TLS-ESPRIT法在电压闪变参数估计中的应用

张君俊，杨洪耕

(四川大学电气信息学院，四川 成都 610065)

摘要：传统闪变检测方法以准确提取调幅波包络线为前提，过程复杂，运算量大。将TLS-ESPRIT法直接用于闪变检测，提出将电压闪变信号通过三角函数分解转化成间谐波信号，构成数据矩阵并进行奇异值分解(SVD)，通过总体最小二乘法(TLS)求解旋转方程得到频率，用最小二乘法(LS)估计幅值，并由信号转化等式求得电压闪变信号的频率和幅值。针对被间谐波污染的闪变信号，提出根据双边带特性，检测间谐波频率并进行处理。仿真结果表明：直接检测闪变信号，估计信号参数，实现过程简单，运算量小，且TLS-ESPRIT法抗噪能力强，有效提高了低信噪比条件下闪变信号的检测精度。

关键词：电压闪变；TLS-ESPRIT法；三角函数分解；间谐波污染

Application of TLS-ESPRIT in estimation of voltage flicker

ZHANG Jun-jun, YANG Hong-geng

(School of Electric Engineering and Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: Traditional voltage flicker method is based on the exact extraction of the envelope, the process is complex and the computational burden is heavy. Application of TLS-ESPRIT in estimation of voltage flicker is proposed in this paper. It decomposes the flicker signal into the interharmonic signal by trigonometric function and constructs the data matrix. By the means of singular value decomposition (SVD) of the matrix and combined with total least square (TLS) to solve the equation, the frequencies are obtained directly and amplitudes are estimated based on least square (LS). The frequencies and amplitudes of the flicker signal are obtained by the signal transform equations. According to the flicker signal polluted by the interharmonic, the interharmonic frequencies can be estimated by the double-side property. The simulation indicates that it is easy and fast to estimate the parameters by detecting the flicker signal directly. TLS-ESPRIT is insensitive to noise and has improved the estimation precision.

Key words: voltage flicker; TLS-ESPRIT; trigonometric function; interhamonic pollution

中图分类号：TM744 文献标识码：A 文章编号：1674-3415(2009)09-0044-05

0 引言

随着冲击性功率负荷的大量使用，电压波动和闪变使调速电机、照明负荷等设备无法正常工作，严重威胁到用户供电的可靠性，造成不容忽视的经济损失[1]。因此必须对电压波动和闪变进行监视与抑制，而取得准确、详细的电压波动和闪变参数是对其进行正确治理的首要前提。

由电压波动与闪变的国家标准GB 12326-2000，电压波动是指每半个基波电压周期均方根值的一系列变动或连续的改变。闪变是人对光线照度波动的主观视感，即人的视觉所觉察到的由电压波动引起的光线变化[2]，闪变值可理解为一定频率、波形与强度这三种要素支配的电压波动水平的综合评估，并用持续一段时间的统计结果表示。

国内外最常用的闪变检测方法：平方检测法、整流检测法和有效值检测法，这三种方法在模拟测量装置中较易实现且不适用于时变和多频的电压波动信号检测[3]。直接应用FFT检测闪变信号需要大量采样数据，运算量大。为减少计算时间，先对信号提取幅值包络线，再利用FFT检测调幅波幅值和频率，但FFT本身存在的频谱泄漏无法避免，文献[4]在FFT采样过程中提出跳跃式采样法，减少频谱泄漏引起的误差，但包络线提取时间较长。文献[5~7]将适用于时变信号检测且对噪声不敏感的小波变换用于闪变检测，小波函数的选择影响检测结果。文献[8]应用Hilbert法快速提取闪变包络线，采用小波去噪方法将噪声和高次谐波去除，实践过程复杂，计算时间长。文献[9]提出运用盲信号分离提取包络线，求解超定方程组估算闪变幅值，减少

噪声影响。

电压闪变信号调幅波包含电压闪变的频率和幅值信息，因此传统电压闪变信号检测首先要提取出包络线，再通过 FFT、Pisarenko 谐波分解等方法估计，计算过程复杂，且包络线的提取速度和准确性影响闪变信号检测结果。本文提出将闪变信号通过三角函数分解转化成普通的间谐波信号，结合总体最小二乘法(TLS)[10]和 ESPRIT 法直接估计出信号频率。首先将转化后的信号构成的数据矩阵进行奇异值分解（SVD），由投影技术和总体最小二乘法（TLS）直接求解信号频率，采用 Prony 法中的最小二乘法估计其幅值[11]，最后通过转化等式求得闪变信号的频率和幅值。该方法不需要大量采样数据，运算量小，速度快，实现过程直接简单，且 TLS-ESPRIT 法抗噪能力强，估计精度高。针对含有间谐波污染的闪变信号，提出根据双边带对称特性，检测得间谐波频率并予以滤除。

