

雷达系统

丁鹭飞 张 平 编

西北电讯工程学院出版社

前 言

本教材系由无线电技术与信息系统教材编审委员会雷达教材编审小组评选审定，并推荐出版。

该教材由西北电讯工程学院丁鹭飞、张平编写，北京工业学院王中和国防科技大学李宗杨担任主审。编审者均依据雷达编审小组审定的编写大纲进行编写和审阅的。

本课程的参考教学时数为 40~60 学时，其主要内容为雷达理论和现代雷达体制，其中雷达理论方面包括雷达信号检测，参数估值和分辨理论的基本概念、雷达信号的最佳检测方案的讨论，还讨论了典型大时宽带宽信号的匹配滤波器和各类雷达信号的模糊函数。在现代雷达体制中较详细地讨论了单目标跟踪雷达、边扫描边跟踪雷达、多功能相控阵雷达、脉冲多卜勒雷达和合成孔径、逆合成孔径雷达，并对超视距雷达、多站雷达，毫米波雷达和捷变频雷达等现代雷达体制作了介绍。由于本教材各章之间有相对独立性，使用本教材时可根据情况取舍内容。

本教材由丁鹭飞编写第一、二章，张平编写第三章，丁鹭飞统编全稿。参加审阅工作的还有成都电讯工程学院黄振兴、张明友、王意清同志，并为本书提出许多宝贵意见，这里表示诚挚的感谢。由于编者水平有限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者

内 容 简 介

本书的主要内容包括雷达理论和现代雷达体制。雷达理论方面讨论了雷达信号检测、参数估值和分辨理论的基本概念、雷达信号的最佳检测方案,还讨论了典型大时宽带宽信号的匹配滤波器和各类雷达信号的模糊函数。在现代雷达体制中讨论的有单目标跟踪雷达、边扫描边跟踪雷达、多功能相控阵雷达、脉冲多卜勒雷达和合成孔径、逆合成孔径雷达,对超视距雷达、多站雷达、毫米波雷达和捷变频雷达等现代雷达体制也作了介绍。本书反映了当前发展中的雷达新体制、新技术以及现代信号处理的特点。

本书可供工科院校雷达专业作为教材用,也可作为有关专业科技人员的参考书。

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定，我部承担了全国高等学校工科电子类专业课教材的编审、出版的组织工作。从一九七七年底到一九八二年初，由于各有关院校，特别是参与编审工作的广大教师的努力和有关出版社的紧密配合，共编审出版了教材 159 种。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应社会主义现代化建设培养人才的需要，反映国内外电子科学技术水平，达到“打好基础、精选内容、逐步更新、利于教学”的要求，在总结第一轮教材编审出版工作经验的基础上，电子工业部于一九八二年先后成立了高等学校《无线电技术与信息系统》、《电磁场与微波技术》、《电子材料与固体器件》、《电子物理与器件》、《电子机械》、《计算机与自动控制》，中等专业学校《电子类专业》、《电子机械类专业》共八个教材编审委员会，作为教材工作方面的一个经常性的业务指导机构，并制定了一九八二~一九八五年教材编审出版规划，列入规划的教材、教学参考书、实验指导书等共 217 种选题。在努力提高教材质量，适当增加教材品种的思想指导下，这一批教材的编审工作由编审委员会直接组织进行。

这一批教材的书稿，主要是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中评选择优和从第一轮较好的教材中修编产生出来的。广大编审者，各编审委员会和有关出版社都为保证和提高教材质量作出了努力。

这一批教材，分别由电子工业出版社、国防工业出版社、上海科学技术出版社、西北电讯工程学院出版社、湖南科学技术出版社、江苏科学技术出版社、黑龙江科学技术出版社和天津科学技术出版社承担出版工作。

限于水平和经验，这一批教材的编审出版工作肯定还会有许多缺点和不足之处，希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议，共同为提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

CR-9-7

目 录

第一章 雷达信号检测

§ 1.1 匹配滤波与相关接收	1
1.1.1 白噪声背景下的匹配滤波器	1
1.1.2 匹配滤波器和相关接收	4
1.1.3 有色噪声(或杂波)背景下的匹 配滤波器	5
§ 1.2 大时宽带宽信号的匹配滤波器	7
1.2.1 线性调频脉冲压缩信号的匹配滤 波器	7
1.2.2 编码信号及其匹配滤波器	19
1.2.3 相参脉冲串信号的匹配滤波	22
§ 1.3 雷达信号的最佳检测	25
1.3.1 确知脉冲信号的最佳检测	27
1.3.2 随机相位脉冲信号的最佳检测	30
1.3.3 幅度相位均为随机时的信号最佳 检测	39
1.3.4 脉冲串信号的最佳检测	40
§ 1.4 自动检测	50
1.4.1 视频积累器	51
1.4.2 二进制积累器	55
§ 1.5 恒虚警率处理的原理和方法	62
1.5.1 噪声电平恒定电路	63
1.5.2 快门限恒虚警率处理	66
1.5.3 非参量型恒虚警率检测电路	72

第二章 雷达测量精度和分辨力

§ 2.1 最大似然估值法	76
§ 2.2 雷达测量的理论精度	78
2.2.1 时延估值, 测量距离的理论精度	79
2.2.2 频率偏移估值, 速度测量的理论 精度	84
2.2.3 时延和频移的联合估值	87
2.2.4 角度估值, 测角理论精度	89
§ 2.3 克拉美-罗(Cramer Rao)限	92
2.3.1 克拉美-罗不等式的证明	92
2.3.2 最大似然估值与克拉美-罗不等 式	94

