

# 零相移瞬时极化滤波器

毛兴鹏, 刘永坦, 邓维波, 于长军, 马子龙

(哈尔滨工业大学电子与通信工程系, 黑龙江哈尔滨 150001)

**摘要:** 常规极化滤波方法会造成目标信号相位的改变, 滤波器参数的变化影响相移的大小, 进而导致相位失真. 为避免相位失真, 本文在普通单凹口、多凹口逻辑积极化滤波器的基础上提出零相移瞬时极化滤波器, 通过线性极化变换、普通极化滤波和相位(和幅度)的补偿实现目标相位(幅度)的保持. 实际数据的处理结果表明, 在抑制高频雷达电台干扰的实验中, 信干比改善可以达到27dB以上.

**关键词:** 信号处理; 极化; 滤波; 高频雷达

**中图分类号:** TN9571.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1495-04

## Null Phase Shift Instantaneous Polarization Filter

MAO Xingpeng, LIU Yongtan, DENG Wei2bo, YU Changjun, MA Zilong

(Dept of Electronics and Communication Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** Nomal methods of polarization filter change the phases of the target signal, and the difference of phase shift, which is affected by the difference of the filter parameters produces the phase distortion. Based on the nomal single notch and mult notch logical product polarization filter, a new type of polarization filter named Null Phase Shift Instantaneous Polarization (NPSIP) filter is proposed to avoid the phase distortion. The real phase (and amplitude) is kept through Linear Polarization Translation (LPT), nomal polarization filter and the compensation of the phase (and the amplitude). It is indicated from the experimentally derived data that the improvement of the signal to interference ratio (SIR) achieved more than 27dB in the experiment of HF radar for suppressing the radio interference.

**Key words:** signal processing; polarization; filtering; high frequency radar (HF radar)

## 1 引言

随着现代电子技术的发展, 极化信号处理作为时域、频域、空域信号处理的补充而获得越来越广泛的应用. 作为极化信号处理的主要组成部分, 极化滤波一般包括单凹口极化滤波、多凹口极化滤波<sup>[1]</sup>和自适应极化滤波<sup>[2]</sup>等. 在干扰与目标回波极化状态不同的情况下, 极化滤波技术可以有效的抑制干扰, 然而, 滤波结果的相位也发生了变化. 在处理过程中改变滤波器参数将等效于引入了不同的相移, 从而导致相位失真. 这一点限制了极化滤波技术的推广, 尤其在相雷达体系中限制了极化滤波技术的应用. 然而以往这一问题没有得到足够的重视. 为此, 本文在前人研究的基础上提出了一种新型的极化滤波器——零相移极化滤波器, 其相位保持功能可以有效拓展极化滤波理论的应用领域.

## 2 瞬时极化滤波器

### 2.1 瞬时极化滤波原理

设输入信号为目标回波和干扰信号的矢量和, 即为:

$E_i(t) + E_s(t)$ . 令  $H$  和  $V$  表示接收天线水平和垂直两个正交极化通道, 则干扰信号可表示为:

$$E_i(t) = \begin{bmatrix} E_i \cos E_i \exp(j X_0 t) & i_H \\ E_i \sin E_i \exp[j(X_0 t + D_i)] & i_V \end{bmatrix} \quad (1)$$

目标回波为:

$$E_s(t) = \begin{bmatrix} E_s \cos E_s \exp(j X_0 t) & i_H \\ E_s \sin E_s \exp[j(X_0 t + D_s)] & i_V \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,  $E_i$  和  $E_s$  分别为干扰和目标回波的极化角,  $D_i$  和  $D_s$  分别为干扰和目标回波的极化角相差. 根据极化滤波原理设计极化滤波器, 其传递函数为:

$$H_r(t) = \begin{bmatrix} H_r \cos E_r & i_H \\ H_r \sin E_r \exp(j D_r) & i_V \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中,  $E_r$  和  $D_r$  分别为滤波器矢量的极化角和极化角相差. 由此可知, 瞬时的极化滤波响应为:

$$E_o(t) = [E_i(t) + E_s(t)] \# H_r^H = E_i(t) \# H_r^H + E_s(t) \# H_r^H \quad (4)$$

