

旁瓣抑制对线性调频脉冲移频干扰的影响

黄翀鹏^{*①} 王剑^② 徐保国^①

^①(江南大学物联网工程学院 无锡 214122)

^②(清华大学电子系 北京 100084)

摘要: 旁瓣抑制是线性调频脉冲雷达接收机的重要组成部分, 而移频干扰是运用线性调频信号时延和频移的耦合特性, 实现欺骗干扰的重要方法。对此, 该文运用频偏比和时延比描述了旁瓣抑制下线性调频信号的互模糊函数的归一化表达式。并在此基础上, 重点分析了 3:1 锥比加权、海明加权、余弦平方加权 3 类常见旁瓣抑制对移频干扰的影响, 与无加权相比, 其与检测相关的加权频偏信干比损失和加权频偏干噪比损失呈现 M 函数特征, 峰值出现在频偏比取值为 ± 0.29 时; 而对加权频偏脉宽比的影响, 往往取决于无频偏时与无加权情况下的比值。

关键词: 移频干扰; 线性调频信号; 互模糊函数; 旁瓣抑制; 3:1 锥比加权; 海明加权; 余弦平方加权

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2012)03-270-07

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2012.20028

The Impact of Sidelobe Suppression in Shift-frequency Jamming against LFM

Huang Chong-peng^① Wang Jian^② Xu Bao-guo^①

^①(School of IoT Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

^②(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Sidelobe Suppression (SS) can be found on almost every Linear Frequency Modulated (LFM) pulse radar receiver; Shift-Frequency Jamming (SFJ) is an important method to realize deception jamming using the inherent coupling property between time-delay and frequency-shift of this LFM signal. So, the Inter-Ambiguity Function (IAF) of LFM with SS using normalized parameters including time-delay rate and shift-frequency rate is analyzed. Then the 3:1 cone than weighted, Hamming weighted and cosine square weighted are focused and some parameters related to detection are analyzed. Compared with the none SS, the weighted shift-frequency signal to Jamming loss and the weighted shift-frequency jamming to noise loss are present like M function having the max shift-frequency rate point equal to ± 0.29 . And the impact of weighted shift-frequency pulse-width loss are decide by none shift-frequency.

Key words: Shift-Frequency Jamming (SFJ); Linear Frequency Modulation (LFM); Inter-Ambiguity Function (IAF); Sidelobe Suppression (SS); 3:1 cone than weighted; Hamming weighted; Cosine square weighted

1 引言

线性调频^[1](Linear Frequency Modulated, LFM)脉冲压缩技术较好地解决了雷达作用距离与距离分辨力的矛盾, 而且使与其失配的干扰信号不能得到相应的处理增益。该技术在脉冲多普勒雷达、相控阵雷达、合成孔径雷达中都得到了充分应用。随着高速信号采集、雷达信号分选识别等理论的发展, 以及数字射频存储技术^[2]和直接数字合成技术^[3]的出现和成熟, 使得利用 LFM 脉冲信号固有的

距离——多普勒频移存在强耦合的弱点, 通过对截获的雷达发射信号调制一个附加的频率后转发给原雷达, 以获得相干处理增益, 达到欺骗干扰的移频干扰技术具有了重要的理论和实际应用前景^[4-7]。

文献[8]研究了线性函数移频条件下对 LFM 信号的压制干扰, 相对噪声压制, 可获得部分压缩增益, 从而节约干扰机的输出功率; 文献[9]研究了移频干扰的部分参数, 如信干比, 频移速度对 LFM 信号检测效果的影响; 文献[10]将 LFM 信号与其自身延迟信号相乘, 求得 LFM 信号的时频关系与频率差, 并用该频率差对 LFM 信号进行移频, 获得延迟不变的移频干扰; 文献[11]分析了合成孔径雷达 RD (Range Doppler) 和 CS (Chirp Scaling) 成像算法对

2012-05-03 收到, 2012-09-12 改回; 2012-09-17 网络优先出版

国防科工委基础科研项目(A1420080177)资助课题

*通信作者: 黄翀鹏 chongpeng@126.com

移频干扰的信干比处理增益和干扰抑制能力的异同, 得出 RD 抗干扰能力更强, 但对 CS 进行方位预滤波处理, 可得到与 RD 一致的干扰抑制效果; 文献[12]分析了在干扰能量较大的情况下, 在假目标基础上进行移频干扰可产生假的动目标, 进行欺骗干扰, 而随机时延、频移及相移的综合运用可使得真实动目标丢失或者检测出现错误, 产生遮盖性干扰。

然而对于雷达接收机, 仅仅运用匹配滤波 (Matching Filter, MF) 的 LFM 信号输出包络近似为较高旁瓣的 sinc 函数, 这些旁瓣常会淹没附近较小目标的主信号, 引起目标丢失, 往往需在 MF 处理后进行旁瓣抑制 (Sidelobe Suppression, SS), 其中最常见的是频域幅度加权。而针对移频干扰旁瓣抑制后的干扰效果分析在公开文献所见不多。

