



Return on technology
and connect it to your world.

2004年8月
版本2

安森美半导体
ON Semiconductor®



功率因数校正 (PFC) 手册



功率因数校正（PFC）手册

选择正确的功率因数控制器解决方案

HBD853/D
版本 2，2004 年 8 月

若需要关于功率因数校正的其他信息，请致电 800-282-9855 或访问网站 www.onsemi.com/tech-support 与技术信息中心联系。



序言

针对全球高能效标准的电源设计

电源设计一直是一个极富挑战性的工作。随着许多传统的难题得以解决，一些有关电源效率的规范和要求的标准将再次展现新的挑战。

规范标准的第一个阶段其实已经开始，针对降低待机能耗（低负载状态）方面。下一个阶段的任务将更艰巨，就是提高工作状态下电源的效率。在美国国家环保局“能源之星” (Energy Star) 计划以及中国中标认证中心 (CECP) 的推动下，世界各地正在公布有关电源工作效率的新能效标准。

这些更有挑战性的标准将需要电源厂商及其供应商（包括半导体供应商）共同努力，提供能符合这些新要求的解决方案。

在这些趋势中，IEC 1000-3-2 对功率因数校正 (PFC) 或降低谐波电流的强制标准要求，是近年来电源结构方面最大的变化。随着所有设备的功率不断增大，及降低谐波电流的标准也不断普及，越来越多的电源设计已经采用 PFC。设计人员因此面临这样一个难题，既要在产品中采用合适的 PFC 电路，也要满足降低待机能耗、提高工作效率和 EMI 限制等高效指标。

安森美半导体 (ON Semiconductor) 一直致力于按特定的电源要求提供最理想的解决方案，包括为客户提供拓扑结构和元件选择方面的设计参考。本手册尝试着在满足系统总指标的前提下对各种 PFC 方案进行全面的比较。随着新技术和新元件的推出，人们可能会放弃一种方案去选择另外一种方案，但是本手册介绍的方法仍将是适用的，不会过时，可协助电源设计人员针对其特定的应用产品获得最佳的 PFC 电路选择。

安森美半导体衷心地希望这本手册能帮助您设计出高效、经济的 PFC 电路。如需查看这方面的最新资讯，敬请访问我们的网站：www.onsemi.com.cn。

目录

前言	4
第一章 功率因数校正方法概述	5
引言	5
定义	5
功率因数转换器的类型	6
无源控制器	7
临界导电模式控制器	8
连续导电模式控制器	10
平均电流模式控制器	11
第二章 比较有源PFC方法的方法学	18
方法的选择	18
测试方法学	19
比较准则	20
第三章 临界导电模式(CRM) PFC和直流-直流段	21
功率因数转换器模式, 传统升压法和跟随升压法的比较	21
150W临界导电模式PFC设计实例	22
结果	24
传统升压法和跟随升压法各自的优缺点	24
120W直流-直流设计实例	26
第四章 连续导电模式(CCM) PFC	28
150 W连续导电模式PFC设计实例	28
结果	32
120W单段PFC反激设计实例	33
结果	38
第五章 四种方法的详细分析和结果	39
预调节器段分析	39
全功率段的分析结果	41
趋势图	42
第六章 EMI考虑事项	44
背景	44
EMI测量结果	44
对CRM转换器的更改	47
对CCM转换器的更改	48
参考文献	49
附录	50
补充文档	
AND8016 使用Greenline™小型功率因数控制器MC33260设计功率因数校正电路	57
AND8106 100瓦通用输入PFC转换器	67
AND8123 在临界导电模式下运行的功率因数校正段	73
AND8124 90瓦通用输入单段PFC转换器	91
AND8147 一种获得适用于分布式系统的单段PFC和步降转换的创新方法	100

前言

功率因数校正解决方案的选择范围包括无源电路到各种有源电路。因应用的功率水平和其他参数的不同，解决方案也会有所不同。近年来分立半导体元件的发展和更低价格的控制IC的上市，进一步拓宽了有源PFC解决方案的适用范围。在评估PFC解决方案时，重要的是要把整个系统的实施成本和性能结合起来进行综合评估。

本手册对120 W (12 V, 10 A)应用中的一些不同的PFC方法进行了评估。通过提供分步骤的设计指南和系统级比较，希望能帮助功率电子设备设计师为它们的应用选择正确的方法。

第一章提供PFC电路的综合概述和常用PFC电路的工作细节及设计考虑。

第二章说明对给定应用（12 V, 10A输出）的不同有源PFC电路进行比较的方法。也介绍了建议的方法。

第三章包括两种不同的临界导电模式拓扑（恒定输出和跟随升压版本）的设计指南、讨论和显著的效果。

第四章包括两种不同的临界导电模式拓扑（传统的CCM升压和CCM隔离反激）的设计指南、讨论和显著的效果。

第五章提供从相同应用的四种不同实现方法中得到的结果的详细分析。提供了按给定准则对各拓扑结构进行比较分析和排名。还包括根据以上章节描述的结果给设计师提供的指南。

第六章为以上章节中提出的拓扑提供了为满足 FCC 关于线路传导性 EMI 限制要求的建议。

第一章

功率因数校正方法概述

摘要

功率因数校正电路对离线电源的输入电流波形进行整形,以使从电源吸取的有功功率最大化。在理想情况下,电器应该表现为一个纯电阻的负载,此时电器吸收的反射功率为零。在这种情况下,本质上不存在输入电流谐波。电流是输入电压(通常是一个正弦波)的完美复制品,而且与其同相。在这种情况下,对于进行所需工作所要求的有功功率而言,从电网电源吸收的电流最小,而且还减小了与配电发电以及相关过程中的基本设备有关的损耗和成本。由于没有谐波,也减小了与使用相同电源供电的其他器件之间的干扰。

当今众多电源采用PFC的另一个原因,是为了符合规范要求。现在,欧洲的电气设备必须符合欧洲规范EN61000-3-2。这一要求适用于大多数输入功率为75 W或以上的电器,而且它规定了包括高达39次谐波在内的工频谐波的最大幅度。虽然美国还没有提出此类要求,但是希望在全球销售产品的电源制造商正在设计符合这一要求的产品。

定义

功率因数校正可简单地定义为有功功率与视在功率之比,即:

$$PF = \frac{\text{有功功率}}{\text{视在功率}}$$

其中有功功率是一个周期内电流和电压瞬时值乘积的平均值,而视在功率是电流的rms值与电压的rms值的乘积。如果电流和电压是正弦波而且同相,则功率因数是1.0。如果两者是正弦波但是不同相,则功率因数是相位角的余弦。在电工基础课程中,功率因数往往就是如此定义,但是它仅适用于特定情况,即电流和电压都是纯正弦波。这种情况发生在负载由电阻、电容和电感元件组成,而且均为线性(不随电流和电压变化)的条件下。

因为输入电路的原因,开关模式电源对于电网电源表现为非线性阻抗。输入电路通常由半波或全波整流器及其后面的储

能电容器组成,该电容器能够将电压维持在接近于输入正弦波峰值电压值处,直至下一个峰值到来时对电容再进行充电。在这种情况下,只在输入波形的各峰值处从输入端吸收电流,而且电流脉冲必须包含足够的能量,以便在下一个峰值到来之前能维持负载电压。这一过程通过在短时间内将大量电荷注入电容,然后由电容器缓慢地向负载放电来实现,之后再重复这一周期。电流脉冲为周期的10%到20%是十分常见的,这意味着脉冲电流应为平均电流的5到10倍。图1描述了这种情况。

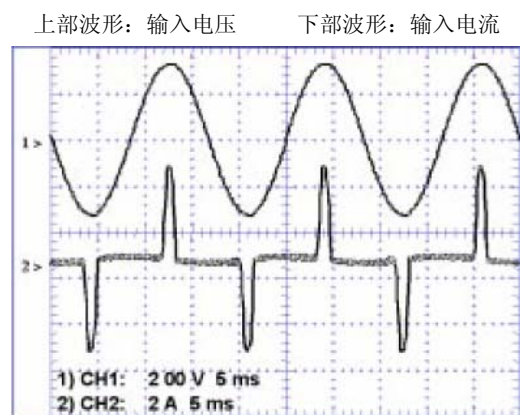


图1. 不带PFC的典型开关模式电源的输入特性

请注意,尽管电流波形有严重失真,电流和电压仍可以完全同相。应用“相位角余弦”的定义会得出电源的功率因数为1.0的错误结论。

图2显示了电流波形的谐波内容。基波(在本例中为60 Hz)以100%的参考幅度显示,而高次谐波的幅度则显示为基波幅度的百分比。注意到几乎没有偶次谐波,这是波形对称的结果。如果波形包含无限窄和无限高的脉冲(数学上称为 δ 函数),则频谱会变平坦,这意味着所有谐波的幅度均相同。顺便说一下,这个电源的功率因数大约为0.6。

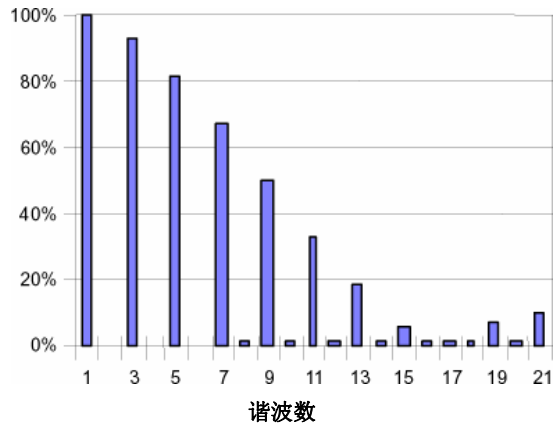


图 2. 图 1 中电流波形的谐波成分

作为参考，图 3 显示了功率因数校正完好的电源输入。它的电流波形和电压波形的形状和相位都极为相似。注意到

它的各输入电流谐波几乎都为零。

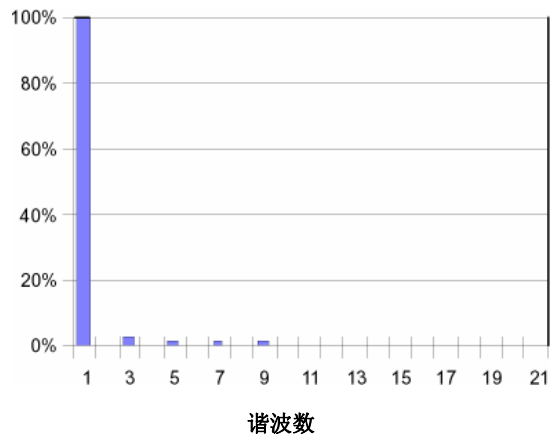
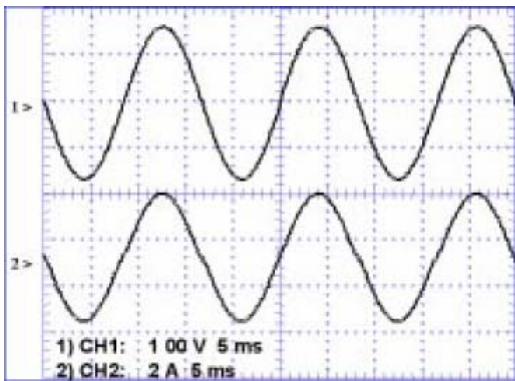


图 3. 带接近完美的 PFC 的电源的输入特性

功率因数校正和谐波削减的关系

从前面的描述可以清楚的看到，高功率因数和低谐波是一致的。但是，它们之间没有直接的关系，总谐波失真和功率因数的关系体现在下列等式。

$$THD(\%) = 100 * \sqrt{\frac{1}{Kd^2} - 1}$$

其中Kd是失真系数，等于：

$$Kd = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}}$$

因此，当输入电流的基波分量和输入电压同相时， $K\theta = 1$ ，且：

$$PF = Kd * K\theta = Kd$$

如前所述，即使是完美的正弦电流，只要它的相位和电压不一致，也会得出欠佳的功率因数。

则

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}}$$

由此得出，10%的THD对应大约等于0.995的功率因数。

显然，无论是从电流的最小化还是减小对其他设备的干扰角度来看，对每个谐波设定限制可以更好地完成控制输入电流“污染”的任务。虽然这个对输入电流进行整形的过程通常被称作功率因数校正，但在国际规范中，通常以谐波含量来衡量整形是否成功。

功率因数校正的类型

图 3 所示的输入特性由“有源”功率因数校正获得，把开关模式升压转换器置于输入整流器和储能电容之间，转换器由比较复杂的 IC 进行控制，它的附加电路能对输入电流进行整形，以匹配输入电压的波形。

这是在当今电源中最常用的 PFC 类型。但并不是唯一的类型。没有规则要求 PFC 必须由有源电路（晶体管、IC 等）构成。任何能够使得谐波低于规范限制的方法都是允许的。结果表明，在与有源电路相同的位置上放置电感也可以达到限制谐波的目的。一个足够大的电感会减小电流的峰值，并且在时间上将电流波形展宽来减少谐波以使之符合规范。这

种方法已经在一些台式个人计算机电源中得到应用，其电感的尺寸（大约为 50mm³）及其重量（铁心和铜绕组）是可以接受的。在功率水平超过典型个人电脑功率(250W)的情况下，由于受到尺寸和重量的限制，很少使用这种无源方法。图 4 显示了三个不同的 250W 计算机电源的输入特性，所有的电流波形具有相同的比例系数。

- 波形：1. 无PFC的输入电流
 2. 带无源PFC的输入电流
 3. 带有源PFC的输入电流
 4. 输入电压

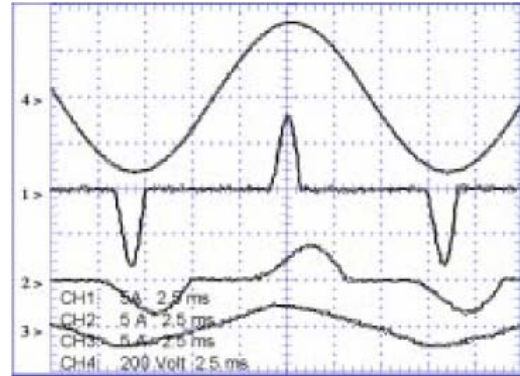


图 4. 带不同 PFC 类型（无、无源和有源）的计算机电源的输入特性

输入线路谐波和EN1000-3-2比较

图 5 显示了三个 250W 计算机电源的输入谐波，以及 EN61000-3-2 所规定的限制水平。这些限制适用于 D 类设备，包括个人电脑、电视机和显示器。谐波幅度和这些设备的输

入功率成正比。对于其他功率低于上述设备的产品而言，限制水平则固定在与 600W 输入相对应的值上。无源 PFC 的性能如本图所示，仅三次谐波（谐波数 3）达到限制水平。

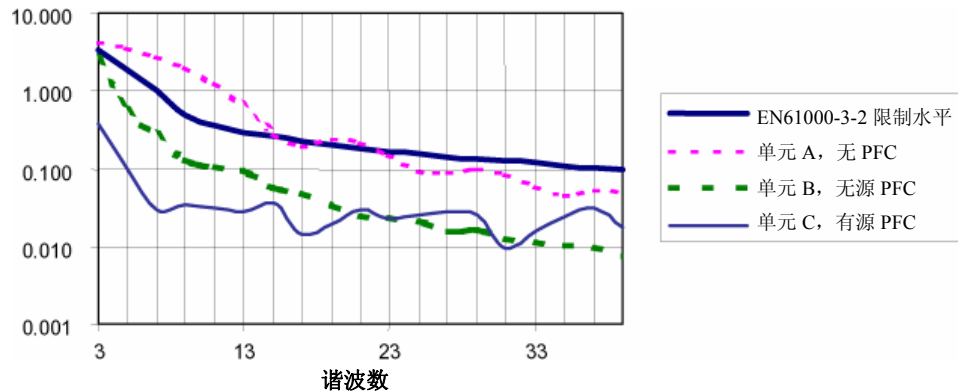


图 5. 三个计算机电源的输入谐波相对于 EN1000-3-2 的限制水平

无源 PFC

图6显示了带无源PFC的计算机电源的输入电路。注意连接到PFC电感中心抽头的线路电压范围开关。在230V位置上（开关断开）电感线圈的两半都使用，整流器为全桥。在

115V 位置只使用左半电感和整流桥的左半部分，电路为半波倍压模式。如为 230Vac 输入的全波整流器，则在整流器的输出端将产生 325Vdc。这个 325Vdc 总线当然是没有稳压的，随着输入线路电压而上下变动。

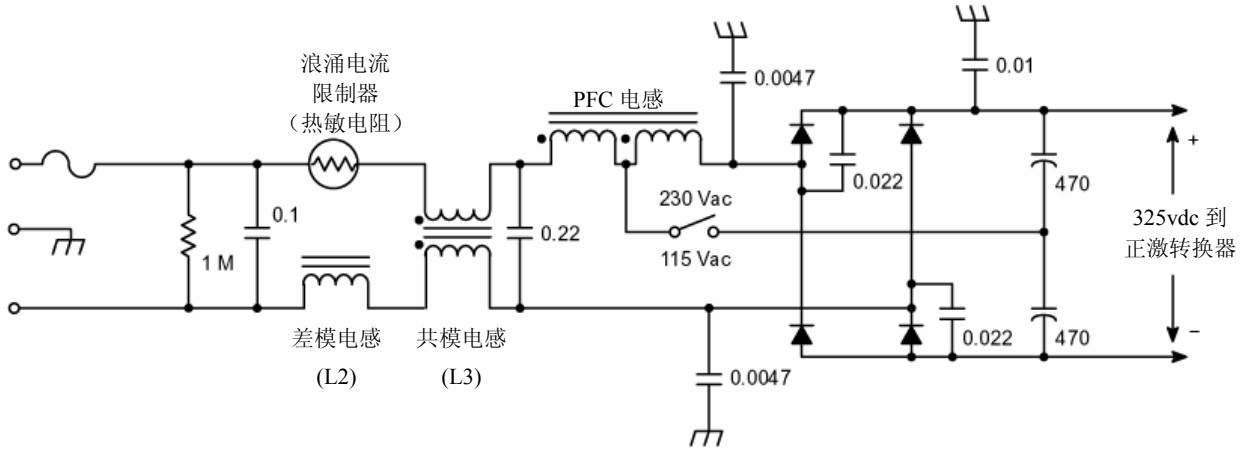


图 6. 250W 计算机电源中的无源 PFC

尽管它的特点是简单，无源PFC电路仍有一些缺点。首先，巨大的电感限制了它在许多应用中的实用性。其次，如上所述，为了能在全球范围内使用，需要一个线路电压范围开关。增加该开关会增大因操作者错误（比如开关位置选择错误）而给电器/系统带来的风险。最后，未稳压的电压轨会提高PFC段后直流-直流转换器的成本，并降低其效率。

临界导电模式(CRM)控制器

临界导电模式或者过渡模式控制器在照明和其他较低功率应用中很常见。这些控制器使用简单，而且价格低廉。图 7 所示为一个典型的应用电路。

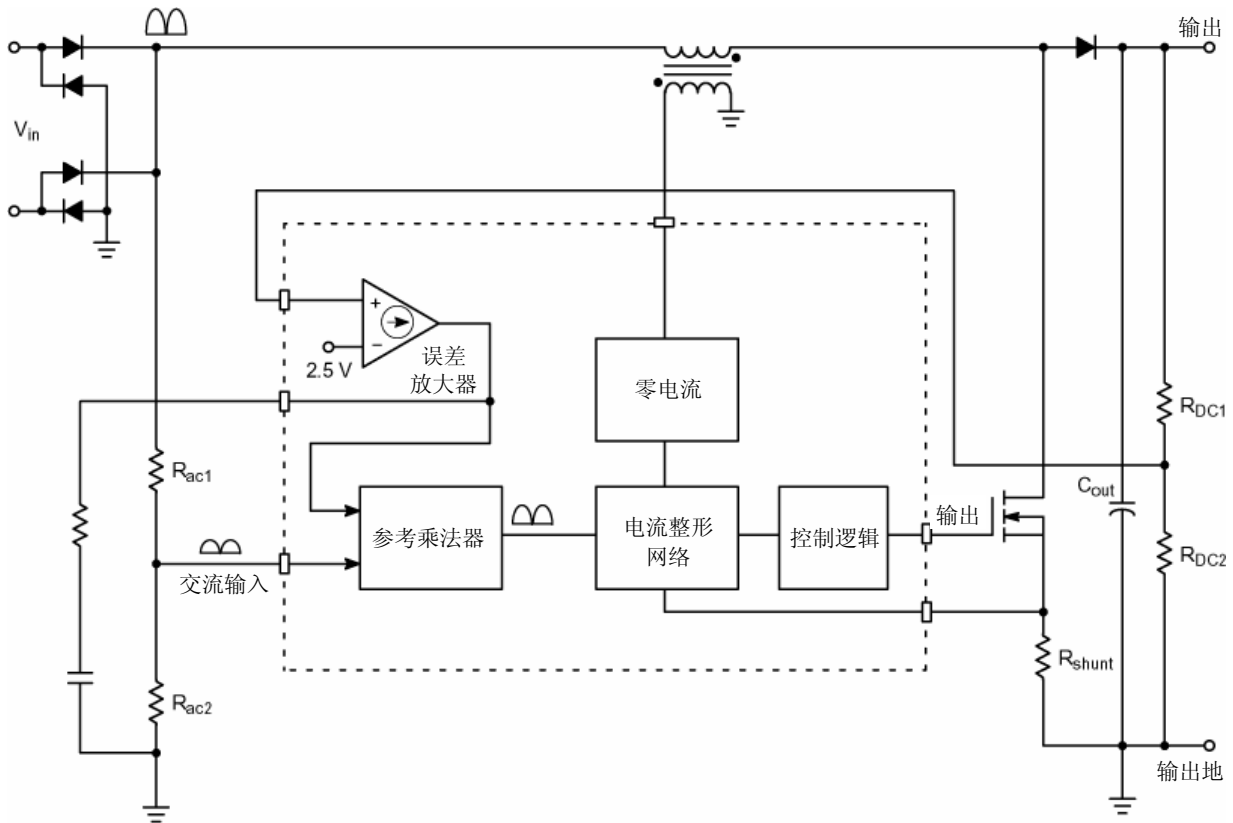


图 7. 临界导电模式转换器的基本原理图

基本的CRM PFC转换器使用一种类似于如上所示的控制方案。具有低频极点的误差放大器向参考乘法器提供一个误差信号。乘法器的另一个输入是经整流的交流输入线路电压的比例版本。乘法器输出是误差放大器的近似直流信号和交流输入端的全波整流正弦波形的乘积。

乘法器输出的信号也是经增益系数变换后的全波整流正弦波（误差信号），而且被用作输入电压的参考。此信号的幅度经调整后保持正确的平均功率，以使输出电压能保持其稳压值。

电流整形网络强制电流跟随乘法器的波形，尽管线路频率电流信号（检测后）是参考幅度的一半。电流整形网络的功能如下：

在图8的波形中， V_{ref} 是乘法器的输出信号。此信号被送到比较器的一个输入端，另一个输入端则连接到电流波形。

当功率开关接通时，电感电流斜升，直到分路上的信号达到 V_{ref} 的电平。在此点上，比较器会改变状态并断开功率开关。断开开关后，电流斜降直到降为零。零电流检测电路测量电感两端的电压，当电流达到零时，它也会降到零。在此点上，开关接通，电流再次斜升。

这种控制方案叫做临界导电，而且就像名称所表示的一样，它可将电感电流保持在连续和不连续导电的边界。这点很重要，因为波形总是已知的，因此，平均和峰值电流之间的关系也是已知的。对于三角波形，平均值就是峰值的一半。这意味着平均电流信号（电感电流 $\times R_{sense}$ ）位于参考电压一半的水平。

这类稳压器的频率随着线路和负载的变化而变化，在高线电压和轻负载时达到最大值，而且在线路周期中频率也会有所变化。

优点：廉价的芯片。便于设计。没有开关导通损耗。升压二极管的选择并非决定性的。

缺点：频率变化。由于存在潜在的EMI问题，需要一个设计精巧的输入滤波器。

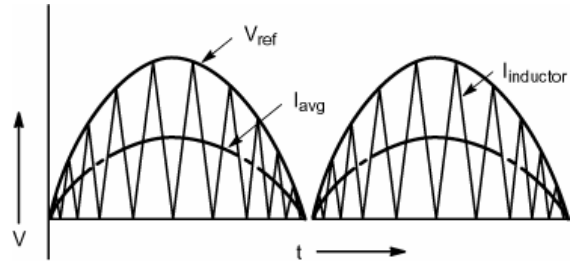


图 8. CRM 波形

不带乘法器的临界导电

安森美半导体的芯片MC33260中使用了一种临界导电模式控制器的新颖方法。此芯片提供同上述控制器相同的输入-输出功能，却无须使用乘法器。

如前面部分所述，CRM 控制器的电流波形从零斜升至参考信号，然后再斜降回零。参考信号是整流输入电压的比例变换，这可以表示为 $k \times V_{in}$ ，其中 k 是经典电路中的交流电压分压器和乘法器的比例常数。有了这个条件，并且在电感斜率和输入电压的关系已知的情况下，便可得出下列公式：

$$I_{pk} = k \cdot V_{in}(t) \quad , \quad \text{且} \quad I_{pk} = \Delta I = \frac{V_{in}(t)}{L} \cdot t_{on}$$

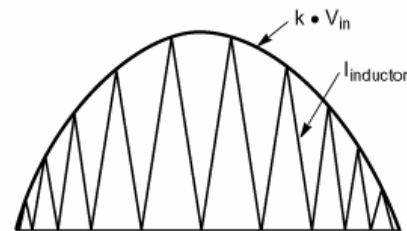


图 9. CRM 电流包络

令两式中的电流峰值相等，便得出：

$$k \cdot V_{in}(t) = \frac{V_{in}(t)}{L} t_{on} \quad \text{因而,} \quad t_{on} = k \cdot L$$

此等式表明对于一个给定的参考信号($k \times V_{in}$)， t_{on} 为一个常量。 T_{off} 会在周期中变化，这是临界导电中的频率变化所引起的。在线路电压和负载条件给定的情况下，导通时间为常数，这一点是这种控制电路的基础。

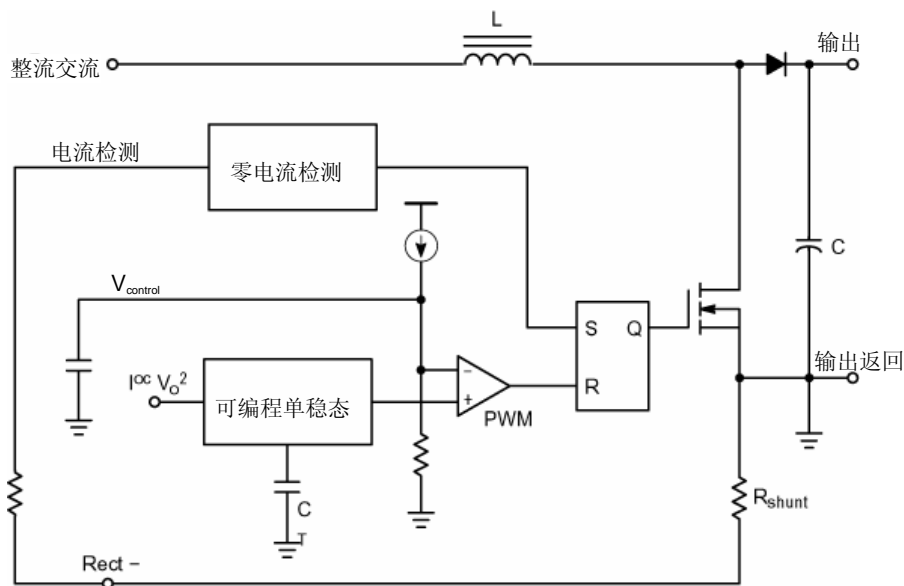


图 10. 不带乘法器的 CRM 控制器简化原理图

在图10所示电路中，可编程单稳态定时器决定了功率开关的导通时间。当导通周期结束时，PWM切换状态并且断开电源开关。零电流检测器将检测电感电流，而且当电流达到零时，开关会再次接通。这会产生稍稍不同的电流波形，但是和经典方案的直流输出相同，且无须使用乘法器。

因为导通时间的给定值仅在给定负载和线路电压的条件下有效，且直流环路的低频误差放大器连接到单稳态电路。误差信号改变了充电电流，并因而改变了控制电路的导通时间，使得可以在一个较宽的负载和线路电压条件范围内保持稳压。

跟随升压

MC33260 包含一些其他特性，包括一个使输出电压跟随输入电压的电路。这叫做跟随升压操作。在跟随升压模式中，输出电压被稳定在一个超过输入电压峰值的固定电平上。在大多数情况下，PFC 转换器的输出端将连接到一个直流-直流转换器。直流-直流转换器一般能够在较宽的输入电压范围内进行稳压，所以不要求输入电压恒定。

跟随升压操作具有所需电感较小和价格便宜的优点，而且功率 MOSFET 的导通损耗较小[2]。这通常用于把将系统成本降至最低作为主要目标的系统中。

优点：廉价的芯片。便于设计。没有导通切换损耗。可以工作在跟随升压模式下。电感更小、更廉价。

缺点：频率变化。由于存在潜在的 EMI 问题，需要一个设计精巧的输入滤波器。



图 11. 跟随升压

连续导电模式(CCM)控制

连续导电模式控制在各种应用中被广泛使用，因为它具有几个优点。峰值电流应力低，从而使得开关和其他元件损耗较小。而且，输入纹波电流低且频率恒定，这使得滤波任务变得简单易行。CCM 工作的下列属性需作进一步考虑。

V_{rms}²控制

和市场上大多数 PFC 控制器的情况一样，一个基本的因素是，参考信号为整流输入电压的比例变换复制品，并被用作电流整形电路的参考。这些芯片都使用乘法器来实现这个功能。但是，该乘法器系统比传统的两输入乘法器更复杂。

图 12 显示了连续模式 PFC 的典型方法。升压转换器由一个根据电流命令信号 V_i 对电感电流（转换器的输入电流）进行整形的平均电流模式脉冲宽度调制器(PWM)驱动。此信号 V_i 是输入电压 V_{in} 进行了 $V_{DIV} \cdot V_{DIV}$ 幅度变换后的复制品，由电压误差信号除以输入电压的平方得到（经过 Cf 滤波，使得它成为和输入幅度成正比的变换系数）。

用误差信号去除以输入电压幅度的平方似乎并不常见。其目的是使环路增益（以及瞬态响应）独立于输入电压。分母中的电压平方函数抵消了 V_{SIN} 的幅度和PWM控制的传递函数

（电感中的电流斜率和输入电压成正比）。这个方案的缺点在于乘法器乘积的可变性。这就需要增大功率处理元件的设计余量，以解决最坏情况下的功率耗散。

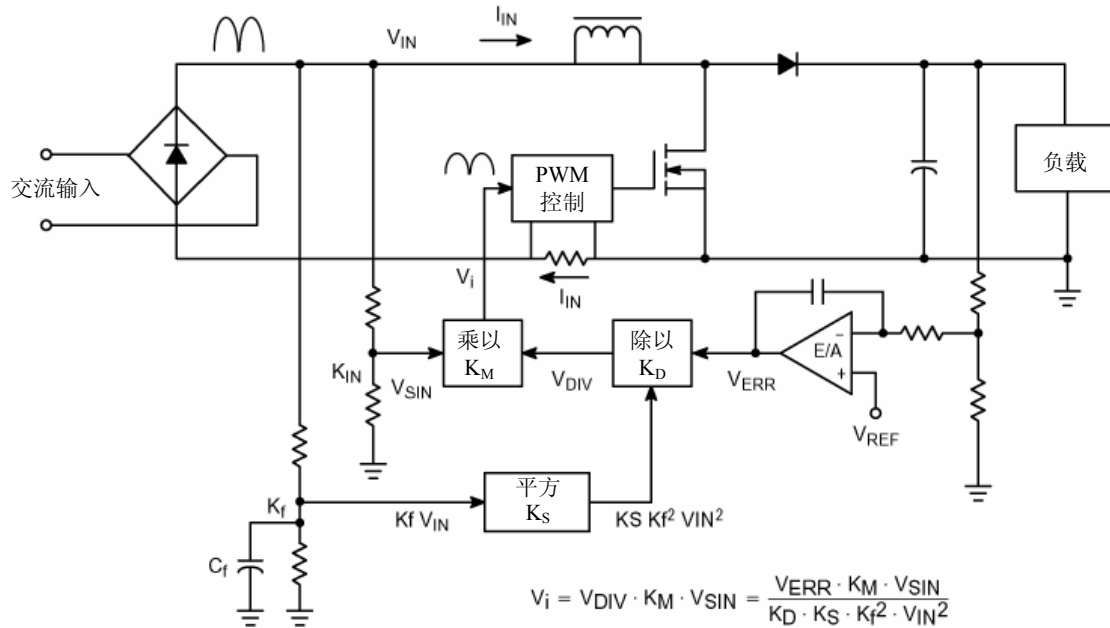


图 12. 经典 PFC 电路的框图

平均电流模式控制

乘法器的交流参考信号输出(V_i)表示了图12中的PFC转换器的输入电流波形、相位和比例系数。PWM控制器模块的任

务是使平均输入电流与参考匹配。为此，一个叫做平均电流模式控制的控制系统将被应用在这些控制器中[3], [4]。这种方案如图 13 所示。

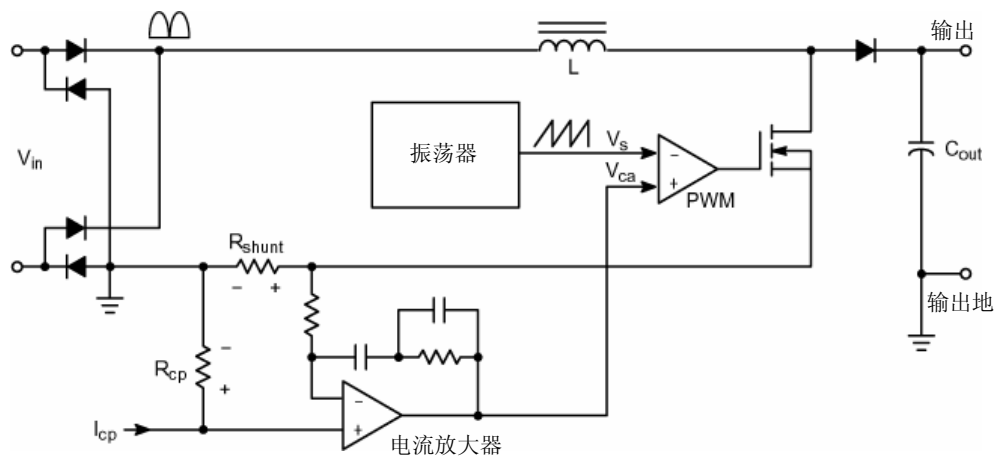


图 13. 平均电流模式控制电路图

平均电流模式控制采用一个根据控制信号 I_{cp} 来稳定平均电流（输入或输出）的控制电路。对于一个PFC控制器， I_{cp} 由低频直流环路误差放大器产生。电流放大器是电流信号的分器和误差放大器。它控制波形调整，而 I_{cp} 信号控制直流输出电压。电流 I_{cp} 在 R_{cp} 上产生了一个电压。为保持电流放大器的线性状态，其输入必须相等。因此，在 R_{shunt} 上的电压降必须等于 R_{cp} 上的电压，因为在电流放大器同相端的输入电阻上没有直流电流。电流放大器的输出是一个基于分路上平均电流的“低频”误差信号和 I_{cp} 信号。

和电压模式控制电路的情形一样，此信号被拿来同振荡器的锯齿波信号进行比较，PWM比较器将根据这两个输入信号生成一个占空比。

优点：对高于200W的功率水平而言效果好。对于输入的变化，一个“除以 V^2 ”的电路稳定了环路带宽。固定频率工作。比其他方法产生的高频电流具有更低的峰值。

缺点：比临界导电电路更昂贵而且复杂

安森美半导体的NCP1650系列

安森美半导体最近推出了一个全新的高度整合 PFC 控制器系列，其中有一种新颖的控制方案[5]。此芯片的控制电路运用了临界导电模式单元中的某些元素，以及以前功率因数校正芯片中没有使用过的平均电路。基本的稳压电路包括一个可变的交流参考，低频稳压误差放大器和电流整形网络。