§ 2.4 目标参量的分辨力	96
2.4.1 距离分辨力	97
2.4.2 速度分辨力	100
2.4.3 距离-速度二维分辨力	102
§ 2.5 模糊函数及其性质	103
2.5.1 模糊函数的含义	103
2.5.2 模糊函数的性质	107
§ 2.6 几种典型信号的模糊函数	109
2.6.1 矩形脉冲	109
2.6.2 线性调频信号	111
2.6.3 相参脉冲串信号	115
2.6.4 伪随机序列(码)	118

第三章 现代雷达体制

§ 3-1 单目标跟踪雷达	122
3.1.1 影响跟踪雷达测角精度的因素	123
3.1.2 幅-相特性的不一致性对单脉冲系 统性能的影响	139
3.1.3 各种变形的单脉冲雷达	143
3.1.4 几种典型单脉冲雷达和圆锥扫描 雷达	147
§ 3.2 边扫描边跟踪雷达(TWS)	148
3.2.1 目标位置的自动测量	148
3.2.2 对目标的跟踪算法	152
3.2.3 多目标跟踪下的目标关联(航迹 相关)	156
§ 3.3 相控阵雷达	158
3.3.1 多功能相控阵雷达的计算机控制	159
3.3.2 多功能相控阵雷达的组成和操作 进程	159
3.3.3 波束指向计算机	160
3.3.4 相控阵雷达的应用	165
3.3.5 相控阵雷达的优缺点	168
3.3.6 相控阵雷达的发展趋势	169
§ 3.4 脉冲多卜勒雷达(PD)	172

3.4.1 脉冲多卜勒雷达的特点及其应用	172	§ 3.5 合成孔径雷达(SAR)	200
3.4.2 机载下视雷达的杂波谱	174	3.5.1 引言	200
3.4.3 典型脉冲多卜勒雷达的组成和原理	177	3.5.2 合成孔径雷达的原理	201
3.4.4 脉冲重复频率的选择	182	3.5.3 合成孔径雷达的信号处理	206
3.4.5 脉冲多卜勒雷达检测能力的分析	185	3.5.4 逆合成孔径雷达(ISAR)	213
3.4.6 零中频信号处理及线性调频变换	187	§ 3.6 其它雷达体制简介	216
3.4.7 脉冲多卜勒雷达实例	197	3.6.1 超视距雷达(OTH)	216
		3.6.2 多站雷达	221
		3.6.3 毫米波雷达	224
		3.6.4 频率捷变雷达	227

第一章 雷达信号检测

雷达的基本任务是发现目标并测定其坐标。通常目标的回波信号中总是混杂着各类噪声和干扰。而噪声和各种干扰信号均具有随机起伏特性。在这种条件下发现目标的问题属于信号检测的范畴,而测定目标坐标则是参量估值问题。本章讨论检测问题,它是参量估值的前提,因为只有发现了目标才能测定其坐标。第二章再讨论估值。

采用什么方式来处理回波信号和噪声的混合物,才能使检测性能最好?要解决这个问题,必须从理论上探讨信号的最佳处理方法。

在接收机技术的早期,经典滤波器已发展得比较成熟,用它可以区分占有不同频带的信号和干扰。雷达技术的发展,迫切需要解决如何提高其检测能力的问题,这就推动了信号滤波理论的前进;1943年诺思(North)首先提出了最佳线性滤波理论,以滤波器输出信噪比最大为准则,得出了在白噪声背景下最佳线性滤波器的频率特性应是信号频谱的复共轭,这种最佳滤波器常称为匹配滤波器。匹配滤波器的概念是经典滤波器概念的一种合理延伸,匹配滤波理论的建立指出了提高雷达检测能力的方向。匹配滤波器本身至今仍是信号处理系统的核心部件,本章将结合雷达的具体应用予以讨论。

从统计学的观点来看,雷达的检测问题是典型的统计判决问题,它要根据收到的观测信号(噪声或回波加噪声)来判断有无目标存在。在统计检测理论发展过程中,曾有过多种最佳统计检测准则。已经证明,从各种最佳准则出发,所得的最佳检测系统都是由一个似然比计算装置和一个门限检测器组成,差别仅在于门限值不同。由似然比计算装置组成的最佳检测系统,其具体结构当然和混杂噪声的统计特性紧密相关。在研究最佳检测系统时,本章将从奈曼-皮尔逊(Neyman-Pearson)准则出发,讨论在高斯白噪声背景下常用雷达信号最佳检测系统的组成、工程实现时的准最佳检测系统及有关问题。

§1.1 匹配滤波与相关接收

在早期,雷达工作时,人们是通过观察输出端显示器荧光屏上出现在噪声背景上的信号,来判断目标是否存在并测量其参量。显然,增加信号峰值功率相对于噪声平均功率的比值(即增加信噪比),将有利于在噪声背景中把信号区分出来,也便于精确地测量信号参量。因此,自然地采用信噪比作为衡量接收系统性能的准则。这个准则在门限检测时也是适用的,当背景噪声是高斯分布时,信噪比的大小唯一地决定噪声背景下发现目标的能力(见《雷达原理》一书中“雷达作用距离”一章)。

匹配滤波器就是以输出最大信噪比为准则的最佳线性滤波器。在“统计无线电技术”课程中,已对其基本理论作过讨论,下面只列出其主要结论供参看。

1.1.1 白噪声背景下的匹配滤波器

设在线性非时变滤波器的输入端有信号和噪声混合物

$$x(t) = s_i(t) + n_i(t)$$

其中噪声为平稳白噪声，其双边功率谱密度为

$$P_n(f) = \frac{N_0}{2}$$

而确知信号 $s_i(t)$ 的频谱为

$$S_i(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

则当滤波器的频率响应为

$$H(f) = k S_i^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (1.1.1)$$

时，在滤波器输出端能够得到最大信号噪声比。这个滤波器称为最大信噪比准则下的最佳滤波器，常称为匹配滤波器。由式(1.1.1)知，匹配滤波器的频率特性与输入信号的频谱成复共轭。式中 k 为常数， t_0 为使滤波器物理可实现所附加的迟延。