基于此, 本文在第 2 节对 LFM 模糊函数 (Ambiguity Function, AF) 介绍的基础上, 在第 3 节运用加权函数的一般表达式, 对旁瓣抑制下 LFM 信号的一般互模糊函数 (Inter-Ambiguity Function, IAF) 进行了推导, 并运用两个归一化参量频偏比 μ 和时延比 ν 对其进行了归一化表述; 而后在第 4 节中, 运用该表达式重点分析了在 3 类常见频率域幅度加权技术 (3:1 锥比加权, 海明加权, 余弦平方加权) 情况下, 移频干扰对雷达检测所需参数频偏信干比损失、加权频偏干扰比损失、加权频偏脉宽比带来的影响, 并具体推导了三者关于频偏比 μ 和加权系数 λ 的表达式。第 5 节为全文结论。

2 线性调频信号模糊函数

设 LFM 矩形脉冲单位增益复包络表达式为

$$s(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp(j\pi Kt^2), \quad t \leq \left| \frac{T}{2} \right| \quad (1)$$

频谱为^[1]

$$S(f) = \sqrt{\frac{1}{KT}} \cdot \exp\left[j\pi\left(-\frac{f^2}{K} + \frac{1}{4}\right)\right], \quad f \leq \left| \frac{B}{2} \right| \quad (2)$$

式中 $K (> 0)$ 为频率变化率; T 为时宽; $B = KT$ 为带宽; $D = BT (\gg 1)$ 为时宽带宽积。

根据 AF 定义^[1], 考虑输入频移干扰 $s(t) \cdot \exp(j2\pi\xi t)$ 时单位 MF 的输出。

$$\begin{aligned} y(\tau; \xi) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \exp(j2\pi\xi t) s^*(t - \tau) dt \\ &= \exp(j\pi\xi\tau) \frac{\sin[\pi(\xi + K\tau)(T - |\tau|)]}{\pi T(\xi + K\tau)}, \\ &\quad t \leq |T| \end{aligned} \quad (3)$$

其中 ξ 为频偏; τ 为时延。LFM 矩形脉冲信号的 AF 表达式为 $|y(\tau; \xi)|$ 。

3 旁瓣抑制互模糊函数

旁瓣抑制实质上是对信号进行失配处理, 所以它不仅抑制旁瓣, 同时使输出信号包络主瓣降低、变宽, 最常用方式是采用频域的幅度加权。其中加权函数的一般形式可描述为^[13]

$$H(f) = \lambda + (1 - \lambda) \cos^n\left(\frac{\pi f}{B}\right) \quad (4)$$

其中 $0 \leq \lambda \leq 1$ 。将式(4)进行如下变换:

$$\begin{aligned} H(f) &= \lambda + \frac{1 - \lambda}{2^n} \left[\exp\left(\frac{j\pi f}{B}\right) + \exp\left(-\frac{j\pi f}{B}\right) \right]^n \\ &= \lambda + \frac{1 - \lambda}{2^n} \sum_{m=0}^n C_n^m \exp\left[j\frac{(n - 2m)\pi f}{B}\right] \end{aligned} \quad (5)$$

根据傅里叶 (Fourier) 变换性质, 有频谱为 $Y(f)$ 的任一信号 $y(t)$ 经过 $H(f)$ 的输出为

$$\begin{aligned} Z(f) &= Y(f) H(f) \xrightarrow{F} z(t) \\ &= \lambda y(t) + \frac{1 - \lambda}{2^n} \sum_{m=0}^n C_n^m y\left(t + \frac{n - 2m}{2B}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

将 $y(t)$ 用式(3)的 $y(\tau; \xi)$ 表示, 则 $y\left(t + \frac{n - 2m}{2B}; f\right)$ 表示为 $y\left(\tau + \frac{n - 2m}{2B}; \xi\right)$ 。即

$$z(\tau; \xi) = \lambda y(\tau; \xi) + \frac{1 - \lambda}{2^n} \sum_{m=0}^n C_n^m y\left(\tau + \frac{n - 2m}{2B}; \xi\right) \quad (7)$$

则, LFM 矩形脉冲旁瓣抑制后 IAF 表达式为 $|z(\tau; \xi)|$ 。

为分析 IAF 性质方便, 分别定义 $\mu = \xi/B$, $\nu = \tau/T$ 为频偏比和时延比, 并将权重 λ 视为变量, 则 IAF 表达式(7)可用 μ, ν, λ 进一步表示为

$$z(\nu; \mu; \lambda) = \lambda y(\nu; \mu) + \frac{1 - \lambda}{2^n} \sum_{m=0}^n C_n^m y(\nu_m; \mu), \quad |\nu| \leq 1 \quad (8)$$

其中 $\nu_m = \nu + (n - 2m)/(2D)$, 根据式(3)有 $y(\nu; \mu)$ 表达式为

$$\begin{aligned} y(\nu; \mu) &= \exp(j\pi D\mu\nu)(1 - |\nu|) \\ &\quad \cdot \text{sinc}[D(\mu + \nu)(1 - |\nu|)], \quad |\nu| \leq 1 \end{aligned}$$

