

自适应频率测量方法(AMF)及其在涡街流量计中的应用

蒙建波 朱林章

(重庆大学自动化系,重庆 630044)

摘 要

本文研究了用于涡街流量计信号处理的自适应频率测量方法(AMF)。这种方法将自适应滤波和功率谱分析结合在一起,特别适合于测量或估计涡街流量计这类受随机噪声和干扰影响了信号频率。理论分析和实验结果证明,此法对提高涡街流量计应用中的测量精度是有效的,同时,也适用于其他仪表测量系统。

关键词: 涡街流量计, 自适应性, 信号处理, 频率测量。

一、引 言

涡街流量计是一种使用日益普遍的测量流体体积流量的新型测量仪表,它利用流体自然振荡原理,通过检测在漩涡发生体后产生的卡曼漩涡列(或称卡曼涡街,简称涡街)的频率,求出流经管道的体积流量^[1]。其基本关系式是

$$f = s_t \cdot \frac{v}{d}, \quad (1)$$

式中 v (m/s) 为未受噪声和干扰影响的流体的平均流速; d (m) 为漩涡发生体有效直径; s_t 为斯特罗哈尔(Strouhal)数; f 为卡曼(Karman)涡街频率(Hz)。在较宽的测量范围内 ($R_e = 5 \times 10^3 - 1.5 \times 10^5$); s_t 为一常数。

流经管道的流体体积流量为

$$Q = \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{f \cdot d}{s_t} \left(1 - 1.25 \cdot \frac{d}{D} \right), \quad (2)$$

式中 Q 为体积流量(m³/s); D 为管道内径(m)。式(2)即为涡街流量计测量的依据。由此可见,测量体积流量的关键在于测定涡街频率 f 。由于受流体紊流状态下速度脉动变化的影响以及工业现场测量中管道随机振动等因素的影响,漩涡频率变送器的输出信号不是理想的正弦波信号,而是一混合信号形式,它可以分解为反映流体流速大小的希望信号 $s(t)$ 与噪声干扰信号 $n(t)$ 的叠加,即

$$y(t) = s(t) + n(t). \quad (3)$$

其中 $s(t)$ 为一低频正弦信号。 $n(t)$ 代表速度脉动变化以及管道振动的噪声信号和与非单相流动出现的冲击现象有关的脉冲干扰信号。 它们都具有无限的频率成份。 在此情况下, 现有涡街流量计所采用的“整形—脉冲计数”信号处理方式已无能为力。

本文探讨一种采用数字信号处理技术改善涡街流量计性能的新方法。

二、自适应频率测量原理

涡街流量计信号处理的核心问题是测定流体经漩涡发生体后所产生的涡街频率。 为了求得希望信号 $s(t)$ 的频率, 首先对信号的功率谱进行分析。 求功率谱密度的方法很多^[3,4] 本文介绍一种“修正线性预测谱”估计方法, 简称 MLPS (Modified Linear Prediction Spectrum) 方法。 在此基础上进行谱分析, 求取信号频率的方法称为“自适应频率测量”方法, 简称 AMF (Adaptive Measurement of Frequency) 方法。

1. 采用线性预测滤波器的谱估计式

考虑一个 L 阶的线性预测滤波器, 设 k 时刻输入序列的预测值 $\hat{x}(k)$ 为

$$\hat{x}(k) = \sum_{l=1}^L c_l x(k-l), \quad (4)$$

式中 C_l 为线性预测滤波器系数; L 为线性预测滤波器阶数。 设 $\varepsilon(k)$ 为此预测滤波器的误差输出

$$\varepsilon(k) = x(k) - \hat{x}(k) = x(k) - \sum_{l=1}^L c_l x(k-l), \quad (5)$$

