

谐波分析神经网络的开关电容实现

王俊^{昆鸟} 高金峰 宁彦卿
(郑州工业大学计算机与自动化系)

摘 要 就一种实现实时频率跟踪与傅立叶分析的神经网络提出了改进的开关电容网络实现方案。改进后的网络结构明显简化,仍能实现所要求的功能。

关键词 谐波分析;神经网络;开关电容网络

中图分类号 TN710.2

0 引言

文献[1]指出,在采样频率和信号频率的整数倍相差很小的情况下,离散傅里叶分析将发生频率泄漏效应,其泄漏到直流的成分与信号的幅度、采样频率的相对误差及信号的初相有关。当信号的幅度一定、初相为零时,频率泄漏到直流的成分与采样频率的相对误差成正比关系,即:

$$dc \approx \frac{A}{2Tf_0} * 2 \left[\frac{f_0}{f} \right] = \frac{A}{f_0} (fre - 1) \quad (1)$$

式中: f_0 为信号基波频率, dc 为泄漏到直流的频率成分, f 为采样周期的倒数, $fre=f_0/f$ 为衡量采样周期与信号周期相对差值的量。

文献[1]还提出了一种可以自动跟踪电力系统频率变化并分析其谐波成分的一种神经网络方案。它采用了文献[2]的 DFT 神经网络。在电力系统中,基波分量在电网波形中总是占主要成分。因此,电网频率和采样频率的差异完全可以由离散傅里叶分析中泄漏的直流的量来衡量,即可以通过泄漏到直流的频谱值来调整系统的采样时钟频率,达到同步采样,从根本上消除频率泄漏效应。为了使频率调整的控制简单,频率调整的时间选在频谱分析网络的基波正交分量为零的时候,这样就可以利用频谱泄漏与同相分量幅度的线性关系,按梯度准则调整采样频率,即

$$f'(k+1) = f'(k) + \frac{\pi(0)}{2X_R(1)} f_0 \quad (2)$$

并就此方案进行了理论分析。本文结合神经网络的开关电容实现提出了一种结构比较简单的实现方案。

1 离散傅里叶变换傅立叶分析网络的开关电容实现

离散傅立叶变换的公式

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \tag{3}$$

若将该公式写成实部和虚部分开的形式,它将成为:

$$\begin{aligned} X_R(f_k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left[\frac{2\pi kn}{N}\right] \\ X_I(f_k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left[\frac{2\pi kn}{N}\right] \end{aligned} \tag{4}$$

可以看出:离散傅里叶变换实际上是一个对输入信号序列的线性变换,可以很简单地利用线性求和的神经元构成神经网络来计算离散傅里叶变换。它的结构示意图如图 1 所示。

开关电容网络是由电容、开关和运算放大器构成的一种电路,是模拟采样—数据处理系统。它是把信号在某一时刻的值,通过周期开关的开断、闭合和电容器保持电荷的机能,将信号进行存储和处理的一种装置^[3]。下面是文献【4】提出的实现线性神经网络的方法。

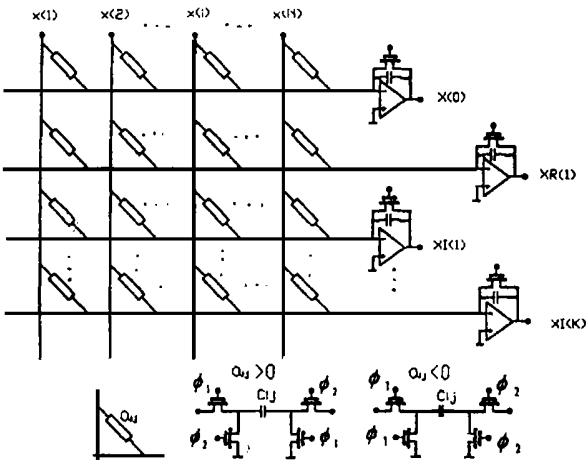


图 1 实现离散傅里叶变换的神经网络示意图

2 开关电容网络结构的简化

按文献【4】中提出的实现方法,由于 $\sin\left[\frac{2\pi kn}{N}\right]; \cos\left[\frac{2\pi kn}{N}\right]$ 有正有负,即神经网络的联接权重有正有负,而对于正负权重,开关电容网络的结构是不一样的,所以上面的实现方案比较复杂,在具体实现时联结太多。