此芯片包括几个同 PFC 控制器有关的问题的解决方案，包括瞬态响应和乘法器精度。它也包括其他减少功率转换器总零件数量的特性[6]。

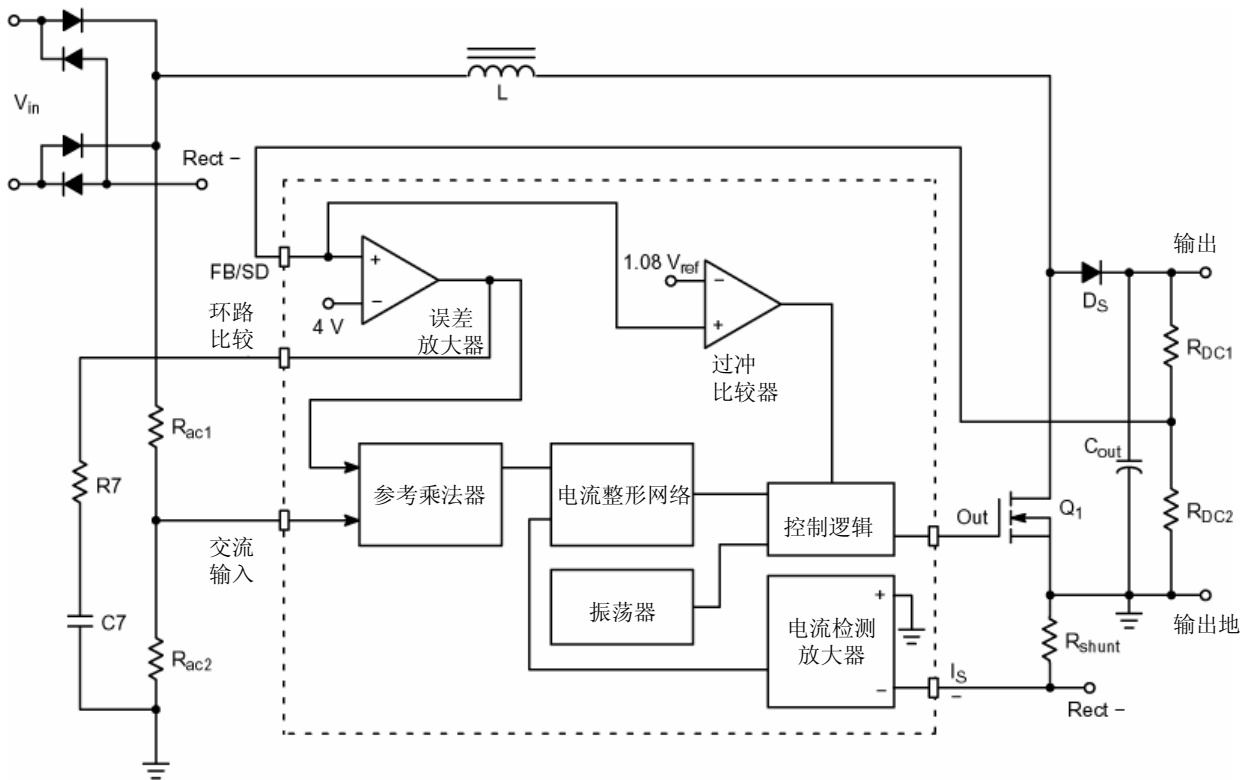


图 14. NCP1650 PFC 控制器的简化框图

PFC 环路

误差放大器具有极低频的极点，因而可提供 10 Hz 的典型总环路带宽。此信号驱动参考乘法器的一个输入。乘法器的另一个输入连接到分压的整流交流线电压。此乘法器的输出是整流输入电压比例变换后的全波整流正弦波。

此交流参考把输入信号提供给电流整形网络，使输入电流具有正确波形和幅度，以获得良好的功率因数和合适的输出电压。电流整形网络使用平均电流模式控制方案。但是，这个电路和目前已有的电路很不相同。如图 15 所示。

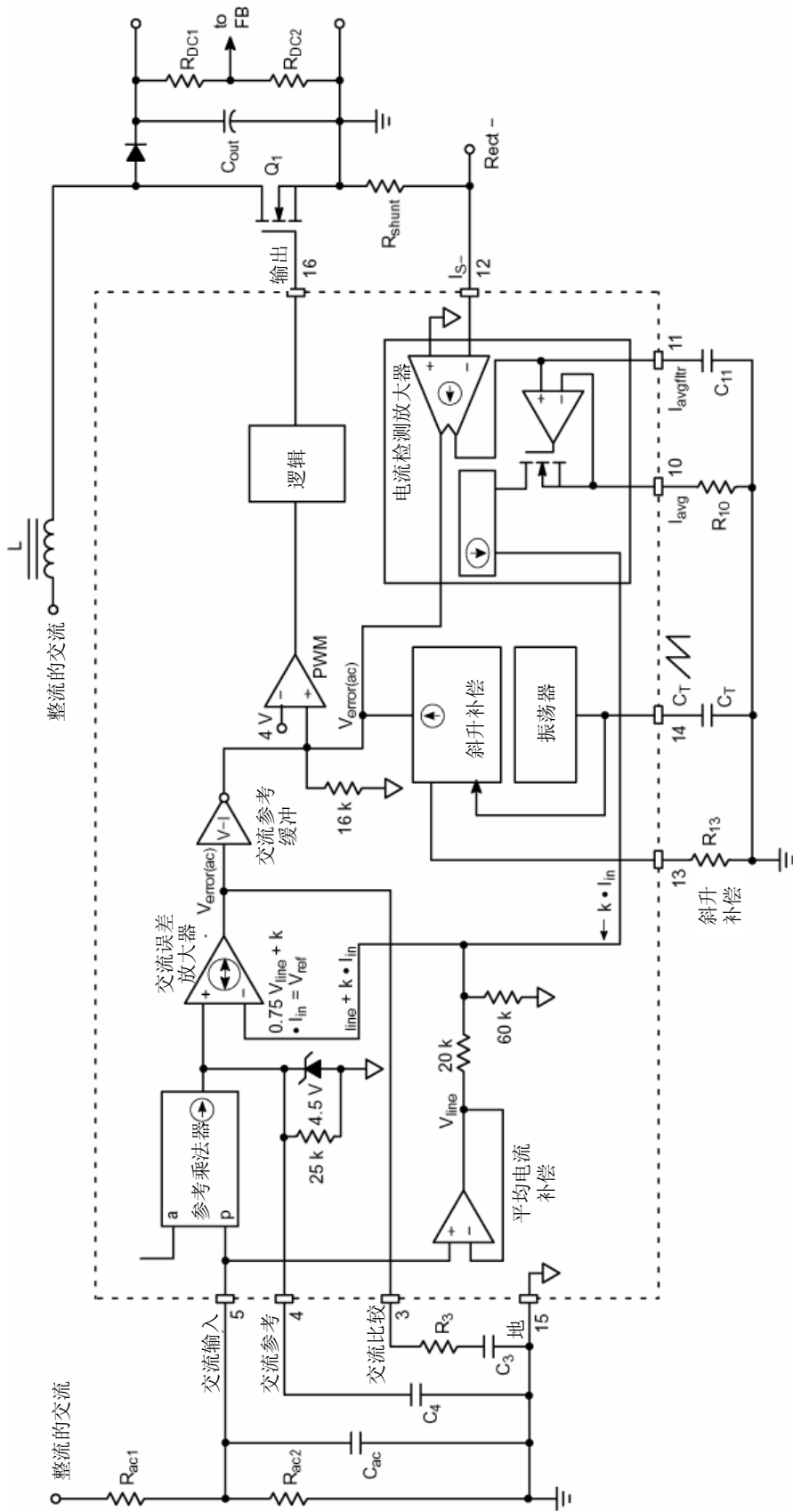


图 15. NCP1650 PFC 控制器的电流整形电路

电流整形电路

电流整形网络的主要功能是迫使电感电流的平均值跟随参考乘法器产生的参考信号。

开关电流通过MOSFET开关源极串连的分路电阻转换为一个电压。该分路电阻从源极（地）连接到输入整流器的返回引脚。这种检测电流的方法会产生一个负电压，这对于IC而言并不理想，因为如果电压为负的数百毫伏，衬底注入便会发生问题。另一方面，这种检测配置可以检测开关电流和二极管电流，这和检测电感电流相同。

电流检测放大器是一个有两个高频输出的跨导放大器。它使电流信号反相，并且把一个输出送至PWM输入的求和节点。另一个输出则被送至引脚11上的平均网络。此网络有一个由外部电容和内部电阻形成的可调极点。平均电流由一个缓冲段进行比例变换，并且与一个经过比例变换后的交流输入电压相加，然后送至交流误差放大器的输入端。

交流误差放大器是保持良好输入功率因数的关键。因为这个放大器的输入必须都相等，其中一个输入连接到参考信号，因而，此放大器的输出应产生一个信号以迫使反相输入匹配。这意味着平均开关电流应是参考信号的良好再现，因为这是施加到反相输入的信号。

交流误差放大器的输出用极点-零点网络来补偿。此信号被送至反相参考缓冲。电路设计成这样，以使交流误差放大器的输出在零输出时处于低状态。这可以使外部软启动电路方便地连接到芯片。

PWM的输入总共有四个信号，它们构成用来确定开关何时切断的信息。比较器的反相输入是一个4.0V参考。同相输入为交流参考缓冲的交流误差信号输出、斜升补偿信号和瞬时电流三者相加。当后三个信号的和等于4.0V时，PWM比较器切换，功率开关断开。

图16描述了电流放大器输出的电流信号和斜升补偿信号相加的波形。这两个信号都为电流的形式，通过把它们注入到PWM输入端上的同一个16kΩ电阻以进行叠加。第三个信号是交流误差放大器缓冲的信号。这些信号合成的结果将显示在图17底部的波形中。

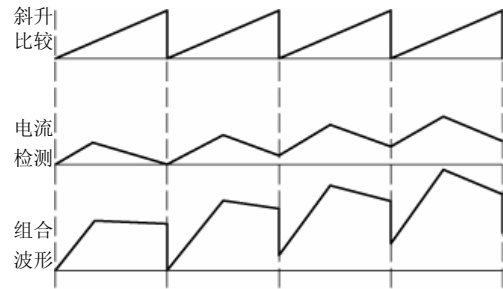


图 16. 相加波形

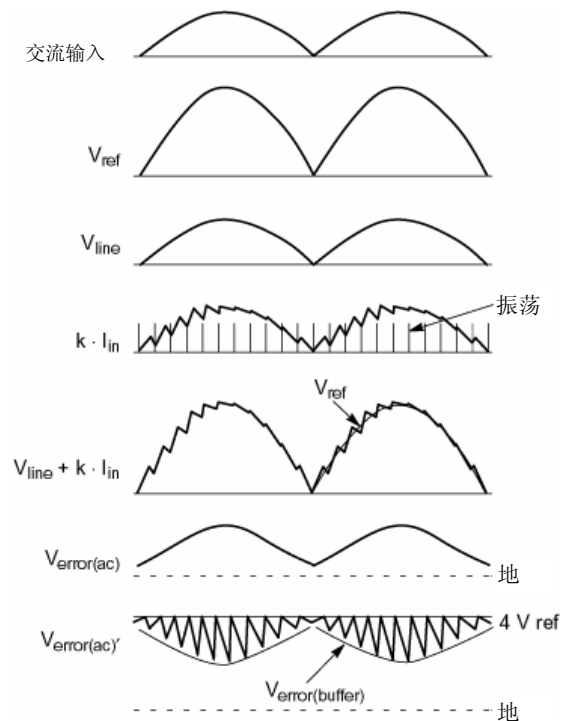


图 17. 整形电路波形

其他特性

瞬态响应

和所有PFC单元一样，电压误差放大器必须用极低频的极点来补偿。这可确保获得良好的功率因数，但是不能进行快速瞬态响应。为了快速响应线路或负载的瞬变，在芯片的误差放大器中放入了一个临界灵敏度增益提升电路。在正常工作中，输入端达到平衡。但是，在瞬态事件中，输入端出现电压差。如果这个电压差超过了预先确定的电

平，输出便会转移到高增益模式，并且快速调整稳压环路，直至接近平衡。在该点上，放大器会返回其正常增益，并且最终把输入电压带回其额定值。

图18显示了电压环路误差放大器的工作情形。在负载突降中，当环路试图响应新的控制状态时，PFC单元的输出电压将升高。当反激电压从它的4.0V额定电压开始升高时，跨导放大器的输出电流也会增大，直至达到它的最大电平20 μ A。

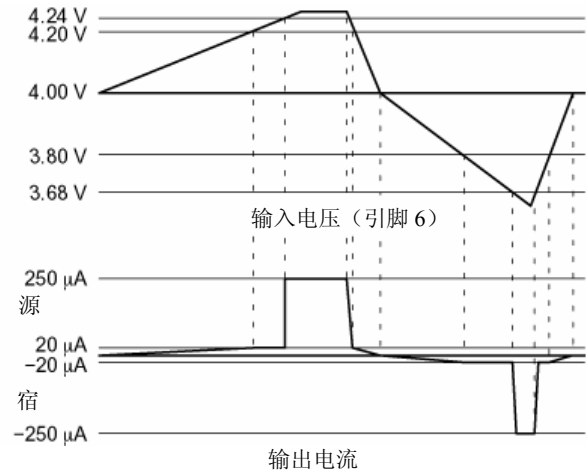
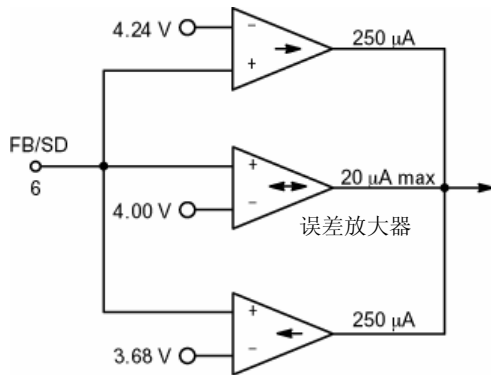


图 18. 电压环路误差放大器的原理图

乘法器

本控制芯片包括两个乘法器。一个用作参考乘法器，以向交流误差放大器提供全波整流正弦波信号，另一个用作功率限制电路。模拟乘法器的缺点之一在于，难以精确设计。它们的k-系数一般有 $\pm 10\%$ ~ $\pm 20\%$ 的公差。

电路中的公差累积会给总体环路设计带来困难。希望让信号使用尽可能多的电压或者电流变化以减小噪声问题，同时不让器件进入饱和。而各模块的公差变化会使这一点成为一个难题。

NCP1650中的乘法器使用了一种创新的设计，比线性、模拟乘法器在本质上更加精确。和线性模拟乘法器不同，输入不是匹配电路。输入a（模拟）被送至一个电压-电流转换器。

这一电流对应4.20V的输入电压。达到这一点后，便无法进一步增大。

当输入电压达到 4.24V 时，便会触发上部升压电路。此电路将额外的 250 μ A（比正常输出电流大 12 倍）送入放大器的补偿电路中。当输入电压降低到小于 4.24V 时，上部升压电路便停止工作，而放大器则继续工作在它的正常增益水平上。

在集成电路中可以很精确地做到这一点。另一个输入 p (PWM)则使用标准的 PWM 比较器同斜升电压进行比较。这个电路中的主要误差来自斜升电压峰-峰值的偏差和它的非线性。此芯片中的斜升电压被调整到 1%的精确度，并且由一个高频恒流源提供，以获得良好的线性。多个鉴定批试验表明最大生产不超过 $\pm 4.0\%$ 。

输入 a 的电压被转换为正比的电流，该电流或者被送至负载滤波器或者被 PWM 比较器分路。因为 PWM 斜升电压线性很好，p 输入中的变化会导致占空比的正比变化。（比如，如果 PWM 比较器的输出在周期的 30%为低，那么 70%的输入 a 电流将提供给负载）。输出电压就是平均电流乘以负载电阻。电容减小了输出波形的纹波。

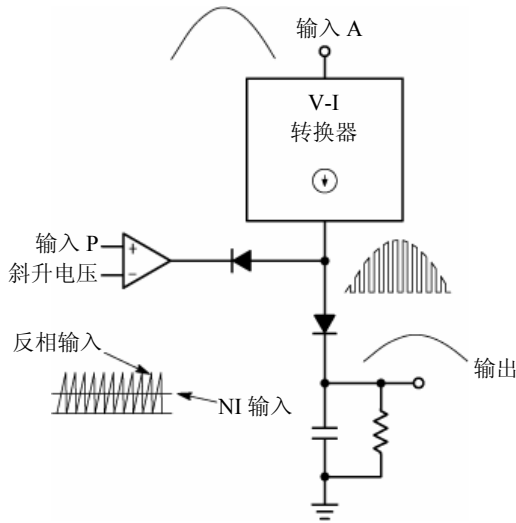


图19. 开关乘法器

功率限制电路

功率限制电路测量PFC转换器的有功功率输入，如果达到了限制电平，则稳定该输出功率。它用与恒压、恒流稳压器相似的方法与电压环路进行“或”运算。只要功率要求低于限制水平，电压环路就起主导作用。可以这样理解，在恒定功率模式中，常通过降低输出电压来保持恒定的功率水平。因为这是一个升压转换器，所以输出电压只能降低到输入波形峰值的水平。此时，功率开关会关断，但是整流器依然给输出滤波电容充电，所以恒定的功率不能低于这一点。

这个电路的精确度对于高性价比设计而言非常重要。因为电源被规定了最大功率额定值，所以电路应该按最坏情况下的公差进行设计。功率限制电路的 $\pm 20\%$ 公差要求名义输出功率设计高于规格的20%，以使得控制器低20%的单元依然能提供规定的输出。这意味着功率段也要设计成提供比它的名义水平高20%的功率，因为一些单元在该点以前无法受到限制。底线是功率段必须设计成能提供两倍于限制电路公差的最大功率。这一点导致功率元件的大余量设计，从而增加了成本。

其他芯片为它们的功率限制电路提供25%到50%的累积公差。本芯片的公差累计是15%。对于1.0kW单元而言，这就为功率段设计节约了200到700W。

过冲保护

负载突降对于PFC单元而言是非常危险的。由于响应时间长和输出电压高，负载突然去除时，400V输出可能会突升至800V。这类事件会给PFC单元和连接到它的输出的次级转换器或其他负载带来灾难性的破坏。为了防止受到这些瞬变的影响，反激/关断输入由比较器进行监控，如果反激电压超过额定反激电平 a 的8%就关断PWM。当输出电压降低到小于8%窗口时，PWM重新工作。

关断

有时候需要在不去除输入功率的情况下关断PFC转换器。对于这些情况，用集电极开路器件（或者等效的）将反馈引脚下拉到地。反激电压低于0.75V时，单元处于低功率关机状态。当它进入小于53V的线路电压中时，这一特性也会将芯片保持在关机状态，而此时的反馈电压即为整流滤波的输入电压。

优点：有多种处理方法。可以使用电子表格上的标准值，或者进行调节以获得最佳性能。可变增益电压环路可从大瞬变中快速恢复。受到严格控制的乘法器可以降低最坏情况下的功率限制设计成本。

缺点：环路增益取决于输入线路电压，因而不能在整个线路电压范围进行最优环路补偿。

除了工作在传统升压PFC拓扑下的NCP1650以外，NCP165x系列还包括了NCP1651。NCP1651允许在输出电压不是非常低而且可以处理一些纹波的低、中功率应用中使用单段、隔离的步降功率转换。如图20所示，基于NCP1651的反激转换器提供了一种异常简单的方法来替代常用的两段法。NCP1651包含NCP1650所有的相关重要特性改进，而且还包含一个高压启动电路。

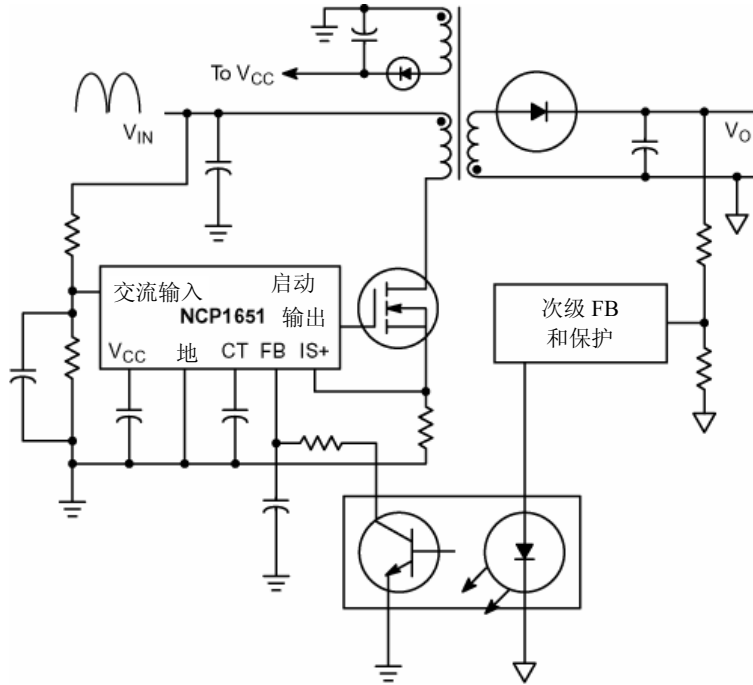


图20. 使用NCP1651的单段PFC

结论

PFC设计师可用的选择数量在过去几年、甚至是几个月中都有明显的增加。这是缘于供应商越来越热衷于使产品符合EN61000-3-2及其衍生条款，以及半导体供应商之间的激烈竞争。最终用户将从中得到更多益处，因为PFC性能更好且性价比更高。设计师也从这些IC控制器的功能提升中获益，在进行设计时拥有了更多选择。

另一方面，设计师的工作也越来越复杂，因为设计方法过多。仅仅对它们进行调查就已足够困难，而要理解其中的每一个方案，并作出正确、高性价比的选择，那更是一个巨大的挑战。本文旨在让设计师更加了解这一趋势，并且提供一些细节以供深入了解。我们已准备好资料，供感兴趣、有需求的设计师索取。

第二章

比较有源PFC方法的方法学

设计第一章所述的PFC电路存在诸多不同的推动因素。对于不同的最终应用要求和主要的推动因素，PFC电路的选择会有所不同。直到最近，仅有一两种拓扑被广泛用于PFC实施。对于较高功率的电路而言，通常选择的拓扑为在连续导电模式(CCM)下工作的升压转换器，并带有平均电流模式控制(ACMC)。对于较低功率的应用，一般使用临界导电模式(CRM)升压拓扑。因为内置PFC的电路应用范围已经拓展，所有对于更多样化的PFC解决方案的需求也正在不断增长。许多新兴的解决方案使用了成熟拓扑的变形，而一些真正创新的技术也已涌现。

通常难以立即回答这个问题：“对于给定的应用或者给定的功率范围，哪种方法最好？”答案部分地取决于设计的重点所在和各种折衷。但是，答案还取决于对给定应用的不同方法进行鉴定的标准。本手册提供了这种鉴定结果并对此进行了详细的分析。

选择正确的应用范围对鉴定研究而言十分重要。通常认为在低于100W的功率等级，CRM方法更合适，而对于高于200W的功率等级，CCM方法则更加可行。100–200W的功率范围代表了两种方法都可使用的灰色区域。因此，在这个功率范围内评估不同方法的性能是最恰当的。现选择150W（输入）的功率等级作为目标应用。而且，因为大多数应用都要求在通用输入电压范围内工作(85~265Vac, 50/60Hz)，故将其选为输入电压范围。

就输出电压而言，由于需要评估整个电源系统而不是只评估PFC的电路，因此，选择12V, 10A输出（假设总效率为80%）。将第二段纳入比较可为各种PFC方法的功能和限制提供更精确的描述。确切地说，所选方法之一允许一个单段隔离PFC转换，并且不需要全功率段。对于这种方法，与PFC升压前端进行比较是没有意义的。所有的系统都设计成具有20ms（1个欧洲线路频率周期）的保持时间（线路电压下降）。

2.1 方法的选择

从第一章所述的方法和和其它可用的方法来看，下列方式被认为是本次研究中最适用的候选方法。每种方法后面的附图都描述了完整的系统实施，包括所需的输入滤波和直流-直流转换。这些用于进行比较的直流-直流转换器设计是基于商用设计软件包(Power 4-5-6)的理论研究。

在四种方法的每一种中，主要的模块均标有Fn、Pn和Dn，其中F、P和D各自表示滤波器、PFC和下游转换器，n表示方法(n = 1~4)。

1. 带固定输出电压的临界导电模式升压转换器。

如图 21 所示，这种方法在 PFC 输出端建立一个固定的(400V)输出电压，而且使用直流-直流转换器来把 400V 降低至 12V 输出。PFC 前端使用的控制器是 MC33260，它和其他基于临界导电模式的控制器的乘法器相比具有一定优势。



图 21. 带固定输出电压的临界导电模式PFC

2. 带可变输出电压的临界导电模式升压转换器。如图 22 所示，这种方法在 PFC 部分使用一个跟随升压拓扑，并且建立了一个可变的输出 (200~400V)。一个直流-直流转换器把电压降至

12V 输出。和方法 1 相比这种方法预计能产生更好的 PFC 段效率和成本，而代价是第二段的设计更具挑战性。MC33260 之所以被用作这个设计的 PFC 控制器，也因为其可以在跟随升压模式中方便地进行配置。



图22. 带可变输出电压的临界导电模式PFC

3. 带固定输出电压的连续导电模式升压转换器。如图 23 所示, 这种方法使用 CCM 升压拓扑创建了一个固定的(400 V)输出电压。



图23. 带固定输出电压的连续导电模式PFC

4. 带隔离和步降的临界导电模式反激转换器。这种创新方法把所有电路合成为一个功率转换段, 如图 24 所示。因为这种方法能把整流后线路的所有

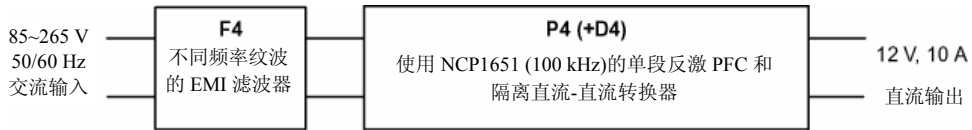


图24. 连续导电模式隔离反激PFC

2.2 测试方法学

所有上述 PFC 方法(P1~P4)均经过了设计、建立和特性化的过程。每个转换器都经过微小的修改, 以便获得局部的优化, 但并未对主要元件作出更改。应当承认每种方法均可以通过更加大胆进取的设计和元件选择来进一步优化。但是, 本研究所强调的是对不同的方法进行比较, 因为所有电路的设计方法都非常相似。每个 PFC 电路都进行了以下参数的测试:

1. 线路电压和负载范围内的工作
($V_{in} = 85\sim 265V_{ac}$, $P_{out} = 75W\sim 150W$)
 2. 线路和负载调整率
 3. 输入电流总谐波失真(THD), 各个谐波的贡献和功率因数
 4. 功率转换效率
- 测试装置如下图 25 所示。

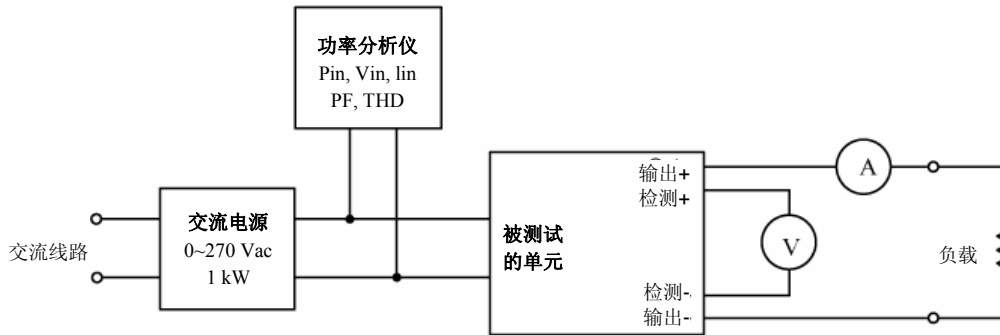


图25. 性能测试的测试装置

测试使用的设备

交流电源: Triathlon精密交流电源

功率分析仪: Voltech PMi精密功率分析仪

负载: 使用两类负载:

- 对于静态负载测量, 使用一组高功率陶瓷电阻。
- 对于动态负载测量, 使用菊水PLZ303W电子负载。

伏特表: Keithley 175自动量程多功能表。

电流检测: 使用一个5.0mΩ分路电阻和一个Keithley 175 A自动量程多功能表进行电流测量

测试方法学

用输入电压范围为85到265Vac的隔离交流电源测试电路。用功率分析仪测得输入参数。它们包括输入功率(P_{in})、均方根输入电压(V_{in})、均方根输入电流(I_{in})、功率因数(PF)和总谐波失真(THD)。

对于两段法, 被测试的单元包括第一段PFC, 而负载是一组高功率电阻。因为电阻网络的输出电压(400 V)高于电子负载电压额定值, 所以用它来测试PFC电路。对于单段方法, 被测试的单元包括PFC反激电路, 而输出端的负载为电子负载, 因为较低的12 V输出可以使用电子负载。

输出电压直接在输出检测引脚上用开尔文检测方案测得。基本上没有电流流过检测引脚, 因此没有可能导致错误读数的压降。相反, 测量电阻负载上的输出电压则会得到错误读数,

因为被测单元和负载之间有电压降, 电压降随着流过的电流而变化。

负载电路使用5.0mΩ分路电阻进行测量。一旦测得分路电阻上的电压降, 便可以根据分路电阻值计算负载电流。

2.3 比较准则

对PFC电路P1~P4的性能进行比较。这些被归纳在第五章中。如上所述, 已在理论上对下游转换器方法D1-D3进行了设计。请注意, 设计D1和D3是相同的, 因为它们的输入和输出规格相同。整个系统方法的比较也在第五章中有所阐述。比较电源系统的主要指标是成本、尺寸和性能。不可能在本手册中提供完全的成本度量, 因为成本结构与诸多因素有关。但是, 在比较中考虑了不同方法的相对成本, 并且提供了相关折衷的细节。尺寸比较是建立在对不同方法所使用的电源系统主要元件的尺寸进行比较的基础之上。

2.4 条件变化下的趋势图/效应

虽然所有比较均在相同的输入和输出条件下进行以获得真正的可比性, 但是在实际生活中, 不同的应用会有不同的要求。在这种情况下, 一种方法或拓扑可能会比其它方法更加适合给定的应用。下述工作状态或者应用条件的变化将在第五章中进行探讨。它们包括元件和元件属性随输出功率而变化的情况。

第三章

临界导电模式(CRM) PFC 和直流-直流段

PFC转换器模式

升压转换器是PFC应用中最常见的拓扑。它可以工作在多种模式中，如连续导电模式(CCM)，不连续导电模式(DCM)和临界导电模式(CRM)。本章对使用MC33260进行CRM工作进行了分析。如第一章所示，在这种模式中，在下一个周期开始之前电感电流将衰减为零，而且频率随着线路电压和负载的变化而变化。CRM的主要优点是电流环路本质上是稳定的，而且不需要斜升电压补偿。本章也包括了使用CRM技术的传统升压预调节器和跟随升压预调节器的设计指南。它也着重说明了每种拓扑的优点并且提供了第二段直流-直流转换器的理论设计。

传统的升压和跟随升压之比较

传统的升压转换器被设计成具有高于最大峰值整流线路电压的恒定输出电压，而跟随升压的输出电压则随着线路电压峰值而改变。传统升压和跟随升压拓扑的主要区别是跟随升压电感的尺寸可极大地减小，而且功率开关导电损耗较低。MC33260允许用户对转换器进行编程，从而可使它工作在任何一种模式下。以下提供给定工作状态下的转换器的设计表达式和设计实例，以及指定转换器设计的运行结果。

若要将基于MC33260的升压转换器配置成传统升压模式，则必须满足以下不等式。对于较低的 C_T 值，转换器将工作在跟随升压模式，其中 V_{out} 正比于 V_{in} 。

$$C_T \geq C_{int} + \frac{4 K_{osc} L_p P_{in_{max}} I_{regL}^2}{V_{in_{min}}^2}$$

其中 C_T 是MC33260的振荡器电容

K_{osc} 是最大摆动范围内的增益=6400

C_{int} , MC33260的内部电容

$C_{T引脚} = 15 \text{ pF}$

$V_{in_{min}}$ 是交流工作线路电压= 85 V

I_{regL} 是稳压低电流参考= 200 μA

L_p 是初级电感值

C_T 引脚的内部电路使用导通时间控制方法。在这个电路中， C_T 由反馈电流平方充电，并且和 $V_{control}$ 进行比较。

当反馈电流低于 I_{regL} (详情请参考MC33260的数据表)时，调节器组件输出(它确定了导通时间)处于它的最大值。最大的导通时间和输出电压的平方成反比。利用这个性质就可以实现跟随升压工作。

图26可以帮助用户根据其定义的输出稳压电平来选择 C_T 电容。

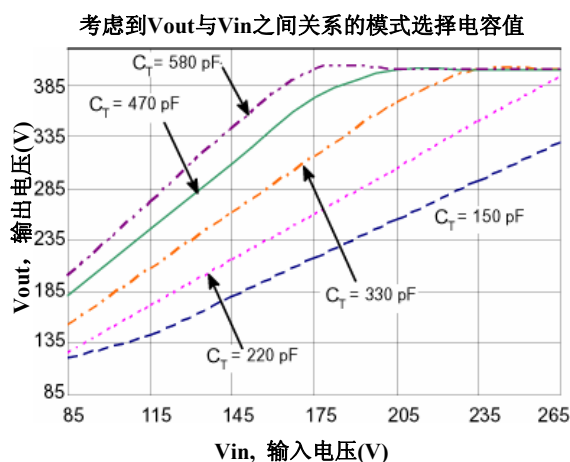


图26. 满载条件下考虑到 V_{out} 与 V_{in} 关系的模式选择电容值

如图 26 所示， C_T 电容的选择可以让用户为给定的应用选择输出电压的范围。如果 C_T 值足够高，转换器会工作在固定的输出电压下，即在传统的升压模式中。相反，较低的 C_T 值会使 V_{out} 等于 $V_{in(pk)}$ 。根据不同的应用，理想的解决方案可能处于两者之间。

同样值得注意的是，在使用 MC33260 时，图 1 所描述的 V_{out} 和 V_{in} 之间的关系在满载工作时也成立。当输出功率电平下降时，对于给定的 C_T ，输出电压实际上是增加了，而在轻负载时，工作方式会倾向于接近传统的升压工作。这种行为如图 27 所示。但是，满载行为对于设计而言是最重要的，因为它产生了最大的电应力和导电损耗。由于跟随升压明显降低了在这种情况下导电损耗，因而表现出其提高效率的优点。相似的，系统的保持时间规范值通常是在满载工作和低线电压条件下得到，所以要选择最合适的 V_{out} 和 V_{in} 的关系就必须考虑满载情况。

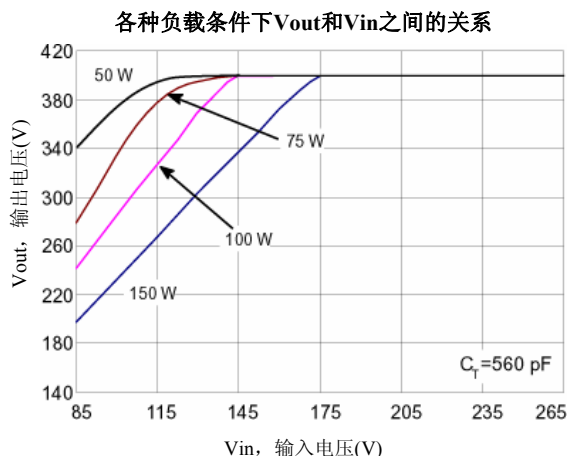


图27. $C_T = 560 \text{ pF}$, 不同负载条件下 V_{out} 和 V_{in} 之间的关系

MC33260: 150W功率因数预调节器设计实例(CRM)

以下是决定电路元件主要属性的设计基本规范, 即, 电感尺寸、MOSFET、输出整流器和输出二极管, 等等。

额定的输出功率:	$P_{out} = 150 \text{ W}$
通用的输入电压范围:	$V_{in}: 85 \sim 265 \text{ Vac}$
线路频率:	$f_{line} = 47 \sim 63 \text{ Hz}$
开关频率:	$f_{sw} = 25 \sim 476 \text{ kHz}$
额定稳压	$V_{out} = 400 \text{ Vdc} \pm 8\%$
输出电压:	(传统升压) $200 \sim 400 \text{ Vdc} \pm 8\%$ (跟随升压) *
系统效率:	$\eta > 90\%$
保持时间:	$t_{holdup} = 20 \text{ ms}$

*基于直流-直流段的输入电压要求的电压范围, 详情参见直流-直流部分。

选择过程

以下是传统升压和跟随升压主要元件的设计方程式。除非另有说明, 每个方程式都适用于两种拓扑。设计过程会牵涉到许多其他的因素。但是, 以下方程式旨在提供一个设计的框架。

电感 (L_p)

CRM电感的设计提出了一个挑战, 因为高峰值电流会导致较高的导电损耗。

设计必须要使得开关周期从零电流开始。达到零点所需要的时间取决于输入线路电压和电感, 这两者也决定了工作频率范围。电感是根据最小线路电压和最低开关频率处的最大纹波电流而设计的。发生在交流线路峰值的最小开关频率应高于可听范围。在这种情况下, 传统升压选择25 kHz, 而跟随升压选择43 kHz。如果您将两种预调节器的最低开关频率设置为相同, 那么跟随器中的电感值会于200 μH 。

