

循环相关匹配滤波器设计

黄知涛,周一宇,姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要: 在谱相关分析的基础上,讨论了对循环平稳信号进行最佳滤波的问题,推导得到了基于最大输出信噪比准则的循环相关匹配滤波器的解析表式.然而,由于该滤波器性能与所选取的循环频率是相关的,单循环频率循环相关匹配滤波器存在固有的缺陷-信号能量利用不充分.为此,研究了多循环频率循环相关匹配滤波器组的设计方法,在最大输出信噪比准则约束下确定了滤波器组的优化结构.仿真实验比较了谱相关分析方法和循环相关匹配滤波方法,对调幅信号和 BPSK 信号的仿真实验结果证实了文章理论分析得到的结果.

关键词: 循环平稳信号;最佳滤波;滤波器组

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 01-0098-05

On Cyclic Correlation Matched Filtering

HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, JIANG Wen-li

(School of Electronic Science and Engineering NUDT, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: By employing spectral-correlation analysis method, the problem of optimally filtering the cyclostationary signals is discussed in this paper. Based on the max-output-SNR criterion, the analytic expression for the cyclic correlation matched filter (CCMF) is derived, which is just the same as the conventional matched filter except for different signal models. But since the filtering performance for CCMF is primarily related to the selected cycle frequency, which is not unique for most cyclostationary signals, single-cycle CCMF shares the disadvantage of utilizing the incomplete signal information. CCMF bank utilizing multi-cycle frequencies is therefore studied and an optimum structure for the CCMF bank is developed, also based on the max-output-SNR criterion. Simulations on AM signals and BPSK signals are also performed to determine the performance advantage between the spectral-correlation method and cyclic correlation matched filtering method. Simulation results verify the performance for the proposed methods.

Key words: cyclostationary signals; optimal filtering; filter bank

1 引言

匹配滤波器是一个最佳线性滤波器,在输入为已知信号加白噪声的条件下,能使输出的信噪比最大,实现对信号的最佳接收.对于信号加色噪声的情况,广义匹配滤波器也能使输出信噪比达到最大.推广到更一般的情况,对于平稳信号,根据不同的准则可设计出满足不同要求的最优 Wiener 滤波器.总之,对确定信号和平稳信号都能设计出满足一定准则的最优滤波器,然而对非平稳信号或时变信号,由于信号统计特性是时变的,对其进行最佳接收的滤波器也必须具有时变特征^[1],这给滤波器的设计和实现提出了很高的要求.

本文研究对一类特殊的非平稳信号-循环平稳信号进行最佳接收的问题,在谱相关分析^[2,3,5]的基础上推导基于最大输出信噪比准则的滤波器-循环相关匹配滤波器的设计方法.研究思路类似于一般匹配滤波器^[7]的设计过程,所不同的是,循环相关匹配滤波器所适用的信号模型是建立在信号循环平稳性上的.

关于循环平稳信号的有关概念及其应用可参看文献^[4~7,10~12],在此不再赘述.

2 输出信噪比最大的循环相关匹配滤波器(Cyclic Correlation Matched Filter:CCMF)

设输入信号波形 $x(t)$ 为信号与噪声之和

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 是已知循环谱和循环频率的循环平稳信号,其循环频率为 ω_c ; $n(t)$ 是零均值平稳噪声,并且与信号 $s(t)$ 是统计独立的.由于信号 $s(t)$ 是时变的,传统的对信号 $s(t)$ 的最佳线性滤波器设计方法已不再适用.

循环相关函数是表征信号循环平稳性的一个特征统计量.分别计算式(1)左右两边在循环频率 ω_c 处与 $s(t)$ 的循环互相关,得到

$$R_{x,s}(\omega_c) = R_s(\omega_c) + R_{n,s}(\omega_c) \quad (2)$$

其中, $R_{x,s}(\omega_c)$ 、 $R_{n,s}(\omega_c)$ 、 $R_s(\omega_c)$ 分别为信号 $x(t)$ 与噪声 $n(t)$

和信号 $s(t)$ 的循环互相关和循环自相关^[4-6],且

$$R_{x,s} \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\tau f} dt \quad (3)$$