则 k 时刻的信号值可以表示为

$$x(k) = \sum_{l=1}^L c_l x(k-l) + \varepsilon(k). \quad (6)$$

上式形式称为 L 阶自回归 (Autoregressive) 模型, 简称 AR 模型。 通常, 实用中遇到的信号过程是平稳的。 不失一般地, 可设 $\{\varepsilon(k)\}$ 为白噪声过程。 式(6)中 $x(k)$ 可以视为由输入白噪声 $\varepsilon(k)$ 经 AR 模型描述的系统后所产生的输出。 因此, 当输入白噪声功率谱密度 $P_\varepsilon(\omega) = \sigma_\varepsilon^2$ 时, 输出信号的功率谱密度为^[3]

$$P_x(\omega) = \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\left| 1 - \sum_{l=1}^L c_l e^{-i\omega l} \right|^2}. \quad (7)$$

显然, 如果能确定 σ_ε^2 及 c_l , $l = 1, 2, \dots, L$, 则 $P_x(\omega)$ 即可求出。

由随机过程理论可知, AR 模型参数 c_l 与信号过程 $x(k)$ 的自相关函数 $\phi_x(l)$ 间满足如下关系:

$$\begin{cases} \phi_x(m) - \sum_{l=1}^L c_l^* \phi_x(m-l) = 0, & m = 1, 2, \dots, L \\ \phi_x(0) - \sum_{l=1}^L c_l^* \phi_x(l) = E[\varepsilon^2(k)]_{\min}. \end{cases} \quad (8a)$$

$$\phi_x(0) - \sum_{l=1}^L c_l^* \phi_x(l) = E[\varepsilon^2(k)]_{\min}. \quad (8b)$$

此关系称为 Yule-Walker 方程, 式中 c_l^* 表示使 $\varepsilon(k)$ 满足最小均方误差 MMSE (Minimum Mean Square Error) 条件, 即 $E[\varepsilon^2(k)]_{\min}$ 时的最佳滤波器系数. 显然, 当已知 $\phi_x(l)$, $l = 0, 1, \dots, L$ 时, 从式(8)可以解得 c_l^* 及 $E[\varepsilon^2(k)]_{\min}$, 而由随机过程理论知, 此时 $E[\varepsilon^2(k)]_{\min} = \sigma_e^2$. 这样, 线性预测谱估计式(7)即可求出.

2. 采用 LMS 算法的修正自适应线性预测谱估计式

分析(7)式, 即线性预测谱估计式不难发现, 分子项在每一步的运算中为一常值. 正如前面所提到的, 进行信号功率谱分析的目的是为了求取信号的频率, 只对谱值的相对值大小感兴趣, 而并不注意其绝对值的大小. 基于这一事实, 当去掉(7)式中的分子项时, 得到

$$MLP_x(\omega) = 1 / \left| 1 - \sum_{l=1}^L c_l^* \exp(-j\omega l) \right|^2. \quad (9)$$

此时 $MLP_x(\omega)$ 的值较之(7)式中的功率谱估计值 $P_x(\omega)$ 已发生了变化, 但仅仅是在刻度上, 求得的 $MLP_x(\omega)$ 的相对值(大小关系)却并未改变. 亦即, 它仍能反映出信号的频率结构, 足以满足求取信号频率的要求. 在此, 称 $MLP_x(\omega)$ 为信号 $x(k)$ 的“修正线性预测谱”.

从式(9)可知, $MLP_x(\omega)$ 的计算仍依赖于最佳滤波器系数 c_l^* 的获得. 显然, 直接求解 Yule-Walker 方程式(8)是不现实的. 利用 Widrow 等提出的最小均方 LMS (Least Mean Error) 自适应算法可以有效地解决这一问题^[5].

设在第 k 步迭代时

$$C^r(k) = [c_1(k), c_2(k), \dots, c_L(k)]. \quad (10)$$

按照 LMS 算法, 第 $(k+1)$ 步的迭代公式为

$$C(k+1) = C(k) + \mu [x(k)X(k-1) - X(k-1)X^r(k-1)C(k)], \quad (11)$$

式中

$$X^r(k-1) = [x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-L)]. \quad (12)$$

式(11)即为 $C^*(k)$ 的实际计算公式.

