

功率因数校正器设计的理论与实践基础

Norman Day

简介

就开关电源设计领域而言,针对各类产品本身效率提升的研究、相关谐波含量标准的完善,功率因数校正器的设计探讨乃至应用端实际产品都已经非常的成熟。但对变频器或家电的马达驱动器而言,由于绿色能源的意识提升,功因校正的概念和要求在最近几年被广泛重视与推广。

文中除了介绍功率因数的基本概念外,重点在以斜率补偿的原理推导为出发,探讨其对在达到高功率因数的影响,希望以较贴近工程的角度来切入,能对想要了解功因校正的初学者甚至已有经验的设计者会有一些帮助,若有谬误之处也期望先进不吝指正。

功率因数的基本概念:

什么是功率因数?大部份的人会回答是电流落后或超前电压的相角,再套入余弦函数所求得的数值。事实上这样的回答并不准确,因为一旦系统中有主动或非线性元件,这个数值就只是功率因数的一部份,而不是所谓的功率因数。较精确的说法应回到功率因数的基本定义,即实际功率和视在功率的比值,如数学式(1)所示:

$$PF = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{I_{rms} \cdot V_{rms}} \quad (1)$$

图(一)是一个典型的弦波电压经过整流后的电流和电压的相对波形,输入电流的波形不会像馈入线性负载网络后只有相角的偏移,还带有严重失真。原因是当桥式整流的输出端电压高过输入电压时,二极管的状态为逆偏,因此没有电流会通过二极管流入负载侧。



对一个像这样畸变的电流波形作傅利叶级数的展开,可以预见会是一个基频的正弦项带一堆以基频为倍数的正弦项次的基本型式,这样的级数代入式(1)的数学式后,从积化和差的公式可知高次的正弦或余弦次和基频做积分的结果会为零

如将式(1)进一步做推导,可得式(2)和式(3),可更清楚的看出影响功率因数的原因除了主频电流和电压的相角关系外,电流失真程度的大小也是一个非常重要的因子。

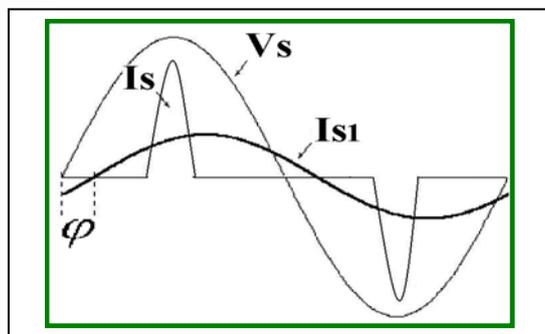
$$PF = \frac{P(\text{Real Power})}{S(\text{Apparent Power})} = \frac{I_{s1} \times \cos \varphi}{I_s} (\cos \theta) \leq 1 \quad (2)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD\%^2}} \cos \varphi (\cos \theta) \quad (3)$$

所以从数学式计算结果来看,其实可以推出一些基本的物理含义。

- (1) 一个电流的失真程度愈高,其傅利叶级数展开的高频项次的常数项便愈大,主频的常数项愈小,亦即分母项所得的积分值愈小,因分子相同,故PF愈小。
- (2) 从功率的角度来看,这些与电压频率不同的电流馈入系统,所贡献的实际功率为零,所以电流的失真程度愈高,所贡献的实际功率愈小,从功率因数的方面来看,即所谓的功因愈小。

从推导结果来看要得到一个高功率因数的结果,除了主频电流要和电压的相角差愈小愈好外,电流波形也要愈接近正弦愈好。



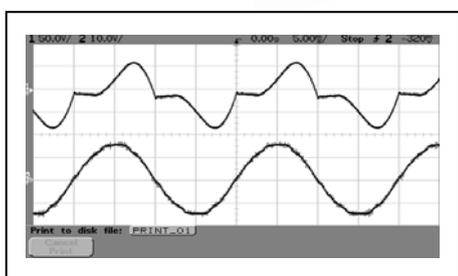
图(一) 馈入整流器的电压V. S. 电流波形



如何改善功率因数:

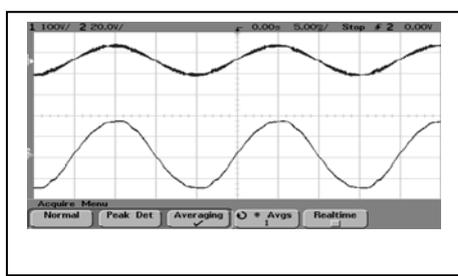
为改善传统只利用全波整流来达到将交流电压转成直流电压所造成的电流失真,便需须要透过电流整形(current shaping)的电路来达成。目前比较常被引用来作为改善电流波形进而改善功率因数的方式有三种。

第一种为最简单也是最容易被理解的方式,即在输入端加入电感的被动式滤波,经过改善后的效果如图(二)所示。第二种方式是在开关电源供应器最常用的主动式滤波器(APFC),透过开关的切换将原本失真的电流波形,整型成接近弦波的电流波形,经过改善后效果如图(三)所示。第三种方式是延用主动式滤波器的架构,但为了降低功率开关损失所衍生的部份主动式滤波器(PPFC),经过改善后如图(四)所示。三种功因校正的方式各有优缺点,篇幅所限,无法对这三种功因改善方式的性能指标和设计成本逐一做细致的探究,仅针对第二种主动功因校正正在控制上的补偿做一些侧重描述。



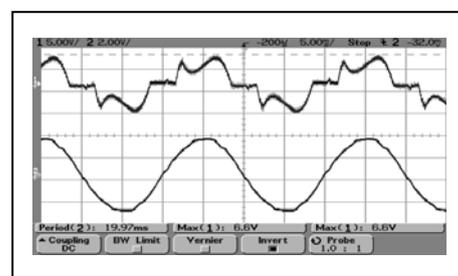
图(二)

(上: 电流, 下: 电压)



图(三)

(上: 电流, 下: 电压)



图(四)

(上: 电流, 下: 电压)

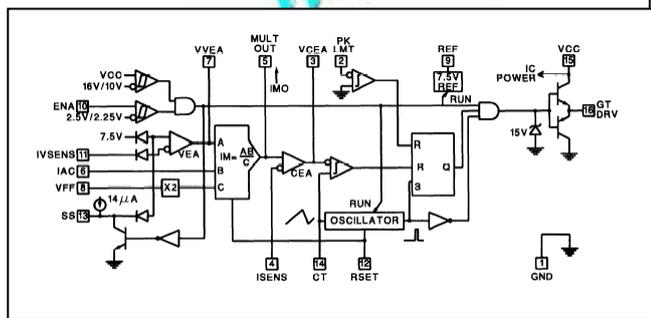
主动式功率因数校正器的实现:

市面上目前应用最广也最成熟的主动式功因校正线路,当属利用Unitrode所推出的流控型IC型号UC3854N,架构图如图(五)所示。搭配升压式转换器(Boost converter)所组成的电路,如图(六)所示。对于如何利用输入电压结合输出电压透过乘法器来设计电流命令,内外回路

