

一种消除正交双通道幅相不平衡的方法

刘东红, 方棉佳, 童宁宁

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800)

摘要:通过数学推导得出了雷达正交双通道幅相不平衡对改善因子稳定度的分析公式,并通过计算机绘出了幅相不平衡参数 K 和对改善因子稳定度的限制曲线。分析了正交双通道幅相不平衡对 MTI 性能的影响并提出了较好的解决办法。

关键词:正交双通道;幅相不平衡;MTI;滤波

中图分类号:TN911.7 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2004)01-0061-04

现代雷达为了降低虚警概率以提高雷达的改善因子和检测能力,普遍采用动目标显示处理技术(MTI)。尤其是对于具有自动录取能力或进行组网的雷达,MTI 处理技术显得更为重要。因为当杂波和运动目标回波在雷达显示器上同时显示时,会使目标的观察变得困难,甚至强的杂波会使接收机产生过载。所以,良好的 MTI 改善因子是现代雷达普遍追求的一项主要指标。典型 MTI 处理系统的简单方框图^[1]如图 1 所示。

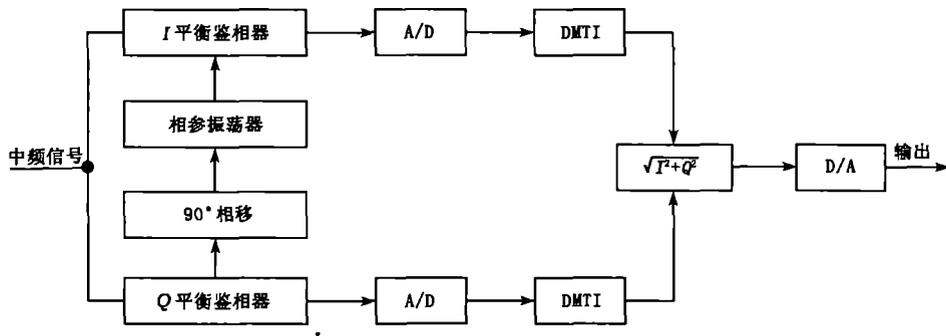


图 1 MTI 正交双通道处理

从图中可以看出,中频信号经过相位检波后成为零中频信号,零中频信号经过 A/D 变换成数字信号送往 DMTI 进行处理。在中频信号经过相位检波后成为零中频信号过程中,由于相位检波器特性容易产生盲相问题,盲相的产生将在某种程度上消弱雷达对运动目标的检测能力。为了克服盲相对检测能力的影响,MTI 往往采用正交双通道处理,两通道分别称为 I、Q 通道。由于受器件的离散性以及温度、湿度、电压不稳等外界因素的影响,在工程中要做到 I、Q 两通道严格平衡是十分困难的,I、Q 两通道存在的幅度和相位误差会对 MTI 性能产生影响。从理论上全面地剖析这种影响,并找出解决的方法,有助于改善 MTI 的处理性能,提高雷达的检测能力。

1 从频域分析正交双通道幅相不平衡对信号的影响

为了便于分析正交双通道幅度和相位的不平衡对 MTI 性能的影响,先分析一下正交双通道不平衡时其通道中的信号频谱分布情况。

由图 1 可知,中频信号 $S(t) = a \cos(\omega_0 + \omega)t$ 经过正交双通道相位检波后,其 I、Q 两通道信号分别为

收稿日期:2002-10-22

基金项目:军队科研基金资助项目

作者简介:刘东红(1977-),男,河北邢台人,博士生,主要从事雷达电子对抗、信号处理研究。

$$I(t) = a \cos \omega_d t \tag{1}$$

$$Q(t) = a \sin \omega_d t \tag{2}$$

式中: a 为回波信号幅度; ω_d 为回波信号的平均多普勒频率。

当正交双通道的幅度和相位不平衡时

$$I'(t) = a \cos \omega_d t \tag{3}$$

$$Q'(t) = (a + \Delta) a \sin(\omega_d t + \theta) \tag{4}$$

设 $K = \Delta a/a$, 则

$$I'(t) = a \cos \omega_d t \tag{5}$$

$$Q'(t) = (1 + K) a \sin(\omega_d t + \theta) \tag{6}$$

式中, K 为 I、Q 双通道的幅度不平衡度, θ 为 I、Q 双通道的相位不正交性。为了在频域中方便地对其分析, 将其用复信号表示:

$$S(t)I'(t) + jQ'(t) = a \cos \omega_d t + j(1 + K) a \sin(\omega_d t + \theta) = a \{ 1 - 2[e^{j\omega_d t} + e^{-j\omega_d t}] + j(1 + K) \times 1/2j[e^{j\omega_d t + \theta} - e^{-j\omega_d t + \theta}] \} = 1/2a \{ [1 + (1 + K)e^{j\theta}]e^{j\omega_d t} + [1 - (1 + K)e^{-j\theta}]e^{-j\omega_d t} \} \tag{7}$$