1　TLS-ESPRIT 法估计电压闪变参数

1.1 电压闪变模型

电压闪变是由电网电压的幅值波动变化所引起的，通常将电压波动看成以工频电压为载波(50 Hz 或 60 Hz)，其电压均方根值受到以电压波动分量作为调幅波的调制[12]。因此电压的瞬时值解释式写成：

$$u(t)=A(1+m\cos\Omega t)\cos\omega t \qquad (1)$$

式中：A 为工频载波电压的幅值；ω为工频载波电压的角频率；m 为调幅波电压的幅值系数；Ω为调幅波电压的角频率。

通过三角函数分解将式(1)展开：

$$\begin{aligned} u(t)&=A\cos\omega t+Am\cos\Omega t\cos\omega t=\\ &A\cos\omega t+\frac{1}{2}Am\cos(\Omega\pm\omega)t=\\ &A\cos 2\pi f_0 t+\frac{1}{2}Am\cos 2\pi(f_0\pm f)t=\\ &A\cos 2\pi f_0 t+A_1\cos 2\pi f_1 t+A_2\cos 2\pi f_2 t \end{aligned} \qquad (2)$$

式中：f_0 为工频载波电压频率；f 为调幅波电压频率；$A\cos f_0 t$ 为工频载波电压成分；其他 $A_1\cos 2f_1 t$、$A_2\cos 2f_2 t$ 可看作幅值为 $1/2A_m$、频率为 f_0+f、f_0-f 的间谐波分量。

闪变信号频率和幅值的转化等式：

$$m=\frac{2A_1}{A}\text{ 或 }m=\frac{2A_2}{A} \qquad (3)$$

$$f=f_1-f_0\text{ 或 }f=f_2+f_0 \qquad (4)$$

一般电压波动频率范围为 0.05~35 Hz，幅值范围为工频载波电压幅值的 0~10%[13]，故在转化信号中对应幅值最大的频率分量即为工频载波电压分量。基于式(3)、(4)，通过对 $u(t)$的直接检测可间接求得电压闪变模型调幅波电压的幅值和频率。

1.2 ESPRIT 法基本原理

ESPRIT[14]是一种高分辨率算法，它具有对噪声不敏感，无需对整个时域进行谱峰搜索，计算量小等特点，在信号处理领域得到广泛使用[15~18]。

基于长度为 M 的确定时间窗，将采样信号构造成 $L\times M$ 的数据矩阵

$$\boldsymbol{X}=\begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \cdots & x(M-1)\\ x(1) & x(2) & \cdots & x(M)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ x(L-1) & x(L) & \cdots & x(N-2) \end{bmatrix} \qquad (5)$$

式中：$M>P$，$M+L-1=N$，N 为采样的数目。

则每一行矢量

$$\hat{x}(n)=[x(n),x(n+1),\cdots,x(n+M-1)]^{\mathrm{T}} \qquad (6)$$

由式(2)的模型将信号描述为

$$\begin{aligned} x(n)&=\sum_{p=1}^{P}a_p v(f_p)e^{\mathrm{j}2\pi n f_p}+\omega(n)=\\ &V\phi^n a+\omega(n)=s(n)+\omega(n) \end{aligned} \qquad (7)$$

式中：$s(n)=V\phi^n a$；$V=[v(f_1),v(f_2),\cdots,v(f_P)]$；其中：$v(f)=[1,e^{\mathrm{j}2\pi f T_s},\cdots,e^{\mathrm{j}2\pi(M-1)fT_s}]^{\mathrm{T}}$ 是时间窗频率矢量；$a=[\alpha_1 e^{\mathrm{j}\varphi_1},\alpha_2 e^{\mathrm{j}\varphi_2},\cdots,\alpha_P e^{\mathrm{j}\varphi_P}]^{\mathrm{T}}$；$\omega(n)=[\omega(n),\omega(n+1),\cdots,\omega(n+M-1)]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{\phi}=diag[\phi_1,\phi_2,\cdots,\phi_{\mathrm{P}}]=diag[e^{\mathrm{j}2\pi f_1},e^{\mathrm{j}2\pi f_2},\cdots,e^{\mathrm{j}2\pi f_P}]$ 是旋转矩阵；

