

MIMO 雷达正交频分非线性调频波形设计

赵 伟, 赵永波, 李 慧, 刘 峥

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 正交波形是多输入多输出雷达应用最广泛的波形, 评价波形正交性好坏的重要指标是波形的自相关和互相关性能. 针对正交频分线性调频信号的自相关存在主副比低且加窗抑制旁瓣会带来主瓣展宽和失配损失的问题, 本文提出了正交频分非线性调频信号的模型和设计方法. 仿真分析证明了该种波形比正交线性调频信号具有更好的相关性能.

关键词: 多输入多输出雷达; 波形设计; 正交频分线性调频; 正交频分非线性调频

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)11-2331-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.11.032

Orthogonal Frequency Division-Nonlinear Frequency Modulation Waveform Design for MIMO Radar

ZHAO Wei, ZHAO Yong-bo, LI Hui, LIU Zheng

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Orthogonal waveform is the most widely used waveform in multiple input multiple output (MIMO) radar systems. The good performance in both auto-correlation and cross-correlation of transmitted orthogonal waveform is crucial for MIMO radar. In order to overcome the deficiency in auto-correlation performance of orthogonal frequency division-linear frequency modulation (OFD-LFM) signals, this paper proposes the model of orthogonal frequency division-nonlinear frequency modulation (OFD-NLFM) signals. The design method of OFD-NLFM signals for MIMO radar is also presented. Simulation results show that OFD-NLFM signals have better performance in both auto-correlation and cross-correlation compared with OFD-LFM signals.

Key words: multiple input multiple output (MIMO) radar; waveform design; orthogonal frequency division linear frequency modulation (OFD-LFM); orthogonal frequency division nonlinear frequency modulation (OFD-NLFM)

1 引言

多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 雷达是一种具有多个发射和接收天线的体制雷达^[1,2]. 该雷达各阵元全向发射相互正交的信号, 接收端通过匹配滤波分离出各个发射分量. 因而, 设计具有良好自相关和互相关性能的正交波形是 MIMO 雷达实现的关键.

MIMO 雷达常采用的正交信号有正交相位编码信号、离散频率编码信号等^[3~6], 其中文献[3,4]提出了非周期自相关函数和非周期互相关函数的概念, 并基于模拟退火算法设计了正交相位编码波形和离散频率编码波形. 文献[5]、[6]分别研究了近似正交调频连续波 MIMO 雷达波形和对多普勒容忍性强的正交相位编码波形. 最近还有学者研究部分相关 MIMO 雷达波形设计问题^[7,8]. 正交频分线性调频 (Orthogonal Frequency Division-Linear Frequency Modulation, OFD-LFM) 信号也是一种

具有良好性能的 MIMO 雷达波形, 文献[9,10]就 OFD-LFM 信号模型及其模糊函数等问题进行了分析, 并讨论了信号互相关峰值的位置和大小与频率间隔之间的关系. 然而, 这些信号有一个共同缺陷, 即经过匹配滤波器压缩处理后距离旁瓣较高, 加权处理在降低旁瓣的同时又会带来信噪比损失. 相比之下, 非线性调频 (NonLinear Frequency Modulation, NLFM) 信号具有距离旁瓣较低而无需加权的优点, 因此在雷达系统中得到了广泛的应用, 其设计方法也在逐渐改进. 文献[11]、[12]分别将凸优化和动态优化用于非线性调频信号的设计; 文献[13]提出了小时宽带宽积的非线性调频信号设计方法. 本文针对 MIMO 体制的雷达, 首先分析了 OFD-LFM 信号模型, 然后在此基础上提出了正交频分非线性调频 (Orthogonal Frequency Division-Nonlinear Frequency Modulation, OFD-NLFM) 信号. 该信号模型采用窗函数法设计 NLFM 信号, 再将其应用到 MIMO 雷达中, 仿真结果证明了 OFD-NLFM 信号的相关性能较 OFD-LFM 有很大的改善.