只要将式(3)中 $x(t)$ 分别换成 $n(t)$ 和 $s(t)$ 就可以得到 $R_{n,s}$ (\cdot), $R_s(\cdot)$ 的定义式. 令

$$\begin{aligned} z_x(\cdot) &\triangleq R_{x,s}(\cdot) \\ z_s(\cdot) &\triangleq R_s(\cdot) \\ m(\cdot) &\triangleq R_{n,s}(\cdot) \end{aligned} \quad (4)$$

式(2)可写成

$$z_x(\cdot) = z_s(\cdot) + m(\cdot) \quad (5)$$

可以证明: $m(\cdot)$ 仍是一均值为零的平稳噪声,且功率谱密度为

$$G_m(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} S_{sT}^0(f + \tau/2) G_{nT}(f - \tau/2) \quad (6)$$

详细的证明过程见附录. 其中, $S_{sT}^0(f + \tau/2)$ 是信号 $s(t)$ 在循环频率为零处的循环谱密度, $G_{nT}(f - \tau/2)$ 是噪声 $n(t)$ 时间长度为 T 的时间平均功率谱密度.

在有限观测条件下式(6)可表示为

$$G_{mT} = \frac{1}{T} S_{sT}^0(f + \tau/2) G_{nT}(f - \tau/2) \quad (7)$$

式(5)所示的信号模型具有如下特点: $z_s(\cdot)$ 是波形已知的信号, $m(\cdot)$ 是平稳噪声. 该信号模型与一般匹配滤波器适用的信号模型是一致的. 因此,根据最大输出信噪比准则,可以找到一个线性滤波器 $h(\cdot)$,使得当输入为 $z_s(\cdot)$ 时滤波器输出端信噪比在某时刻,比如 t_0 ,达到最大. 下面具体讨论滤波器的设计方法.

令 $y(\cdot)$ 表示滤波器的输出,由于滤波器是线性的,应用叠加原理有

$$y(\cdot) = s_o(\cdot) + n_o(\cdot) \quad (8)$$

式中 $s_o(\cdot)$ 及 $n_o(\cdot)$ 分别对应输入信号为 $z_s(\cdot)$ 和 $m(\cdot)$ 时滤波器的输出.

用 S_{z_s} 表示信号 $z_s(\cdot)$ 的频谱, $H(f)$ 表示滤波器 $h(\cdot)$ 的传输函数(如无声明,以下积分式中积分区间均为 $(-\infty, +\infty)$). t_0 时刻滤波器输出端的信号噪声功率比 d_o 定义为

$$d_o \triangleq \frac{S_{s_o}^2}{E[n_o^2(\cdot)]} = \frac{\left| \int H(f) S_{z_s}(f) e^{j2\pi f t_0} df \right|^2}{\int |H(f)|^2 G_m(f) df} \quad (9)$$

则根据 Schwarz 不等式有

$$d_o \leq \frac{|S_{z_s}(f)|^2}{G_m(f)} df \quad (10)$$

等号成立的条件是

$$H(f) = c \frac{S_{z_s}^*(f)}{G_m(f)} e^{j2\pi f t_0} \quad (11)$$

其中, c 为一常数. 由式(4)可知

$$S_{z_s}(f) = S_s(f) \quad (12)$$

上式中 $S_s(f)$ 为信号 $s(t)$ 在循环频率 f 处的循环谱. 将式(7)和(12)代入到式(10)及(11)分别得到滤波器传输函数及其输

出端最大信噪比

$$H(f) = cT \frac{\left[S_s(f) \right]^*}{S_s^0(f + \tau/2) G_n(f - \tau/2)} e^{j2\pi f t_0} \quad (13)$$

$$d_m = \frac{T |S_s(f)|^2}{S_s^0(f + \tau/2) G_n(f - \tau/2)} df \quad (14)$$

式(13)就是所要求的循环相关匹配滤波器 CCMF 的传输函数.

3 循环相关匹配滤波器组(CCMF Bank)

对于循环平稳信号还有两点结论. 第一,循环平稳信号的循环频率一般不是唯一的^[2-5]. 以调幅和 BPSK 信号为例,如图 1 所示.