而用 ν_m 对 $y(\nu; \mu)$ 中的 ν 进行替换, 即可得出 $y(\nu_m; \mu)$ 的表达式。

4 常见加权模糊函数特性分析

目前常用加权函数一般设 $n = 2$ ^[1], 此时 IAF 的 μ, ν 表达式(8)可写为

$$\begin{aligned} z(\nu; \mu; \lambda) &= \frac{1 + \lambda}{2} y(\nu; \mu) + \frac{1 - \lambda}{4} \left[y\left(\nu + \frac{1}{D}; \mu\right) \right. \\ &\quad \left. + y\left(\nu - \frac{1}{D}; \mu\right) \right], \quad |\nu| \leq 1 \end{aligned} \quad (9)$$

其中: 当 $\lambda = 0.08$ 时为海明加权函数, 它是泰勒函

数级数展开式只保留一项的所得; $\lambda = 0.333$ 时为 3:1 锥比加权函数; 当 $\lambda = 0$ 时为余弦平方加权函数; 当 $\lambda = 1$ 时即为未加权时, 一般 AF 表达式 $y(\nu; \mu)$ 。

图 1 是 $D = 200$, 权重 $\lambda \in \{0, 0.08, 0.333, 1\}$, 频偏比 $\mu \in \{0, 0.2, -0.4, 0.6, -0.8\}$, IAF 函数 $|z(\nu; \mu; \lambda)|$ 与 μ 轴垂直的平面切割模糊图所得的交迹。参照文献[1], 对雷达目标检测常见影响参数: 加权频偏信干比损失、加权频偏干噪比损失、加权频偏脉宽, 分析如下。

4.1 加权频偏信干比损失

参照图 1, 当 μ 在 $[-0.8, 0.8]$ 间任意取值时, 有 IAF 函数 $|z(\nu; \mu; \lambda)|$ 峰值时延比 ν_{\max} 的取值为 $\nu_{\max} \approx -\mu$, 将其代入式(9)可得关于频偏比 μ , 权重 λ 的峰值幅值 $\text{peak}(\mu; \lambda)$, 如图 1, 此时横轴代表 μ 值:

$$\text{peak}(\mu; \lambda) = |z(\nu_{\max}; \mu; \lambda)| = \left| \frac{1+\lambda}{2} y(-\mu; \mu) + \frac{1-\lambda}{4} \cdot \left[y\left(-\mu + \frac{1}{D}; \mu\right) + y\left(-\mu - \frac{1}{D}; \mu\right) \right] \right| \quad (10)$$

参照 $y(\nu; \mu)$ 的表达式, 有

$$y(-\mu; \mu) = \exp(-j\pi D\mu^2)(1 - |\mu|), \quad |\mu| \leq 1$$

$$y\left(-\mu \pm \frac{1}{D}; \mu\right) = \exp(-j\pi D\mu^2) \exp(\pm j\pi\mu) \cdot \frac{1}{\pi} \sin\left(\pi \left| \nu \pm \frac{1}{D} \right| \right), \quad |\mu| \leq 1$$

由于 $D \gg 0$, 则有

$$y\left(-\mu + \frac{1}{D}; \mu\right) + y\left(-\mu - \frac{1}{D}; \mu\right) = \exp(-j\pi D\mu^2) \frac{\sin(2\pi|\nu|)}{\pi}, \quad |\nu| \leq 1$$

即有式(10)可化简为

$$\text{peak}(\mu; \lambda) = \frac{1+\lambda}{2}(1 - |\mu|) + \frac{1-\lambda}{4} \frac{\sin(2\pi|\mu|)}{\pi} \quad (11)$$

视 $\mu = 0$ 为无频偏目标回波输入, 则有加权频偏信干比损耗 $\eta(\mu; \lambda)$ 为

$$\eta(\mu; \lambda) = \left[\frac{\text{peak}(\mu; \lambda)}{\text{peak}(\mu = 0; \lambda)} \right]^2 = \left[1 - |\mu| + \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \frac{\sin(2\pi|\mu|)}{2\pi} \right]^2 \quad (12)$$

