

文章编号 1005-0388(2011)05-1013-06

提高高频雷达带宽的多载波技术研究

裴炳南¹ 高晓兵¹ 张颖光²

(1. 大连大学信息工程学院, 辽宁 大连 116622;

2. 国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要 天波雷达工作在高频段, 其工作带宽受电离层特性和人工信号干扰的限制, 工程信号带宽一般只有十几千赫兹。利用多输入多输出(MIMO)原理, 研究发射一组正交多载波调制的带宽为十几千赫兹的线性调频(LFM)信号照射目标, 在接收端经匹配滤波和等效发射波束成形技术重建这一组回波信号成宽带信号, 以增大雷达系统信号带宽。理论分析表明: 在不考虑高频雷达多模多径情况下, 发射 N 个频率间隔 $f_p = B$ 的正交多载波调制 LFM 信号, 在接收端采用匹配滤波和空时信号处理技术, 将使接收信号带宽提高大约 N 倍。采用 Watterson 短波信道模型的仿真结果验证了理论分析的正确性。这表明在高频雷达多径环境不严重时, 采用该方法可以提高雷达的距离分辨力。

关键词 距离分辨力; 匹配滤波; 多输入多输出雷达; 正交多载波

中图分类号 TN957.51

文献标志码 A

1. 引 言

高频雷达具有远距离探测目标的能力; 载波在 3~30 MHz 范围内选择, 如天波超视距雷达工作频率为 5~28 MHz, 地波超视距雷达工作频率为 2~15 MHz。工程上, 由于高频波段人工电磁干扰与电离层的物理限制, 天波雷达工作频段不存在连续干净的频谱段, 只存在若干电波发射窗口^[1], 高频雷达信号带宽在十几千赫兹左右。比如信号带宽 $B=15$ kHz, 则雷达信号的距离分辨力为 $\Delta R = C/2B = 10$ km, 如此大的距离单元, 回波信杂比很低, 使检测目标很困难。

由于以上原因, 现役高频雷达发射信号是窄带信号。问题是能否利用一系列窄带信号的回波实现接收信号的宽带化呢?

近年来, 一些学者将多输入多输出(MIMO)技术引入雷达领域, 提出了 MIMO 雷达的概念^[2-3]。MIMO 雷达有两类, 一种是基于空间分集技术, 一种是基于波形分集技术^[4]。采用波形分集技术, 目

前研究的波形分集方式有正交频分复用(OFDM)—线性调频(LFM)信号、正交离散频率编码信号(DF-CW)、正交多相编码信号等等。本文采用第一种信号方式, 研究利用发射频域正交的一组带宽为 12 kHz 的 LFM 信号通过短波信道后用等效接收匹配滤波原理提高高频雷达信号带宽的技术原理。理论分析表明: 在可以忽略 N 个窄带信号不同回波时延的情况下, 采用 MIMO 技术可以将 N 个窄带回波信号在接收端合成为一个宽带信号; 当信号频率间隔 $f_p = B$ 时, 接收机等效发射端匹配滤波信号的带宽为发射端 N 个窄带信号带宽之和。仿真结果验证了理论的正确性。

2. MIMO 频分 LFM 雷达信号模型与信号处理

适当选择载频, 对高频雷达来说可以假设: ①目标是点目标; ②每组正交雷达信号所经历的路径是相同的。假设发射的窄带 LFM 信号分量为 $s_i (i = 1, 2, \dots, N)$, N 为发射正交 LFM 信号个数, 则各发

收稿日期: 2010-12-14

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60971107)

联系人: 高晓兵 E-mail: gxb870321@163.com

射的 LFM 信号可分别表示为

$$s_i(t) = u(t) e^{j2\pi[f_0 t + (i-1)f_p t]} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (1)$$

式中: $u(t) = \text{rect}(t/T) e^{j\pi\mu t^2}$ 为信号的复包络, $\mu = B/T$ 为调制斜率, T 为脉冲宽度; f_0 为载波频率。

