

对线性调频脉压雷达的导前假目标群干扰

刘建成 王雪松 刘忠 杨建华 王国玉
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文基于间歇收发干扰体制,研究了通过对间歇采样 LFM 信号的频率调制和幅度补偿,产生导前假目标群问题。根据 LFM 信号匹配滤波器的群延迟特性,通过对采样信号进行频率调制控制假目标群相对真实目标的空间分布特性。对频率失配和间歇采样导致的幅度损失分别进行幅度补偿,使假目标群在幅度上超过真实目标,实现对雷达的有效干扰。最后的仿真验证了理论分析的正确性。

关键词: LFM 雷达; 群延迟; 频率调制; 幅度补偿

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)06-1350-04

Preceded False Target Groups Jamming Against LFM Pulse Compression Radars

Liu Jian-cheng Wang Xue-song Liu Zhong Yang Jian-hua Wang Guo-yu
(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, 410073 China)

Abstract: Frequency modulation and amplitude compensation of interruptedly received LFM signals are studied to precede a false target group based on interrupted T/R jamming system. The distribution of a false target group can be controlled by frequency modulation with received signal based on group delay of matched filter for LFM waveform. Amplitude loss caused from frequency mismatch and interrupted receiving is compensated respectively, so that the false target group can suppress the true target on amplitude to make effective jamming against radar. Finally, numerical simulations verify the analysis.

Key words: LFM radar; Group delay; Frequency modulation; Amplitude compensation

1 引言

先进的雷达系统一般都利用雷达波形的相干性来实现相干积累^[1]。相干波形可以显著降低电子干扰的压制或者欺骗效果,从而迫使干扰方采用相干干扰技术,来抵消雷达的相干处理增益^[1-4]。随着高速数字电路与信号处理技术在电子战领域的广泛应用,数字射频存储器(DRFM)、直接数字合成器(DDS)等技术成为对抗相干雷达的重要手段^[1, 5, 6]。究其原理,基于DRFM或DDS的相干转发干扰在数学上其实就是对雷达信号进行不失真采样、经过一定处理后再恢复为模拟信号的过程。为了保持信号的相干性,要求干扰机对雷达信号的采样频率必须满足奈奎斯特采样定律^[7]。另一方面,在工程实现上,一般需要干扰机采用收发隔离的两个天线同时工作,以期尽快地把转发干扰信号辐射出去^[1, 2, 7]。但在诸如弹载干扰机等很多应用场合,对宽带雷达信号的高速采样、收发天线同时工作带来的隔离度等要求经常给干扰机的研制带来巨大挑战,有时甚至无法克服。针对这样的情况,文献[8]提出了一种间歇采样转发干扰技术,这种方法的干扰机先接收并采样一段信号存储在DRFM里,然后放大并转

发,再接收采样,再转发,循环往复。间歇采样转发干扰解决了隔离度问题,但这种方法产生的多个强假目标会滞后于真实目标,滞后量至少为干扰机间歇采样长度。当雷达采用脉冲前沿跟踪抗干扰措施时,则干扰失效。

匹配滤波器的群延迟 $\tau(f)$ 可解释为匹配滤波器对频率为 f 的信号引入的时间延迟^[9]。利用 LFM 信号匹配滤波器的群延迟随频率线性变化这一特性,干扰机可通过改变采样雷达信号的频率特性实现假目标前移^[10]。通过对间歇采样信号进行频率调制控制假目标的位置分布,然后对间歇收发导致的幅度损耗和频率失配导致的幅度损失分别进行补偿,可使假目标以高信干比超前于真实目标。本文第 2 节通过分析间歇采样 LFM 信号经 LFM 信号匹配滤波的输出研究假目标群的相对真实目标的空间分布和幅度,第 3 节研究干扰调制频率与假目标相对匹配目标前移的关系,并研究调制干扰的频率失配和间歇采样导致的幅度损失进行幅度补偿问题,第四节进行仿真验证。

2 间歇采样信号直接转发干扰分析

2.1 LFM 信号匹配滤波器输出

考虑雷达发射上调频 LFM 信号 $x(t) = e^{j\pi\mu t^2}$, $|t| < T/2$ 。式中 T 为脉冲宽度, $\mu = B/T$ 为调频斜率, B 为信号带宽。

当 $BT \gg 1$ 时, LFM 波形频谱为

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{\mu}} e^{-j\pi \frac{f^2}{\mu} + j\frac{\pi}{4}}, \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (1)$$

而 LFM 雷达匹配滤波器频率响应为

$$H(f) = KX^*(f)e^{-j2\pi f t_0} = Ke^{-j2\pi f t_0 + j\pi \frac{f^2}{\mu} - j\frac{\pi}{4}}, \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (2)$$