匹配滤波器输出端信号噪声功率比的最大值可求得为

$$d_{\max} = \frac{\text{输出信号峰值功率}}{\text{输出噪声平均功率}} = \frac{2E}{N_0} \quad (1.1.2)$$

式中 E 为输入信号能量，且

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} s_i^2(t) dt \quad (1.1.3)$$

式(1.1.2)说明匹配滤波器输出端的最大信噪比只取决于输入信号的能量 E 和输入噪声的功率谱密度 $\frac{N_0}{2}$ ，而与输入信号的形式无关。无论什么信号，只要它们所含能量相同，则在输出端能够得到的最大信噪比是一样的。差别在于所用匹配滤波器的频率特性应与不同信号的频谱相共轭。

匹配滤波器的频率特性为

$$H(f) = k S_i^*(f) \exp(-j2\pi f t_0)$$

则

$$|H(f)| = k |S_i(f)|$$

$$\arg H(f) = -\arg S_i(f) - 2\pi f t_0$$

即滤波器幅频特性与输入信号幅频特性相同，而其相频特性与输入信号频谱的相频特性相反，并有一个附加的延迟项。

从物理概念上来理解。因为输入信号各频率分量在某些频率上较强，在另一些频率上较弱，而噪声频谱假定是均匀的。滤波器对不同频率分量进行加权，使信号分量强的地方增益大，信号弱的地方增益小，结果在输出端相对地加强了信号而减弱了噪声的影响。

输入信号中各频率分量的相对相位是按照 $\arg S_i(f)$ 分布的，如果滤波器的相频特性 $\arg H(f)$ 正好和它相反，则通过此滤波器后，各频率成分的相位成为一致，只保留一个线性相位项。这表示这些不同频率成分在特定时间 t_0 全部同相相加，从而在输出端信号形成峰值。而输入噪声和输出噪声各频率分量间的相位是随机的，在各瞬间呈杂乱状态，因此，滤波器的相频特性，并不改变其相位的随机性。

以上说明，可以用下列数学公式表示：

输入信号 $s_i(t)$ 的频谱为

$$S_i(f) = |S_i(f)| \exp[j\Phi_i(f)]$$

其中：\$|S_i(f)|\$ 为其振幅谱，\$\Phi_i(f)\$ 为其相位谱，得匹配滤波器频率响应 (\$k=1\$) 为

$$H(f) = |S_i(f)| \exp[-j\Phi_i(f) - j\omega t_0]$$

匹配滤波器的输出信号为

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_i(f) H(f) \exp(j2\pi ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(f)|^2 \exp[j2\pi f(t - t_0)] df$$

或

$$s_o(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} |S_i(K\Delta f)|^2 \Delta f \exp[j2\pi K\Delta f(t - t_0)] \quad (1.1.4)$$

\$s_o(t)\$ 可看作无穷正弦矢量的和，即

$$s_o(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} a_K e^{j\Phi_K(t)}$$

其中 \$a_K = \Delta f |S_i(K\Delta f)|^2\$，\$\Phi_K(t) = 2\pi f(t - t_0)\$

如图 1-1 所示，当 \$t \neq t_0\$ 时，各矢量之间取向不一致，而当 \$t = t_0\$ 时，各矢量取向一致，使和矢量的长度 \$s_o(t)\$ 达到最大，从而使输出信号瞬时功率达到最大。

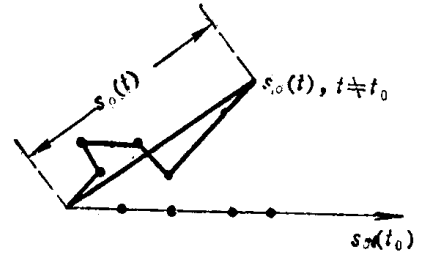


图 1-1 匹配滤波器对信号作用的矢量解释

根据匹配滤波器的频率特性 \$H(f)\$，可求出其脉冲响应

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} S_i^*(f) \exp[j2\pi f(t - t_0)] df \\ &= \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} S_i(f) \exp[j2\pi f(t_0 - t)] df \right\}^* = s_i^*(t_0 - t) \end{aligned} \quad (1.1.5a)$$

由于物理上存在的均是实信号，故满足 \$s_i^*(t_0 - t) = s_i(t_0 - t)\$，即匹配滤波器的脉冲响应为

$$h(t) = s_i(t_0 - t) \quad (1.1.5b)$$

它是输入信号的镜象，并有相应的时移 \$t_0\$，如图 1-2 所示。

对于一个物理上可实现的滤波器，其脉冲响应必须满足

$$h(t) = 0, \quad t < 0 \text{ 时}$$

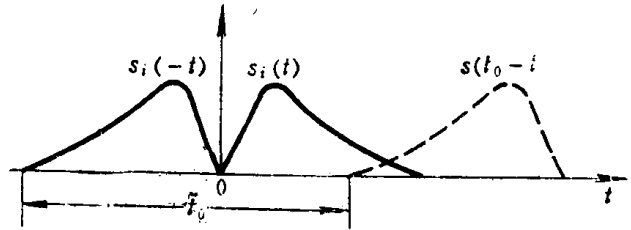


图 1-2 匹配滤波器的脉冲响应

亦即

$$h(t) = \begin{cases} s_i(t_0 - t), & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