LMS 自适应算法的迭代步距 μ 要求选择得尽可能小, 在实际应用时, μ 的最优值常常结合实验得到.

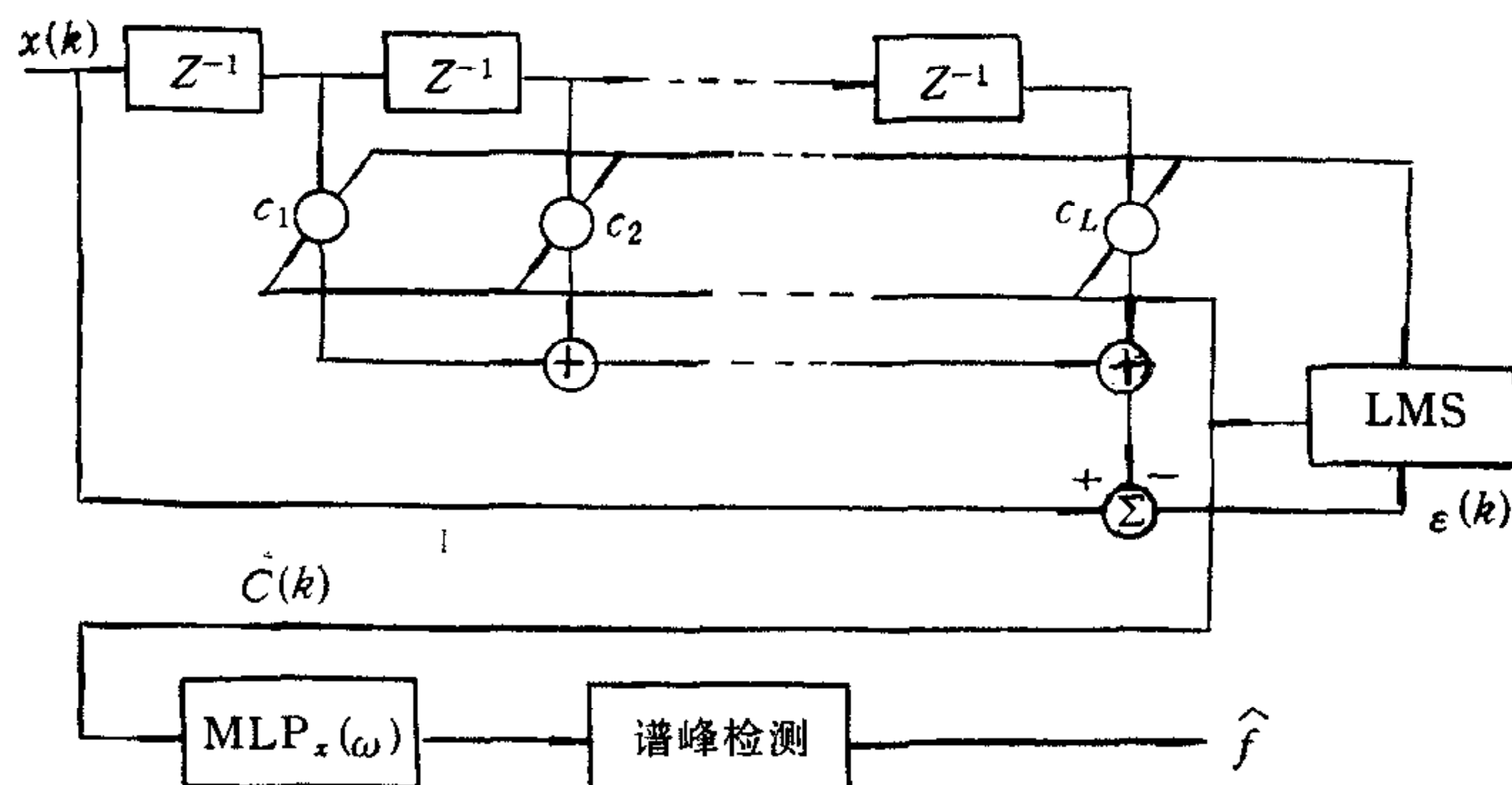


图1 AMF 结构

分子刻度的改变,使 $MLP_x(\omega)$ 较之 $P_x(\omega)$ 更易实现. 首先,在 $MLP_x(\omega)$ 的计算中不再会出现接近 0/0 或 0/0 的不定情形;其次, $MLP_x(\omega)$ 的值不受信号幅值变化的影响,这一特性可从自相关函数 $\phi_x(l)$ 的定义式及 Yule-Walker 方程式(8)得到证明.

3. AMF 的结构

基于 $MLP_x(\omega)$, 通过功率谱峰值检测器, 信号的中心频率(即希望信号频率)便可求得. 采用 LMS 自适应线性预测滤波器进行信号频率自适应测量的过程结构示于图 1. AMF 包括 1) 线性预测滤波器 LPF; 2) LMS 自适应滤波算法, 式(11); 3) 修正线性预测谱估计式, $MLP_x(\omega)$, 式(9); 4) 谱峰检测器.

对于象涡街流量计一类的信号而言,其变化频率一般较低,且通常待确定的信号频率成份是单一的. 此时,线性预测滤波器的阶数可以选择得较低. 如对涡街流量计信号,可以选 $L = 5$. 因此,式(9)可以直接进行计算而不需利用 FFT 算法.

