

非正弦状态下有功功率和功率因数测试

陈国炎, 卓 菡

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福州 350002)

摘要: 基于小波变换自适应分解层数门限去噪算法是去除数字信号中白噪声的有效方法, 仿真结果表明, 该方法具有较好的去噪效果, 尤其适合于如电机测试这样的强噪声背景下弱信号的检测。采用三角窗加权算法并结合小波变换计算非正弦状态下三相异步电机有功功率、功率因数, 其测量误差与相对频偏的平方成正比。该方法有实现简单, 精度高, 当相对频偏不大时, 无须专门的同步措施可取得较高的测量精度。

关键词: 小波变换; 分解层数; 功率; 三角窗; 加权算法;

中图分类号: TM933 **文献标识码:** B **文章编号:** 1001-1390(2006)12-0007-04

Active Power and Power Factor Measurement Under Non-sinusoidal Waveform in Three-phase Circuit

CHEN Guo-yan, ZHUO Han

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China)

Abstract: Threshold de-noising based on wavelet transform which is proposed to determine the decomposition order adaptively is an efficient method to reduce the white noise in the digital signal. Simulation results show that the method proposed in this paper has good performance. It is especially suitable for the detection of faint signal under strong noise background like motor testing. A weighted algorithm of Triangular window and wavelet transform are using to measure active power and power factor of three-phase asynchronous motor in the non-sinusoidal waveform. The error of active power and power factor is proportional to square of relative frequency deviation. The algorithm is characterized by easy implementation, high precision. If the relative frequency deviation is not very large, a higher measuring precision still could be achieved even if the synchronous sampling technique was not utilized.

Key words: wavelet transform; decomposition order; power; triangular window; weighted algorithm

0 引言

一般情况下, 电机中功率的测量主要是指 50Hz 正弦波形有功功率、无功功率、功率因数的测量。近年来, 随着电力电子技术的迅速发展, 应用于电机控制和调速系统的变流装置日益增多。在变流装置中, 作为换流元件的电力半导体器件工作在开关状态, 变流装置多为非正弦波形。另一方面, 即使供电电源为正弦波形, 由于被试电机的负载电机是非线性负载也会引起电势和电流的波形畸变。

通常由于信号的频率不是很稳定, 在采样点数及间隔固定的情况下, 一般很难严格地实现等间隔采样。这种不同步会给测量产生误差。为了减少误差, 文献[1]采用同步采样法, 就是先动态地测定信号的周期或频率, 然后对采样间隔或采样点数进行调整。由于对信号进行采样时的采样间隔总是时钟周期的整数倍, 采样点数也只能是整数。因此, 采样点数与采样间隔的乘积无法和信号周期完全相等。而且完成一次测试需要采样两次信号, 这对实时性要求高的场合就不

适用了。

同时,直流电机电刷及换向过程中的电火花会产生的高频干扰脉冲、交流电机齿槽效应的存在以及 A/D 采集板存在着传导及电磁耦合干扰,都会给采样到的电压、电流信号中叠加大量的高频噪声,给电机功率测试带来很大的误差,因此首先要考虑噪声的去除问题。

因此,本文首先采用基于小波变换的门限去噪算法对采样到的数字信号进行去噪处理,然后采用一种能有效提高功率测量精度的算法—三角窗加权算法,计算有功功率和功率因数。

1 小波去噪算法

Donoho 等人于 1992 年提出的非线性小波阈值消噪算法是目前应用最为广泛的小波去噪方法之一。该方法的原理是:选取一个合适的阈值,并用此阈值对小波分解后得到的各层小波空间里的细节小波系数进行截断作用,而保持尺度空间里的近似系数不变,然后再进行逆变换,即可得到去噪后的信号。本文在小波变换特性分析的基础上,基于运用自相关函数进行白噪声检验的方法,采用了一种确定小波分解层数的自适应软阈值去噪算法。