其幅度谱在整个频率范围内为一矩形, 如图 1(a)所示。

LFM 信号经匹配滤波器输出频谱为

$$Y(f) = S(f)H(f) = \frac{K}{\sqrt{\mu}} e^{-j2\pi f t_0}, \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (3)$$

$x(t)$ 经匹配滤波器后的输出由 Fourier 反变换得到

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} Y(f)e^{j2\pi f t} df = \int_{-B/2}^{B/2} \frac{K}{\sqrt{\mu}} e^{j2\pi f(t-t_0)} df \\ &= K\sqrt{BT} \operatorname{sinc}(\pi B(t-t_0)) \end{aligned} \quad (4)$$

式中 T 为脉冲宽度, B 为信号带宽, $\operatorname{sinc}(x) = \sin x/x$ 。从上式可以看出, LFM 信号匹配滤波器输出在 $t = t_0$ 时刻输出达到峰值点, 峰值为 $K\sqrt{BT}$, 且 3dB 主瓣宽度为 $\tau = 1.2/B$ 。

2.2 间歇采样 LFM 信号频谱

假设干扰机间歇采样长度为 ΔT , 则间歇收发频率为 $f_s = 1/(2\Delta T)$, 一般情况下, 显然满足 $f_s \ll B$ 。假设干扰机间歇采样的雷达信号间保持相干性, 则相当于对整个脉冲进行方波脉冲采样, 由此得到采样信号为

$$x_s(t) = p(t)x(t - \Delta T - \tau_d) \quad (5)$$

式中 τ_d 为干扰机系统延迟, $p(t)$ 为重复周期为 T_s 的方波脉冲串, 其频谱为

$$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(f - nf_s) \quad (6)$$

式中幅度加权系数为 $a_n = sa(n\pi/2)/2$ 。当 $n = 0$ 时, $a_n = 1/2$; 当 n 为非零偶数时, $a_n = 0$; 当 n 为奇数时, $a_n = \pm 1/n\pi$, 即 $|a_n|$ 随 $|n|$ 增大以 $1/|n|$ 衰减。图 2 给出了归一化的 a_n 与 n 的关系。从图 2 可以看出, 随着 n 增大, a_n 衰减得很快。

由式(1)并利用 Fourier 变化的性质得到采样信号 $x_s(t)$ 的频谱为

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot X_{sn}(f) \quad (7)$$

式中 $X_{sn}(f) = \frac{1}{\sqrt{\mu}} e^{-j\pi \frac{(f-nf_s)^2}{\mu} - j2\pi(f-nf_s)(\Delta T + \tau_d) + j\frac{\pi}{4}}$, $nf_s - \frac{B}{2} < f < nf_s + \frac{B}{2}$ 。 $X_{sn}(f)$ 的幅度谱整个频率范围内为一矩形, 如图 1(b)和 1(c)所示。

2.3 间歇采样 LFM 信号经匹配滤波器的输出

间歇采样 LFM 信号经匹配滤波器输出频谱为

$$Y_s(f) = X_s(f)H(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot Y_{sn}(f), \quad nf_s - \frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (8)$$

式中 $Y_{sn}(f) = X_{sn}(f)H(f)$, 若其 Fourier 反变换为 $y_{sn}(t)$,

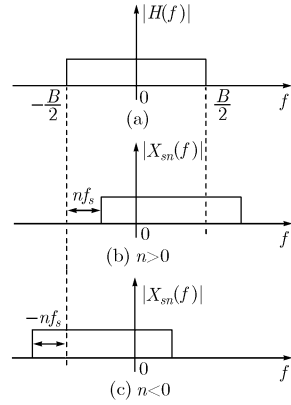


图 1 匹配滤波器频谱与干扰频谱的关系

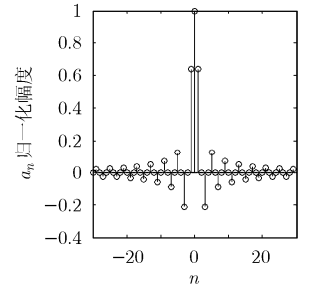


图 2 归一化 a_n 与 n 的关系

即满足 $y_{sn}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Y_{sn}(f)e^{j2\pi f t} df$, 那么 $x_s(t)$ 经匹配滤波器后的输出为

$$y_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot y_{sn}(t) \quad (9)$$