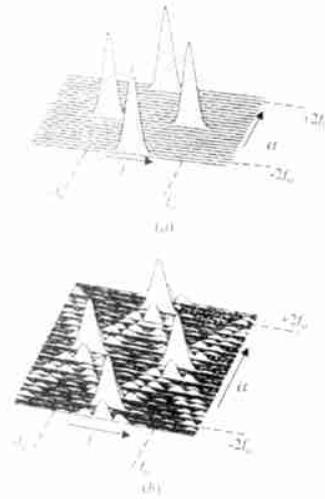


图 1 典型信号谱相关函数幅度图(f 为谱频率, τ 为循环频率), (a) 调幅信号; (b) BPSK 信号

第二,在不同循环频率处,信号所具有的谱相关特性的强弱程度是不一样的(对应图 1(b)中 τ 轴高低起伏的“旁瓣”). 衡量信号谱相关强弱程度的量是谱自相干系数 $s_s(f)$, 其定义式^[2,6]如下所示:

$$s_s(f) = \frac{S_s(f)}{[S_s(f + \tau/2) S_s(f - \tau/2)]^{1/2}} \quad (15)$$

对于存在多个循环频率的循环平稳信号 $s(t)$,在不同循环频率处的相关系数是不一样的. $|s_s(f)|$ 越接近于 1,说明在循环频率 f 处的谱相关特性越强,否则越弱,而当 $|s_s(f)|$ 等于零时,则认为在循环频率 f 处不存在谱相关特性^[2,6].

根据以上两点结论可知:由式(13)和(14)所确定的循环相关匹配滤波器的传递函数及其最大输出信噪比也不是唯一确定的,与选取的循环频率有关. 由于信号循环频率的多值性,应该考虑同时选取多个不同循环频率的循环相关匹配滤波器组成的滤波器组来对信号进行处理,尽可能充分利用信号的能量,达到“最佳”的处理效果.

3.1 循环相关匹配滤波器组

该滤波器组的基本实现流程如图 2 所示,显然其实现的关键是确定权值 w_i ,这与所采取的最佳准则有关. 其中, $y(t)$ 和 $m(t)$ 分别为输出有用信号分量和噪声干扰分量.

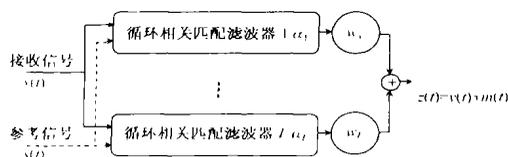


图2 循环相关匹配滤波器组结构框图

对应循环频率 ω_i 的循环相关匹配滤波器的输出信号 $y_i(t)$ 、噪声 $m_i(t)$ 的功率谱密度和最大输出信噪比 d_i 可表示如下

$$y_i(t) = R_s^i(t) \otimes h_i(t) = cT \frac{|S_s^i(f)|^2 e^{-j2\pi f t_0}}{S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)} e^{j2\pi f t} \quad (16)$$

$$G_m^i(f) = \frac{1}{T} |H(f)|^2 S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2) \quad (17)$$

$$= c^2 T \frac{|S_s^i(f)|^2}{[S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)]^*}$$

$$d_i = \frac{T |S_s^i(f)|^2}{S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)} df \quad (18)$$

而滤波器经加权融合处理后的输出有用信号 $y(t)$ 可表示为,

$$y(t) = \sum_{i=1}^L [w_i y_i(t)] \quad (19)$$

将式(16)结果代入式(19)可得

$$y(t) = \sum_{i=1}^L cT w_i \frac{|S_s^i(f)|^2 e^{-j2\pi f t_0}}{S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)} e^{j2\pi f t} \quad (20)$$

其中, $h_i(t)$ 是当循环频率为 ω_i 时的循环相关匹配滤波器的冲击响应; L 是所选用的循环频率的数目.

实际上,更关心的是滤波器组在 t_0 时刻输出信号的特性,由式(18)和(20)可知

$$y(t_0) = \sum_{i=1}^L cT w_i \frac{|S_s^i(f)|^2}{S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)} df = c \sum_{i=1}^L w_i d_i \quad (21)$$

由式(17)可以得到滤波器组输出噪声干扰的平均功率 P_m 为

$$P_m = \sum_{i=1}^L c^2 T \frac{|S_s^i(f)|^2 w_i^2}{S_s^0(f + \omega_i/2) G_n(f - \omega_i/2)} df = c^2 \sum_{i=1}^L w_i^2 d_i \quad (22)$$