式中  $\#$  代表 Hermite 转置, 即共轭转置. 滤波结果包含两部分, 分别和干扰、目标相关. 为简便起见, 设所有矢量的模为

一, 即  $|E_i| = |H_r| = 1$  (5)

考虑和干扰相关的部分有:

$$E_i(t) \# H_r^H = \cos E_i \cos E_r \exp(jX_0 t) + \sin E_i \sin E_r \exp[j(X_0 t + D_r - D_i)] \quad (6)$$

容易证明, 如果满足条件:

$$\begin{cases} E_i + E_r = P/2 \\ D_r - D_i = ? P \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{则 } E_i(t) \# H_r^H = 0 \quad (8)$$

式(8)说明此时可以完全滤除混合输入信号中的干扰分量, 这就是极化滤波的基本原理. 实际使用时, 应首先确定干扰的极化状态( $E_r, D_r$ )并由此求出滤波器响应( $E_i, D_i$ ).

## 2.1.2 极化滤波器对目标幅相特性的影响

进一步考虑此滤波器对目标的作用效果.

$$E_s(t) \# H_r^H = [\cos E_s \cos E_r + \sin E_s \sin E_r \exp(jD_r - jD_i)] \exp(jX_0 t) \quad (9)$$

考虑目标回波接近于垂直极化的情况, 即  $E_s \approx 90^\circ$ . 有

$$E_s(t) \# H_r^H \approx \sin E_s \sin E_r \exp(jD_r - jD_i) \exp(jX_0 t) \quad (10)$$

上式说明, 目标信号经过极化滤波后幅度和相位都发生了改变, 具体变化和极化滤波器凹口的位置有关. 幅度变化的大小取决于  $E_r$ , 相移的大小取决于  $D_r$ . 图 1 给出了普通极化滤波器处理的结果. 为清楚起见, 仿真中给定一个确定的目标和干扰信号, 目标极化状态( $E_s, D_s$ )对应为(89°, 60°), 干扰状态( $E_r, D_r$ )对应为(33°, 135°). 在图 1 中明显可以看出, 极化滤波后尽管滤波结果中的干扰分量被完全抑制掉了, 但滤波结果的幅值与原始信号之间存在着固定的比例关系, 而且滤波结果的相位与原始信号的相位有一个固定差.

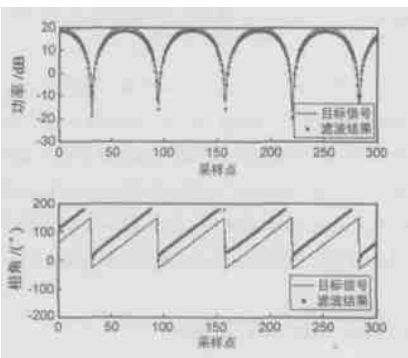


图 1 普通极化滤波结果

图 1 中明显可以看出, 极化滤波后尽管滤波结果中的干扰分量被完全抑制掉了, 但滤波结果的幅值与原始信号之间存在着固定的比例关系, 而且滤波结果的相位与原始信号的相位有一个固定差.

## 3 零相移瞬时极化滤波器

现代雷达中很多是相参雷达, 回波相位在信号处理过程中起着重要作用. 在使用普通极化滤波技术抗干扰的过程中, 干扰的极化状态常常是变化的, 这就要求采用不同参数的极化滤波器来彻底抑制干扰. 不同的滤波器参数造成处理结果中信号相移的不同, 相当于为后续处理带来相位失真. 此缺点限定必须在整个信号处理过程中使用同一参数的极化滤波器或者只能在确定不需要继续使用相位信息时(如高频雷达信号处理的最后一级)使用极化滤波器.

为更广泛的应用极化滤波方法, 必须设计出没有相位失真的极化滤波器, 称为零相移极化滤波器.

其基本原理见图 2.



图 2 零相移极化滤波器原理

实际应用中首先对回波信号进行线性极化变换<sup>[3,4]</sup>, 将目标回波的极化角变到垂直极化附近, 再进行普通的单凹口极化滤波, 滤波后对滤波结果进行幅相补偿.

