

实数加权极化变换法

张国毅, 刘永坦

(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150001)

摘 要: A.J. Poelman 等曾提出一种基于非线性极化变换的滤波方法, 能有效提高极化滤波的抗干扰能力, 但其算法随非线性程度的增加会变得越来越复杂. 为此本文提出一种单通道实数加权极化变换方法, 该算法具有结构简单, 易于硬件实现的特点. 文中给出按输出干扰最小为准则的极化滤波器的固有抗干扰能力只有 50%, 即只能在极化域内滤除一半的干扰, 当采用上述极化变换法后, 根据信号极化状态的不同抗干扰能力可以提高到 57.7 ~ 100%. 最后文中还讨论了算法参数的估计问题.

关键词: 极化滤波; 抗干扰; 极化损失

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2000) 03-0069-04

Real Weighting Polarization Vector Translation

ZHANG Guo-yi, LIU Yong-tan

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A nonlinear polarization vector translation method has been proposed by Poelman, which can effectively increase the interference suppression ability of the polarization filter. But the algorithm becomes more complicated as the nonlinear degree increases. Thus in this paper, a real weighting polarization vector translation method is put forward, which is simple and suitable for realizing in reality. It is shown that the intrinsic interference suppression capability of a polarization filter based on the rule of minimum interference output is only 50%. In other words, only half of the interference in polarization domain can be filtered out. By using the new method, the interference suppression capability of the filter is improved from 57.7% to 100% corresponding to different polarization states of the desired signal.

Key words: polarization filtering; interference suppression; polarization mismatch loss

1 引言

在极化域内信号与干扰间极化状态上的差别, 或者说在庞卡莱极化球上信号与干扰之间的球面距离从根本上决定了任何极化滤波器对干扰的抑制能力. A.J. Poelman 提出的多凹口逻辑积 (MLP) 极化滤波器^[1] 能够从根本上提高滤波器的抗干扰能力, 但实现较复杂, 后来又提出一种基于非线性极化变换的单凹口极化滤波器^[2], 大大减小了实现的复杂程度, 但其算法随非线性程度的增加变得越来越复杂. 本文提出一种实数加权极化变换法, 能够增大信号和干扰之间的球面距离, 减小极化损失, 从根本上提高滤波器的抗干扰能力, 并且算法更加简单, 非常适于实时处理.

一般情况下, 衡量极化滤波器的抗干扰能力都是在时域或频域内进行的, 通常用滤波器输出信号干扰噪声比 (SINR) 或干扰抑制前后干扰加噪声的功率之比 (RINP) 来衡量. 对于具有不同极化状态的干扰的滤波能力至今还没有得到充分描述, 为此本文定义了抗干扰极化空间的概念, 用以描述极化滤波在极化域内对不同极化状态的干扰的抑制能力. 对于按输

出干扰功率最小为准则的极化滤波器, 分析得出其固有抗干扰极化空间只有 50%, 这意味着在极化域内只有一半的干扰能被滤出. 因此衡量极化滤波器的滤波能力应从两方面综合考虑: 一是在时域或频域内用输出信号干扰噪声比来衡量, 这是用来比较对具有特定极化状态的某一干扰的滤波能力; 二是在极化域内用抗干扰极化空间来衡量, 这一指标反映了对具有不同极化状态的干扰的滤波能力. 本文在分析了极化滤波器固有抗干扰极化空间的基础上, 给出了对输入信号矢量实数加权进行极化分离的方法, 然后详细分析了最佳加权系数及加权后的极化损失和最大抗干扰极化空间, 最后给出了最佳加权系数的估计方法. 理论证明这一加权法既能提高对具有特定极化状态的某一干扰滤波时的输出 SINR, 又能提高抗干扰极化空间, 二者是相辅相成的.