2 正交频分线性调频信号

在 MIMO 雷达中,正交信号可以设计为简单的正交频分信号,即不同发射通道占用不同频带,各个通道发射的信号为单频信号.正如文献[9,10]所指出的,正交信号也可以设计为正交线性调频(OFD-LFM)信号,即不同发射通道信号占用不同频带,而各个发射通道信号内部则采用线性调频信号.

图1和图2分别是波形个数 $M=4$,信号时宽 $T_p=40\mu\text{s}$,调频带宽 $B_s=4\text{MHz}$,相邻信号频率间隔 $f_\Delta=160$ f_p ($f_p=1/T_p$)时 OFD-LFM 信号的自相关和互相关.从图1可以看出,自相关旁瓣峰值约为 -13.47dB ,互相关峰值约为 -28.34dB .文献[9]推导和分析了 OFD-LFM 信号的距离自相关函数为:

$$|X_m(\tau, 0)| = \begin{cases} \left| \frac{\sin\pi\mu\tau(T_p - |\tau|)}{\pi\mu\tau(T_p - |\tau|)} (T_p - |\tau|) \right|, & |\tau| < T_p \\ 0, & \tau \text{ 取其他值} \end{cases} \quad (1)$$

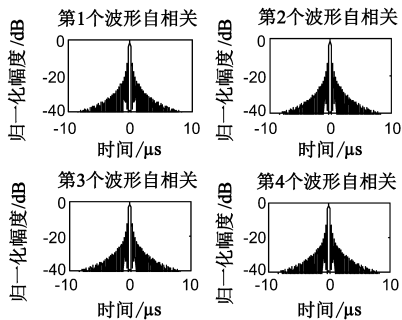


图1 $f_\Delta=160f_p$ 时OFD-LFM自相关曲线

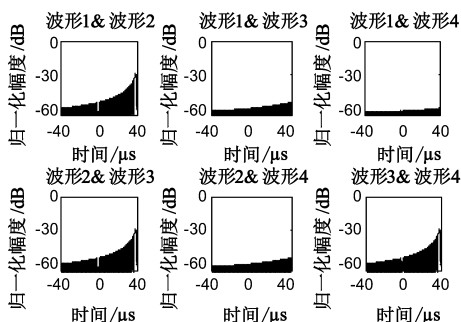


图2 $f_\Delta=160f_p$ 时OFD-LFM互相关曲线

其中 $\mu = B_s/T_p$ 为调频斜率.由式(1)可知,自相关函数含有 sinc 函数项,所以决定了其自相关旁瓣峰值电平为 -13.2dB 左右,而且频率间隔的改变对其几乎没有影响.但 OFD-LFM 信号的互相关峰值则会随着频率间隔的增大而降低[9].

OFD-LFM 波形的自相关特性使其在有些场合下不能满足信号检测的要求.在信号检测时很容易把旁瓣

峰值误认为目标而产生虚警;当信噪比较低时,旁瓣峰值也有可能淹没真实信号而造成漏警.为了提高分辨多目标的能力,必须采用加权技术对旁瓣进行抑制.加权可以在时域或频域进行,加权函数的种类也很多,常用的有 Hamming 加权函数、余弦加权函数、泰勒加权函数等.图3所示是图1第1个波形的脉压和时域 Hamming 加权的结果.从图中的对比可以看到,进行加权处理后,旁瓣有效降低,主副比有了很大改善,但是同时出现了主瓣展宽和主瓣损失的问题.在实际应用中,需要根据具体性能要求折衷考虑.