根据图 1, 若 $nf_s > B$, 则匹配滤波器没有输出, 雷达也就检测不到假目标。由此确定 n 的取值范围为 $-N < n < N$, 其中 $N = B/f_s$ 。经计算得到

$$\begin{aligned} |y_{sn}(t)| &= K\sqrt{BT} \left(1 - \frac{|n|f_s}{B}\right) sa \\ &\cdot \left[\pi(B - |n|f_s) \left(t - t_0 - \Delta T - \tau_d + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

由上式可知, $y_{sn}(t)$ 在 $t = t_0 + \Delta T + \tau_d - nf_s/\mu$ 时刻达到峰值点, 峰值为 $K\sqrt{BT}(1 - |n|f_s/B)$, 3dB 主瓣宽度为 $\tau_{sn} = 1.2/(B - |n|f_s)$ 。与式(4)得到的结果比较可知, 干扰输出的 3dB 主瓣宽度大于匹配信号输出的 3dB 主瓣宽度, 且干扰输出峰值与匹配信号输出峰值的关系为

$$y_{sn \max} = (1 - |n|f_s/B) y_{T \max} \quad (11)$$

当 $-N < n < N$ 时, $y_{sn}(t)$ 峰值间隔 f_s/μ 。当峰值间隔远大于主瓣宽度时, 即满足

$$\frac{f_s}{\mu} > \frac{1.2}{B - |n|f_s} \quad (12)$$

时, 可近似认为 $y_{sn}(t)$ 间没有重叠。上式表明当 $|n| < N_p$, 其中 $N_p = B/f_s - 1.2\mu/f_s^2$ 时 $y_{sn}(t)$ 间没有重叠, 而当 $N_p < |n| < N$ 时 $y_{sn}(t)$ 间出现重叠。表 1 给出了典型参数下的 N 和 N_p , 及它们最近的奇数对应的 $|a_n|$ 。

由表 1 可知, 当 $N_p < |n| < N$ 时, $y_{sn}(t)$ 加权系数 a_n 的绝对值与其最大值 $1/2$ 相比均很小, 再考虑到 $y_{sn}(t)$ 幅度也随 n 的绝对值增大减小, 因此当 n 在此重叠范围内时, $y_{sn}(t)$ 对 $y_s(t)$ 的影响可忽略不计, 则当 $|n| < N_p$ 时, 每个 $y_{sn}(t)$ 的主瓣均形成一个孤立假目标, 多个孤立假目标的整体构成假目标群。那么, 间歇收发 LFM 信号经匹配滤波器的输出幅度为

$$|y_s(t)| = \sum_{n=-N_p}^{+N_p} |a_n| |y_{sn}(t)| \quad (13)$$

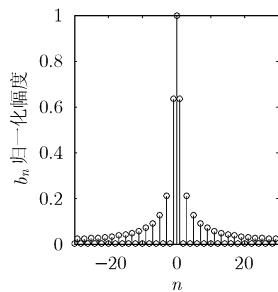
表1 典型雷达参数下的 N 和 N_p , 及它们最近的奇数对应的 $|a_n|$

典型参数($B, T, f_s = 10/T$)	N_p	$ a_{N_p} $	N	$ a_N $
(10MHz, 100 μ s, 10 ⁵ Hz)	88	3.7×10^{-3}	100	3.2×10^{-3}
(10MHz, 1ms, 10 ⁴ Hz)	880	3.6×10^{-4}	1000	3.2×10^{-4}
(10MHz, 2ms, 5 $\times 10^3$ Hz)	1760	1.8×10^{-4}	2000	1.6×10^{-4}
(1MHz, 1ms, 10 ⁴ Hz)	88	3.7×10^{-3}	100	3.2×10^{-3}
(1MHz, 2ms, 5 $\times 10^3$ Hz)	176	1.8×10^{-3}	200	1.6×10^{-3}

根据式(4), 可进一步表示为

$$|y_s(t)| = \sum_{n=-N_p}^{+N_p} b_n \left| y \left[\left(1 - \frac{|n|f_s}{B} \right) \left(t - \Delta T - \tau_d + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] \right| \quad (14)$$

式中 $b_n = |a_n| (1 - |n|f_s/B)$, 归一化的 b_n 随 n 变化如图3所示。从图3可以看出, $n=0$ 对应的是最大峰值, 形成最强假目标。除 $n=0$ 外, 只有当 n 为奇数时, 才出现峰值, 而形成假目标。滞后最强假目标的第 m 个假目标对应的 n 满足 $n = -2m + 1$ 。从上式可看出, LFM 间歇采样信号经匹配滤波器的输出幅度是匹配信号输出延迟 $\Delta T + \tau_d$ 后的周期延拓, 周期为 f_s/μ , 并对延拓信号展宽和调幅。考虑到当 n 为非零偶数时 $b_n = 0$, 非零点的延拓周期为 $2f_s/\mu$ 。

