

LFM-CW 雷达的 MTI 技术¹

张立志 汪学刚 向敬成

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要 本文首先从理论上分析了线性调频连续波 (LFM-CW) 雷达实现动目标显示 (MTI) 的可能性, 提出了其实现方法, 然后用计算机模拟实验证明了理论分析的正确性和实现方法的可行性. 理论和实验表明, LFM-CW 雷达实现 MTI 和脉冲雷达极其相似.

关键词 线性调频连续波雷达, 动目标显示, 傅里叶变换

中图分类号 TP958, TN957.7

1 引言

线性调频连续波 (LFM-CW) 雷达具有分辨力高、结构简单、体积小、重量轻和良好的低截获概率性能等特点, 特别适用于雷达成像、目标特性研究等领域. 这种雷达的概念在 40 年代末就已提出, 但由于技术的限制, 它的应用仅局限于一些特殊的领域. 在近 20 年间, 由于应用的促进、微波固态器件和数字信号处理和线性度校正技术^[1] 的不断进步, LFM-CW 雷达得到了迅速发展. 目前, LFM-CW 雷达已重新受到国内外的广泛重视, 已有不少 LFM-CW 雷达系统和体制特点的研究报道, 但有关 LFM-CW 雷达 MTI 的研究在文献中还很少见到^[2]. 文献^[3] 阐述了一种应用频谱分析仪把回波时延和与之对应的频率偏移对消来测量目标速度的方法. 本文提出一种用后一周期的差拍信号的频谱减去前一周期的差拍信号的延时 (周期 T) 信号的频谱来实现 LFM-CW 雷达动目标显示 (MTI) 的方法, 该方法等效于用后一周期的差拍信号减去前一周期的差拍信号的延时 (周期 T) 后再求频谱.

2 回波信号分析

LFM-CW 雷达的发射信号是一个调频周期 T 远大于最大作用距离处目标回波时延 τ_m 的线性调频信号, 如图 1 所示. 由于点目标回波与发射信号的差频正比于目标距离, 因此, 目标回波与发射信号进行混频得到差拍信号, 再经傅里叶变换就可以在频域内获得目标的距离信息, 如图 2 所示.

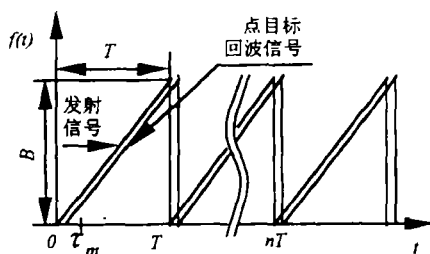


图 1 发射信号、点目标回波信号的瞬时频率

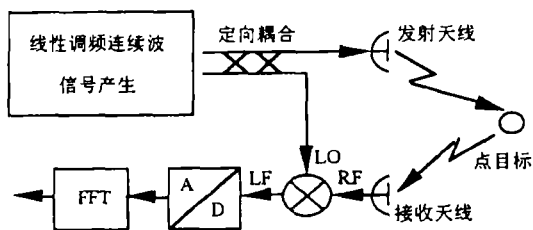


图 2 线性调频连续波雷达系统简化框图

¹ 1998-04-22 收到, 1999-03-03 定稿

图 1 中线性调频信号在第 $n+1$ 个调频周期内的发射信号 $s_{t,n+1}(t)$ 可表示为

$$s_{t,n+1}(t) = A_0 \exp\{j[2\pi(f_0(t-nT) + \mu(t-nT)^2/2)]\}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1)$$

式中忽略了发射信号的初相, A_0 为发射信号的振幅, f_0 为发射信号在 $t=nT$ 时的瞬时频率(图 1 中略去了 f_0), $\mu = B/T$ 为调频斜率(B 为调频带宽).