### 3.1.1 线性极化变换原理

由式(9)可知, 当目标极化角任意时, 滤波结果的表达式比较复杂, 为此首先通过线性极化变换将目标信号的极化角变到垂直极化附近. 其数学表述如下:

令输入信号的极化状态为  $u$ , 线性极化变换后对应的极化状态为  $v$ , 设线性极化变换矩阵为  $M$ , 显然应该有:

$$v = M u \quad (11)$$

若  $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$ ,  $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ ,  $M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}$ , 为保证极化变换前后信号功率不变, 需要:

$$|M| = m_{11}m_{22} - m_{12}m_{21} = 1 \quad (12)$$

再取  $u, v$  的正交极化向量  $u_L, v_L$ ,

$$\text{显然, } v_L = M u_L \quad (13)$$

又根据正交极化的定义可知:

$$\begin{cases} u^H u_L = 0 \\ v^H v_L = 0 \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{取 } u_L = \begin{bmatrix} u_2^* \\ -u_1^* \end{bmatrix}, v_L = \begin{bmatrix} v_2^* \\ -v_1^* \end{bmatrix}.$$

将  $u, v$  和  $u_L, v_L$  的值分别代入式(11)、(13), 有

$$\begin{cases} v_1 = m_{11}u_1 + m_{12}u_2 \\ v_2 = m_{21}u_1 + m_{22}u_2 \\ v_2^* = m_{11}u_2^* - m_{12}u_1^* \\ -v_1^* = m_{21}u_2^* - m_{22}u_1^* \end{cases} \quad (15)$$

结合式(12)、(15)可求出:

$$M = \frac{1}{\sqrt{|u_1|^2 + |u_2|^2} \sqrt{|v_1|^2 + |v_2|^2}} \begin{bmatrix} u_1^* v_1 + u_2^* v_2 & u_2^* v_1 - u_1^* v_2 \\ u_1^* v_2 - u_2^* v_1 & u_1^* v_1 + u_2^* v_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

实际应用中应满足条件:

$$\arctg(v_2/v_1) \approx 90^\circ \quad (17)$$

同时, 应注意保证线性极化变换不引入附加的相移.

### 3.1.2 相位补偿和幅度补偿

经过线性极化变换后的输入信号为

$$E_{iL}(t) + E_{dL}(t) = M E_i(t) + M E_d(t) \quad (18)$$

对应求出此时干扰的极化状态( $E_{dL}, D_{dL}$ ), 根据式(10)可得到:

$$E_{dL}(t) \# H_{rL}^H \approx \sin E_{dL} \sin E_{rL} \exp[j(X_0 t + D_{dL})] \sin E_{rL} \exp(-jD_{dL}) \quad (19)$$

为补偿相角的变化, 需要根据使用的极化滤波器参数在滤波后乘上一个相移因子  $\exp(jD_{dL})$ . 滤波过程可表述为:

$$E_{dL}(t) \# H_{rL}^H \exp(jD_{dL}) \approx \sin E_{dL} \sin E_{rL} \exp[j(X_0 t + D_{dL})] \quad (20)$$

进一步考虑目标回波幅度受到的影响, 由式(19)知滤波结果的幅度相对于原始目标信号的垂直分量衰减了  $\sin E_{rL}$  倍, 为此可以再乘以一个幅度因子  $1/\sin E_{rL}$  将幅度补偿回原始大小, 此时滤波器输出为:

$$E_{sL}(t) \# H_{L}^H * \frac{\exp(jD_L)}{\sin E_{L_L}} \\ U \sin E_{L_L} \exp[j(X_0 t + D_L)] \sin E_{L_L} \exp(-jD_L) \frac{\exp(jD_L)}{\sin E_{L_L}} \\ = \sin E_{L_L} \exp[j(X_0 t + D_L)] \quad (21)$$

式中,  $\frac{\exp(jD_L)}{\sin E_{L_L}}$  为幅相调整因子。根据式 (21) 设计零相移极化滤波器进行滤波, 滤波结果的幅度和相位与原始目标信号的幅度和相位完全一致。如果只根据式 (20) 进行相位补偿, 则滤波结果的幅度有一定失真。