进行如下改进可以使联结大大简化,便于集成制造。考察图 2 的开关电容求和网络,当权重都为正或都为负时,可以简化为图 3。如果采样环节的每一个采样都有两个由如图 4 所示的采样电路串联构成,两个一组表示一个采样点的值和反相的值,再按网络的权重的正负与其分别连接。这样网络的联结权重都为同一符号,实现时的联结复杂程度大大下降。这样的实现方案如图 5。

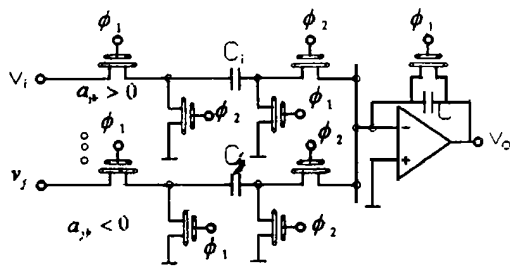


图 2 开关电容实现的正、负权重的实现

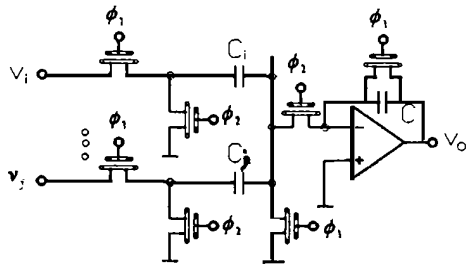


图 3 正权重的开关电容实现

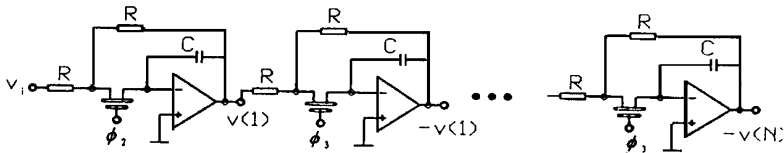


图 4 实现中所用的采样环节

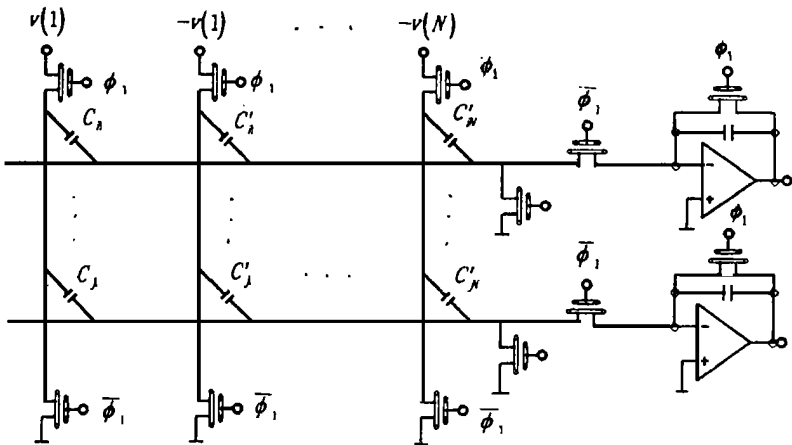


图 5 开关电容网络实现的正权重离散傅里叶分析网络

在图中

$$C_{Rkn} = \begin{cases} C \cos \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] & \cos \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] > 0 \\ 0 & \cos \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] \leq 0 \end{cases}$$
$$C_{Jkn} = \begin{cases} C \sin \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] & \sin \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] > 0 \\ 0 & \sin \left[\frac{2\pi kn}{N} \right] \geq 0 \end{cases}$$

上式中

$$n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad k = 0, 1, \dots, K - 1$$

3 驱动时钟的设计

对网络驱动时钟进行设计的目的是为了实现文献【1】的频率跟踪算法、即实现同步采样,从而从根本上消除频率泄漏效应。

网络的驱动时钟设计可以实现网络的驱动时序如式(2)频率调整的功能,具体要求如下:

- 3.1 脉冲宽度必须大于 MOS 开关闭合电阻与电容时间常数的四至五倍,以保证开关电容网络运算所需的时间。
- 3.2 采样环节的两相时钟(即图 4 中的 ϕ_3 和 ϕ_4) 及电容矩阵的采样时钟(即图五中的 ϕ_1) 必须相互避开,保证信号采样的准确性。
- 3.3 驱动时钟的频率应是可以改变的,以满足同步采样的要求。
- 3.4 网络的驱动时钟系统中应含有频率调整的逻辑控制功能。
- 3.5 采样过程中不可能保证在某一采样点基波正交分量刚好为零,只能采用基波的正交分量与同相分量绝对值的比值小于某一特定值时调整驱动时钟的频率。为了使网络控制简单,频率的调整只选择在基波的同相分量为正、正交分量绝对值小于同相分量的 $\sin(\pi/N)$ 。
- 3.6 在改变采样频率后,网络必须等待 N 个采样点以后才能继续进行频率调整。否则,由于采样序列中前后采样频率不同,离散傅里叶计算有误差。

最终的网络驱动时钟及产生电路如图 6。

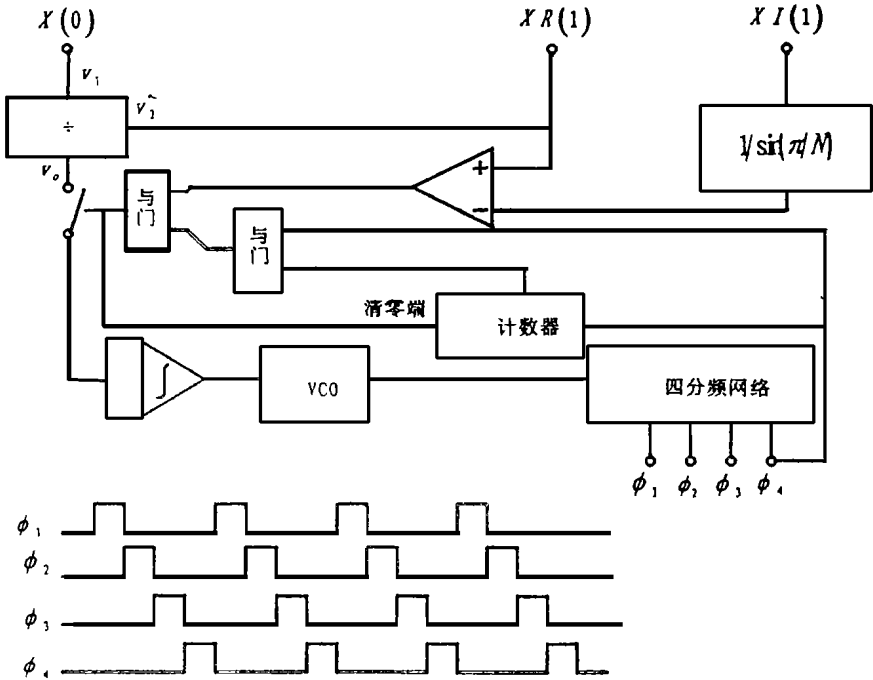


图 6 网络驱动时钟的示意图及产生电路

它内部各部件的特性为:
比较器;

$$V_o = \begin{cases} 1 & V_+ \geq V_- \\ 0 & V_+ < V_- \end{cases} \tag{5}$$

积分器；

$$V_o = \mu \int_0^t V_i(t) dt \tag{6}$$

压控振荡器；

$$f_o = f_o + \lambda V \tag{7}$$

除法器；

$$V_o = \frac{V_1}{V_2} \tag{8}$$

在电力系统分析中,工频为 f_0 ,要做 K 次以下谐波的分析。则根据采样定理,采样频率应不小于 $2Kf_0$ 。从图 6 中可以看出,压控振荡器的输出频率是采样频率的 4 倍,所以在没有频率偏移的情况下 $f_o' = 8Kf_0$ 。在频率调整中,压控振荡器的输出频率 f_o' 为

$$f_o'(K + 1) = f_o' + \lambda \mu \int_0^t V_i(t) dt = f_o'(K) + \lambda \mu \frac{X(0)}{X_R(1)} dt \tag{9}$$