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{\eta \cdot V_{in \min}}$$

$$I_{coil_pk} = 2 \cdot I_{inpk}$$

$$L_p = \frac{2 \cdot T_{total} \cdot \left(\frac{V_{out}}{\sqrt{2}} \cdot V_{in \min}\right) \cdot V_{in \min}}{V_{out} \cdot I_{coil_pk}} = 607 \mu\text{H} \text{ 对于传统升压}$$

$$L_p = \frac{2 \cdot T_{total} \cdot \left(\frac{V_{out}}{\sqrt{2}} \cdot V_{in \min}\right) \cdot V_{in \min}}{V_{out} \cdot I_{coil_pk}} = 200 \mu\text{H} \text{ 对于跟随升压}$$

另一种设计准则是CRM中的大电流纹波。因为大纹波, 磁芯磁通的变化范围大于CCM模式下的范围。较大的磁通变化范围导致较大的磁芯损耗, 以致于不能使用铁粉等作为磁芯材料。关于材料属性的详细讨论不在本文的范围中, 但这是设计电感时必须记住的。从以上方程式可明显看出, 跟随升压方法的电感尺寸明显更小。传统的升压电感由TDK(SRW42EC-U07V002)设计, 而跟随升压电感由ThomsonOrega (10689480)设计。

功率开关

应该仔细选择功率开关 Q1 以避免高功率损耗。损耗通常取决于开关频率、均方根电流、占空比和上升下降时间。这些参数分为两种损耗类型: 导电损耗和开关损耗。对于CRM工作, MOSFET 导通时的开关损耗已被最小化, 因为电流在 MOSFET 导通时为零。因此, 重点应放在如何将导电损耗最小化。因此, 选择过程基于三个关键的参数: 晶体管均方根电流、漏-源电压和导通电阻($R_{DS(on)}$)。开关电流的均方根(rms)值可以通过对如下方程式中整个周期的开关电流平方取平均得到。一旦确定该值, 功率耗散可以根据所选 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 来计算。

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{6} \cdot \frac{4 \sqrt{2} \cdot V_{in \min}}{9 \cdot \pi \cdot V_{out}} \cdot I_{coil_pk}}$$

作为旁注，出于实用的原因，在传统和跟随升压电路中使用了相同功率的MOSFET Q1。但是，跟随升压电路中的导电损耗实际上低于传统升压中的导电损耗。跟随升压具有更长的关断时间，这便导致了更小的开关占空比和更低的导电损耗。这有助于通过减小功率开关的尺寸和成本来降低系统成本。

输出整流器

应根据反向电压容量、正向电流和估计的功率预算来选择输出二极管。CRM工作大大简化了二极管工作和选择，因为在这里反向恢复时间并不重要。换句话说，选择过程更多地取决于用户。在本设计实例中选择了安森美半导体的MUR460E超快速整流器。选择一个超快速二极管有助于减小MOSFET的热应力。

输出电容

选择输出电容 C_{out} 是另一个重要的设计步骤。电容值由输出电压、输出纹波电压和需要存储的能量决定。它一般很昂贵而且通常要求其电压额定值为400V或者更高。和电容需要存储的能量有关的一个重要因素是系统的保持时间要求。一般，保持时间的范围是从16到50ms。大多数工业要求是20ms。传统升压的最小输出电压($V_{out_{min}}$)是280V，而跟随升压是150V。这里已考虑了PFC预调节器为维持输出负载而允许输出电压下降的最小电压。换句话说，需要存储多少能量来自能量方程：

$$\text{能量} = \text{功率} \times \text{时间}$$

$$\text{其中功率} = 150\text{W (输出功率)}$$

$$\text{而时间} = 20\text{ms (保持时间)}$$

欲解以上能量方程式， C_{out} 需要存储3 J。现在通过重新排列下一个方程式可以容易地解出 C_{out} 。传统升压专为400V的输出电压而设计，而跟随升压专为200V到400V的输出电压而设计。

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \frac{1}{2} C_{out}(V_{out2}^2 - V_{out2_{min}}^2)$$

$$C_{out} = \frac{2 \cdot \Delta U}{V_{out2}^2 - V_{out2_{min}}^2} = \frac{2 \cdot 3}{400^2 - 280^2} \\ = 74\mu\text{F} \text{ 对于传统的升压}$$

$$C_{out} = \frac{2 \cdot \Delta U}{V_{out2}^2 - V_{out2_{min}}^2} = \frac{2 \cdot 3}{200^2 - 150^2} \\ = 342\mu\text{F} \text{ 对于跟随升压}$$

在最坏情况方案下的跟随升压中，最小输出电压越小， C_{out} 就越高。比如，选择 C_{out} 使得在低线路电压时 V_{out} 等于200V，这样便可以得到跟随升压解决方案的部分优点，而不需要非常大的电容来达到保持时间要求。选择中等水平 $V_{out_{min}}$ 的一个独特优点是它对第二段的性能没有明显的限制。通常，如果直流-直流转换器必须在大输入范围内工作，则其效率将大大受到限制。两种转换器的计算电容值各自为74 μF 和342 μF 。传统升压有大量输出纹波电压，这会让器件进入过压保护。因此，须使用一个220 μF 的电容。为了避免 C_{out} 的尺寸过大，须进一步对反馈引脚进行滤波，这有助于避免触发OVP。这表明在应用的各个方面均有折衷，而且在这种情况下，传统和跟随升压的主要折衷在于 C_{out} 的尺寸和成本。

前面提到的和保持时间有关的规范引出了对直流-直流转换器段的最小输入电压的讨论，这会在本章的后面作进一步探讨。

电流检测

电流检测电阻(R_{CS})和二极管桥式整流器串联(图28)。电流检测模块将电感电流转换为一个负电压。这个电压通过过流保护电阻(R_{OCP})施加到电流检测电路上。只要 R_{OCP} 上的电压低于-60mV，内部电流检测比较器便会复位PWM栓锁，由它迫使栅极驱动信号为低电平。在这种情况下，MOSFET断开。当 C_{out} 试图充电到输入电压的两倍来启动PFC时，这是一种特别有价值的保护方案。以下方程式有助于选择 R_{CS} 和 R_{OCP} 。

R_{CS} 的耗散功能：

$$P_{CS} = \frac{1}{6} \cdot R_{CS} \cdot I_{coil_pk}^2$$

过流保护电阻：

$$R_{OCP} = \frac{R_{CS} \cdot I_{coil_pk}}{I_{OCP}}$$

R_{CS} 的功率耗散须小些。本例中从现有的零件中选择了0.7 Ω 。在这个功率范围内，强烈推荐您使用0.5 ΩR_{CS} 以保持低功率耗散。

电路原理图和元件清单

以下是MC33260升压转换器的功能原理图。电路图和元件清单见本报告后面的附录。

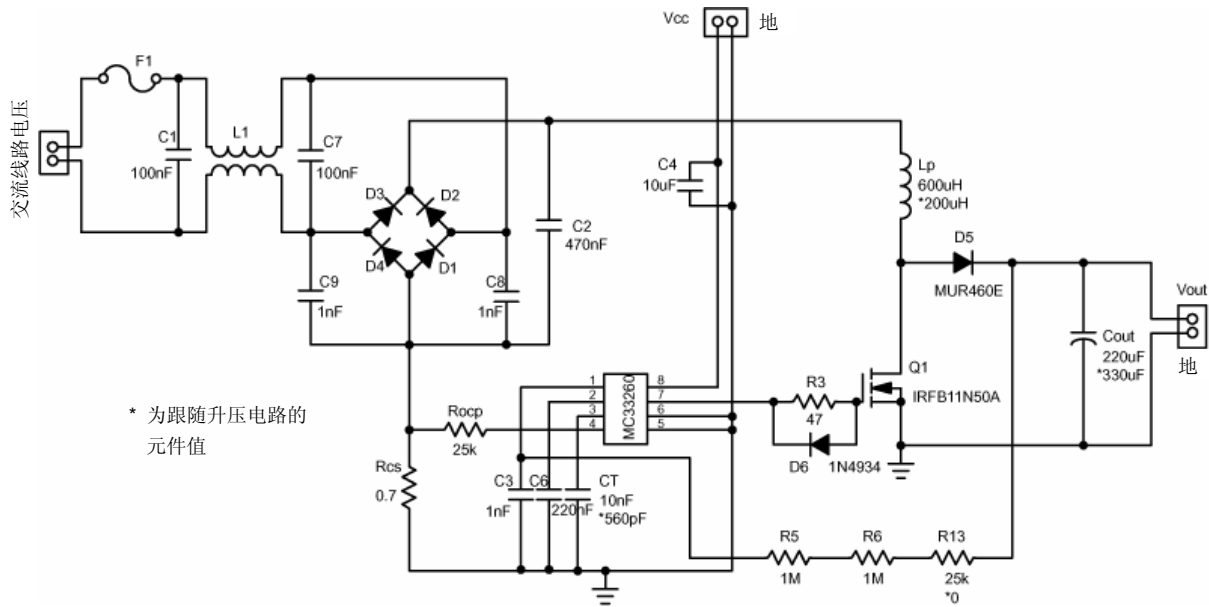


图 28. MC33260 传统升压和跟随升压电路图

EMI考虑事项

EMI在各种PFC中都存在，特别是在高频时。MC33260提供了一个同步选项，以便减小EMI。EMI有辐射EMI和传导EMI两种。本例重点介绍传导EMI，它可以分成共模和差模两类。下述数据是在没有采用优化EMI输入滤波器的条件下测得的。EMI考虑事项和结果在第六章中说明。

结果

下表对设计实例进行了小结并且描述了传统升压和跟随升压预调节器的计算值/选择值。本部分也包括了描述不同功率水平下的功率因数、THD和效率的曲线。固定的电阻负载用于进行传统升压的测量，而可变电阻负载用于跟随升压的测量。另外，一个EXCEL电子表格(www.onsemi.com/site/products/summary/0,4450,MC33260,00.html)可用于验证设计参数。

表1. 设计表-传统升压和跟随升压

模式选择	传统升压	跟随升压
P _O (W)	150	150
L _p (μH)	607	200
C _O (μF)	220	330
R _{CS} (Ω)	0.7	0.7
R _{OCp} (KΩ)	20	20
C _T (pF)	10000	560

传统升压和跟随升压的优缺点

在比较传统升压和跟随升压时，有几个关键点需要考虑。对于相同的功率水平，跟随升压模式可使用更小的电感，这可以减小占用的板空间并最终降低成本。缺点是它需要较高的电容值。在选择输出电容值时具有一定灵活性，可在所需输出纹波电压和直流-直流转换段的设计之间进行折衷。

表 2. 传统升压测量结果

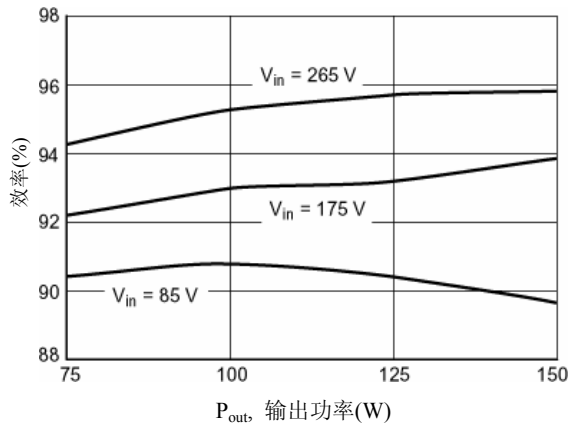
150 W PFC前端-MC33260传统升压				
V _{in} (Vac)	85	115	175	265
效率(%)	87.8	91.6	94.3	96.2
THD (%)	8.87	11.04	14.8	17.6
PF (%)	99.49	99.32	98.83	97.61
V _{out} (V)	401.5	408.3	414.6	418

表3. 跟随升压的的测量结果

150 W PFC前端-MC33260跟随升压				
V _{in} (Vac)	85	115	175	265
效率(%)	89.5	92.5	93.7	95.9
THD (%)	5.95	6.21	10.87	21
PF (%)	99.76	99.75	99.25	97.37
V _{out} (V)	203	276	391	400.7

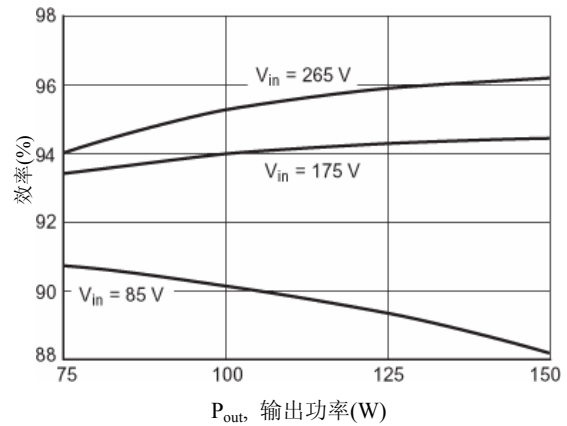
设计性能曲线

进一步检查数据可以得到许多有趣的观察结果。下列曲线表示实际数据，可以用作参考点。这些曲线给出了实用信息，



FB: 效率和输出功率的关系

在试图达到所要求的功率因数、总谐波失真和效率指标时可能有用，并很有可能使性能得到优化。

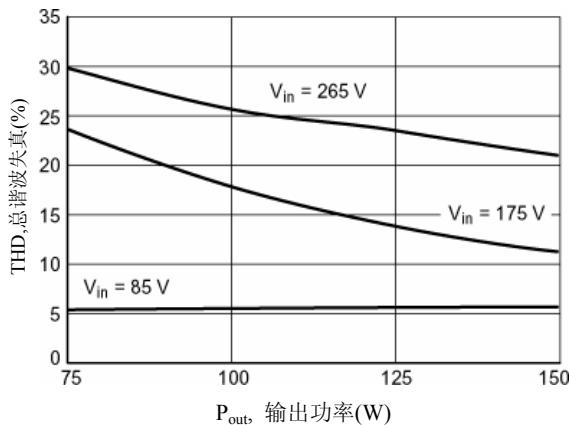


TB: 效率和输出功率的关系

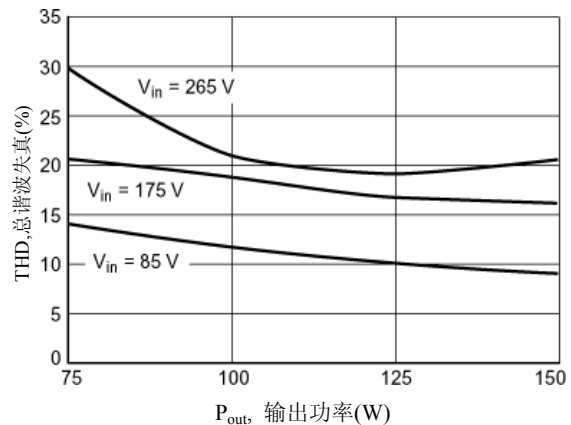
图 29. 跟随升压和传统升压的效率与输出功率的关系

在比较传统升压和跟随升压的效率时，可以明显看出，跟随升压在高线电压(265 Vac)和低线电压(85 Vac)条件下效率稍高。基于功率预算，电感中的损耗变化不大，因为峰值电感电流 I_{coil_pk} 在两个预调节器中都相同。只有绕组直流电阻和磁芯损耗有所不同。大多数损耗由主功率开关Q1和输出二极管D5（图28）造成。

跟随升压具有更长的关断时间，从而导致更小的占空比，进而降低Q1的导电损耗。跟随升压模式中Q1和D5的功率预算计算值是2.26 W，而传统升压模式则为2.46 W。另一方面，随着输入电压的增加，两个预调节器的效率明显提高。



FB: 总谐波失真和输出功率的关系

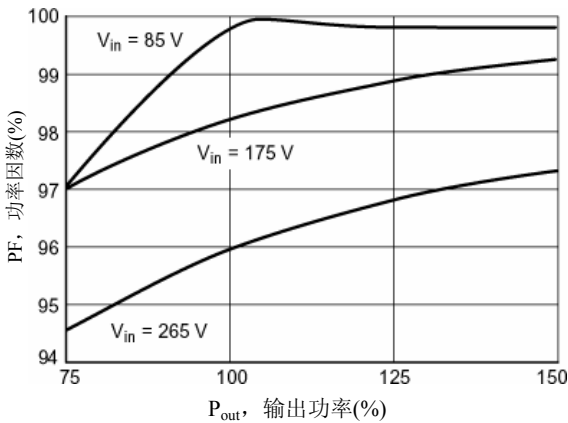


TB: 总谐波失真和输出功率的关系

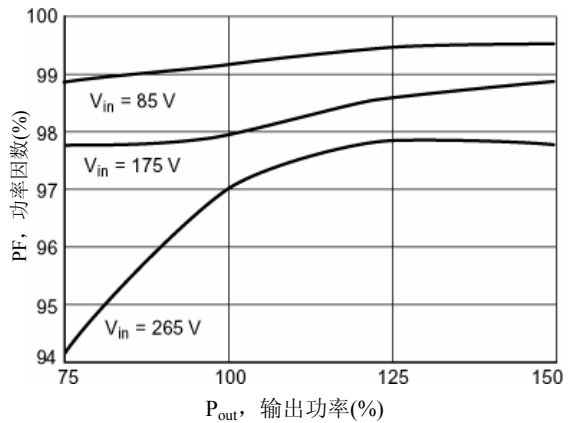
图 30. 跟随升压和传统升压下的总谐波失真与输出功率的关系

在测量 THD 时，注意设备分类和所需的谐波限制非常重要。在这种情况下，MC33260 呈现出较高的 THD。图 30 所示的 THD 成分包括二次、三次和每个奇数次谐波，最高为 9 次

谐波。两个预调节器中，高线电压(265 Vac)下的 THD 水平比低线电压(85 Vac)下的高的多，因为其开关频率更高。



FB: 功率因数和输出功率的关系



TB: 功率因数和输出功率的关系

图 31. 跟随升压和传统升压下的功率因数与输出功率的关系

测量功率因数需要使用非常可靠的功率计，能够精确的测量视在功率（均方根电压和均方根电流的乘积）和有功功率。跟随升压的功率因数比传统升压的稍高一些。部分原因是由于其开关频率比传统升压的开关频率更低，而高功率因数和低谐波是一致的。

第二段直流-直流转换器

本节对三种下游转换器方法D1、D2和D3所采用的两开关正激第二段进行了比较和小结。两开关正激转换器的优点包括开关电压较低和输出纹波小。在理论设计过程中使用了Power 4-5-6软件。如第二章所提及的，D1和D3设计完全相同，因为它们的输入和输出规格相同。这可以帮助设计师了解所有三种方法之间的差别，并为他们的应用选择最优的解决方案。表5中最重要的属性将在以下章节中讨论。

120W直流-直流设计实例

直流-直流转换器的设计基于以下参数。其目标是为了工作在连续模式下。

额定输出功率: $P_{out} = 120\text{ W}$

输入电压范围: $V_{in} = 280\text{--}432\text{ V}$

(传统升压MC33260和NCP1650)

150~425 V (跟随升压MC33260)

额定稳压输出电压: $V_{out} = 12\text{ V} \pm 10\%$

开关频率: $f_{sw} = 200\text{ kHz}$

系统效率: $\eta = 80\%$

变压器

D1和D3的输入电压基于280V~432V这一范围，而D2的输入电压基于150V~425V这一范围。D1~D3的最小输入电压已考虑了PFC段中储能电容的保持时间。保持时间是在PFC段及150W的额定输出功率下，电容放电直至电压达到最低工作电压所需的时间。压差的起点是直流-直流段的最小输入电压。最大电压280V和150V分别为各PFC段的过压保护值。由于D2的输入电压较低，变压器需要一个较小的匝数比。D1和D3选用EFD20磁芯，D2选用EFD30磁芯。

功率开关

转换器段选用两开关正激拓扑的主要原因之一是，常规的单开关正激拓扑，其峰值开关电压要高得多，因而需要一个额定值为900V或更高的MOSFET，这使它变得非常昂贵。如上所述，开关的选择准则是输入峰值电流、漏-源电压和功率耗散。D2采用一个500V, 0.95Ω的开关，而D1和D3使用600 V, 3.0Ω的开关。如上所述，D2变压器的匝数比是D1和D3的一半。因此，其功率开关漏级电流增大了一倍。为了减小导电损耗而选择了 $R_{DS(on)}$ 更小的开关。

电感和电容滤波器设计

两开关正激拓扑中的LC滤波器有两个用途。在功率开关的关断期间，它为输出负载存储能量。其次，它使电源输出端的输出纹波电压最小化。滤波电感通常比滤波电容的多。

功率二极管

选择二极管时有两个选项：肖特基二极管和超快速二极管。在选择输出整流器时必须考虑使功率损耗最小化和使效率最大化。要考虑的最重要的参数是二极管正向电流 I_F 、正向电压 V_F 和反向电压 V_R 。二极管必须能够承受为负载供电所需的大电流，并能承受高反向电压而不致被烧毁。 I_F 应至少等于平均输出电流。而 V_R 应大于输出电压与反射到次级的输入电压之和。

$$V_R \geq V_{in\ max} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

在这种情况下，D1 和 D3 使用肖特基二极管，而 D2 使用超快速二极管。另外，由于在 D2 中使用的变压器的匝数比较低，正向电流和阻塞电压明显较高。因此，肖特基二极管无法满足电气要求，所以要使用超快速二极管。这两种二极管的价格差别不大。

表 4. 直流-直流两开关正激的详细比较(POWER 456)

属性	D1 MC33260 2-开关正激	D2 MC33260 2-开关正激	D3 NCP1650 2-开关正激
变压器	匝数比 10:1 0.629 in ² 0.257 in ³	匝数比 5:1 1.44 in ² 0.68 in ³	匝数比 10:1 0.629 in ² 0.257 in ³
功率开关	600 V 3.0 R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	500 V 0.95 R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	600 V 3.0 R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³
电感	26 μH 10.6 Apk 1.00 in ² 0.507 in ³	26 μH 10.83 Apk 1.00 in ² 0.507 in ³	26 μH 10.6 Apk 1.00 in ² 0.507 in ³
功率二极管	肖特基 60 V, 15 A V _F = 0.62 V TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	超快速 100 V, 10 A V _F = 0.80 V TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	肖特基 60 V, 15 A V _F = 0.62 V TO220 0.077 in ² 0.067 in ³
输出电容	220 μF, 16 V 0.26 Apk 0.19 in ² 0.85 in ³	220 μF, 16 V 0.45 Apk 0.19 in ² 0.85 in ³	220 μF, 16 V 0.26 Apk 0.19 in ² 0.85 in ³
频率范围	200 kHz 固定	200 kHz 固定	200 kHz 固定
控制	I-模式	I-模式	I-模式
总体积	1.75 in ³	2.17 in ³	1.75 in ³

表 5. 直流-直流两开关正激段

属性	D1 MC33260	D2 MC33260- 跟随升压	D3 NCP1650
*成本(\$)	3.24	4.10	3.27
效率(%)@ 低线电压时	90.2	89.3	90.2
功率密度 (W/in ³)	68.57	55.29	68.57

*成本仅用于预算目的，基于 1,000 件量供货价格计算。

实际的生产成本会有显著变化。

上表再一次对直流-直流段进行了小结。进行全面的比较并非易事，因为此段的最优化设计尚未完全建立。但是，可以从看出一些明显的优点。和任何比较一样，其中涉及到诸多变量和折衷。

第四章

连续导电模式(CCM) PFC

本部分将指导用户使用NCP1650控制器进行连续导电模式升压PFC电路的设计，以及使用NCP1651控制器进行连续导电模式反激PFC设计。这里的说明仅限于主要的设计选择及其分析。更多设计细节将在产品的数据表和应用注释中提供。每个产品均有一个Excel电子表格，可进行元件值的快速计算和元件清单的方便生成。这些电子表格可以从以下网址中的NCP1650和NCP1651产品文件夹中下载：

www.onsemi.com/site/products/summary/0,4450,NCP1650,00.html#Design%20&%20Development%20Tools

NCP1650: 150 W功率因数预调节器设计实例 (CCM升压)

I. 电路描述和计算

NCP1650功率因数控制器是一个采用固定频率和平均电流模式的控制器，被设计成可工作在连续或不连续模式中。电源设计师们越来越关注如何使产品符合政府颁布的能源规定，该功率因数控制器正是为此设计。这些规定的最新趋势是，如IEC1000-3-2，要求在功率额定值为75W或更高的电源中使用PFC预转换器。本文档中列出的NCP1650功率因数电路实例在通用输入下工作，并提供150 W的输出功率。这一设计可进行比例变换，以提供高达5.0 kW的输出功率。

为了开展设计，必须先规定电路的基本规格。这些规格将决定电路元件的主要属性，即电感尺寸，MOSFET、输出整流器和输出二极管的选择等。以下参数用于计算各种元件值。所给公式适用于连续导电模式(CCM)工作，这是该拓扑优先选用的工作模式。值得注意的是，NCP1650控制器也可工作在不连续导电模式(DCM)中。

最大额定输出功率： $P_{out_{max}} = 150 \text{ W}$

最小工作线路电压： $V_{in_{min}} = 85 \text{ Vac}$

最大工作线路电压： $V_{in_{max}} = 265 \text{ Vac}$

线路频率： $f_{line} = 47\text{--}63 \text{ Hz}$

额定开关频率： $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$

额定稳压输出电压： $V_{out} = 400 \text{ Vdc} \pm 8\%$

系统效率： $\eta = 0.9$ (期望值)

因为这个电路使用升压模式配置，所以输出电压需要大于整流输入电压的峰值。该设计要求使用通用的输入，最大线路电压为265Vac，线路电压峰值则会达到375 Vdc，因此选择400Vdc输出电压。

电感

电感的选择采用迭代法，由峰值电流、工作模式 (CCM: 恒流, DCM: 不连续, CRM: 临界导电)、纹波电流、输出纹波电压、元件应力和损耗以及板面积决定。正如设计方程所示，大多数参数为相反变化，相互之间是矛盾的，所以优化电感设计需要作一些折衷。电路设计师的责任是决定什么参数对于满足设计要求更重要。

电感值L的一级近似可用以下方程求得：

$$L = \frac{V_{in_{min}}^2 \cdot T}{2 \cdot I\% \cdot P_{out_{max}} \cdot \eta} \cdot \left[1 - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_{min}}}{V_{out}} \right) \right]$$

其中L = 电感值

$V_{in_{min}}$ = 最小工作线路电压

$P_{out_{max}}$ = 最大额定输出功率

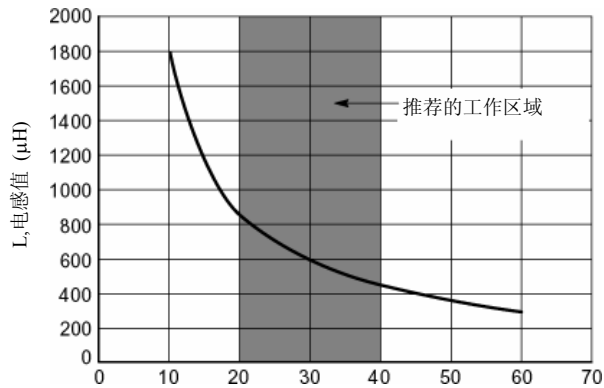
T = 周期

V_{out} = 额定稳压输出电压

I% = 可允许的纹波电流峰值和电感中的峰值电流的比 (一般为20~40%)

η = 效率

下表有助于根据允许的纹波电流确定电感的范围。推荐使用灰色阴影内即输入电流纹波为 20~40%范围内的电感值。



纹波电流峰-峰值 (峰值电感电流的百分比)

图 32. 推荐的电感值与纹波电流的函数关系

建议通过调整L的值来将纹波电流最小化，同时将其限制在一个合理的尺寸以减小板面积。通常，最大纹波电流峰-峰值为峰值电感电流的20%到40%是可以接受的。

选用最小的推荐电感值可以减小电感的尺寸，但也会导致较大的开关峰值电流、纹波电流和输出纹波电压。因此需要较大的MOSFET和输出电容来处理较高的元件应力。较小的电感值也迫使器件在高线电压条件下工作在不连续模式中，这提高了对输入滤波器的要求，增加了元件上的应力和总谐波失真(THD)水平。

选用最大的推荐电感值来使元件应力最小化并确保连续导电模式下的运行，要达到这一点就板面积和电感成本而言是昂贵的。较大的电感值也导致了较高的绕组损耗。

有了excel电子表格，用户便可以用不同的L值来进行快速试验，并观察其对设计参数所产生的影响。本设计优选的电感为800μH。从而得到以下结果：

峰值电感电流： $I_{pk} = 3.3 \text{ A}$

输出电容纹波电流： $I_{C \text{ rms}} = 1.30 \text{ A rms}$

输出电压纹波： $V_{out \text{ 纹波}} = \pm 32\text{V}$ (或 $\pm 8\%$)

确保了在40°到140°范围内和高线路电压、满负载条件下工作在CCM状态中。

尽管这个范围对于防止控制器在高线电压时进入DCM进而导致较高的THD而言尚显不足，但在实际中，电路在多种输入条件下均工作在CCM中。另外，如结果部分所示，高线电压时THD水平仍然比较令人满意，大大低于10%的标准。

在实际中电感的设计可以通过多种方法完成。磁芯材料和尺寸、骨架和导线可以由用户或者经验丰富的磁性元件制造商，如Coilcraft (www.coilcraft.com) 或TDK (www.component.tdk.com)来选择。本设计中使用的电感由TDK电子元件提供，并可以通过参考号SRW28LEC-U25V002进行订购。

功率开关

功率MOSFET的选择基于最大的漏-源电压 V_{DS} 和最大开关电流。 V_{DS} 由PFC预调节器的输入电压决定。最大开关电流与电感峰值电流相同。电感峰值电流是最大线路电流和容许的纹波电流的函数。它发生在低输入线电压的峰值处，此时电流需量最高，如图33所示。

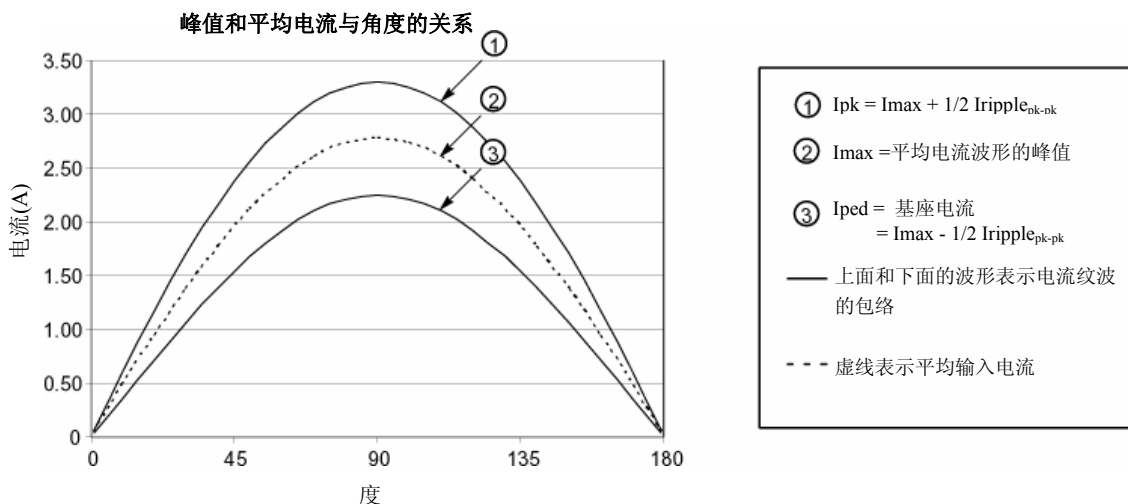


图 33. 峰值和平均线路电流与角度的关系

峰值电流为平均线路电流波形峰值和电流纹波峰-峰值一半的和。

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in}}{V_{in}} + \frac{1\%}{2} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_{in}}{V_{in}} \right)$$

最高的峰值电流发生在低线电压和满负载条件下。为了减小开关损耗和导电损耗，记住要选择栅极电荷少、电容小和 $R_{DS(on)}$ 小的 MOSFET。此设计使用了 International Rectifier 生产的 IRFB11N50A MOSFET。选择这种特殊的 MOSFET 是因为其具有 0.52Ω 的低 $R_{DS(on)}$ ，500V 的漏-源电压和 11A 漏级电流额定值。它的总栅极电荷为 52 nC，输入电容为 1423pF，这有助于减小开关损耗。

输出整流器

必须慎重选择输出整流器，以减小功率损耗和提高效率。要考虑的最重要的参数是二极管正向电流 I_F 、反向电压 V_R 和最大反向恢复时间 t_{rr} 。二极管必须能够承受为负载供电所需的大电流，并能承受高反向电压而不致被烧毁。 I_F 应高于电感电流峰值，而且 V_R 应大于 V_{out} 与输出电压纹波之和。平均二极管电流可以通过 Excel 电子表格来计算。

二极管峰值电流等于电感峰值电流。非重复二极管峰值正向电流额定值 I_{FSM} ，应作相应选择。输出整流器的功率损耗可通过 excel 电子表格来计算。如果已知由制造商提供的输出二极管的正向电压和反向恢复时间，设计辅助工具就可计算出反向恢复损耗、导电损耗和整流器的总损耗。

如计算所示，在 100kHz 时，开关损耗变大。选用一个反向恢复时间小的整流器，如安森美半导体的超快速 MUR 系列二极管将有助于降低开关损耗。使用低正向电压降可使导电损耗最小化。

本设计采用了安森美半导体的超快速二极管 MURH860CT。这个二极管的正向电流容量是 8.0A，正向电压为 2.5V，反向电压额定值为 600V，反向恢复时间为 35ns。

输出电容

输出电容根据其电容值和电压额定值来挑选。电压额定值取决于预转换器电路的输出电压。电容值则取决于容许的输出电压纹波水平和停止充电情况下的保持时间。

输出纹波水平一般根据第二段输入要求进行设置。

$V_{out} - V_{ripple}$ 必须大于第二段所要求的最小输入电压。

在本设计中需要使输出纹波小于峰-峰值的 16%，即小于 $\pm 32V$ 。输出电压纹波可以通过 Excel 电子表格近似求得。最小需要 $33\mu F$ 的电容来满足此要求。在低线电压时使用 $100\mu F$ 的 C_{out} 值会产生 11.8V 峰-峰值的输出电压纹波（板上测得），这大大低于我们所期望得到的 32Vpp 纹波。

一般的电源都要求达到一个最小保持时间以防电源失电，因为在失电期间电源必须能够保持它的负载输出。20ms 的保持时间是业内可接受的标准。20ms 保持时间所需要的最小电容可以这样计算：

$$C_{out} = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot t_{hold}}{V_{out}^2 - V_{out_{min}}^2}$$

其中 t_{hold} 是最小保持时间，而 $V_{out_{min}}$ 是使 C_{out} 可以在20 ms的时间内放电所需达到的最小输出电压。

同样，最小输出电压由第二段为保持其负载所需要最小输入电压决定。对于本设计，第二段直流-直流正激转换器的输出负载为120W (12V, 10A)，需要280V的 $V_{out_{min}}$ 。

现在可以计算 C_{out} 的值了。计算得到的 C_{out} 值为74 μ F。为了满足最小保持时间和输出电压纹波的要求，在此设计中选择了下一档更高的标准电容值100 μ F。

最后，在为设计选择合适的电容时，必须考虑流过电容器的最大均方根电流值。假设负载为恒定直流电阻，均方根电流可以按如下公式计算：

$$I_{Crms} = \sqrt{\left[\frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{in2}}{9 \cdot \pi \cdot V_{in} \cdot V_{out}} - \left(\frac{V_{out}}{R_{load}} \right)^2 \right]}$$

其中，在使用非电阻负载的情况下， V_{out}/R_{load} 可以用均方根输出电流来替代。确保不超过电容（电流和功率）的额定值这点很重要。

为了减小功率耗散，最后需要注意的是要使电容的 ESR 最小化。如果布局允许，并联多个电容不失为一个好方法。这也助于在不同电容之间分配均方根电流和功率耗散，让用户可以选择更低的电流额定值，从而可以使用更小的器件。

设计中使用了 100 μ F, 450V 松下铝电解电容。

EMI考虑事项

EMI在各种PFC中都存在，特别是在高频条件下。EMI有辐射EMI和传导EMI两种。本例重点介绍传导EMI，它可以分成两类，共模和差模。以下数据是在没有采用最优化EMI输入滤波器的条件下测得的。EMI考虑事项和结果在第六章中说明。