2 极化滤波固有的抗干扰能力

众所周知, 极化滤波器是利用信号与干扰在极化状态上的差别实现对干扰滤波的, 信号与干扰在极化球上的球面距

离决定了极化损失的大小,如果滤波的目的是使输出干扰最小,则滤波极化矢量与干扰极化矢量正交,这时极化不匹配损失简称极化损失表示为^[3]

$$m_p = \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \right) = \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (1)$$

式(1)中 θ 为在庞卡莱球上代表信号极化状态的点与干扰极化状态的点间的大圆弧所对应的圆心角,称为球面距离.由式(1)可知,当 $\theta = 0$ 时,极化损失(绝对值 dB,下同)为无穷大,信号极化矢量与干扰极化矢量重合,滤波器在滤出干扰的同时也将信号全部滤除;当 $\theta = \pi/2$ 时,极化损失最小

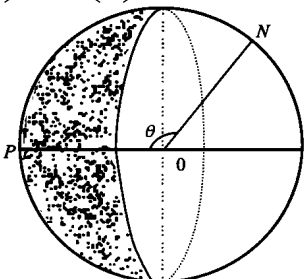


图1 抗干扰极化空间

为零分贝,这时信号极化矢量与干扰极化矢量正交,干扰被全部滤除,而信号却无衰减;当 $\theta = \pi/2$ 时,信号被衰减三分贝.若要求滤波器衰减小于 3dB,则信号与干扰的球面距离应满足 $\theta \geq \pi/2$.用庞卡莱球表示为图1中无阴影区域.图1中, P 点为信号极化状态, N 点代表干扰极化状态.当 $\theta \geq \pi/2$ 时, N 点必须处于过球心 O 点且垂直于矢量 OP 的大圆为分界线的右半球面上.若假设干扰源的极化状态在球面上均匀分布,这意味着极化滤波在满足信号极化损失要求的条件下,只有一半的干扰能被滤出,另一半的干扰则不能被滤出.这一抗干扰能力可以用 $m_p \geq -3$ dB 的球面积占整个极化球面积的百分比形象地表示出来,这里把它定义为抗干扰极化空间.显然极化滤波的抗干扰极化空间为 50%,这是极化滤波固有的抗干扰能力.从这一指标看,极化滤波的抗干扰能力还是很有限的,因此应采取措施提高抗干扰极化空间.

从式(1)看出,为减小极化损失,必须设法增加 N、P 两点间的球面距离,若能找到一种变换使原来球面距离小于 $\pi/2$ 的两极化点,经变换后两极化点间的球面距离大于 $\pi/2$,则原来不能被滤出的干扰,经变换后便能通过极化滤波滤出,这样就增大了抗干扰极化空间.从这一思想出发,本文采取对输入信号(信号加干扰)进行实数加权的极化分离方法,有效地降低了极化损失,提高了抗干扰极化空间.

3 极化状态分离方法

在下面的分析中,所有信号都设为单色或者完全极化滤,极化矢量均采用水平 H、垂直 V 线极化基表示,归一化信号极化矢量 E_i 及干扰极化矢量 H_n 表示为

$$E_i = \begin{bmatrix} \cos \epsilon_i & i_H \\ \sin \epsilon_i \cdot e^{j\delta_i} & i_V \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$H_n = \begin{bmatrix} \cos \epsilon_n & i_H \\ \sin \epsilon_n \cdot e^{j\delta_n} & i_V \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(2)中 ϵ_i 为信号极化矢量的垂直极化分量与水平极化分量幅度之比的反正切角, δ_i 为两分量的相对相位差,同样式(3)中 ϵ_n 和 δ_n 分别为与干扰极化矢量幅度和相位有关的极化参

数,它们的取值范围为 $0 \leq \epsilon_i, \epsilon_n \leq \pi/2, 0 \leq \delta_i, \delta_n \leq 2\pi$,信号点 P 和干扰点 N 的极化参数在庞卡莱极化球^[4]上构成了球面三角形见图2,图中 H 代表水平极化点.由球面三角形余弦定理^[5]得 N、P 两点间的球面距离为

$$\cos \theta = \cos 2\epsilon_i \cos 2\epsilon_n + \sin 2\epsilon_i \sin 2\epsilon_n \cos(\delta_i - \delta_n) \quad (4)$$