不妨令 $c=1$, t_0 时刻滤波器组输出端信噪比 d_0 定义如下:

$$d_0 \triangleq \frac{|y(t_0)|^2}{P_m} = \frac{\left| \sum_{i=1}^L w_i d_i \right|^2}{\sum_{i=1}^L w_i^2 d_i} \quad (23)$$

于是,最大输出信噪比约束下权值的确定可表示成如下最优化问题:

$$\begin{cases} d_0 = \frac{\left| \sum_{i=1}^L w_i d_i \right|^2}{\sum_{i=1}^L w_i^2 d_i} \max \\ s. t. \quad w_i \geq 0 \end{cases} \quad (24)$$

解上述最优化问题不难得到最优权

$$w_i = 1 / \sum_{i=1}^L d_i > 0 \quad (25)$$

并且滤波器组最大输出信噪比 d_{\max} 为

$$d_{\max} = \frac{\left| \sum_{i=1}^L w_i d_i \right|^2}{\sum_{i=1}^L w_i^2 d_i} = \frac{1}{\sum_{i=1}^L \frac{1}{d_i}} \quad (26)$$

式(25)和(26)显示:最大输出信噪比约束条件下的最优权值取值相等,且为滤波器组输出信噪比总和的倒数.实际上,准确知道各单个线性最佳循环滤波器输出端的信噪比是不可能的,在应用时可假设各权取单位权值.

4 仿真分析

4.1 对最佳循环相关滤波器的仿真分析

在下面的讨论中,混杂在信号中的加性噪声均假设为零均值白噪声,功率谱密度为 $N_0/2$. 并以调幅信号作为仿真对象. 根据循环相关匹配滤波理论不难知道:对调幅信号进行最佳线性循环滤波后的输出为幅度调制信号自相关函数共轭的延迟形式,且时延值就是选择的信号最大输出时刻 t_0 (t_0 一般选在信号结束后). 仿真分别采用谱相关分析方法和循环相关匹配滤波方法对 AM 信号进行处理,以比较两种处理方法的性能. 仿真中使用的幅度调制信号 $a(t)$ 的自相关函数 $R_a(\cdot)$ 如图3所示,该调制信号是一零均值纯平稳噪声过程,具有有限的谱分量. 仿真中产生的加性噪声是白色高斯的,被调信号载波频率 f_0 为 2Hz,采样间隔为 0.1 秒,采样数据点数为 64.

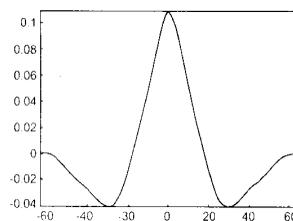


图3 调幅信号幅度调制信号的自相关函数

调幅信号 $s(t)$ 与接收信号 $x(t)$ 在循环频率 $\omega = 2f_0$ 处的循环互相关函数,以及该相关函数通过有限循环匹配滤波器后的输出分别如图4所示,其中所有滤波器最大输出时刻均选为信号结束时刻. 比较图3、4可见,循环相关匹配滤波器确实具有较好的滤波性能,且滤波器的输出信号形式与分析得到的结果是一致的.

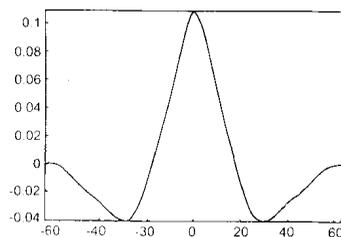


图4 信噪比为 -5dB. (a) 已知信号与接收信号的循环互相关; (b) 循环相关匹配滤波器的输出

4.2 对循环相关匹配滤波器组的仿真分析

以 BPSK 信号为仿真对象. 仿真试验中采样间隔 T_s 为 0.1

秒,BPSK编码信号码元宽度 T_0 为 0.9 秒,信号总长度为 7.2 秒,BPSK信号载频 f_0 为 2Hz. 对信噪比为 - 2. 8dB 时的信号环境(噪声为加性高斯白噪声)得到图 5、6 所示的仿真结果. 仿真试验中最佳线性循环滤波器输出最大时刻 t_0 均选在信号