其中各发射的 LFM 信号的频谱分布示意图如图 1 示。

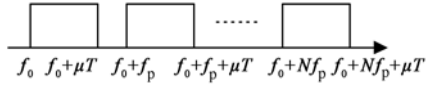


图1 频分正交 LFM 频谱分布区域示意图

当 s_i, s_j 相互正交, 满足

$$\int_0^T s_i(t) s_j^*(t) dt = c_i \delta(i-j) \quad (2)$$

式中 $c_i = \int_0^T |s_i(t)|^2 dt$ 为第 i 个信号的能量。接收天线接收到的信号为各发射分量的回波信号和, 即

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^N \sigma_i s_i(t - \tau_i) \quad (3)$$

式中: σ_i 为接收到的目标回波的幅度; τ_i 为从发射端第 i 个发射信号发射出去后到达点目标, 然后回到接收端的双程时延。考虑理想情况, 忽略外界损耗衰减因子, 且目标为静止目标。

接收端对接收到的各个回波信号分量分别进行匹配滤波, 各匹配滤波器的冲激响应分别为 $s_i^*(t_0 - (t - \tau_i))$, 假设用第 i 个匹配滤波器对 $s_r(t)$ 进行匹配滤波来检测估计第 i 个发射信号分量, 得到

$$\begin{aligned} s_{oi}(t) &= \int_T s_r(t - \alpha) s_i^*(t_0 - (\alpha - \tau_i)) d\alpha \\ &= \sigma_i c_i + \sum_{j \neq i}^p \sigma_j r_{ij} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: c_i 为第 i 个信号通过第 i 个匹配滤波器的输出; r_{ij} 为第 j 个波形与第 i 个匹配滤波器的相关系数。通过正交信号的设计 (通过合理选择各路信号的频率间隔 f_p), 可以让相关系数 r_{ij} 尽可能的小^[6],

从而使 $\sum_{j \neq i}^p \sigma_j r_{ij} \ll \sigma_i c_i$ 。如此, 接收信号经过第 i 个匹配滤波器 $s_i^*(t_0 - (t - \tau_i))$ 后的输出可写为^[5]

$$\begin{aligned} s_{oi}(t) &= T \sigma_i \text{rect}\left(\frac{t - \tau - t_0}{2T}\right) \cdot \\ &\quad \frac{\sin \pi \mu T (t - \tau_i - t_0)}{\pi \mu T (t - \tau_i - t_0)} e^{j2\pi f_0 (t - \tau_i - t_0)} \end{aligned} \quad (5)$$

这里假设各个信号对于同一点目标的回波时延一致, 即 $\tau_i = \tau$, 并且各点目标的 $\sigma_i = \sigma$ 。合并 N 个匹配滤波器的输出, 可得到合成信号 $s_0(t)$ 为

$$\begin{aligned} s_0(t) &= T \sigma \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{i=1}^N \frac{\sin \pi \mu T (t - \tau - t_0)}{\pi \mu T (t - \tau - t_0)} e^{j2\pi (f_0 + (i-1)f_p)(t - \tau - t_0)} \\ &= T \sigma \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{i=1}^N \frac{\sin \pi \mu T (t - \tau - t_0)}{\pi \mu T (t - \tau - t_0)} \\ &\quad \frac{\sin N \pi f_p (t - \tau - t_0)}{\sin \pi f_p (t - \tau - t_0)} e^{j\varphi} \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\varphi = 2\pi f_0 (t - \tau - t_0) + \pi (N-1) f_p (t - \tau - t_0)$