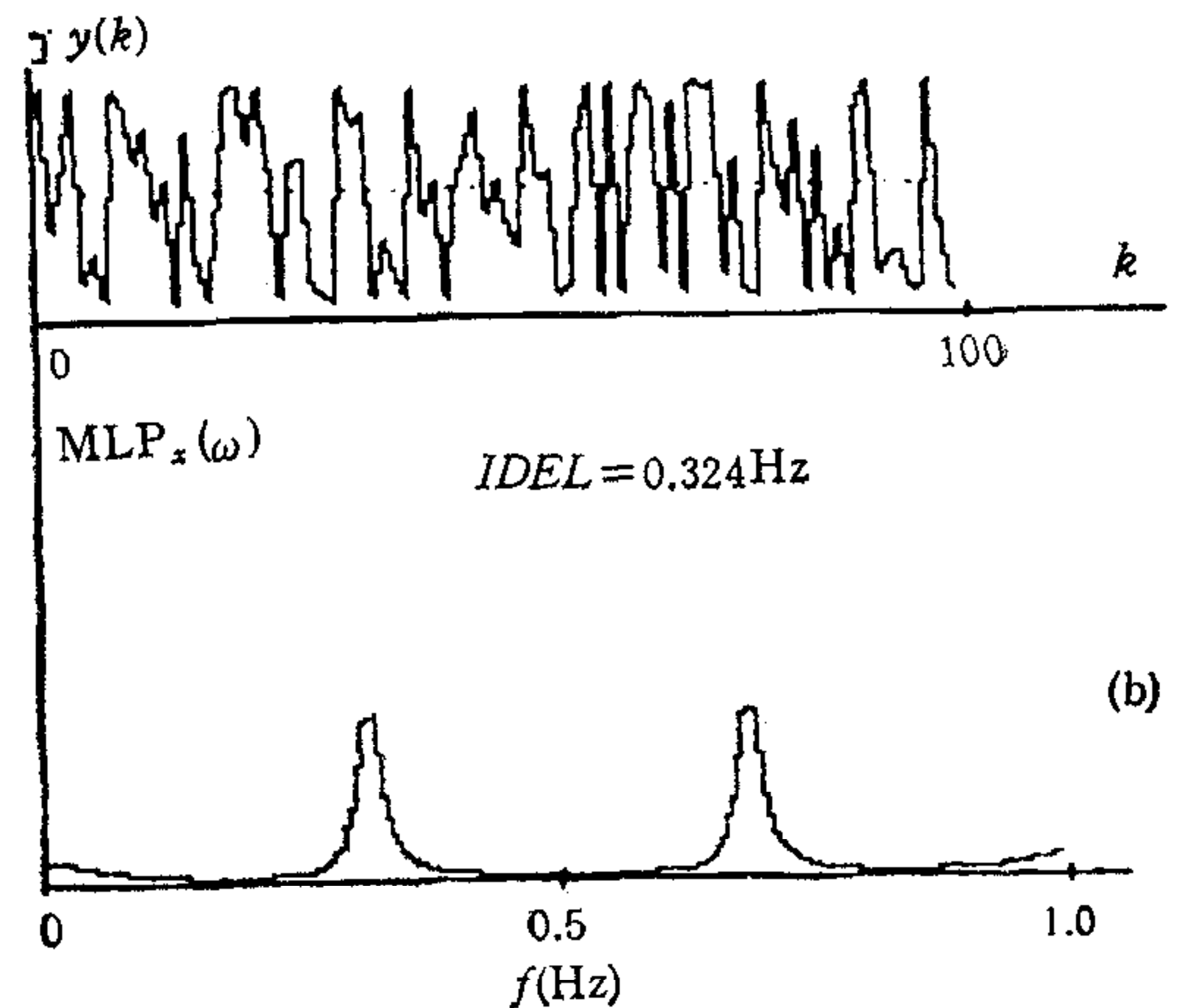