由于输入信号当 \$t < 0\$ 时，应满足条件 \$s_i(t) = 0\$，即当 \$t > t_0\$ 时，应满足 \$s_i(t_0 - t) = 0\$，由此得出脉冲响应为

$$h(t) = \begin{cases} s_i(t_0 - t), & 0 < t < t_0 \\ 0, & t < 0 \\ 0, & t > t_0 \end{cases} \quad (1.1.6)$$

说明 \$h(t)\$ 只存在于时间间隔 \$(0, t_0)\$ 之间。如果信号存在于时间间隔 \$(0, t_s)\$ 内，为了充分利用输入信号能量，应该选择 \$t_0 \geq t_s\$，一般选择 \$t_0 = t_s\$。信号在 \$t_0\$ 时刻前结束，即滤波器输出达到其最大输出信噪比 \$\frac{2E}{N_0}\$ 的时刻 \$t_0\$ 必然在输入信号全部结束之后，这样才可能利用信号的全部能量。

匹配滤波器的频率响应为输入信号频谱的复共轭, 因此, 信号幅度大小不影响滤波器的型式。当信号结构相同时, 其匹配滤波器的特性亦一样, 只是输出能量随信号幅度而改变。当两信号只有时间差别时, 也可用同一匹配滤波器, 只在输出端有相应的时间差而已, 即匹配滤波器对时延信号具有适应性。但对于频移 ξ 的信号, 由于其信号频谱发生频移, 即

$$S_2(f) = S_1(f - \xi) \quad (1.1.7)$$

则它的匹配滤波器频率特性 $S_1^*(f)$ 不同。如果 $s_2(t)$ 的信号通过 $H_1(f) = S_1^*(f)$ 的滤波器, 则各频率分量没有得到合适的加权, 且相位也得不到应有的补偿, 故在输出端得不到信号的峰值。这就是说, 匹配滤波器对于有多卜勒频移信号是不适应的, 因而当回波有多卜勒频移时, 将会产生失配问题。

1.1.2 匹配滤波和相关接收

两个波形 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的相关函数是它们之间相互关联程度的量度。当 $x(t)$ 为功率有限波形(如周期性信号, 起伏噪声)时, 其相关函数 $C_{12}(\tau)$ 为两个波形相对时间位移 τ 后乘积的长时间平均值, 即

$$C_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_1(t) x_2(t - \tau) dt \quad (1.1.7a)$$

当 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 为具有相同周期 T_0 的周期波形时, 则

$$C_{12}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x_1(t) x_2(t - \tau) dt \quad (1.1.7b)$$

如果 $x(t)$ 为能量有限波形(如非周期波形), 则有

$$C_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) x_2(t - \tau) dt \quad (1.1.7c)$$

上式的积分限为 $-\infty$ 到 $+\infty$, 但实际的信号均是有限长度的, 积分时间将根据具体情况决定。

两个不同函数的相关函数称为互相关函数, 而当 $x_1(t) = x_2(t)$ 时所得相关函数称为自相关函数。各类波形的相关函数具有不同的特征: 规则信号的相关函数随着 τ 的改变按一定规律出现, 例如周期性信号的自相关函数按信号的周期出现最大值; 而白噪声的自相关函数趋于脉冲函数 $\delta(\tau)$, 或当噪声在有限带宽内为均匀谱时, 它具有一定的相关时间 τ_0 , 当超过 τ_0 后, 限带白噪声的相关函数趋于零。噪声和信号相关函数的这种明显差别, 完全可以用来作为在噪声背景上识别目标的基础, 从而保证在强噪声背景下, 提取弱的周期信号, 这就是相关接收法的实质。

在雷达检测中, 因为发射信号的形式是已知的, 故较容易实现互相关接收, 这时

$$x_1(t) = s(t - t_r) + n(t) \quad (1.1.8)$$

为接收机输入端回波信号加噪声, 其中 $t_r = \frac{2R}{c}$ 为回波延迟时间。而 $x_2(t) = s(t)$ 为发射信号的复制品, 接收机应按下式求出 x_1 和 x_2 互相关函数:

$$\begin{aligned} C_{12}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} [s(t - t_r) + n(t)] s(t - \tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t_r) s(t - \tau) dt + \int_{-\infty}^{\infty} n(t) s(t - \tau) dt \end{aligned}$$

$$= C_{ss}(\tau - t_v) + C_{ns}(\tau) \quad (1.1.9)$$

互相关接收机的方框图如图 1-3 所示。

发射信号的参数和工作频率均为已知。当接收时,将存贮的发射信号复本延迟一段时间 τ 后和接收到的信号加噪声波形相乘并且取其积分值。在方框图中,

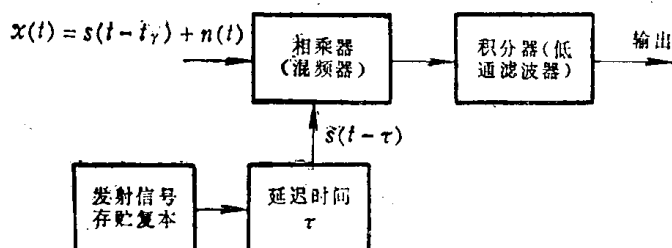


图 1-3 互相关接收机方框图

取积分值是由低通滤波器完成,滤波器的输出就是延迟固定时间 τ 的互相关函数。由于滤波器不是完善的积分器,因而它的输出仅是近似的结果,但只要滤波器参数选择合适,则其结果就足够满足工程上的要求。