首先考虑对输入信号矢量 ($E_i + H_n$) 的水平分量进行复数加权,加权系数为 $ke^{j\delta_i}$, k 为正实数.由于球面距离只与两矢量的相对相差即 ϵ_i 与 ϵ_n 的差有关,相位加权 H_n 后并不改变两矢量的相对相位的差,因此不需进行复数加权,下面的分析只对输入信号进行实数

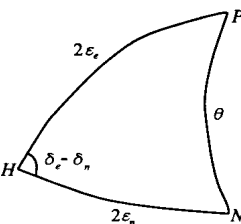


图2 球面三角形

加权.设加权后信号与干扰的极化参数变为 ϵ_i' 和 ϵ_n' ,而相差 $\delta_i - \delta_n$ 不变,显然加权前后的极化参数间的关系为

$$\tan \epsilon_i' = \frac{1}{k} \tan \epsilon_i \quad (5)$$

$$\tan \epsilon_n' = \frac{1}{k} \tan \epsilon_n \quad (6)$$

加权后的极化点 N'、P' 间的球面距离为

$$\cos \theta' = \cos 2\epsilon_i' \cos 2\epsilon_n' + \sin 2\epsilon_i' \sin 2\epsilon_n' \cos(\delta_i - \delta_n) \quad (7)$$

将关系式(5)、(6)代入式(7)得

$$\cos \theta' = \frac{(k^2 - a^2)(k^2 - b^2) + 4k^2 ab \cos \theta}{(k^2 + a^2)(k^2 + b^2)} \quad (8)$$

式中 $a = \tan \epsilon_i$, $b = \tan \epsilon_n$,

同理式(4)经简单运算变为

$$\cos \theta = \frac{(1 - a^2)(1 - b^2) + 4ab \cos \theta}{(1 + a^2)(1 + b^2)} \quad (9)$$

为比较 θ' 与 θ 的大小,需构造一个比较函数,设比较函数 $f(k)$ 为

$$f(k) = \cos \theta' - \cos \theta \quad (10)$$

将式(8)、(9)代入式(10),化简后得

$$f(k) = \frac{2c}{(1 + a^2)(1 + b^2)} \cdot w(k) \quad (11)$$

式中 $c = a^2 - 2ab \cos \theta + b^2$,

$$w(k) = \frac{k^4 - (1 + a^2 b^2)k^2 + a^2 b^2}{(k^2 + a^2)(k^2 + b^2)} \quad (12)$$

因为 $c = a^2 - 2ab \cos \theta + b^2 = (a - b)^2 + ab(1 - \cos \theta) > 0$,

所以只需分析 $w(k)$ 的性质.对式(12)求得 $k \geq 0$ 时的驻点

$$k_{opt} = \sqrt{ab} = \sqrt{\tan \epsilon_i \tan \epsilon_n} \quad (13)$$

分析式(11)、(12)得,当 k 按上式计算时, $w(k)$ 取得最小值, $f(k)$ 取得最小值, $\cos \theta'$ 取得最大值,此时极化损失最小,抗干扰极化空间最大,因此上式为最佳权值表达式.注意最佳权值与相差无关.

4 极化损失和抗干扰极化空间

4.1 极化损失

由式(1)得加权前及最佳加权后的极化损失分别为

$$m_p = \frac{1}{2} (1 - \cos \theta) \quad (14)$$

$$m_p = \frac{1}{2} (1 - \cos \theta) \quad (15)$$

将式(4)代入式(14)得

$$m_p = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\epsilon_e \cos 2\epsilon_n - \sin 2\epsilon_e \sin 2\epsilon_n \cos \phi) \quad (16)$$

将式(8)、(13)代入式(15),化简后得

$$m_p = \frac{a^2 + b^2 - 2ab \cos \phi}{(a+b)^2} = \frac{\tan^2 \epsilon_e + \tan^2 \epsilon_n - 2 \tan \epsilon_e \tan \epsilon_n \cos \phi}{(\tan \epsilon_e + \tan \epsilon_n)^2} \quad (17)$$

