

基于对数域模拟 CMOS 连续小波变换电路的 谐波检测方法

李宏民, 何怡刚, 胡沁春, 张颖

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省长沙市 410082)

A Novel Method for Harmonic Detection Based on CMOS Log-domain Continuous Wavelet Transform Circuit

LI Hong-min, HE Yi-gang, HU Qin-chun, Zhang Ying

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The wavelet-based harmonic detection algorithm is mostly programmed in PC or DSP. Because of high computational cost as well as requiring analog-to-digital converter, it's difficult for harmonic detection instrument to operate in real time and wide frequency range. The power consumption is also high. A novel method based on low-voltage and low-power consumption log-domain continuous Morlet wavelet transform circuits is presented for harmonic detection. To measure harmonics, the wavelet transform of harmonic signal is performed by analog CMOS VLSI composed of analog filter bank, whose impulse response is Morlet wavelet. Nonlinear least square method is employed to obtain the transfer function of the filter with CMOS log-domain integrators as main building blocks. By changing the values of integrators' bias currents, wavelet transforms of harmonic signal at various scales can be performed. SPICE simulation results show that the method is feasible.

KEY WORDS: harmonic detection; continuous wavelet transform; analog VLSI; CMOS log-domain integrator; nonlinear least squares method

摘要: 电力谐波检测小波分析方法大都在微机或数字信号处理器上用软件方式实现, 计算量大导致实时性差; 需 A/D 转换, 增加了检测仪的功耗与体积, 工作频率范围窄。针对该问题提出了基于低电压、低功耗对数域 Morlet 连续小波变换电路的谐波检测方法, 用模拟 CMOS VLSI 电路对谐波电流进行 Morlet 连续小波变换, 以硬件方式实现谐波检测。

基金项目: 国家自然科学基金项目(50677014), 高校博士点基金(20060532002)、湖南省自然科学基金(06JJ2024)、教育部新世纪优秀人才支持计划(NECT-04-0767)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50677014).

小波变换电路由冲激响应为 Morlet 小波的模拟滤波器组构成, 其传输函数用非线性最小二乘法求得, 以 CMOS 对数域积分器为积木块对滤波器进行综合。通过调整积分器的偏置电流来改变小波变换的尺度因子, 从而实现各种谐波成分的检测。SPICE 仿真结果表明了该方法的可行性。

关键词: 谐波检测; 连续小波变换; 模拟 VLSI; CMOS 对数域积分器; 非线性最小二乘法

0 引言

由于非线性负载的广泛应用, 电网中的谐波成分日益复杂, 不仅存在整数次谐波, 而且存在大量非整数次谐波^[1-2], 给电力系统的安全经济运行带来了严重危害。准确而快速地进行谐波检测与分析是治理谐波污染的关键。

快速傅里叶变换(FFT)是常用的谐波检测方法, 但 FFT 算法存在栅栏效应与频率泄漏现象, 只能实现整数次谐波检测, 对非整数次谐波检测误差大。为了克服 FFT 方法的不足, 小波变换被应用到谐波检测中, 一系列的研究成果已见报道。文献[3-4]综合运用离散小波包变换与连续小波变换进行谐波分析, 因不同尺度小波函数的频谱之间存在频率混叠现象, 这些方法的检测效果不理想。文献[5]选择具有良好频率特性的 Morlet 小波基, 采用连续小波变换实现谐波检测, 能准确地把不同频率的整次和非整次谐波分离出来, 为谐波的精确检测提供了有效手段。文献[6]提出了离散正交小波变换的混叠补偿谐波检测方法, 有效地消除了小波混叠。

然而, 所报道的基于小波变换的谐波检测方法都是在微机或数字信号处理器上用软件方式实现

的, 计算量大而难以实现实时检测; 需对被检测的谐波信号进行A/D转换, 增加了检测设备的功耗与体积, 不能处理很高频率的谐波信号。针对这些问题, 本文提出了基于低电压、低功耗对数域连续小波变换电路的实时谐波检测方法。小波变换主体电路由冲激响应为Morlet小波的模拟滤波器组构成, 其传输函数用非线性最小二乘法求得, 滤波器以具有低电压、低功耗、宽动态范围、可电调谐等特性的CMOS对数域积分器^[7-8]为积木块进行综合。通过调整对数域积分器的偏置电流来改变小波变换的尺度, 从而实现不同频率谐波的检测。电路应用CMC 1.2 μm CMOS工艺进行设计, SPICE仿真结果表明所设计的Morlet连续小波变换电路能准确、快速地将不同频率整次和非整次谐波检测出来。