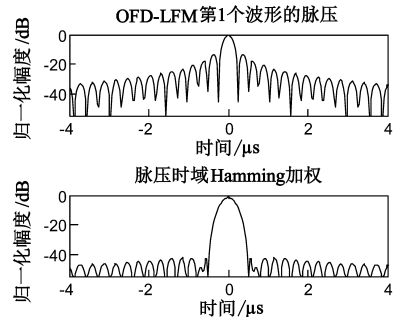


图3 第1个波形脉压及时域加权

3 非线性调频信号及其设计方法

从上节的讨论不难发现,导致 OFD-LFM 信号自相关旁瓣峰值电平较高的原因是各个发射通道采用了线性调频信号,而主副比低是线性调频信号的固有缺陷.加权能够抑制旁瓣,但也引起了信号主瓣展宽从而降低距离分辨力的问题,同时失配导致了信噪比下降.一种解决上述问题的办法就是将时域或频域的加权放在频率调制中完成,改变频率的线性调制规律,这就是人们研究的非线性调频信号.NLFM 信号只需要改变发射信号的频谱和匹配滤波器的传递函数,而不需要时域或频域加窗,所以既可以避免因为加权带来的信噪比损失,还可以得到较低的旁瓣电平.

非线性调频信号是一种频率调制规律随时间非线性变化的信号,虽然没有线性调频信号理论成熟,但也有理论依据的,即相位逗留原理[14].非线性调频信号的产生相比线性调频信号复杂得多,其模型众多,还没有精确的信号设计方法,实际中用的都是近似方法.目前常用的 NLFM 信号设计方法有两种:一种是基于调频函数族的优化设计方法,该方法基于调频函数模型通过优化方法寻优相关参数,从而得到非线性调频信号[15];第二种方法是窗函数求反法[16],它设计某个固定的窗函数为信号的功率谱函数,进而运用相位逗留原理求出信号的群延时函数,再求其反函数得到非线性调频信号的调频函数,是一种更经典的方法.

由于窗函数具有很低的副瓣电平,所以可作为非线性调频信号脉压输出信号的频谱函数.常见的窗函数及表达式如下:

海明窗: $W(f) = 0.54 + 0.46\cos(2\pi f/B)$

汉宁窗: $W(f) = 0.5 + 0.5\cos(2\pi f/B)$

布莱克曼窗: $W(f) = 0.42 + 0.5\cos(2\pi f/B) + 0.08\cos(4\pi f/B)$

余弦四次方窗: $W(f) = \cos^4(0.4 * 2\pi f/B)$

高斯窗: $W(f) = \exp(-12(f/B)^2)$

式中, $-B/2 \leq f \leq B/2$.

这些窗函数都具有主瓣宽度窄、最大副瓣小的特点,但基于不同窗函数设计的相同时宽带宽积的调频信号脉压输出也有较大差别,具体选择需根据设计的要求而定.

假设所设计非线性调频信号为 $s(t) = a(t)\exp(j\theta(t))$,选窗函数 $S(f)$ 作为其频谱函数.由匹配滤波理论知,经过脉冲压缩后输出信号的频谱为:

$$S_o(f) = |S(f)|^2 \quad (2)$$

由相位逗留原理可知信号频谱和调频斜率存在如下关系:

$$S(f) \propto \sqrt{\frac{1}{\theta'(t)}} = \sqrt{\frac{1}{df(t)/dt}} = \sqrt{\frac{dT(f)}{df}} \quad (3)$$

其中 $T(f)$ 为群延迟,它是调频函数 $f(t)$ 的反函数.上式(3)表明,如果选定脉冲压缩后输出信号的频谱函数为 $W(f)$,则 $W(f) \propto \frac{dT(f)}{df}$.因此,只需对 $W(f)$ 积分便可得到群时延函数:

$$T(f) = K \int_{-\infty}^f W(v) dv \quad (4)$$

式(4)中 K 为常数.当要求非线性调频信号带宽为 B ,时宽为 T 时,有:

$$K = \frac{T}{\int_{-B/2}^{B/2} W(v) dv} \quad (5)$$

因为 $T(f)$ 为 $f(t)$ 的反函数,根据反函数定义可求得:

$$f(t) = T^{-1}(f) \quad (6)$$

根据信号瞬时频率和相位的关系求得相位函数如下:

$$\theta(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(v) dv \quad (7)$$

按上述步骤求出相位函数之后,就可以得到所要设计的非线性调频信号.