其具体值如表 1 所示。

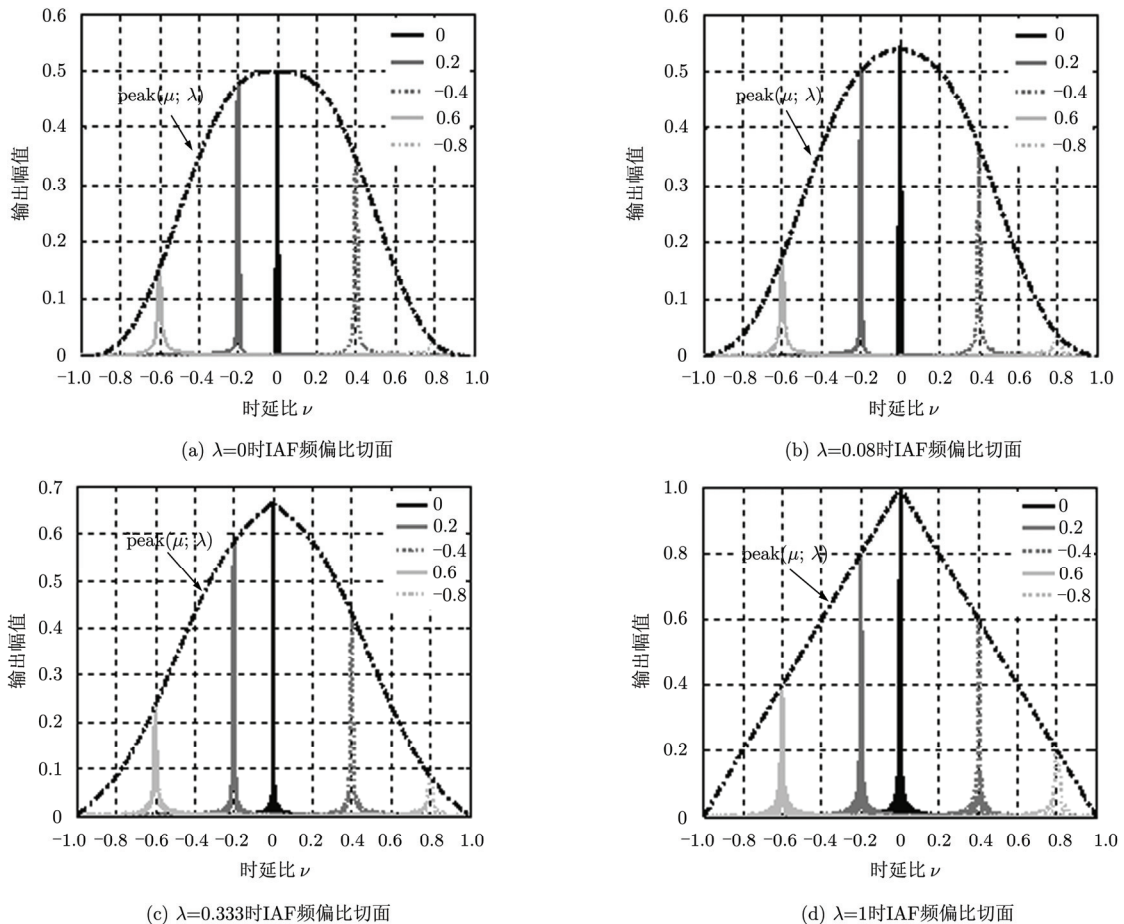


图 1 $n=2$ 时常见 IAF 频偏比切面

表 1 加权频偏信干比损耗 $\eta(\mu; \lambda)$ (dB)

λ	$ \mu $								
	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
0	0	-0.056	-0.433	-1.398	-3.179	-6.021	-10.273	-16.558	-26.261
0.080	0	-0.178	-0.640	-1.625	-3.354	-6.021	-9.889	-15.337	-22.968
0.333	0	-0.475	-1.153	-2.206	-3.785	-6.021	-9.040	-12.985	-18.113
1.000	0	-0.912	-1.938	-3.098	-4.437	-6.021	-7.959	-10.458	-13.979

根据表 1，不难发现 $\eta(\mu; \lambda)$ 无正增益。且当 $|\mu| < 0.5$ 时，对于固定的 μ ， $\eta(\mu; \lambda)$ 是 λ 的减函数，即随着 λ 的减小移频干扰更易形成欺骗干扰；当 $|\mu| > 0.5$ 时，情况相反；而当 $|\mu| = 0.5$ 时， $\eta(\mu; \lambda)$ 与 λ 取值似乎无关。现对此详细分析如下：

(1) $\eta(\mu; \lambda) \leq 1$

函数 $\text{peak}(\mu; \lambda)$ 是关于 μ 的偶函数，则 $0 \leq \mu \leq 0.8$ 时有导数 $\eta'(\mu; \lambda)$ ：

$$\eta'(\mu; \lambda) = -\frac{1+\lambda}{2} + \frac{1-\lambda}{2} \cos(2\pi\mu)$$

因为 $\lambda \in [0, 1]$ ，显然 $\cos(2\pi\mu) < 1 \leq (1+\lambda)/(1-\lambda)$ ($0 \leq \mu \leq 0.8$) 成立，即 $\eta'(\mu; \lambda) < 0$ ，即当 λ 取值恒定时， $\eta(\mu; \lambda)$ 的峰值时刻为 $\mu = 0$ ，即有 $\eta(\mu; \lambda) \leq 1$ 成立。

(2) 加权对 $\eta(\mu; \lambda)$ 的影响

由上文可知， $\lambda = 1$ 即为未加窗，则有加权对 $\eta(\mu; \lambda)$ 带来的损耗 $\delta(\mu; \lambda)$ 为

$$\begin{aligned} \delta(\mu; \lambda) &= \frac{\eta(\mu; \lambda)}{\eta(\mu; \lambda = 1)} = \left[1 + \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \frac{\sin(2\pi|\mu|)}{2\pi(1-|\mu|)} \right]^2 \\ &= \left\{ 1 - \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \text{sinc}[2(1-|\mu|)] \right\}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