图3 归一化 b_n 与 n 的关系

间歇收发干扰使雷达产生一串在径向距离上对称分布的假目标群, 且最强假目标是假目标群的对称中心, 滞后真实目标 $\Delta T + \tau_d$, 峰值比真实目标低 3dB, 其它假目标峰值由对称中心向两侧快速衰减。当雷达采用脉冲前沿跟踪抗干扰措施时, 至少最强的假目标及其滞后假目标失效。

3 间歇采样信号的频率调制和幅度补偿

3.1 频率调制与干扰前移的关系

群延迟定义为^[11]

$$\tau_M(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg[X(f)] \quad (15)$$

式中 $\arg[X(f)]$ 为相位谱。由式(1)LFM 波形的群延迟为

$$\tau_T(f) = f/\mu, \quad -B/2 < f < B/2 \quad (16)$$

根据式(2)得到 LFM 波形匹配滤波器的群延迟为

$$\tau_M(f) = t_0 - f/\mu, \quad -B/2 < f < B/2 \quad (17)$$

从式(17)可看出, LFM 波形匹配滤波器群延迟是频率的函数, 且随频率的增加而减小。与式(16)比较可知, LFM 波形匹配滤波器群延迟正好和信号群延迟相反, 因此 LFM 信号通过匹配滤波器后相位特性得到补偿而使输出信号相位均匀, 保证信号出现峰值。若改变输入信号群延迟特性, 而滤波器不变, 则可使峰值点前移或后移, 因此可利用该性质, 实现对 LFM 雷达的超前假目标干扰。

如果在整个脉宽范围内, 干扰机在采样 LFM 信号基础上再调制一个固定的正频率, 则经匹配滤波器后形成单个孤立超前假目标干扰。根据干扰机调制频率, 并由式(17)可确定形成的假目标相对目标位置的超前量。若干扰机调制频率为 $f_J > 0$, 则前移时长为

$$\Delta\tau = f_J/\mu \quad (18)$$

式中 f_J 为干扰机调制频率, 可以是固定的, 或时变的, μ 为 LFM 信号的调频斜率。

若要求真实目标位于滞后最强假目标的第 m 个假目标和滞后最强假目标的第 $m+1$ 个假目标之间, 根据上式和式(14), 干扰机调制频率可设为

$$f_J = \frac{m}{\Delta T} + \mu(\Delta T + \tau_d) \quad (19)$$

3.2 间歇采样 LFM 信号的幅度补偿

若干扰机调制频率为 f_J , 干扰机转发信号为

$$x_{Js}(t) = x_s(t)e^{j2\pi f_J t}, \quad f_J > 0 \quad (20)$$

式中 $x_s(t)$ 为干扰机采样信号。

同文中第2节的分析, 得到干扰转发信号经匹配滤波器的输出幅度为

$$|y_{Js}(t)| = \sum_{n=-N}^{+N} b_{Jn} \cdot y \left[\left(1 - \frac{|f_J + nf_s|}{B} \right) \left(t - \Delta T - \tau_d + \frac{f_J + nf_s}{\mu} \right) \right] \quad (21)$$

式中 $b_{Jn} = |a_n| \left(1 - \frac{|f_J + nf_s|}{B} \right)$ 。

若要求滞后最强假目标的第 m 个假目标幅度达到真实目标幅度, 则干扰机幅度调制系数为

$$A_J = \frac{1}{b_{Jn}} = \frac{B}{|a_{-2m+1}| (B - |f_J + (-2m+1)f_s|)} \quad (22)$$

把式(19)代入上式得

$$A_J = \frac{B}{|a_{-2m+1}| (B - |f_s + \mu(\Delta T + \tau_d)|)} \quad (23)$$

可以看出, 幅度调制系数与 ΔT 有关, 与 m 有关。

确定干扰机有效辐射功率与雷达参数、幅度调制系数的关系为

$$\text{ERP}_J = \frac{PG_t\sigma}{4\pi R^2} A_J^2 \quad (24)$$

式中 P 为雷达峰值功率, G_t 为雷达接收天线增益, σ 为目标 RCS, R 为雷达-干扰机距离。

4 仿真实验

仿真参数设置如下:雷达峰值功率为 400kW, 雷达天线增益为 58dB, 雷达工作波长为 0.03m, 信号带宽为 10MHz, 脉冲宽度为 100 μ s, 雷达接收机噪声系数为 6dB, 目标 RCS 为 0.1m², 雷达-干扰机距离为 600km, 干扰机系统延迟 50ns。