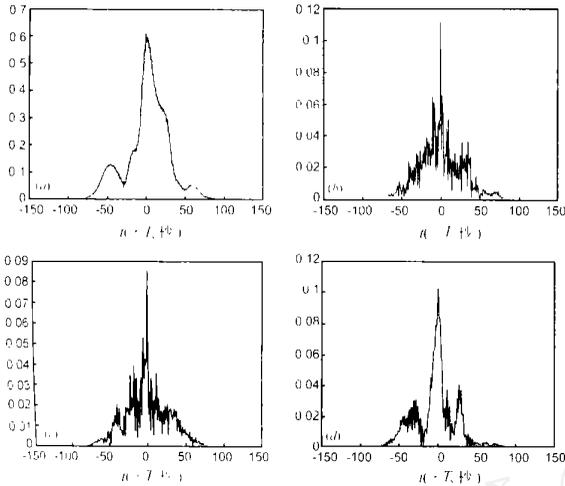


图 5 应不同循环频率 单个最佳线性循环滤波器输出信号的幅度, (a) $= 2f_0$; (b) $= 1/ T_0$; (c) $= 2/ T_0$; (d) $= 3/ T_0$.

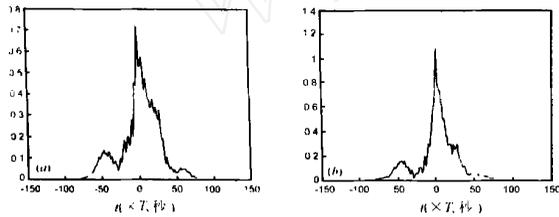


图 6 不同循环频率最佳线性循环滤波器按图 2 结构组成的滤波器组的输出信号幅度, (a) $= 2f_0$ 与 $= 1/ T_0$ 组成的滤波器组; (b) $= 2f_0$ 、 $= 1/ T_0$ 、 $= 2/ T_0$ 、 $= 3/ T_0$ 组成的滤波器组.

结束后,在以下的仿真结果中, t_0 时刻对应横坐标原点. 比较图 5 与图 6 在 t_0 时刻(对应图中坐标原点)输出信号幅度可见,滤波器组输出信号能量(t_0 时刻)确实有了较大幅度的增加,同时噪声分量并没有明显的变化,滤波器组在 t_0 时刻输出信噪比有了较大幅度地改善. 仿真结果证实了文章理论分析得到的结论.

5 结论

在谱相关分析的基础上,文章研究了对一类特殊的非平稳信号-循环平稳信号的最佳滤波问题. 研究表明,针对循环相关函数的最佳滤波器具有类似传统匹配滤波的结构. 然而,该循环相关匹配滤波器的性能依赖所选择的信号循环频率,对于具有多循环频率的信号,循环相关滤波器不是唯一的,且它们的性能会有较大的差异. 这说明单循环频率循环相关匹配滤波器存在固有的缺陷-信号能量利用不充分. 针对这一点,文章还研究了多循环频率循环相关匹配滤波器组的设计方法,在最大输出信噪比准则约束下确定了滤波器组的优化

结构,能进一步提高滤波性能. 计算机仿真实验也充分证实了文章理论分析得到的结果.

附录

结论:零均值平稳噪声 $n(t)$ 和循环平稳信号 $s(t)$ 的循环互相关函数 $m(\cdot)$ 仍是一零均值平稳噪声.

证明:由式(4)知道:

$$m(\cdot) \triangleq R_{ms}(\cdot) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} n(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \tau} dt \quad (27)$$

对上式两边取集合平均,并且根据噪声 $n(t)$ 的零均值特性立即可有

$$E\{m(\cdot)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E\{n(t + \tau/2)\} s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \tau} dt = 0 \quad (28)$$

再研究 $m(\cdot)$ 自相关函数的特性. 令

$$R_m(\tau_1, \tau_2) \triangleq E\{m(\tau_1) m^*(\tau_2)\} \quad (29)$$

将式(27)结果代入上式得到

$$R_m(\tau_1, \tau_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} E\{n(t_1 + \tau_1/2) n^*(t_2 + \tau_2/2) s(t_2 - \tau_2/2) s^*(t_1 - \tau_1/2)\} e^{-j2\pi(\tau_1 - \tau_2)t} dt_1 dt_2 \quad (30)$$

考虑到噪声干扰 $n(t)$ 与信号 $s(t)$ 是统计独立的,上式可简化为

$$R_m(\tau_1, \tau_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} R_n(u + \tau_2) \cdot R_s(t, t + u + \tau_1/2) e^{j2\pi u t} dt du \quad (31)$$

其中, $R_n(\cdot)$ 为噪声 $n(t)$ 的自相关函数, $R_s(t, t + \cdot)$ 为信号 $s(t)$ 的时变自相关函数.