由于旋转矩阵 $\boldsymbol{\phi}$完全由复指数的频率描述，间谐波频率估计可通过求解 ϕ得到。考虑两个交错的长为 $M-1$ 的子窗口，则

$$s(n)=\begin{bmatrix} s_{M-1}(n)\\ s(n+M-1) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} s(n)\\ s_{M-1}(n+1) \end{bmatrix} \qquad (8)$$

式中：$s_{M-1}(n)$是 $s(n)$的长为 $M-1$ 的子窗口，即

$$s_{M-1}(n)=V_{M-1}\phi^n a \qquad (9)$$

式中：$V_{M-1}=[v_{M-1}(f_1),v_{M-1}(f_2),\cdots,v_{M-1}(f_P)]$

同理 $s_{M-1}(n+1)=V_{M-1}\phi^{n+1}a$ (10)

利用式(9)定义 $V_1=V_{M-1}\phi^n$，$V_2=V_{M-1}\phi^{n+1}$

故 $V_2=V_1\phi$ (11)

$$\boldsymbol{V}=\begin{bmatrix}V_1\\ \cdots\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cdots\\ V_2\end{bmatrix} \tag{12}$$

V_1, V_2 是两个各自生成虽然不同，但相互联系的 M-1 维子空间。

奇异值分解算法直接对采样数据构成的数据矩阵进行运算，在最小二乘法原理基础上隐含对窗外数据的外推，即使在短采样周期也有很高的频率分辨率。

对数据矩阵(5)进行奇异值分解(SVD)

$$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{L}$ 为 L 维左奇异矩阵，$\boldsymbol{U}$ 为 M 维右奇异矩阵。$\boldsymbol{\Sigma}$ 为 $L\times M$ 维、奇异值降序排列的矩阵。将 $\boldsymbol{U}$ 划分成信号子空间和噪声子空间。

$$\boldsymbol{U}=[\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}|\boldsymbol{U}_n] \tag{14}$$

这里，$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}$ 是对应 P 个最大奇异值的右奇异矢量矩阵。信号是以时间窗频率矢量 $v(f)$ 作为模型的复指数构成，所有这些频率矢量都包含在信号子空间中，因此，矩阵 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}$ 生成同样的子空间。由投影技术可知，存在可逆变换 T 将 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}$ 映射为 $\boldsymbol{V}$

$$\boldsymbol{V}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}T \tag{15}$$

将信号子空间分成两个交错的 M-1 维的子空间

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}=\begin{bmatrix}U_1\\ \cdots\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cdots\\ U_2\end{bmatrix} \tag{16}$$

由式(15)和(16)得旋转关系方程

$$\boldsymbol{U}_2=\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\psi} \tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{\psi}$ 是旋转矩阵。$\boldsymbol{\phi}$ 的对角元素 ϕ_{p} 就是 $\boldsymbol{\psi}$ 的特征值，频率估计为

$$f_{\mathrm{d}}=\frac{angle(\phi_{\mathrm{p}})}{2\pi T_{\mathrm{s}}} \tag{18}$$

1.3 基于 TLS-ESPRIT 法的电压闪变检测

由于噪声的干扰，采样信号本身存在误差。式(17)中，最小二乘法只考虑 U_1 存在的扰动误差，而总体最小二乘法是对总体扰动误差的把握。子空间 U_1、U_2 分别为 V_1、V_2 真实子空间的估计，因此 U_1 和 U_2 分别存在误差 E_1 和 E_2，式(17)可写为

$$U_2+E_2=(U_1+E_1)\boldsymbol{\psi} \tag{19}$$

式(19)可化为

$$(\boldsymbol{D}+\boldsymbol{E})z=0 \tag{20}$$

式中：信号矩阵 $\boldsymbol{D}=[U_2\ U_1]$ 和误差矩阵 $\boldsymbol{E}=[E_2\ E_1]$ 均为 $(M\text{-}1)\times 2P$ 维矩阵，$z=[\boldsymbol{I}\ \ -\boldsymbol{\psi}]^{\mathrm{T}}$ 是 $2P\times 2P$ 维矩阵，$\boldsymbol{I}$ 为 $P\times P$ 维单位矩阵。求解式(20)即为最小化误差矩阵 Frobenius 范数

$$\min\|E\|_{\mathrm{F}} \tag{21}$$

对由交错的信号子空间矩阵 U_1、U_2 组成的矩阵 $\boldsymbol{D}$ 进行奇异值分解(SVD)

$$\boldsymbol{D}=\tilde{\boldsymbol{L}}\tilde{\boldsymbol{\Sigma}}\tilde{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{T}} \tag{22}$$