因为 dt 是 \varnothing_4 的脉冲宽度,有

$$dt = \frac{1}{f_o'(K)} \tag{10}$$

所以

$$f_o'(K + 1) = f_o'(K) + \frac{\lambda \mu X(0)}{f_o'(K) X_R(1)} \tag{11}$$

对于信号基频 $f_o'(K)$ 的估计为

$$f_o(K + 1) = f_o(K) + \frac{\lambda \mu X(0)}{8K f_o(K) X_R(1)} \tag{12}$$

考虑由于在电力系统中,频率变化量相当小,在上式及式(2)中作系数的 $f_o(K)$ 可以用 f_0 代替。这样使网络内的运算简单。对比上式及式(2),得

$$\frac{\lambda \mu}{8K f_0} = \frac{\eta_0}{2} \tag{13}$$

最终的信号基波频率估计的调整方案为

$$f_o(K + 1) = f_o(K) + \frac{8K \eta_0^2 X(0)}{2f_0^2(K) X_R(1)} \tag{14}$$

4 网络组成

以上介绍的方案是以信号中不含直流分量为前提的,因此,在信号由网络处理前必须将其中的直流分量滤除。这个功能由图 7 所示的电路实现。

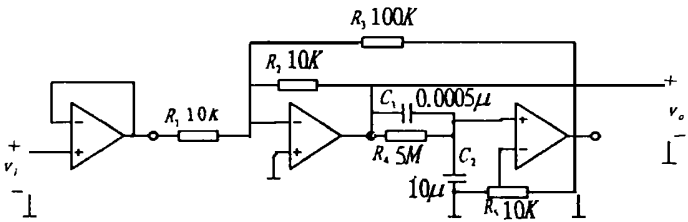


图 7 直流陷波电路

适当调整电位器,可以使网络的传递函数规一化为

$$H(j\omega) = \frac{1}{2001} \frac{50.025\omega}{1 + 0.025\omega}$$

(15)

最后得到网络的总体结构如图 8。

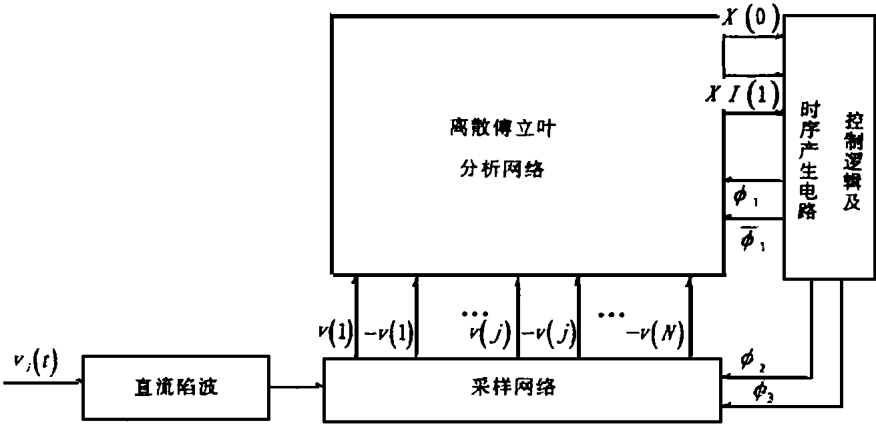


图 8 网络最终构成

5 结论

与文献【4】、【5】提出的结论相比,本文介绍的开关电容网络实现的谐波分析神经网络结构上明显简化。在功能方面,本文介绍的方案有所改善。但是,由于电容的并联等因素引起的时间常数增大降低了系统适用的最高频率。这方面的影响有待实验研究。

参 考 文 献

1 宁彦卿,高金峰,王俊昆.神经网络在谐波分析中的应用.暨南大学学报.1996.8;128—132.
2 Andraw D·Culhane,Martin C·Peckerar,C·R·K·Marrian·A Neural Net Approach to Discrete Hartley and Fourier Transforms;Iee Trans·Circuit Syst·,Vol·CAS—36.695—703.1989
3 张贻升.开关电容网络;高等教育出版社,1987
4 焦李成.神经网络应用与实现;西安电子科技大学出版社,1993
5 Martinelli,R·Perfetti·Neural network approach to spectral estimation of harmonic processes·IEE PROCEEDINGS-G·,Vol·140,No·2;95—100,APRIL 1993

DFT Based on Artificial Neural Network
via Switched Capacitor Network

Wang Junkun Gao Jinfeng Ning Yanqing
(Zhengzhou University of Technology)

Abstract This paper provided a new scheme to realize DFT via Switched Capacitor Network (SCN) .In comparison with preceding networks,this schemes was more simple, and more convenient to realize·

Keywords harmonic analysis;neural network;switched capacitor network
(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. <http://www.cnki.net>