4 正交频分非线性调频信号模型及设计方法

针对 MIMO 雷达需发射正交波形且对脉压性能要求高的特殊场合,我们将正交频分多址思想引入到非

线性调频信号中,就得到了正交频分非线性调频(OFD-NLFM)信号模型.

假设有 M 个发射阵元,信号时宽为 T_p , $f_p = 1/T_p$,单个信号调频带宽为 B_s ,相邻两个信号的频率间隔为 f_Δ (f_Δ 为 f_p 的整数倍),第一个信号的中心频率为 f_0 , $f_m = f_0 + (m-1)f_\Delta$ 表示第 m 个信号的中心频率,信号总带宽 $B = B_s + (M-1)f_\Delta$,其原理示意图如图 4 所示.

由图 4 可以看出,OFD-NLFM 和 OFD-LFM 信号的不同之处就在于信号频率的调制方式.OFD-NLFM 采用的是非线性调频信号,这样既能提高单个信号的脉压性能,也保证了各信号间的正交性,与 OFD-LFM 相比具有明显的优势.

OFD-NLFM 信号的设计在确定波形个数、单个信号调频带宽等参数后,关键的是选择窗函数,进而求出信号的频率调制函数.几个窗函数中,布莱克曼窗对应的主瓣副瓣比最大,但主瓣宽度最大,对距离分辨力要求不高的雷达完全可采用它.

下面就以布莱克曼窗为例来求 OFD-NLFM 信号的各个波形:

(1)选择 M 个布莱克曼窗函数作为 M 个非线性调频信号脉压输出的频谱函数,则第 m 个波形的脉压输出频谱函数为:

$$W_m(f) = 0.42 + 0.5\cos(2\pi f/B_s) + 0.08\cos(4\pi f/B_s) \quad (8)$$

其中, $-B_s/2 + f_m \leq f \leq f_m + B_s/2$.

(2)根据式(4),对式(8)积分即可求出第 m 个非线性调频信号的群延时函数:

$$T_m(f) = 0.42Kf + (0.25KB_s/\pi)\sin(2\pi f/B_s) + (0.02KB_s/\pi)\sin(4\pi f/B_s) \quad (9)$$

由式(5)求得常数 $K = T/B_s/0.42$,代入式(9)得:

$$T_m(f) = (T/B_s)f + (0.5952T/\pi)\sin(2\pi f/B_s) + (0.0476T/\pi)\sin(4\pi f/B_s) \quad (10)$$

(3)根据群延时函数和频率函数互为反函数的关系,对式(10)所示的函数求反,得到第 m 个非线性调频信号的频率函数:

$$f_m(t) = T_m^{-1}(f) \quad (11)$$

(4)对式(11)求得的频率函数积分,求得第 m 个非线性调频信号的相位函数:

$$\theta_m(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_m(v) dv \quad (12)$$

(5)求出相位函数后,就可以得到 OFD-NLFM 的第 m 个信号为:

$$s_m(t) = \exp(j\theta_m(t)) \quad (13)$$

以发射阵元数 $M = 4$,每个信号时宽 $T_p = 40\mu s$,带宽 $B_s = 4\text{MHz}$,相邻信号频率间隔 $f_\Delta = 160f_p = B_s$,第一个波形的中心频率 $f_0 = -B/2 + B_s/2$,用布莱克曼窗函数设计 OFD-NLFM 信号,结果如图 5 ~ 图 9 所示.