其包络为

$$\begin{aligned} s_0(t) &= T \sigma \left| \frac{\sin \pi \mu T (t - \tau - t_0)}{\pi \mu T (t - \tau - t_0)} \right| \\ &\quad \left| \frac{\sin N \pi f_p (t - \tau - t_0)}{\sin \pi f_p (t - \tau - t_0)} \right|, \\ &\quad |t - \tau - t_0| < T \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可以看出, 合成信号的形状主要由两个函数决定。第一个函数的幅度包络为辛格函数, 决定于发射脉冲, 当 $\pi B t = \pm \pi$ 时, $t = \pm 1/B$ 为其第一零点坐标。第二个函数的幅度包络为类辛格函数, 周期为 $1/f_p$, 当 $N \pi f_p t = \pm \pi$ 时, $t = \pm 1/(N * f_p)$ 为其第一零点坐标。

讨论: $f_p = rB$, $B = 12$ kHz, 采用 4 个正交信号, 两目标的距离为 $[1500, 1520]$ km 时的情况, 分别对 $r=0.5, r=1, r=2, r=10$ 时匹配滤波输出包络进行仿真, 如图 2 (见 1026 页) 所示。

由图 2 可知: 由于互相关旁瓣的影响, 并不是 f_p 越大, 信号的距离分辨性能越好。理论分析表明: 采用 N 个正交频分 LFM 雷达信号, 当频率间隔 $f_p = B$ 时, 可使雷达的距离分辨力性能得到提高, 理论上近似提高为单个 LFM 信号的 N 倍。

为了考察信号经短波信道传输时对前面分析的影响, 采用 CCIR 推荐的短波 (3~30 MHz) 信道模型进行计算机仿真。

3. 短波信道环境下仿真

3.1 短波信道模型

短波信道的特性是在频率和时间上是非平稳的, 但是在有限的带宽和足够短的时间内, 在大多数情况下它都可以被当作平稳信道来处理。其系统框图如图 3 所示。

模型中 n 表示路径的条数, 输入信号经不同时延后, 在 n 个抽头处输出, 由一个复路径增益函数调制。由短波信道的特性知, 短波信道每条路径之间是相互独立的, 因此每个抽头延迟线都有独立的时延 τ_i 和增益函数 $G_i(t)$ 。

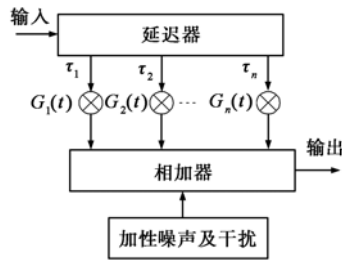


图3 Watterson 短波信道原理框图

Watterson 信道模型是短波频段窄带模型,从多径、衰落和频移频扩等方面表征了短波信道特性。在短波电离层信道中,信号在到达接收端前会经过多次反射,并经过不同的传播路径。可以证明,每条传输路径上的传输时延和多普勒频移服从高斯分布^[8]。因此,这里我们将多径信号中每个子路径信号的时间延迟和多普勒频移建模为满足高斯分布的随机变量。仿真系统的总体框图见文献[9]。

设信道的时域响应为 $h(t, \tau)$, 发射信号为式(1)的 $s_i(t)$, 则接收机接收到的回波信号可表示为

$$s_r(t) = s_i(t) * h(t, \tau) \quad (8)$$

由上述分析知,此时在接收端对接收到的回波信号进行匹配滤波与合成,输出的信号即可反映天波信道对第2节理论分析的影响。

3.2 分辨力性能仿真

为方便,假设一个频分 LFM(FDLFM)信号含有4个载波,目标数为3。接收端采用匹配滤波器的方式。

仿真参数:子脉冲带宽 $T=10$ ms,调频带宽 $B=12$ kHz,频率间隔 $f_p=108/T^{[6]}$,采样频率 $f_s=20 * B$,中心频率 $f_0=10$ MHz。

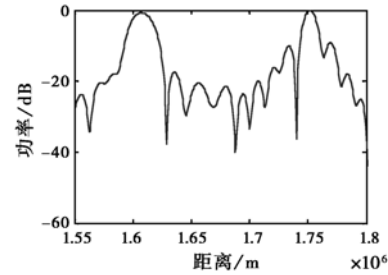
由上述参数,可计算得单个 LFM 信号的距离分辨力为 $\Delta R = C/2B = 12.5$ km,而采用4个频分 LFM 信号的 MIMO 雷达的距离分辨力大约为 $\Delta R = C/(2 * N * f_p) = 3.48$ km。下面的仿真将验证这一结论。