### 3.1.3 误差分析

实际上当目标信号极化角不能严格保证是  $90^\circ$  时,  $\cos E_{L_L}$   $\neq 0$ 。此时式 (21) 需改写成:

$$E_{sL}(t) \# H_{L}^H * \frac{\exp(jD_L)}{\sin E_{L_L}} = \sin E_{L_L} \exp[j(X_0 t + D_L)] + V \quad (22)$$

其中,

$$V = \cos E_{L_L} \operatorname{ctg} E_{L_L} \exp(jD_L) \quad (23)$$

对应于零相移极化滤波器滤波结果的绝对误差。相对误差的大小则表示为:

$$G = \operatorname{ctg} E_{L_L} \operatorname{ctg} E_{L_L} \quad (24)$$

见图 3,  $G$  是与目标和滤波器极化角密切相关的量, 要减小误差, 要求目标极化角越大, 同时滤波器极化角越大 (对应于干扰极化角越小)。这与极化滤波的基本原理是一致的。值得注意的是, 随着目标极化角或者滤波器极化角

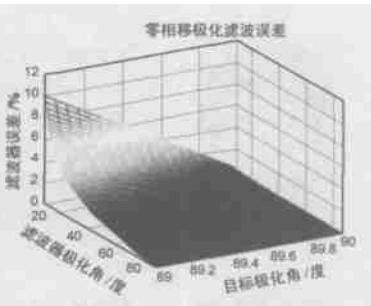


图 3 零相移极化滤波器的误差

的减小此误差迅速增加。实际应用中对滤波器极化角在  $[10^\circ, 90^\circ]$  范围内变化时, 需满足条件  $E_s \geq 89^\circ$ , 才能使误差限制在 10% 以内。

如果仅补偿相移, 而不对幅度进行补偿, 则滤波器的实际输出为:

$$E_{sL}(t) \# H_{L}^H * \exp(jD_L) = \sin E_{L_L} \sin E_{L_L} \exp[j(X_0 t + D_L)] \\ + \cos E_{L_L} \cos E_{L_L} \exp(jD_L) \quad (25)$$

此时理论上滤波结果的幅度并不等于实际目标的幅度, 而是相当于加上了幅度调制  $\sin E_{L_L}$ , 当且仅当滤波器的极化角变化不大时,  $\sin E_{L_L}$  约等于常数。

考虑滤波器实际输出与目标信号真实幅度的关系, 则绝对误差可以表示为:

$$V_c = \sin E_{L_L} (1 - \sin E_{L_L} \exp[j(X_0 t + D_L)] \\ - \cos E_{L_L} \cos E_{L_L} \exp(jD_L)) \quad (26)$$

相对误差的大小可以表示为:

$$G_c = \frac{+V_c}{\sin E_{L_L}} = 1 - \sin E_{L_L} + \operatorname{ctg} E_{L_L} \cos E_{L_L} \quad (27)$$

此时误差敏感于  $E_{L_L}$ , 可以求出在  $E_s \geq 89^\circ$  时  $E_{L_L}$  需要在  $[66^\circ, 90^\circ]$  范围内变化才能使最大误差小于 10%。故不补偿幅度的零相移极化滤波器仅适用于

$E_{L_L}$  变化较小或者  $E_{L_L}$  接近  $90^\circ$  的情况。

## 4 零相移极化滤波器的应用

上述为单凹口极化滤波对应的零相移处理方法, 实际上零相移的原理可广泛应用于各种需要进行极化滤波的场合, 下面介绍两个例子。

### 4.1 时变零相移单凹口极化滤波器

在实际应用中, 常常信号回波是不断变化着的, 这意味着干扰或者/ 和目标的极化状态可能随时在改变, 如果采用普通时变的滤波器, 由于每次滤波使用的参数不同, 将使每次滤波的结果加入不同的相位延迟。由于干扰极化状态的变化是随机的, 造成滤波器参数和相位延迟的随机性, 在相参雷达中, 这种相位失真不能允许的, 最终导致极化滤波的失败。而采用零相移单凹口极化滤波器, 其滤波器输出为:

$$E_{sL}(t) \# H_{L}^H \exp[jD_L(t)] U \sin E_{L_L}(t) \sin E_{L_L}(t) \\ \# \exp[j(X_0 t + D_L(t))] \quad (28)$$