控制电路设计

控制电路设计可以使用Excel设计工具进行，这可以让用户逐步设计所有元件的值。该工具确保所选择的元件不会超过任何IC参数限制。

直流-直流转换器

NCP1650传统升压的直流-直流第二段设计已在第三章中说明。进一步的信息请参考“120 W直流-直流设计实例”这一节。

II. 电路原理图和元件清单

下面是 NCP1650 升压转换器的功能原理图。完整的电路图和元件清单见本报告后的附录。

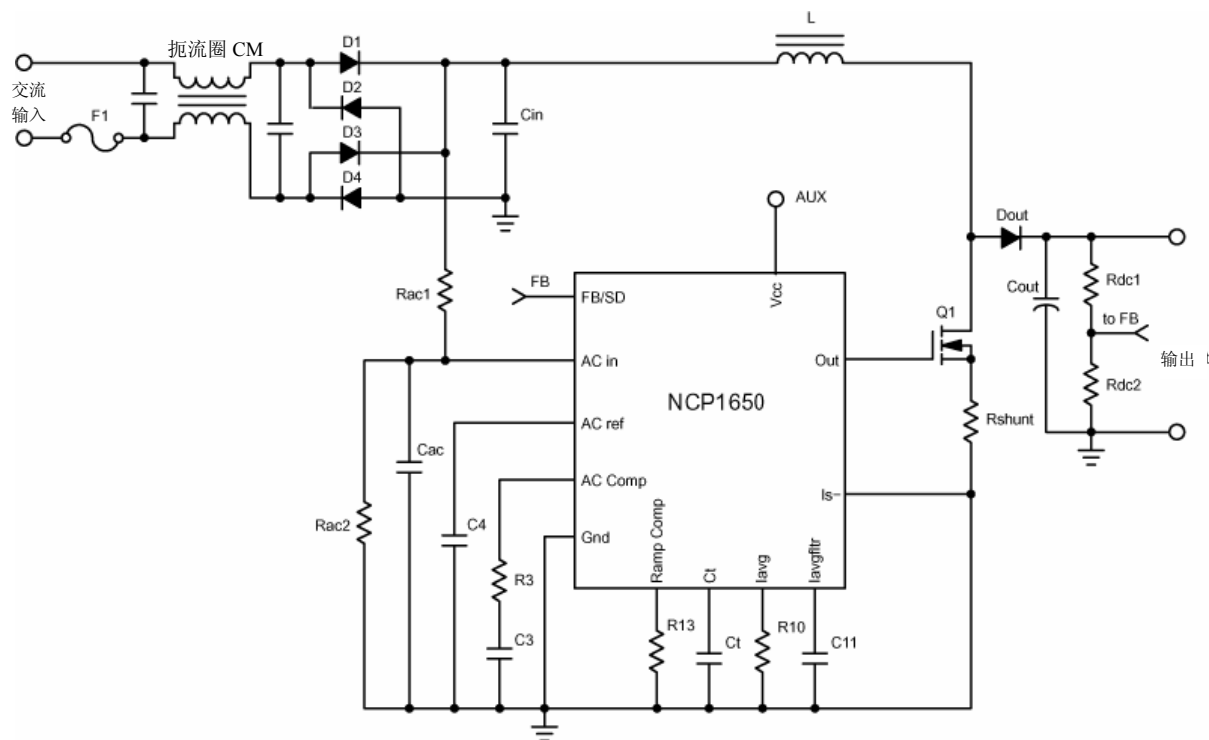


图 34. NCP1650 PFC 升压转换器简化原理图

III. NCP1650板结果

在进行了NPC1650板上的测量之后，得到了以下数据。

表6. 使用800 μ H电感的NCP1650 PFC电路结果

V _{in} (Vac)	85	115	230	265
P _{in} (W)	173	166	159.8	158.6
I _{line} (rms)	2.04	1.44	0.69	0.597
V _{out} (V)	404.2	404.6	404.7	404.8
I _{out} (A)	0.375	0.374	0.371	0.371
效率 (%)	87.6	91.2	94.0	94.7
PF (%)	99.76	99.78	99.77	99.6
THD (%)	4.67	4.19	5.51	6.32

表6显示，在输入电压范围内可以从NCP1650得到良好的效率。线路电压较低时，效率会稍有降低。这是因为线路电压较低时线路电流会增加，这便加大了MOSFET和输出整流器的功率耗散。另一方面，在所有输入电压条件下都可以观察到非常好的功率因数(PF)和THD性能。

你也可以通过改变输出负载来改变电路的输出功率，并观察它对效率、功率因数和总谐波失真的影响。以下三张图描述了这些结果。

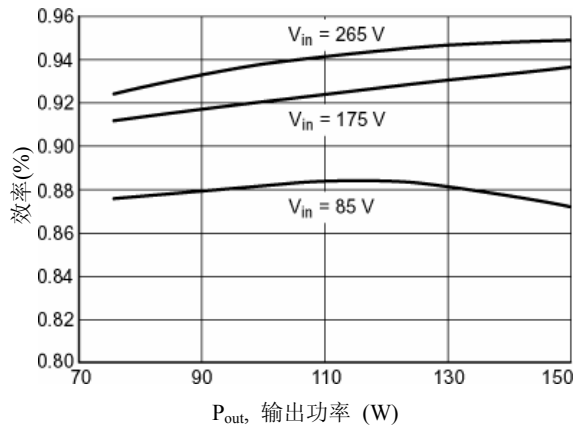


图35.效率和输出功率的关系

如图 35 所示，线路输入电压越高，效率也越高。线路电压越高，保持负载所需的输入电流就越小，而各个元件上的功率耗散也越小，从而使电路效率提高。

在低线电压时，效率在较高的输出功率处开始下降，因为线路电流增大较多，因而功率MOSFET和输出整流器的功率耗散也相应增大。

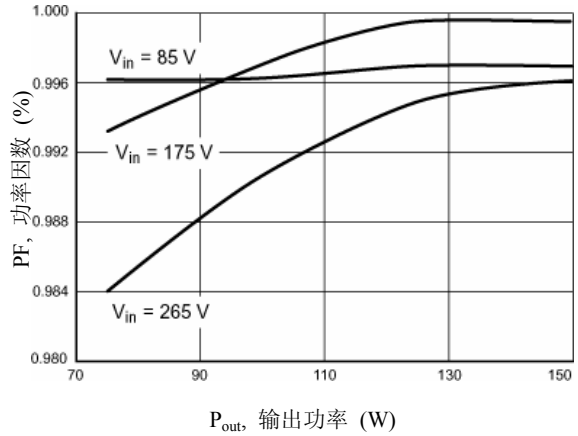


图36. 功率因数和输出功率的关系

如图36所示，功率因数随着输出功率的提高而改进。在较低的输出功率水平和高线电压条件下(175Vac和265Vac)，电路工作在不连续模式下。DCM状态下的工作迫使功率开关和输出整流器中的di/dt更快且峰值电流更高。结果是使功率因数水平受到影响。在低输入线路电压下，无论输出功率为多少，器件均工作在CCM，因此，失真在此并不成问题。加大电感有助于扩展电路在CCM中工作的范围，而且有助于提高整个功率因数水平。

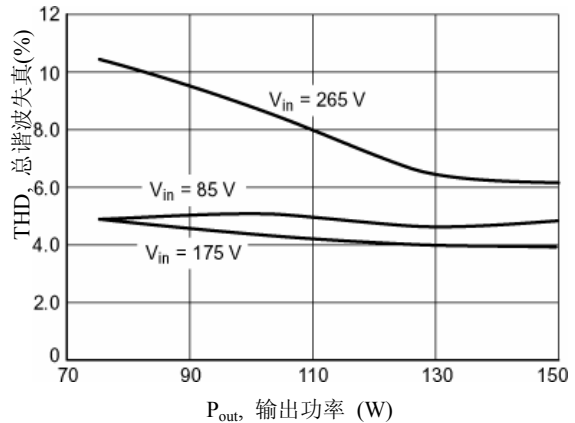


图 37. THD 和输出功率的关系

在图37上可以看到,和功率因数相似,对于低输出功率而言,THD在高线电压时要高的多。这也是因为控制器工作在不连续模式下所致。这将导致更快的di/dt和更高的失真水平。由于输入电流波形的快速变化,在EMI滤波器中滤波难度较大。在比较中可以观察到,在高线电压、高输出功率下,THD水平低得多,因为控制器此时工作在CCM中。增大电感可扩大控制器在CCM状态下工作的范围,并有助于减小THD。但这将增大电感尺寸,并可能超出设计限制。

在许多系统中,客户的要求是在75W到满功率的负载范围内满足减少谐波这一要求。在这种情况下,为了满足IEC 1000-3-2的要求,使电路在230Vac和75W负载条件仍保持在CCM状态十分重要。

NCP1651: 120 W单段功率因数设计实例(反激)

I. 电路描述和计算

NCP1651是一个单段功率因数控制器,被设计成可在反激配置中工作。这个控制器的显著优势在于将第一段功率因数预转换和第二段直流-直流转换结合在一个IC中。这为用户节约了多方面的成本,因为周边元件和磁性器件的数量大大减少。

和NCP1650 PFC项目相似,为了开展设计,必须规定电路的基本规格。这些规格决定了电路元件的主要属性,主要包括变压器尺寸和MOSFET、输出整流器及输出二极管的选择。

以下参数用于计算各种元件值。

最大额定输出功率: $P_{out_{max}} = 120 \text{ W}$

最小工作线路电压: $V_{in_{min}} = 85 \text{ Vac}$

最大工作线路电压: $V_{in_{max}} = 265 \text{ Vac}$

线路频率: $f_{line} = 47\sim 63\text{Hz}$

额定开关频率: $f_{sw} = 100\text{kHz}$

额定稳压输出电压: $V_{out} = 12 \text{ Vdc} \pm 10\%$

系统效率: $\eta = 0.8$ (期望值)

变压器

在二段法中,直流-直流段的输入稳定在400V,而单段反

激的输入未经稳压,随线路电压的变化而变化。因此,反激拓扑具有很高的峰值电流,必须配备一个强劲的变压器。

变压器的设计借助了安森美半导体的辅助设计工具,该工具可从网上下载。和NCP1650的设计相似,这里选用了变压器的初级电感来使输入纹波电流最小化。较高的电感值会产生较低的初级峰值电流,也有利于减小损耗。因此选用了800 μH 的电感值。

选择正确的匝数比更为复杂,有点类似于选择一个平衡点。一方面,大匝数比意味着MOSFET和输出整流器的功率耗散可以更低。在大匝数比的情况下,一个小的初级电流就足以支持负载。因为MOSFET中的功率耗散和 $I_p^2 \times R_{DS(on)}$ 成正比,所以初级电流的轻微减小便会引起功率耗散的大幅降低。另外,选择大的匝数比会产生一个低次级电压,并减小次级二极管在截止状态中的电压应力。因此可以选用一个反向电压额定值(V_R)低的输出整流器。这点很重要,因为 V_R 较低的二极管其正向压降(V_F)较小。二极管的损耗和 $I_F \times V_F$ 成正比,这有助于使二极管的功率耗散最小化。

另一方面,小匝数比亦有许多优点,其中显著的一点就是尺寸和成本优势。通常会试图将匝数比保持在20:1以下以使变压器具有合理的尺寸和适当的成本。其次,匝数比小意味着只有一小部分输出电压被反射回初级,例如:在这个设计中 $12\text{V/匝} \times 7 \text{匝} = 84 \text{ V}$ 。另外,由于导线的电容耦合,初级漏感将随着匝数的增加而增加,并同时增加MOSFET漏极上的电压振铃幅度。由于功率MOSFET所承受的电压是整流输入电压加上反射电压和漏感脉冲电压,因此建议将匝数比保持最小。

变压器匝数比的一级近似可从下图中获得。它描述了MOSFET的最大期望漏-源电压(V_{DS}) (不包括漏感贡献)和次级电压与变压器匝数比的关系。这可以让用户通过选择正确的匝数比来减小MOSFET和输出二极管中的功率耗散。

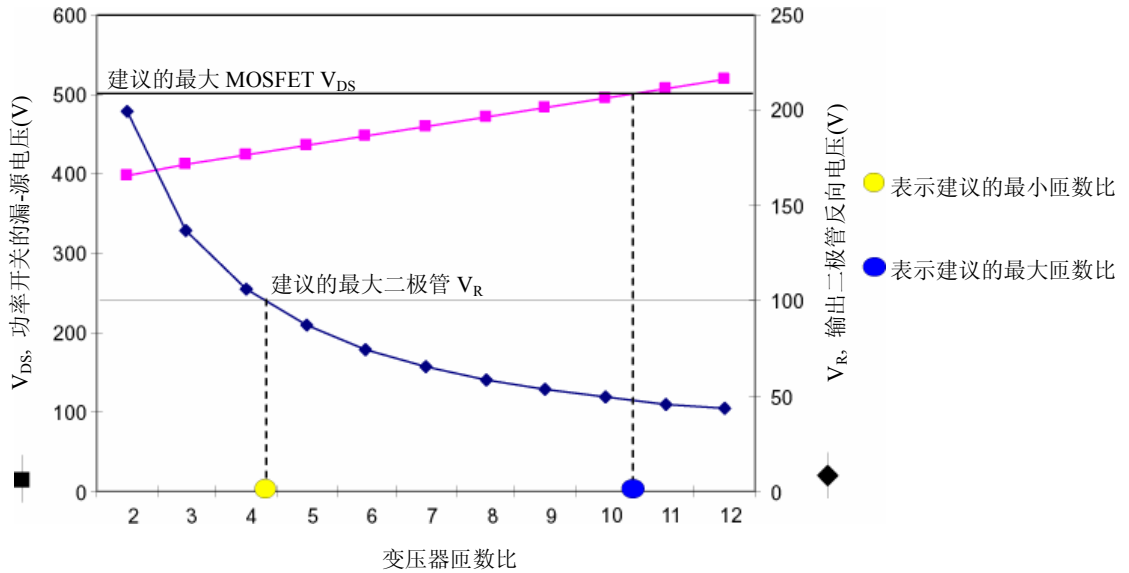


图 38. V_{DS} 和 V_R 与变压器匝数比的关系 (12V 输出)

所选择的匝数比应能将漏-源电压保持在一个合理的水平。对于较低的 V_{DS} ，可以选择 $R_{DS(on)}$ 较低的 MOSFET，因而其导电损耗也会更低。漏-源电压越小， $R_{DS(on)}$ 也越小。图 38 中所示的 V_{DS} 期望值不包括变压器初级漏感所产生的电压振铃。漏感贡献在更高匝数比条件下更差。因此，在选择 MOSFET 的 V_{DS} 额定值时需要保持一定程度的安全余量。建议选择所产生的 V_{DS} 小于 500V 或者落于图 38 参考点左侧的匝数比。本设计最好使用 V_{DS} 额定值为 800V 的 MOSFET。这可以有 300V 的余量，同时保持一个低的 $R_{DS(on)}$ ，参见 MOSFET 部分。如果 MOSFET 电压振铃越来越严重，则需要使用阻尼器来保护开关，但这会降低效率，因为吸收电压尖峰的同时阻尼器会散发热量。

在选择输出二极管时，最小的正向电压将产生最小的功率耗散（忽略开关损耗）。因为正向电压的大小和反向电压额定值直接相关，所以挑选 V_R 小的二极管有助于降低损耗。最小的 V_R 可以通过较小的匝数比获得。建议选择所产生的 V_R 小于 100V 或落于图 38 参考点右侧的匝数比。

辅助绕组用来提供控制器工作时的偏压。其可向 NCP1651 IC 的 V_{cc} 引脚提供最小为 12V 的电压，因此使用了和次级绕组一样的匝数比。齐纳二极管箝定电压至 18V 以防止发生振铃。辅助绕组应该和次级绕组同相连接。

规定变压器制造商必须将初级漏感保持在最小值这点很重要，这样可减小在 MOSFET 断开时在其两端产生的电压振铃。如果漏感很大，则必须增加瞬态电压抑制器来保护 MOSFET。

总之，必须做出一些折衷，以挑选正确的磁性器件。要么优化设计来减小 MOSFET 和输出二极管中的功率耗散，要么优化设计来降低 MOSFET 上的电压应力并减小变压器和阻尼器中的损耗。较小的匝数比有利于在初级生成较高的峰值电流以及在输出整流器中产生更高的正向电压。较高的变压器匝数比有利于降低漏感、磁芯和绕组损耗，并产生更高的漏-源电压。选择正确的匝数比与 MOSFET、整流器的有效利用及其电气特性密切相关。

功率开关

功率 MOSFET 的选择基于最大漏-源电压和最大峰值电流 I_{pk} 。 V_{DS} 由整流输入电压与反射输出电压和漏感电压之和来决定。

$$V_{DS} = \sqrt{2} \cdot V_{in\ max} + \frac{N_p}{N_s} \cdot V_{out} + I_p \cdot \sqrt{\frac{L_p(\text{leakage})}{C_p + C_{oss}}}$$

其中 $\frac{N_p}{N_s}$ 是初级对次级的匝数比， I_p 是变压器初级电流， L_p (漏) 是初级绕组漏感， C_p 是初级绕组寄生电容（一般为 1.0nF），而 C_{oss} 是 MOSFET 输出电容（这里为 800pF）。

最大开关电流和初级绕组峰值电流相同。初级电流是最大线路电流和容许的纹波电流的函数。它可以使用下列方程或Excel设计辅助工具进行估算。

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in} \cdot T}{V_{in \min} \cdot t_{on}} + \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in \min} \cdot t_{on}}{L_p}$$

其中 L_p 是初级绕组电感， t_{on} 是功率MOSFET导通时间。最高的峰值电流发生在低线电压和高负载条件下。图39显示了流过变压器的不同电流。线路电流波形的最小和最大电流分别以基座电流 I_{ped} 和峰值电流 I_{pk} 表示。

为了使开关损耗和导电损耗最小化，记住要选择一个带低栅极电荷、小电容和小 $R_{DS(on)}$ 的MOSFET。本设计采用了Infineon的CoolMOS SPP11N80C3 MOSFET。选择这种特殊的MOSFET是因为它的 $R_{DS(on)}$ 较低，为 0.45Ω ，以及其800V的漏-源电压和11A的漏极电流额定值。其栅极电荷为60nC，器件电容为1600 pF，这有助于减小开关损耗。

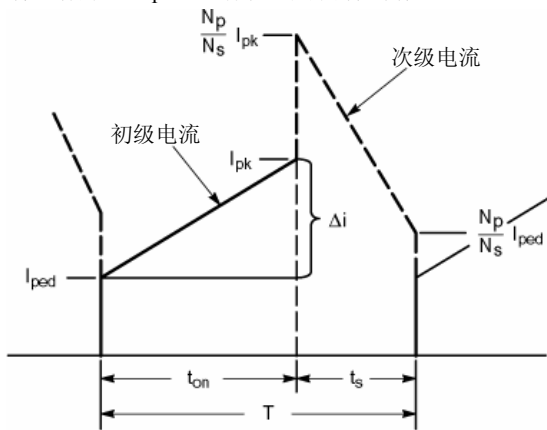


图39. 反激变压器的初级和次级电流

输出整流器

所选择的输出整流器必须能使功率损耗最小化，效率最大化。要考虑的最重要的参数是二极管正向电流 I_F ，正向电压 V_F 和反向电压 V_R 。二极管必须能够承受为负载供电所需要的大电流及高反向电压。因而器件类型的选择（肖特基二极管和超快速二极管）尤为重要。 I_F 应至少等于平均输出电流，并且 V_R 应大于输出电压与反射到次级上的输入电压之和。

$$V_R \geq V_{out} + \sqrt{2} \cdot V_{in \max} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

输出整流器中的功率耗散可以用excel电子表格来计算。平均功率损耗由导电损耗和恢复损耗两部分组成。正向电压降低可减小导电损耗。部分导电损耗也和变压器的匝数比有关。当匝数比上升时，应力和功率耗散会随着二极管峰值电流的增大而增大。该关系可以从输出二极管功率耗散的计算公式中看出：

$$P_d = V_F \cdot I_F \cdot (1-D), \text{ 及 } I_F = \frac{(I_{pk} + I_{ped})}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

有趣的是，平均电流将保持不变，因为它仅仅取决于负载。而且，反向电压额定值与峰值电流的变化方向相反，且在匝数比增大时减小。

平均功率损耗与恢复损耗无关，因为本设计使用的是肖特基二极管。导电损耗决定了功率耗散。

本设计采用了安森美半导体的肖特基二极管MBR10100。这个二极管的正向电流容量为10A，反向电压额定值为100V，正向电压额定值为0.95V。

输出电容

为获得高输入性能并节约系统成本，需要作诸多折衷，其中之一便是对输出电压特性作出折衷。反激转换器没有中间能量存储，所以输出电容便有两大功能：线路频率的能量存储和开关频率纹波的滤波电容。这使得所使用的电容要比通常的要大的多，以保证将纹波电压维持在低水平，同时在断电条件下可以满足保持时间的要求。

输出电容应根据其电容值、电压和均方根电流额定值进行挑选。电容值取决于所需的输出电压纹波水平。可接受的输出纹波水平一般5%左右或以下，在本设计中即小于600mV。电压纹波有两个分量，一个由线路频率引起，另一个由元件开关引起。两者都可以用Excel设计辅助电子表格来计算。电压额定值由电路的输出电压与输出纹波电压之和决定。

电容的均方根电流额定值与其承受的纹波电流水平直接相关。因为输出二极管和输出电容之间没有串联电感，电容器将受到大电流瞬变的作用，此类瞬变由电路中的大开关电流引起。那些大电流瞬变不仅会因为电容的ESR而在输出上增加一些电压纹波，如果选择不当，还会损坏电容。

通常，制造商会列出电容器的均方根电流容量。一条好的经验法则是选择均方根电流额定值等于或大于电容电流峰-峰值 60%左右的电容。电容纹波电流的峰-峰值可以用 Excel 电子表格近似求得。

在这个设计中，使用了两个大型金属壳的 16V, 15,000 μ F 铝电解电容和两个 United Chemicon 的 16 V, 680 μ F 贴片电解电容进行并联。这种奇特的组合可以得到一个紧凑的电容器组。此电容值初看上去似乎有些大，但因为不仅要满足输出纹波电压要求，还要处理高纹波电流（峰值 21A），所以必须采用这么大的电容。通过并联和组合两种不同类型的电容，不仅减小了 ESR，而且通过的均方根电流也有所增大。电容器的 ESR 使得低频电流纹波大多流过 15,000 μ F 的大容

量电容，这些电容阻抗最小且电流额定值最大。尽管680 μ F 的电流额定值较低，但是尚未超过其最大纹波电流容量，因为负载是共享的。使用这一电容组合，在高线电压时我们可得到120Hz 2.03Vpp的纹波。如果以获得较低纹波水平为主要目标，则可以在输出端添加额外的电容。增加两个额外的15,000 μ F电容可进一步将电压纹波减小到1.57 Vpp。通过增加一个0.1 μ F的陶瓷电容来滤除任何存在的高频分量也不失为一种好做法。

II. 电路原理图和元件清单

下面是 NCP1651 PFC 的功能原理图。完整的电路图和元件清单见本报告后的附录。

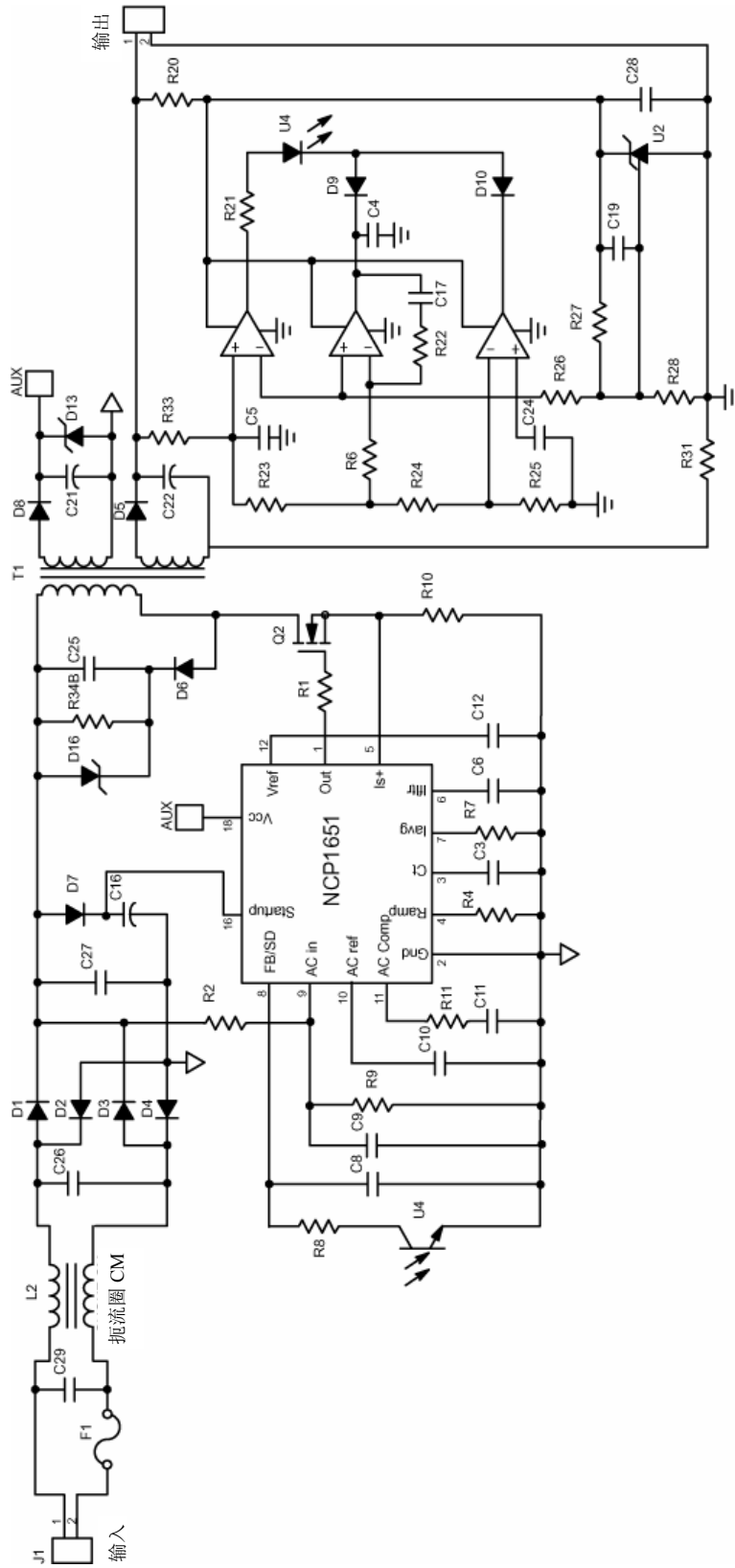


图 40. 简化的 NCP1651 单段反激功率因数转换器原理图

III. NCP1651结果

在NCP1651板上进行了测量并且观察到以下结果。

表7. NCP1651 PFC电路结果

V _{in} (Vac)	85	115	230	265
P _{in} (W)	153.8	146	140.1	140.3
I _{line} (rms)	1.80	1.27	0.63	0.56
V _{out} (V)	11.72	11.78	11.77	11.78
I _{out} (A)	10	10	10	10
效率 (%)	76.2	80.7	84.0	84.0
PF (%)	99.79	99.86	96.70	93.87
THD (%)	4.76	4.29	6.4	7.9

表7表明NCP1651在输入电压范围为115Vac及以上时可获得高效率。效率在低线电压时会有所降低。线路电流在线路电压较低时会增大，此时，在MOSFET和输出整流器上可观察到较高的功率耗散。另一方面，在所有输出电压条件下均可观察到非常好的功率因数(PF)和THD性能。在265Vac下可观察到PF和THD性能略有降低，因为器件随着经整流的正弦波上的位置变化而在DCM和CCM之间更替。DCM发生在穿越零点的附近位置，而在周期的剩余时间内，器件将始终工作在CCM下。

您也可通过改变输出负载来改变电路的输出功率，并观察它对效率、功率因数和总谐波失真的影响。下面三张图描述了结果。

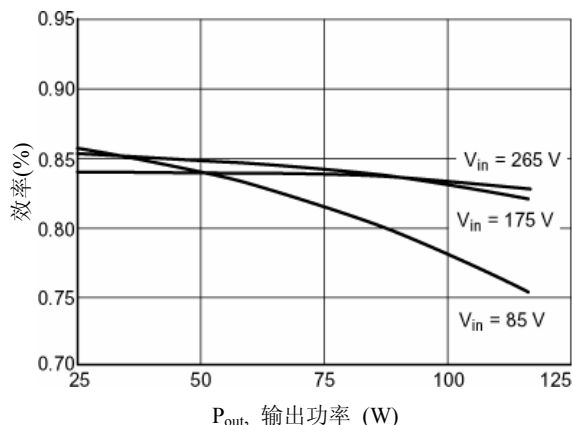


图41. 效率和输出功率的关系

如图 41 所示，线路输入电压越高，效率也越高。因为线路电压越高，维持负载所需的输入电流就越低，各个元件中的功率耗散也越低，从而可以得到效率更高的电路。在负载较高的条件下效率一般较低，因为这时线路电流大的多，因此功率 MOSFET 和输出整流器的功率耗散也会变大。出于相同的原因，在低线电压、高负载条件下，这种情况将加重。

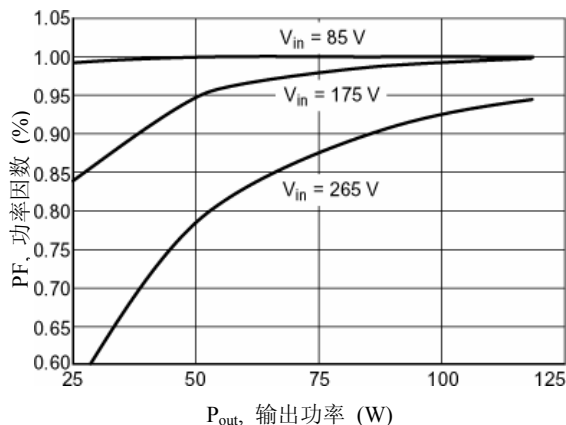


图42. 功率因数和输出功率的关系

如图42所示，功率因数随着输出功率的提高而改进。在较低的输出功率水平和高线电压下（175Vac和265Vac），电路工作在不连续模式。DCM状态下的运行迫使功率开关和输出整流器中的di/dt更快且峰值电流更高。线路电压越高、输出功率越小，则功率开关的导通时间就越短，功率因数水平随之下降越严重。在低输入线路电压条件下，器件工作在CCM，则无论输出功率和失真都不成问题。增大初级上的电感有助于扩展电路在CCM下工作的范围，而且有助于提高整个功率因数水平。

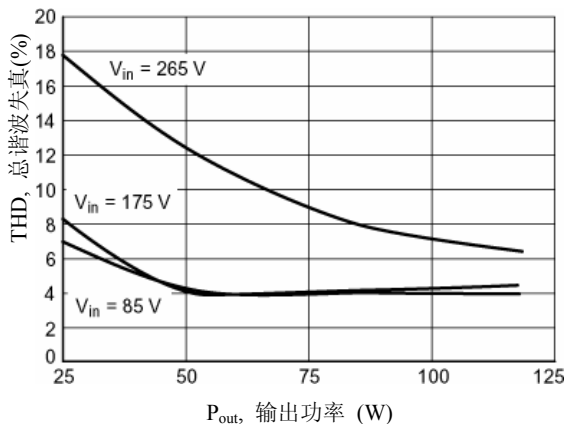


图43. THD和输出功率的关系

可以在图 43 上看到，和功率因数相似，THD 在高线电压和低输出功率条件下要高的多。这也是因为控制器工作在不连续模式下所致。这将导致更快的 di/dt 和更高的失真水平。由于输入电流波形的快速变化，在 EMI 滤波器中滤波要难的多。和在高线电压、高输出功率条件下相反，由于控制器工作在 CCM 中，THD 水平低要的多。增大初级电感将有助于扩大 CCM 工作的范围，并且减小 THD。但是，更大的电感可能会超出一些设计限制。

第五章

四种方法的详细分析和结果

本章对用四种不同方法得到的结果进行了详细分析。根据给定的准则对几种拓扑进行比较分析和排列名次。本章分为两部分，第一部分介绍 PFC 预调节器，第二部分介绍总体设计。另外，也为设计师提供了不同功率水平的趋势图。

PFC预调节器段

本部分介绍了第一段的主要功率元件。为了便于比较四种电路，在此做出了某些假设。工作的详细数据均在输出功率为 150W 的情况下得到。表 8 对每种设计属性的尺寸和电气特性进行了归纳。

表 8. PFC 的详细比较

属性	P1- MC33260 CRM升压	P2- MC33260 CRM跟随升压	P3- NCP1650 CCM升压	P4- NCP1651 CCM反激
电感	607 μ H 5.54 Apk 1.76 in ² 2.97 in ³	200 μ H 5.54 Apk 1.25 in ² 1.57 in ³	800 μ H 3.4 Apk 1.17 in ² 1.64 in ³	800 μ H pri, 6.6 Apk 10 μ H sec, 7:1, 3.80 in ² 8.68 in ³
输出电容	220 μ F, 450 V 2.17 Apk 0.759 in ² 1.34 in ³	330 μ F, 450 V 2.81 Apk 1.49 in ² 2.05 in ³	100 μ F, 450 V 1.30 Apk 0.59 in ² 0.812 in ³	31,360 μ F, 16 V 21 Apk 1.14 in ² 1.60 in ³
功率开关	500 V 0.52 Ω R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	500 V 0.52 Ω R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	500 V 0.52 Ω R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	800 V 0.45 Ω R _{DS(on)} TO220 0.077 in ² 0.067 in ³
功率二极管	超快速 600 V, 4.0 A V _F = 1.28 V 轴向引线 0.034 in ² 0.017 in ³	超快速 600 V, 4.0 A V _F = 1.28 V 轴向引线 0.034 in ² 0.017 in ³	超快速 600 V, 8.0 A V _F = 2.5 V TO220 0.077 in ² 0.067 in ³	肖特基 80 V, 10 A V _F = 0.95 V TO220 0.077 in ² 0.067 in ³
频率范围	25~476 kHz	43~476 kHz	100 kHz固定	100 kHz固定
RCD箝定	N/A	N/A	N/A	13 k Ω , 6.0 W 0.01 μ F, 1.0 kV陶瓷 1.5KE250+1.5KE100 0.53 in ² 0.88 in ³
TVS	N/A	N/A	N/A	MUR460 .06 in ² .0094 in ³
控制	V-模式	V-模式	I-模式	I-模式
总体积	4.39 in ³	3.70 in ³	2.59 in ³	*11.30 in ³

*包括 PFC 和直流-直流段。

该表忽略了 EMI 成分，因为读数时没有对 EMI 滤波器进行优化。

关于 EMI 滤波器元件和它们对于电路性能的影响的全面描述，请参见第六章。

电感/变压器

根据表8中的结果，考虑到其电感值较小，MC33260跟随升压解决方案似乎代表了最便宜和最紧凑的板设计。但是，如前所述，P2的电感因受到大电流纹波的作用其磁通变化量大，因此在选择磁芯时必须特别仔细。而且，P1和P2工作在CRM中，具有大得多的电感电流。它们一般要求使用较大规格的导线来处理电流容量。设计电感时，减小DCR来降低导电损耗也很重要。严格比较两种CRM状态下的PFC，P1和P2的电感值差别证明了在相同的给定条件下，跟随升压确实可允许采用更小的电感。

从获得最紧凑板设计的角度来说，NCP1650不失为最佳的解决方案。因为工作在CCM中，它需要处理的峰值电流最小。因此，这个设计使用最小的磁芯EER28，这使得电感很小。P4采用了一个反激变压器，把第一段升压电感和第二段两开关正激变压器结合在了一起。因此，这是所有四种设计中最大和最昂贵的磁元件。但是，用这种可方法节约两个完整的磁性元件，而传统的升压PFC加上直流-直流段方法则需要三个磁性元件。具体尺寸参见第三章。

功率开关

前面三种方法中的功率开关是一个固定的参数。CRM工作下，MOSFET导通开关损耗最小，因为在MOSFET导通时电流为零。因此，重点主要放在如何使导电损耗最小化。P1和P2的峰值电流比P3中的高得多，因此它们的导电损耗更大，因为它们工作在CRM中，而P3是工作在CCM中。所以，P1和P2更加容易发生热损耗，因而在为MOSFET选择散热器时需特别注意。由于P4使用反激拓扑，所以需采用电压额定值更高的MOSFET，因为其漏-源电压超过500V。较高的漏-源电压是由反射的次级电压和增加到整流线路电压初级绕组漏感上的电压纹波造成的。为了减小漏感的影响并保护MOSFET，需在整流线路和功率开关的漏极之间增加阻尼电路。不幸的是，该电路降低了转换器的效率，尤其是在低线电压条件下，此时初级电流更高。更值得一提的是，P4可仅使用一个MOSFET，而两段法中需使要两个。