1.1 基于自相关函数的白噪声检验

电机测试中采集到的电信号的噪声一般可以采用服从均值为 0 的正态分布的高斯白噪声来描述^[1]: $n \sim N(0, \sigma^2)$ 。它叠加在测量到的电信号 X 上: $Y = X + N(0, \sigma^2)$ 。

白噪声经过小波变换后仍然服从正态分布,即

$$Y = W_y = W_x + N(0, \sigma^2) = X + N(0, \sigma^2) \quad (1)$$

白噪声可以看作是一个平稳的随机序列,它是均值为零、方差为常数的不相关随机变量构成的序列。根据时间序列分析的相关知识,离散白噪声序列的理论自相关函数为

$$\rho(k) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

因此,可以利用白噪声序列自相关函数的这一特性进行白噪声的检验,详细检验方法见文献[5]。

1.2 软阈值法去噪

由于小波变换具有系数集中的能力,不含噪声的电能质量信号在小波变换域仅集中于少数系数上,而分布在其它大量系数上的则为服从正态分布的噪声。由概率论可知,在一次实验中,服从正态分布 $N(0, \sigma^2)$ 的随机变量落入区间 $(-3\sigma^2, 3\sigma^2)$ 的概率为 0.9974,这就是所谓正态分布的 3σ 原则。因此可取软阈值 3σ ,即第 j 层的阈值为

$$\lambda_j = 3\sigma_j \quad (3)$$

式中 σ_j 为第 j 层小波变换系数的均方差,通过求尺度小波系数的均方差来估算白噪声 σ_j 。

因此考虑把含有噪声的电能质量信号在小波变换域内的系数划分为两部分,用 $d_j(k)$ 表示含噪信号的小波变换系数(j 表示分解的尺度),当 $|d_j(k)| > \lambda_j$ 时,包含的信号信息多,为重要系数; $|d_j(k)| < \lambda_j$ 时,主要是噪声,为非重要系数。因此本文采用下述方法设置阈值:

当 $\lambda_j \geq t$ 时,

$$d_j(k) = \begin{cases} \text{sgn}(d_j(k)) \left[|d_j(k)| - \frac{t^2}{|d_j(k)|} \right], & |d_j(k)| \geq \lambda_j \\ \text{sgn}(d_j(k)) (|d_j(k)| - t), & t \leq |d_j(k)| < \lambda_j \\ 0, & |d_j(k)| < t \end{cases} \quad (4)$$

当 $\lambda_j < t$ 时,

$$d_j(k) = \begin{cases} \text{sgn}(d_j(k)) \left[|d_j(k)| - \frac{(3\sigma_j)^2}{|d_j(k)|} \right], & |d_j(k)| \geq \lambda_j \\ 0, & |d_j(k)| < \lambda_j \end{cases} \quad (5)$$

式中 t 为 Donoho 定义的阈值 $\sigma \sqrt{2 \ln(n)}$, n 为采样点数。

1.3 基于白噪声检验的小波分解层数的确定方法

由小波变换理论可知,白噪声在经正交小波变换之后依然是白噪声。而在各级小波空间表现为:在较小尺度小波空间里白噪声起主导作用,这些尺度的小波系数呈白噪声特性;在较大尺度小波空间里信号起主导作用,这些尺度的小波系数呈非白噪声特性。因此,可以通过对小波系数进行白噪声检验来自适应确定分解层数,具体算法如下:

(1) 选择一个小波函数,将待处理的离散含噪信号 $\{f(k)\}$ 进行一层小波分解;

(2) 保留(1)中得到的尺度系数 σ_1 ,对得到的小波系数 d_1 进行白噪声检验。若 d_1 能通过白噪声检验,则 σ_1 对继续进行一层分解;

(3) 重复上述步骤,即每分解一层,就对该层小波系数进行一次白噪声检验,直到分解得到的小波系数不能通过白噪声检验为止;