设在 $t=0$ 时刻, 点目标距离为 R_0 , 以径向速度 v 临近雷达, 则 t 时刻点目标回波时延为 $\tau(t) = 2(R_0 - vt)/(c+v) = \tau_0 - kt$, $\tau_0 = 2R_0/(c+v)$ 为 $t=0$ 时刻点目标的回波时延, $k = 2v/(c+v)$ 且 $k \ll 1$. 此时动目标在第 $n+1$ 个调频周期内的回波信号 $s_{r,n+1}(t)$ 表示为

$$s_{r,n+1}(t + \tau(t)) = \eta s_{t,n+1}(t), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (2)$$

式中 η 为衰减常数, 将 $\tau(t)$ 代入上式并令 $q = 1/(1-k)$ 得

$$s_{r,n+1}(t) = \eta s_{t,n+1}[q(t - \tau_0)], \quad nT + \tau_n \leq t \leq (n+1)T + \tau_{n+1} \quad (3)$$

其中 $\tau_n = \tau(nT)$, 则 $\tau_0 = \tau_n + nkT$, 上式化为

$$\begin{aligned} s_{r,n+1}(t) &= \eta s_{t,n+1}[q(t - nT - \tau_n) + nT] \\ &= \eta \exp\{j2\pi[f_0q(t - nT - \tau_n) + \mu q^2(t - nT - \tau_n)^2/2]\}, \\ &\quad nT + \tau_n \leq t \leq (n+1)T + \tau_{n+1}. \end{aligned} \quad (4)$$

将 $s_{t,n+1}(t)$ 与 $s_{r,n+1}(t)$ 进行差拍得到差拍信号 $s_{b,n+1}(t)$ 为

$$\begin{aligned} s_{b,n+1}(t) &= \frac{1}{2} \eta A_0^2 \exp\{j\{2\pi[\mu_b(t - nT)^2/2 + f_{b,n}(t - nT)] + \theta_n\}\}, \\ &\quad nT + \tau_n \leq t \leq (n+1)T, \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\mu_b = \mu(1 - q^2) \approx -2k\mu$, $f_{b,n} = f_{r,n} - f_d$, $f_{r,n} = \mu q^2 \tau_n \approx \mu \tau_n$ 为与距离成正比的差拍频率, $f_d = -f_0(1 - q) \approx kf_0$ 为回波信号多普勒频移, $\theta_n = 2\pi[(f_0\tau_0 - \mu\tau_0^2/2) - kf_0nT + \mu(\tau_0 + \tau_n)knT/2] \approx \theta_0 - 2\pi f_d nT$ 为差拍信号在 $t=nT$ 时刻的相位, $\theta_0 = 2\pi(f_0\tau_0 - \mu\tau_0^2/2)$ 为 $t=0$ 时刻的初始相位. 从而得到 $s_{b,n+1}(t)$ 的近似表达式:

$$\begin{aligned} s_{b,n+1}(t) &= \frac{1}{2} \eta A_0^2 \exp\{j\{2\pi[-2k\mu(t - nT)^2/2 + \mu\tau_n(t - nT)] + \theta_n\}\} \cdot \exp(-j2\pi f_d t), \\ &\quad nT + \tau_n \leq t \leq (n+1)T. \end{aligned} \quad (6)$$

可见, 与脉冲雷达相似, 每个周期的差拍信号受到多普勒频率的调制, 不同之处在于每个周期的差拍信号在频率上由于目标的距离变化有所差别. 从 (6) 式还可看到差拍信号 $s_{b,n+1}(t)$ 仍然是线性调频信号, 其调频斜率为 $-2k\mu$. 可以这样来解释, 一方面, 由于目标匀速运动, 回波时延引起的差拍频率线性变化, 在一个周期内目标的距离减少了 vT , 相应的差拍信号的频率就减少了 $k\mu T$, 与此对应的差拍信号的调频斜率为 $-k\mu$; 另一方面, 由于多普勒频率 $f_d \approx kf(t)$, 一个周期内发射信号的频率线性变化, 变化量为 μT , 对应的回波信号的多普勒频率也线性变化, 变化量为 $k\mu T$, 引起差拍信号的调频斜率为 $-k\mu$. 两者综合考虑, 差拍信号

的调频斜率为 $-2k\mu$ 。但尽管差拍信号线性调频, 由于 $k \ll 1$, 其时间带宽积 D_b 却很小。例如, 当 $B=200\text{MHz}$ 、 $T=2\text{ms}$ 、 $v=300\text{m/s}$ 时, $D_b=1.6$ 。所以 $s_{b,n+1}(t)$ 实际上是一个时间带宽积很小的线性调频信号, 其频谱与常规等频信号相似。