1 基于连续小波变换的谐波检测原理

某电力系统谐波合成信号为

$$x(t) = A_1 \sin(\omega_1 t) + \sum_{i=2}^N A_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (1)$$

式中: ω_1 为基波频率; ω_2 为谐波频率; $x(t)$ 的连续小波变换卷积定义^[9-10]为

$$WT_x(a, \tau) = \frac{1}{a} \int x(t) \psi\left(\frac{\tau-t}{a}\right) dt = x(t) * a^{-1} \psi(a^{-1}t) \quad (2)$$

式中: $\psi(t)$ 为母小波; τ 与 α 分别为平移与尺度因子。选择具有良好频率特性的Morlet母小波, 其时域与频域表达式为

$$\begin{cases} \psi(t) = \cos(5t)e^{-0.5t^2} \\ \Psi(\omega) = 1.25[e^{-0.5(\omega+5)^2} + e^{-0.5(\omega-5)^2}] \end{cases} \quad (3)$$

由图1可见, $\psi(\omega)$ 是中心频率 $\omega_0=5$ 的带通函数, $\alpha_i^{-1} \psi(\alpha_i^{-1}t)$ 的中心频率 $\omega_0=5/\alpha_i$ 。由式(2)可知, 信号在各尺度下的小波变换相当于用一组冲激响应为 $\alpha_i^{-1} \psi(\alpha_i^{-1}t)$ 的带通滤波器(亦称小波滤波器)对信号进行滤波处理, 原理框图如图2所示。通过设置合适的尺度, 使不同频率的谐波处于以 $5/\alpha_i$ 为中心频率的小波滤波器通频带内, 就能将整次和非整次谐波分离出来, 检测结果即为小波变换系数 $WT_x(\alpha_i, t)$ 。

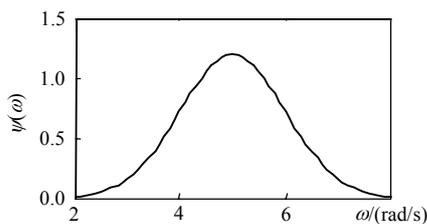


图1 $\psi(\omega)$ 波形
Fig. 1 Waveform of $\psi(\omega)$

由于Morlet小波频域能量比较集中, 通频带较窄, 频率混叠影响较小, 具有时域对称和线性相位的特点, 保证了 $WT_x(\alpha_i, t)$ 十分接近与之对应的谐波成分。与文献[5]不同, 本文尝试用模拟超大规模集成电路实施连续Morlet小波变换, 进行谐波检测。

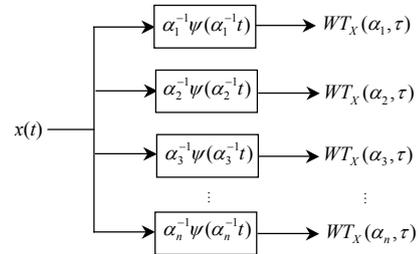


图2 小波变换的滤波器实现

Fig. 2 Wavelet transform realization block diagram

2 用于谐波检测的小波滤波器传输函数

2.1 Morlet母小波函数的逼近

先讨论冲激响应为母小波 $\psi(t)$ 的小波滤波器实现问题。Morlet母小波: $\psi(t) = \cos(5t)e^{-0.5t^2}$, $-\infty < t < \infty$ 。显然, 以 $\psi(t)$ 为冲激响应的小波滤波器是非因果系统, 要设计可实现的模拟小波变换电路, 令其冲激响应为母小波的延时, 即 $\psi(t-t_0)$ 。因Morlet小波具有有限时域支撑性, 当 $t_0 \geq 3$ 且 $t < 0$ 时, $\psi(t-t_0) \approx 0$, 该冲激响应所描述的系统近似因果系统, 此时滤波器的输出是信号小波变换 $WT_x(1, t)$ 延时 t_0 的结果。其传输函数:

$$\int_{\mathbf{R}} \psi(t-t_0) e^{-st} dt = 2.5066 \cos(5s) e^{0.5(s^2-25)} \quad (4)$$

式(4)为非有理函数, 这样的滤波器显然是不能直接用无源或有源模拟电路来实现的, 可以通过寻找 $\psi(t-t_0)$ 的逼近函数作为可实现的小波滤波器冲激响应 $h(t)$, 即令

$$h(t) \approx \psi(t-t_0) \quad (5)$$

且其拉普拉斯变换为稳定的有理多项式形式:

$$H(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (n > m) \quad (6)$$

则信号 $x(t)$ 通过该滤波器的响应:

$$x(t) * h(t) \approx x(t) * \psi(t-t_0) = WT_x(1, t-t_0) \quad (7)$$

由此可见, 基于模拟电路硬件实现信号小波变换得到的是近似结果, 其误差大小取决于 $h(t)$ 对延时母小波 $\psi(t-t_0)$ 的逼近程度。故寻找 $\psi(t-t_0)$ 的最佳逼近函数 $h(t)$ 是用模拟电路实现小波变换的关键。