另假设三个目标分布在 1000~3000 km 距离范围内,目标横截面积均为 1。天波信道采用文献[9]的 watterson 短波信道模型。

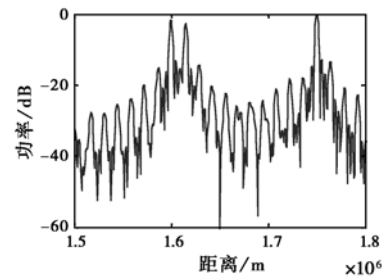
多径信号的时延分布为 0~5 ms 范围内的高斯分布,多普勒频率扩展为 1~5 Hz 范围内的服从高斯分布的随机变量,多普勒频移均为 1 Hz。在接收端进行信号处理。则不同距离间隔目标仿真如下:

仿真1 假设在距离 $R=[1600 \ 1615 \ 1750]$ km 处存在3个点目标,其余参数同上,则单个 LFM 信

号的匹配滤波器和用4个频分 LFM 雷达信号的匹配滤波器输出如图4所示。从图4可以看出当目标间最小距离为 15 km 时,采用单个 LFM 信号不能分辨出距离较近的两个目标。但采用4个频分 LFM 信号的雷达能分辨出距离较近的两个目标。



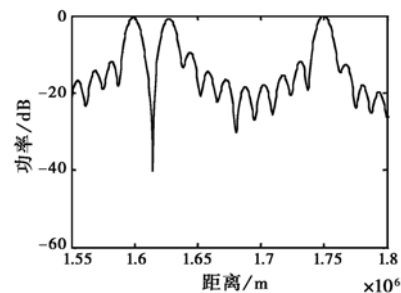
(a) 单个 LFM 信号距离分辨力



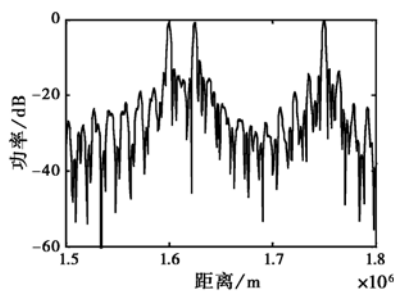
(b) 4个频分 LFM 信号距离分辨力

图4 目标最小距离为 15 km 时单个 LFM 信号和4个 FDLFM 距离分辨力比较

仿真2 假设在距离 $R=[1600 \ 1625 \ 1750]$ km 处存在3个点目标。此时单个 LFM 信号的匹配滤波器和用4个频分 LFM 雷达信号的匹配滤波器输出如图5所示。由图5可以看出,此时两种信号均能分辨出目标,但是可以看出:1)采用4个信号的雷达系统的距离分辨力明显优于采用单个信号的雷达系统距离分辨力;2)采用4个信号的输出峰值主瓣明显比采用单个信号的窄。



(a) 单个 LFM 信号距离分辨力



(b) 4个频分 LFM 信号距离分辨力

图5 目标最小距离为 25 km 时单个 LFM 信号
和 4 个 FDLFM 距离分辨力比较

3.3 在不同的短波信道环境下的仿真

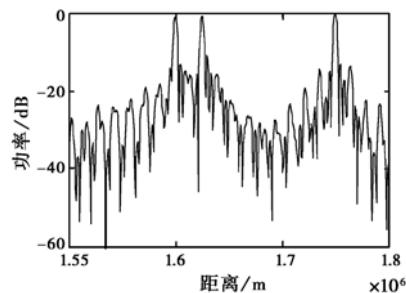
仿真3 假设在上述两种距离情况下存在3个点目标,其余参数同上。路径的条数增加为原来的2倍,多径信号的时延分布仍为0~5 ms范围内的高斯分布,多普勒频率扩展为1~5 Hz范围内的服从高斯分布的随机变量,多普勒频移均为1 Hz。在接收端进行信号处理,则对采用4个频分 LFM 信号的雷达不同距离间隔目标仿真如图6所示。