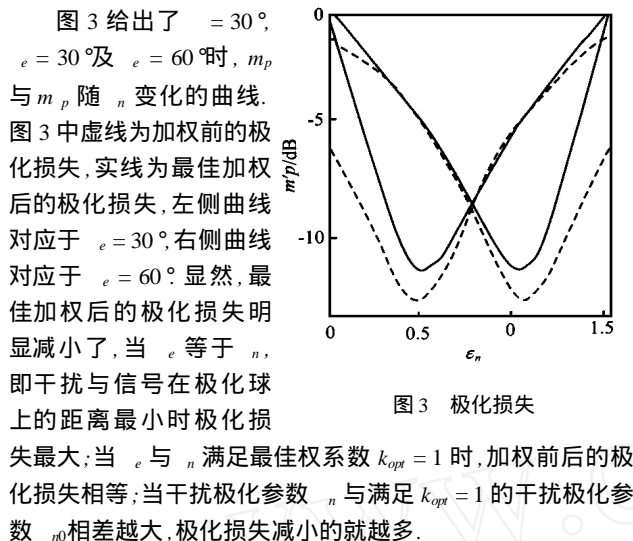


图3 极化损失

4.3 抗干扰极化空间

为求抗干扰极化空间,应使变换后信号的极化损失 $m_p \geq -3\text{dB}$,即信号与干扰两极化点间的距离 $\geq \sqrt{2}$,由 $\geq \sqrt{2}$ 可求出在满足极化损失要求条件下变换之前信号与干扰两极化点间的球面距离的临界值,然后计算 $m_p \geq -3\text{dB}$ 时的球面积与整个极化球面积的百分比即得抗干扰极化空间。将式(13)及 $\geq \sqrt{2}$ 代入式(8)得方程

$$b^2 - 2a(1 + 2\cos \phi)b + a^2 = 0 \quad (18)$$

方程(18)的解分下列三种情况:

(1)当 $-\sqrt{2} < \phi < \sqrt{2}$ 时,方程有两个不相等实根

$$b = [(1 + 2\cos \phi) \pm \sqrt{\cos^2 \phi + \cos^2 \phi}] J \cdot a \quad (19)$$

在式(19)中,当 $n > e$ 时取正号,当 $n < e$ 时取负号。则式(19)还原为

$$\tan \epsilon_{n1} = \sqrt{1 + 2\cos \phi} + 2 \sqrt{\cos^2 \phi + \cos^2 \phi} J \tan \epsilon_e \quad (20)$$

$$\tan \epsilon_{n2} = \sqrt{1 + 2\cos \phi} - 2 \sqrt{\cos^2 \phi + \cos^2 \phi} J \tan \epsilon_e \quad (21)$$

式(20)、(21)中 $n_1 > n_2$; 当 $n_2 < n < n_1$ 时,最佳变换后的极化损失 $m_p < -3\text{dB}$; 当 $n \leq n_2$ 或 $n \geq n_1$ 时, $m_p \geq -3\text{dB}$ 。

(2)当 $\phi = \pm \sqrt{2}$ 时,方程只有一个根

$$b = a, \text{ 即 } \tan \epsilon_n = \tan \epsilon_e, \epsilon_n = \epsilon_e$$

此时,极化损失 $m_p = -3\text{dB}$ 。其几何意义是在 $\phi = \pm \sqrt{2}$ 的大圆周上,对任意极化参数为 ϵ_e 的信号,当干扰 $\epsilon_n = \epsilon_e$ 时,经最佳变换后都变换到 $\epsilon_e = \sqrt{2}$ 及 $\epsilon_n = \sqrt{2}$ 的点上,这时 $\phi = \sqrt{2}$; 对于 $\epsilon_n = \epsilon_e$ 的任意干扰点,经最佳变换后干扰与信号点间的距离 $\geq \sqrt{2}$,其极化损失 $m_p > -3\text{dB}$ 。

(3)当 $-\sqrt{2} \leq \phi \leq -\sqrt{2}$ 或 $\sqrt{2} \leq \phi \leq \sqrt{2}$ 时,方程无解。此时