显然 $\delta(\mu; \lambda)$ 是关于 $\text{sinc}[2(1-|\mu|)]$ 的减函数。图 2 是 $|\mu| \leq 0.8$ ， $\text{sinc}[2(1-|\mu|)]$ 对应值，则有 $|\mu| \in \{0, 0.5\}$

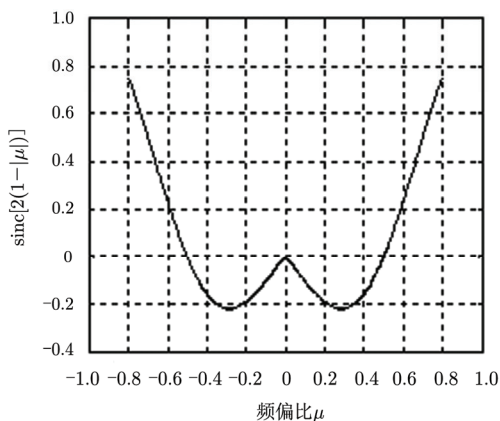


图 2 函数 $\text{sinc}[2(1-|\mu|)]$

时， $\text{sinc}[2(1-|\mu|)]$ 取值为 0，代入式(13)，此时 $\delta(\mu; \lambda)$ 取值为 1，即加窗无损耗；当 $|\mu| = 0.29$ 时， $\text{sinc}[2 \cdot (1-|\mu|)]$ 有最小值 -0.217 ，将其代入式(13)，有对应 $\delta(\mu; \lambda)$ 峰值为

$$\delta(\mu = \pm 0.29; \lambda) = \left(1 + 0.217 \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^2$$

其值对于 $\lambda = 0.333$ 的 3:1 锥比加权为 0.9 dB， $\lambda = 0.08$ 的海明加权为 1.47 dB， $\lambda = 0$ 的余弦平方加权函为 1.71 dB。图 3 是 $|\mu| \leq 0.8$ ，上述 3 种常见加权值 $\delta(\mu; \lambda)$ 的频偏比 μ 的变化图。

4.2 加权频偏干噪比损失

用频偏比 μ 分别表示式(2)和式(4)，设 $n = 2$ ：

$$|S(\mu)| = 1, \quad |\mu| \leq \frac{1}{2}$$

$$H(\mu) = \frac{1+\lambda}{2} + \frac{1-\lambda}{2} \cos(2\pi\mu)$$

设 N_0 为噪声功率谱密度，则噪声平均功率为

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\mu)|^2 |H(\mu)|^2 d\mu \\ &= N_0 \int_{-0.5}^{0.5} \left[\frac{1+\lambda}{2} + \frac{1-\lambda}{2} \cos(2\pi\mu) \right]^2 d\mu \\ &= \frac{N_0}{8} (3\lambda^2 + 2\lambda + 3) \end{aligned} \quad (14)$$

设完全 MF 下的峰值功率为 E ，则频偏比为 μ 时，移频干扰的旁瓣抑制加权输出的峰值功率为

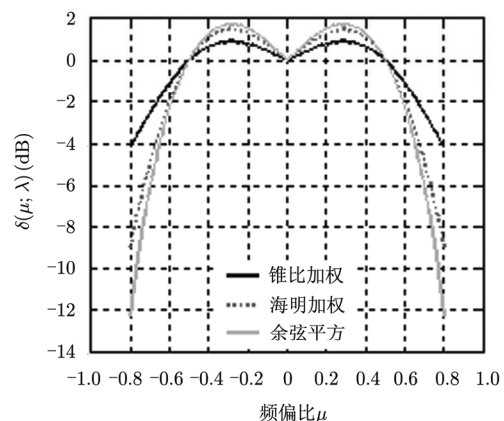


图 3 加权功率损失 $\delta(\mu; \lambda)$

$$E_j = E \cdot [\text{peak}(\mu; \lambda)]^2 \quad (15)$$

则加权失配干噪比 $\text{SNR}'(\mu; \lambda)$ 为

$$\begin{aligned} \text{SNR}'(\mu; \lambda) &= \frac{E_j}{\sigma^2} = \frac{E}{N_0} \frac{8[\text{peak}(\mu; \lambda)]^2}{3\lambda^2 + 2\lambda + 3} \\ &= \text{SNR} \cdot L(\lambda; \mu) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\text{SNR} = E/N_0$ 为匹配干噪比。 $L(\mu; \lambda)$ 为加权频偏干噪比损失：

$$\begin{aligned} L(\mu; \lambda) &= \frac{8[\text{peak}(\mu; \lambda)]^2}{3\lambda^2 + 2\lambda + 3} \\ &= \frac{2[(1+\lambda)(1-|\mu|) + |\mu|(1-\lambda)\text{sinc}(2\mu)]^2}{3\lambda^2 + 2\lambda + 3} \end{aligned} \quad (17)$$

其具体值如表 2 所示。

表 2 加权频偏干噪比损失 $L(\mu; \lambda)$ (dB)