或考虑幅度补偿的形式:

$$E_{sL}(t) \# H_{L}^H * \frac{\exp[jD_L(t)]}{\sin E_{L_L}(t)} = \sin E_{L_L}(t) \exp[j(X_0 t + D_L(t))] \quad (29)$$

无论哪种形式, 都将保证滤波结果不引入额外的相位失真, 从而进一步保证相参雷达信号处理的正确。

在实际应用中, 要根据目标、干扰以及雷达系统的具体特性采用不同手段实时估计干扰的极化状态<sup>[5,6]</sup>, 干扰极化状态估计的误差越小, 最后抗干扰的效果就越好<sup>[7]</sup>。

### 4.2 零相移多凹口极化滤波器

在干扰极化状态无法准确估计或者存在多干扰等更复杂的电磁环境中, 需要采用多凹口极化滤波器。将多凹口极化滤波器中的每个普通单凹口滤波器用本文提到的零相移单凹口极化滤波器代替就构成了零相移多凹口极化滤波器。此滤波器可避免在应用多凹口极化滤波器时引入额外的相移, 从而保证信号处理结果的正确性。

## 5 实验数据处理

在高频地波超视距雷达 (高频雷达) 抗电台干扰的实验中, 我们应用时变零相移极化滤波器对受电台干扰的信号进行了处理, 图 4 给出高频雷达速度域处理的最终结果。图 4(a) 是未使用极化滤波的传统速度域处理结果 (只使用垂直极化通道数据), 图中 ( $-28 \text{ m/s}$ ,  $125 \text{ dB}$ ) 附近的是电台干扰信号, ( $-10 \text{ m/s}$ ,  $112 \text{ dB}$ ) 和 ( $1 \text{ km/s}$ ,  $112 \text{ dB}$ ) 附近的是海杂波 Bragg 峰, ( $-6 \text{ m/s}$ ,  $112 \text{ dB}$ ) 和 ( $21.5 \text{ m/s}$ ,  $114 \text{ dB}$ ) 附近的是船目标信号; 图

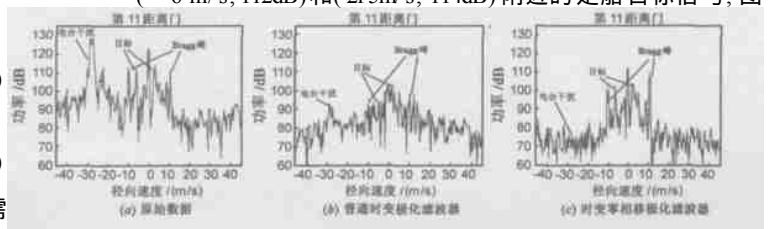


图 4 速度域处理结果

4(b) 是使用普通时变极化滤波器的速度域处理结果, 由于引入了随机的相移, 不仅干扰没有被有效抑制, 还抬高了噪声电平并产生许多毛刺; 图 4(c) 是使用时变零相移极化滤波器的速度域处理结果, 其极化滤波器参数设置与图 4(b) 完全相同, 但通过幅度和相位补偿避免幅度失真和相位失真, 明显抑制了干扰. 图 4(c) 中,  $(-28\text{ m/s}, 76\text{ dB})$  附近的是电台干扰信号, 船目标信号对应  $(-6\text{ m/s}, 103\text{ dB})$  和  $(21.5\text{ m/s}, 104\text{ dB})$ . 滤波后噪声基底也下降了  $10\text{ dB}$  以上, 干扰完全淹没在噪声中, 信干比分别由原来的  $-13\text{ dB}$  和  $-11\text{ dB}$  提高到  $27\text{ dB}$  和  $28\text{ dB}$ . 处理中使用真实的船目标回波数据.