对任意的信号和干扰,经最佳变换后信号极化点与干扰极化点间的距离 $\geq \sqrt{2}$ 。以上分析可参考图5,图5中 H 代表水平极化, V 代表垂直极化, P 为信号极化点,过点 HN 的大圆与过点 HP 的大圆正交。注意过 HN 的大圆不是线极化状态,因为图中 $\phi = \epsilon_e - \epsilon_n, \phi = \sqrt{2} - \epsilon_n$ 。

为求抗干扰极化空间,需建立直角坐标如图4所示。由以上分析可知,

对任意信号点 P 当干扰极化点 N 处于 xoy 平面的下半球面上时, $\phi > \sqrt{2}$,极化损失 $m_p > -3\text{dB}$,可见下半球面都属于抗极化空间,因此下面的分析只需考虑上半球面的抗干扰情况。为此要建立上半球面任意干扰极化点的直角坐标的参数方程,可以仿照 Stokes 极化矢量和直角坐标之间的关系建立参数方程。

首先求极化矢量为 $H = [\cos \epsilon_e \sin \epsilon_e \cdot e^j]^T$ 的 Stokes 矢量。根据文献[6]的计算公式容易得出

$$g_0 = |H_H|^2 + |H_V|^2 = 1$$

$$g_1 = |H_H|^2 - |H_V|^2 = \cos 2\epsilon_e$$

$$g_2 = 2R_e L_{H_H^* H_V} = \sin 2\epsilon_e \cos \phi$$

$$g_3 = 2I_m L_{H_H^* H_V} = \sin 2\epsilon_e \sin \phi$$

在图5的坐标系中与上述类似,可建立如下参数方程

$$\begin{cases} x = \cos 2\epsilon_n \\ y = \sin 2\epsilon_n \cos \phi \\ z = \sin 2\epsilon_n \sin \phi \end{cases} \quad (22)$$

下面求 $n_2 \leq n \leq n_1$ 时的球面积 S_1 。由曲面面积积分公式得

$$S_1 = \iint_{\Omega} \left[\left(\frac{\partial(x, y, z)}{\partial(\epsilon_n, \phi)} \right)^2 + \left(\frac{\partial(z, x)}{\partial(\epsilon_n, \phi)} \right)^2 + \left(\frac{\partial(x, y)}{\partial(\epsilon_n, \phi)} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} d\epsilon_n d\phi \quad (23)$$

将式(22)代入式(23)化简得

$$S_1 = \int_0^{\sqrt{2}} \frac{32(1 + 2\cos \phi) \sqrt{\cos^2 \phi + \cos^2 \phi} \tan^2 \epsilon_e}{(1 - \tan^2 \epsilon_e)^2 + 4(1 + 2\cos \phi)^2 \tan^2 \epsilon_e} d\epsilon_e \quad (24)$$

则最佳加权后的抗干扰极化空间为

$$= \frac{S - S_1}{S} = (1 - \frac{1}{4} S_1) \times 100\% \quad (25)$$

式中 S 为球的全面积。图5给出了对应于信号为不同极化状态时的抗干扰极化空间,由此可得出以下结论:

(1)最佳加权后的抗干扰极化空间只由信号极化参数 ϵ_e 决定,与干扰极化参数 ϵ_n 及 $\phi = \epsilon_e - \epsilon_n$ 的大小无关;

(2)对水平或垂直线极化信号 $\epsilon_e = 0$ 或 $\epsilon_e = \sqrt{2}$,最大抗干扰极化空间提高到 100 %;

(3)对于 $\epsilon_e = \pm \sqrt{2}$ 的椭圆极化信号(包括左旋圆极化和右旋圆极化),最大抗干扰极化空间为 57.7 %,比极化滤波固有的抗干扰极化空间提高了 7.7 %,这时提高的程度最小;

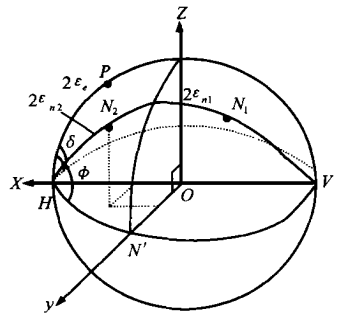


图4 庞卡莱极化球

(4) 对于其它极化状态的信号, 抗干扰极化空间介于 57.7 % 到 100 % 之间. 对于不同极化状态的信号, 所能提高的抗干扰极化空间的程度是不同的, 因此雷达设计时应根据抗干扰极化空间的要求, 相应地选择不同极化状态的发射信号. 但是应该注意这里分析的信号是指接收天线所收到的有用信号, 而不是发射信号, 发射信号和接收信号之间由目标散射矩阵相关联^[7].