λ	$ \mu $									
	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	
0	-1.761	-1.817	-2.194	-3.157	-4.940	-7.782	-12.034	-18.319	-28.022	
0.080	-1.344	-1.523	-1.985	-2.974	-4.698	-7.365	-11.233	-16.682	-24.312	
0.333	-0.512	-0.987	-1.665	-2.718	-4.297	-6.533	-9.552	-13.497	-18.626	
1.000	0	-0.915	-1.938	-3.098	-4.437	-6.021	-7.959	-10.458	-13.979	

根据式(17)，有 $\mu = 0$ 时，加权匹配干噪比损失 $L_{\text{MF}}(\lambda)$ 为

$$L_{\text{MF}}(\lambda) = \frac{2(1+\lambda)^2}{3\lambda^2 + 2\lambda + 3} \quad (18)$$

图 5 是 $L_{\text{MF}}(\lambda)$ 随权重 λ 的变化图，显然其为增函数，对于 3:1 锥比加权；海明加权；余弦平方加权其值分别为 -0.52 dB，-1.34 dB，-1.76 dB。

参照前文分析，加权对 $L(\mu; \lambda)$ 的影响为

$$\zeta(\mu; \lambda) = \frac{L(\mu; \lambda)}{L(\mu; \lambda = 1)} = \frac{8}{3\lambda^2 + 2\lambda + 3} \left[\frac{\text{peak}(\mu; \lambda)}{\text{peak}(\mu; \lambda = 1)} \right]^2$$

将式(12)，式(13)代入并化简得

$$\zeta(\mu; \lambda) = L_{\text{MF}}(\lambda) \delta(\mu; \lambda) \quad (19)$$

参照图 3 有 $\delta(\mu; \lambda)$ 峰值点为频移比 $\mu = \pm 0.29$ ，计算可得 3:1 锥比加权；海明加权；余弦平方 $\zeta(\mu; \lambda)$ 峰值分别为 0.48 dB，0.13 dB，-0.05 dB，其具体值如图

5。当 $0.12 \leq |\mu| \leq 0.42$ ，3:1 锥比加权 $\zeta(\mu; \lambda)$ 有正增益；当 $0.22 \leq |\mu| \leq 0.35$ ，海明加权 $\zeta(\mu; \lambda)$ 有正增益；余弦平方加权 $\zeta(\mu; \lambda)$ 对于任何频偏比 μ 始终为负。

4.3 加权频偏脉宽比

由于 $|z(\nu; \mu; \lambda)|$ 不是一个基本函数，故很难直接确定不同加权取值下的移频干扰与无频偏目标回波的峰值输出脉宽比。基于此，设该加权频偏脉宽比 $\gamma(\lambda; \mu)$ 为

$$\gamma(\lambda; \mu) = \gamma_0(\lambda) \gamma_0(\lambda; \mu) \quad (20)$$

其中 $\gamma_0(\lambda)$ 为无频偏 $\mu = 0$ 时，加权输出相对于无加权 $\lambda = 1$ 时的加权匹配脉宽比； $\gamma_0(\lambda; \mu)$ 为 λ 确定时，频偏比为 μ 时相对于无频偏时的频偏脉宽比。

根据式(9)，且参照上文：

$$\left| y\left(\nu \pm \frac{1}{D}; 0\right) \right| \approx \text{sinc}(D\nu \pm 1), \quad |\nu| \leq \frac{1}{D}$$

有 $\mu = 0$ 时主瓣输出为

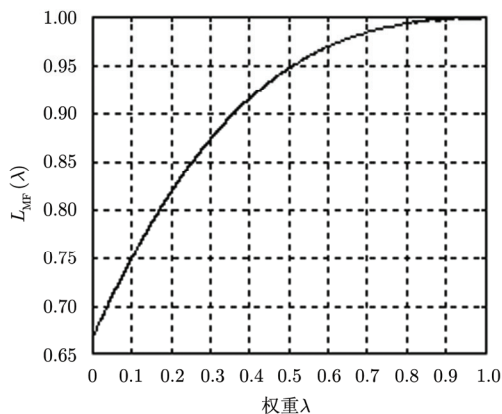


图 4 加权匹配干噪比损失 $L_{\text{MF}}(\lambda)$

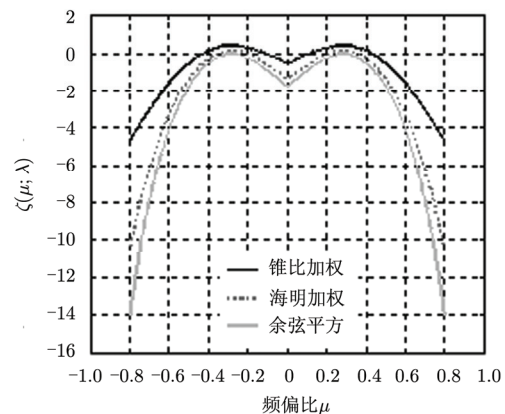


图 5 加权损耗 $\zeta(\mu; \lambda)$

$$|z(\nu; 0; \lambda)| \approx \left| \text{sinc}(D\nu) + \frac{1-\lambda}{2(1+\lambda)} \cdot [\text{sinc}(D\nu+1) + \text{sinc}(D\nu-1)] \right|, \quad |\nu| \leq \frac{1}{D} \quad (21)$$