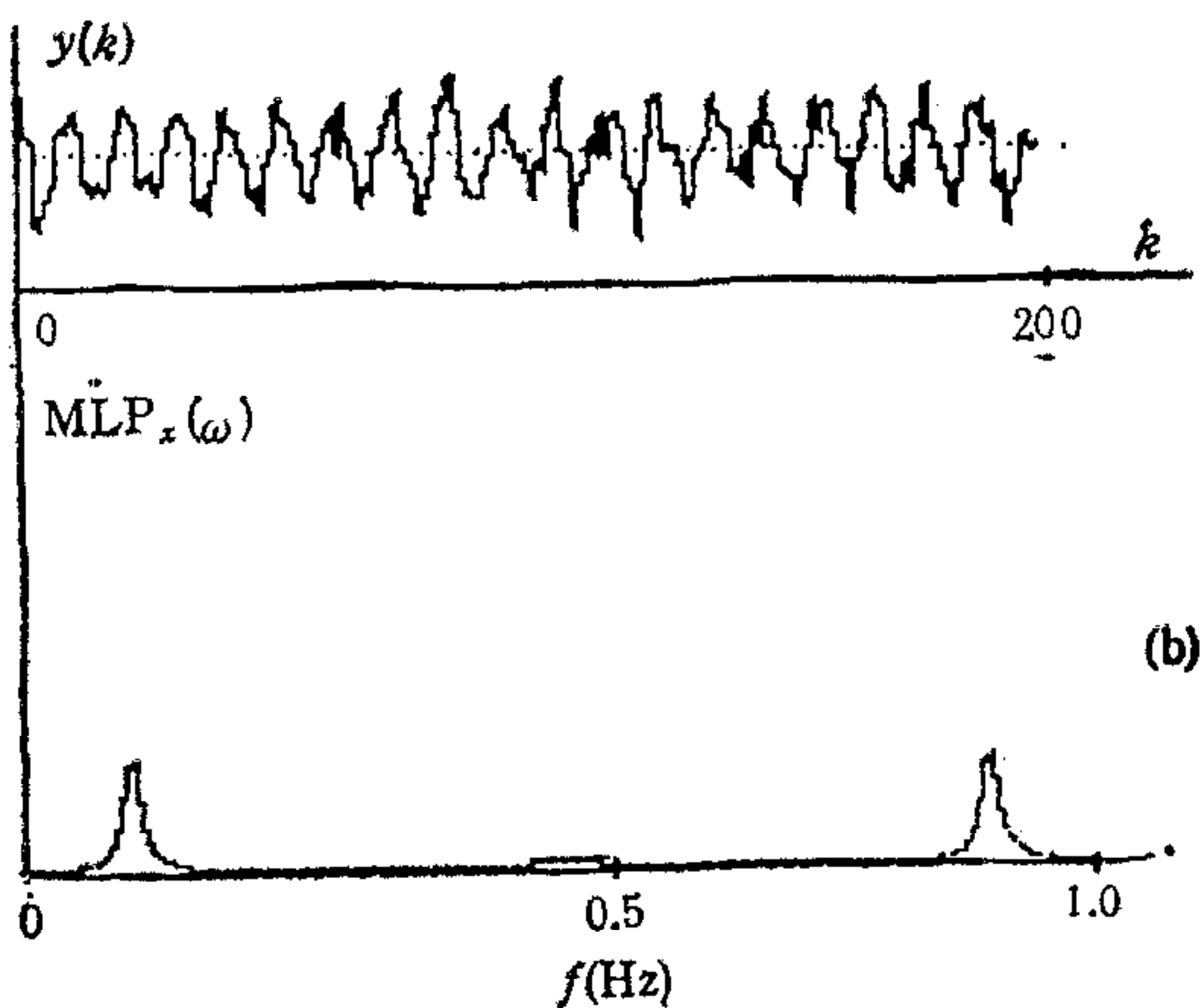