将 $2P\times 2P$ 维右奇异矩阵 $\tilde{\boldsymbol{U}}$ 划分为 $P\times P$ 维四个方阵

$$\tilde{\boldsymbol{U}}=\begin{bmatrix}\tilde{U}_{11} & \tilde{U}_{12}\\ \tilde{U}_{21} & \tilde{U}_{22}\end{bmatrix} \tag{23}$$

则子空间旋转矩阵 $\boldsymbol{\psi}$ 的 TLS 解为

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{tls}}=-\tilde{U}_{12}\tilde{U}_{22}^{-1} \tag{24}$$

2 仿真实验

设含有多个信号频率闪变信号：

$$x=[1+0.1\cos(2\pi 50/3t)+0.075\cos(2\pi 10t)+0.05\cos(2\pi 50/7t)]\cos(2\pi 50t)$$

采用 Matlab 进行仿真，信号采样频率为 200 Hz，通过仿真分别验证 TLS-ESPRIT 法检测电压闪变信号频率和幅值的准确性及其抗噪能力，并验证该方法对被间谐波污染的闪变信号的有效检测。

2.1 提取包络线法与 TLS-ESPRIT 法仿真结果比较

在无噪声条件下，转化电压闪变信号为间谐波信号，构造时间窗为 40 的数据矩阵，用 TLS-ESPRIT 法求取闪变信号参数，与用平方检波法提取包络线，并通过 FFT 估计参数的提取包络线法进行比较，仿真结果如表 1。

表 1 仿真信号参数及检测值

Tab.1 Parameters of simulative flicker and detected values

	参数	精确值	FFT	TLS-ESPRIT 法
第一分量	频率/Hz	7.142 9	7.000 0	7.137 5
	幅值/V	0.050 0	0.046 4	0.046 9
第二分量	频率/Hz	10.000 0	10.000 0	10.006 9
	幅值/V	0.075 0	0.075 6	0.074 1
第三分量	频率/Hz	16.666 7	17.000 0	16.666 8
	幅值/V	0.100 0	0.093 3	0.092 8

对电压闪变信号进行同步采样，FFT 算法对整次谐波分析时精度较高，但由于 FFT 本身的频谱泄露和滤波器设计过程存在的频带问题，由平方检波法所得的非整次谐波频率误差较大，相对误差达 2%。首先提取电压闪变信号包络线延长了检测时间，计算 100 次后该方法的平均计算时间为 0.126 09 s。而 TLS-ESPRIT 法检测闪变信号的频率相对误差

为 0~0.75%，明显小于平方检波法的检测结果误差，计算 100 次后的平均计算时间为 0.047 03 s，故 TLS-ESPRIT 法较平方检波法频率检测精度高，计算速度快。

2.2 不同噪声条件下 TLS-ESPRIT 法检测结果分析

仿真中加入 30 dB 高斯白噪声，用 TLS-ESPRIT 法检测该闪变信号参数，并与无噪声条件下该算法的检测结果进行比较，验证该算法的抗噪性。仿真结果如表 2。

表 2 仿真信号参数及检测值

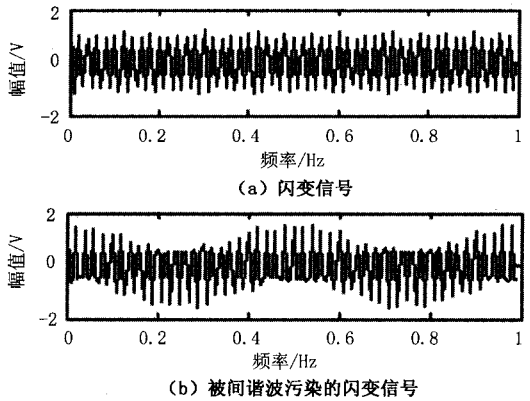
Tab.2 Parameters of simulative flicker and detected values