当干扰机间歇采样长度为 1 μ s 时, 图 4 给出了间歇采样转发的干扰效果。最强假目标滞后真实目标 157.5m, 峰值比真实目标低 3dB, 其它假目标峰值由对称中心向两侧快速衰减, 与图 4 表现的一致。当干扰机频率调制使真实目标位于滞后最强假目标的第 1 个假目标和滞后最强假目标的第 2 个假目标之间时, 由式(19)确定干扰机调制频率为 1.105MHz, 此时的干扰效果如图 5 所示。由式(18)得到最强假目标相对真实目标前移 1500m, 真实目标应位于第 1 个假目标和第 2 个假目标之间, 均与图 5 表现的一致。当既进行频率调制又进行幅度补偿, 使滞后最强假目标的第 1 个假目标幅度达到目标回波幅度, 由式(23)确定幅度调制系数为 5.24dB, 此时的干扰效果如图 6 所示。可以看出假目标相对真实目标的位置关系同图 5, 而幅度增加, 且真实目标回波幅度与滞后最强假目标的第 1 个假目标幅度相同。

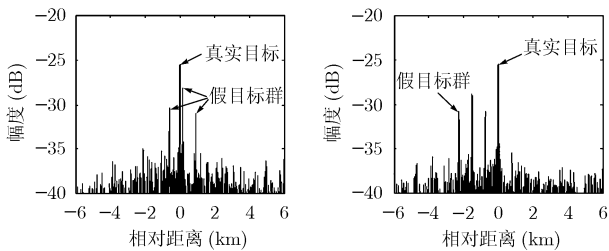


图 4 直接转发时的干扰效果 图 5 只有频率调制时的干扰效果

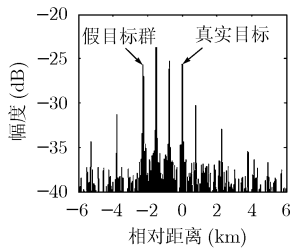


图 6 频率调制和幅度调制时的干扰效果

5 结束语

本文针对间歇收发干扰的缺陷, 研究了对间歇采样信号的频率调制和幅度补偿问题。根据 LFM 信号匹配滤波器的

群延迟特性, 通过对采样信号进行频率调制解决了间歇收发干扰的滞后真实目标问题, 但带来了频率失配导致的幅度损失。然后根据转发干扰经 LFM 匹配滤波器输出特性, 研究了对干扰信号的幅度补偿问题, 通过对由于频率失配导致的幅度损失和由于间歇采样导致的幅度损失分别进行幅度补偿, 使假目标群在幅度上压制真实目标, 实现对真实目标的欺骗和压制干扰。最后的仿真实验验证了理论分析的正确性。本文的分析结果可为自卫干扰机总体设计提供重要的理论依据。

参考文献

- [1] Schleher D C. Electronic Warfare in The Information Age[J]. London: Artech House, 1999: 201-292.
- [2] 王跃鹏, 黄建冲. 基于 DRFM 的雷达综合欺骗干扰. 电子对抗, 2005, 5: 1-5.
- [3] Pace P E, Fouts D J, and Ekestorm S, et al. Digital false-target image synthesiser for countering ISAR. *IEE Proc.-Radar Sonar Navigation*, 2002, 149(5): 248-257.
- [4] Berger S. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum[J]. *IEEE Trans. on AES*, 2003, 39(2): 725-735.
- [5] Adler E and Viverios E, et al. Direct digital synthesis application for radar development[C]. IEEE Int. Radar Conf., Washington, DC, May 1995: 224-226.
- [6] 周国富, 姬国良. 一种新的数字射频存储器非均匀相位量化方法[J]. 电子学报, 1994, 22(3): 90-92.
- [7] 杨小牛, 楼才义, 等. 软件无线电原理及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001, 第 2 章第 1 节.
- [8] 王雪松, 刘建成, 等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学, 2006, 36(8): 891-901.
- [9] Papoulis A. Signal Analysis[M]. New York: McGraw-Hill book co., 1977.
- [10] 刘建成, 刘忠, 等. 基于群延迟的前移干扰研究[J]. 自然科学进展, 2006, 16(12): 122-128.
- [11] Hlawatsch F, and Boudreaux-bartels G F. Linear and quadratic time-frequency signal representations[J]. *IEEE SP Magazine*, 1992, 9(4): 21-67.

刘建成: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、雷达与电子战仿真与评估。

王雪松: 男, 1972 年生, 教授, 研究方向为雷达信号处理与目标识别、综合电子战、雷达系统仿真。

刘忠: 男, 1968 年生, 副教授, 研究方向为雷达信号处理与电子对抗。