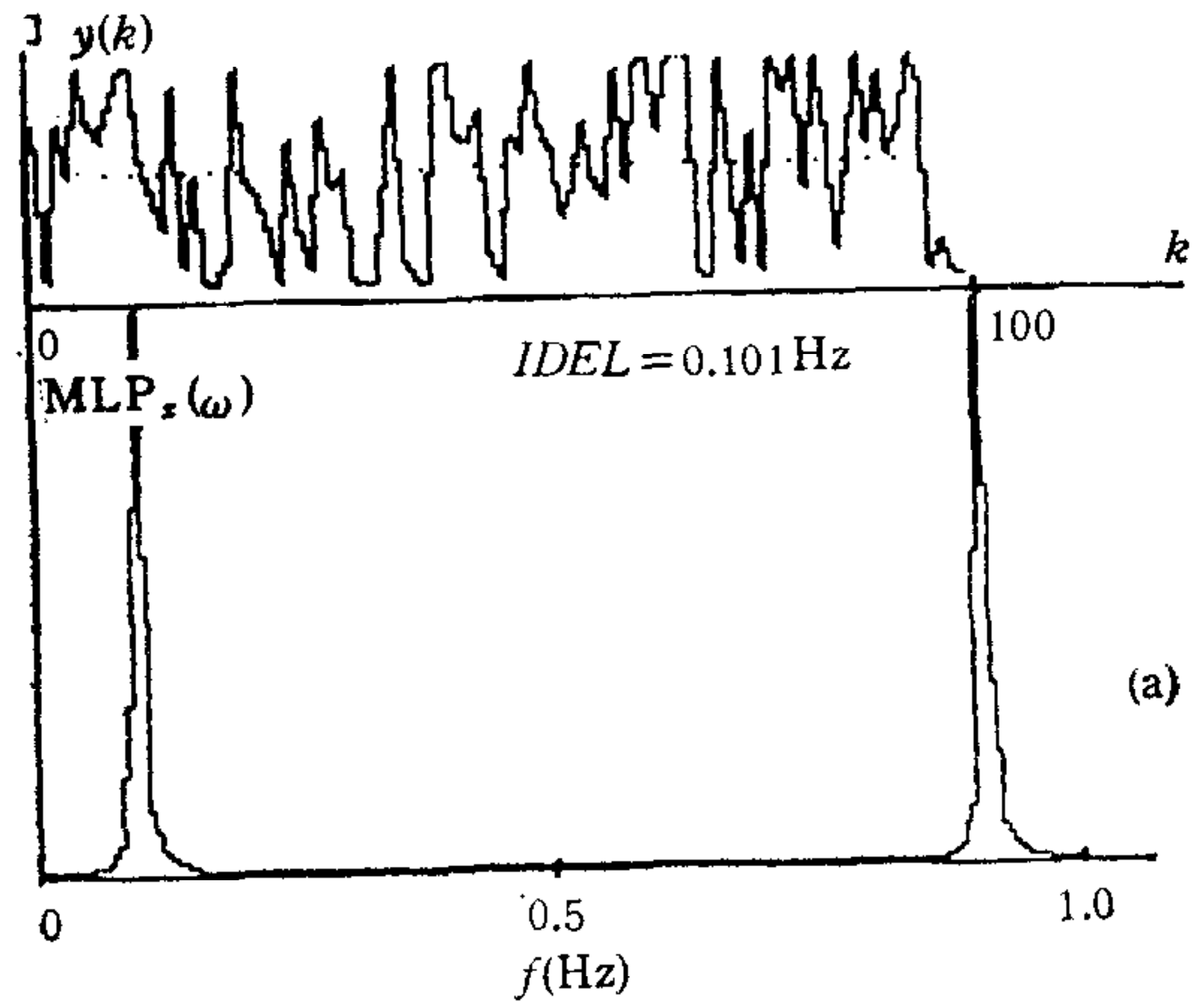