在图 1-3 的方框图中,当延迟时间 $\tau = t_v$ 时,相关函数值最大,如果这时滤波器的输出超过给定的门限就判为有信号。图中所示输出只是在某一距离单元 $t_v = \frac{2R}{c}$ 的互相关函数,如果要探测其他距离单元是否有信号,一种办法是依次改变延迟时间 τ 来判断各距离单元的情况,这就需要较长的搜索时间;另一种办法是在保证较短搜索时间的条件下,采用多路并联使用同时计算各距离单元的相关函数。如果回波信号具有多卜勒频移,则每一路接收机的参考信号 $s(t - \tau)$ 应与接收信号有相同的频移,在所需的多卜勒频率范围内,还应有多路不同频率的接收系统给予覆盖。

相关器和匹配滤波器对信号的处理具有本质上的一致性,因为在平稳白噪声条件下,匹配滤波器的脉冲响应是输入信号 $s(t)$ 的镜象函数,即 $h(t) = s(t_0 - t)$ 。当输入 $x(t) = s(t) + n(t)$ 时,匹配滤波器的输出 $y(t)$ 为

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(t_0 - \tau) [s(t - \tau) + n(t - \tau)] d\tau \\ &= C_{ss}(t - t_0) + C_{ns}(t - t_0) \end{aligned} \quad (1.1.10)$$

即匹配滤波器等效为一互相关器,它的输出是信号的自相关函数及信号和噪声的互相关函数。

但在具体应用中,二者考虑的出发点和实现方法是有差别的。互相关器主要考虑输入信号在时域上的特性,因而对互相关器的综合是在时间域上进行的。而匹配滤波器则主要考虑输入信号频率域上的特性,因而对匹配滤波器的综合设计是在频率域上进行的。在实际运用中,应该根据输入信号的时间函数和其频谱函数的不同特点,来决定选用匹配滤波器还是互相关器。

也可以看出,匹配滤波器用模拟方法实现时,其输出为连续且实时的,它给出了互相关函数 $C_{12}(\tau)$ 的全景图形。而在互相关器中,时延 τ 一般不便实现连续取值,一路互相关运算每次只能计算出对应于某一固定时延 τ 值的互相关函数的一个值。为了得到互相关函数的全景图形,就需要进行多次测量,或采用多路并联互相关器,这就产生了分析时间长或者设备复杂的缺点。

1.1.3 有色噪声(或杂波)背景下的匹配滤波器

在实际工作中,还会碰到噪声和干扰的频谱比较窄的情况,这时在我们所关心的频带范

内,不能认为干扰频谱是均匀的(或白色的),则称这一类噪声或杂波为有色噪声。在信号检测理论中,就需要将在白噪声条件下得到的结果,推广到更为一般的有色噪声条件下。

设输入噪声的功率谱密度 $S_n(f)$, 为 f 的实偶函数, 且 $S_n(f) \geq 0$, 一般情况下它是有理函数, 因此

$$S_n(f) = N_r(f)N_r^*(f) = |N_r(f)|^2 \quad (1.1.11)$$

式中 $N_r(f)$ 的所有零点和极点都在复数 $S = \sigma + j\omega$ 平面的左半平面上。

已经求出在色噪声背景下使确知信号 $s_i(t)$ 输出信噪比最大的最佳线性滤波器频率特性为

$$H(f) = k \frac{S_i^*(f)}{N_r(f)N_r^*(f)} \exp(-j2\pi ft_0) \quad (1.1.12)$$

这个滤波器的频率特性 $H(f)$ 可以看作为两个线性滤波器的串接, 即

$$H(f) = H_1(f) \cdot H_2(f) \quad (1.1.13a)$$

$$\text{式中} \quad H_1(f) = k_1 \frac{1}{N_r f} \quad (1.1.13b)$$

$$H_2(f) = k_2 \frac{S_i^*(f)}{N_r^*(f)} \exp(-j2\pi ft_0)$$

$$k_1 k_2 = k$$

$H(f)$ 可用图 1-4 来实现。

输入信号加噪声通过第一节滤波器后, 其噪声功率谱密度为

$$S_n(f) \cdot k_1^2 \frac{1}{|N_r(f)|^2} = k_1^2$$

$$(1.1.14)$$

变为均匀白噪声, 即第一节滤波器的作用是使有色噪声“白色化”。信号通过第一节滤波器后, 其频谱密度变为

$$S_i(f) \cdot k_1 \frac{1}{N_r(f)} = k_1 \frac{S_i(f)}{N_r(f)} = S(f) \quad (1.1.15)$$

第二节滤波器的任务是对白噪声背景下信号 $s(t)$ 进行最佳滤波, 因此其频率响应特性应为信号频谱的共轭, 即

$$H_2(f) = k_2 S^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) = k_1 k_2 \frac{S_i^*(f)}{N_r^*(f)} \exp(-j2\pi ft_0) \quad (1.1.16)$$

色噪声背景下的最佳线性滤波器的频率响应特性为

$$\begin{aligned} H(f) &= H_1(f)H_2(f) = k \frac{S_i^*(f)}{N_r(f)N_r^*(f)} \exp(-j2\pi ft_0) \\ &= k \frac{S_i^*(f)}{S_n(f)} \exp(-j2\pi ft_0) \end{aligned} \quad (1.1.17)$$

它与色噪声的功率成反比而和信号频谱的共轭函数成正比, 为了物理上能够实现, 还应有必需的延迟 t_0 。

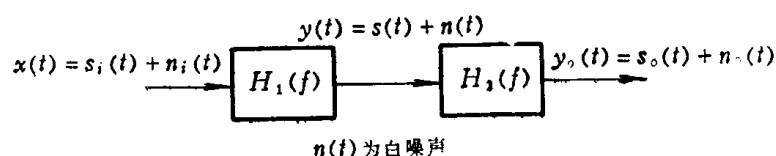


图 1-4 色噪声背景下的最佳线性滤波器

§1.2 大时宽带宽积信号的匹配滤波器

根据匹配滤波器理论,在白噪声背景下滤波器输出端信号噪声功率比的最大值为 $\frac{2E}{N_0}$ 即当噪声功率谱密度给定后,决定雷达检测能力的是信号能量 E 。