	参数	精确值	TLS-ESPRIT 法	
			无噪声	SNR=30
第一	频率/Hz	7.142 9	7.137 5	7.107 7
分量	幅值/V	0.050 0	0.046 9	0.051 9
第二	频率/Hz	10.000 0	10.006 9	10.120 5
分量	幅值/V	0.075 0	0.074 1	0.069 3
第三	频率/Hz	16.666 7	16.666 8	16.678 4
分量	幅值/V	0.100 0	0.092 8	0.100 8

在无噪声条件下，TLS-ESPRIT 法检测闪变信号的频率相对误差为 0~0.75%，幅值相对误差为 1.2%~7.2%，在低信噪比(*SNR*=30)条件下，频率和幅值的相对误差各为 0.08%~1.2%，0.8%~7.6%，可见噪声对幅值的影响较大，而 TLS-ESPRIT 法在检测闪变信号频率过程中对噪声不敏感，具有较强的抗噪能力。

2.3 被间谐波污染的闪变信号

闪变信号中往往存在间谐波污染[19]，在检测信号中加入频率为 98 Hz，幅值为 0.5 的间谐波信号，由于间谐波分量带入电压有效值和峰值的波动，干扰原闪变信号。闪变信号与被间谐波污染的闪变信号波形如图 1。



(a) 闪变信号

(b) 被间谐波污染的闪变信号

图 1 闪变信号波形

Fig.1 Waveform of flicker signal

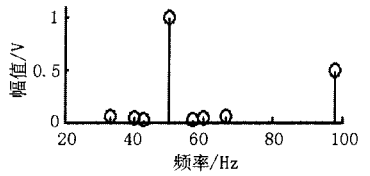


图 2 基于 TLS-ESPRIT 法的频率检测结果

Fig.2 Frequencies estimated results via TLS-ESPRIT

通过 TLS-ESPRIT 法检测信号频率结果如图 2。据式(2)，电压闪变信号经三角函数转化为以工频频率为中心的双边带信号，即基于调幅波展开的间谐波频率到达工频频率的距离相等。根据这一对称特性，从检测频率中得到间谐波频率。滤除间谐波后的闪变信号仿真结果如表 3。

表 3 仿真信号参数及检测值

Tab.3 Parameters of simulative flicker and detected values

	参数	精确值	TLS-ESPRIT 法
第一	频率/Hz	7.142 9	7.128 1
分量	幅值/V	0.050 0	0.053 2
第二	频率/Hz	10.000 0	9.991 1
分量	幅值/V	0.075 0	0.076 0
第三	频率/Hz	16.666 7	16.673 3
分量	幅值/V	0.100 0	0.114 5

通过 TLS-ESPRIT 法检测被间谐波污染的闪变信号，频率和幅值相对误差各为 0.089%~0.2%，1.3%~14.5%。闪变调幅波幅值准确度有所下降，但频率估计误差仍在理想范围内。TLS-ESPRIT 法结合闪变信号的双边特性能有效分离间谐波和闪变信号频率，并准确估计原闪变信号频率。

3 结论

(1) 本文提出在不提取包络线的情况下直接转化电压闪变信号为普通间谐波信号，将 TLS-ESPRIT 法应用于电压闪变信号检测中，减少了提取包络线过程中产生的误差，实现过程简单。

(2) TLS-ESPRIT 法分辨率高，所需采样数据短，计算量小，运算速度快，且抗噪能力强，在低信噪比条件下仍可精确检测电压闪变信号频率。

(3) 本文提出被间谐波污染的闪变信号检测，TLS-ESPRIT 法可同时检测闪变信号和间谐波信号频率，并通过式(2)的双边对称特性滤除间谐波频率。

(4) 被间谐波污染的闪变信号的幅值检测结果误差较大，如何消除间谐波干扰，准确检测调幅波幅值还有待进一步深入研究。

参考文献

[1] 汪秀丽. 浅论电能质量[J]. 水利电力科技, 2006,32(2):16-28.
WANG Xiu-li. Discussion on Power Quality[J].Water Resources and Electric Power,2006,32(2):16-28.

[2] 杨洪耕,肖先勇,刘俊勇. 电能质量问题的研究和技术进展(四)——电压波动与闪变的测量分析[J]. 电力自动化设备,2004,24(1):1-4.
YANG Hong-geng, XIAO Xian-yong, LIU Jun-yong. Issues and Technology Assessment on Power Quality Part 4: Measurement and Analysis of Voltage Fluctuation and Flicker[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004,24(1):1-4.

[3] 孙树勤. 电压波动与闪变[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.
SUN Shu-qin. Voltage Fluctuation and Flicker[M]. Beijing: China Electric Power Press,1998.