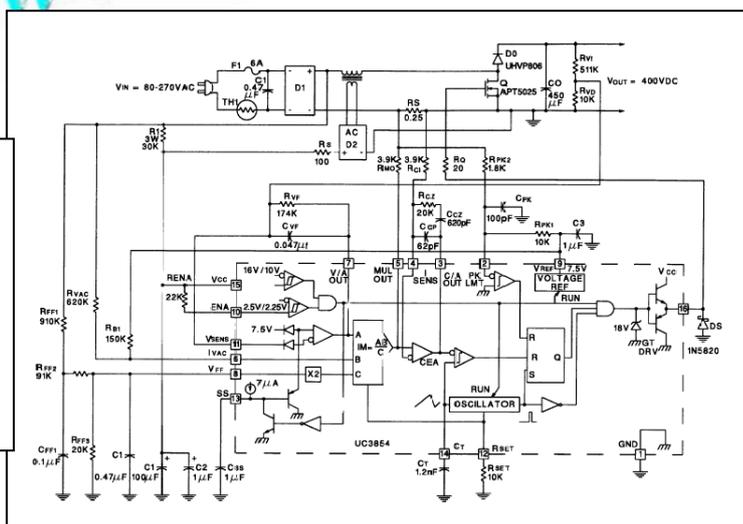


频宽的设计,除了在 Unitrode 的 application 已有详尽介绍外,也限于篇幅,故笔者仅就一般不常谈论的斜率补偿设计做介绍。

一般熟悉开关电源转换器的设计者在利用电流控制IC例如UC3843或UC3854时,都知道在责任周期(duty cycle) 大于50 %会有次谐波共振的问题产生,所以必需加入斜率补偿作为防范。但对于发生的机制和如何补偿才能达到比较好的效果,并不一定真正明白。以下笔者会透过一个简单的数学推导来说明,从数学推导的结果便可很清楚的说明为何责任周期(duty cycle) 大于50 %会有次谐波共振的问题产生,及斜率补偿设计的主要概念。



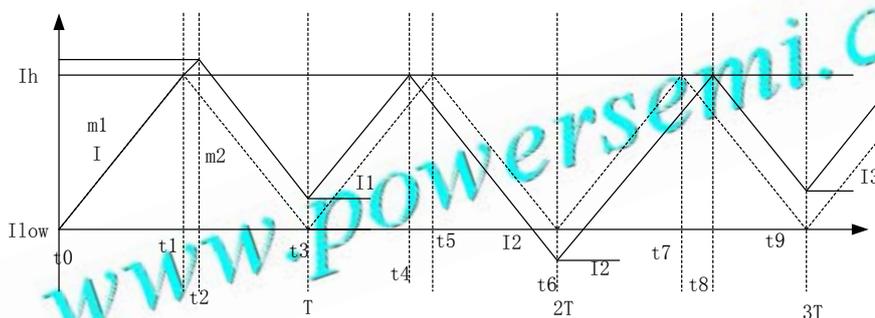
图(五) UC3854-N 架构图



图(六) 主动式功因校正器完整线路

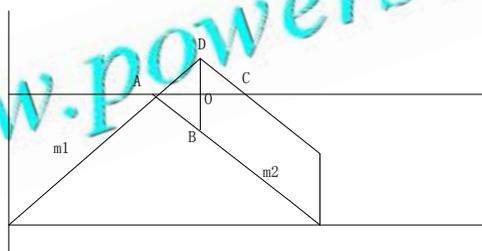
次谐波共振的概念:

图(六)为一个原本在周期 t_0 前转换器工作在稳定的状态的电感电流波形,而在 t_0 时因输入电压的突变或输出的负载有发生扰动,而在 t_2 时产生 ΔI 的误差。



图(六)

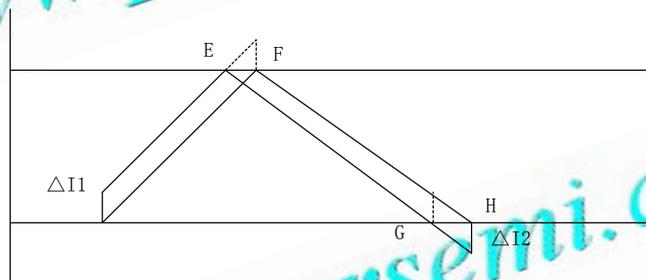
m_1 为转换器中电感电流上升的斜率, m_2 为转换器中电感电流下降的斜率, 在第一个周期末的误差如图(七)所示:



图(七)

$DO = \Delta I$, $DB = \Delta I_1$ 的利用相似三角型的概念可知 DOC 相似于三角型 AOB 所以 $OC/AO = DO/OB$, $OB = \Delta I_1 - \Delta I$, $AO = \Delta I/m_1$, $OC = \Delta I/m_2$, 相互代入可得 $\Delta I_1 = \Delta I + \Delta I * m_2/m_1$

所以第二个周期末的误差会便成如图(七)所示:



图(八)