功率二极管

CRM工作显著简化了二极管的工作和选择，因为反向恢复时间已不重要。P3中的二极管必须能够承受为负载供电所需要的大电流及高反向电压；因此，选择了TO220封装来

处理高功率耗散。一个轴向引线超快速二极管对于P1和P3而言已足够，因为其功率耗散相当低。P4较低的电压额定值要求允许使用80V，10A的肖特基整流器。其没有开关损耗因而减小了功率耗散。但依然有大电流流过二极管，因而需要通过合适的散热来散发10W的导电损耗。如果板尺寸并非主要的考虑因素，TO247封装可能更加合适，因为它的功率额定值较大。

输出电容

P4使用最大的输出电容。尽管它初看上去似乎太大，但是，为了处理大电流纹波，采用这样大的电容是必要的。严格观察第一段，P3所使用的电容仅次于P4。这是跟随升压中存在的较大输出电压纹波的副产品。理想情况下，P1和P3使用相同的输出电容，但是正如第三章所述，P1需要额外的电容来将其输出电压纹波降低到一个可接受的水平。但是，一旦将两个段组合在一起，P4方法中所使用的电容相形之下就并不过大了。

表9. PFC预调节器段

属性	F1+P1 MC33260 CRM升压	F2+P2 MC33260 CRM跟随升压	F3+P3 NCP1650 CCM升压
*成本(\$)	7.20	7.75	6.44
THD@ 265 Vac (%)	17.6	21	6.26
效率@ 85 Vac (%)	88	89.5	87
功率密度 (W/in ³)	34.16	40.54	57.91
保持能力 (ms)	20	20	20

*成本仅用于预算目的，基于1,000件量供货价格计算。实际生产成本会有显著变化。

预调节器段的结果

表9只介绍了预转换器段的结果，而且为了公平起见，在此处不能将P4纳入比较。从成本和效率的角度来看，P1到P3是具有可比性的。如果在初级端采用一个较便宜的电感或MOSFET来进行节约，则通常须在次级端使用一个更好或者更大的元件进行补偿。在P3中，因为在初级

使用了廉价电感来进行节约,所以次级端便要求使用较好的整流器。相反,P1和P2要求初级端使用较大的元件,于是次级端上的元件便可以是廉价品。从效率来说,请注意,在传统升压和跟随升压模式中可以观察到稍高一点的效率,部分原因在于MOSFET的低导电损耗。如果重点在于得到低THD水平,则P3是迄今为止最佳的解决方案。但是,设计P3的控制环路要复杂的多,因为工作在大于50%的占空比时,电流模式转换器要求斜升电压补偿。采用电压控制工作模式的P1和P2不需要斜升补偿。因此,如果希望设计简单,P1和P2可提供使用最少外部元件的最简单的电路。最佳的功率密度依然可通过P3获得,因为它使用的元件尺寸较小。以下是在75 W~150 W范围内观察到的效率曲线图。

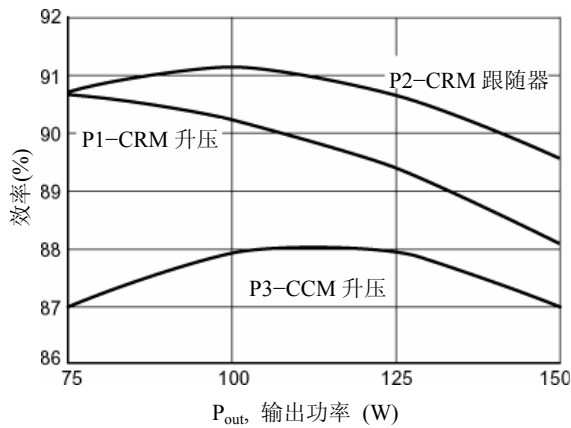


图44. MC33260、MC33260跟随升压和NCP1650的效率与输出功率的关系

可以在图 44 上看到, P1 和 P2 在低功率时显示出了与 P3 更高的效率,因为它们工作在 CRM 中,并且更适合低功率应用。在较高功率下,效率曲线开始收敛,这表明在该条件下 NCP1650 CCM 升压转换器更为适合。当输出功率消耗要求

表 10. 整个功率段

属性	F1+P1+D1 MC33260 CRM升压	F2+P2+D2 MC33260 CRM跟随升压	F3+P3+D3 NCP1650 CCM升压	F4+P4 NCP1651 CCM反激
*成本 (\$)	10.44	11.85	9.68	10.54
THD@265 Vac (%)	17.6	21	6.26	4.76
效率@85 Vac (%)	79.19	79.92	79.01	76.20
效率@115 Vac (%)	82.62	82.60	82.26	80.7
功率密度(W/in ³)	19.54	20.44	27.64	10.61

*成本仅用于预算目的,基于 1,000 件量供货价格计算。实际生产成本会有显著变化。

增加时,CRM转换器的峰值电流增加,并且在功率开关和电感中将耗散更多功率。

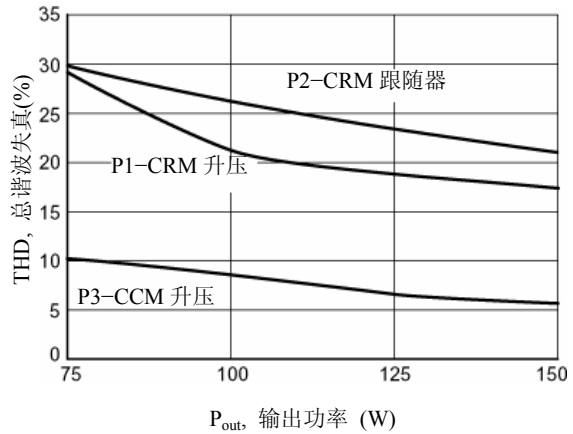


图45. MC33260、MC33260跟随升压和NCP1650的总谐波失真与输出功率的关系

如图45所示,P3在功率范围内表现出较低水平的THD,这是因为它的固定频率和较慢的di/dt特性便于在EMI段滤去。P1和P2中使用的MC33260控制器的最小关断时间为2.0μs,这将在穿越零点附近出现死区时间。这种现象在较低的功率范围内将更严重,因而失真更大。另外,工作频率随着线路和负载变化,使EMI滤波器的实现更加困难,而且THD也会因此变差。CRM转换器中更高的峰值电流也使THD增大。

整个功率段的结果

表 10 对 PFC 预调节器段和直流-直流段的结果进行了小结。目的在于指导用户基于对系统考虑,如成本、THD、效率和功率密度,选择正确的拓扑。直流-直流段分析的细节在第三章中说明。

需要考虑的一些关键点：最廉价的解决方案可通过 CCM 升压获得，如表 12 所示。但是，根据成本结构和体积作进一步分析，可能会得到不一样的结果。CCM 升压 PFC 电路也可产生最低的 THD 水平。相比而言，MC33260 方法总是在通过 IEC1000-3-2 的边缘，因为其 CRM 工作模式。极力推荐用 NCP1650/1651 进行设计，以保证符合 IEC。就效率而言，四种方法产生的水平相似，尽管单段方法(NCP1651)具有最低的效率。NCP1651 更加适合在更高的输出电压（24V, 48V,及以上）条件下应用，因为在该条件下可获得较高的效率。12V 为这个功率水平的边界值。就便于使用这点而言，CRM 升压 PFC 电路布局最简单。因为 CRM 有一个内在稳定的电流环路，它不需要补偿。CCM 升压 PFC 电路要求使用更多的外部元件来稳定环路。但就功率密度而言，它仍是最紧凑的设计。在 NCP1651 中，功率密度由反激变压器决定。典型的两段 PFC 应用使用 3 个磁性元件，升压电感、直流-直流转换器和输出扼流圈。每个元件均要求在其周围留有一定空间，而且所有三个磁性元件的体积之和大致等于 NCP1651 变压器的体积。因此，功率密度可能会产生误导，应仅仅用作参考。

每种设计应就成本、属性和设计时间方面进行折衷。如果主要目标是以最低成本获得最低THD水平，那么CCM升压PFC是最佳的解决方案。如果便于实现更为重要，则CRM升压PFC控制器将成为最佳方案。

趋势图

以上提供的工作数据均在功率为150W的条件下得到。下列各表基于不同功率水平提供一些趋势，可以将其看作条件变化的敏感度分析。从中可以看到每种方法的各个功率水平上，每一设计属性的估计值。从而可以得到效率和成本假设。根据每个控制器的规格，表11和12覆盖了100W~400W的功率范围，表13覆盖了更广的100W~1000W范围，而表14只覆盖了100W~200W范围。

在制表时做了如下假设。C_{out}的值是基于30%的输出电压纹波和20ms的保持时间。初级电感L_p基于CCM的20%线路电流纹波。MC33260电路的初级电感基于40μs的开关时间。反激变压器的设计需要迭代并按各种元件的低功率耗散进行优化，以方便根据电路的电气特性选择元件。

表 11. 传统升压 – MC33260 的趋势图

传统升压 MC33260							
P _{out} (W)	L _p (μH)	C _{OUT} (μF)	MOSFET		R _{CS} (Ω)	R _{OCP} (kΩ)	C _T (nF)
			V _{DS}	I _{DSpk}			
100	910	49	500	3.70	0.7	12.6	7.15
150	606	73.5	500	5.54	0.7	18.9	7.15
200	455	98	500	7.39	0.7	25.2	7.15
250	364	123	500	9.24	0.7	31.5	7.15
400	227	196	500	14.78	0.7	50.5	7.15

表 12. 跟随升压 – MC33260 的趋势图

跟随升压 MC33260							
P _{out} (W)	L _p (μH)	C _{OUT} (μF)	MOSFET		R _{CS} (Ω)	R _{OCP} (kΩ)	C _T (nF)
			V _{DS} (V)	I _{DSpk} (A)			
100	519	229	500	3.70	0.7	12.6	1.01
150	346	343	500	5.54	0.7	18.9	1.01
200	259	457	500	7.39	0.7	25.2	1.01
250	208	571	500	9.24	0.7	31.5	1.01
400	130	914	500	14.78	0.7	50.5	1.01

表 13. 传统升压 - NCP1650 的趋势图

传统升压 NCP1650						
P _{out} (W)	L _p (μH)	C _{out} (μF)	MOSFET		D _{out}	
			V _{DS} (V)	I _{DSpk} (A)	V _R (V)	I _{FPK} (A)
100	1260	49	500	2.18	400	1.85
150	840	74	500	3.27	400	2.77
200	630	98	500	4.36	400	3.7
250	505	123	500	5.45	400	4.62
400	320	196	500	8.71	400	7.39
600	210	294	500	13.09	400	11.09
800	160	392	500	17.41	400	14.79
1000	125	490	500	21.85	400	18.48

表 14. 单段反激 - NCP1651 的趋势图

单段反激 NCP1651								
P _{out} (W)	T1		C _{out}		MOSFET		D _{out}	
	L _p (μH) (注 1)	Np/Ns	I _{ripple} (A)	C _{out} (μF) (注 2)	V _{DS} (V) (注 3)	I _{DSpk} (A)	V _R (V) (注 3)	I _{FPK} (A)
100	800	9.0	19.8	31,360	800	4.75	80	42.7
150	800	5.0	22.0	31,360	800	9.62	100	48.1
200	800	3.0	22.8	31,360	800	18.22	150	54.6

1. 改变初级电感值对设计参数的影响不大，因此均使用了800μH的电感值。较高的电感值有助于降低MOSFET峰值电流，但需要非常大的电感来将纹波电流降低几个mA。仅仅为了得到电流纹波的微小改进而在磁元件上花费额外的成本这并不值得。
2. C_{out}值是为了满足±10%输出电压纹波要求和电容纹波电流要求所需要的电容值。如果有纹波电流额定值大、电容值小的电容，则可以使用较小的电容。
3. 所示的值是推荐采用的器件实际电气额定值。

如表 14 所示，输出功率范围较窄。由于采用了 12V 的低输出电压，很难向这个特定的拓扑提供更高的输出功率。功率水平越高则意味着电路中的峰值电流越大，这样就在各个元件上增加了额外的应力，并且极大地增加了功率损耗。在 200W 条件下，变压器匝数比必须保持较小，以使输出电容的电流纹波保持在可以控制的水平。然而，这便在变压器、MOSFET 和输出整流器中产生了更高的峰值电流。同时也增加了升压二极管的反向电压，因而需要使用 V_F 更大的器件。

但是，可以在较高输出电压条件下得到较高水平的输出功率，而又可以将元件的尺寸保持在合理范围内。比如，一个初级电感为 800μH、变压器匝数比为 5 的 200W/24V 电路，其 V_{DS} 为 495V，MOSFET 峰值电流为 8.70A，升压二极管反向电压为 99V，峰值电流为 43.5A，输出电容纹波电流为 20.82A。可以看到，这些数字比表 14 所示的更易控制，因而有可能获得良好的电路性能。

第六章

EMI考虑事项

背景

EMI，即电磁干扰，通常由电子设备产生，是器件中电压或电流快速变化的结果。变化越陡峭，噪声干扰就越严重。在典型的开关电源，如反激中，功率MOSFET的频繁开关会产生电压脉冲。每个脉冲在它的基频上都带有谐波。所有谐波一起在高频范围内形成噪声谱。

大多数电子器件会辐射某种类型的EMI或者射频信号。尽管该信号初看上去似乎很微弱，但当它开始对临近区域的其他设备形成干扰时，EMI就成为一个大问题了。这些干扰的严重程度，小到使电视机屏幕上出现雪花，大到严重干扰飞机上的飞行控制电子设备。

因为我们周围总是存在电子设备，并且它们总给我们带来很多负面影响，因此许多机构制定了条例，以减小噪声对我们日常生活的影响。联邦通信委员会即 FCC，是一个独立的美国政府机构，负责监管无线电、电视、卫星和有线通信以及控制射频干扰。作为这样一个机构，FCC 颁布了一套推荐使用的辐射限制标准，设备必须在其容许的范围内工作，以便不对其它设备造成干扰。

本应用注释中所列出的 EMI 电源要求即属于 FCC 第 15 部分 B 部分的规定。15 部分 B 部分适用于来自低功率设备如

电力载波系统、电视接收机及其接口的非故意RF干扰辐射源。这些设备所产生的射频频率可以被送回交流线路及所连接的其它设备上，从而引起干扰。

EMI干扰可以分成两大类，辐射干扰和传导干扰。辐射干扰通过空气传播，频率大多数在30MHz以上。传导干扰通过交流电源传播，频率大多数低于30MHz。

FCC规则的第15部分(1990)中所列出的辐射限制适用于频率在450kHz到30MHz之间，在电源线上的传导干扰和在10m或3.0m处测得的，频率在30MHz至960MHz及以上的幅射干扰。频率测量值的上限取决于设备所使用或产生的最高频率。

EMI测量结果

为了进行比较，只考虑了传导干扰，因此所有的测量值均低于30MHz的限制水平。FCC建议，在这个频率范围内EMI水平不应高于48 dBuV。

下面的图 46、47、50、51 显示了各个拓扑在加入 EMI 滤波器之前的传导干扰水平。图 48、49、52、53 则描述在添加了 EMI 滤波器之后，干扰水平如何降至 FCC 推荐的水平之下。

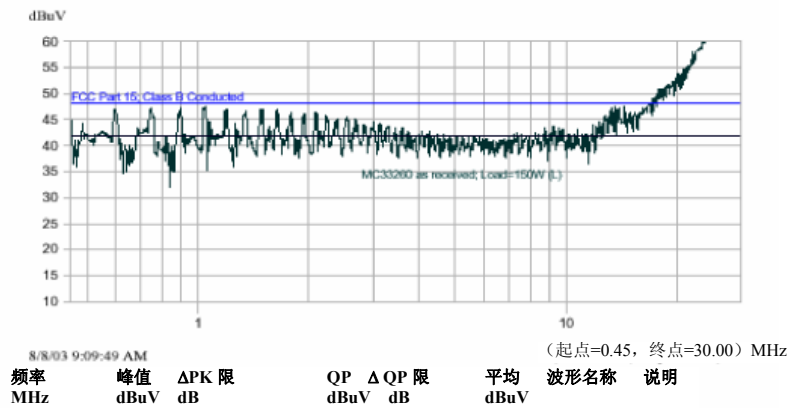


图 46. 不带 EMI 滤波器的 MC33260 板 (线路线)

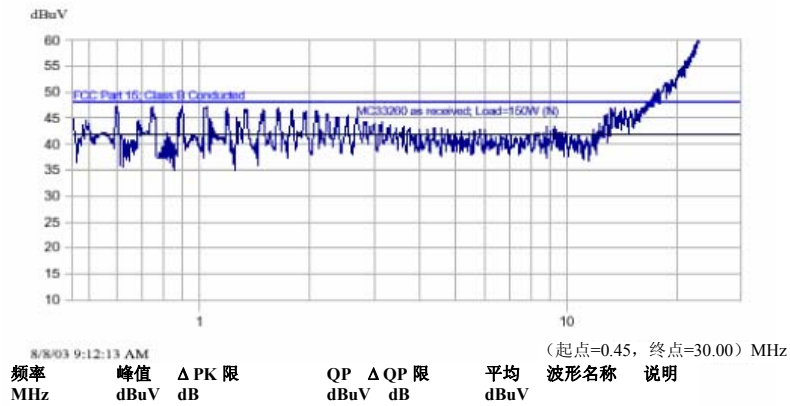


图 47. 不带 EMI 滤波器的 MC33260 板 (中线)

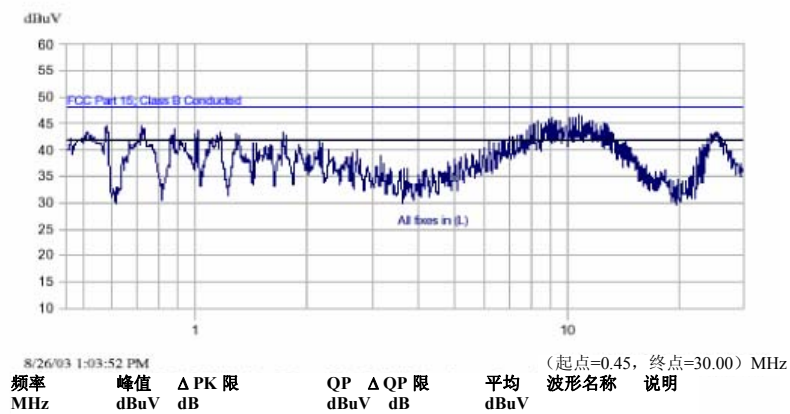


图 48. 带 EMI 滤波器的 MC33260 板 (线路线)

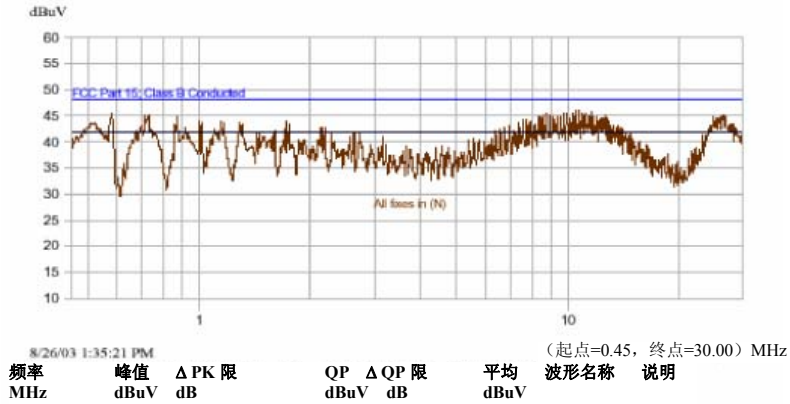


图 49. 带 EMI 滤波器的 MC33260 板 (中线)

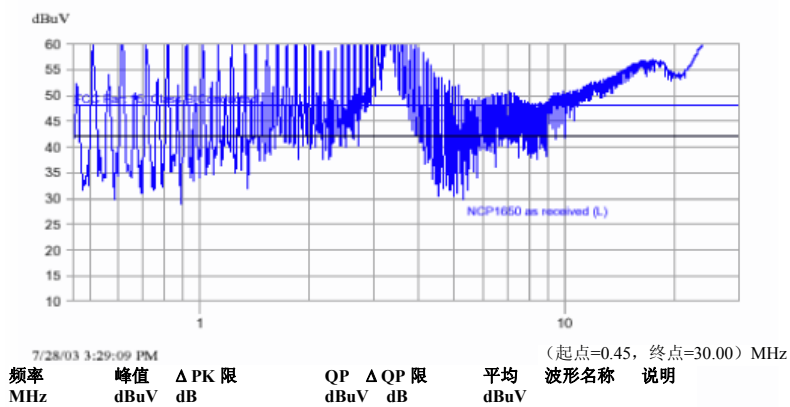


图 50. 不带 EMI 滤波器的 NCP1650 板 (线路线)

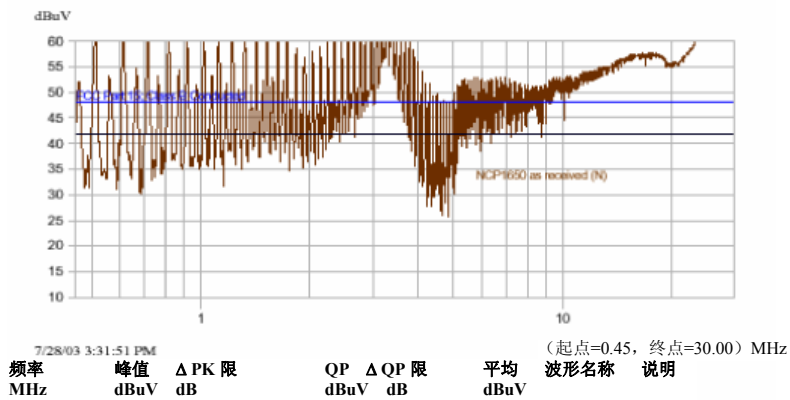


图 51. 不带 EMI 滤波器的 NCP1650 演示板 (中线)

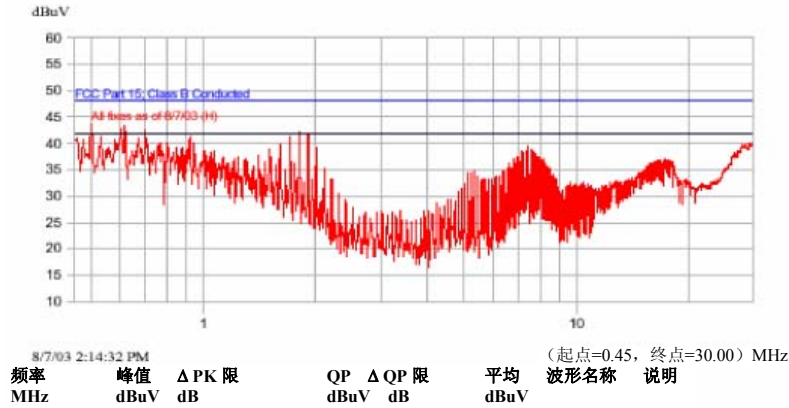


图 52. 带 EMI 滤波器的 NCP1650 板 (线路线)

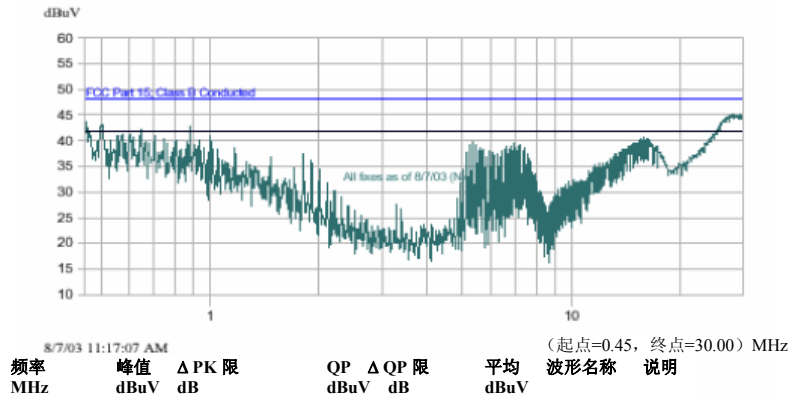


图 53. 带 EMI 滤波器的 NCP1650 板 (中线)

对电路做了以下更改, 以满足工作在电阻负载时的线路传导 EMI 要求

对 MC33260 的更改:

1. 添加了 Coilcraft 滤波器 BU10-6003R0B 作为交流接头后的第一个线路扼流圈。
2. 更改升压整流器为软恢复 MSR1560, 并与 Ferronics 21-201-B 铁氧体磁环串联。
3. 更改功率 MOSFET 为“全填充”式封装, 以减小它的对地电容。这里使用了 ST 微电子产的 STF9NK90Z (8.0 A, 900 V)。
4. 在漏极和地之间接入一个 RC 阻尼电路, ($R=33\Omega, C=470\text{pF}$), 并且串联了一个小铁氧体磁环 (Ferronics 21-031-B)。阻尼电路充电时, 该磁环将吸收电流脉冲中的一些高频能量。
5. 在输出电解电容后面添加了一个 LC 滤波器 ($L=47\mu\text{H}, C=0.1\mu\text{F}$)。
6. 增加一个 10Ω 电阻并与关断二极管 (D6) 串联。这个阻值是 FET 的发热量与 EMI 进行折衷的结果。
7. 在 Vcc 接头和 C4 之间添加了一个铁氧体磁环 (Fair-Rite 2773009112)。电路独立时, 不需要使用这个磁环。

对NCP1650所做的更改:

对电路所做的更改归纳在下面的图 54 中。

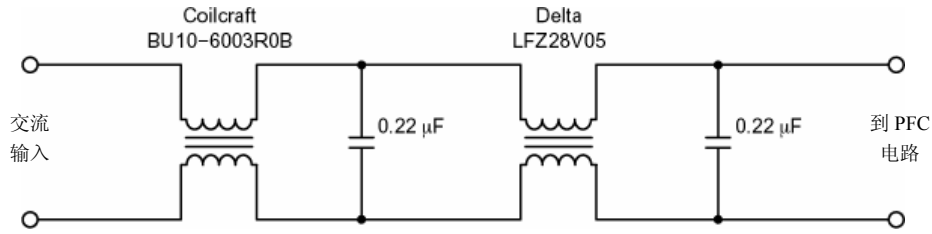


图 54. NCP1650 EMI 滤波器原理图

Coilcraft BU10-6003R0B: 电感 = 60 mH,

$I_{ac\ max} = 3.0\ A$, $DCR\ max = 40\ m\Omega$

Delta Electronics LFZ28V05: 电感 = 22 mH,

$I_{ac\ max} = 1.3\ A$, $DCR\ max = 0.36\ m\Omega$

值得注意的是，EMI 滤波器中使用的元件未进行优化。电感的选择是基于手头可用的元件，而并不一定是最好的选择。

三个电路均使用类似尺寸的滤波器。但是，通常情况下 CRM 拓扑要求采用较大的电感扼流圈来滤除 EMI。因为 CRM 转换器使用可变频率开关且电感中的峰值电流较高，所以对元件的要求更高，设计更复杂。相比之下，CCM 转换器以固定频率工作，峰值电流较小。因此，EMI 滤波器的设计可更加紧凑、性价比更高，而且可以使用更小的共模电感。

最后，尽管那些改动极大地提高了 EMI 性能，但对于电路的效率而言是不利的。在 MC33260 电路中添加阻尼器将提高功率耗散。由于电感的 DCR 和电容的 ESR，EMI 滤波器的功率损耗也会增加。

使用建议的 900 V TO247 MOSFET 来降低对地电容其代价是 $R_{DS(on)}$ 的增大（现在为 1.1–1.3 Ω ），并会因此降低效率。同样值得注意的是，构建 EMI 滤波器是一个复杂和迭代的过程。它不仅需要使用特殊的设备，而且测量也需要在非常特定的条件下完成，以避免受到周围环境的寄生参数影响而造成读数错误。

出于这些原因，并且为了使本报告简明扼要，在此只公布了结果。另外，这些结果只能作为建议，不能替代主管机构的严格评定。为了完全符合 EMI 指令要求，装置必须经过指定测试单位的认证。

如果电源要投放欧洲市场，可能需要获得当地机构的认可，因为那里可能强制执行不同的要求。关于那些标准的更多信息，请联系 IEC（国际电工委员会），CENELEC（欧洲电工标准化委员会），或 CISPR（国际无线电干扰特别委员会）。

参考文献

以下参考文献与本文内容有关，对于感兴趣的读者而言，这只是可供使用的资料的一小部分

- [1] Ming Hain Chew, *Design of Power Factor Correction Circuit Using Greenline™ Power Factor Controller MC33260, AND8016/D, Rev. 1*, ON Semiconductor, June 2002.
- [2] Joel Turchi, *Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode AND8123/D Rev. 0*, ON Semiconductor, July 2003, <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8123-D.PDF>.
- [3] Joel Turchi, *An Innovative Controller for Compact and Cost-Effective PFC Solutions*, <http://www.chipcenter.com/analog/tn029.htm>
- [4] Lloyd H. Dixon, Jr., *High Power Factor Preregulators for Off-Line Power Supplies*, Power Supply Design Seminar, SEM-800, Unitrode (now Texas Instrument) 1991.
- [5] Lloyd H. Dixon, Jr., *Average Current Mode Control of Switching Power Supplies*, Application Note U140, Unitrode (now Texas Instrument).
- [6] Alan Ball, *NCP1650/D Power Factor Controller, Rev. 1*, ON Semiconductor, March 2002.
- [7] Alan Ball, *NCP1650 Benchtop Assistance, AND8084, Rev. 0*, ON Semiconductor, May 2002.
- [8] Marty Brown, *Power Supply Cookbook*, Butterworth-Heinemann 1994.
- [9] Tim Williams, *EMC for Product Designers: Meeting the European Directive*, third edition, Newnes 2001.
- [10] Roland W. Gubisch, *Inside FCC Part 15 and Canada's Corresponding Standards*, <http://www.cemag.com/99ARG/Gubish31.html> 1999.

附录

表 15. MC33260 转换器元件清单

参考标号	说明	产品型号	制造商
C1, C7	电容, 100 nF, 275 Vac X2	BC1601 ND	BC Components
C2	电容, 470 nF, 275 Vac	BC1601 ND	BC Components
C3	电容, 1.0 nF	—	—
C4	电容, 10 μ F, 铝电解, 25 V	—	—
C _{out} :传统升压	电容, 220 μ F, 铝电解, 450 V	ECO S2WP221CX	松下
C _{out} :跟随升压	电容, 330 μ F, 铝电解, 450 V	ECE S2WP331EX	松下
C8, C9	1.0 nF	—	—
C _T :传统升压	10 nF	—	—
C _T :跟随升压	560 pF	—	—
D1-4	1.0 A, 600 V快速恢复整流器	1N4934	安森美半导体
D5	4.0 A, 600 V开关电源整流器	MUR460E	安森美半导体
D6	1.0A, 100 V快速恢复整流器	1N4934	安森美半导体
F1	2.0 A	标准	—
L _p	扼流圈, 共模, 50 mH	47283900	Thomson Orega
L2: 传统升压	电感, 607 μ H, 轴向引线	SRW42EC U07V002	TDK
L2: 跟随升压	电感, 200 μ H, 轴向引线	10689480	Thomson Orega
Q1	MOSFET	IRFB11N50A	IR
R3	电阻, 47 Ω	—	—
R _{CS}	电阻, 0.7 Ω , 3.0W	—	—
R5, R6	电阻, 1.0 M	—	—
R _{OCP}	电阻, 20 k	—	—
*R13	电阻, 25 k	—	—
IC1	GreenLine小型功率因数控制器	MC33260	安森美半导体

*仅用于传统升压。

1. 不带阴影的值是未经EMI优化的滤波器初始值。

带阴影的值是经优化的 EMI 滤波器值, 参见第六章。

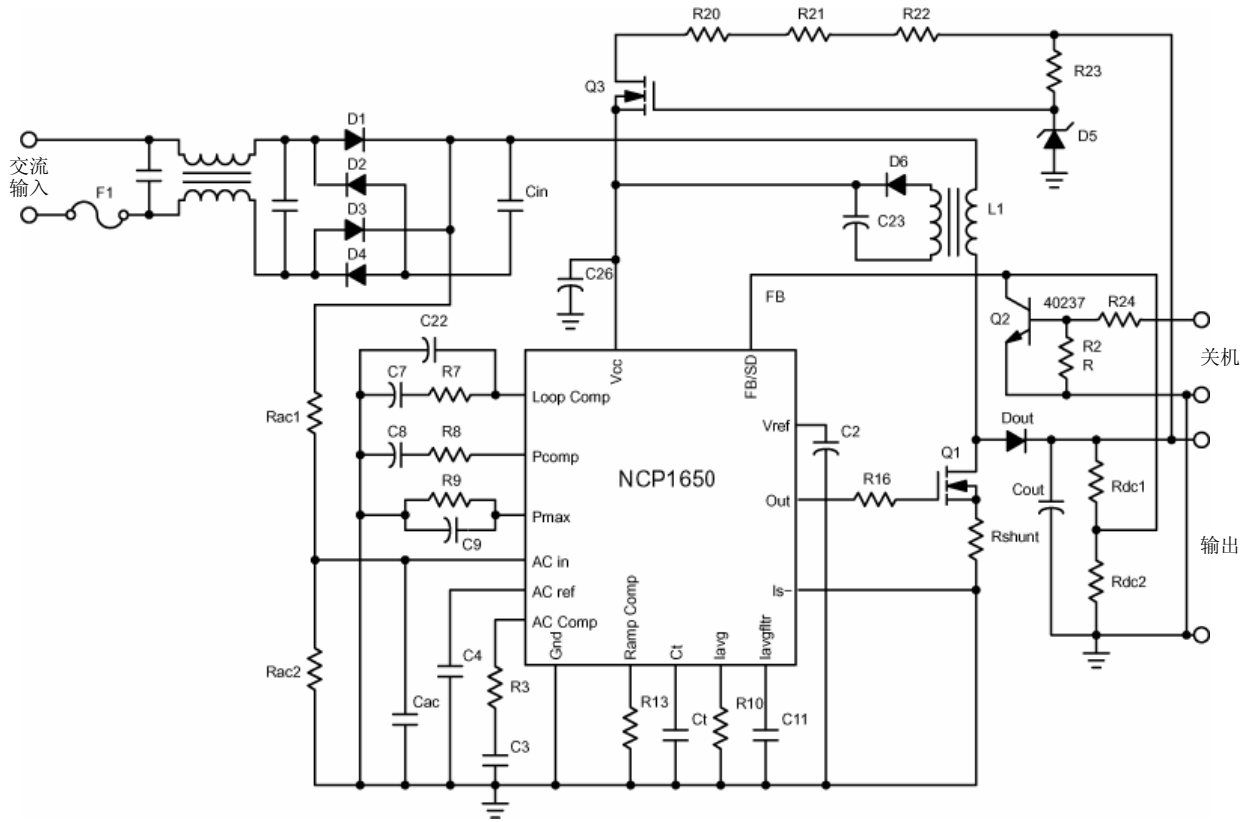


图 55. NCP1650 150 W PFC 升压转换器原理图

表 16. NCPI650 PFC 电路元件清单

参考标号	说明	产品型号	制造商
C2	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μ F, 50V	C1608X7R1H104KT	TDK
C3	电容, 陶瓷, 片状, 0.01 μ F, 50V	C1608X7R2A103M	TDK
C4	电容, 陶瓷, 片状, 1.0nF, 50V	C1608X7R1H102K	TDK
C5	电容, 陶瓷, 片状, 0.022 μ F, 50V	C1608X7R1H223K	TDK
C7	电容, 陶瓷, 片状, 47 μ F, 6.3V	C3225X5R0J476MT	TDK
C8	电容, 陶瓷, 片状, 22 μ F, 16V	C3225X5R1C226MT	TDK
C9	电容, 陶瓷, 片状, 4.7 μ F, 10V	C3216X5R1A475KT	TDK
C11	电容, 陶瓷, 片状, 470pF, 50V	C1608C0G1H471JT	TDK
C14	电容, 陶瓷, 片状, 470pF, 50V	C1608C0G1H471JT	TDK
C20	电容, X型, 0.47 μ F, 275Vac	“ECQ-U2A474ML”	松下 (Digi-P10734-ND)
—	电容, X型, 0.1 μ F, 275Vac	—	—
—	电容, X型, 0.22 μ F, 275Vac	—	—
C21	电容, 聚丙烯, 0.1 μ F, 400Vdc	MKP1841-410-405	Vishay Sprague
C22	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μ F, 50V	C1608X7R1H104KT	TDK
C23	电容, 铝电解电容, 100 μ F, 25V	“ECA-1EM101P”	松下 (Digi-P10413TB-ND)
C25	电容, 铝电解电容, 100 μ F, 450V	“ECO-S2WP101BA”	松下 (Digi-P7427-ND)
C26	电容, 陶瓷, 片状, 1.0 μ F, 25V	C3216X7R1E105KT	TDK
D1~D4	二极管, 整流器, 600V, 3.0A	1N5406	安森美半导体
D5	齐纳二极管, 18V, 轴向引线	MMSZ5248BT1	安森美半导体
D6	二极管, 信号, 75V, 200mA, SOT-23	BAS19LT1	安森美半导体
D7	二极管, 超快速, 600V, 8.0A	MURHF860CT	Bussman
F1	保险丝, 2.0A, 250Vac	1025TD2A	TDK
L1	电感, 800 μ H, 3.4 A max	“SRW28LEC-U25V002”	TDK
L2 ²	电感, 18 mH, 1.3 A饱和, 共模	LFZ28V06	Delta Electronics
L3 ²	电感, 10 μ H, 3.0 A饱和, 共模	“BU10-6003R0B”	Coilcraft
L2 ²	电感100 μ H, 2.5 A饱和, 差模	“TSL1315-101K2R5”	TDK
L3 ²	电感 100 μ H, 2.5 A饱和, 差模	“TSL1315-101K2R5”	TDK
Q1	FET, 10.5 A, 0.7 Ω , 600 V, N沟道	FQP12N60	Fairchild
Q2	双极晶体管, 50V	MMBT2222ALT1	安森美半导体
Q3	FET, 6.6A, 0.52 Ω , 500V	IRFiB7N50A	International Rectifier
R3	电阻, SMT, 1.40 k, 1.0%	CRCW12061401F	Vishay
R4	电阻, 轴向引线178k, $\frac{1}{4}$ W 1.0%	“CMF-55-178K00FKRE”	Vishay
R5	电阻, 轴向引线3.57k, $\frac{1}{4}$ W 1.0%	“CMF-55-3K5700FKBF”	Vishay
R6	电阻, 轴向引线178k, $\frac{1}{4}$ W 1.0%	“CMF-55-178K00FKRE”	Vishay
R7	电阻, SMT, 6.2k	CRCW12066K20JNTA	Vishay
R8	电阻, SMT, 8.9k	CRCW12068K90JNTA	Vishay
R9	电阻, SMT 66.5k, 1.0%	CRCW12066652F	Vishay
R10	电阻, SMT 9.53k, 1.0%	CRCW12069531F	Vishay
R13	电阻, SMT 63.4k 1.0%	CRCW1206342F	Vishay