令 $t_0=3$, 延时Morlet母小波 $\psi(t-t_0)$:

$$\psi(t-3) = e^{-(t-3)^2/2} \cos[5(t-3)] \quad (8)$$

从图 3 知, $\psi(t-3) \approx 0$, $t \notin [0, 6]$ 。对 $\psi(t-3)$ 的高斯包络用以下形式函数进行逼近, 即

$$e^{-(t-3)^2/2} \approx \theta_1 e^{\theta_2 t} + \theta_3 e^{\theta_4 t} \sin(\theta_5 t) + \theta_6 e^{\theta_4 t} \cos(\theta_5 t) + \theta_7 e^{\theta_8 t} \sin(\theta_9 t) + \theta_{10} e^{\theta_8 t} \cos(\theta_9 t) \quad (9)$$

则延时母小波 $\psi(t-3)$ 的逼近函数 $h(t)$:

$$h(t) = [\theta_1 e^{\theta_2 t} + \theta_3 e^{\theta_4 t} \sin(\theta_5 t) + \theta_6 e^{\theta_4 t} \cos(\theta_5 t) + \theta_7 e^{\theta_8 t} \sin(\theta_9 t) + \theta_{10} e^{\theta_8 t} \cos(\theta_9 t)] \cos[5(t-3)] \quad (10)$$

由网络理论知, 以式(10)为冲激响应的系统具有式(6)形式的传输函数, 其中 θ_i 为待求参数。当 θ_2 、 θ_4 、 θ_8 为负时, 完全可以找到一个冲激响应为 $h(t)$ 的稳定模拟滤波器。逼近误差定义为

$$se(\boldsymbol{\theta}) = \|h(t) - \psi(t-3)\|^2 = \int_0^6 [h(t) - \psi(t-3)]^2 dt \quad (11)$$

式中 $\boldsymbol{\theta} = (\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \dots \ \theta_{10})^T$ 。按最佳平方逼近方法可求解 θ_i 即

$$\min se(\boldsymbol{\theta}) = \min \int_0^6 [h(t) - \psi(t-3)]^2 dt \quad (12)$$

对区间 $[0, 6]$ 等间隔取样 601 点, $\Delta T = 0.01$, 则在离散点上, $h(t)$ 与 $\psi(t-3)$ 的误差平方和为

$$F(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{n=0}^{600} [h(n\Delta T) - \psi(n\Delta T - 3)]^2 \quad (13)$$

按最佳平方逼近法求 θ_i 等价于选取合适的待求参数 θ_i 使误差平方和最小, 即

$$\min F(\boldsymbol{\theta}) = \min \sum_{n=0}^{600} [h(n\Delta T) - \psi(n\Delta T - 3)]^2 \quad (14)$$

这是一个典型的非线性最小二乘问题, $F(\boldsymbol{\theta})$ 为目标函数。此非线性最小二乘问题的数学模型:

$$\begin{cases} \min F(\boldsymbol{\theta}) \\ \text{s.t. } \theta_2 < 0, \theta_4 < 0, \theta_8 < 0 \\ \boldsymbol{\theta} = (\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \dots \ \theta_{10})^T, \theta_i \in \mathbf{R} \end{cases} \quad (15)$$

为了避免出现奇异阵而导致计算失败, 采用 Levenberg-Marquardt 法^[11]求解。计算步骤如下:

(1) 给定初始点 $\boldsymbol{\theta}^{(1)}$, 初始参数 $\alpha_1 = 0.01$, 增长因子 $\beta = 10$, 允许误差 $\varepsilon > 0$, 计算 $F(\boldsymbol{\theta}^{(1)})$, 置 $\alpha = \alpha_1$, $k = 1$ 。

(2) 置 $\alpha := \alpha / \beta$, 计算

$$\mathbf{F}^{(k)} = (F_0(\boldsymbol{\theta}^{(k)}), \dots, F_{600}(\boldsymbol{\theta}^{(k)}))^T$$

$$\mathbf{A}_k = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_0(\boldsymbol{\theta}^{(k)})}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial F_0(\boldsymbol{\theta}^{(k)})}{\partial \theta_{10}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_{600}(\boldsymbol{\theta}^{(k)})}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial F_{600}(\boldsymbol{\theta}^{(k)})}{\partial \theta_{10}} \end{pmatrix}$$