[4] Wu Chi-Jui, Chen Yu-Jen. A Novel Algorithm for Precise Voltage Flicker Calculation by Using Instantaneous Voltage Vector[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2006,21(3):1541-1548.

[5] HUANG Shyh-Jier, LU Wen-chen. Enhancement of Digital Equivalent Voltage Flicker Measurement via Continuous Wavelet Transform[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2004, 19(2):663-670.

[6] 杨坤, 杨洪耕. 基于小波测位的闪变检测算法及其实现[J]. 继电器,2004,32(21):48-52.
YANG Kun, YANG Hong-geng. Flicker Measurement Based on Wavelet Transform and Its Implementation on DSP[J]. Relay,2004,32(21):48-52.

[7] 刘会金,吴玉蓉,等. 基于Daubechies小波的多分辨分解在电压闪变信号分析中的应用[J]. 继电器,2004,32(13):6-11.
LIU Hui-jin, WU Yu-rong, et al. Application of Wavelet Multiresolution Decomposition Using Daubechies in Voltage Flicker Analysis[J]. Relay,2004,32(13):6-11.

[8] 王志群,朱守真,等. Hilbert变换求取电压闪变有关参数[J]. 电力系统自动化,2004,28(5):34-38.
WANG Zhi-qun, ZHU Shou-zhen, et al. Parameter Estimation of Voltage Flicker Through Hilbert Transform[J]. Automation of Electric Power Systems,2004,28(5):34-38.

[9] 刘阳,杨洪耕. 盲信号分离在电压闪变分析中的应用[J]. 电工技术学报, 2007, 22(3):138-142.
LIU Yang,YANG Hong-geng. Application of Blind Signal Separation Method in Analysis of Voltage Flicker[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007, 2(3):138-142.

[10] Ivan Markovsky. Overview of Total Least-squares Methods[J]. Signal Processing,2007,35(9):37-40,51.

[11] 石敏,吴正国. 基于多信号分类法和普罗尼法的间谐波参数估计[J]. 电网技术, 2005, 29(15):80-84.
SHI Min, WU Zheng-guo. Inter-harmonic Parameter Estimation Based on Multi-signal Classification and Prony Method[J]. Power System Technology, 2005,29(15):81-84.

[12] 马玉龙,刘连光,等. IEC 闪变测量原理的数字化实现方法[J]. 中国电机工程学报,2001,21(11):91-94.
MA Yu-long, LIU Lian-guang, et al. Research of Digital Flickermeter Based on IEC Standard[J]. Proceedings of the CSEE, 2001,21(11):91-94.

[13] 郭上华,黄纯,等. 电压波动和闪变的检测与控制方法[J]. 继电器,2004,32(3):45-49.
GUO Shang-hua, HUANG Chun, et al. Detection and Suppression Methods for Voltage Fluctuation and Flicker[J]. Relay,2004,32(3):45-49.

[14] Roy R. ESPRIT-estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques[J]. IEEE Trans on Signal Processing,1989,37(7):984-995.

[15] Almidfa K. Performance Analysis of ESPRIT, TLS-ESPRIT and Unitary-ESPRIT Algorithms for DOA Estimation in a W-CDMA Mobile System[A].In: First International Conference on 3G Mobile Communication Technologies[C].2000.200-203.

[16] Mathews C P. Improved Closed-form DOA/frequency Estimation Via ESPRIT Using DFT and Derivative DFT Beamforming[A].In: IEEE Conference Proceedings[C]. 1996.2916-2919.

[17] Leonowicz, Zbigniew. Analysis of Traction System Time-Varying Signals using ESPRIT Subspace Spectrum Estimation Method[A].In: IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference[C].2006.3424-3427.

[18] De Leon, Franz A. Application of MUSIC, ESPRIT and SAGE Algorithms for Narrowband Signal Detection and Localization[A].In: IEEE Region 10 Conference[C]. 2006.1-4.

[19] Daniele Gallo, Carmine Landi. EC Flickermeter Response to Interharmonic Pollution[A]. In:2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power[C]. 2004.489-494.

收稿日期：2008-06-12

作者简介：

张君俊 (1984-)，女，硕士研究生，研究方向为电能质量与电力市场；E-mail: jj53531@163.com

杨洪耕 (1949-)，男，博士，教授，博士生导师，长期从事电能质量检测和控制技术方面的教学和研究工作。