1. 对MOSFET添加隔离, 散热器接地。
2. 不带阴影的值是未经EMI优化的滤波器初始值。
带阴影的值是经优化的 EMI 滤波器值, 参见第六章。

表 16. NCP1650 PFC 电路元件清单 (续)

参考标号	说明	产品型号	制造商
R16	电阻, SMT, 1.0	CRCW1206100JRE4	Vishay
R20	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R21	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R22	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R23	电阻, 轴向引线, 12M, _W	CCF-07-125J	Vishay
R25	电阻, SMT, 4.7k	CRCW12064K70JNTA	Vishay
R26	电阻, SMT, 12k	CRCW120612K0JNTA	Vishay
R27	电阻, 轴向引线, 453k, _W, 1.0%	CMF-55-453K00FKBF	Vishay
R28	电阻, 轴向引线, 453k, _W, 1.0%	CMF-55-4533F	Vishay
R29	电阻, 轴向引线, 9.09k, _W, 1.0%	CCF-55-9K09FHR362	Vishay
R30	电阻, SMT, 0.052 Ω , 1.0W, 1.0%	WSL2512R0500FTB	Vishay
U1	PFC控制器	NCP1650	安森美半导体

3. 对MOSFET添加隔离, 散热器接地。
4. 不带无阴影的值是未经EMI优化的滤波器初始值。
带阴影的值是经优化的 EMI 滤波器值, 参见第六章。

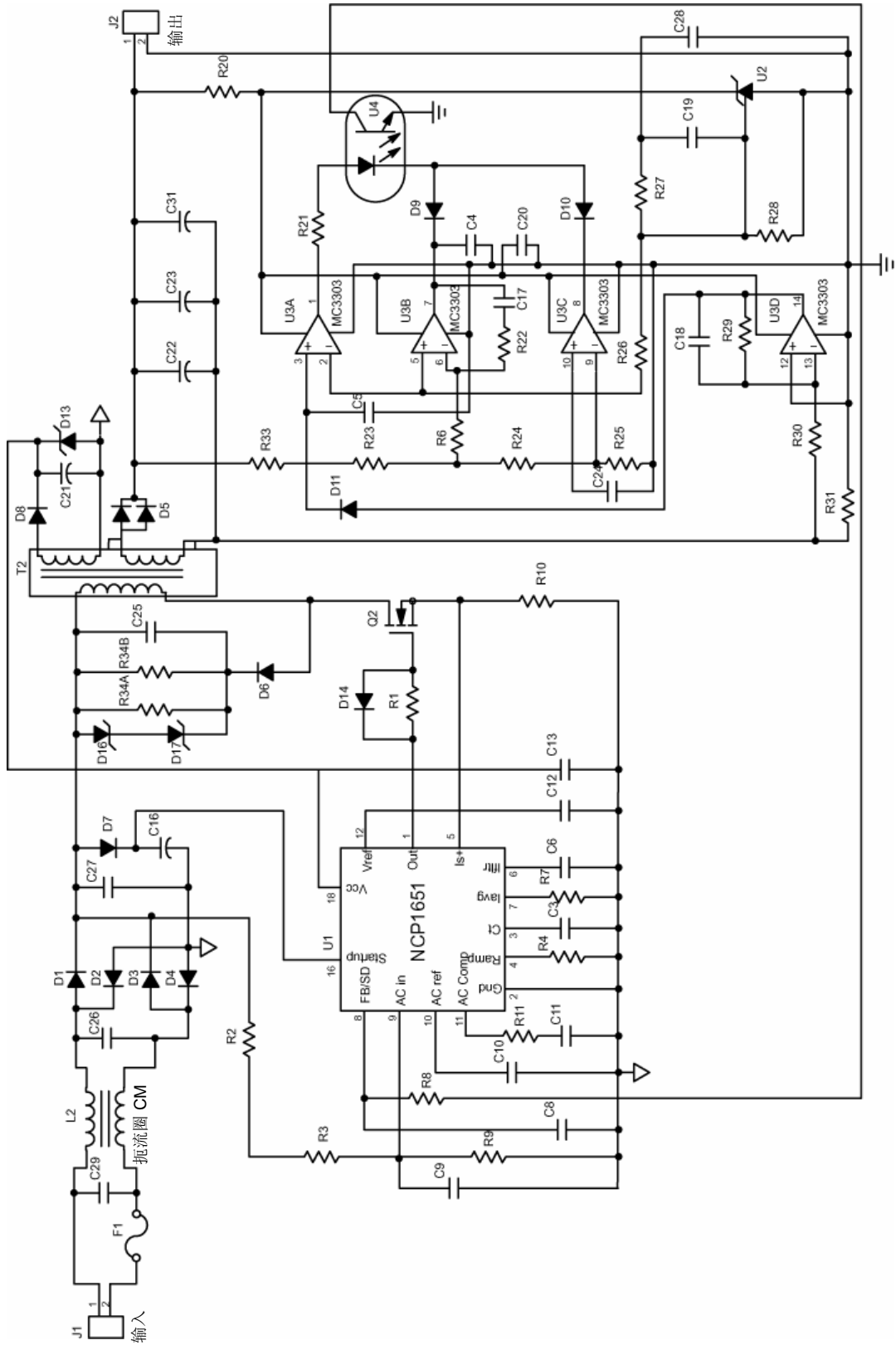


图 56. NCP1651 120W 单段 PFC 反激转换器原理图

表 17. NCP1651 PFC 电路元件清单

参考标号	说明	产品型号	制造商
C1	电容, 陶瓷, 片状, 1000 pf, 50 V	C3216X7R1H105KT	TDK
C3	电容, 陶瓷, 片状, 470 pf, 50 V	C1608C0G1H471JT	TDK
C5	电容, 陶瓷, 片状, 470 pf, 50 V	C1608C0G1H471JT	TDK
C6	电容, 陶瓷, 片状, 470 pf, 50 V	C1608X7R1H471KT	TDK
C8	电容, 陶瓷, 片状, 0.022 μ F, 50 V	C1608X7R1H223KT	TDK
C9	电容, 陶瓷, 片状, 0.022 μ F, 50 V	C1608X7R1H223KT	TDK
C10	电容, 陶瓷, 片状, 0.001 μ F, 50 V	C1608X7R1H102KT	TDK
C11	电容, 陶瓷, 片状, 10nF, 50V	C1608X7R1H103KT	TDK
C12, C13	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μ F, 50 V	C1608X7R1H104KT	TDK
C16	电容, 铝电解电容2.2 μ F, 450V (0.394直径x0.492高)	ECA-2WHG2R2 EKA00DC122P00	松下(Digi-P5873) Vishay Sprague (20)
C17	电容, 陶瓷, 片状, 2.2 μ F, 10 V	C3225X5R0J226MT	TDK
C18	电容, 陶瓷, 片状, 0.047 μ F, 50 V	C1608X7R1H473KT	TDK
C19	电容, 陶瓷, 片状, 0.01 μ F, 50 V	C1608X7R1H103KT	TDK
C20	电容, 陶瓷, 片状, 1.0 μ F, 25 V	C3216X7R1E105KT	TDK
C21	电容, 陶瓷, 片状, 220 μ F, 25 V	—	—
C22, 23	电容, 铝电解电容, 15000 μ F, 16 V (5.4 A rms min) x2 电容, 铝电解电容, 680 μ F, 16 V x2与上者并联	ECO-S1CP153AA MVZ16VC681MJ10TP	松下(Digi-P6864-ND) United Chemicon
C24	电容, 陶瓷, 片状, 0.01 μ F, 50 V	C1608X7R1H103KT	TDK
C25	电容, 陶瓷, 0.001 μ F, 1.0 kV	ECK-03A102KBP	松下
C26	电容, 1.2 μ F, 275 Vdc, X电容	ECQ-U2A125ML	松下(Digi-P11012-ND)
C27	电容, 聚丙烯, 0.68 μ F, 400 Vdc	MKP1841-468-405	Vishay-Sprague
C28	电容, 陶瓷, 片状, 1.0 μ F, 25 V	C3216X7R1E105KT	TDK
D1~D4	二极管, 整流器, 800 V, 3.0A	1N5408	安森美半导体
D5	二极管, 超快速100 V, 20A	MBR10100CT	安森美半导体
D6	二极管, 超快速, 600 V, 1.0A	MUR460	安森美半导体
D7	二极管, 整流器, 800 V, 1.0A	1N4006	安森美半导体
D8~D11	二极管, 开关, 120 V, 200 mA, SOT-23	BAS19LT1	安森美半导体
D12	TVS, 200 V, 5.0 W	1.5KE250A	安森美半导体
D16	TVS, 100 V, 5.0 W与上者并联	1.5KE100A	安森美半导体
D13	齐纳二极管, 18 V, 0.3 W	AZ23CK18	Vishay Dale
F1	保险丝, 2.0A, 250 Vac	1025TD2A	Bussman
L2	电感, 差模, 2.5 A饱和, 100 μ H	TSL1315-101K2R5	TDK
L3	电感, 差模, 2.5 A饱和, 100 μ H	TSL1315-101K2R4	TDK
Q1	FET, 11A, 800V, 0.45 Ω , N沟道	SPA11N80C3	Infineon
Q2	双极晶体管, npn, 30 V, SOT-23	MMBT2222ALT1	安森美半导体
R1	电阻, SMT1206, 10 Ω	CRCW120610R0F	Vishay Dale
R2	电阻, 轴向引线, 180k, $\frac{W}{4}$	—	—
R3	电阻, 轴向引线, 180k, $\frac{W}{4}$	—	—
R4	电阻, SMT1206, 182k	CRCW12061823F	Vishay Dale

表 17. NCP1651 PFC 电路元件清单 (续)

参考标号	说明	产品型号	制造商
R5	电阻, SMT2512, 0.12 Ω , 1.0 W	WSL2512, 0.12 Ω 1%	Vishay Dale
R7	电阻, SMT1206, 11.56k	CRCW12061152F	Vishay Dale
R8	电阻, SMT1206, 680 Ω	CRCW1206	Vishay Dale
R9	电阻, 轴向引线, 3.6k, _W	—	—
R11	电阻, SMT1206, 1.2k	CRCW1206	Vishay Dale
R20	电阻, SMT1206, 2.0k	CRCW1206	Vishay Dale
R21	电阻, SMT1206, 2.0k	CRCW1206	Vishay Dale
R22	电阻, SMT1206, 5.1k	CRCW1206	Vishay Dale
R23	电阻, SMT1206, 210 Ω , 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R24	电阻, SMT1206, 174 Ω , 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R25	电阻, SMT1206, 2.05k, 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R26	电阻, SMT1206, 3.3k	CRCW1206	Vishay Dale
R27	电阻, SMT1206, 7.5k	CRCW1206	Vishay Dale
R28	电阻, SMT1206, 3.3k	CRCW1206	Vishay Dale
R29	电阻, SMT1206, 3.01k, 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R30	电阻, SMT1206, 301 Ω , 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R31	1.0 W, 0.07 Ω 电阻	WSL2516	Vishay Dale
R32	1.0 W, 0.07 Ω 电阻	WSL2517	Vishay Dale
R33	电阻, SMT1206, 40.2k, 1.0%	CRCW1206	Vishay Dale
R34	电阻, 轴向引线, 39k 2.0 W, x 3并联	—	—
R35	电阻, SMT1206, 4.7k	CRCW1206	Vishay Dale
R36	电阻, SMT1206, 12k	CRCW1206	Vishay Dale
R37	电阻, SMT1206, 100k	CRCW1206	Vishay Dale
T1	变压器, 反激	SRW54EC-V03V004	TDK
U1	PFC控制器	NCP1651	安森美半导体
U2	2.5 V可编程参考, SOIC	TL431ACD	安森美半导体
U3	四运放	MC3303D	安森美半导体
U4	光耦合器, 1:1 CTR, 4引脚	SFH615AA-X007	Vishay Dale

用 Greenline™ 小型功率因数控制器 MC33260 设计功率因数校正电路

作者 Ming Hian Chew

安森美半导体模拟应用工程部

引言

MC33260 是一个用作升压预转换器的有源功率因数控制器，它可满足电子镇流器和离线电源应用的国际标准要求。MC33260 用来驱动一个具有固有频率的不连续导电模式，也可用于任何情况下的同步工作。其特点是具有十分有效的保护功能，以确保安全可靠的工作。此电路也经过优化，以提供特别紧凑和高性价比的 PFC 解决方案。它不需要供零电流检测之用的辅助绕组，因此如果 MC33260 Vcc 由负载供电（请参考数据表的 19 页），则可以用一个简单的小线圈来代替变压器。

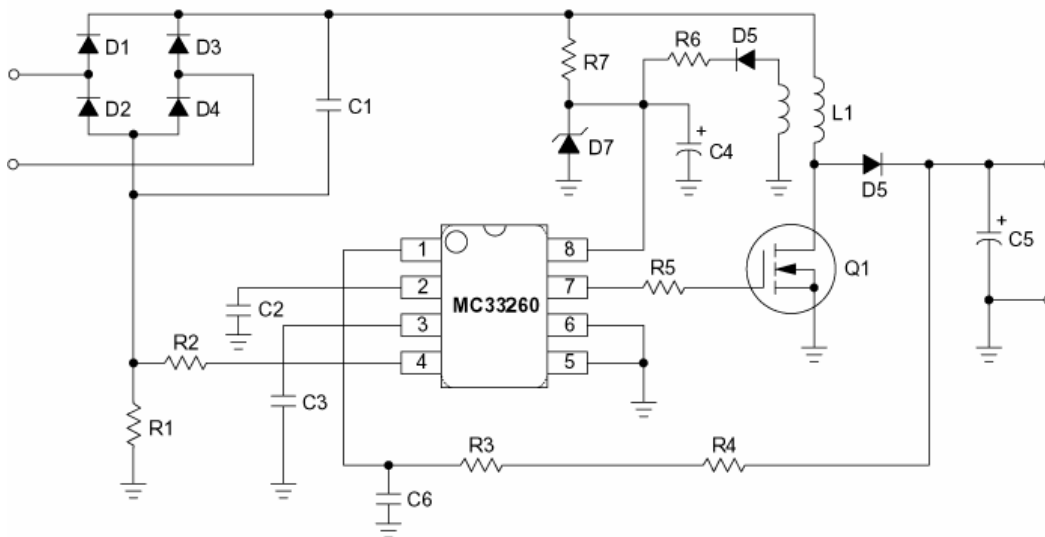


图 1. MC33260 的应用原理图

PFC 技术

已经提出了许多项 PFC 技术，其中可以工作在连续和不连续模式下的升压拓扑最为常用。一般情况下，连续模式更适合峰值电流小的大功率应用。另一方面，对于小于 500W 的应用，不连续模式可提供较小的电感尺寸，最少的零件数量和最低的成本。

应用注解

MC33260 只需使用最少的外部元件便可以控制跟随升压模式下的工作，这是一种创新的模式，可以极大地减小电感和功率开关的尺寸，并最终使方案系统的成本显著降低。

也可以用传统的方法来工作（输出电压稳压水平恒定），任何中间解决方案均可方便地实现。这种灵活性使其成为处理各种应用的最优方案。

本应用注释将讨论用于传统升压恒定输出稳压电平工作和跟随升压可变输出稳压电平工作的 MC33260 功率因数校正电路的设计。要推导出和 IC 有关的设计方程，请参见 MC33260 数据表。

本文将讨论采用 MC33260 的 PFC 设计，其工作在临界导电模式中。

不连续导电模式下的工作

临界导电模式下的工作具有 PFC 应用的两个主要优点。在临界导电模式中，电感电流必须在下一个周期开始之前下降到零。这一模式下的工作效率较高，而且没有升压整流



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

器的反向恢复损耗，因为MOSFET在电感电流达到零之前无法导通。

其次，因为周期之间没有死区时间，交流线路电流是连续的，而这就将峰值开关电流限制在了平均输入电流的两倍水平。因为转换器工作在临界导电模式中，所以工作频率可变。

电感波形

$$\frac{V}{L} = \frac{di}{dt} \tag{1}$$

式(1)是PFC升压转换器的工作中心，其中 $V=V_{in}(t)$ ，是电感两端的瞬时电压。假设线路的每个半周期内电感值和导通时间恒定，那么 di 实际上就是峰值电流 I_{Lpk} ，这是因为电感总是在零电流时开始充电。

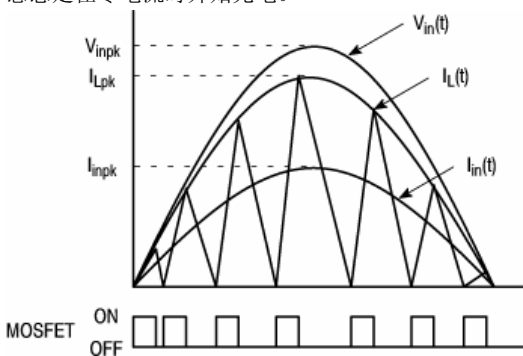


图2.电感波形

设计准则

基本设计规格如下：

- 电源电压范围： $V_{ac(LL)} - V_{ac(HL)}$
- 稳压直流输出电压： V_o
- 额定输出功率： P_o
- 预期效率， η

PFC电源部分设计

瞬时输入电压， $V_{in}(t)$

峰值输入电压， V_{inpk}

$V_{in}(t)$ 和 V_{inpk} 之间的关系体现在下述方程

$$V_{in}(t) = V_{inpk} \sin(\omega t) \tag{2}$$

其中 $V_{inpk} = \sqrt{2} V_{inrms}$ (3)

瞬时输入电流， $I_{in}(t)$

峰值输入电流， I_{inpk}

$I_{in}(t)$ 和 I_{inpk} 之间的关系体现在下述方程

$$I_{in}(t) = I_{inpk} \sin(\omega t), \tag{4}$$

其中 $I_{inpk} = \sqrt{2} I_{inrms}$ (5)

PFC电路的输入功率 P_{in} 可以通过将式(3)和式(5)代入，表示成下列方程

$$P_{in} = V_{inrms} I_{inrms} = \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{inpk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{inpk} I_{inpk}}{2} \tag{6}$$

输出功率 P_o 为：

$$P_o = V_o I_o = \eta P_{in} \tag{7}$$

设计方程中需要知道PFC电路效率，对于低线电压工作，该效率一般设为92%，而在高线电压工作时一般为95%。

把式(6)代入式(7)，

$$P_o = \eta P_{in} = \eta \frac{V_{inpk} I_{inpk}}{2} \tag{8}$$

用 I_{inpk} 表示上式

$$I_{inpk} = \frac{2P_o}{\eta V_{inpk}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta V_{inrms}} \tag{9}$$

平均输入电流等于平均电感电流， $I_{L(avg)}$ ，

$$I_{L(avg)} = I_{in} \tag{10}$$

已经知道在临界导电工作中，峰值电感电流 I_{Lpk} 为平均电感电流 $I_{L(avg)}$ 的两倍。

$$I_{Lpk} = 2 I_{L(avg)} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{inrms}} \tag{11}$$

因为 I_{Lpk} 在要求的最小交流线路电压 $V_{ac(LL)}$ 下最大，

$$I_{Lpk} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{ac(LL)}} \tag{12}$$

开关时间

理论上，导通时间 $t_{(on)}$ 恒定。但在实际中， $t_{(on)}$ 在交流线路穿越零点时增加，因为输出电容 C_{out} 上有电荷。在初始 $t_{(on)}$ 和 $t_{(off)}$ 计算中令 $V_{ac} = V_{ac(LL)}$ 。

导通时间

通过解电感方程(1)，将电感充电到正确的峰值电流所需要的导通时间为：

$$t_{(on)} = I_{Lpk} \frac{L_p}{V_{inpk}} \tag{13}$$

把式(3)和(12)代入式(13)，得到：

$$t_{(on)} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{ac(LL)}} \cdot \frac{L_p}{\sqrt{2} V_{ac(LL)}} = \frac{2P_o L_p}{\eta V_{ac(LL)}^2} \tag{14}$$

关断时间

瞬时开关关断时间随着线路和负载条件以及瞬时线路电压而变化。通过解电感放电方程(1)对关断时间进行分析,其中电感两端的电压为 V_o 减去 V_{in}

$$t_{(off)} = \frac{I_{Lpk} L_P}{V_o - V_{inpk} \sin(\omega t)} \quad (15)$$

分子分母同乘以 $V_{inpk} \sin(\omega t)$ 得到:

$$t_{(off)} = \frac{\frac{I_{Lpk} L_P}{V_{inpk} \sin(\omega t)}}{\frac{V_o - V_{inpk} \sin(\omega t)}{V_{inpk} \sin(\omega t)}} = \frac{t_{(on)}}{\frac{V_o}{\sqrt{2} V_{inpk} |\sin(\theta)|} - 1} \quad (16)$$

其中 $\omega t = \theta$

关断时间 $t_{(off)}$ 在交流线路电压的峰值处最大,并且在交流线路电压穿越零点时接近零。 θ 代表交流线路电压的相位角。

关断时间在交流线路电压过零时最小。此方程用于计算 θ 接近零时的 $t_{(off)}$ 。

$$t_{(off)min} = \frac{I_{Lpk} L_P}{V_o}, \theta = 0^\circ \quad (17)$$

开关频率

$$f = \frac{1}{t_{(on)} + t_{(off)}} \quad (18)$$

开关频率随着稳态线路和负载工作状态以及瞬时输入线路电压而变化。考虑到所有电路和元件的公差, PFC转换器一般工作在可听范围以上。25kHz是个不错的一级近似。同时,也应对可大大减小电感尺寸而不影响效率或成本的更高频率下的工作进行评估。

最小的开关频率发生在交流线路电压的峰值处。当交流线路电压从峰值变为零时, $t_{(off)}$ 接近于零,从而提高了开关频率。

电感值

需在PFC控制器定时电路中设置最大导通时间。 $t_{(on)max}$ 和 $t_{(off)max}$ 将单独计算并且相加,得到最大转换周期 t_{total} 。求取电感值时需要用到该值。

$$t_{(on)max} = \frac{2P_o L_P}{\eta V_{ac(LL)}^2} \quad (19)$$

$$t_{(off)max} = \frac{I_{Lpk} L_P}{V_o - V_{inpk}}, (\theta) \approx 90^\circ \quad (20)$$

在所选最小工作频率下,将式(19)和(20)代入式(21),通过求解该方程便可得到精确的电感值。

$$t_{total} = t_{(on)max} + t_{(off)max} \quad (21)$$

式(21)变成

$$t_{total} = \frac{\sqrt{2} P_o L_P V_o}{V_{ac(LL)}^2 \eta \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right)} \quad (22)$$

对上式重新排列,用 L_P 表示,

$$L_P = \frac{t_{total} \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right) \eta V_{ac(LL)}^2}{\sqrt{2} V_o P_o} \quad (23)$$

将式(12)用 $\sqrt{2} P_o$ 表示,代入式(23),可以重新写为

$$L_P = \frac{2 \times t_{total} \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right) V_{ac(LL)}}{V_o I_{Lpk}} \quad (24)$$

令通用输入(85~265Vac)工作的开关周期 $t = 40\mu s$,固定输入(92~138Vac,或184~276Vac)工作的开关周期为20 μs 。

电感设计小结

升压电感所需存储的能量为:

$$W_L = \frac{1}{2} L_P I_{Lpk}^2 \quad (25)$$

所选磁芯尺寸和材料所需的匝数为:

$$N_P = \frac{L_P I_{Lpk} 10^6}{B_{max} A_e} \quad (26)$$

其中 B_{max} 的单位是特斯拉, A_e 的单位是平方毫米(mm^2)

得到正确的电感和存储所需的气隙可以表示为:

$$l_{gap} = \frac{4\pi 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} \text{ mm} \quad (27)$$

设计辅助绕组

MC33260不需要供零电流检测用的辅助绕组。如果直流电压可以从连接到PFC输出的开关电源或电子镇流器中得到,则可以跳过此步骤。它需要的只是一个电感。

辅助绕组将产生低频纹波(100~120 Hz)。Vcc电容必须足够大(大约47 μF)以使电压变化最小化。作为经验法则,你可以使用以下方程来估计辅助绕组的匝数:

$$N_{aux} = \frac{N_P \cdot V_{aux}}{V_L} = \frac{N_P \cdot V_{aux}}{V_o - V_{ac(HL)}} \quad (28)$$

MC33260 V_{CC} 最大电压为16V, 必须增加一个电阻(在22 Ω 的范围) 和一个15V的齐纳二极管来保护电路防止过压。所选 V_{aux} 应该高于欠压锁定临界值(10V)并低于齐纳电压。

选择输出电容

输出电容值的选择由给定的应用所需要的保持时间 t_{hold} 或可接受的纹波电压 V_{orip} 决定。作为经验法则, 可以从1 μ F/W开始。

选择半导体

首先必须确定所有工作状态下的最大电流和电压, 以选择MOSFET和升压整流器。作为经验法则, 把所有半导体降额至其最大额定值的75~80%。这意味着需要至少有500V击穿电压的器件。如果开关频率相当低, 则可用双极晶体管来代替MOSFET。恢复时间为200ns或以下的高压二极管可用于升压整流器。一个常用的器件系列是安森美半导体的MURXXX超快速整流器系列。

功率MOSFET的最大导电机耗为:

$$P_{(on)max} \approx \frac{1}{6} \times R_{ds(on)} \times I_{Lpk}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times V_{ac(LL)}}{V_o} \right) \quad (29)$$

设计振荡器电路

对于传统升压工作, 可通过以下方程中选择 C_T :

$$C_T \geq \frac{2 \times K_{osc} \times L_P \times P_{in} \times V_o^2}{V_{ac(LL)}^2 \times R_o^2} - C_{int} \quad (30)$$

设计稳压和过压保护电路

输出电压稳压水平可以用 R_o 来调整:

$$R_o \approx \frac{V_o}{200 \mu A} \quad (31)$$

设计电流检测电路

通过与输入二极管桥串联一个接地参考电阻 R_{CS} 把电感电流转换为电压。从而产生了一个和电感电流成正比的负电压。

电流检测电阻损耗 P_{RCS} 为:

$$P_{RCS} = \frac{1}{6} \times R_{CS} \times I_{Lpk}^2 \quad (32)$$

过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下方程式来确定:

$$R_{OCP} = \frac{R_{CS} \times I_{Lpk}}{I_{OCP}} \quad (33)$$

升压拓扑功率因数校正电路的电流限制

与降压和反激电路不同, 因为升压拓扑中输入和输出之间没有串联开关, 所以若不增加额外的电路则不能限制或控制在启动冲击电流浪涌对储能电容充电时发生的大电流和负载故障。

只要有电流流过电感, MC33260零电流检测就能使用电流检测信息来避免功率开关导通。则, 在启动中由于有启动电流流过电源, 功率MOSFET因此无法导通, 也就不存在功率开关在启动时遭启动电流破坏的风险。

同样, 在过载情况下, 只要存在输出电容直接充电电流, 即当输入电压高于输出电压时, 功率MOSFET就将保持关断的状态。因此, 过载工作对于功率MOSFET而言是完全安全的。这是和MC33262及其他竞争对手相比的主要优点之一。

启动的冲击电流限制

一开始 V_o 是零, 当转换器导通时, 储能电容会谐振充电到 V_{in} 的两倍。如果 V_{in} 恰巧在高线电压265V的峰值(375V)处, 则电压最高可达750V。流过电感的峰值谐振充电电流比正常满载电流高许多倍。因而电感必须设计得相当大, 以避免饱和, 这样就增加了成本。升压旁路开关对此无能为力, 如果在启动时导通, 则情况会更糟。

电路无法承受启动阶段的冲击电流和电压过冲。保险丝在此并不适用, 因为每次一接通电源即被熔断。

解决启动问题可能有几种方法:

1. 启动旁路整流器

通过增加一个供旁路升压电感使用的整流器来实现。如图3所示, 旁路整流器为升压电感分路了启动冲击电流。储能电容通过 D_{bypass} 进行充电直至达到峰值交流线路电压, 而不会出现谐振过冲和过大的电感电流。在正常工作状态下, D_{bypass} 是反向偏置的。如果负载过流下拉 V_o , 则 D_{bypass}

将导通，但这比升压电感中有大电流通过要好。

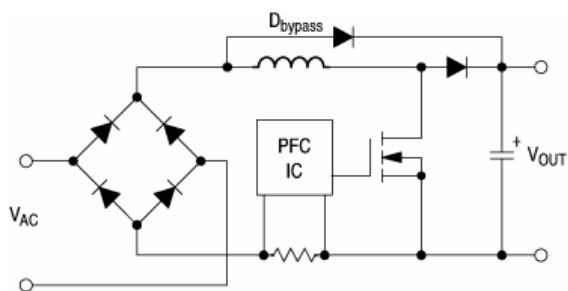


图3. 整流器对启动冲击电流的旁路作用

2. 外部冲击电流限制电路

对于低功率系统，将热敏电阻和预转换器输入串联可以限制冲击电流。所担心的是热敏电阻的响应不够快，无法在几个周期的线路降压后立即提供保护。

采用由三端双向可控硅开关或SCR旁路来分流的串联输入电阻则更为有效。该方法需要使用一个控制电路。这种方法可以逐周期工作，以便在降压后即进行保护。

负载过流限制

如果过流情况发生并且超过了控制器电路所设定的升压转换器功率限制，则 V_o 将最终被下拉至交流线路电压的峰值之下。如果发生这种情况，电流会快速上升并且不受限制地通过串联电感和整流器。这会导致电感饱和及元件失效。控制电路将切断旁路开关，因为触发了限流功能。这不能帮助接通开关，电感电流会上升得更快，并且会造成开关失效。

通常将功率因数校正电路连接到另一个诸如开关电源或电子镇流器之类的系统上。这些下游转换器一般都有电流限制功能，因此无需担心会发生负载故障。但是下游转换器或储能电容可能会发生故障，因而存在负载短路的可能性。

如果认为有必要将电流限制在一个安全值上以防下游发生故障，则必须在升压转换器的外部采取一定的措施。

设计实例I – 传统的升压恒输出电压稳压水平工作功率因数校正

基本的设计规格如下：

- 电源电压范围： $V_{ac(LL)} - V_{ac(HL)} = 85 \sim 265 V_{ac}$

- 稳压直流输出电压： $V_o = 400 V_{dc}$
- 额定输出功率： $P_o = 80 W$
- 预期的效率， $\eta > 90\%$

A. 输入功率 P_{in} 为

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{80}{0.92} = 86.96 W$$

B. 输入二极管电流在 $V_{inrms} = V_{ac(LL)}$ 时最大

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta V_{ac(LL)}} = \frac{\sqrt{2} \times 80}{0.92 \times 85} = 1.447 A$$

C. 电感设计

1. 电感峰值电流：

$$I_{Lpk} = 2I_{inpk} = 2 \times 1.447 = 2.894 A$$

2. 电感值：

$$L_p = \frac{2 \times t_{total} \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right) V_{ac(LL)}}{V_o I_{Lpk}}$$

$$= \frac{2 \times 40 \times 10^{-6} \left(\frac{400}{\sqrt{2}} - 85 \right) 85}{400 \times 2.894} = 1.162 mH$$

在通用输入(85~265Vac)工作中令开关周期 $t = 40 \mu s$

3. 所选磁芯尺寸和材料所需的匝数：

$$N_p = \frac{L_p I_{Lpk}^{10^6}}{B_{max} A_e} = \frac{1.162 \times 10^{-3} \times 2.894 \times 10^{-6}}{0.3 \times 60}$$

$$= 186.8 \text{ 匝} \approx 187 \text{ 匝}$$

采用EPCOS E 30/15/7, $B_{max} = 0.3T$, $A_e = 60 \text{ mm}^2$ 。

4. 获得正确的电感和储能所需要的气隙为：

$$l_{gap} = \frac{4\pi 10^{-7} N_p^2 A_e}{L_p}$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 187^2 \times 60 \times 10^{-6}}{1.162 \times 10^{-3}}$$

$$= 2.269 \text{ mm}$$

5. 设计辅助绕组

$$N_{aux} = \frac{V_{aux} N_p}{(V_o - V_{ac(HL)})} = \frac{14 \times 187}{(400 - 265)}$$

$$= 19.4 \text{ 匝} \approx 20 \text{ 匝}$$

取整数 20 匝以确保辅助绕组具有足够的电压。

D. 确定输出电容

作为经验法则，对于80 W输出，应从100μF,450 V电容开始。

E. MOSFET导电损耗的计算

选择一个8A, 500V的MOSFET, MTP8N50E。导通电阻 $R_{ds(on)} \approx 1.75\Omega @ 100^\circ\text{C}$ 。则功率MOSFET的最大导电损耗为：

$$P_{(on)max} \approx \frac{1}{6} \times R_{ds(on)} \times I_{Lpk}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times V_{ac(LL)}}{V_o}\right)$$

$$= \frac{1}{6} \times 1.75 \times 2.894^2 \left(1 - \frac{1.2 \times 85}{400}\right) = 1.82 \text{ W}$$

F. 稳压和过压保护电路的设计

输出稳压水平可以用 R_o 来调整，

$$R_o \approx \frac{V_o}{200 \mu\text{A}} = \frac{400}{200 \mu\text{A}} = 2 \text{ M}\Omega$$

使用两个 1MΩ的串连电阻。

G. 设计振荡器电路

对于传统升压工作，可用以下方程来选择 C_T ：

$$C_T \geq \frac{2 \times K_{osc} \times L_p \times P_{in} \times V_o^2}{V_{ac(LL)}^2 \times R_o^2} - C_{int} =$$

$$\frac{2 \times 6400 \times 1.162\text{mH} \times 86.96 \times 400^2}{85^2 \times 2\text{M}\Omega^2} - 15\text{pF} = 7.16\text{nF}$$

使用 10nF 电容。

80 W,通用输入，传统升压恒输出电压稳压水平工作功率因数校正电路零件表

索引	元件值	说明	索引	元件值	说明
C1	0.63 μF@600 V	滤波电容	R6	22 Ω@0.25 W	辅助绕组电阻
C2	680 nF	引脚2V _{control} 电容	R7	100 KΩ@2 W	启动电阻
C3	10 nF	引脚3振荡器电容	R8	1N5406	输入二极管
C4	100 μF@50 V	辅助电容，电解电容	D1	1N5406	输入二极管
C5	100μF@450V	输出电容，电解电容	D2	1N5406	输入二极管
C6	1 nF@50 V	反馈滤波电容	D3	1N5406	输入二极管
R1	0.68 Ω@2 W	电流检测电阻	D4	1N4937	辅助绕组二极管
R2	10 KΩ@0.25 W	OCP检测电阻	D5	MUR460	升压二极管
R3	1 MΩ@0.25 W	反馈电阻	D6	1N5245	辅助15V齐纳二极管
R4	1 MΩ@0.25 W	反馈电阻	D7	MTP8N50E	功率MOSFET
R5	10 Ω@0.25 W	栅极电阻	Q1	1.162 mH	电感

* EPCOS的E 30/15/7, N67材料

初级-187匝# 23 AWG, 次级-19匝 # 23 AWG.