(4) 放弃最后一次未通过白噪声检验的分解结果,即若分解了 n 次,则分解层数为 $n-1$ 。并将分解得到

的各层小波系数 $d_j(k)$, $(j=1,2,\cdots,n-1)$, 根据阈值 $(j=1,2,\cdots,n-1)$ 进行软阈值量化处理; 得到尺度系数 d_{n-1} 及经过阈值处理后的小波系数 $d_j(k)$, $(j=1,2,\cdots,n-1)$ 。

2 功率的测试

2.1 传统功率计算的误差分析

设经过小波变换去噪后信号周期为 T 且充分光滑的非正弦电压、电流信号分别为

$$u(t)=\sum_{i=1}^k U_m \sin(\omega t+\alpha_i) \tag{6}$$

$$i(t)=\sum_{i=1}^k I_m \sin(\omega t+\beta_i) \tag{7}$$

式中 U_m 、 I_m 、 k 、 ω 、 α_i 、 β_i 分别为电压最大值、电流最大值、最大次谐波次数、基波角频率、次谐波电压初相角、次谐波电流初相角。

依据功率定义，有功功率 P 和功率因数 PF 分别为

$$P=\frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt=\sum_{n=0}^k U_n I_n \cos \theta_n \tag{8}$$

$$PF=\frac{P}{IU}=\frac{\sum_{n=0}^k U_n I_n \cos \theta_n}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^k U_n^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^k I_n^2}} \tag{9}$$

在实际采样计算中，通常采样时宽难于做到刚好等于信号周期 T ，都会存在同步偏差，记

$$x=(T_0-T)/T=(f-f_0)/f_0 \tag{10}$$

式中 x 为相对频偏， $f_0=1/T_0$ 。

在传统算法中，造成有功功率及功率因数测量误差的根本原因是：采样窗的宽度不能取得刚好等于信号周期的整倍数，从而导致测量值依赖于采样相位。而采样相位的随机性导致测量值的随机起伏，测量值偏离真值的程度与采样窗偏离信号整周期的程度 x 成正比，也与偏离整周期部分的信号瞬时值偏离真值的程度成正比。

2.2 三角窗加权算法

为了减少偏离整周期部分的信号对测量值的影响而产生系统误差，可进行多次测量并对多次测量结果再取平均，当测量次数足够多时，其平均值便会趋于其真值，但这种做法不适合于实时性要求较高的场合，也不适合非平稳信号。

本文采用如下的方法：三角窗加权算法。具体做法如下：对信号进行双周期 $(2T_0)$ 等间隔采样， $2T_0$ 为采样窗的宽度，每周期 (T_0) 取 N 个采样点，双周期可得 $2N$ 个点。从第 j 个采样点开始的 $N+1$ 连续采样点组

成一组，用梯形法求其均值，即传统算法的测量值，这样便可得到 N 个传统算法的测量值，再用算术平均求其均值，由于相邻两测量值的采样初相相差约 $2\pi/N$ ， N 个测量值的采样初相大约刚好取遍一个周期，因此其实际效果就相当于求传统算法的均值，误差当然要小得多。其整个过程的数学表示^[2]为

$$\begin{aligned} P_w &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N P_j(j) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{1}{N} \left[\frac{p(j)+p(j+N)}{2} \sum_{i=1}^N p(j+i) \right] \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} 2[1-|(k-N-1/2)/N|] p(k) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} W(k) p(k) \end{aligned} \tag{11}$$

其中 $P_j(j)$ 为传统算法中第 j 次有功功率值， $W(k)$ 相当于高为 2 的三角窗的离散采样值。

设传统算法的有功功率误差为 ΔP_i ，功率因数误差为 ΔPF_i ，加三角窗后加权算法有功功率误差为 ΔP_w ，功率因数误差为 ΔPF_w ，由文献[2]可得

$$\Delta P_w/\Delta P_i=x; \quad \Delta PF_w/\Delta PF_i=x \tag{12}$$

由上式可见，三角窗加权算法较之传统算法的精度改进正比于 x ，只要 $x \ll 1$ 就有很高的测量精度，且与波形无关。

2.3 小波变换和三角窗加权算法相结合

因三角窗加权算法需要 2 个周期数据，所以观察时间设为 $2T$ 。 $u(t)$ 和 $i(t)$ 分别代表模拟信号的电压和电流，经采样、A/D 转换后，其对应的数字化信号为 $u(n)$ 和 $i(n)$ ， $n=1,\cdots,2N$ (N 为 2 的整次幂)。经正交小波分解 j 层 $(j=1,2,\cdots,J-1)$ ，则电压有效值 U 、电流有效值 I 、有功功率 P 可表示为