信号 $s(t)$ 是循环平稳信号,其时变自相关函数 $R_s(t, t + \cdot)$ 具有周期性,且可以展开成 Fourier 级数的形式

$$R_s(t, t + \cdot) = \sum_A R_s(\cdot) e^{j2\pi \cdot t} \quad (32)$$

A 是信号 $s(t)$ 所有循环频率的集合,并且作为退化的循环频率,0 也是该集合的一个元素. 将上式结果代入式(31)得到

$$R_m(\tau_1, \tau_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} R_n(u + \tau_2) \sum_A R_s(\tau_2 - u) e^{j2\pi \tau_1 t} e^{j2\pi u t} dt du = R_m(\cdot) \quad (33)$$

若注意到有以下关系成立

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi \tau t} dt = \begin{cases} 1, & \tau = 0 \\ 0, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (34)$$

则式(33)可重写为

$$R_m(\cdot) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_n(u + \tau_2) R_s(\tau_2 - u) e^{j2\pi \tau_1 u} du \quad (35)$$

对上式两边作关于参数 τ_1 的 Fourier 变换,不难得到

$$G_m(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} S_{sT}^0(f + \tau_2/2) G_{nT}(f - \tau_2/2) \quad (36)$$

其中:

$$S_{sT}^0(f) = \int_{-T/2}^{T/2} R_s^0 e^{j2\pi f d} d \quad (37)$$

$$G_{nT} = \int_{-T/2}^{T/2} R_n(\tau) e^{j2\pi f d} d \quad (38)$$

由式(28)和(36)两式可看出:零均值平稳噪声 $n(t)$ 和循环平稳信号 $s(t)$ 的循环互相关函数 $m(\cdot)$ 仍是一零均值平稳噪声. 证明过程结束.

参考文献:

- [1] William A Gardner. Cyclic Wiener filtering: Theory and method [J]. IEEE Trans Commun, 1993, COM-41(1): 151 - 163.
- [2] W A Gardner. Spectral correlation of modulated signals: Part 1-Analog modulation [J]. IEEE Trans Commun, 1987, COM-35(6): 584 - 594.
- [3] W A Gardner. Spectral correlation of modulated signals: Part 2-Digital modulation [J]. IEEE Trans Commun, 1987, COM-35(6): 595 - 601.
- [4] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1999. 324 - 352.
- [5] W A Gardner. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals [J]. IEEE ASSP Mag, 1991, 8(4): 14 - 36.
- [6] W A Gardner. Measurement of spectral correlation [J]. IEEE Trans ASSP, 1986, ASSP-34(10): 1111 - 1123.
- [7] 许树声. 信号检测与估计. 北京: 国防工业出版社, 1987. 7 - 29.
- [8] W A Gardner, C - K Chen. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, Part 1: Theory and method [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1992, 40(5): 1168 - 1184.

- [9] W A Gardner, C - K Chen. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, Part 2: Algorithms and performance [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1992, 40(5): 1185 - 1197.
- [10] 黄知涛, 丁宏毅, 姜文利, 周一宇. 基于循环频率补偿的循环平稳信号时差提取方法 [J]. 信号处理, 2001, 17(3): 232 - 237.
- [11] 黄知涛, 姜文利, 卢启中, 周一宇. 基于调频广播信号的动目标时差提取方法 [J]. 电子学报, 2001, 29(12): 1597 - 1600.
- [12] 黄知涛, 周一宇, 姜文利. 基于循环平稳特性的源信号到达角估计方法 [J]. 电子学报, 2002, 30(3): 372 - 375.

作者简介:



黄知涛 男, 1976 年 9 月生于湖北荆州, 博士研究生, 发表论文 10 余篇, 研究方向为: 无源目标探测、循环平稳信号处理、雷达信号/数据处理等.

周一宇 男, 1948 年 10 月生于上海, 教授, 博士生导师, 电子学会高级会员, 电子学会电子对抗分会委员, 出版专著两部, 发表论文 60 余篇, 研究方向为: 综合电子战系统理论、无源定位理论与技术、雷达数据处理、电子信息系统仿真及空间信息处理等.