气隙长度总共为2.269mm, 初级电感 L_p 为1.162mH.

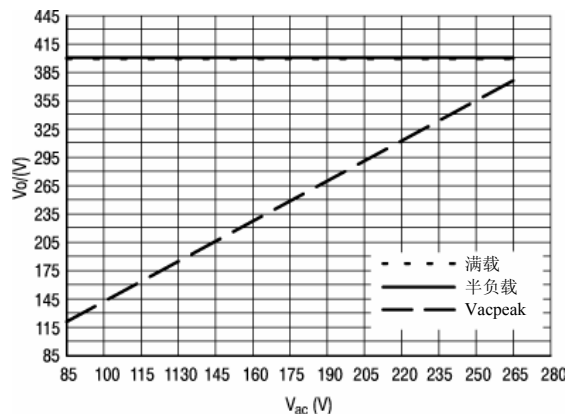


图4. $C_T = 10\text{nF}$ 时 V_o 和 V_{ac} 在理论上的关系

H. 电流检测电路的设计

选择 $R_{cs} = 0.68\Omega$

1. 则电流检测电阻损耗 P_{Rcs} 为：

$$P_{Rcs} = \frac{1}{6} \times R_{CS} \times I_{Lpk}^2 = \frac{1}{6} \times 1 \times 2.894^2 = 0.949 \text{ W}$$

因此 R_{CS} 功率额定值选为2W。

2. 过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下方程来确定：

$$R_{OCP} = \frac{R_{CS} \times I_{Lpk}}{I_{OCP}} = \frac{0.68 \times 2.894}{205 \mu\text{A}} = 9600 \Omega$$

使用 10000Ω电阻，可提供 3.01 A 的电流限制，而计算值为 $I_{Lpk} = 2.894 \text{ A}$

AND8016/D

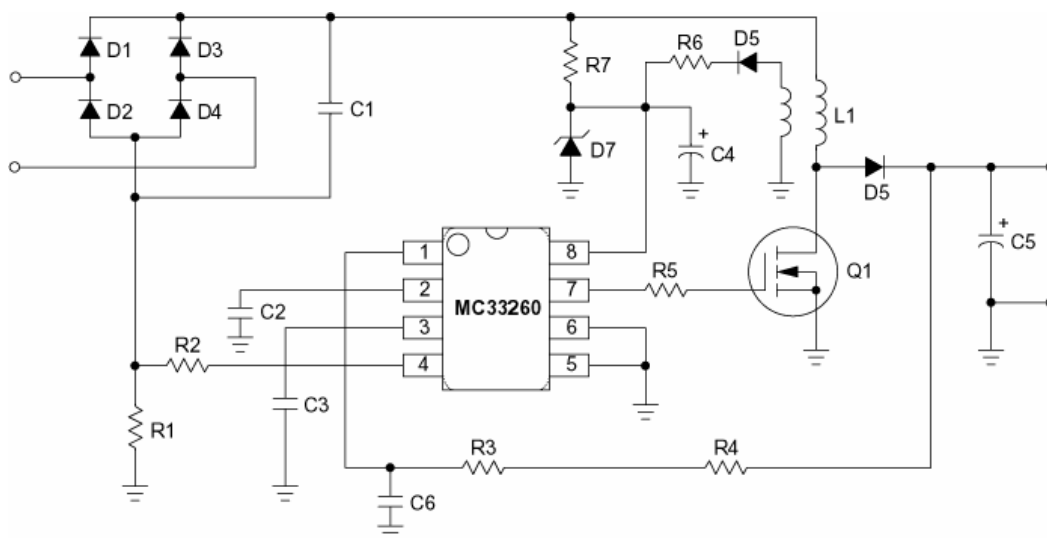


图5. 80W通用输入、传统升压恒输出电压稳压水平工作功率因数校正电路

通用输入，传统升压恒输出电压稳压工作功率因数校正设计表

P _o	25	50	75	100	125	150	200	(Watts)
L _p	3.720	1.860	1.240	0.930	0.744	0.620	0.465	(mH)
C _o	33	68	100	100	150	150	220	(μF)
R _{Cs}	2	1	0.68	0.5	0.39	0.33	0.25	Ω
R _{OCP}	10000	10000	10000	9100	9100	9100	9100	Ω
C _{in}	0.22	0.63	0.63	1.0	1.0	1.0	1.0	(μF)
C _T	10	10	10	10	10	10	10	(nF)
Q	MTP4N50E		MTP8N50E			MTW14N50E		
D ^{out}	MUR160		MUR460					
D _{in}	1N4007		1N5406					

设计实例II-跟随升压可变输出电压稳压水平工作功率因数校正

基本的设计规格如下:

- 电源电压范围: $V_{ac(LL)} - V_{ac(HL)} = 85 - 265 V_{ac}$
- 最大稳压直流输出电压: $V_o = 400 V_{dc}$
- 最小稳压直流输出电压: $V_{omin} = 140 V_{dc}$
- 额定输出功率: $P_o = 80 W$
- 预期效率, $\eta > 90\%$

A. 输入功率 P_{in} 为

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{80}{0.92} = 86.96 W$$

B. 输入二极管电流在 $V_{inrms} = V_{ac(LL)}$ 时最大

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta V_{ac(LL)}} = \frac{\sqrt{2} \times 80}{0.92 \times 85} = 1.447 A$$

C. 电感设计

1. 电感峰值电流:

$$I_{Lpk} = 2I_{inpk} = 2 \times 1.447 = 2.894 A$$

2. 跟随升压工作的电感值, $V_o = V_{omin}$:

$$L_p = \frac{2 \times t_{total} \left(\frac{V_{omin}}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right)}{V_{omin} I_{Lpk}}$$

$$= \frac{2 \times 40 \times 10^{-6} \left(\frac{140}{\sqrt{2}} - 85 \right) 85}{140 \times 2.894} = 0.235 \mu\text{H}$$

令通用输入(85~265Vac)工作的开关周期 $t = 40\mu\text{s}$

3. 所选磁芯尺寸和材料所需的匝数为:

$$N_p = \frac{L_p I_{Lpk} 10^6}{B_{max} A_e}$$

$$\frac{0.235 \times 10^{-3} \times 2.894 \times 10^6}{0.3 \times 32.1} = 70.6 \text{ 匝} \approx 71 \text{ 匝}$$

采用EPCOS E 20/10/6, N67材料, $B_{max} = 0.3\text{T}$, $A_e = 32.1 \text{ mm}^2$.

4. 获得正确的电感和储能所需要的气隙为:

$$l_{gap} = \frac{4\pi 10^{-7} N_p^2 A_e}{L_p}$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 71^2 \times 32.1 \times 10^{-6}}{0.235 \times 10^{-3}}$$

$$= 0.856 \text{ mm}$$

5. 辅助绕组设计

$$N_{aux} = \frac{V_{aux} N_p}{(V_o - V_{ac(HL)})} = \frac{14 \times 71}{(400 - 265)}$$

$$= 7.4 \text{ 匝} \approx 8 \text{ 匝}$$

取整数8匝以确保辅助绕组上具有足够的电压。

D. 确定输出电容

作为经验法则, 对于80W输出, 应从100 μF , 450V电容开始

E. 计算MOSFET的导电损耗

选择一个4A, 500 V的MOSFET, MTP4N50E。导通电阻 $R_{ds(on)} \approx 1.75\Omega @ 100^\circ\text{C}$, 则功率MOSFET的最大导电损耗为:

$$P_{(on)max} \approx \frac{1}{6} \times R_{ds(on)} \times I_{Lpk}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times V_{ac(LL)}}{V_{omin}} \right)$$

$$= \frac{1}{6} \times 1.75 \times 2.894^2 \left(1 - \frac{1.2 \times 85}{140} \right) = 0.66 \text{ W}$$

F. 稳压和过压保护电路的设计

输出稳压水平可以用 R_o 来调整,

$$R_o \approx \frac{V_o}{200 \mu\text{A}} = \frac{400}{200 \mu\text{A}} = 2 \text{ M}\Omega$$

用两个1M Ω 的串联电阻。

G. 设计振荡器电路

对于跟随升压工作, 可通过以下方程来选择 C_T :

$$C_T \geq \frac{2 \times K_{osc} \times L_p \times P_{in} \times V_o^2}{V_{ac(LL)}^2 \times R_o^2} - C_{int} =$$

$$\frac{2 \times 6400 \times 0.234\text{mH} \times 86.96 \times 140^2}{85^2 \times 2 \text{ M}\Omega^2} - 15\text{pF} = 162 \text{ pF}$$

使用150pF电容。

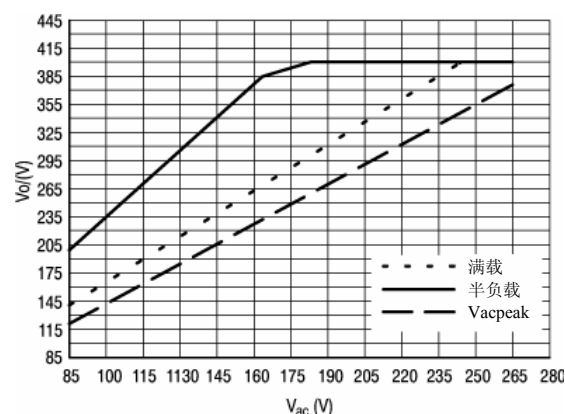


图6. $C_T = 150\text{pF}$ 时 V_o 和 V_{ac} 在理论上的关系

H. 电流检测电路的设计

选择 $R_{cs} = 0.68\Omega$

1. 所以电流检测电阻损耗 P_{Rcs} 为:

$$P_{Rcs} = \frac{1}{6} \times R_{cs} \times I_{Lpk}^2$$

$$= \frac{1}{6} \times 0.68 \times 2.894^2 = 0.949 \text{ W}$$

2. 过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下方程来确定:

$$R_{OCP} = \frac{R_{cs} \times I_{Lpk}}{I_{OCP}} = \frac{0.68 \times 2.894}{205 \mu\text{A}} = 9600 \Omega$$

使用10000 Ω 电阻。可提供3.01A的电流限制, 而计算值为 $I_{Lpk} = 2.894\text{A}$

AND8016/D

80W，通用输入，跟随升压恒输出电压稳压水平工作功率因数校正电路零件清单

索引	元件值	说明	索引	元件值	说明
C1	0.63 $\mu\text{F}@600\text{ V}$	滤波电容	R6	22 $\Omega@0.25\text{ W}$	辅助绕组电阻
C2	680 nF	引脚2 V_{control} 电容	R7	100 $\text{K}\Omega@2\text{ W}$	启动电阻
C3	150 pF	引脚3振荡器电容	D1	1N5406	输入二极管
C4	100 $\mu\text{F}@50\text{ V}$	辅助电容，电解电容	D2	1N5406	输入二极管
C5	100 $\mu\text{F}@450\text{ V}$	输出电容，电解电容	D3	1N5406	输入二极管
C6	1 nF@50 V	反馈滤波电容	D4	1N5406	输入二极管
R1	0.68 $\Omega@2\text{ W}$	电流检测电阻	D5	1N4937	辅助绕组二极管
R2	10 $\text{K}\Omega@0.25\text{ W}$	OCP检测电阻	D6	MUR460	升压二极管
R3	1 $\text{M}\Omega@0.25\text{ W}$	反馈电阻	D7	1N5245	辅助15V齐纳二极管
R4	1 $\text{M}\Omega@0.25\text{ W}$	反馈电阻	Q1	MTP4N50E	功率MOSFET
R5	10 $\Omega@0.25\text{ W}$	栅极电阻	L1*	0.235 mH	电感

* EPCOS的E 20/10/6, N67材料

初级 - 71匝 # 23 AWG，次级- 18匝#23AWG。

气隙长度 0.865 mm，总初级电感 L_p 为 0.235mH。

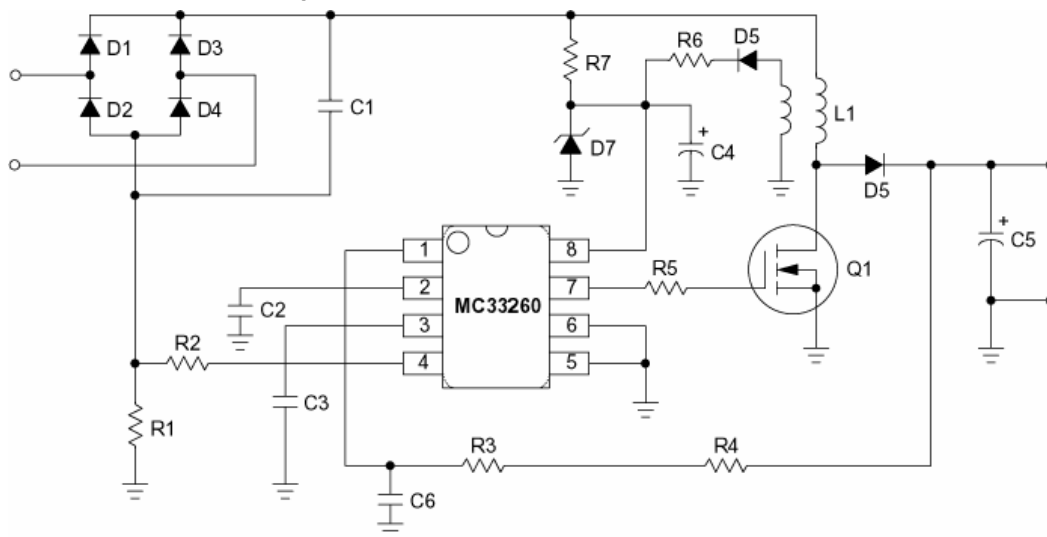


图 7. 80W，通用输入，传统升压恒输出电压稳压水平工作功率因数校正电路

AND8016/D

通用输入，跟随升压可变输出电压稳压水平工作功率因数校正设计表

P_o	25	50	75	100	125	150	200	(Watts)
L_p	0.752	376	0.251	0.188	0.150	0.102	0.094	(mH)
C_o	33	68	100	100	150	150	220	(μ F)
R_{CS}	2	1	0.68	0.5	0.39	0.33	0.25	Ω
R_{OCP}	10000	10000	10000	9100	9100	9100	9100	Ω
C_{in}	0.22	0.63	0.63	1.0	1.0	1.0	1.0	(μ F)
C_T	0.162	0.162	0.162	0.162	0.162	0.162	0.162	(nF)
Q	MTD2N50E		MTP4N50E		MTP8N50E			
D_{out}	MUR160		MUR460					
D_{in}	1N4007		1N5406		1N5406			

100 瓦通用输入 PFC 转换器

安森美半导体



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

应用注释

概述

这个100瓦的转换器展示出了NCP1650所具有的广泛特性。此芯片能控制千瓦级的PFC转换器。

除了优异的功率因数之外，此芯片还可在连续模式和不连续模式下以固定频率工作。其有多种保护特性，包括瞬时电流限制、平均电流限制和有效功率限制。

此单元在使用频率范围为50Hz~60Hz及电压范围为85V_{rms}到265V_{rms}的输入电源时可提供400V良好的稳压输出。它是完全独立的，包括高压启动电路、以及独立于升压电感工作的偏置电源。

特性

- 以固定频率工作
- 关机电路
- 在通用输入范围内工作
- 多重保护方案
- 有效功率限制
- 包括启动和偏置电路

电路说明

启动电路

启动电路可使单元利用输入线路所提供的功率来开始工作，随后关断让单元不依靠偏置绕组而工作，从而减小了电路的损耗。

启动电路有三种工作模式。一种在芯片工作时用于启动NCP1650，一种用作关断时的偏置电源，第三种是关断状态。

功率开始被施加到单元上时，通路晶体管的栅极较高，而FET将全面增强。从引脚1处进入V_{CC}电容的电流将受到和FET串联的三个10kΩ电阻的限制。

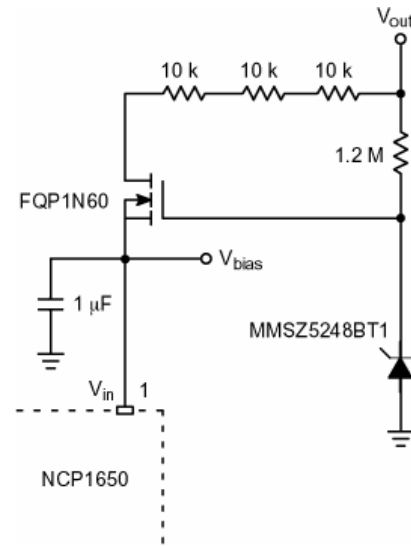


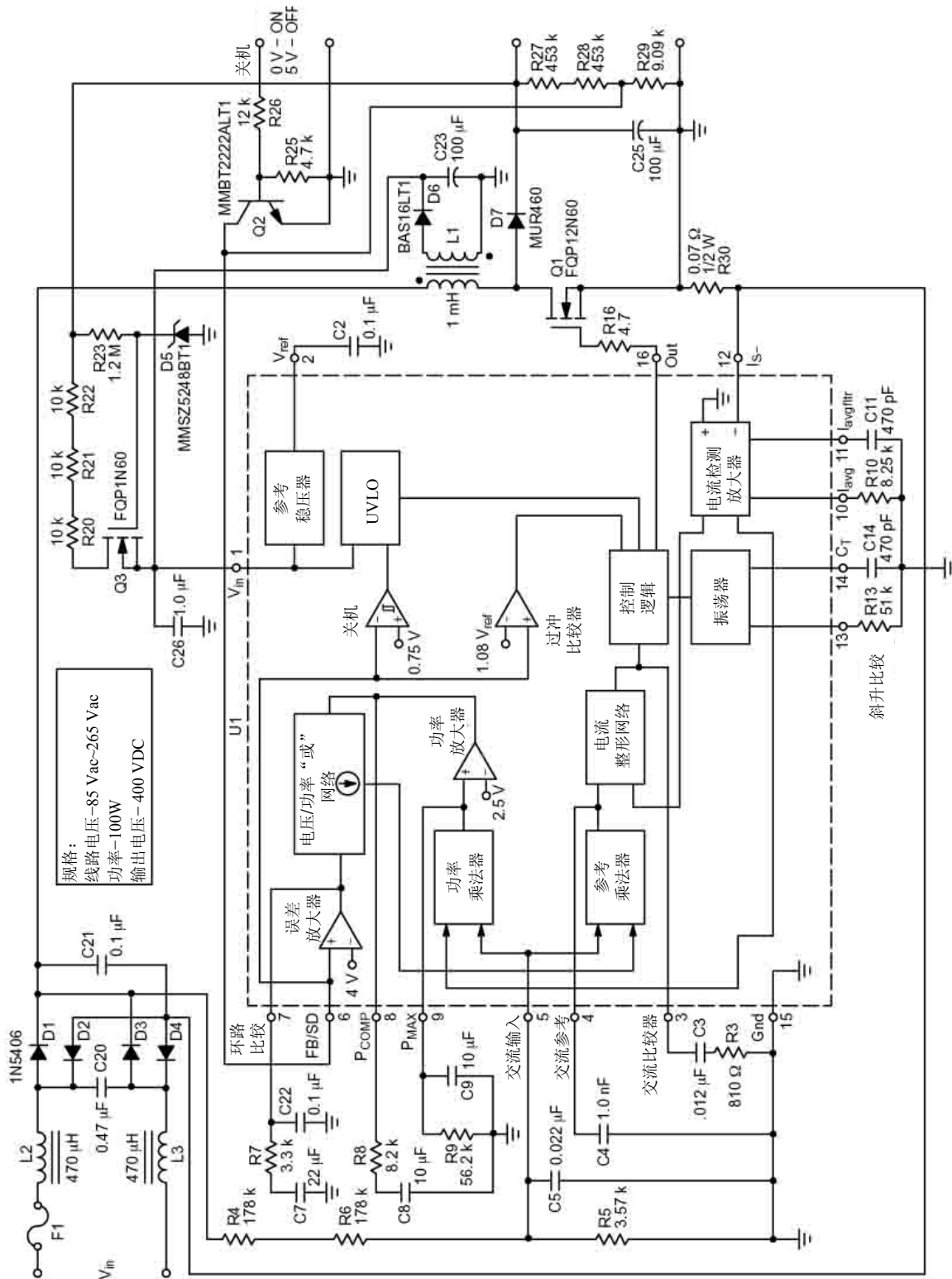
图1. 启动电路原理图

只要FET增强，此电路就提供电流。要使FET增强，栅-源电压必须大于栅极临界电压。此器件的额定值为4.0V。齐纳二极管击穿电压是18V，所以FET将在以下电压条件下关断：

$$V_{chg_max} = 18V - 4.0V = 14V$$

由于输出电容在导通过程中充电，因而偏置电源电压也将增加，直至FET的源极超过14V。此时，FET会停止导通，所有的V_{CC}功率将通过偏置电路由功率电感提供。

如果单元接到指令要求其进入关机模式，则芯片会将其偏置电流减小到0.5mA，并且启动电路将在V_{CC}引脚上保持大约14V的稳压，直至器件开始工作。



电压调节环路

通过由R27, R28和R29组成的电阻分压器来检测输出电压, 并把它降低到参考水平。分压器的输出电压由误差放大器的同相输入进行检测, 并与内部的4.0V参考相比较。假设单元不处于功率限制状态, 则电压误差信号将控制环路并通过“或”网络进行传送, 来为参考乘法器提供一个输入。参考乘法器的另一个输入是分压的整流交流输入信号。

这个乘法器的输出是一个半正矢信号, 是输入交流信号的精确复制品。电流整形网络将电流检测放大器的平均电流和参考电压进行比较, 并且强制此电流跟随交流参考电压。电流检测放大器输出的电流在一个小于开关频率、但大于整流的线路频率的频率上进行滤波。

此电流将被传送到输出滤波电容中, 由它来对其滤波, 使之转化为直流。

功率调节环路

功率乘法器将产生输入电流 (来自电流检测放大器) 和交流整流输入电压的乘积, 以生成一个代表单元输入功率的信号。将此信号滤波到一个小于线路频率的频率上, 以使其输出成为一个直流。

如果负载增加至超出电路最大功率限制的电平, 则功率乘法器的输出将达到2.5V, 而功率误差放大器的输出将达到高于地的水平。然后, 此信号将取代来自电压误差放大器的信号 (在原理图上标有“误差放大器”), 并控制“或”网络。

此信号决定了参考乘法器输出的参考信号电平, 并决定了功率转换器的输入电流。要注意的是, 由于这是一个升压转换器, 因此在达到峰值线路电压电平之前, 功率限制电路只对输出电压进行限流过载保护。此时, 转换器会关断, 但输入电压仍继续通过整流器对输出电容充电。

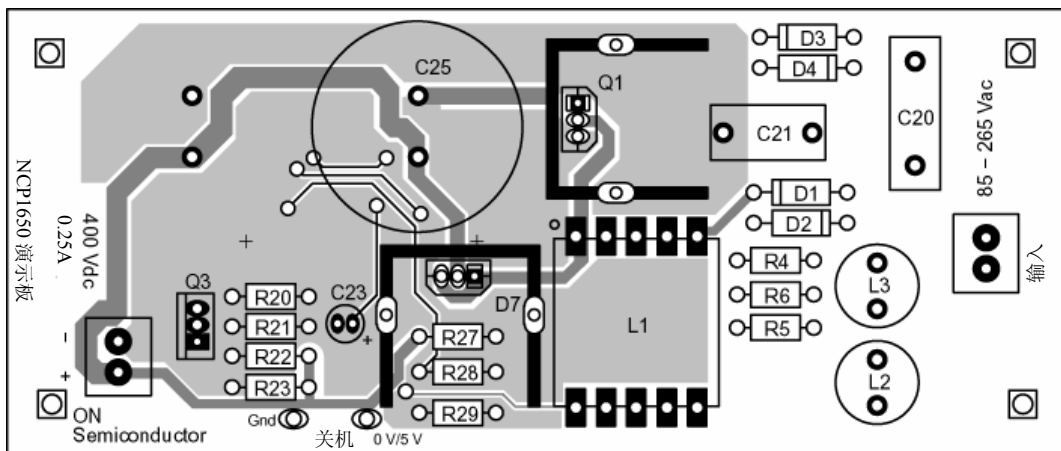
关机电路

关机电路可会功率转换器停止工作, 并使NCP1650进入一个低功率关机模式。为了触发这个电路, 需在红色测试点上施加5.0V电压, 黑色插孔为“地”。要注意黑色插孔实际上是带电的, 因为它与输入桥式整流器的输出端相连。应该使用带隔离的5.0V电源。

如果不使用这个电路, 端子可以开路, 因为电路中内建有足够的电阻, 可将晶体管(Q2)保持在截止状态。

PCB

印刷电路板 Gerber 文件位于安森美半导体网站上的NCP650-PCB1名称下。



AND8106/D

表 1.

参考标号	说明	产品型号	制造商
C2	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μ F, 50 V	C1608X7R1H104KT	TDK
C3	电容, 陶瓷, 片状, 0.12 μ F, 50 V	C1608X7R1H123KT	TDK
C4	电容, 陶瓷, 片状, 1.0nF, 50 V	C1608X7R1H102K	TDK
C5	电容, 陶瓷, 片状, 0.022 μ F, 50 V	C1608X7R1H223K	TDK
C7	电容, 陶瓷, 片状, 22 μ F, 6.3 V	C3225X5R0J226MT	TDK
C8	电容, 陶瓷, 片状, 10 μ F, 10 V	C3225X5R1A106MT	TDK
C9	电容, 陶瓷, 片状, 4.7 μ F, 10 V	C3216X5R1A475KT	TDK
C11	电容, 陶瓷, 片状, 470pF, 50 V	C1608C0G1H471JT	TDK
C14	电容, 陶瓷, 片状, 470pF, 50 V	C1608C0G1H471JT	TDK
C20	0.47 μ F, 275 Vac, X型电容	ECQ-U2A474ML	Panasonic
C21	电容, 聚丙烯, 0.1 μ F, 400Vdc	MKP1841-410-405	Vishay Sprague
C22	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μ F, 50V	C1608X7R1H104KT	TDK
C23	100 μ F, 铝电解电容, 25V	ECA-1EM10II	Panasonic
C25	100 μ F, 铝电解电容, 450V	ECO S2WP100EX	Panasonic
C26	电容, 陶瓷, 1.0 μ F, 25V	C3216X7R1E105KT	TDK
D1~D4	二极管, 整流器, 600V, 3.0A	1N5406	安森美半导体
D5	二极管, 齐纳, 18V, 轴向引线	MMSZ5248BT1	安森美半导体
D6	二极管, 整流器, 75V, 200 mA, SOT-23	BAS19LT1	安森美半导体
D7	二极管, 超快速, 600 V, 8.0A	MURHF860CT	安森美半导体
F1	保险丝, 2.0A, 250 Vac	1025TD2A	Bussman
L1	电感, 1000 μ H, 2.4A max	CTX22-15557	Coiltronics
L2	2.5A饱和, 100 μ H电感, 差模	TSL1315S-101K2R5	TDK
L3	2.5A饱和, 100 μ H电感, 差模	TSL1315S-101K2R5	TDK
Q1	FET, 10.5A, 0.7 Ω , 600V, N沟道	FQP12N60	Fairchild
Q2	双极晶体管, 50V	MMBT2222ALT1	安森美半导体
Q3	FET, 10A, 600V, N沟道	FQP1N60	Fairchild
R3	电阻, SMT, 810 Ω	CRCW1206810JNTA	Vishay
R4	电阻, 轴向引线, 178k, _W, 1%	CMF-55-178K00FKRE	Vishay
R5	电阻, 轴向引线, 3.57k, _W, 1%	CMF-55-3K5700FKBF	Vishay
R6	电阻, 轴向引线, 178k, _W, 1%	CMF-55-178K00FKRE	Vishay
R7	电阻, SMT, 8.6 k	CRCW12068K60JNTA	Vishay
R8	电阻, SMT, 9.1 k	CRCW12069K10JNTA	Vishay
R9	电阻, SMT, 56.2k, 1%	CRCW120656K2FKTA	Vishay
R10	电阻, SMT, 8.25k, 1%	CRCW12068K2FKTA	Vishay
R13	电阻, SMT, 51 k	CRCW120651K0JNTA	Vishay
R16	电阻, SMT, 10	CRCW1206100JRE4	Vishay
R20	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R21	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R22	电阻, 轴向引线, 10k, _W	CCF-07-103J	Vishay
R23	电阻, 轴向引线, 1.2M, _W	CCF 07-125J	Vishay
R25	电阻, SMT, 4.7k	CRCW12064K70JNTA	Vishay

表 1. (续)

参考标号	说明	产品型号	制造商
R26	电阻, SMT, 12 K	CRCW120612K0JNTA	Vishay
R27	电阻, 轴向引线, 453k, _W 1%	CMF-55-453K00FKBF	Vishay
R28	电阻, 轴向引线, 453k, _W 1%	CMF-55-4533F	Vishay
R29	电阻, 轴向引线, 9.09k, _W 1%	CCF-55-9K09FHR362	Vishay
R30	1.0W, 0.07 Ω , 1%电阻	WSL2512R0700FTB	Vishay
U1	PFC控制器	NCP1650	安森美半导体
	硬件		
H1	印刷电路板	NCP1650-PWB1	www.onsemi.com
H2	接头	171602	Weidmuller
H3	接头	171602	Weidmuller
H4	测试点, 红色	5005	Keystone
H5	测试点, 黑色	5006	Keystone
H6	支柱, 4-40铝, 六角, 500英寸	8403	HH Smith
H7	支柱, 4-40铝, 六角, 500英寸	8403	HH Smith
H8	支柱, 4-40铝, 六角, 500英寸	8403	HH Smith
H9	支柱, 4-40铝, 六角, 500英寸	8403	HH Smith
H10	散热器, TO-220	590302B03600	Aavid Thermalloy
H11	散热器, TO-220	590302B03600	Aavid Thermalloy

表 2. 销售商联系方式

销售商	美国电话/互联网
安森美半导体	1-800-282-9855 www.onsemi.com/
TDK	1-847-803-6100 www.component.tdk.com/
Vishay	www.vishay.com/
Bussman (Cooper Ind.)	1-888-414-2645 www.cooperet.com/
Coiltronics (Cooper Ind.)	1-888-414-2645 www.cooperet.com/
Fairchild	www.fairchildsemi.com/
Panasonic	www.eddieray.com/panasonic/
Weidmuller	www.weidmuller.com/
Keystone	1-800-221-5510 www.keyelco.com/
HH Smith	1-888-847-6484 www.hhsmith.com/
Aavid Thermalloy	www.aavid.com/

性能数据

表 3. 稳压

线路/负载	无负载	50 瓦	100 瓦
85 V _{rms}	405.5	405.1	403.9
115 V _{rms}	405.6	405.2	404.3
220 V _{rms}	405.4	405.5	404.9
265 V _{rms}	438.4	405.5	405

AND8106/D

表 4. 谐波和失真

	115 Vac, 100W		230 Vac, 100W	
	电压谐波	电流谐波%	电压谐波	电流谐波, %
二次	0.084	0.03	0.169	0.12
三次	0.505	2.8	0.722	2.6
五次	0.482	1.3	0.132	4.4
七次	0.168	0.5	0.075	0.17
九次	0.074	0.17	0.133	0.23
11次	0.088	0.13	0.134	0.17
13次	0.212	0.27	0.073	0.15
15次	0.324	0.37	0.265	0.28
17次	0.413	0.35	0.488	0.32
19次	0.632	0.31	1.12	0.44
PF	—	0.998	—	0.9928
THD (A)	—	3.68	—	6.2
电流基波	—	0.919	—	0.451

表 5.效率

	85 V _{rms}	115 V _{rms}	230 V _{rms}	265 V _{rms}
无负载时的P _{in}	2.87	4.06	5.07	5.11
P _{in}	108.8	106.9	103.2	103.7
V _o	403.2	404.3	404.9	405
I _o	0.246	0.246	0.243	0.244
效率	0.912	0.930	0.953	0.953

工作在临界导电模式下的功率因数校正段

作者: Joel Turchi
安森美半导体

本文对工作于临界导电模式下的功率因数校正器(PFC)进行了详细的数学分析。其目标是为了方便确定 PFC 段的尺寸。在对 PFC 规格和主要的临界导电方案进行了简要介绍之后,本应用注释给出了计算电流和电压幅度的方程式,这对于选择功率元件来说是极为重要的。

引言

IEC1000-3-2规范通常被称为功率因数校正(PFC)标准,其颁布的目的在于减小从电源吸收的电流的总谐波失真(THD)。在实践中,法规要求电流应接近正弦波,并与交流线路电压同相。

有源解决方案是达到法规要求的最有效的方法。在输入桥和储能电容之间插入一个 PFC 预调节器。该中间级用于输出一个恒定电压,同时从线路吸收正弦波电流。在实践中通常采用步升(或者升压)配置,因为这种类型的转换器便于实施。应当注意到,这种拓扑要求输出电压高于输入电压。这就是输出稳压电平在通用电源情况下通常设置为400V左右的原因。

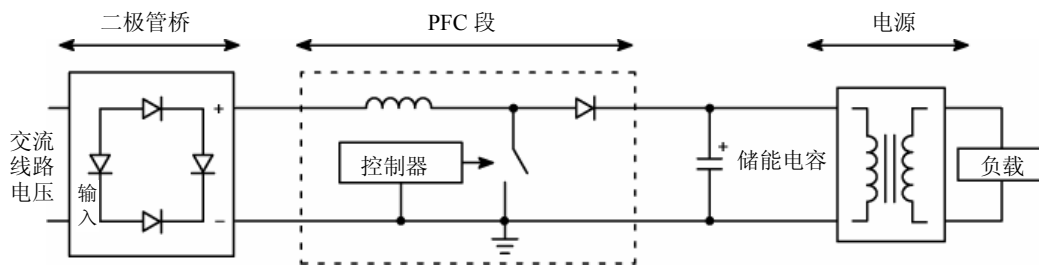


图1. 功率因数校正过的功率转换器

PFC升压预转换器一般需要一个线圈,一个二极管和一个功率开关。此段也需要一个专为驱动PFC预调节器而设计的功率因数校正控制器电路。安森美半导体已开发出三种控制器(MC33262, MC33368和MC33260),均工作在临界导电模式中,而NCP1650则工作于连续导电模式。

通常将临界导电模式用于300W以下的功率因数控制电路。



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

应用注释

临界导电模式的基本知识

临界导电模式(或者边界导电模式)工作是针对低功率应用的最常用的解决方案。可变频率控制方案是其一大特色,在该方案中电感电流斜升到所需平均值的两倍,再斜降至零,随后立即再次上升(参见图2和图4),这种控制方法有下列优点:

- 简单的控制方案:只需要很少的外部元件。
 - 便于稳定:升压保持为一阶转换器,而且不需要斜升补偿。
 - 零电流导通:临界导电模式的一个主要优点为MOSFET在二极管电流达到零时导通。因此,MOSFET开关的接通是无损耗和软性的,而且不需要 t_r 小的二极管。
- 另一方面,临界导电模式也有一些缺点:
- 峰值电流大,导致 di/dt 高且有均方根电流流经PFC段。
 - 开关频率变化大,如本文所述。

