

doi: 10.7690/bgzd.2015.04.015

民用航海雷达占空比在信号分选中的应用

舒鹏云

(南京科瑞达电子装备有限责任公司战略拓展部, 南京 211100)

摘要: 针对民用航海雷达的信号干扰会使舰艇雷达侦察告警设备出现重频分频和虚假信号增批现象的问题, 提出一种民用航海雷达脉宽、重复间隔等典型特征参数的定量分析方法。通过对民用航海雷达影响侦察告警设备信号分选进行分析, 得出由脉宽和重复周期确定的占空比是信号分选的重要依据, 并结合实际问题, 在舰载侦察告警设备信号分选处理过程中, 选择合适的占空比值来检验雷达信号的真实性。分析结果表明, 该方法能够有效地减少民用航海雷达产生的重频分频和虚假信号增批现象。

关键词: 民用航海雷达; 占空比; 信号分选

中图分类号: TP206 **文献标志码:** A

Application of Civil Marine Radar's Duty Ratio in De-interleaving Process

Shu Pengyun

(Strategic Development Department, Nanjing CORAD Electronic Equipment Co., Ltd., Nanjing 211100, China)

Abstract: Aiming at the problem that civil marine radar (CMR) signals disturb the de-interleaving process of ship borne reconnaissance & warning equipment and make pulse repetition frequency (PRF) false and harmonic, put forward a kind of quantitative analysis method for pulse width (PW) and pulse repetition interval (PRI) of CMR. By analyzing the influence of CMR on de-interleaving process of reconnaissance & warning, draw a conclusion that duty ratio determined by PW and PRI is important to the de-interleaving process. Combined with practical problems, the proper duty ratio threshold is selected to verify the facticity of radar signal. The results showed that the method can effectively reduce the signals whose PRF is harmonic and false because of CMR.

Keywords: CMR; duty ratio; de-interleaving

0 引言

在舰艇战备值班和日常训练过程中, 民用航海雷达给舰载雷达侦察告警设备造成了比较严重的影响。民用航海雷达数量很多且参数相近, 使得雷达侦察告警设备容易出现重频分频和虚假信号增批现象, 影响指挥员对周围电磁环境的判断。基于此, 笔者通过对民用航海雷达脉宽、重复间隔等典型特征参数的定量分析, 尝试在信号分选处理中使用其占空比条件, 以减少民用航海雷达造成雷达侦察告警设备的重频分频和虚假信号增批现象。

1 民用航海雷达对信号分选的影响

民用航海雷达数量多, 工作于圆周扫描方式, 信号载频、重频和脉宽等参数分布较为集中。雷达数量很多, 直接增加了脉冲密度, 雷达工作于圆周扫描方式, 又会产生大量反射脉冲, 因此, 脉冲在时间维上的重叠概率会增大。脉冲重叠及参数相近等问题对信号分选的影响具体表现为以下几点:

1) 接收机会丢失部分重叠脉冲, 造成信号分选

的脉冲数据流存在脉冲丢失情况。经信号分选处理后, 获得的脉冲重复周期就会变成真实值的 n 倍 (n 为大于 1 的整数), 即出现重频分频现象。

2) 接收机未能对重叠脉冲正确编码, 畸变脉冲数量增多, 常见 2 种情况: 一是当畸变脉冲载频之间差值在捷变范围内且相互间的方位与脉宽都较为接近时, 被错误地分选为射频频重频双捷变雷达信号; 二是畸变脉冲载频、方位与脉宽都分别较为接近时, 被错误地分选为重频抖动雷达信号。

3) 根据实际采集数据分析, 民用航海雷达有以下特点: 射频集中分布在 $(9\ 370 \pm 30)$ MHz 范围内; 重频主要分布在 2 000, 1 250, 800 和 600 Hz 等附近; 脉宽大部分分布在 $0.2 \sim 1.0$ μ s 范围内。脉冲载频、重频和脉宽等分布较为集中、参数相近, 极易将不同雷达的脉冲归属为同一部雷达而出现虚假信号。