因为 $e^{j\omega_d t} \longleftrightarrow \delta(\omega - \omega_d)$ (\longleftrightarrow 为傅里叶变换的简记符号), 于是

$$S(j\omega) = a/2 \{ [1 + (1 + K)e^{j\theta}] \delta(\omega - \omega_d) + [1 - (1 + K)e^{-j\theta}] \delta(\omega + \omega_d) \} \tag{8}$$

由上式可以看出, 平均多普勒频率不为零的信号通过幅度和相位不平衡的正交双通道后, 除了信号本身幅度的变化, 还会在镜像处产生一个新的信号频率分量, 该分量的强度与幅度和相位的不平衡参数 K 、 θ 成正比, 其频谱如图 2 所示。

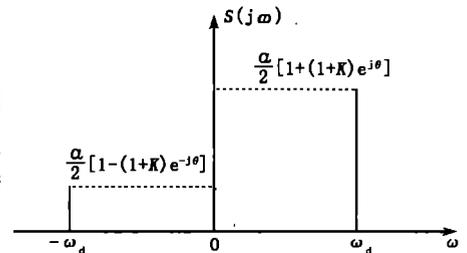


图 2 平均多普勒频率不为零的信号通过幅相不平衡正交双通道的频谱

2 正交双通道幅相不平衡对 MTI 性能的影响

MTI 处理的实质是根据运动目标回波和杂波在频谱上的差别, 有效地抑制杂波而让各种速度(对应各种多普勒频率)的目标回波信号通过。MTI 滤波器分为实数滤波器和复数滤波器两种。实数滤波器的功能是抑制固定杂波, 其基本框图如图 3(a) 所示。

用 Z 变换进行分析时, 实数滤波器的传输函数为

$$H(z) = 1 - z^{-1} \tag{9}$$

这是一个单零点系统, 该滤波器的频率响应可用表示式 $z = e^{j\omega T}$ 代入其传输函数 $H(z)$ 求得:

$$H(e^{j\omega T}) = 1 - e^{-j\omega T} = 2 \sin \frac{\omega T}{2} (\sin \frac{\omega T}{2} + j \cos \frac{\omega T}{2})$$

图 3(b) 为实数滤波器输出响应的频谱图, 从图中可以看出实数滤波器的输出响应是对称的, 即在 $\pm n f_c$ ($n = 0, 1, 2, \dots, n$) 处都存在“凹口”。

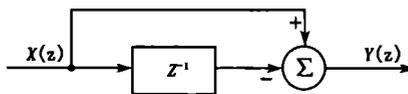


图 3(a) 实数滤波器基本框图

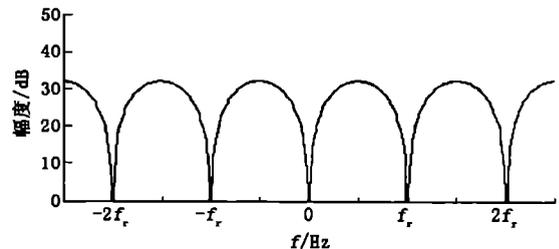


图 3(b) 实数滤波器的输出响应

复数滤波器的功能是抑制平均多普勒频率不为零的运动杂波, 其基本框图如图 4(a) 所示, 用 Z 变换进行分析时, 设输入离散信号的 Z 变换为 $I_i(z) + jQ_i(z)$, 包括同相 $I_i(z)$ 和正交 $Q_i(z)$ 两个分量, 输出离散信号的变换为 $I_0(z) + jQ_0(z)$ 同样包括正交两个分量。复数滤波器的传输函数为输入输出之比, 即

$$H(z) = \frac{I_0(z) + jQ_0(z)}{I_i(z) + jQ_i(z)} = 1 - e^{j\theta} z^{-1} \tag{10}$$

从复数滤波器输出响应的频谱图图 4(b) 可知复数滤波器的“凹口”偏离零频率而位于运动杂波的平均多普勒频移 f_d 处。工程上利用实数和复数滤波器的上述特点, 将它们进行级联形成自适应 MTI 处理器。这