(3) 解线性方程组 $(\mathbf{A}_k^T \mathbf{A}_k + \alpha \mathbf{I}) \mathbf{d}^{(k)} = -\mathbf{A}_k^T \mathbf{F}^{(k)}$ 得到搜索方向 $\mathbf{d}^{(k)}$, 令 $\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = \boldsymbol{\theta}^{(k)} + \mathbf{d}^{(k)}$ 。

(4) 求 $F(\boldsymbol{\theta}^{(k+1)})$ 。若 $F(\boldsymbol{\theta}^{(k+1)}) < F(\boldsymbol{\theta}^{(k)})$, 则转步骤(6), 否则进行步骤(5)。

(5) 若 $\|\mathbf{A}_k^T \mathbf{F}^{(k)}\| \leq \varepsilon$, 则停止计算, 得到最终解 $\boldsymbol{\theta}^* = \boldsymbol{\theta}^{(k)}$ 。否则置 $\alpha := \beta \alpha$, 转步骤(3)。

(6) 若 $\|\mathbf{A}_k^T \mathbf{F}^{(k)}\| \leq \varepsilon$, 则停止计算, 得到最终解 $\boldsymbol{\theta}^* = \boldsymbol{\theta}^{(k+1)}$ 。否则置 $k := k + 1$, 转步骤(2)。

按以上步骤, 借助计算机软件可求得最优解。在优化过程中为了避免解的收敛性陷入局部最优, 采用满足约束条件的多个初始向量 $\boldsymbol{\theta}^{(1)}$ 进行多次搜索, 选择计算结果中的最优值。当 $\boldsymbol{\theta}^{(1)}$ 取如下初值 $\boldsymbol{\theta}^{(1)} = (0.18 \ -0.2 \ 0.2 \ -0.35 \ 0.2 \ 0.2 \ 0.2 \ -0.21 \ 0.2 \ 0.2)^T$ 时, 求得延时母小波 $\psi(t-3)$ 的时域逼近函数也即尺度为 1 的小波滤波器冲激响应 $h(t)$:

$$h(t) = [0.6842e^{-0.4002t} - 0.7154e^{-0.478t} \sin(1.568t) + 0.8863e^{-0.478t} \cos(1.568t) + 2.4296e^{-0.514t} \cdot \sin(0.6386t) - 1.6053e^{-0.514t} \cdot \cos(0.6386t)] \cdot \cos[5(t-3)] \quad (16)$$

从图 3 可见, 逼近波形与理想 Morlet 小波基本一致, 误差仅为 0.028。其它尺度小波滤波器冲激响应 $\alpha_i^{-1} h(t/\alpha_i)$ 由 $h(t)$ 伸缩求得。

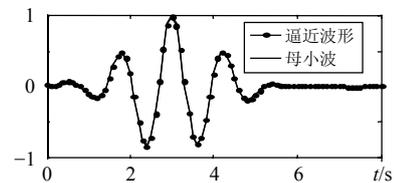


图 3 延时母小波逼近函数波形

Fig. 3 Approximated waveform of the mother wavelet

2.2 Morlet 小波滤波器传输函数

令待检测的电力系统谐波合成信号:

$$i(t) = 2.5 \sin(\omega_1 t) + 0.04 \sin(\omega_2 t + 0.3) + 0.2 \sin(\omega_3 t + 3) \quad (17)$$

式中 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 依次为 100π 、 300π 、 520π 。要检测出谐波电流中的 3 种频率分量, 各小波滤波器尺度 α_i 应满足 $\omega_i = 5/\alpha_i$, 其中 ω_i 为谐波角频率。故有: $\alpha_1 = 0.0159$, $\alpha_2 = 0.0053$, $\alpha_3 = 0.0031$ 。由式(16)可用于检测基波分量的小波滤波器传输函数:

$$H_{\alpha_1}(s) = (1.661s^9 - 1.625 \times 10^3 s^8 + 1.436 \times 10^6 s^7 - 4.737 \times 10^8 s^6 + 2.651 \times 10^{11} s^5 - 6.091 \times 10^{12} s^4 + 1.452 \times 10^{16} s^3 + 3.3964 \times 10^{18} s^2 - 1.721 \times 10^{20} s + 1.318 \times 10^{23}) / (s^{10} + 299.82s^9 + 5.575 \times 10^5 s^8 + 1.272 \times 10^8 s^7 + 1.156 \times 10^{11} s^6 + 1.921 \times 10^{13} s^5 + 1.11 \times 10^{16} s^4 + 1.219 \times 10^{18} s^3 + 4.902 \times 10^{20} s^2 +$$