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} u^2(t) dt} \cong \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{2N} u^2(n)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{jk}^2 + \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{jk}^2} \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} i^2(t) dt} \cong \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{2N} i^2(n)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{jk}^2 + \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{jk}^2} \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} u(t) i(t) dt} \cong \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{2N} u(n) i(n)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{jk} \dot{c}_{jk} + \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{jk} \dot{d}_{jk}} \end{aligned} \tag{15}$$

实际采样计算三相异步电机供电电源有功功率、功率因数步骤如下：

(1) 可预先估计信号中心频率 f_0 , 设每个周期采 N 个点, 采样频率设为 $N \times f_0$, 并采样 2 个周期数据;

(2) 将采样数据的 2 个周期电压信号数据进行小波变换去噪处理, 得到除最后一层的各层分解系数;

(3) 用三角窗加权算法计算三相异步电机供电电源电压有效值、电流有效值、有功功率、功率因数。设电压及电流信号的采样值经 (1)、(2) 步处理后其值分别为 $u(k)$ 、 $i(k)$; $k=1, 2, 3, \dots, 2N$, 则权函数取: $W(k) = 2[1 - |(k - N - 1/2)/N|]$; $k=1, 2, 3, \dots, 2N$ 。

电压、电流的有效值 U_w 、 I_w 及有功功率 P_w 、功率因数 PF_w 分别为

$$U_w = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} u^2(k) W(k)}$$
$$I_w = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} i^2(k) W(k)}$$
$$P_w = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} i(k) u(k) W(k)$$
$$PF_w = P_w / (I_w U_w)$$

(16)

将(13)、(14)、(15)式代入上式即为小波变换和三角窗加权算法相结合所得的电压、电流的有效值和有功功率、功率因数; 传统算法只需将上式中 $W(k)$ 换为 1 即可。

3 数值仿真

本文采用 LabVIEW 软件进行仿真, 仿真中用到的电压、电流信号采用如下形式:

$$u(t) = \sum_{i=1}^9 U_m \sin(\omega t + \alpha_i) + N(0, \sigma^2)$$

(17)

$$i(t) = \sum_{i=1}^9 I_m \sin(\omega t + \beta_i) + N(0, \sigma_1^2)$$

(18)

其中 $N(0, \sigma^2)$ 、 $N(0, \sigma_1^2)$ 为高斯白噪声。取 $\sigma^2 = 20$, $\sigma_1^2 = 0.4$, $\omega = 2\pi f = 2\pi \times 50 = 100\pi$, f 为基波频率, 电压基波最大幅值为 310V, 初相角为 5° , 电流基波最大幅值为 6.2A, 初相角为 35° 。各次谐波的幅值按实际三相异步电机供电电源信号的特点设置, 各谐波相位任意设定, 具体如表 1。

设采样频率为 6395Hz (为了仿真时是非整周期采样), 各采样 1024 个电压、电流数据, 从中各提取 256 个采样数据(本文只是为了观察去噪效果, 实际应

用只需采 256 个点), 采用去噪效果较好的 dB20 小波基进行小波去噪处理, 然后按 2.3 节实际功率计算步骤计算电压、电流的有效值 U_w 、 I_w 及有功功率 P_w 、功率因数 PF_w 。

