos \theta \sin \phi e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 A 为电场矢量幅值, θ 为幅度极化参数, ϕ_0 为相位极化参数, 由 θ, ϕ_0 决定入射波的极化状态^[4]; ϕ_1, ϕ_2 分别表示合成电场矢量的方位角与仰角, ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 分别为各分量的相对相位角. 由于这些参数既与极化参数有关又与空间参数有关, 因此

把 α 、 β 、 γ 、 δ 、 ϵ 、 ζ 称为极化空间参数. 为便于分析, 略去极化矢量的相对相位, 则干扰极化矢量表示为

$$E_i = A_i \begin{bmatrix} \cos \alpha_i \sin \beta_i \\ \sin \alpha_i \sin \beta_i e^{j\delta_i} \\ \cos \alpha_i e^{j\epsilon_i} \end{bmatrix} \quad (2)$$

构造与 E_i 具有相同形式的正交滤波极化矢量

$$H = B \begin{bmatrix} \cos \alpha_r \sin \beta_r \\ \sin \alpha_r \sin \beta_r e^{j\delta_r} \\ \cos \alpha_r e^{j\epsilon_r} \end{bmatrix} \quad (3)$$

正交条件为

$$\begin{cases} \alpha_r = \alpha_i \\ \beta_r = \beta_i \\ \delta_r = \delta_i \\ \epsilon_r = \epsilon_i + \pi \end{cases} \quad (4)$$

3 极化损失

由于干扰极化矢量并不总是与有用信号极化矢量正交, 或者说与干扰正交的滤波极化矢量与有用信号极化矢量经常不匹配, 这样极化滤波在滤除干扰的同时会使有用信号产生损失, 称之为极化损失. 设归一化信号极化矢量和滤波极化矢量分别为 E_e 和 H_r , 则归一化信号输出功率即极化损失表示为

$$m_i = |E_e^T \cdot H_r^*|^2 \quad (5)$$

对于岸基高频地波雷达, 由于远距离目标回波信号为垂直极化波, 且来波方向为水平方向入射, 即 $\alpha_e = \pi/2$ 、 $\beta_e = \pi/2$. 根据正交条件式(4)及式(1)中参数间的对应关系得

$$m_i = \sin^2 \beta_i = 1 - \sin^2 \alpha_i \sin^2 \beta_i \quad (6)$$

由上式可知, 极化损失只与干扰的幅度极化参数 β_i 和入射仰角 α_i 有关, 与信号极化参数及干扰入射方位角和相对相位角 δ_i 、 ϵ_i 无关. 具体分析如下:

(1) 当 $\beta_i = 0$, 即干扰为垂直入射时, 不管干扰为何种极化状态, 目标信号都无极化损失;

(2) 当 $\beta_i = \pi/2$ 时, 若要求 $|m_i| \leq 3\text{dB}$, 由式(6)求得 $\alpha_i \leq 45^\circ$; 当 $\alpha_i < \pi/2$ 时, β_i 要大于 45° . 这一现象可用图 2 表示在庞卡莱球上, 把 $|m_i| \leq 3\text{dB}$ 的极化域定义为抗干扰极化域. 显然对任何空间方位入射的信号, 抗干扰极化域 $\Omega = 2\alpha_i$ 最小为 90° , 即半个极化球面, 如图 2 中阴影所示. 图 2 中 H 代表水平极化, V 代表垂直极化, N 代表干扰极化.

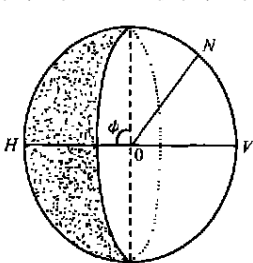


图 2 抗干扰极化域

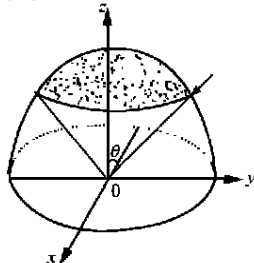


图 3 抗干扰空域

(3) 当 $\beta_i = \pi/2$ 时, 若要求 $|m_i| \leq 3\text{dB}$, 入射仰角应满足 $\alpha_i \leq 45^\circ$; 当 $\alpha_i < \pi/2$ 时, 极化损失小于 3dB 的空域要大于 45° . 同样把 $|m_i| \leq 3\text{dB}$ 的空域叫抗干扰空域. 显然对任意极化状态的干扰信号, 抗干扰空域角最小为 45° . 如图 3 中阴影所示. 无论是最小抗干扰极化域还是最小抗干扰空域都是由极化滤波算法本身决定的. 为了滤除更多的干扰, 必须增大抗干扰空域和抗干扰极化域. 下面就讨论对 x 、 y 分量加权增大抗干扰空域和抗干扰极化域的方法.