2 占空比在信号分选中的应用

由雷达方程可知, 在发射功率、天线增益、接收机灵敏度、检测概率等条件确定后, 雷达最大探

收稿日期: 2014-11-15; 修回日期: 2015-02-16

作者简介: 舒鹏云(1970—), 男, 江苏人, 工学硕士, 高级工程师, 从事雷达对抗研究。

测距离由脉宽 τ 和重复间隔 t_r 决定, 因此, 占空比 (τ/t_r) 是雷达设计时必须考虑的重要因素。

为降低设计难度和成本, 民用航海雷达未采用脉冲压缩、数字接收处理等特殊技术, 作为常规体制雷达, 占空比是决定其探测距离的重要因素。为了保证一定的探测距离, 脉冲宽度不能太窄、重复频率不能太低, 其实质是占空比不能太小。从前面的分析可以知道, 分频信号以及绝大部分由杂散或畸变脉冲拼凑出的虚假信号, 其占空比相对于真实雷达信号是减小的。因此, 如能通过分析得到民用航海雷达占空比的约束条件, 在信号分选处理中使用该条件对分选结果进行验证, 就可以剔除绝大部分分频信号和由杂散畸变脉冲拼凑出的虚假信号。

ITU(国际电信联盟)允许的民用航海雷达工作频段是 2.9~3.1 GHz(S 波段)和 9.3~9.5 GHz(X 波段)^[1]。在侦察或告警设备截获该频段的雷达信号时, 可以进一步使用占空比约束条件进行判断。图 1 所示处理流程说明了占空比在信号分选中的应用方法。

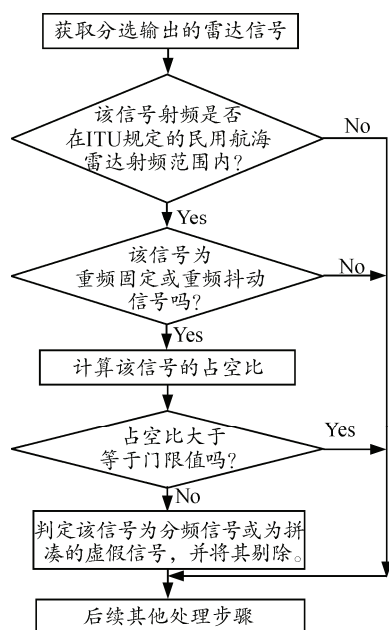


图 1 信号分选时占空比条件的使用流程

第 1 个判断, 如果雷达的射频不在 ITU 规定的民用航海雷达射频范围内, 说明该雷达肯定不是民用航海雷达。第 2 个判断, 根据前面的分析可知, 航海雷达的分频信号或杂散畸变脉冲拼凑的虚假信号只可能是重频固定或抖动的信号; 因此, 如果这 2 个条件不成立, 就不能使用民用航海雷达的占空比下限进行判断, 则转入后续的其他处理流程。

上述流程需要说明两点: 第一, 如果军用雷达

使用了民用航海雷达的频段, 也会进入该处理流程。当军用雷达采用特殊体制或技术时(比如脉冲压缩), 其占空比肯定比民用航海雷达的占空比大, 即使采用常规体制, 其占空比也不会比民用航海雷达的占空比小, 因此, 军用雷达和民用航海雷达可以使用共同的占空比门限; 第二, 在该流程中, “占空比大于门限值” 是判断雷达信号为真实、正确的必要条件, 但不是充分条件, 即不能肯定占空比大于门限值的雷达信号参数是正确的, 但是可以肯定占空比小于门限值的雷达信号参数是错误的。由于重频分频信号、剩余或畸变脉冲拼凑的虚假信号的占空比通常都小于真实雷达的占空比, 因此经过该流程处理后, 能够剔除大部分分频和虚假信号。