表 1 谐波参数的设置

谐波次数	2	3	4	5	6	7	8	9
含有率 (%)	0.5	0.3	0.4	5.0	0.3	2.0	0.2	1.0
电压值 (V)	1.55	0.93	1.24	15.5	0.93	6.20	0.62	3.10
电压初相角 (°)	10.0	20.0	60.0	80.0	110.0	140.0	160.0	300.0
电流值 (A)	0.031	0.0186	0.0248	0.31	0.0186	0.124	0.0124	0.062
电流初相角 (°)	45.0	60.0	85.0	51.0	66.0	70.0	190.0	330.0

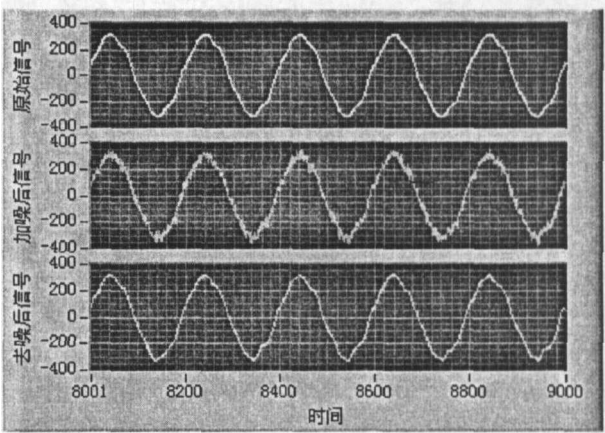


图 1 电压信号

图 1 是采样 1024 个电压信号的原始信号、加噪后信号和去噪后信号之间的比较, 可以明显地看出 dB20 小波基自适应分解层数小波软阈值去噪处理后, 能有效地去除信号中叠加的噪声, 去噪后的信号保留了原信号的特性, 满足光滑性的要求, 取得了较好的效果。当然 dB20 小波基未必是去噪最好的小波基, 可以选择各种已有的小波基进行仿真比较, 从中选择最适合的小波基。

表 2、表 3 为小波软阈值去噪处理前、后传统算法值、三角窗加权算法的仿真结果比较, 从表 2、3 可以看出去噪后的结果要比去噪前的结果精确得多, 未去噪得到的结果误差比较大, 同时三角窗加权算法较传统算法要精确得多, 去噪后其参数绝对误差都在 0.001 级及以上。

4 结论

本文提出了测量非正弦状态下三相异步电机有功功率和功率因数的方法。首先采用基于小波变换的

表 2 未去噪的仿真结果

参 数	理论值	传统算法	三角窗加权算法
电压有效值 (V)	219.539	219.983	219.705
电流有效值 (A)	4.39077	4.42635	4.40214
有功功率 (W)	834.617	839.299	838.66
功率因数	0.865836	0.86295	0.867128

(下转第 47 页)

步性、数据通信对绝缘在线测量的影响,并详细地讨论了设计思路与实施方法;文中还研制了基于 DSP 的绝缘在线监测装置,介绍其组成结构,提出了比较完整的同步模式与策略,并进行了试验研究。试验结果表明文中提及的设计思路和方法是合理可行的。

参 考 文 献

[1] 黄建华,金园,何青.电容型设备绝缘在线监测系统及其选用原则[J].高电压技术,2001,27(5):13-19.
[2] 徐大可,李彦明,严璋.高压电容性设备的在线监测系统[J].高电压技术,2003,29(10):35-38.
[3] 袁红波,王红斌.高压设备绝缘在线监测影响因素分析[J].华北电力技术,2002,(6):41-43.
[4] 梁国文,刘文举.电容型设备在线监测装置现状分析及建议[J].华北电力技术,2002,(10):41-44.
[5] 刘会家,蒋秀洁,李 宁.绝缘测量用微电流传感器研究[J].三峡大学学报(自然科学版),2001,(6):521-524.
[6] 黄新红.高压电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测技术的研究[D].西安交通大学博士论文.
[7] 纪宗南,柴 习.二线制变送线路及压力信号远距离传输[J].电测与仪表,1997,(5):35-37.
[8] 张伏生,耿中行,葛耀中.电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法[J].中