因为 $EF = GH$, 而 $EF = \Delta I_1/m_1$, $GH = \Delta I_2/m_2$, 从而得 $\Delta I_1 * m_2/m_1 = \Delta I_2$, 即: $\Delta I_2 = (\Delta I + \Delta I * m_2/m_1) * m_2/m_1$



同理可以推出第三个周期末的误差 $\Delta I_3 = \Delta I_2 * m_2 / m_1$

经过 n 个周期后的误差可表现为式:

$$\Delta I_n = [\Delta I + \Delta I * (m_2 / m_1)] * (m_2 / m_1)^{n-1}, \quad n=1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots \dots \dots$$

由公式 $\Delta I_n = [\Delta I + \Delta I * (m_2 / m_1)] * (m_2 / m_1)^{n-1}$, $n=1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots \dots \dots$ 。可看出, 当 $m_1 > m_2$ 时, 随着周期的增加, $(m_2 / m_1)^{n-1}$ 项会发散; 而当 $m_1 < m_2$ 时, $(m_2 / m_1)^{n-1}$ 项会收敛为 0。所以透过上述的推导, 引出基本的物理含义如下:

1. 当占空比 $D=50\%$ 时, 表示 $m_1 = m_2$, 因为此时为等腰三角形; 所以在 $D > 50\%$ 时, 表示上升斜率小于下降斜率, 即 $m_1 < m_2$ 。所以当转换器工作于连续模式且切换周期的占空比大于 50% , 随着周期的增加, 设计者便须预设斜率补偿, 来抑制系统产生振荡。

2. 同理如 $m_1 > m_2$, 表示系统工作在 $D < 50\%$ 的模式, 此时扰动会自然被衰减 (damping), 故无须额外机制加以抑制。这也是为什么一般设计驰回式转换器 (flyback converter) 的设计者通常会以最大责任周期 45% 来作为设计准则。

3. 如转换器工作于非连续模式 (discontinue mode), 则 ΔI 为 0, 故纵使 $D > 50\%$ 亦不会有次谐波振荡的问题 (因 0 乘上任何数还是 0)。因此将驰回式或升压式转换器设计于非连续模式也可避免右半平面零点的问题, 所以如果功率元件的承受力允许, 非连续模式的设计也是个不错的选择。

斜率补偿设计的基本概念:

在切换式转换器的设计中, 如果使用于直流对直流的转换, 那么我们可以透过最大责任周期的限制来避免次谐波振荡的问题。但是在主动功率因数校正转换器上, 因为输入电压为弦波, 所以责任周期势必会超过 50% 。换句话说斜率补偿变成一个必需的设计。

在由上述的推导式中, 我们可以很清楚的知道如果能透过一些方法来改变原本会做发散的数学项次变成收敛。因此所谓的斜率补偿设计的基本概念, 便是在可能会导致发散的条件下, 对分子和分母同时加入一



个斜率来让 $(m2/m1)^{n-1}$ 这个项次的值从大于 1, 变成小于 1。

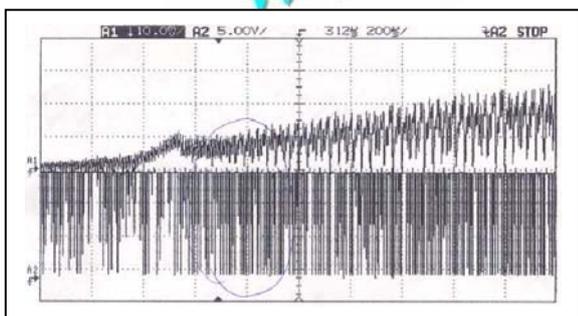
斜率补偿设计好坏的差异:

斜率补偿虽可改善次谐波振荡的问题, 但容易限制系统频宽的响应, 设计斜率补偿时, 需要特别注意系统的响应是否能在可接受范围。

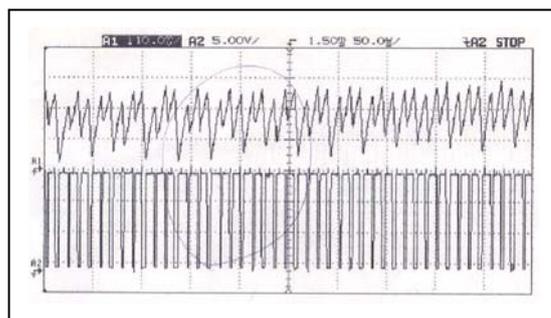
对于降压式转换器 (Buck converter) 而言, 因为 $V_o = D \cdot V_{in}$ 。所以 $m1 = (V_{in} - V_o) / L$, $m2 = V_o / L$ 。 $m2 / (m1 + \Delta m) \leq 1$ 。可推出加入的斜率补偿为 $\Delta m \geq (2DV_{in} - V_{in}) / L$ 。

同理对于升压式转换器 (Boost converter) 而言, $V_o = V_{in} / (1-D)$ 。 $m1 = V_{in} / L$, $m2 = (V_o - V_{in}) / L$ 。 $m2 / (m1 + \Delta m) \leq 1$ 。可推出加入的斜率补偿为 $\Delta m \geq V_{in} (2D-1) / (1-D) L$ 。这两个结论可作为实际的系统上设计斜率补偿的依据。

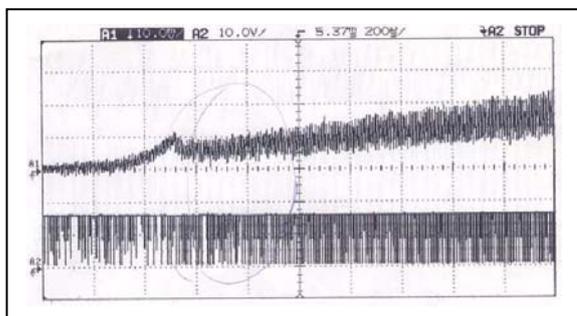
将图(六)的系统以实体线路实现后, 对补偿器进行调整, 图(九)是一个补偿不佳的电流波形, 右边图(十)是将示波器的刻度放大的结果。可以看出, 此系统看似稳定其实处于振荡的情况, 功率因数只能达到 0.997。图(十一)是一个经正确补偿后的电流波形, 右边图(十二)是将示波器的刻度放大的结果, 系统振荡现象已经消除, 功率因数达 0.999。



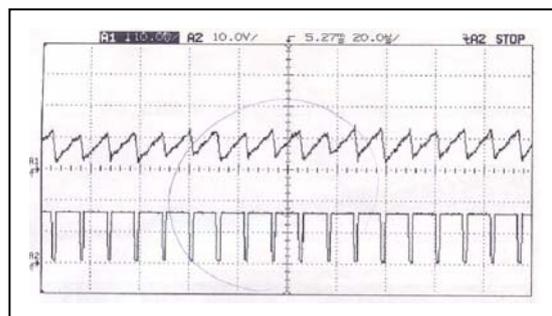
图(九) (上: 电流, 下: 电压)



图(十) (上: 电流, 下: 电压)



图(十一) (上: 电流, 下: 电压)



图(十二) (上: 电流, 下: 电压)

结论:

本文利用工程的观点来说明数学式推导的结果,从影响功因的成因和如何校正提供一个比较容易理解的平台,以斜率补偿的原理推导为出发点,说明为一般已大概掌握设计的工程师所熟知的结论,并在实际系统上验证设计优劣达到高功因的影响。希望能对想要了解功因校正的初学者甚至已有经验的设计者会有一些帮助,若有谬误之处也期望先进不吝指正。

参考文献:

- 1.Mohan,Power electronics design, application
- 2.L. H. Dixon, "Average Current Mode Control of switching power Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM 1990.
- 3.孙承波, 年度家用空调直流变频控制技术交流会, 2005 年
- 4.戴志展, "应用于高效率磁浮系统之新型切换式功率放大器", 清华大学电机工程研究所硕士论文, 1995 年 6 月
- 5.S.B.Dewan, "Optimum output and input filter for a single-phase rectifier power supply," IEEE Trans.Industrial Appl., Vol,IA-17, no3,pp282-288 may/Jun 1981
- 6.PHILIP.C.TODD, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Unitrode Power Supply Design Hand Book 1999.