$$2.728 \times 10^{22} s + 7.844 \times 10^{24}) \quad (18)$$

同理可求其它谐波检测小波滤波器传输函数。

3 用于谐波检测的对数域小波滤波器电路设计与仿真

3.1 检测电路原理

近几年兴起的以对数域滤波器为代表的瞬时伸展技术为实现低电压、低功耗、电可调、高频率工作的模拟 VLSI 带来了曙光。特别是对数域滤波器的宽范围电调谐性，当偏置电流改变时，其特征频率可在几十到几百兆赫兹之间变化，这对实现连续小波变换尺度因子的调节是十分方便的。本文利用 CMOS 对数域积分器与电容来设计用于谐波检测的小波滤波器。

以对数域小波滤波器为核心的谐波检测电路原理图如图 4 所示。连续小波变换芯片由对数域滤波器组与可调偏置电流电路构成，其中不同滤波器的电容值设置不相同，但偏置电流统一设置为 I (I 表示某滤波器的所有偏置电流)。通过合理设置各滤波器电容值与 I ，使得调节 I 时(相当于改变小波变换尺度)，各小波滤波器的中心频率在互不重叠的不同频带内连续变化。谐波检测原理：令偏置电流 I 的调节范围为 $I_{\min} \sim I_{\max}$ ，则与之对应的 N 个滤波器各自尺度的变化范围分别为 $\alpha_1 \sim \alpha_2$ 、 $\alpha_2 \sim \alpha_3$ 、 \dots 、 $\alpha_N \sim \alpha_{N+1}$ 。每检测一次谐波信号，进行一次偏置电流扫描 ($I_{\min} \sim I_{\max}$)，当 I 扫描到某值时，某些小波滤波器有明显的正弦波输出，说明检测到了某些未知频率的谐波，然后利用偏置与尺度之间的关系由后处理电路通过测量偏置确定谐波频率大小。

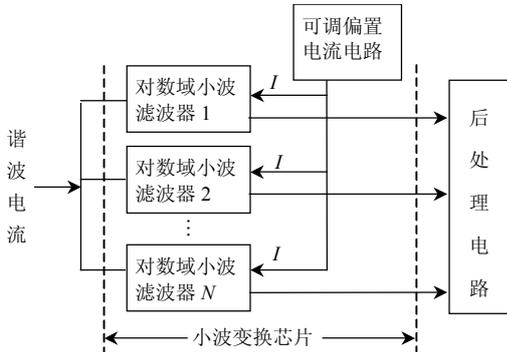


图 4 谐波检测电路原理框图

Fig. 4 Block diagram of circuit for harmonic detection

3.2 CMOS 对数域积分器及压扩电路

对数域滤波器由三部分构成：对数压缩电路、对数域电压滤波器、指数扩展电路。它大多利用双极晶体管的指数特性进行伸展信号处理^[12-13]，但有

限电流增益等非理想因素影响了滤波器的性能^[14]。以工作于亚阈区的 MOS 管实现的 对数域滤波器^[8,15-16]具有功耗低、无有限电流增益效应、易于超大规模单片集成等特点，一般用 CMOS 对数域积分器为积木块进行综合。CMOS 对数域积分器^[8]如图 5、图 6 所示。其输入输出关系为

$$e^{\hat{u}_{out}/(nU_T)} = \pm (I_0 \int e^{\hat{u}_{in}/(nU_T)} dt) / (cnU_T) \quad (19)$$

式中： n (取值为 2) 为非理想因子； U_T (26 mV) 为热电压。对数压缩及指数扩展电路见文献[8]。

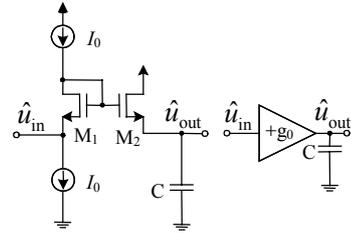


图 5 CMOS 对数域积分器及其符号

Fig. 5 CMOS log-domain integrator and its symbol

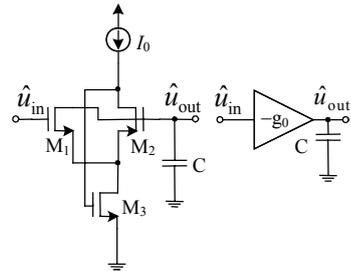


图 6 CMOS 对数域反相积分器及其符号

Fig. 6 Inverting CMOS log-domain integrator and symbol

3.3 小波滤波器电路设计

以图 5、图 6 所示 CMOS 对数域积分器为积木块，采用 IFLF 结构设计基波检测 Morlet 小波滤波器，该滤波器的传递函数如式(18)所示，得到图 7 所示小波滤波器电路(尺度为 0.0159)。图中 i_{in} 表示电流模式输入信号， i_{out} 为信号 i_{in} 的小波变换输出。电路采用 CMC1.2μm CMOS 设计， $W/L=2.4/1.6$ ，压扩电路中的偏置电流设置为 10 nA，工作电压为 2 V。