3 民用航海雷达占空比分析

3.1 与占空比相关的设计约束

3.1.1 平均发射功率

微波磁控管稳定性较差且平均功率较低, 限制了它在军事、航天领域的雷达以及其他特殊用途雷达中的使用。但因其成本低, 且能满足许多民用雷达的使用要求, 所以, 全球需求量巨大的民用航海雷达几乎都使用磁控管。不同吨位船舶雷达选用的磁控管峰值功率一般是不同的, 例如, 游艇雷达的峰值功率一般只有几千瓦, 中型船舶雷达的峰值功率可达几十千瓦。这类磁控管峰值功率为 3~75 kW, 平均功率相对较低, 只有几瓦到几十瓦。在实际设计雷达时, 需要考虑发射管所允许的最大平均功率, 随着脉宽或重频的增大, 脉冲平均功率随之上升, 容易导致发射机升温过快, 影响其工作稳定性和可靠性, 过高的重频甚至可能使发射机无法正常工作。

3.1.2 天线物理特性

因为不同的使用需求和安装条件, 不同吨位船舶的雷达天线尺寸一般也是不同的, 例如, 游艇上雷达使用口径小至 450 mm、增益大约为 24 dB 的天线, 而大型船舶使用的雷达天线尺寸则会更大, 增益更高。典型的天线增益为 28~33 dB, 相应的水平波束宽度在 1°~2.5°之间。

3.1.3 距离分辨率

常规脉冲体制雷达的距离分辨率是由脉宽决定的, 即 $D=c\tau/2$, 脉宽越小则分辨率越高。对于不同的使用需求, 民用航海雷达对距离分辨率的要求是

不同的,比如,国际海事组织要求在某些条件下,2个距离间隔超过 40 m 并且方位角一致的“点”目标必须被分辨为 2 个不同的目标,40 m 的距离分辨率对应着 0.27 μs 的脉宽。民用航海雷达的脉宽通常在 50 ns~1 μs 之间,少数会在 1~2 μs 之间。

3.2 民用航海雷达的占空比

探测距离是雷达的重要指标,追求最大的探测距离是雷达设计的永恒主题。可以看出,这一目标与前面讨论的平均发射功率、天线特性和距离分辨率等设计约束条件之间存在着矛盾:

- 1) 为了提高距离分辨率,希望减小脉宽。
- 2) 为了提高探测距离,希望增加脉宽或重频。
- 3) 从成本、可靠性等角度考虑,希望减小脉宽或重频以降低平均功率。

为解决矛盾,雷达设计过程中需进行权衡,选择合适的脉宽和重频参数。

雷达对 RCS 为 σ 的目标的最大作用距离方程为

$$40 \lg(R_{\max}) = P_t + 2G - L - 103 - 20 \lg(F) + 10 \lg(\sigma) - S_{\min} \quad (1)$$

式中: R_{\max} 为最大作用距离(km); P_t 为发射机功率(dBm); G 为天线增益(dB); L 为系统损耗(dB); F 为射频频率(MHz); σ 为目标 RCS(m^2); S_{\min} 为接收机灵敏度(dBm)^[2]。

$$S_{\min} = -114 + 10 \lg(B_n) + F_n + \text{SNR} \quad (2)$$

其中: B_n 为接收机有效带宽(MHz); F_n 为噪声系数(dB); SNR 为所需信噪比(dB)。雷达采用简单脉冲波形时,带宽与脉宽存在关系 $B_n \approx (1/\tau)$ 。代入式(2),并将式(2)代入式(1),进一步化简得:

$$40 \lg(R_{\max}) = P_t + 2G - L + 11 - 20 \lg(F) + 10 \lg(\sigma) - 10 \lg(1/\tau) - F_n - \text{SNR} \quad (3)$$

上式决定了雷达脉宽为 τ 时的单个脉冲的最大探测距离。

根据民用航海雷达的技术水平及工程经验测算,接收机噪声系数、通道损耗通常在 4 dB 和 8.6 dB 左右,视频脉冲信噪比需要 15 dB^[3]。对于不同的被探测目标,通常情况下小船的 RCS 为 0.02~2 m^2 ,巡逻艇为 10 m^2 ^[4],中型船舶在百平方米量级。但是,受观测角度和地球曲率影响,在视距处的 RCS 不取决于船舶大小,为方便分析问题且具有代表性,后续分析中被探测目标 RCS 可统一取 10 m^2 。