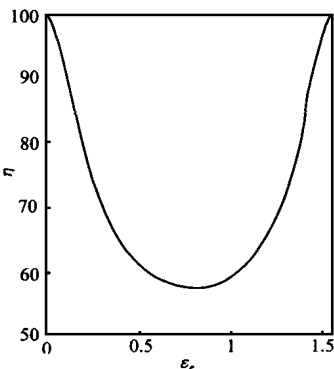


图 5 最佳抗干扰极化空间

由上述分析可知相量最佳加权法显著地提高了抗干扰极化空间, 增加了极化滤波在极化域内的干扰抑制范围, 由于加权的目的在于增大信号与干扰的球面距离, 因此该方法在增加抗干扰极化空间的同时也降低了极化损失, 即提高了滤波器输出的 SINR.

5 最佳权系数的估计

最佳权系数 k 可根据垂直极化与水平极化通道内, 有信号存在时的输入信号 (信号加干扰) $X_H(t)$ 、 $X_V(t)$ 和无信号存在时的干扰信号联合估计. 各信号表示式如下:

$$X_H(t) = E_H(t) + H_H(t) \quad (26)$$

$$X_V(t) = E_V(t) + H_V(t) \quad (27)$$

$$E_H(t) = R_H(t) + jI_H(t) \quad (28)$$

$$H_H(t) = P_H(t) + jQ_H(t) \quad (29)$$

$$E_V(t) = R_V(t) + jI_V(t) \quad (30)$$

$$H_V(t) = P_V(t) + jQ_V(t) \quad (31)$$

式中 $R_H(t)$ 、 $I_H(t)$ 分别为水平极化通道内信号 $E_H(t)$ 的实部和虚部, $P_H(t)$ 、 $Q_H(t)$ 分别为水平极化通道内干扰 $H_H(t)$ 的实部和虚部, $R_V(t)$ 、 $I_V(t)$ 分别为垂直极化通道内信号 $E_V(t)$ 的实部和虚部, $P_V(t)$ 、 $Q_V(t)$ 分别为垂直极化通道内干扰 $H_V(t)$ 的实部和虚部. 为表示方便, 在下面的表示式中省略了时间参数符号 (t) . 根据 ϵ_e 及 ϵ_n 的定义, 由式 (13) 得

$$k^2 = \frac{|E_V|}{|E_H|} \cdot \frac{|H_V|}{|H_H|} \quad (32)$$

式中符号 $||$ 表示瞬时模值, 由式 (26) ~ (31) 得:

$$\begin{aligned} |X_H|^2 &= (R_H + P_H)^2 + (I_H + Q_H)^2 = (R_H^2 + I_H^2) + (P_H^2 + Q_H^2) \\ &= |E_H|^2 + |H_H|^2 \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} |X_V|^2 &= (R_V + P_V)^2 + (I_V + Q_V)^2 = (R_V^2 + I_V^2) + (P_V^2 + Q_V^2) \\ &= |E_V|^2 + |H_V|^2 \end{aligned} \quad (34)$$

式 (33)、(34) 的推导过程中, 假设信号与干扰不相关. 由式 (33)、(34) 得

$$k = \left[\frac{(|X_V|^2 - |H_V|^2) + |H_V|^2}{(|X_H|^2 - |H_H|^2) + |H_H|^2} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (35)$$

此式即为由输入信号 (有用信号加干扰) 和干扰表示的最佳权

系数, 若信号和干扰为平稳随机过程, 则式中各平方项可用平均功率表示, 由于表示式比较复杂, 对其统计特性的理论分析比较困难, 数字仿真表明权系数为无偏估计.