国电机工程学报,1999,19(3):63-66.
[9] 尚 勇,杨敏中,王晓蓉,等.谐波分析法介质损耗因数测量的误差分析[J].电工技术学报,2002,(3):67-72.
[10] 王早兰.同步相量测量技术及在电力系统中的应用[J].电力学报,2005,(1):8-10.
[11] 邱爱兵,陈三宝.CAN 总线技术在变电站综合自动化系统的应[J].自动化技术与应用,2005,(11):66-68.
[12] 段智兵.现场总线在变电站综合自动化系统的应用[J].电工技术,2005,(8):5-6.
[13] 万顷波,徐 斌.以太网通信技术在综合自动化变电站的应用研究[J].江西教育学院学报(综合),2005,(6):13-14.
[14] 王瑞明,曹庆文,董连文.数字式介质损耗因数 $\tan\delta$ 与检测仪的设计[J].电测与仪表,2003,(2):11-14.
[15] 王 膺,律方成,梁 英.基于修正理想采样频率的谐波分析法在介损在线测量中的应用[J].电测与仪表,2003,(7):12-15.
[16] 江亚群,何怡刚.电容型电气设备介质损耗角的高精度数字检测算法[J].电测与仪表,2004,(11):16-18.

作者简介:
单茂华(1975-),男,博士,就职于国家电力南京自动化研究院/国电南瑞科技股份有限公司,目前从事变电站测控/通信、状态检测技术研究。
收稿日期:2006-09-10
(刘家新 编发)

(上接第 10 页)

表 3 去噪后的仿真结果

参 数	理论值	传统算法	三角窗加权算法
电压有效值(V)	219.539	219.608	219.538
电流有效值(A)	4.39077	4.39197	4.39073
有功功率(W)	834.617	835.112	834.613
功率因数	0.865836	0.86195	0.865835

阈值去噪算法对采样到的数字信号进行去噪处理,然后分别采用一种能有效提高功率测量精度的算法—三角窗加权算法,计算有功功率和功率因数。理论分析和仿真了该方法,具有以下特点:

- (1) 自适应分解层数小波软阈值去噪处理能有效去除混入测量信号中的噪声,提高测量的精度;
- (2) 三角窗加权算法的测量误差与相对频偏的平方成正比,只要 $x \ll 1$ 就有很高的测量精度;
- (3) 采样窗宽约为两个信号周期,因而测量结果的实时性高;

(4) 无须引入复杂的同步措施,因而算法易于实现。

参 考 文 献

[1] Kampik M,Laiz H,Klonz M. Comparison of three accurate methods to measure AC voltage at low frequencies [J].IEEE Trans.on IM,2000,49(2):429-433.
[2] 张介秋,梁昌洪,陈砚圃,李大斌.有功功率及功率因数的加权算法[J].中国电机工程学报,2003,(6):19-24.
[3] 张吉先,钟秋海,戴亚平.小波门限消噪法应用中分解层数及阈值的确定[J].中国电机工程学报,2004,(3):119-122.
[4] 王继东,王成山.基于改进软阈值法的电能质量扰动信号去噪[J].电工电能新技术,2006,(4):34-38.
[5] 刘毅霄,谢 芊,吕述望.白噪声序列检验的小波分析方法[J].电子技术应用,2005,(10):48-49.

作者简介:
陈国炎,男,硕士研究生,研究方向为电机电器设计与测试技术。
卓 蕾,女,副教授,研究方向为电机电器设计与测试技术。
收稿日期:2006-10-10
(杨长江 编发)

电测与仪表[®]

《电测与仪表》是国内唯一全面涵盖电、磁测量行业技术、方法、产品及相关元器件应用的专业杂志,倍受业内人士的关注与厚爱。

欢迎新老读者到当地邮局订阅 2007 年《电测与仪表》,如有漏订可直接与杂志社联系补订。本刊邮发代号:14-43。

地址:哈尔滨市哈平路 128 号 邮编:150081 联系人:于寒冰 电话:0451-86611021

- 47 -