早期脉冲雷达所用信号,多是简单矩形脉冲信号。这时脉冲信号能量 $E = P_i \tau$, P_i 为脉冲功率, τ 为脉冲宽度。当要求雷达探测目标的作用距离增大时,应该加大信号能量 E 。增大发射机的脉冲功率是一个途径,但它受到发射管峰值功率及传输线功率容量等因素的限制,只能有一定范围。在发射机平均功率允许的条件下,可以用增大脉冲宽度 τ 的办法来提高信号能量。但应该注意到,在简单矩形脉冲条件下,脉冲宽度 τ 直接决定距离分辨力。为保证上述指标,脉冲宽度 τ 的增加会受到明显的限制。提高雷达的探测能力和保证必需的距离分辨力这对矛盾在简单脉冲信号中很难解决,这就有必要去寻找和采用较为复杂的信号形式。

将会讨论到,距离分辨力取决于所用信号的带宽 B 。 B 愈大,距离的分辨力越好。在简单矩形脉冲时,信号带宽 B 与其脉冲宽度 τ 满足 $B\tau \approx 1$ 的关系,因此用宽脉冲时必然降低其距离分辨力。如果在宽脉冲内采用附加的频率或相位调制以增加信号带宽 B ,当接收时用匹配滤波器进行处理将长脉冲压缩到 $\frac{1}{B}$ 宽度,这样既可使雷达用长的脉冲去获得大的能量,同时又可以得到短脉冲所具备的距离分辨力,这种信号称为脉冲压缩信号或称为大时宽带宽积信号,因为脉冲内有附加调制后,其脉宽 τ 和带宽 B 的乘积大于 1,一般采用 $B\tau \gg 1$ 。

脉冲压缩的概念始于二次世界大战初期,由于技术实现上的困难,直到60年代初脉冲压缩信号才开始使用于超远程警戒和远程跟踪雷达。70年代以来,由于理论上的成熟和技术实现手段日趋完善,使得脉冲压缩技术能广泛运用于三坐标、相控阵、侦察、火控等雷达,从而明显地改进了这些雷达的性能。为了强调这种技术的重要性,往往把采用这种技术的雷达称为脉冲压缩雷达。

下面讨论几种典型脉冲压缩(大时宽带宽积)信号的匹配滤波器及其实现方法。集中于讨论白色噪声背景下的匹配滤波器。如果在实际工作中遇到的是有色噪声,只需串接一个频率特性反比于噪声功率谱的滤波器即可。

1.2.1 线性调频脉冲压缩信号的匹配滤波器

线性调频信号是通过非线性相位调制或线性频率调制(LFM)来获得大的时宽带宽积。在国外又将这种信号称为 chirp 信号。这是研究得最早而又应用最广泛的一种脉冲压缩信号。采用这种信号的雷达可以同时获得远的作用距离和高的距离分辨力。与其它脉压信号相比,它还具有以下优点:所用匹配滤波器对回波信号的多卜勒频移不敏感,因而可以用一个匹配滤波器来处理具有不同多卜勒频移的信号,这将大大简化信号处理系统;另外这类信号的产生和处理均较容易,且技术上比较成熟,这也是它获得广泛应用的原因。主要缺点是存在距离与多卜勒频移的耦合及匹配滤波器输出旁瓣较高。为压低旁瓣常采用失配处理,这将降低系统的灵敏度。下面具体讨论线性调频信号。

线性调频信号可表示为

$$s_i(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \cos\left(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right) \quad (1.2.1)$$

式中

$$\operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & \left|\frac{t}{\tau}\right| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & \left|\frac{t}{\tau}\right| > \frac{1}{2} \end{cases}$$

为矩形函数。

线性调频信号的包络是宽度为 τ 的矩形脉冲，但信号的瞬时载频是随时间线性变化的。瞬时角频率 ω_i 为

$$\omega_i = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \mu t \quad (1.2.2)$$

在脉冲宽度 τ 内，信号的角频率由 $2\pi f_0 - \frac{\mu\tau}{2}$ 变化到 $2\pi f_0 + \frac{\mu\tau}{2}$ ，调频的带宽 $B_M = \frac{\mu\tau}{2\pi}$ 。

对于这种信号，其时宽频宽乘积 D 是一个很重要的参数，表示如下：

$$D = B_M \tau = \frac{1}{2\pi} \mu \tau^2 \quad (1.2.3)$$

线性调频信号的波形见后面图 1-6(a)、(b)、(c)、(d)。

一、线性调频信号通过匹配滤波器的输出

首先讨论线性调频信号通过匹配滤波器的输出以观察脉冲压缩的情况，这个结果由时间域上比较容易得到。滤波器输出信号 $s_o(t)$ 与输入信号 $s_i(t)$ 及滤波器脉冲响应 $h(t)$ 之间的关系是

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x) h(t-x) dx$$

而匹配滤波器的脉冲响应 $h(t) = k s_i(t_0 - t)$ ，故得 $h(t-x) = k s_i[x - (t - t_0)]$

令 $t - t_0 = t'$ ，则得

$$s_o(t') = k \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x) s_i[x - (t - t_0)] dx = k \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x) s_i(x - t') dx$$