电容 C_i 的电容量由对数域积分器 g_{ai} 、 g_i 与 g_{bi} 的偏置电流 I_{ai} 、 I_i 与 I_{bi} 来确定。由式(18)、(19)得

$$\begin{cases} C_i = (\alpha_i / \alpha_{i-1}) \cdot (I_{ai} I_i) / (I_{\alpha(i+1)} n U_T) \\ I_{bi} = b_{i-1} \cdot I_{ai} / a_{i-1} \end{cases} \quad (20)$$

式中 α_i 、 b_i 分别为 $H_{\alpha_i}(s)$ 分母、分子多项式系数。

令 $I_{\alpha i} = I_i = 1 \mu A$ ，由上式可得 C_i 与 I_{bi} 值，见表 1。调整图 7 所示电路中的对数域积分器偏置电流可以方便实现其它尺度的小波变换。用 $I(\alpha_i)$ 与 $I(\alpha_1)$

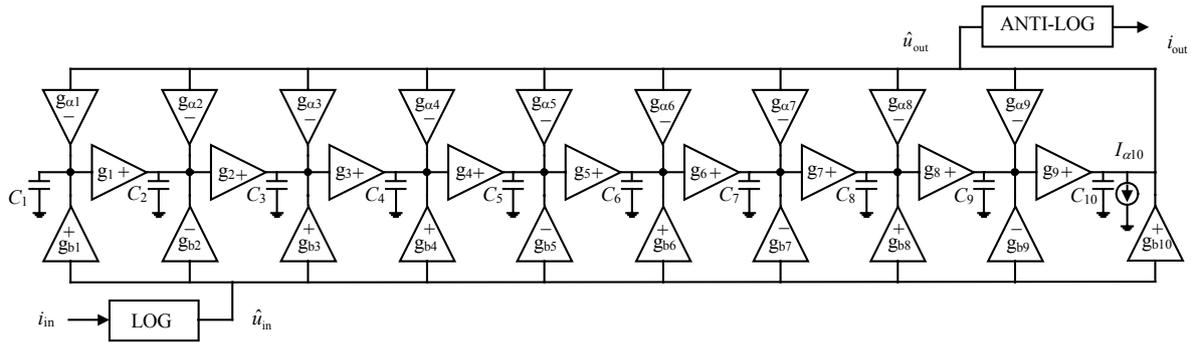


图 7 Morlet 小波滤波器电路
Fig. 7 Morlet wavelet filter circuits

表 1 偏置电流与电容取值(尺度为 0.0159)
Tab. 1 Values for bias currents and capacitors

偏置电流	I_{b1}/nA	I_{b2}/nA	I_{b3}/nA	I_{b4}/nA	I_{b5}/nA	I_{b6}/nA	I_{b7}/nA	I_{b8}/nA	I_{b9}/nA	I_{b10}/nA
取值	16.8	6.3	6.9	19	2.6	14	4	11	2.9	5.5
电容	$C_1/\mu F$	$C_2/\mu F$	$C_3/\mu F$	$C_4/\mu F$	$C_5/\mu F$	$C_6/\mu F$	$C_7/\mu F$	$C_8/\mu F$	$C_9/\mu F$	$C_{10}/\mu F$
取值	0.067	0.340	0.048	0.180	0.033	0.120	0.021	0.084	0.010	0.064

分别表示尺度为 α_i 及 α_1 (等于 0.0159) 的小波滤波器中各对数域积分器偏置电流, 根据不同尺度小波滤波器传输函数间的比例关系及式(20)可导出 $I(\alpha_i)$ 与 $I(\alpha_1)$ 之间的关系:

$$I(\alpha_i) = \alpha_i \cdot I(\alpha_1) / \alpha_1 \quad (21)$$

即为线性关系。因此, 将图 7 所示电路中的各对数域积分器偏置电流分别调整为原来的 1/3 及 1/10.2, 便能实现尺度为 0.0053 及 0.0031 的 Morlet 小波滤波器。