3 MTI 的实现

实现 LFM-CW 雷达 MTI 就是用后一周期的差拍信号的频谱减去前一周期的差拍信号的延时 (周期 T) 信号的频谱。

对有效调频时宽 $nT + \tau_m \leq t \leq (n+1)T$ 上的差拍信号 $s_{b,n+1}(t)$ 进行傅里叶变换处理得到其频谱 $S_{b,n+1}(f)$ 为

$$\begin{aligned} S_{b,n+1}(f) &= \int_{\tau_m+nT}^{(n+1)T} s_{b,n+1}(t) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \exp(-2\pi f_d nT) \cdot \int_{\tau_m+nT}^{(n+1)T} \frac{1}{2} \eta A_0^2 \exp\{j\{2\pi[-2k\mu(t-nT)^2/2 \\ &\quad + (\mu\tau_n - f_d)(t-nT)] + \theta_0\}\} \cdot \exp(-2\pi ft) dt \\ &= S'_{b,n+1}(f) \cdot \exp(-2\pi f_d nT), \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $S'_{b,n+1}(f)$ 为 $(1/2) \cdot \eta A_0^2 \exp\{j\{2\pi[-2k\mu(t-nT)^2/2 + (\mu\tau_n - f_d)(t-nT)] + \theta_0\}\}$ 的傅氏变换, 其频谱中心为 $f_{c,n+1} = \mu\tau_n - f_d - k\mu(T + \tau_m)$ (参见图 3)。同理可得第 n 个周期的差拍信号的频谱 $S_{b,n}(f) = S'_{b,n}(f) \cdot \exp[-2\pi f_d(n-1)T]$ 以 $f_{c,n} = \mu\tau_{n-1} - f_d - k\mu(T + \tau_m)$ 为频谱中心, 不考虑由于位置的移动而引起的幅度的变化, $S_{b,n+1}(f)$ 和 $S_{b,n}(f)$ 有以下关系:

$$S_{b,n+1}(f) = S_{b,n}(f + \delta f) \exp(-2\pi fT) \exp(-2\pi f_d T) \quad (8)$$

其中 $\delta f = -k\mu T$, 即 $S_{b,n+1}(f)$ 可以看成是 $S_{b,n}(f)$ 在频率轴上的移动, 如图 3 所示。

经 MTI 对消后, 输出信号的振幅频谱为

$$\begin{aligned} |\Delta S_b(f)| &= |S_{b,n+1}(f) - S_{b,n}(f) \exp(-2\pi fT)| \\ &= |S_{b,n}(f + \delta f) \exp(-2\pi f_d T) - S_{b,n}(f)|. \end{aligned} \quad (9)$$

根据 (9) 式可以画出归一化后的 LFM-CW 雷达的 MTI 对消特性曲线, 如图 4 实线所示, 图中横坐标为归一化多普勒频率, 纵坐标为 $20 \log(\max_f |\Delta S_b(f)|)$ 。