将

$$s_i(x) = A \operatorname{rect}\left(\frac{x}{\tau}\right) \cos\left(\omega_0 x + \frac{\mu x^2}{2}\right)$$

$$s_i(x - t') = A \operatorname{rect}\left(\frac{x - t'}{\tau}\right) \cos\left[\omega_0(x - t') + \frac{\mu(x - t')^2}{2}\right]$$

代入上式后，再展开三角函数。因为当 ω_0 很高时，倍频项对积分值的贡献甚微，故可略去倍频项。

按图 1-5 所示的积分限，可分两段求得积分值。

当 $0 \leq t' \leq \tau$ 时，

$$\begin{aligned} s_o(t') &= \frac{kA^2}{2} \int_{t' - \tau/2}^{t'/2} \cos\left[\omega_0 t' + \mu t' x - \frac{\mu}{2} t'^2\right] dx \\ &= \frac{kA^2}{2} \frac{1}{\mu t'} \sin\left(\omega_0 t' + \mu t' x - \frac{\mu}{2} t'^2\right) \Big|_{t' - \tau/2}^{t'/2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{kA^2}{2\mu t'} \left[\sin\left(\omega_0 t' + \frac{\mu\tau}{2} t' - \frac{\mu}{2} t'^2\right) \right. \\
&\quad \left. - \sin\left(\omega_0 t' - \frac{\mu\tau}{2} t' + \frac{\mu}{2} t'^2\right) \right] \\
&= \frac{kA^2}{\mu t'} \sin\left[\frac{\tau\mu}{2} t' \left(1 - \frac{t'}{\tau}\right)\right] \cos \omega_0 t'
\end{aligned} \tag{1.2.4}$$

当 $-\tau \leq t' < 0$ 时,

$$\begin{aligned}
s_o(t') &= \frac{kA^2}{2} \int_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \cos\left(\omega_0 t' + \mu t' x - \frac{\mu}{2} t'^2\right) dx \\
&= \frac{kA^2}{2\mu t'} \sin\left(\omega_0 t' + \mu t' x - \frac{\mu}{2} t'^2\right) \Big|_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \\
&= \frac{kA^2}{\mu t'} \sin\left[\frac{\tau\mu}{2} t' \left(1 + \frac{t'}{\tau}\right)\right] \cos 2\pi f_0 t'
\end{aligned} \tag{1.2.5}$$

合并(1.2.4)和(1.2.5)两式, 当 $|t'| \leq \tau$ 时, 可得

$$\begin{aligned}
s_o(t') &= \frac{kA^2\tau}{2} \frac{\sin\left[\frac{\tau\mu}{2} t' \left(1 - \frac{|t'|}{\tau}\right)\right]}{\frac{\tau\mu}{2} t'} \\
&\quad \times \cos 2\pi f_0 t'
\end{aligned} \tag{1.2.6}$$

上式代表线性调频信号经过匹配滤波器的输出。它是一个固定载频 f_0 的信号, 其包络调制函数如(1.2.6)式所示。当 $t' \ll \tau$ 时, 包络近似为辛克 (sinc) 函数

$$\frac{kA^2\tau}{2} \frac{\sin\left(\frac{\tau\mu}{2} t'\right)}{\frac{\tau\mu}{2} t'}$$

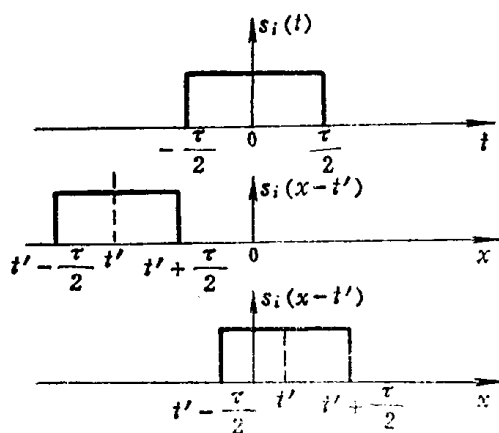


图 1-5 确定积分限

当 $x = \frac{\pi}{2}$ 时, $\frac{\sin x}{x} = \frac{2}{\pi}$, 接近 -4dB。匹配滤波器输出脉冲 -4dB 间的宽度 $\tau' = 2t'$, 而 $\frac{\tau\mu}{2} t' = \frac{\pi}{2}$, 则压缩后脉冲宽度 $\tau' = \frac{2\pi}{\tau\mu} = \frac{1}{B_M}$, B_M 为信号调频宽度。可见压缩后的脉宽反比于 B_M 而与 τ 无关。

线性调频信号输入脉冲宽度 τ 与输出脉宽 τ' 之比通常称为压缩比 D

$$D = \frac{\tau}{\tau'} = \frac{\tau}{\frac{1}{B_M}} = \tau B_M \tag{1.2.7}$$

它就是信号的时宽频宽积。早期线性调频信号常用的压缩比 D 在数十至数百的范围, 而近代雷达用的线性调频信号, 其压缩比 D 可达 10^6 数量级。图 1-6 所示为线性调频脉冲各主要波形。