设射频 $F=9\ 370$ MHz、目标有效反射面积 $\sigma=10$ m^2 、接收机噪声系数 $F_n=4$ dB、通道损耗 $L=8.6$ dB、

所需信噪比 $\text{SNR}=15$ dB,由式(3)计算不同宽度的单个脉冲最大探测距离,如表 1 所示。

表 1 单个脉冲最大探测距离

船舶类型	雷达参数			最大探测距离/km
	P_t/kw	G/dB	$\tau/\mu\text{s}$	
小型	4	28	0.05~1	4.5~7.9
中型	30	30	0.05~1	9.3~16.5
大型	60	33	0.05~1	15.6~27.8

受地球曲率的影响,民用航海雷达对海面目标理想的最大作用距离可设为视距,由式 $D = 4.1(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$ ^[5] 决定 (h_1 、 h_2 为雷达天线和目标的海平面高度),船舶越大,其天线架设越高,视距越远。假设雷达天线海平面架高为 3~30 m,目标高度为 3~30 m,不同组合情况的视距如表 2。

表 2 不同吨位船舶雷达的视距 m

船舶类型	雷达天线架高	被探测目标高度		
		3	16	30
小型	3	14	24	30
中型	16	24	33	39
大型	30	30	39	45

对比两表数据,可以看出单个脉冲的探测距离达不到视距要求。在天线特性、发射机峰值功率等确定的条件下,可通过增大脉宽或减小重复间隔等手段来提高探测距离,减小重复间隔的本质即是增加脉冲积累数。出于成本和使用需求等考虑,民用航海雷达通常采用非相干积累,设 n 为脉冲积累数,可近似认为其增益为 $n^{0.8}$,即 $(8 \lg n)$ dB^[6]。脉冲积累后的探测距离满足下式

$$40 \lg(R_{\max}) = P_t + 2G - L + 11 - 20 \lg(F) + 10 \lg(\sigma) - 10 \lg(1/\tau) - F_n - \text{SNR} + 8 \lg(n) \quad (4)$$

设 $\theta_{0.5}$ 为雷达天线半功率点的波瓣宽度, Ω_α 为雷达天线转速。脉冲积累数 $n = \theta_{0.5} / (\Omega_\alpha \cdot t_r)$, 将其代入式(4),化简得

$$\lg\left(\frac{\tau}{t_r}\right) = [-P_t - 2G + L - 11 + 40 \lg(R_{\max}) + 20 \lg(F) - 10 \lg(\sigma) + F_n + \text{SNR} - 8 \lg\left(\frac{\theta_{0.5}}{\Omega_\alpha}\right) - 2 \lg(t_r)] / 10 \quad (5)$$

τ/t_r 即为占空比,上式表示了占空比与 t_r 的关系,式中的 $\theta_{0.5}$ 通常在 $1^\circ \sim 2.5^\circ$ 之间,天线有效尺寸越大波束越窄,对应大中小型船舶,可分别取 1.5° 、 2° 和 2.5° 。 Ω_α 通常为 25~30 r/min,此处取 30 r/min。 R_{\max} 分别取大中小型船舶的最小视距(对应所需占空比的下限)30, 24, 14 km,其他参数取值同前和表 1,代入式(5)得占空比与 t_r 的关系,如图 2。

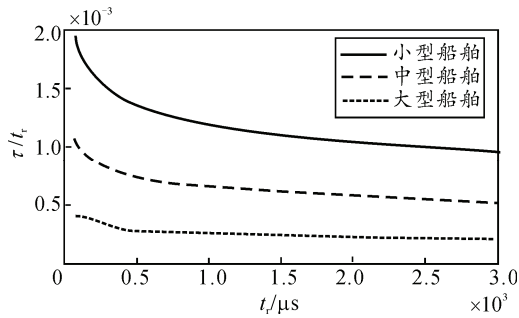


图 2 重复周期与占空比关系曲线

由图可知,由于不同吨位船舶的视距不同(即期望的雷达最大探测距离不同),相同的重复周期所对应的占空比也不同。

3.3 信号分选的占空比门限

根据图 2,信号分选过程中占空比门限值的选取有 2 种方法:一是选取所有情况中的最小值作为固定门限,如果采用上图的数据,占空比门限值即为大型船舶重复周期最大值对应的占空比,约为 0.22%;二是采用动态可变的门限值,不同的重复周期对应不同的占空比门限。同理,仍应选择上图的大型船舶对应曲线生成二维数据表。在图 1 所示的处理流程中,根据待判断雷达信号的重复周期值,