为进一步考察零相移极化滤波器的滤波效果, 通过仿真程序对速度与干扰峰基本重合或者完全重合的船目标信号分别进行了模拟, 处理结果表明, 无论何种情况时变零相移极化滤波器都可以取得良好的滤波效果. 图 5 给出目标和干扰峰基本重合时的情况, 图中  $-30\text{ m/s}$  附近为仿真目标,  $-28\text{ m/s}$  附近是干扰信号谱峰. 很明显极化滤波前的信干比在  $-10\text{ dB}$  左右, 而极化处理后信干比提高到接近  $30\text{ dB}$ , 信干比改善在  $40\text{ dB}$  左右.

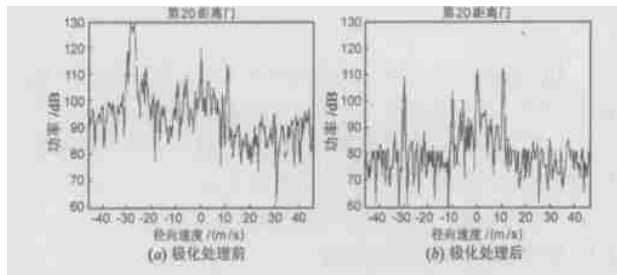


图 5 仿真目标时变零相移极化滤波处理结果

## 6 结束语

本文提出的零相移极化滤波器通过相位和幅度补偿, 避免了普通极化滤波器可能带来的相位失真, 从而使极化滤波器可以更有效的应用于高频雷达等相参雷达系统中. 由零相移单凹口极化滤波器发展得到的时变零相移单凹口极化滤波器和零相移多凹口极化滤波器已在高频雷达抗电台干扰的实验中取得了明显的抗干扰效果, 实际处理中信干比改善可达  $27\text{ dB}$  以上. 值得注意的是, 补偿误差随着目标极化角偏离垂直极化程度的增加急剧增加, 实际应用中需要严格考察其适用条件和误差的大小.

## 参考文献:

- [1] A J Poelman, J R F Guy. Multinotch logic product polarization suppression filters: a typical design example and its performance in a rain clutter environment [J]. Pro IEE Pt F, 1984, 131(4): 383-396.
- [2] D Giulio. Suboptimum adaptive polarisation cancellers for dual polarisation radars [J]. Pro IEE Pt F, 1988, 135(1): 60-72.
- [3] 张国毅, 刘永坦. 实数加权极化变换法 [J]. 电子学报, 2000, 28(3): 69-72.
- [4] A J Poelman. Polarisation vector translation in radar systems [J]. IEE Proc Pt F, 1983, 130(2): 161-165.
- [5] Yongtan Liu, Rongqing Xu, Ning Zhang. Progress in HFSWR Research at Harbin Institute of Technology [A]. Proc of Int Radar Conf [C]. Australia: IEEE, 2003. 522-528.
- [6] Mao Xingpeng, Liu Yongtan, Deng Weibo. Radio disturbance of high frequency surface wave radar [J]. Electron Lett, 2004, 40(3): 202-203.
- [7] 毛兴鹏, 刘永坦. 极化滤波技术的有效性研究 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2002, 34(4): 577-580.

## 作者简介:



毛兴鹏 男, 1972 年生于辽宁省盘锦市, 1993 年毕业于东北师范大学无线电电子学专业, 1999 年于哈尔滨工业大学获硕士学位, 现攻读博士学位. 现任哈尔滨工业大学(威海)副教授, 从事极化信号处理、雷达信号处理、弱信号检测等方面的研究. Email: MXP999@163.COM



刘永坦 男, 1936 年生于江苏省南京市, 中国科学院院士, 中国工程学院院士, 哈尔滨工业大学博士生导师, 教授.

邓维波 男, 1962 年生于黑龙江省哈尔滨市, 哈尔滨工业大学教授, 博士生导师.

于长军 男, 1962 年生于黑龙江省伊兰县, 哈尔滨工业大学教授.

马子龙 男, 1964 年生于内蒙古兴安盟, 哈尔滨工业大学副教授.