种自适应 MTI 处理可以对付两种不同性质的杂波。它的工作过程是实数滤波器首先将平均多普勒频率为零或接近零的杂波(地物、海浪等)滤除,然后由复数滤波器消除平均多普勒频率不为零的运动杂波(云雨、金属箔条),图 5 为实数滤波器与复数滤波器级联时的输出响应。

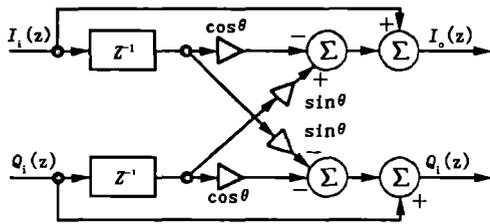


图 4(a) 复数滤波器基本框图

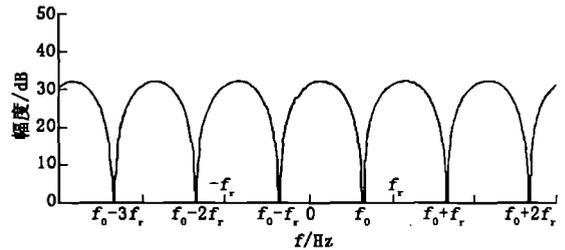


图 4(b) 复数滤波器的输出响应

由前面对正交双通道的分析可知,平均多普勒频率不为零的信号,通过不平衡正交双通道后会引入附加频率分量。因此,运动杂波通过这样的通道时会在镜像频率上出现新的杂波。这时,在自适应滤波器中,承担对消运动杂波的复数滤波器其“凹口”虽然自适应地对准了运动杂波,并将它完全对消,但运动杂波的镜像分量却在滤波器带通处被 MTI 处理器作为剩余输出,此剩余降低了 MTI 的输出信杂比,影响了系统的改善因子。其影响程度可以通过改善因子的定义求得:

$$I = \frac{S_o/C_o}{S_i/C_i} = \frac{S_o}{S_i} \cdot \frac{C_o}{C_i} = \bar{G} \cdot \frac{C_{i\text{主}} + C_{i\text{镜}}}{C_{i\text{主}} + C_{o\text{镜}}} \quad (11)$$

式中 \bar{G} 为滤波器对信号的平均功率增益,因为 $C_{i\text{主}} \gg C_{i\text{镜}}, C_{o\text{主}} \gg C_{o\text{镜}}$ 于是

$$I \approx \bar{G} \cdot \frac{C_{i\text{主}}}{C_{i\text{镜}}}$$

又因为 $C_{o\text{镜}} = G \cdot C_{i\text{镜}}$,式中 G 为滤波器对镜像杂波的功率增益,则

$$I \approx \frac{\bar{G}}{G} \cdot \frac{C_{i\text{主}}}{C_{i\text{镜}}}$$

由于 $\bar{G} \approx G$, 所以

$$I \approx \frac{C_{i\text{主}}}{C_{i\text{镜}}} \quad (12)$$

将式(8)中的杂波主频分量与镜像频率分量分别代入式(12),可以得出改善因子稳定度的限制为

$$I = 20 \lg \frac{|1 + (1+K) \cos \theta + j(1+K) \sin \theta|}{|1 - (1+K) \cos \theta + j(1+K) \sin \theta|} = 10 \lg \frac{1 + (1+K)^2 + 2(1+K) \cos \theta}{1 + (1+K)^2 - 2(1+K) \cos \theta} \quad (13)$$