(上接第 45 页)

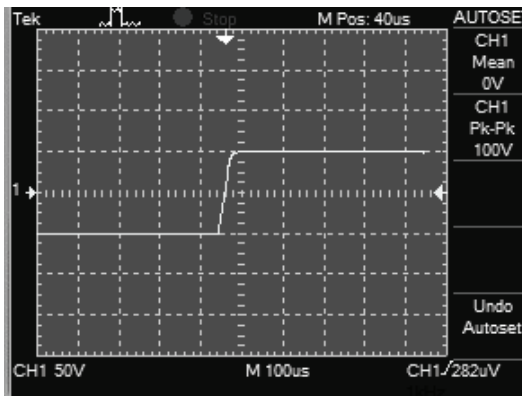


图 6 阶跃响应曲线

3.2 压电陶瓷驱动电源的静态特性

压电陶瓷驱动电源的静态实验数据如表 1。

表 1 驱动电源的静态实验数据

输入电压/V	输出电压/V	静态纹波/mV	分辨率/mV	稳定性(8h)/%	最大工作电流/mA
-10	-100	0.82	3.5	0.13	179
-5	-50	0.79	3.2	0.09	179
0	0	0.83	3.4	0.10	179
5	50	0.81	3.3	0.11	179
10	100	0.91	3.6	0.14	179

选用相对应的占空比门限进行比较。

4 结束语

笔者结合实际问题,对民用航海雷达占空比及其在信号分选中应用的可能性进行了探讨,整体分析思路和处理流程从理论上讲是正确可行的。在前述探讨过程中各种参数大多采用了典型值,因此在实际工程应用中,仍有许多更为细致和具体的工作可以开展,不断补充完善应用中的具体技术细节,有望能够进一步提高该方法的实用价值。

参考文献:

[1] Merrill L. Skolnik. 雷达手册[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 909-937.

[2] Bassem R. Mahafza, Atef Z. Elsherbeni. 雷达系统设计 Matlab 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 9-156.

[3] David L. Adamy. 电子战建模与仿真导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 123-124.

[4] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002: 147-148.

[5] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999: 117.

[6] 向敬成, 张明友. 雷达系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 49.

4 结束语

笔者设计的压电陶瓷驱动电源每两路输出作为一个独立驱动板, 19 块驱动板有 38 路独立电源输出、驱动光束定向器。其中, 每路电压在 -100~+100 V 连续可调, 并且具有电压稳定、纹波小、分辨率高、动态特性和集成方便等特点, 能很好地满足光束定向器对电源的要求, 同时也可用于其他较高电压、较高频率容性负载的驱动。

参考文献:

[1] 吴博达, 鄂世举, 杨志刚, 等. 压电驱动与控制技术的发展与应用[J]. 机械工程学报, 2003, 39(10): 80-85.

[2] 贺斌, 陈华, 谢红霞. 一种数控电位器调节的压电陶瓷驱动电源[J]. 压电与声光, 2012, 34(2): 254-261.

[3] 王健博. 压电陶瓷驱动技术研究[D]. 长春: 长春理工大学, 2010: 2-3.

[4] 杨克己, 桑武斌. 基于 FPGA 的高精度压电陶瓷数字驱动电源[J]. 工程设计学报, 2008, 15(6): 435-438.

[5] 黄春, 汝长海, 叶秀芬, 等. 基于补偿技术的宽频带压电陶瓷驱动电源[J]. 压电与声光, 2009, 31(3): 374-376.