图 6 给出了最佳权系数 k 的算法程序框图. 图中符号 $||$ 表示瞬时模值, CHS 表示改变符号, V/H 表示垂直极化通道信号除以水平极化通道信号. 求得最佳权系数 k 的值后, 再与水平极化通道的输入信号 $X_H(t)$ 及 $H_H(t)$ 加权, 加权后与垂直极化通道信号 $X_V(t)$ 、 $H_V(t)$ 一起送入极化滤波器进行极化滤波, 其中 $kH_H(t)$ 、 $H_V(t)$ 用于估计干扰的极化参数, 以便产生与其正交的极化滤波矢量, 滤波后得到干扰被抑制的输出 $S_c(t)$, 可用于信号检测及 CFAR 处理. 加权系数 k 可以加到水平极化通道, 也可以加到垂直极化通道, 在垂直极化通道内加权系数相当于 $1/k$, 所得结果与水平极化通道内加权系数 k 相同. 由于实际中信号与干扰并非严格平稳, 因此积分时间要受信号相关时间的限制, 在相关时间内积分时间越长, 估计精度越高.

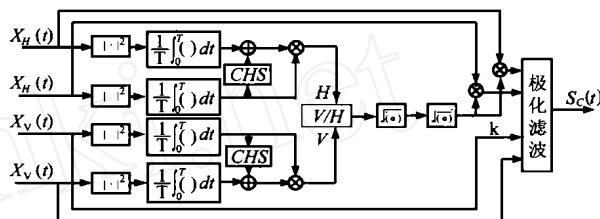


图 6 最佳权系数算法流程框图

6 结论

上述分析指出在极化域内, 极化滤波固有的抗干扰能力是非常有限的, 对于按输出干扰最小为准则的极化滤波器, 其抗干扰极化空间只有 50 %, 因此如何提高极化域内极化滤波的抗干扰极化空间将是极化雷达以及一切应用极化技术的通信系统未来的一个发展方向.

本文给出的实数加权极化变换法, 可以作为在极化滤波之前对信号的预处理, 能够有效地减小极化损失, 提高抗干扰极化空间. 但对不同极化状态的信号所能提高的抗干扰极化空间的程度是不同的, 对圆极化信号提高程度最小, 对水平和垂直极化信号提高程度最大, 因此极化雷达应根据对抗干扰极化空间的要求相应地选择不同极化状态的发射信号. 在实际应用中最有意义的是最佳权系数可以由输入信号直接估计, 而且算法结构简单, 易于硬件实现.



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专业教员. 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.

(下转第 42 页)

散射矩阵的能量不变性约束。一般而言,若收、发天线系统极化基之间的不一致性(这种不一致性可以用 i 和 r 之间的极化状态距离来衡量^[10],限于篇幅,此处不予详述)越强,Cameron 修正法造成的散射矩阵的能量损失就越大;反之亦然。(2)由 可以看出,Cameron 修正散射矩阵总是比 Frobenius 修正散射矩阵更接近于实测值,这一点验证了 Cameron 修正法的最优性^[5]。(3)由 可以看出,Cameron 修正法与 Frobenius 修正法的性能优劣与散射矩阵真值、收发极化基间的不一致性等因素有关,通常不能一概而论;在收、发天线系统极化基不一致性较弱时,二者的性能相差不多。

表 1 散射矩阵修正性能比较结果

i	0.1	0.1	$0.1 + 0.1j$	$0.1j$	0.3	0.01
r	0.01	-0.1	$-0.1 + 0.1j$	-0.1	$0.1 + 0.2j$	-0.3
	.9974	.9870	.9871	.9935	.9757	.9700
	.9735	.9403	.9408	.9578	.9165	.9084
	1.0003	1.1427	.9937	.9969	.9879	1.0046