其 -3 dB 正半脉宽点为 $\nu_{-3}(\lambda)$ ，即

$$\text{sinc}(D\nu_{-3}(\lambda)) + \frac{1-\lambda}{2(1+\lambda)} [\text{sinc}(D\nu_{-3}(\lambda)+1) + \text{sinc}(D\nu_{-3}(\lambda)-1)] = 0.707 \quad (22)$$

根据 $|z(\nu; 0)|$ 是关于 ν 的偶函数，故有加权匹配脉宽比 $\gamma_0(\lambda)$ ：

$$\gamma_0(\lambda) = \frac{\nu_{-3}(\lambda)}{\nu_{-3}(\lambda=1)} = \frac{\nu_{-3}(\lambda)}{0.433} \quad (23)$$

由于 $\gamma_0(\lambda)$ 难以求出解析解，故只能仿真得 $\gamma_0(\lambda)$ 是 λ 的减函数，经解其值与 D 无关，如图 6。

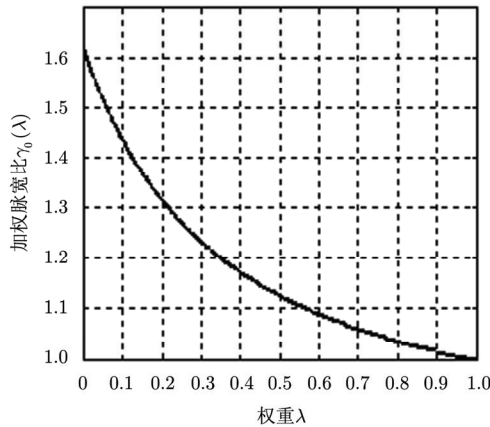


图 6 加权脉宽比 $\gamma_0(\lambda)$

5 结论

本文借鉴 AF 以及旁瓣抑制的基本理论，对 LFM 信号的频率域幅度加权条件下的互模糊函数进行了推导，并在此基础上重点分析了加权对频偏信干比损失，加权频偏干噪比损失，加权频偏脉宽比带来的影响，得出了基本分析公式。即在频偏比一致时：移频干扰经加权后其频偏信干比损失相对于无加权时呈 M 形分布，峰值为 $|\mu| = 0.29$ 时，在 $|\mu| < 0.5$ 时，有正增益，当 $|\mu| > 0.5$ 时，情况相反；而加权频偏干噪比损失仍呈 M 形分布，峰值为 $|\mu| = 0.29$ 时，即对于 3:1 锥比加权和海明加权在部分情况下有干扰正增益；余弦平方加权对干扰始终为负增益，其具体值见上文；而此时权重对其加权频偏脉宽比的影响，往往取决于为无频偏 $\mu = 0$ 时 $\gamma_0(\lambda)$ 的值。

对于旁瓣抑制条件下，移频干扰存在中心频偏、

对于 3:1 锥比加权；海明加权；余弦平方加权分别为 1.22, 1.47, 1.62。

同理，频偏脉宽比 $\gamma_0(\lambda; \mu)$ 亦难以求出解析解，只能运用仿真法。可运用 MATLAB 计算出 $|z(\nu; \mu; \lambda)|$ 在 λ 取某一确定值时，其对应于不同频偏比 μ 时的 -3 dB 时延点 $\nu_{-3\text{dB}}$ 的位置，并据此求出此时的脉冲宽度，通过与无频偏时的比较即可得出频偏脉宽比 $\gamma_0(\lambda; \mu)$ 。图 7 是 $D = 200$ 时， $\gamma_0(\lambda; \mu)$ 随频偏比 μ 的变化图。由图可知 $\gamma_0(\lambda; \mu)$ 具有抛物线性质，且当 $|\mu| \leq 0.6$ 时，其值与 λ 无太大关系。

故权重对于大部分移频干扰输出脉宽的主要分量为 $\gamma_0(\lambda)$ ，参照图 6 和图 7，当 $|\mu|$ 较小时， $\gamma(\lambda; \mu)$ 亦较小，此时移频干扰可视为欺骗干扰；当 $|\mu|$ 较大时， $\gamma(\lambda; \mu)$ 亦较大，此时移频干扰除有一定的欺骗干扰外，同时亦产生一个较长脉宽的压制带。