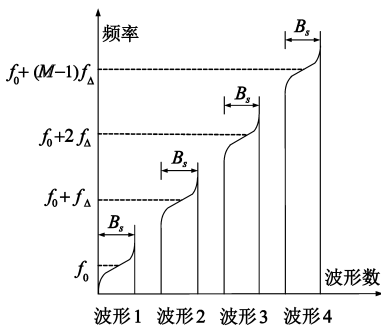


图4 OFD-NLFM信号原理示意图

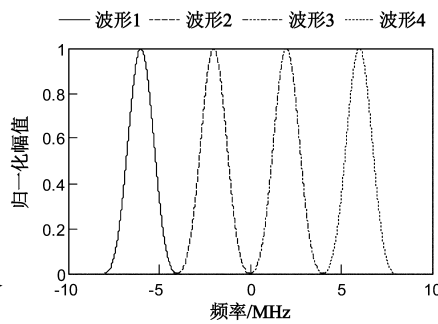


图5 四个窗函数的频谱

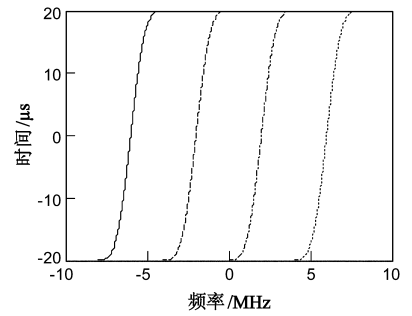


图6 OFD-NLFM信号的群延时

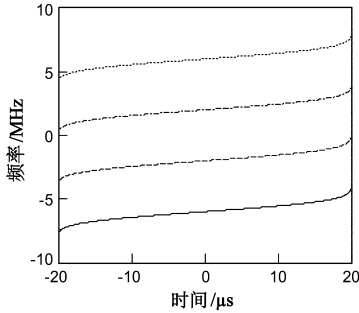


图7 OFD-NLFM信号的频率函数

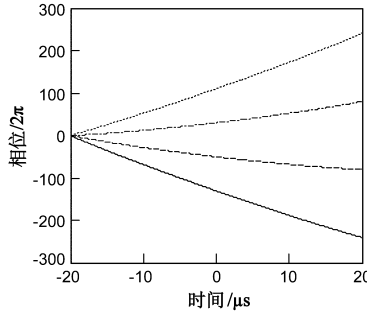


图8 OFD-NLFM信号的相位函数

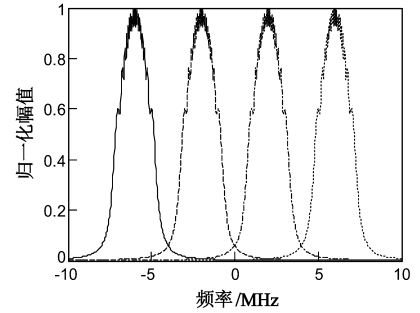


图9 OFD-NLFM信号的频谱

5 正交频分非线性调频信号设计结果分析

根据上述 OFD-NLFM 信号模型及设计方法,对用上一节中参数设计的正交波形进行仿真与分析.由图 10 和图 1 对比可见,OFD-NLFM 信号的自相关性能副瓣电平很低,旁瓣峰值为 -35.49dB,相比 OFD-LFM 信号的副瓣峰值电平 -13.47dB,得到了很大的改进.而且与图 3 对比可得到,OFD-NLFM 信号自相关和 OFD-LFM 信号脉压时加窗相比,没有失配损失.将图 11 和图 2 对比可见,OFD-NLFM 信号的互相关峰值为 -41.71dB,同样比 OFD-LFM 信号的 -28.34dB 有很大改善.上述比较说明在相同参数条件下,OFD-NLFM 信号的自相关和互相关性能较 OFD-LFM 都有很大优势,最主要的是克服了

OFD-LFM 固有的脉压性能缺陷.

为了分析频率间隔对波形性能的影响,我们取不同的 f_Δ 对信号进行分析.图 12 和图 13 分别是 $f_\Delta = 300f_p$ 时 OFD-NLFM 信号的自相关和互相关曲线,自相关旁瓣峰值为 -35.48dB,互相关峰值为 -54.23dB.由此可见,和 OFD-LFM 信号一样,增大波形间的频率间隔对自相关影响很小,但可以改善信号的互相关性能,这是因为信号间频率重叠部分的减少会降低波形间的相互影响.从上一节图 9 所示的 4 个 OFD-NLFM 波形频谱图可以看出,当 $f_\Delta = B_s$ 时,4 个波形的频谱互不重叠,而且频谱利用率最高,互相关峰值电平也已基本满足 MI-MO 雷达波形设计的指标要求.