随着极化信息在现代雷达技术领域中的应用日益深入广泛,雷达目标极化特性的研究已经受到国内外学术界的普遍重视,作为目标极化特性研究的信息获取手段和理论验证工具,目标极化散射矩阵精确测量技术也成为一研究热点。在目标极化散射矩阵测量过程中,对于大多数待测目标而言,散射矩阵的对称性是极为重要的先验信息,因而目标互易性修正就成为测量校准过程的一个不可或缺的重要环节。在实际的极化散射矩阵测量过程中,导致目标互易性受到破坏的因素很多、也很复杂,往往难以用统一的模型来描述,这就需要针对不同的情况具体分析散射矩阵的变质原因,建立相应的数学模型,进而得到有效的修正算法。

本文详细研究了目标互易性修正的 Frobenius 范数法。同目标互易性修正的最优算法——Cameron 平均法相比,Frobenius 范数法是一种“局部”最优算法,用数学的语言描述就是,在与实测散射矩阵能量相等的对称矩阵空间中,它是最优的;从物理意义上讲,它特别地适用于收发天线系统分离、并且二者极化基不一致的情况。

参考文献

- [1] G. Sinclair. The transmission and reception of elliptically polarized waves. Proc. IRE, Feb., 1950, 38

- [2] [美]H. Mott 著,林昌禄译.天线和雷达中的极化.成都:电子科技大学出版社,1989
- [3] W. L. Cameron, L. K. Leung. Feature motivated polarization scattering matrix decomposition. International Conf. Rec. Radar-90
- [4] 肖顺平,郭桂蓉,庄钊文,王雪松.基于本征极化的雷达目标识别.国防科技大学学报,1995(4):43~50
- [5] 王雪松,肖顺平,庄钊文.论目标互易性 Cameron 修正法的最优性.电子学报,1999(6):33~35
- [6] J. R. Huynen. Measurement of the target scattering matrix. Proc. IEEE, August 1965:936~943
- [7] W. Wiesbeck and S. Rigger. A complete error model for free space polarimetric measurements. IEEE Trans. on AP, 1991, 39(8):1105~1111
- [8] A. B. Kostinski, W. M. Boerner. On foundations of radar polarimetry. IEEE Trans. on AP, 1986, 34(12):1395~1404
- [9] 盛昭瀚,曹忻.最优化方法基本教程.南京:东南大学出版社,1990
- [10] 肖顺平.宽带雷达极化目标识别的理论与应用[博士学位论文].长沙:国防科技大学电子工程学院,1995



王雪松 1972 年出生,1994 年毕业于国防科技大学电子技术系,1999 年 6 月于国防科技大学获博士学位。已在国际、国内期刊及会议发表论文 40 余篇,获部委级科技进步二、三等奖各 1 项。研究兴趣为:雷达极化信息处理,目标检测与识别、综合电子战等。



李永祯 1976 年出生,1999 年毕业于国防科技大学电子工程学院,同年保送直接攻读博士学位。已在国内期刊及学术会议发表论文 3 篇。研究方向为:雷达极化信息处理,目标检测与识别。

(上接第 72 页)

参考文献

- [1] A. J. Boelman and J. R. F. Guy. Multinotch logic-product polarization suppression filters. A typical design example and its performance in a rain clutter environment. Proc. IEEE July 1984, 131:383~396
- [2] A. J. Boelman, J. R. F. Guy. Nonlinear polarization-vector translation in radar systems: A promising concept for Real-time polarization-vector signal processing via a single-notch polarization suppression filter. IEEE Proc., 1984, 131(5):451~464

- [3] W. L. Stutzman. Polarization in Electromagnetic Systems. Norwood, MA: Artech House, 1993:136
- [4] G. A. Deschamps. Geometrical representation of the polarization of a plain electromagnetic wave. Proc. IRE, May 1951, 39:540~544
- [5] K. L. Nielsen and J. H. Vanlonkhuyzen. Plane and Spherical Trigonometry. New York: Barnes and Nobel, 1954:110~119
- [6] D. Gulik. Polarization Diversity in Radars. Proc. IEEE, Feb. 1986, 74(2):245~269
- [7] A. B. Kostinski and W. M. Boerner. On foundation of radar polarimetry. IEEE Trans. Antenna Propagat., Dec. 1986, AP-34:1395~1404