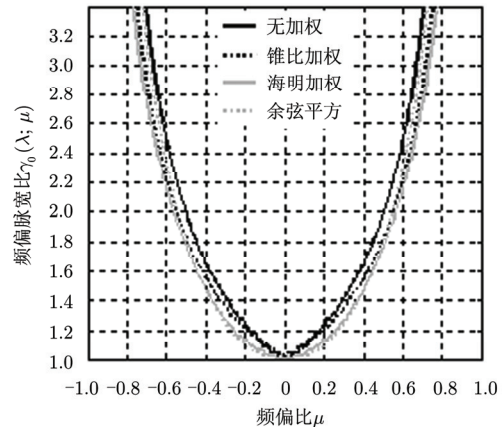


图 7 频偏脉宽比 $\gamma_0(\lambda; \mu)$

脉宽和频率变化斜率失配下的欺骗干扰效果做出分析，作者将另文阐述。

参考文献

- [1] Merrill I Skolnik. Introduction to Radar System[M]. Third Edition, Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2007: 313-403.
- [2] Roome S. Digital radio frequency memory [J]. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 1990, 2(4): 147-153.
- [3] 刘林, 田进军, 刘朝辉. 基于 DDS 和直接频率合成技术的超宽带捷变频源设计与实现[J]. *兵工学报*, 2010, 31(12): 1648-1652.
Liu Lin, Tian Jin-jun, and Liu Zhao-hui. Ultra-wideband frequency agile source design and implementation based on DDS and direct frequency synthesis [J]. *Acat Armamentarii*, 2010, 31(12): 1648-1652.
- [4] Pace P E, Fouts D J, Ekestorm S, et al. Digital false-target image synthesiser for countering ISAR[J]. *IEE Proceedings*

- Radar, Sonar & Navigation*, 2002, 149(5): 248-257.
- [5] Berger S D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(2): 725-735.
- [6] 刘业民, 刘忠, 代大海, 等. 基于微动调制的间歇采样转发干扰研究[J]. 宇航学报, 2011, 32(11): 2417-2424.
Liu Ye-min, Liu Zhong, Dai Da-hai, et al. Micro motion modulation-based intermissive sampling and repeating jamming method[J]. *Journal of Astronautics*, 2011, 32(11): 2417-2424.
- [7] 吴晓芳, 王雪松, 卢焕章, 等. 对 SAR 的间歇采样转发干扰研究[J]. 宇航学报, 2009, 30(5): 2043-2048, 2072.
Wu Xiao-fang, Wang Xue-song, Lu Huan-zhang, et al. Study of intermittent sampling repeater jamming to SAR[J]. *Journal of Astronautics*, 2009, 30(5): 2043-2048, 2072.
- [8] 吕波, 冯起, 袁乃昌. 对 LFM 脉压雷达的移频压制干扰技术研究[J]. 现代雷达, 2009, 31(1): 9-12.
Lv Bo, Feng Qi, and Yuan Nai-chang. A study on frequency-shifting blanket jamming to LFM pulse-compression radar[J]. *Modern Radar*, 2009, 31(1): 9-12.
- [9] 刘东红, 张永顺. 对脉冲压缩雷达的移频干扰及其实现[J]. 电子对抗, 2004, 95(2): 14-18.
Liu Dong-hong and Zhang Yong-shun. The shift-frequency jamming on pulse compression radar and its implementation[J]. *Electronic Warfare*, 2004, 95(2): 14-18.
- [10] 王玉军, 赵国庆, 胡曦明. 基于延迟不变的 LFM 雷达移频干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(8): 1861-1863.
Wang Yu-jun, Zhao Guo-qing, and Hu Xi-ming. Method of shift-frequency jamming to LFM radar based on delay invariance[J]. *Systems Engineering and Electronic*, 2009, 31(8): 1861-1863.
- [11] 黄洪旭, 黄知涛, 周一宇. 对合成孔径雷达的随机移频干扰[J]. 信号处理, 2007, 23(1): 41-45.
Huang Hong-xu, Huang Zhi-tao, and Zhou Yi-yu. Randomly-shift-frequency jamming style to SAR[J]. *Signal Processing*, 2007, 23(1): 41-45.
- [12] 朱燕, 赵国庆, 崔艳鹏. 移频干扰在动目标检测中的效果分析[J]. 航天电子对抗, 2009, 25(2): 55-57, 64.
Zhu Yan, Zhao Guo-qing, and Cui Yan-peng. Study of shift-frequency jamming way for moving target detection adopting ATI[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2009, 25(2): 55-57, 64.
- [13] Bernfeld M, Cook C E, Paolillo J, et al. Matched filtering, pulse compression and waveform design[J]. *Microwave Journal*, 1976, 34(9): 531-537.

作者简介



黄翀鹏(1982-), 男, 江苏泰州人, 江南大学博士生, 研究方向为雷达电子对抗、雷达信号处理。

E-mail: chongpeng@126.com



徐保国(1950-), 男, 江苏淮阴人, 现任江南大学教授、博士生导师, 曾两次获部级科技进步一等奖, 一次省级科技进步特等奖, “十五”、“十一五”期间承担并完成国家“863”计划、国家自然科学基金、国家科技攻关等重大科研项目 10 多项, 目前主要研究方向为信号处理和无线通信。

E-mail: xbg6931@sina.com



王 剑(1975-), 男, 安徽岳西人, 清华大学博士、讲师, 研究方向为信号处理和无线通信。

E-mail: jian-wang@tsinghua.edu.cn