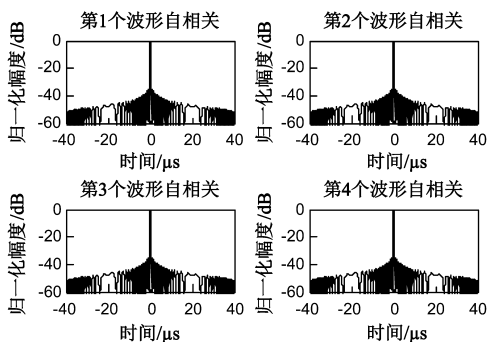


图10 $f_\Delta = 160 f_p$ 时 OFD-NLFM 信号自相关曲线

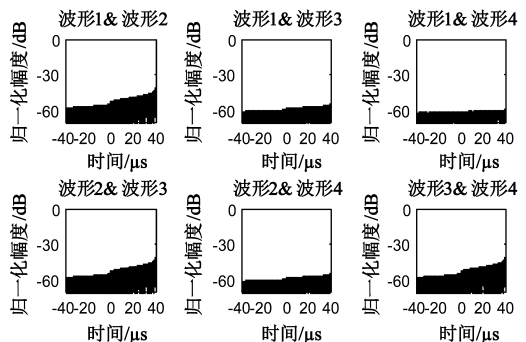
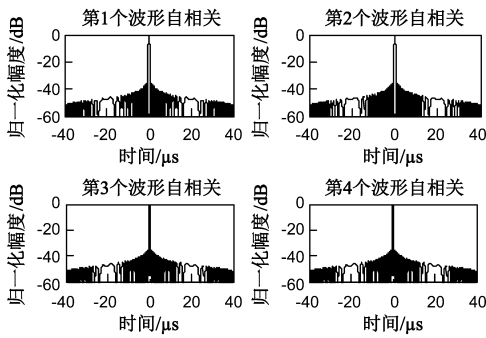
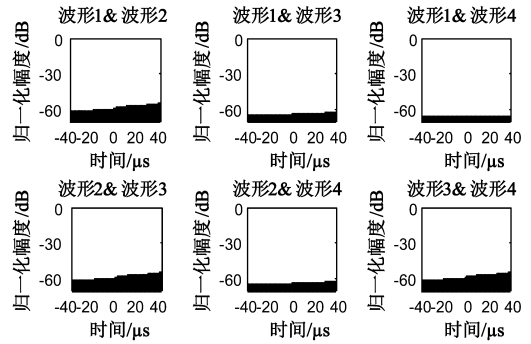


图11 $f_\Delta = 160 f_p$ 时 OFD-NLFM 信号互相关曲线

图12 $f_d=300f_p$ 时OFD-NLFM信号自相关曲线图13 $f_d=300f_p$ 时OFD-NLFM信号互相关曲线

6 结束语

针对 MIMO 雷达的常用波形 OFD-LFM 信号存在自相关旁瓣峰值电平过高的问题, 本文分析了其原因及加权带来的主瓣展宽和失配损失问题, 结合非线性调频信号在脉压性能方面的优势, 提出了 MIMO 雷达正交频分非线性调频信号 (OFD-NLFM). 通过仿真结果比较, 证明了 OFD-NLFM 信号没有 OFD-LFM 自相关旁瓣峰值高的固有缺陷, 互相关性能也比 OFD-LFM 有所提高. 同时也分析了频率间隔对 OFD-NLFM 信号相关性能的影响. 设计及分析结果证明了 OFD-NLFM 信号可用于 MIMO 雷达系统中.

参考文献

[1] Fisher E, Haimovich A, Blum R, et al. MIMO radar: An idea whose time has come [A]. IEEE International Conference on Radar [C]. Philadelphia: IEEE, 2004. 71 – 78.