4 xy 加权增大抗干扰空域和抗干扰极化域

对 x 、 y 场分量加权的目的是改变干扰的极化空间状态, 因为目标信号无 x 、 y 分量, 只有 z 分量, 而干扰一般在三个轴向都有分量, 所以对 x 、 y 分量加权可以改变干扰的极化空间状态, 从而改变极化损失, 改变抗干扰空域或抗干扰极化域的大小. 根据极化损失式(6), 由于极化损失与相位角 δ_i 、 ϵ_i 无关, 所以只需正实数加权. 设加权值相同, 这样可使加权结果与干扰极化矢量方位角 α_i 无关. 若加权系数为 k (正实数), 加权后干扰的极化空间参数为 α'_i 、 β'_i 、 γ'_i 、 δ'_i 、 ϵ'_i , 由公式(1)得加权后干扰的各场分量为

$$Ak \cos \alpha_i \sin \beta_i = C \cos \alpha'_i \sin \beta'_i \quad (7a)$$

$$Ak \sin \alpha_i \sin \beta_i = C \sin \alpha'_i \sin \beta'_i \quad (7b)$$

$$A \cos \alpha_i = C \cos \alpha'_i \quad (7c)$$

将式(7)等式左右平方相加得

$$C^2 = (Ak)^2 \sin^2 \beta_i + A^2 \cos^2 \alpha_i \quad (8)$$

由式(7c)和式(8)得加权后极化损失 m'_i 为

$$m'_i = \sin^2 \beta'_i = \frac{k^2 \sin^2 \beta_i}{1 + (k^2 - 1) \sin^2 \beta_i} \quad (9)$$

为求最小抗干扰空域和最小抗干扰极化域, 首先应求出加权后信号极化损失等于 3dB 时干扰极化参数的临界方程. 当 $|m'_i| = 3\text{dB}$, 由式(9)解得

$$\sin^2 \beta_i = 1 / (k^2 + 1) \quad (10)$$

由式(6)和式(10)得加权前极化参数满足

$$\sin^2 \alpha_i \sin^2 \beta_i = k^2 / (k^2 + 1) \quad (11)$$

若要求干扰为任意极化状态时都能满足加权后极化损失小于 3dB 的条件, 应该在 $\beta_i = \pi/2$ 时求最小抗干扰空域角 α_i 的值, 这时由式(11)求得

$$\alpha_i = \sin^{-1} \left(\frac{k}{\sqrt{k^2 + 1}} \right) \quad (12)$$

表 1 最小抗干扰空域及抗干扰极化域

k	0	1/5	1/4	1/3	1/2	1	2	3	4	5	+
α_i	0°	11.3°	14°	18.4°	26.6°	45°	63.4°	71.6°	76°	78.7°	90°
β_i	0°	22.6°	28°	36.8°	53.2°	90°	126.8°	143.2°	152°	157.4°	180°

根据式(12)计算出不同权值所对应的最小抗干扰空域如表 1 所示. 当 $k > 1$ 时, 权值的微弱变化即可显著提高抗干扰空域; 但当权值较大时, 抗干扰空域的增加缓慢. 另外也应该注意当权值小于 1 时, 抗干扰空域会迅速缩小. 根据式(11)中 α_i 与 β_i 的对称性, 同样可求出最小抗干扰极化域角 $\beta_i = 2\alpha_i$ 如表 1 所示.

实际中权值的大小还表现在正交天线的有效高度和方向图上,因为实际处理的是电压信号,而接收电压与天线有效高度和方向图的乘积成正比.当各极化通道天线有效高度和方向图不一致时,就相当于极化矢量各分量加有不同权值,将会影响抗干扰空域和抗干扰极化域的大小.因此实际天线设计时应根据抗干扰空域和抗干扰极化域的要求合理选择天线有效高度和方向图形状.