根据式(13)画出正交双通道不平衡参数 K 和 θ 与改善因子稳定的限制 I 的关系曲线,如图 6 所示。

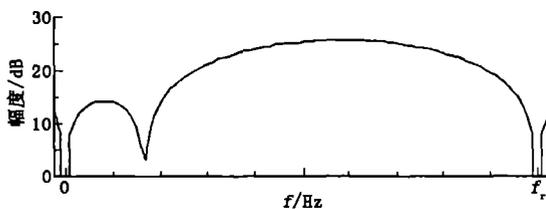


图 5 实数滤波器与复数滤波器级联时的输出响应

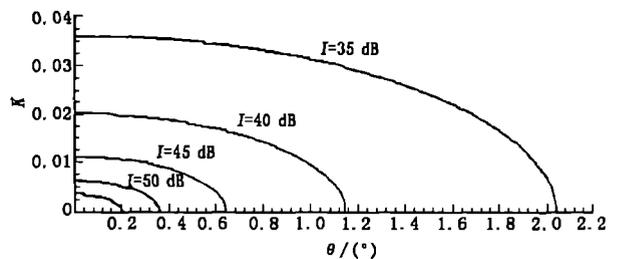


图 6 参数 K 和 θ 对改善因子稳定度的限制曲线

3 正交双通道幅相不平衡的消除

传统的正交双通道处理方法是对中频信号乘以 $e^{j\omega_0 t}$, 滤除 $2\omega_0$ 分量后得到正交双路基带信号,再以速率 B 进行采样。这种方法需要产生完全正交的信号 $\sin \omega_0 t$ 和 $\cos \omega_0 t$, 通常很难做到,同时模拟双通道存在漂移和幅相不一致,使得双通道正交信号有一定的误差。即使精心地调整正交双通道,使误差减小到 $K = 0.05, \theta = 2^\circ$, 改善因子的稳定度限制仍达 30 dB, 不能满足高性能电子设备的指标要求。

随着数字信号处理技术的不断提高,提出了直接对低中频进行采样信号并对采样信号进行数字滤波的

正交插值法^[2],即作单通道 A/D 变换后用数字处理的方法得到双通道正交信号,双通道正交信号用数字方法得到,可以保证较高的精度。采用不同的数字滤波方法,其改善因子可以达到 -44 dB 至 -70 dB。

正交插值需要较高的 A/D 采样率,为了保证频谱不混叠,采样率 f_s 与载频 f_0 需满足以下关系:

$$f_0 = \frac{2M-1}{4} f_s, M \text{ 取任意正整数}$$

同时还应有 $f_s \geq 2B$,通常取 $f_s = 2B$ 或 $f_s = 4B$ 。 $f_s = 2B$ 时,正负频谱相连,低通滤波器实现较难; $f_s = 4B$ 时正负频谱隔开,很容易滤除负频谱^[3]。

正交插值除了需要更高速率的 A/D 转换速度外,数字滤波处理是个关键,正交插值处理的具体方法如下:A/D 以 $4B$ 采样率工作,2 通道输出分别经频移和 FIR 低通滤波器,再进行 1/4 抽取率抽取,得到同时输出的同相、正交 2 通道信号,如图 7 所示。

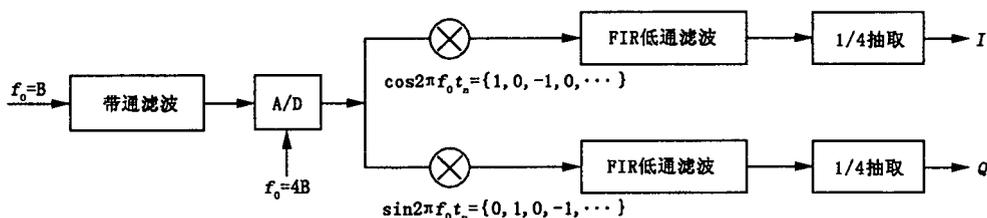


图 7 正交插值法消除正交双通道的幅相不平衡

由于滤波器的输入数据交替为零,可以对滤波器进行简化,将 I、Q 2 通道的滤波器系数分别简化为

$$h_I(n) = (-1)^k h(2k)$$

$$h_Q(n) = (-1)^{k+1} h(2k+1)$$

$h(k)$ 为原始 FIR 滤波器系数。运用抽点输出 FIR 滤波器,可以进一步减少滤波器的运算量,从而提高滤波器的吞吐率。如果采用 48 阶 FIR 滤波器,按照 ADSP2106X 的定点或浮点数据处理格式,可以使改善因子大于 70 dB。

参考文献:

- [1] 丁鹭飞,耿富录. 雷达原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1997.
- [2] 苏涛,吴顺君,廖晓群. 高性能数字信号处理器与高速实时信号处理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2000.
- [3] Cappellini V, Conslantinides A G. Digital Signal Processing[M]. Boston:ACADEMIC,1980.

Method of Eliminating Amplitude and Phase Unbalance of Quadrature Double Channels

LIU Dong-hong, FANG Mian-jia, TONG Ning-ning

(The Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan, Shaanxi 713800, China)

Abstract: The formula of analyzing limitations caused by the amplitude and phase unbalance of quadrature double channels in radar to the improvement of factors stability is obtained by mathematical derivation. Amplitude and phase unbalance parameter K and the curves of limitations to the improvement of factor stability are presented through computer. Then, the influence of amplitude and phase unbalance of quadrature double channels in radar on MTI performance is analyzed. Finally, a better resolution method is proposed.

Key words: quadrature double channels; amplitude and phase unbalance; MTI; filtering