3.4 仿真实验

对所设计的 Morlet 连续小波变换电路用 SPICE 软件进行仿真。

首先, 将窄脉冲(代替冲激信号源)信号加入图 7 所示滤波器输入端, 设置与尺度相对应的对数域积分器偏置电流, 来验证电路冲激响应是否为相应尺度的 Morlet 小波。图 8(a)、(b)、(c)是尺度分别为 0.0159、0.0053 及 0.0031 时的小波滤波器冲激响应仿真波形。该结果表明 Morlet 连续小波变换电路能准确地把不同频率的整数次与非整数次谐波分离出来。滤波器冲激响应对 Morlet 小波的逼近效果是理想的, 且各响应波形之间的尺度伸缩及幅值关系与理论相吻合, 这表明图 7 所示电路能良好地实现连续 Morlet 小波变换。

其次, 将式(17)谐波信号加入上述小波滤波器电路输入端, 设置与谐波频率相对应的偏置电流, 进行谐波检测, 电路输出即为检测结果, 如图 9(a)、(b)、(c)所示。图中虚线表示各次谐波电流分量, 实线为检测波形。

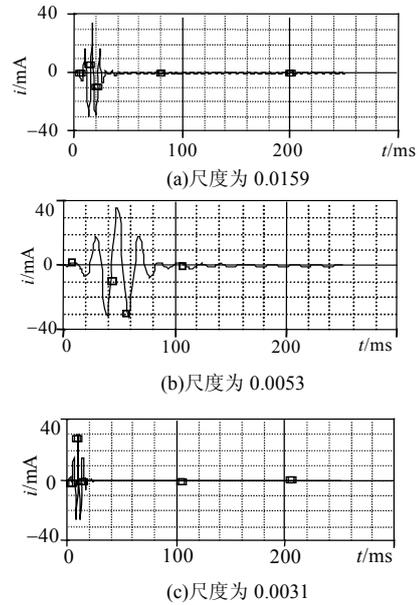


图 8 小波滤波器冲激响应
Fig. 8 Impulse response of wavelet filters

3.5 电路元器件参数容差对检测精度影响分析

实际元器件参数存在容差, 会造成电路特性的偏移。要了解元器件误差对小波滤波器电路特性的影响程度, 需进行蒙特卡罗分析。令 MOS 管模型参数及电容的容差为 0.5%, 样本大小为 100, 图 7 电路的蒙氏瞬态分析与交流分析结果如图 10 所示。

由图 10(c)所示交流分析直方图统计结果可知: 元件参数在容差限内依正态分布波动时, 小波滤波器中心频率在标称值附近(48.93~51.01Hz)变化, 频率偏移均方差为 0.04。该结果实际上反映了电路元器件参数容差对被检测谐波频率精度的影响情况。表 2 为元件参数容差分别为 0.5% 与 1% 时, 对数域

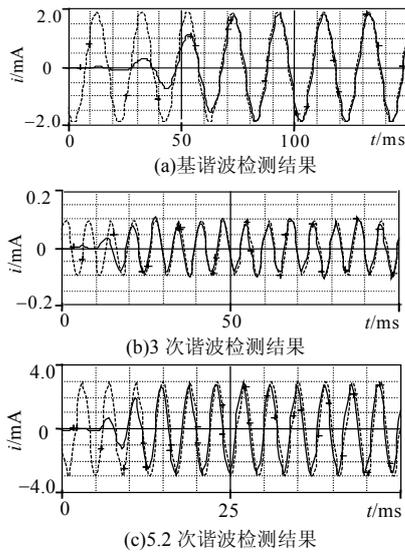
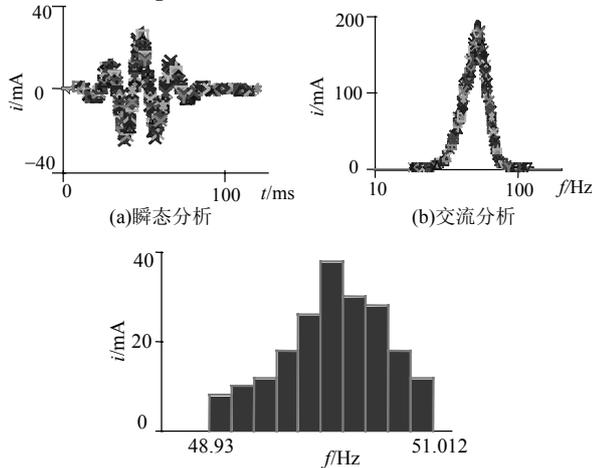


图9 谐波检测结果

Fig. 9 Harmonic detection results



批次=100; 数据划分区间=10; 最小值=48.93; 平均值=49.07;
标准偏差=0.04; 90%分位数=49.06; 中位数=49.7107;
90%分位数=50.04; 最大值=51.012