短波信道特点是多径传播。当发射信号带宽超过信道相干带宽时,弥散特性对信号产生频率选择性衰落。由图6与图5、图4比较可知,采用 MIMO 雷达技术,由于各个子信号的带宽与天波可利用信道的相干带宽可比拟,因此,FDLFM 雷达信号适合在多径环境和频率选择性衰落信道中传输。

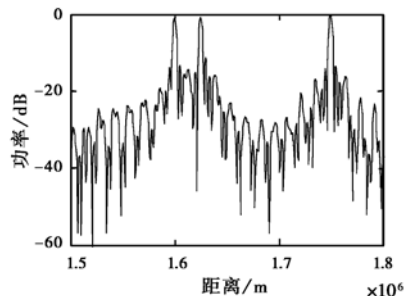
仿真4 假设在上述两种距离范围内存在3个点目标,其余参数同上。多径信号的时延分布为0~5 ms范围内的高斯分布,多普勒频率扩展为25~35 Hz范围内的服从高斯分布的随机变量。多普勒频移均为1 Hz。在接收端进行信号处理,则对采用4个频分 LFM 信号的雷达不同距离间隔目标仿真如图7所示。

由图7可见,在相同条件下,仅多普勒频扩增大,采用4个 FDLFM 信号雷达的距离分辨能力不如前面的仿真,旁瓣升高,目标分辨困难。可见频分 LFM 雷达的距离分辨能力和短波信道的多普勒频扩有较大关系。

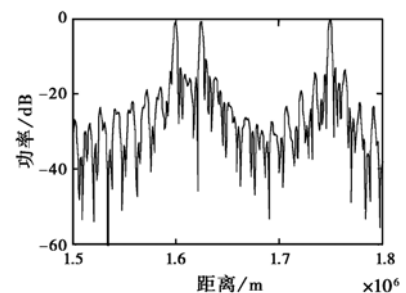
对短波超视距雷达,传播路径上总电子浓度的时间变化率造成的多普勒频移在0.2~2 Hz,电离层扰动时可达6 Hz^[10],又由 LFM 信号对多普勒频移不敏感,故这种频移对雷达距离分辨力影响很小。



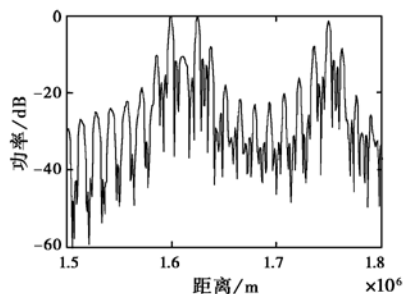
(a) 路径数为 10 条时 FDLFM 距离分辨力



(b) 路径数为 20 条时 FDLFM 距离分辨力
图6 路径数分别为 10 条和 20 条目标相距
最小距离 25 km 时 4 个 FDLFM 距离分辨力



(a) 频扩为 1~5 Hz 时 FDLFM 距离分辨力



(b) 频扩为 25~35 Hz 时 FDLFM 距离分辨力
图7 频扩为 1~5 Hz 和 25~35 Hz 目标相距
最小距离为 25 km 时 4 个 FDLFM 距离分辨力

4. 结 论

本文从高频雷达信号带宽窄的特点出发,利用天波超视距雷达工作的特点,同时发射一组窄带正

交多载波 LFM 信号,这些在频率上离散的信号经接收端空时联合,合成具有宽带特征的回波信号。理论分析表明:采用 N 个正交载波 LFM 信号时,当频率间隔 $f_p = B$,回波信号带宽可提高 N 倍,大大地提高了距离分辨力。结论是在没有考虑高频雷达多模多径情况下,即认为各个回波信号的时延是相同时得到的。最后仿真将这一结果用于 Watterson 短波信道模型环境中,可以看出其具有很好的实用性。如何将该结论应用到多模环境中是我们的下一步目标。