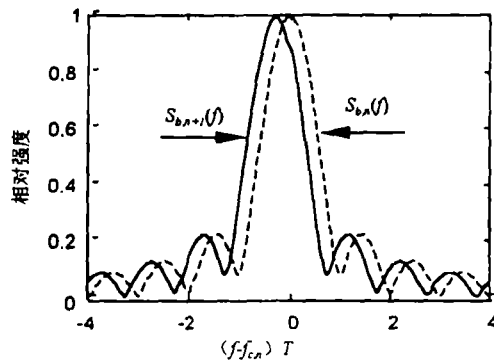


图 3 相邻两周期差拍信号振幅谱示意图

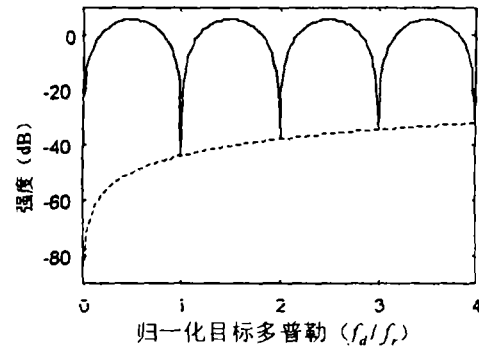


图 4 LFM-CW 雷达 MTI 的速度特性曲线

从图中可以看到, 当 $f_d = mf_r$ (m 为整数, $f_r = 1/T$ 为调频重复频率), 即多普勒频率为调频重复频率的整数倍时, $|\Delta S_b(f)|$ 的幅度将达到极小, 与脉冲雷达相似出现准盲速, 如图 4 实线所示 (严格地说是在 mf_r 附近, 这是因为 $S_{b,n}(f + \delta f)$ 与 $S_{b,n}(f)$ 的相位对极小值的位置有微小的影响), 该极小值随 T 的增加单调上升 (上升的趋势如图 4 虚线所示). 极小值不能全到 0, 是因为两相邻周期差拍信号频谱因目标距离的变化有所移动, 在 $f_d = mf_r$ 时, 两者幅度和相位的差别使得不可能完全对消. m 增加, 即目标速度增大时, 两相邻周期差拍信号频谱的差别越来越大, 导致极小值单调上升. 同时也可看到, 尽管相邻周期差拍信号频谱有所差别, 但对对消起主要作用的还是多普勒频率 f_d 引起的相位差 $2\pi f_d T$. 当 $f_d = mf_r + f_r/2$ 时, 存在极大值, 这也与脉冲雷达相似, 该极大值随 m 的增加单调下降 (图 4 中不易看出), 这也不难从差拍信号频谱中得到解释.

LFM-CW 雷达进行 MTI 处理还具有其他特点:

与一般 LFM-CW 雷达一样存在多普勒频率与距离频率耦合. 从 (7) 式可以看出第 $n+1$ 周期差拍信号的频谱中心不仅含有与距离对应的频率成分 $\mu\tau_n$, 而且包含了多普勒频率 f_d , 多普勒频率与距离频率耦合在一起, 必须通过其他的处理才能得到目标的距离.

目标可能分裂. 当目标的速度达到 $v > c/(2BT)$ 时, 即 $S_{b,n+1}(f)$ 相对于 $S_{b,n}(f)$ 的移动大于一个距离分辨单元时, $S_{b,n+1}(f)$ 和 $S_{b,n}(f)$ 对消后, $|\Delta S_b(f)|$ 可能出现两个峰值点, 一个目标分裂成两个目标, 两峰值点的间隔为 $|\delta f|$. 实际中, 线性调频连续波的 BT 积非常大, 以 $B=200\text{MHz}$, $T=2\text{ms}$ 为例, $v > 375\text{m/s}$ 就可能出现分裂, 万一出现目标分裂, 应用时应作相应的处理.

4 计算机仿真

以上的分析表明, 利用动目标和静目标回波信号与发射信号的差拍信号在频域上的不同特点, 可以实现 LFM-CW 雷达的 MTI. 这个结论可以通过下面的计算机仿真实验得到证实.

仿真实验中 LFM-CW 雷达工作波长为 3cm , 发射信号调频带宽为 200MHz , 调频周期为 2ms , 最大作用距离为 3km , 理论距离分辨力为 75cm . 实验中, 回波差拍信号在有效时段内以 4MHz 的采样频率被采样为 7921 个采样点, 补零至 8192 点后作 FFT 变换, 变换所得到的 8192 点离散复数频谱的前 4096 点代表目标距离的离散取样, 相邻两个取样点间对应的距离约为 75cm .

实验中的静目标位于距雷达 500m 的位置, 两动目标位置为 1000m 和 1500m, 速度分别为 $v = 100\text{m/s}$ 和 $v=800\text{m/s}$, 实验结果示于图 5. 从图 5(a)、5(b) 中可以看到对消后, 距雷达 500m 的位置上的静目标被完全抵消, 距雷达 1000m 和 1500m 的动目标则保留了下来, 但由于多普勒频率与距离频率耦合而偏离了实际位置, 图 5(c) 是 1500m 位置上横轴放大 150 倍目标的显示, 从图中可以看到目标分裂。