5 SINR 处理增益

实际中噪声是不可避免的,加权虽然可以减小极化损失,但同时也使加权通道的噪声功率增加.这里的噪声应包括大气噪声、热噪声以及干扰的非极化部分,这些都是非极化波,不能通过极化滤波滤除.假设各极化通道的噪声为零均值并且统计独立,其平均功率都是^[2].若信号和干扰的输入功率分别为 P_s 和 P_i ,按滤波器输出干扰最小为原则,即滤波极化矢量与干扰正交,则不加权时输出的信号功率为 $P_{so} = P_s m_i$,干扰功率 $P_{io} = 0$.输出 SINR 为

$$\text{SINR} = \frac{P_{so}}{P_{io} + P_n} = \text{SINR} \cdot m_i \quad (13)$$

SINR 为输入信噪比, P_n 为输入噪声功率^[3].因所分析的目标信号为垂直极化信号,加权在 x, y 极化通道,加权后滤波器输出的信号功率 $P_o = P_s m_i$,噪声功率变为 $P_n(2k^2 + 1)$ ^[2].加权后滤波器输出的信干噪比

$$(\text{SINR}) = \frac{P_o}{P_n} = \frac{3}{2k^2 + 1} \text{SINR} \cdot m_i \quad (14)$$

由式(13)和式(14)得 SINR 处理增益表达式为

$$G = \frac{(\text{SINR})}{\text{SINR}} = \frac{3}{2k^2 + 1} \cdot \frac{m_i}{m_i} = \frac{3k^2}{(2k^2 + 1)[1 + (k^2 - 1)\sin^2 \theta_i]} \quad (15)$$

式(15)对 k 求导数得最大 SINR 处理增益时的最佳加权系数

$$k_{opt} = 2^{-(1/4)} \sqrt{|\text{ctg} \theta_i|} \quad (16)$$

根据最佳权系数绘出 G_{opt} 与 θ_i 和 ε_i 之间的函数关系曲线分别如图4、图5所示.图4说明了 SINR 处理增益总的变化趋势,其平均增益等于1.35.图5说明了 SINR 处理增益与干扰极化参数和空间参数之间的关系,曲线1,2,3,4,5,6,7,8,9分别对应于干扰入射仰角 θ_i 为 $0^\circ, 30^\circ, 20^\circ, 10^\circ, 8^\circ, 6^\circ, 4^\circ, 2.5^\circ, 2^\circ$.

最佳加权滤波是通过减小有用信号极化损失或降低信道噪声来提高 SINR,在信号损失较小时是以牺牲部分信号为代价提高 SINR,在信号损失较大时是靠减小极化损失提高 SINR 的.加权在一定程度上补偿了极化损失,扩大了在极化域和空域综合抑制干扰的能力,保证了信号的可靠检测.但应注意信干噪比的提高是有限的,当干扰与有用信号的极化空间参数接近时,即干扰接近垂直极化且入射仰角接近 90° 时,极化损失非常大,这时 SINR 很小,即使加权后 SINR 有所提高也保证不了信号检测的需要.因此在这种情况下就不能采用极化滤波,而应采用其它滤波手段,如空域滤波或频域滤波等.

6 结论

三维极化滤波能在极化域和空域综合抑制二维极化滤波不能滤除的干扰.对于垂直极化的雷达目标信号,其滤波极化损失只由干扰的幅度极化参数 ε_i 和入射仰角 θ_i 决定.采用 x, y 最佳实数加权可以有效提高滤波器输出 SINR,扩大极化域和空域的干扰抑制范围,增加信号检测能力.因此三维极化滤波及 x, y 最佳实数加权是岸基高频地波雷达抑制天波干扰更有效的方法.

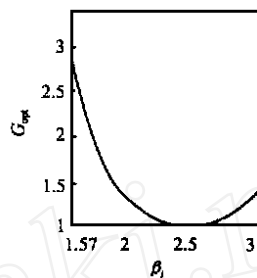


图4 SINR 处理增益与极化矢量仰角间的关系曲线

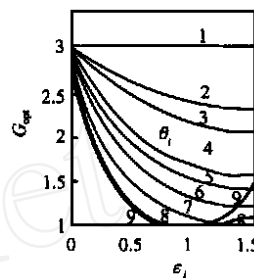


图5 SINR 处理增益与极化参数及空间参数间的关系曲线

参考文献:

- [1] J. M. Madden. The adaptive suppression of interference in HF ground wave radar [C]. IEEE International Conference Radar-87:98 - 102.
- [2] 乔小林. 高频地波超视距雷达的目标检测问题 [D]. 哈尔滨工业大学, 1991.
- [3] R. T. Compton, Jr., On the performance of a polarization sensitive adaptive array [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1981, AP-29: 781 - 725.
- [4] G. A. Deschamps. Geometrical representation of the polarization of a plane electromagnetic wave [C]. Proc. May 1951, IRE. 39:540 - 544.

作者简介:



张国毅 1965 年出生,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 1936 年出生,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,主持的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,获部级科技进步二等奖 8 项,发表论文百余篇.