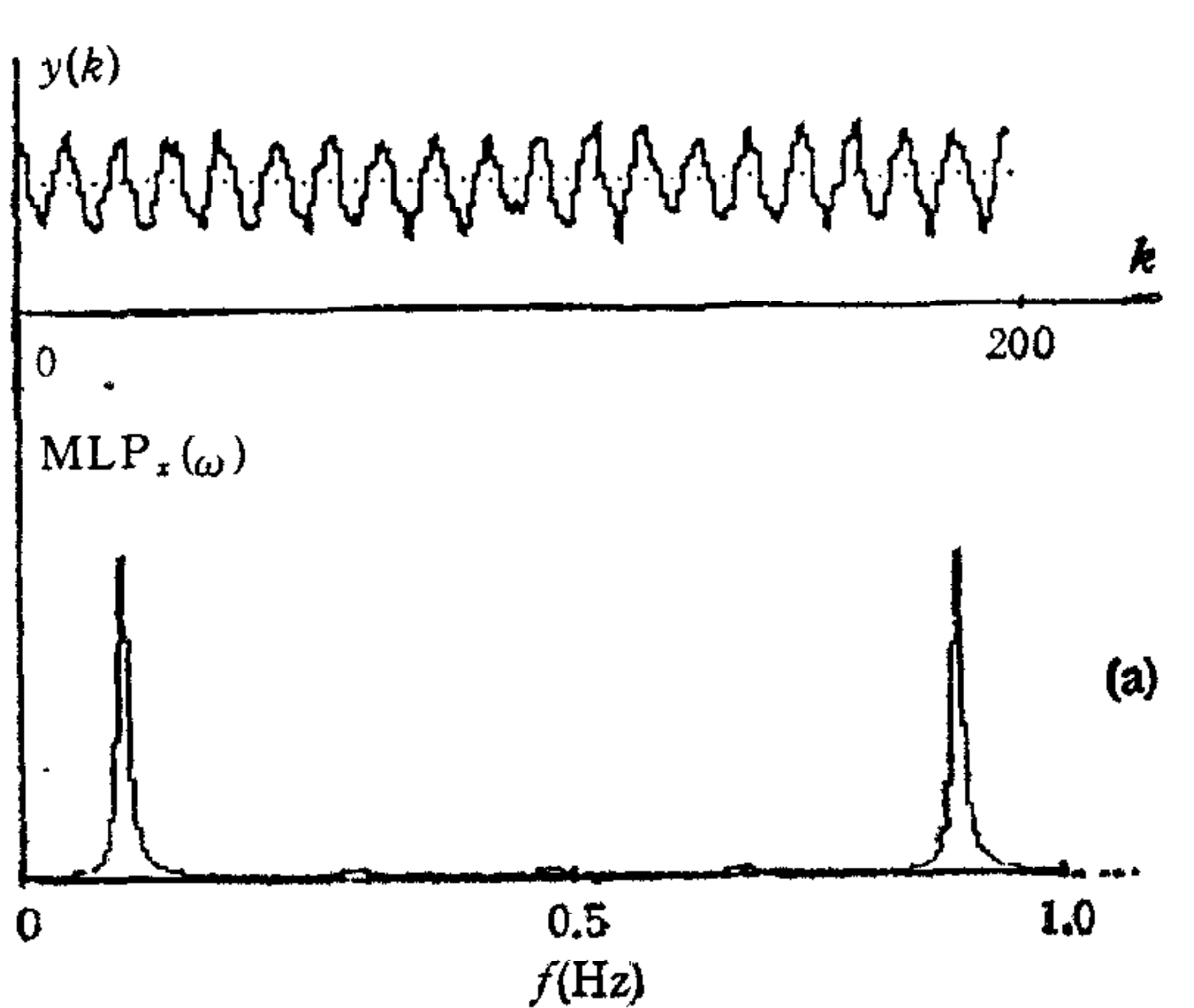