[2] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151 – 4161.

[3] Deng Hai. Polyphase code design for the orthogonal netted radar systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(11): 3126 – 3135.

[4] Deng Hai. Discrete frequency-coding waveform design for netted radar systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(12): 179 – 182.

[5] G Babur, O A Krasnov, A Yarovoy, P Aubry. Nearly orthogonal waveforms for MIMO FMCW radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1426 – 1437.

[6] J Yang, Z K Qiu, W D Jiang, X Li. Poly-phase codes optimisation for multi-input-multi-output radars [J]. IET Signal Processing, 2013, 7(2): 93 – 100.

[7] B Friedlander. On transmit beamforming for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3376 – 3388.

[8] W Huleihel, J Tabrikian, R Shavit. Optimal adaptive waveform design for cognitive MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(20): 5075 – 5089.

[9] 刘波. MIMO 雷达正交波形设计及信号处理研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2008.
Liu Bo. Research on Orthogonal Waveform Design and Signal Processing for MIMO Radar [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2008. (in Chinese)

[10] 刘波, 韩春林, 苗江宏. MIMO 雷达正交 LFM 信号设计及性能分析 [J]. 电子科技大学学报, 2009, 38(1): 28 – 31.
Liu Bo, Han Chunlin, Miao Jianghong. OFD-LFM signal design and performance analysis for MIMO radar [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2009, 38(1): 28 – 31. (in Chinese)

[11] 何学辉, 陶海红, 吴兆平, 吴顺君. 一种改进的非线性调频信号设计 [J]. 电子学报, 2009, 37(8): 1784 – 1788.
He Xuehui, Tao Haihong, Wu Zhaoping, Wu shunjun. An improved design for non-linear frequency modulation signal [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(8): 1784 – 1788. (in Chinese)

[12] 肖开健, 井伟, 肖战牛. 基于动态优化的非线性调频信号设计 [J]. 火控雷达技术, 2011, 40(2): 35 – 37.
Xiao Kaijian, Jing Wei, Xiao Zhanniu. Design of NLFM signal based on dynamic optimization [J]. Fire Control Radar Technology, 2011, 40(2): 35 – 37. (in Chinese)

[13] Mariusz Luszczczyk, Aleksander Labudzinski. Sidelobe level reduction for complex radar signals with small base [A]. 19th International Radar Symposium [C]. Warsaw: IEEE, 2012. 146 – 149.

[14] 阮黎婷. 非线性调频信号的波形设计与脉冲压缩 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
Ruan Liting. Waveform Design and Pulse Compression for Nonlinear Frequency Modulation Signal [D]. Xi'an: Xidian University, 2010. (in Chinese)

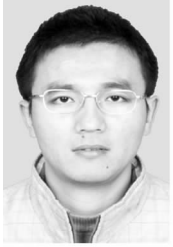
[15] 张群英, 何佩琨, 毛二可. 一种改进的非线性调频信号波形设计方法 [J]. 京理工大学学报, 2000, 20(3): 352 – 354.
Zhang Qunying, He Peikun, Mao Erke. An improved method

of designing NLFM signal[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2000, 20(3): 352 - 354. (in Chinese)

[16] J A Johnston, A C Fairhead. Waveform design and doppler

sensitivity analysis for nonlinear FM chirp pulses[J]. IEE Communications, Radar and Signal Processing, 1986, 133(2): 163 - 172.

作者简介



赵伟 男, 1979 年 6 月生于河南省许昌市, 在职博士生. 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理和数据挖掘等.

E-mail: ywzhao@mail.xidian.edu.cn



赵永波 男, 1972 年 10 月出生于河南省新乡市, 博士, 教授, 博士生导师, 获国家科技进步二等奖、国防科技进步一等奖和国防发明二等奖各 1 项, 在国内外发表学术论文 60 余篇, 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理、新体制雷达等.

E-mail: ybzhao@xidian.edu.cn