(c)交流分析直方图

图10 蒙特卡罗分析结果
Fig. 10 Results of Monte Carlo analysis

表2 元件参数容差对检测精度的影响

Tab. 2 Influence of parameter tolerance on measurement

真值/Hz	实际值/Hz	均方差
50	48.93~51.01/48.31~51.62	0.04/0.078
150	149.82~149.88/149.32~149.98	0.14/0.29
260	258.67~261.76/258.17~261.86	0.25/0.49

小波滤波器对标称值分别为 50、150、260Hz 的谐波频率测量精度影响的统计结果。

4 结论

针对用软件方式实现电力谐波检测小波分析方法中存在的实时性差、检测设备功耗与体积较大、不能处理很高频率的谐波信号等问题, 本文提出了基于低电压、低功耗连续小波变换模拟 VLSI

电路的实时谐波检测方法, 通过模拟超大规模集成电路对谐波电流进行 Morlet 连续小波变换, 实现谐波检测。仿真结果表明: 通过线性地改变对数域积分器的偏置电流, 所设计的 Morlet 连续小波变换电路在低电压、低功耗的条件下能准确、快速地将不同频率的整数次与非整数次谐波检测出来。最后用蒙特卡罗法分析了电路元器件参数容差对检测精度的影响。该方法对于新型的小型化高速便携式电力谐波检测仪的研制具有重要的意义。

参考文献

- [1] Nguyen T T. Parametric harmonic analysis of power systems [J]. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, 1997, 144(1): 21-25.
- [2] Yacamini R. Power system harmonics. IV. interharmonics[J]. Power Engineering Journal, 1996, 10(4): 185-193.
- [3] Pham V L, Wong K P. Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms[J]. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, 1999, 146(3): 249-254.
- [4] Pham V L, Wong K P. Ant distortion method for wavelet transform filter banks and nonstationary power system waveform harmonic analysis[J]. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, 2001, 148(2): 177-122.
- [5] 薛蕙, 杨仁刚. 利用 Morlet 连续小波变换实现非整数次谐波的检测 [J]. 电网技术, 2002, 26(12): 41-44.
Xue Hui, Yang Rengang. Morlet wavelet based detection of non-integer harmonics[J]. Power System Technology, 2002, 26(12): 41-44(in Chinese).
- [6] 杜天军, 陈光禄, 雷勇. 基于混叠补偿小波变换的电力系统谐振检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 54-59.
Du Tianjun, Chen Guangju, Lei Yong. A novel method for power system harmonic detection based on wavelet transform with aliasing compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(3): 54-59(in Chinese).
- [7] Frey D R. Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering[J]. IEE Proceedings G, 1993, 140(6): 406-416.
- [8] El-Masry E I, Wu Jie. CMOS micropower universal log-domain biquad[J]. IEEE Trans. on CAS, Part I: Fundamental Theory and Applications, 1999, 46(3): 389-392.
- [9] Mallat S. A wavelet tour of signal processing (second edition)[M]. New York: Academic Press, 1999.
- [10] 成礼智. 小波的理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [11] Marquardt D. An algorithm for least squares estimation of nonlinear parameters[J]. SIAM Journal on Applied Mathematics, 1963, 11(2): 431-441.
- [12] Frey D R. Log Domain filtering for RF application[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1996, 31(10): 1468-1475.
- [13] Douglas Perry, Gordon W Roberts. The design of log-domain filters based on the operational simulation of LC ladders[J]. IEEE Trans.

- Circuits Syst.II, 1996, 43(11): 763-774.
- [14] Frey D R. Distortion compensation in log-domain filters using state-space techniques[J]. IEEE Trans. Circuits Syst.II, 1999, 46(7): 860-869.
- [15] Serra-Graells F. VLSI CMOS low-voltage log companding filters [C]. IEEE Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, Geneve, Switzerland, 2000: 172-175.
- [16] Python D, Enz C C. A micropower class-AB CMOS log-domain filter for DECT applications[J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 2001, 36(7): 1067-1075.

收稿日期: 2007-04-15。

作者简介:

李宏民(1974—), 男, 博士研究生, 研究方向为小波分析、集成滤波器理论与设计, lihmin171@sina.com;

何怡刚(1966—), 男, 博士生导师, 研究方向为自动测试与故障诊断、高速集成电路、电力市场等科研工作;

胡沁春(1976—), 男, 博士研究生, 研究方向为信息处理、小波分析、开关电流电路设计。

(责任编辑 韩 蕾)