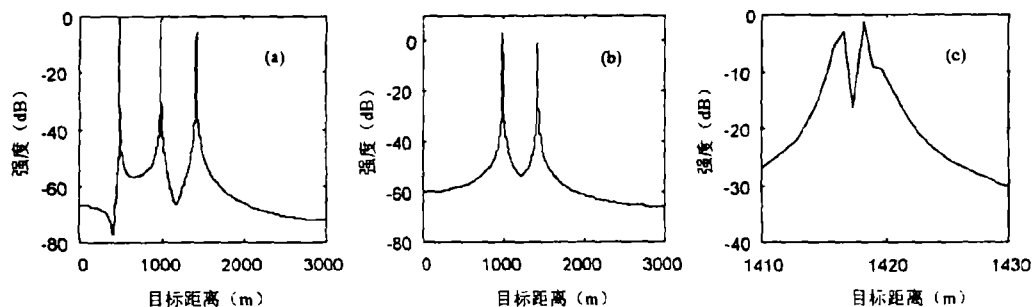


图 5 LFM-CW 雷达的 MTI 的仿真实验结果

表 1 还列举了工作波长为 3cm, 调频周期为 2ms 的 LFM-CW 雷达的改善因子, 所得结果与相同参数的脉冲雷达一次对消的结果相当. 表中杂波功率谱线的展宽近似为 $C(f) = C_0 \exp(-f^2/2\sigma_c^2)$, $\sigma_c = 2\sigma_v/\lambda$ 为杂波功率谱标准差, σ_v 为量纲与速度相同的物理量, 表中 σ_v 值由文献 [4] 得到.

表 1 LFM-CW 雷达改善因子举例

杂波来源	风速 (kn)	σ_v (m/s)	改善因子 (dB)	
			LFM-CW 雷达	脉冲雷达
有森林的小山	10	0.04	23.5	23.6
有森林的小山	25	0.12	20.9	21.1
有森林的小山	40	0.32	14.3	14.5
海浪回波	8~12	0.46~1.1	11.5~4.9	11.7~5.1
雷达箔条	25	1.2	4.3	4.5
云雨		1.8~4.0	1.8~-0.3	1.9~-0.2

5 结 论

以上从理论和实验两方面证明了 LFM-CW 雷达的 MTI 的可行性. 实际上, 无论是 LFM-CW 雷达的 MTI 还是脉冲雷达的 MTI, 都是极其相似的. LFM-CW 雷达和脉冲雷达一样, 回波信号受到多普勒频率的调制, 对消后存在准盲速. 不同的是 LFM-CW 雷达的 MTI 还利用了相邻两周期差拍信号频域上的分离信息, 傅里叶变换只不过相当于起了脉冲压缩的作用.

本文通过理论分析和仿真实验所揭示的 LFM-CW 雷达的 MTI 的实现方法, 对设计具有 MTI 的 LFM-CW 雷达提供了参考, 对深入认识 LFM-CW 雷达系统、促进其发展和应用具有理论价值.

参 考 文 献

- [1] 汪学刚, 冯建雄, 向敬成. 线性调频信号的线性度校正. 电子学报, 1996, 24(10): 120-122.
- [2] Stove A G. Linear FMCW radar techniques. IEE.Proc-F. 1992, 139(5): 343-350.
- [3] Chadeick R B, Strauch R G. Processing of FM-CW Doppler radar signals from distributed targets. IEEE trans. on AES, 1979, AES-15(1): 185-188.
- [4] 《雷达系统》编写组. 雷达系统. 北京: 国防工业出版社出版. 1980.
- [5] 汪学刚, 袁湘辉, 向敬成, 等. 线性度与零差拍线性调频连续波雷达的距离分辨率. 系统工程与电子技术, 1997, 19(10): 19-23.
- [6] 杨建宇, 丁义元, 黄顺吉. 线性调频连续波雷达的等效正交双通道性能. 电子学报, 1994, 22(9): 76-80.

MTI TECHNIQUE IN LFM-CW RADAR

Zhang Lizhi Wang Xuegang Xiang Jingcheng

(*University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054*)

Abstract This paper analyzes the possibility and presents the method for performing MTI in LFM-CW radars. Computer simulation proves that the analysis is correct and the method is practical. Results show that MTI in LFM-CW radar is very similar to that in pulse radar.

Key words Linear FM-CW radar, Moving target indication, Fourier transform

张立志: 男, 1969 年生, 博士生, 主要从事雷达信号处理.

汪学刚: 男, 1964 年生, 教授, 研究方向包括雷达信号处理、毫米波雷达技术、模拟器等.

向敬成: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向包括高速实时信号处理、波形设计及优化、毫米波雷达技术等.