通过匹配滤波器后, 脉冲的宽度变窄, 输出端的最大瞬时信噪比为

$$d_{\max} = \frac{s_o^2(t_0)}{n_o^2(t)}$$

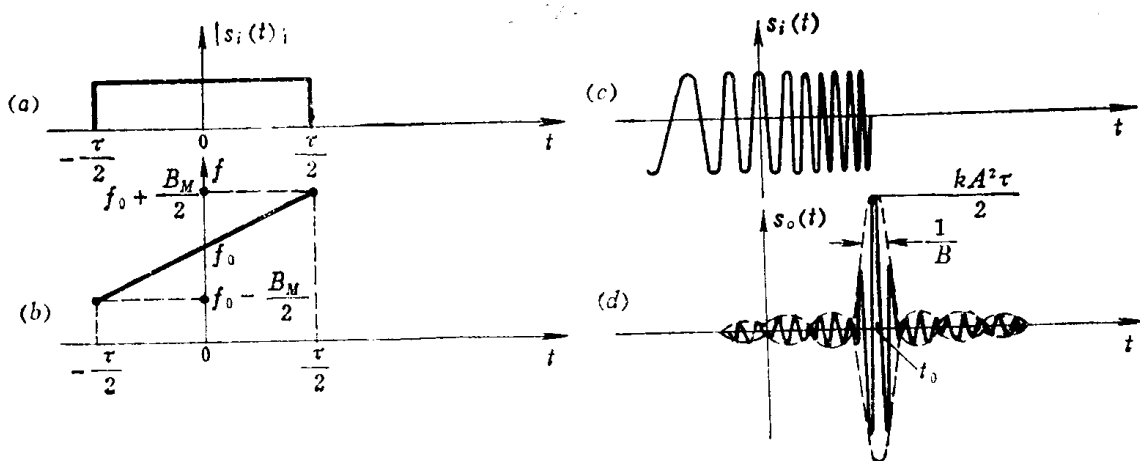


图 1-6 线性调频脉冲波形

- (a) 包络函数 $\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)$; (b) 瞬时频率随时间的变化;
 (c) 矩形包络线性调频脉冲信号; (d) 匹配滤波器输出波形。

式中

$$n_o^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \frac{N_0}{2} d\omega$$

匹配滤波器的频率响应

$$H(\omega) = kS^*(\omega) e^{-j2\pi f t_0}$$

所以

$$\begin{aligned} \overline{n_o^2(t)} &= \frac{N_0}{2} \frac{k^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S^*(\omega)|^2 d\omega \\ &= \frac{N_0}{2} k^2 \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{k^2 N_0 E}{2} \end{aligned}$$

式中 E 为信号能量。由(1.2.6)式可知, 当 $t = t_0$, 即 $t' = t - t_0 = 0$ 时

$$s_o(0) = \frac{1}{2} k A^2 \tau$$

故得匹配滤波器输出端最大瞬时信号噪声比为

$$d_{\max} = \frac{s_o^2(0)}{n_o^2(t')} = \frac{\left(\frac{1}{2} k A^2 \tau\right)^2}{\frac{1}{2} k^2 N_0 E} = \frac{(kE)^2}{\frac{1}{2} k^2 N_0 E} = \frac{2E}{N_0} \quad (1.2.8)$$

式中 $E = \frac{1}{2} A^2 \tau$ 为线性调频脉冲的能量, 当信号振幅 A 一定时, 可以加大脉冲宽度 τ 来增加信号能量, 而同时用增大调频宽度 B_M 的办法, 保持输出脉冲宽度在允许的范围内。

下面讨论线性调频信号经过匹配滤波器后信号幅度的变化。如果压缩网络是无源的, 则根据能量守恒原理输入和输出端的能量相等。设输入脉冲的脉冲功率为 P , 其相应的信号振幅为 A , 经匹配滤波器后压缩脉冲宽度 $\tau' = \frac{1}{B_M}$, 压缩脉冲振幅为 A' , 相应脉冲功率为 P' , 则下述关系式成立:

$$E = P\tau = P'\tau'$$

即

$$\frac{P'}{P} = \frac{\tau}{\tau'} = D$$

脉冲功率与信号振幅平方成正比, 故得压缩前后脉冲振幅比为

$$\frac{A'}{A} = \sqrt{D}$$

可见输出脉冲振幅增大 $\sqrt{D}$ 倍。

二、匹配滤波器的频率特性

下面讨论匹配滤波器的频率特性。为此应先求出信号的频谱 $S_i(f)$ 。

$$\begin{aligned} S_i(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{ +j\left[2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu t^2}{2} \right] \right\} dt \\ &\quad + \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{ -j\left[2\pi(f_0 + f)t + \frac{\mu t^2}{2} \right] \right\} dt \\ &= S_{i+}(f) + S_{i-}(f) \end{aligned} \quad (1.2.9)$$

信号的频谱分别集中于 $\pm f_0$ 附近。对于一般载频实信号, 其指数型复数频谱相对于频率轴是正负对称的偶函数, 且通常情况下, 信号带宽均远小于中心频率 f_0 。因此可认为正负两部分频谱不产生重叠。下面可只集中讨论具有代表性的正频率部分频谱, 即式(1.2.9)中第一项。

$$S_{i+}(f) = \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{ j\left[2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu t^2}{2} \right] \right\} dt$$

将积分项内指数项进行配方,

$$\begin{aligned} 2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu}{2} t^2 &= \frac{\mu}{2} \left[t^2 + \frac{2}{\mu} (\omega_0 - \omega) t + \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\mu} \right)^2 \right] - \frac{\mu}{2} \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\mu} \right)^2 \\ &= \frac{\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu} \right)^2 - \frac{1}{2\mu} (\omega_0 - \omega)^2 \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} S_{i+}(f) &= \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{ \frac{j\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu} \right)^2 - \frac{j}{2\mu} (\omega_0 - \omega)^2 \right\} dt \\ &= \frac{A}{2} \exp\left[-j \frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu} \right] \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left[\frac{j\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu} \right)^2 \right] dt \end{aligned}$$

为查表方便起见, 设

$$\sqrt{\mu} \left(t + \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right) = \sqrt{\pi} x,$$

则

$$dt = \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} dx$$

于是正频率轴上频谱可写为

$$S_{i+}(f) = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} \right] \int_{-x_1}^{x_2} \exp j \frac{\pi x^2}{2} dx$$