图 2 $K = 200$ 时的仿真结果

a: $D = 5 f = .1 Q_{max} (.62832, 200) = 74.664082$
 b: $D = 2.5 f = .1 Q_{max} (.62832, 200) = 24.9746962$

图 3 实验系统实测结果

a: $f = .1 Q_{max} (.62832, 100) = 144.91817$
 b: $f = .32 Q_{max} (2.010624, 100) = 19.051291$

三、仿真及实验结果

1. 仿真结果

在仿真实验中,取滤波器的阶数 $L = 5$ 步距 $\mu = 0.0095$,采用频率 $f = 0.1\text{Hz}$ 的正弦信号加零均值白噪声作为混合信号输入

$$y(k) = \cos(2\pi k/10) + \eta(k)/D, \quad (13a)$$

$$\eta(k) = \sin[2\pi R(k+1)] \cdot \sqrt{-2\ln R(k)}. \quad (13b)$$

式中 $R(k)$ 为计算机产生的随机数; D 为噪声衰减幅度。

在不同的噪声衰减幅度 ($D = 5, D = 2.5$) 下,得到的频率估计结果如图 2 所示。

2. 实验系统实测结果

利用风洞,以及置于其中的漩涡发生体、热线探针、前置处理电路和 APPLE II 微机构成的自适应涡街流量测量实验系统,其实测结果如图 3 所示,证明了 AMF 方法的有效性。

参 考 文 献

- [1] 范玉久,化工测量及仪表,化学工业出版社,1981.
- [2] 吴祈耀,随机过程,国防工业出版社,1984.
- [3] 吴兆熊等,数学信号处理(下册),国防工业出版社,1985.
- [4] Griffiths L. J., Rapid Measurement of Digital Instantaneous Frequency, *IEEE Trans. on ASSP*, **23** (1975), 207—222.
- [5] Widrow B., et al., Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications, *Proc. of IEEE*, **63** (1975), 1692—1716.

THE ADAPTIVE MEASUREMENT OF FREQUENCY AND ITS APPLICATION TO VORTEX FLOWMETER

MENG JIANBO ZHU LINZHANG

(Automation Department, Chongqing University, Chongqing, 630030)

ABSTRACT

This paper studies a new Adaptive Measurement of Frequency method (AMF) for vortex flowmeter signal processing. It combines the adaptive filtering with power spectrum analysis. This method is especially suitable for measuring or estimating the frequency of signal such as vortex flowmeter signal with disturbance. Theoretical analysis and experimental results have proved that this method is efficient for improving the measuring accuracy of vortex flowmeter and can also be used in other measuring and instrumentation systems.

Key words: Vortex flowmeter; adaptability; signal processing, measurement of frequency.