参考文献

- [1] 周文瑜,焦培南,等.超视距雷达技术[M].北京:电子工业出版社,2007.
- [2] RABIDEAU D J, PARKER P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar[C]//Proceedings of 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, 2003, 1: 1057-1064.
- [3] BLISS D W, FORSYTHE K W. Multiple-input multiple-output(MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]//Proceedings of 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, 2003, 1: 54-59.
- [4] 曾建奎. MIMO 雷达信号检测的若干问题研究[D]. 成都:电子科技大学,2008.
- [5] 马晓岩,向家彬,朱裕生,等.雷达信号处理[M].长沙:湖南科学技术出版社,1999: ch2.
- [6] 刘波,韩春林,苗江宏. MIMO 雷达正交频分 LFM 信号设计与性能分析[J]. 电子科技大学学报,2009, 38(1): 54-59.
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): 54-59. (in Chinese)
- [7] WATTERSON C, JUROSHEK J, BENSEMA W. Experimental confirmation of an HF channel model[J]. IEEE Trans Commun Technol, 1970, 18(6): 792-803.
- [8] LACAZE B. Modelling the HF channel with Gaussian random delays[J]. Signal Processing, 1998, 64(2): 215-220.
- [9] 李丁山,杨莘元,杨平. 基于 Watterson 模型短波信道仿真算法[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(11): 1558-1560+1755.
LI Dingshan, YANG Shenyuan, YANG Ping. Short-wave channel simulation algorithm research based on Watterson model[J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(11): 1558-1560+1755. (in Chinese)
- [10] 焦培南,张忠治. 雷达环境与电波传播特性[M]. 北京:电子工业出版社,2007.
- [11] 曾建奎,何子述. 慢起伏目标的多输入多输出雷达检测性能分析[J]. 电波科学学报, 2008, 23(1): 158-161.
ZENG Jiankui, HE Zishu. Analysis of MIMO detection performance for slow fluctuating target[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(1): 158-161. (in Chinese)

作者简介



裴炳南 (1956—),男,河南人,博士,教授。IEEE 高级会员,中国通信学会会士,中国电子学会高级会员。大连海事大学信息与通信系统学科博士生导师(兼职)。



高晓兵 (1987—),女,河南人,大连大学计算机应用技术研究生,从事无线通信技术方向研究。

张颖光 (1973—),男,陕西人,博士,国防科学技术大学电子科学与工程学院讲师。主要研究方向:信号检测与估计、通信信号处理。

MC technique to improve the bandwidth of HF radar

PEI Bing-nan¹ GAO Xiao-bing¹ ZHANG Ying-guang²

(1. School of information engineering, Dalian University,
Dalian Liaoning 116622, China; 2. School of Electronic
Science and Engineering, National University of Defense Technology,
Changsha Hunan 410073, China)

Abstract Sky-wave radar works on the high frequency band, the working bandwidth of which is often limited by interference of ionosphere characteristics and artificial signals. The bandwidth of engineering signal is generally around ten thousands Hertz. This paper proposes a technique of improving the signal bandwidth of this kind of radar system. The technique sends a group of orthogonal multicarrier (MC) modulated linear frequency modulated (LFM) signals with ten thousands Hertz bandwidth each to illuminated targets, and then composites matched filtering signal group to a broadband signal at the receiver. Without the consideration of multimode and multipath circumstances of a HF radar, sending N orthogonal MC modulated LFM signals and synthesizing them after matched filtering and space time processing at a receiver will improve signal bandwidth approximately by N times. Simulations by using Watterson sky-wave channel model are given to demonstrate the theoretical analysis. In conclusion, this technique can improve the distance resolution of a HF radar when the HF radar multipath environment is not serious.

Key words rang resolution; matched filter; multi-input multi-output (MIMO) radar; the orthogonal MC