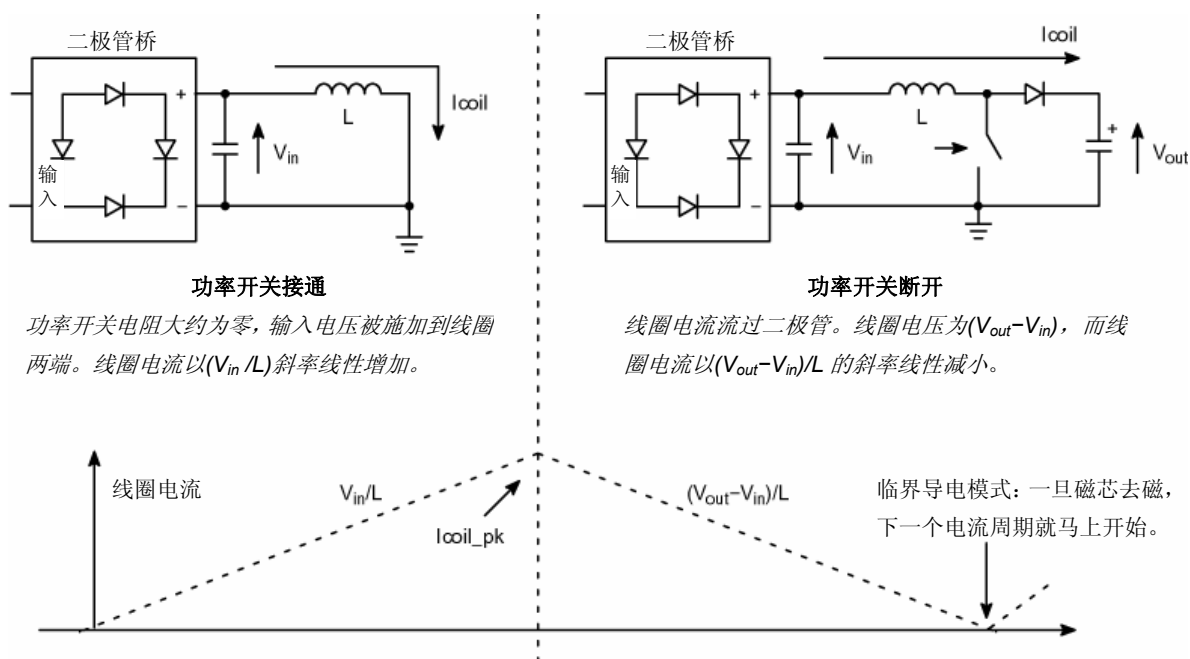


图 2. PFC 段的开关次序

在临界导电模式中，升压转换器经过两个阶段（参见图2）：

- 功率开关接通时的导通时间。电感电流以斜率 (V_{in}/L) 线性增长，其中 V_{in} 是瞬时输入电压，而 L 是电感值
- 功率开关断开时的关断时间。电感电流以斜率 $(V_{out}-V_{in})/L$ 线性减小，其中 V_{out} 是输出电压。当电流等于零时，这个过程结束。

因而，流过线圈的是一个三角波电流。PFC段将调整这些三角波的幅度以使得线圈电流平均为（整流后的）正弦波（参见图4）。并由EMI滤波器（借助于通常跨接在二极管桥输出端的100nF至1.0 μ F的输入电容）来完成滤波功能。

欲控制三角波幅度并对电流进行整形，较常用的方案是强制电感峰值电流跟随正弦波包络。图3以波形示意图描述了它的工作模式，小结如下：

- 二极管桥输出经过轻微的滤波，其输入电压 (V_{in}) 为整流后的正弦波。PFC控制器的一个引脚接收到 V_{in} 的一部分电压。这个端子的电压是构成电流包络所需要的整形信息。
- 误差放大器根据其检测到的输出电压实际和期望值之间的误差来估计消除此误差所需要的功率。误差放

大器带宽设置较窄，这使得误差放大器的输出反应慢，因而可认为其在一个交流线路周期内是恒定的。

- 控制器将整形信息乘以误差放大器输出电压。得到的乘积即为所需的包络，正如希望的那样为正弦波，且与交流线路电压同相，并且它的幅度取决于要提供的功率。
- 控制器监视功率开关电流。当电流超过包络水平时，PWM栓锁将复位以切断功率开关。

- 线圈电流一达到零，一些电路检测到磁芯去磁之后就设置PWM栓锁，并启动一个新的MOSFET导电阶段。因而，当功率开关接通时，电流从零斜升到包络水平。此时，功率开关切断，电流斜降到零（参见图2和图4）。为了使图形简明易懂，图4只绘出了8个“电流三角波”。实际上，和交流线路频率相比，三角波的频率非常高。输入滤波电容和EMI滤波器对线圈电流的三角波进行平均，得到：

$$\langle I_{coil} \rangle_T = \frac{I_{coil_pk}}{2} \quad (\text{式 i})$$

其中 $\langle I_{coil} \rangle_T$ 是一个电流三角波的平均值（周期 T ），而 I_{coil_pk} 是三角波的峰值电流。

当 I_{coil_pk} 被强制跟随正弦包络($K \cdot v_{in}$)时, 其中 K 是由误差放大器调节的常数, $\langle I_{coil} \rangle_T$ 也为正弦波

$\left(\langle I_{coil} \rangle_T = \frac{k \cdot V_{in}}{2} = \frac{k \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)}{2} \right)$ 。结果, 该电路使交流线路电流转化为正弦波。

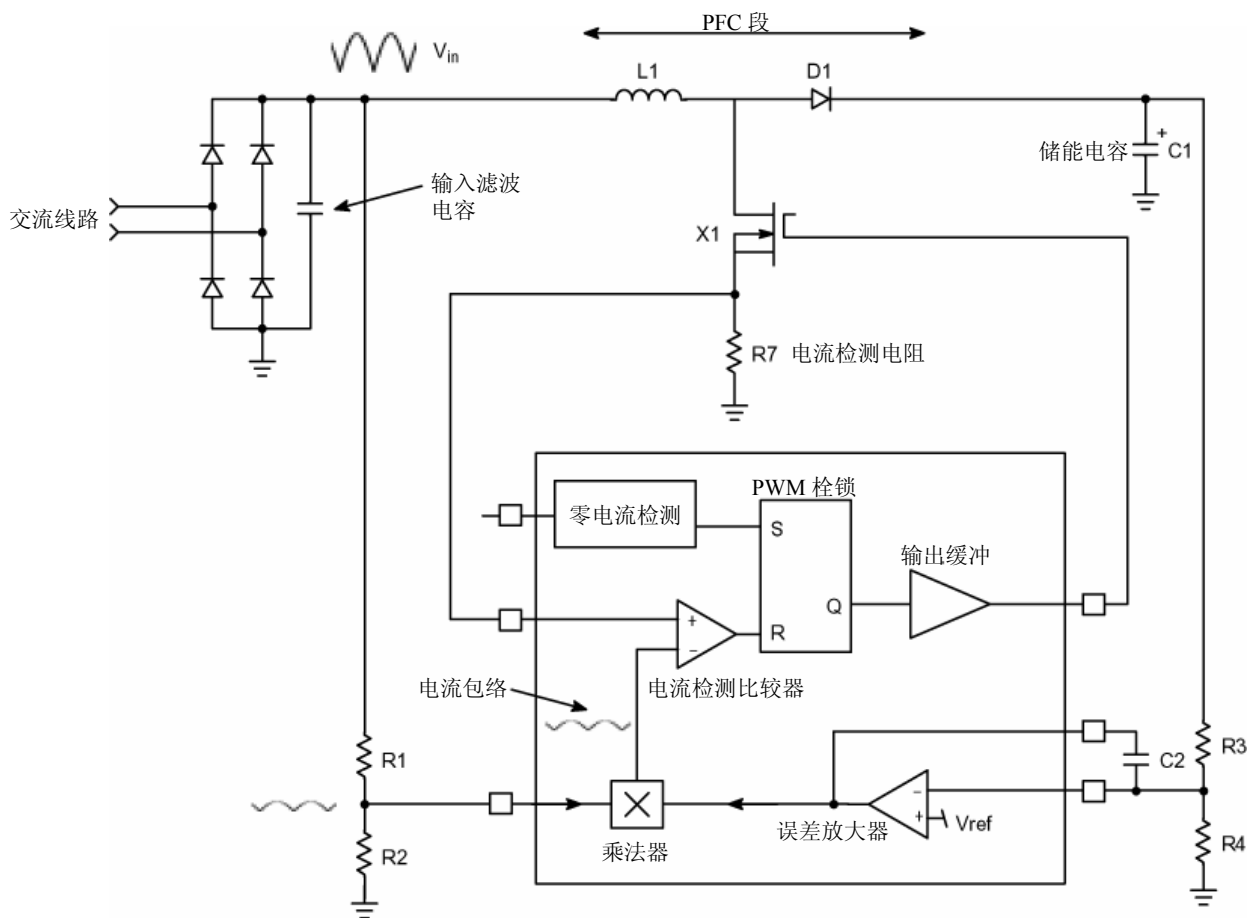


图3. PFC段的开关序列

控制器监视输入和输出电压, 并且利用这一信息和乘法器建立正弦波包络。当检测到的电流超过包络电平时, 电流检测比较器将复位 PWM 栓锁, 功率开关断开。一旦磁芯去磁, 专用的模块便会设置 PWM 栓锁, 一个新的 MOSFET 导电时间由此开始。

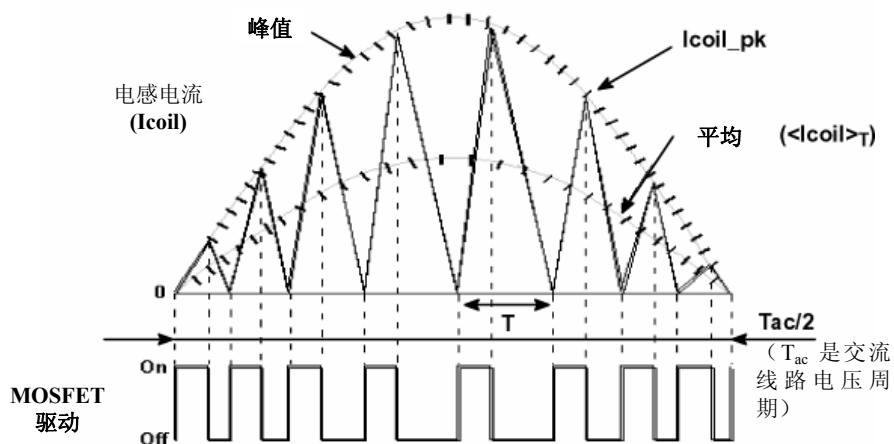


图4. 线圈电流

在功率开关导通期间，电流从零斜升到包络电平。此时，功率开关断开，电流斜降到零。为了使图形简明易懂，在此只绘出了8个电流三角波。实际上，和交流线路相比，三角波的频率非常高。

可以注意到，通过简单的计算便可得出在正弦波内导通时间为恒定这一结论： $ton = 2 * L * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac^2}$
而且开关频率调制可由关断时间得到，关断时间等于：

$$toff = 2 * \sqrt{2} * L * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac * (Vout - \sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t))} * \sin(\omega t) = ton * \frac{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)}{Vout - \sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)} \quad (式 2)$$

那就可以解释为何安森美半导体开发的 MC33260 不包含一个乘法器，以输入一部分经整流交流线路电压来对线

圈电流进行整形，而是强使导通时间恒定，以使用最简单的方法得到功率因数校正。

主要方程式

开关频率

已经说过，线圈电流包括两个阶段：

- 功率开关导通时间(ton)。在此期间，输入电压被施加在线圈两端，线圈中的电流以斜率(Vin/L)线性增长

$$Icoil(t) = \frac{Vin}{L} * t \quad (式 3)$$

当导通时间完成，即线圈电流达到其峰值(Icoil_pk)时，这个阶段结束。因此：

$$Icoil_pk = \frac{Vin}{L} * ton \quad (式 4)$$

于是，得到导通时间为：

$$ton = \frac{L * Icoil_pk}{Vin} \quad (式 5)$$

- 功率开关断开时间(toff)。在第二个阶段中，线圈电流流过输出二极管，并且对输出电容和负载馈电。导通时，二极管电压被视作零，线圈两端的电压为负，并且等于(Vin-Vout)。于是线圈电流以斜率((Vout-Vin)/L)从(Icoil_pk)线性下降为零，如下所示：

$$Icoil(t) = Icoil_pk - \left(\frac{Vout - Vin}{L} * t \right) \quad (式 6)$$

当Icoil达到零，这个阶段结束，于是关断时间可通过下式得到：

$$toff = \frac{L * Icoil_pk}{Vout - Vin} \quad (式 7)$$

总电流周期（以及开关周期T）为ton和toff之和。因此：

$$T = ton + toff = L * Icoil_pk * \frac{Vout}{Vin * (Vout - Vin)} \quad (式 8)$$

如下面一节所示(式15)，线圈峰值电流可以表示成输入功率和交流线路均方根电压的函数，如下所示：

$I_{coil_pk} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{Pin}{Vac} \cdot \sin(\omega t)$ 其中 ω 是交流线路角频率。在式(8)中用这个表达式代替 I_{coil_pk} 可以得到：

$$T = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{L \cdot Pin}{Vac} \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{Vout}{\sqrt{2} \cdot Vac \cdot \sin(\omega t) \cdot (Vout - Vin)} \quad (式 9)$$

此式可简化为：

$$T = \frac{2 \cdot L \cdot Pin \cdot Vout}{Vac^2 \cdot (Vout - Vin)} \quad (式 10)$$

开关频率是开关周期的倒数。所以：

$$f = \frac{Vac^2}{2 \cdot L \cdot Pin} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot Vac \cdot \sin(\omega t)}{Vout} \right) \quad (式 11)$$

此方程表明，开关频率由如下几部分组成：

- $\left(\frac{Vac^2}{2 \cdot L \cdot Pin} \right)$ 一项，该项只随着工作点（负载和交流线路均方根电压）而变化。
- 一个调制系数 $\left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot Vac \cdot \sin(\omega t)}{Vout} \right)$ ，使开关频率在交流线路正弦波内变化。

下图描述了在正弦波内，开关频率变化同交流线路电压幅度及功率之间的关系。

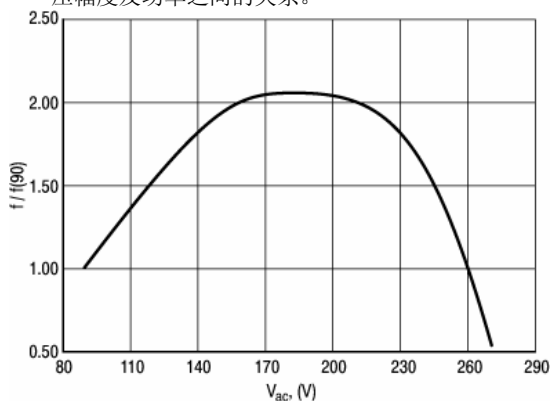


图5. 交流线路均方根电压以上
(在正弦波顶部)的开关频率

该图以归一化的形式表示了开关频率变化同线路均方根电压之间的关系，其中 $f(90) = 1$ 。该图为 $Vout = 400V$ 时的曲线，显示出较大的变化($Vac = 180V$ 时为 200%， $Vac = 270V$ 为 60%)。如果 $Vout$ 更高，则曲线形状将变得平坦。但是，开关频率的最小值总是在交流线路的极值处得到 (Vac_{LL} 或 Vac_{HL} ，其中 Vac_{LL} 和 Vac_{HL} 分别是最小和最大的 Vac 电平)。

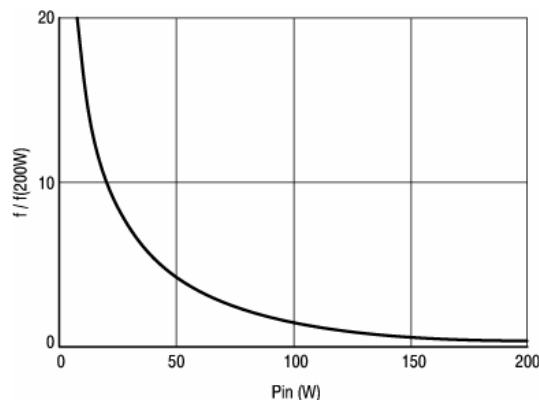


图6. 开关频率和输入功率的关系 (在正弦波顶部)

此图以归一化的形式画出了开关频率变化和输入功率之间的关系，其中 $f(200W) = 1$ 。当功率为 10 W 时，开关频率将增大为原来的 20 倍。理论上在非常轻的负载条件下，开关频率可超过几兆赫兹。但实践中，PFC 级的传输延迟将使开关频率的上升受到限制。MC33260 最小关断时间将空载频率限制在大约 400 kHz。

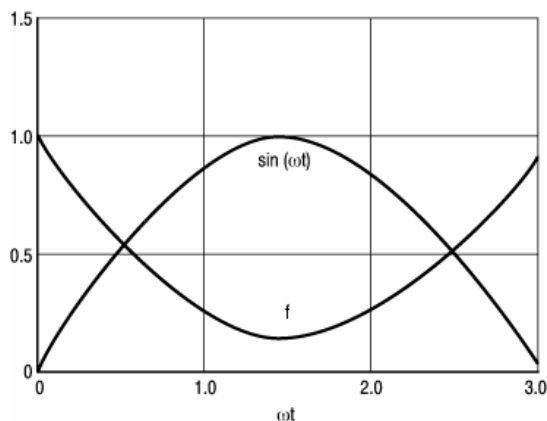


图7. 230 Vac 交流线路正弦波范围内的开关频率

此图以归一化的形式给出了 $Vac = 230V$ 和 $Vout = 400V$ 时在交流线路正弦波范围内开关频率的变化，其中在交流线路穿越零点时的 f 取值为 1。在正弦波顶部，开关频率大约为穿越零点时的 1/5。

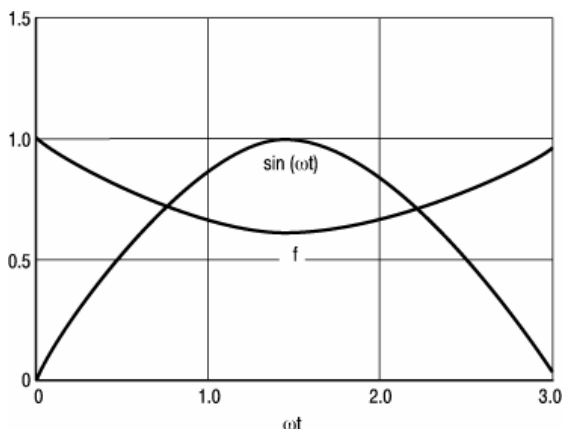


图8. 90 Vac交流线路正弦波范围内的开关频率

此图显示了相同的特性，但是针对 $V_{ac} = 90V$ 。和图5中观察到的一样（ f 和 V_{ac} 的关系），输出和输入电压相差越大，开关频率曲线形状就越平坦。

最后，开关频率在交流线路电压范围内随功率变化而有显著变化。这可能是临界导电模式主要的不足之处。这种现象经常使EMI滤波更为困难。它也增加了对由PFC段供电的系统产生干扰的风险。（比如，它可能使显示器屏幕上产生一些可见噪声）。

此外，频率的变化及其可能达到的最大值（最大500kHz），使得实际上无法使用有效的工具来消除EMI及减小噪声，如阻尼网络会产生太大的损耗。

还应注意到的是，当功率减小以及输入电压增大时，频率会提高。在轻负载条件下，开关周期可以低至 $2.0\mu s$ (500kHz)。此时控制电路内的所有传输延迟或者功率开关反应时间均不能忽略，这通常使电流波形失真。因此，功率因数随之下降。

开关频率变化是系统的主要限制，使它只能用于负载变化不剧烈的应用中。

线圈峰值和均方根电流

线圈峰值电流

因为PFC段使交流线路电流成为正弦波并与交流线路电压同相，所以我们可以写作：

$$i_{in}(t) = \sqrt{2} * I_{ac} * \sin(\omega t) \quad (式 12)$$

其中 $i_{in}(t)$ 是瞬时交流线路电流， I_{ac} 是其均方根值。

如果交流线路电流是线圈电流的平均值，则能导出以下方程式：

$$i_{in}(t) = \langle I_{coil} \rangle_T = \frac{I_{coil_pk}}{2} \quad (式 13)$$

其中 $\langle I_{coil} \rangle_T$ 是所涉及的线圈电流三角波在开关周期 T 中的平均值， I_{coil_pk} 是相应的峰值。

因此，线圈电流三角波的峰值具有正弦包络，而且等于：

$$I_{coil_pk} = 2 * \sqrt{2} * I_{ac} * \sin(\omega t) \quad (式 14)$$

由于PFC段强制功率因数接近于1，因而可以使用众所周知的关系式来将平均输入功率与交流线路均方根电流及均方根电压联系起来 ($\langle Pin \rangle = V_{ac} * I_{ac}$)，则由前一个方程可得出：

$$I_{coil_pk} = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} * \sin(\omega t) \quad (式 15)$$

线圈电流峰值在正弦波顶部最大，此时 $\sin(\omega t)=1$ 。此最大值 ($I_{coil_pk}H$) 为：

$$(I_{coil_pk}H) = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \quad (式 16)$$

由此方程中可以简单地推断，当所需功率最大而交流线路的电压最小时，峰值线圈电流为最大：

$$I_{coil_max} = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle_{max}}{V_{acLL}} \quad (式 17)$$

其中 $\langle Pin \rangle_{max}$ 是应用的最大输入功率，而 V_{acLL} 是交流线路电压的最小值。

线圈均方根电流

电流的均方根值是指经平方后等于该电流在 1.0Ω 电阻上的功率耗散的值。必须按下述步骤计算均方根线圈电流：

- 首先用以下方法计算出一个开关周期内（平方以后）的“均方根电流”，这样就可以得到在所考虑的开关周期内 1.0Ω 电阻上的功率耗散。
- 由于开关周期和输入电压周期相比较小，因此可以把得到的表达式作为线圈电流的瞬时值平方，并且在整流正弦周期中取平均，得到线圈均方根电流的平方值。

在本部分中将使用这种方法。

如上所述，流过线圈的电流为：

- 在MOSFET导通时间内，即 $0 < t < t_{on}$ 时， $(I_M(t) = V_{in} * t/L = I_{coil_pk} * t/t_{on})$ 。
- 在二极管导通时间内，即 $t_{on} < t < T$ 时， $(I_D(t) = I_{coil_pk} - \{(V_{out} - V_{in}) * t/L\} = I_{coil_pk} * (T-t)/(T-t_{on})$)

因此，在相应开关周期T中任何线圈电流三角波的均方根值，均可从下式导出：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{ton} \left[\frac{I_{coil_pk} * t}{ton} \right]^2 * dt + \int_{ton}^T \left[I_{coil_pk} * \frac{T-t}{T-ton} \right]^2 * dt \right)} \quad (式 18)$$

求这个积分，得到：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\left[\frac{I_{coil_pk}^2 * ton^3}{3} \right] + \left[\frac{-(T-ton)}{3 * I_{coil_pk}} \left(\left[I_{coil_pk} * \frac{T-T}{T-ton} \right]^3 - \left[I_{coil_pk} * \frac{T-ton}{T-ton} \right]^3 \right) \right]} \quad (式 19)$$

前者可以作如下简化：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{I_{coil_pk}^2 * ton}{3} + \left[\frac{-(T-ton)}{3 * I_{coil_pk}} * (-I_{coil_pk}^3) \right] \right)} \quad (式 20)$$

重新排列各项得到：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = I_{coil_pk} * \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{ton}{3} + \frac{T-ton}{3} \right)} \quad (式 21)$$

计算平方根符号内的项，可以得到如下表达式：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = \frac{I_{coil_pk}}{\sqrt{3}} \quad (式 22)$$

将由平均输入功率和交流线路均方根电压表示的线圈峰值电流，表达式（式15）代入上式，可以写出下列方式：

$$\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T = 2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} * \sin(\omega t) \quad (式 23)$$

该方程式给出了线圈在给定 Vin 的一个开关周期中的等效均方根电流。正如已经提到过的，把线圈电阻乘以它的平方即可得到给定 Vin 下的电阻损耗。

把式(23)代入前面的方程可以得到：

$$I_{coil} \rangle_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \left[2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} * \sin(\omega t) \right]^2 * dt} \quad (式 25)$$

这个方程式表明，线圈均方根电流 $2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} * \sin(\omega t)$ 的均方根值，即正弦电流的均方根值，它的幅度为 $(2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac})$ 。这样的正弦波电流均方根值是众所周知的（幅度除以 $\sqrt{2}$ ）。

现在可以求整流交流线路周期中的均方根电流。不能对 $\langle I_{coil} \rangle_{rms} > T$ 积分而必须对它的平方积分，因为我们要从一个开关周期中的功率耗散导出平均电阻损耗。但是，不要忘记对结果开平方，以得到均方根值。

因此，线圈均方根电流为：

$$I_{coil} \rangle_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \langle I_{coil} \rangle_{rms} > T^2 * dt} \quad (式 24)$$

其中 $T_{ac} = 2 * \pi / \omega$ ，是交流线路电压周期(欧洲为20 ms，美国为16.66 ms)。PFC段由整流的交流线路电压馈电，其工作频率为交流线路频率的两倍。这就是只对交流线路电压周期的一半($T_{ac}/2$)进行积分的原因。

因此得出：

$$I_{coil} \rangle_{rms} = \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} \quad (式 26)$$

开关损耗

开关损耗难以精确确定。它们取决于 MOSFET 类型，尤其是栅极电荷和控制器驱动能力，并明显地取决于在临界导电模式工作中变化明显的开关频率。但是，若我们作如下假设，便可以进行粗略的估计：

- 将输出电压视为恒定。输出电压纹波通常小于额定电压的5%，这个假设似乎是合理的。
- 开关时间（ δt 和 t_{FR} ，如图9中定义）在正弦波中被视为恒定。

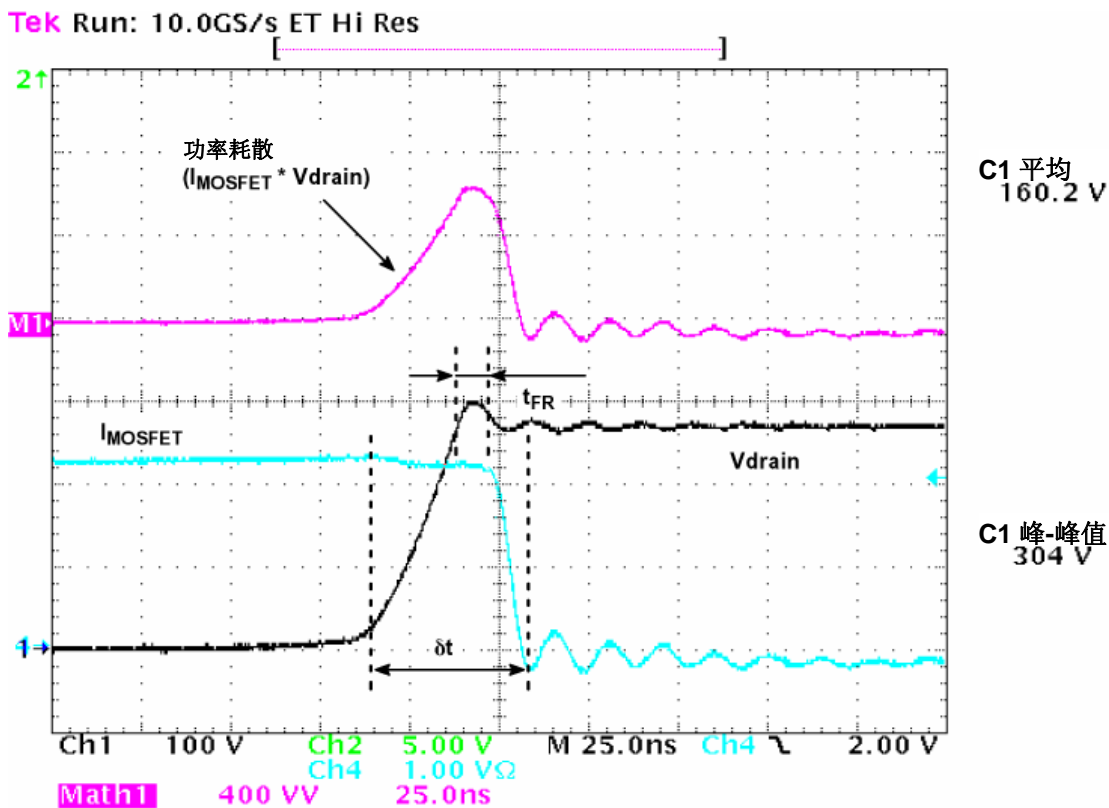


图 9. 关断波形

图9表示了关断次序。可以观察到三个阶段：

- 大约在栅极电压Miller平坦区后半部分中，漏-源电压线性增加，直至达到输出电压。
- 在二极管正向恢复时间的一部分短暂时间内，MOSFET同时承受最大电压和最大电流。
- 栅极电压（从Miller平坦区）下降至栅极临界值以下，漏极电流斜降至零。

图9中的“ δt ”表示三个阶段的总时间，“ t_{FR} ”是第二阶段的时间。

因此，可以写作：

(式 27)

$$p_{sw} = \left(\frac{V_{out} * I_{coil_pk} * \delta t - t_{FR}}{T} \right) + \left(V_{out} * I_{coil_pk} * \frac{t_{FR}}{T} \right)$$

其中： δt 和 t_{FR} 是图9描述的开关时间，T是开关周期。

式(8)给出了一个表达式，该式将线圈峰值电流和与所涉电流周期相关的开关周期联系起来： $T = \frac{L * I_{coil_pk}}{V_{in}} * \frac{V_{out}}{V_{out} - V_{in}}$

把式(8)代入式(27)得到：

$$p_{sw} = \frac{V_{in} * (V_{out} - V_{in}) * (\delta t + t_{FR})}{2 * L} \quad (式 28)$$

这个方程式表明，一个开关周期内的开关损耗取决于瞬时输入电压、瞬时输出电压和输入电压的差、开关时间和线圈值。让我们对半个交流线路周期中的 psw 进行积分，来计算一下平均损耗(<psw>):

$$\langle psw \rangle = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{V_{in} * (V_{out} - V_{in}) * (\delta t + t_{FR})}{2 * L} * dt \quad (式 29)$$

重新排列各项，可以得到:

$$\langle psw \rangle = \frac{\delta t + t_{FR}}{2 * L} * \left\{ \left(\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} V_{in} * V_{out} * dt \right) - \left(\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} V_{in}^2 * dt \right) \right\} \quad (式 30)$$

将V_{out}视为一个常数，那么，只要记得输入电压平均值为(2 * √2 * Vac/π)，以及 (Vac² = 2/T_{ac} * ∫₀^{T_{ac}/2} Vin² * dt) 就可以容易地解出这个方程。由此可得:

$$\langle psw \rangle = \frac{\delta t + t_{FR}}{2 * L} * \left(\frac{2 * \sqrt{2} * Vac * V_{out}}{\pi} - Vac^2 \right) \quad (式 31)$$

或者简化为:

$$\langle psw \rangle = \frac{2 * (\delta t + t_{FR}) * Vac^2}{\pi * L} * \left(\frac{V_{out}}{\sqrt{2} * Vac} - \frac{\pi}{4} \right) \quad (式 32)$$

线圈电感值(L)在此起到重要的作用: 损耗和该值成反比。因为开关频率也和L成反比。

这个方程也表明，开关损耗与功率电平无关。只要注意到功率减小时开关频率也会相应增加，便可很容易地得出这个结论。

式 (32)也表明(V_{out}/Vac)比例越小，MOSFET开关损耗也就越小。那是因为“跟随升压”模式减小了输出电压和输入电压的差，降低了开关频率。换句话说，采用该技术便可在相同开关频率和相同的开关损耗条件下使用更小的线圈。

比如，MC33260的特点是“跟随升压”工作，其中预转换器输出电压被稳定在一个电平上，它随着交流线路的电压幅度线性变化。这种技术旨在减小输出电压和输入电压之间的差距，以优化升压效率并使PFC段的成本最小化¹。

怎样得到δt和t_{FR}?

- 最好的方法是测量。
- 可以把δt近似为提取 MOSFET 栅极电荷 Q3 所需的时间 (参见图 10)。

Q3并不总是给出的，也可以用Q1加上Miller平坦区栅极电荷的一半(Q2/2)来代替Q3。知道了电路的驱动能力后，便可以推导出关断时间(δt=Q3/I_{drive} 或者 δt=[Q1+(Q2/2)]/I_{drive})。

- 在第一种方法中，t_{FR}可以取同二极管正向恢复时间相等的值。

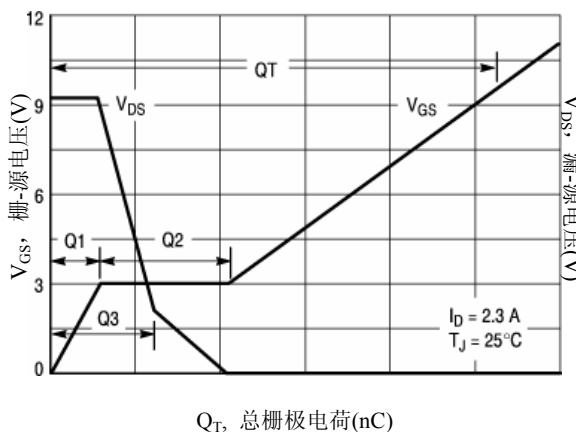


图10. MOSFET的典型总栅极电荷规格

必须注意的是，计算过程中未考虑下列因素:

- 控制器驱动MOSFET所消耗的能量(Q_{cc}*V_{cc}*f)，其中Q_{cc}是对栅极进行充电直至电压达到V_{cc}所需要的MOSFET栅极电荷，V_{cc}是驱动电源电压，f是开关频率。
- PFC段的寄生电容所产生的功率耗散。每次导通都会在MOSFET漏-源、二极管和线圈等寄生电容上产生一个突变电压。这将在MOSFET上产生一个额外的功率耗散(1/2*C_{parasitic}*ΔV²*f)，其中C_{parasitic}是所涉及的

寄生电容，而 ΔV 是电容两端的电压变化。

¹ 欲知详情，请访问网站

<http://www.onsemi.com>/参见MC33260数据表。

但是，在所列出两个损耗源仅起次要作用时对于大多数此类应用，式(32)可给出足够的一级近似。尽管如此，寄生电容所产生的损耗在轻负载条件下可能变得十分显著，这时开关频率会变高。总之，试验验证是关键。

在开关周期的其余时间内，功率开关断开。要得到 I_{coil} 在导通时间内耗散的功率所产生的导电损耗，可按如下公式计算开关周期 T 中的功率：

$$p_T = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} R_{on} \cdot I_{coil}(t)^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} R_{on} \cdot \left(\frac{V_{in}}{L} \cdot t\right)^2 \cdot dt \quad (式 34)$$

其中 R_{on} 是MOSFET导通时间的漏-源电阻， t_{on} 是导通时间。

为求这个积分，式(34)可做如下简化：

$$p_T = \frac{R_{on}}{T} \cdot \left(\frac{V_{in}}{L}\right)^2 \int_0^{t_{on}} t^2 \cdot dt = \frac{1}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{V_{in}}{L}\right)^2 \cdot \frac{t_{on}^3}{T} \quad (式 35)$$

因为线圈电流在导通时间结束时达到其峰值，所以 $I_{coil_pk} = V_{in} \cdot t_{on}/L$ 及上面的方程式可重新写为：

$$p_T = \frac{1}{3} \cdot R_{on} \cdot I_{coil_pk}^2 \cdot \frac{t_{on}}{T} \quad (式 36)$$

可以看出，通过传统方程式可以计算出升压或者反激中的MOSFET导电损耗， $\frac{1}{3} \cdot R_{on} \cdot I_{pk}^2 \cdot d$ ，其中 I_{pk} 是峰值电流， d 是MOSFET占空比）。

用它们的正弦表达式 $(\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t))$ $(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{< Pin >}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t))$ 分别分别代替 V_{in} 和 I_{coil_pk} ，式(38)变为：

$$p_T = \frac{1}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{< Pin >}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t)\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)}{V_{out}}\right) \quad (式 39)$$

简化后为：

$$p_T = \frac{8}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{< Pin >}{V_{ac}}\right)^2 \cdot \left[\sin^2(\omega t) - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac}}{V_{out}} \cdot \sin 3(\omega t)\right)\right] \quad (式 40)$$

式(40)给出了给定 V_{in} 电压下的导电损耗。这个方程式必须在整流交流线路正弦波上积分，以得到平均损耗：

$$< p >_{Tac} = \frac{8}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{< Pin >}{V_{ac}}\right)^2 \cdot \frac{2}{T_{ac}} \cdot \int_0^{T_{ac}/2} \left[\sin^2(\omega t) - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac}}{V_{out}} \cdot \sin 3(\omega t)\right)\right] \cdot dt \quad (式 41)$$

功率MOSFET导电损耗

如图4所示，线圈电流由高频三角波形成。由输入电容和输出RFI滤波器对线圈电流纹波进行积分，使产生的交流线路电流为正弦波。

在导通时间内，功率开关中的电流按照如下关系线性上升：

$$I_{coil}(t) = \frac{V_{in}}{L} \cdot t \quad (式 33)$$

其中 V_{in} 是输入电压($V_{in} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)$)， L 是线圈电感， t 是时间。

可以这样计算占空比($d = t_{on}/T$):

- 注意到关断时间(t_{off})可以表示为 t_{on} 的函数（参见式2）把这个方程式代入($T = t_{on} + T_{off}$),
- 或者考虑到临界导电模式处于连续导电模式(CCM)的边界，CCM升压转换器中占空比的表达式也适用于临界导电模式。

两种方法产生了下述相同结果：

$$d = \frac{t_{on}}{T} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (式 37)$$

把式(37)代入式(36)得到：

$$p_T = \frac{1}{3} \cdot R_{on} \cdot I_{coil_pk}^2 \cdot \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) \quad (式 38)$$

可以注意到，线圈峰值电流(I_{coil_pk})的包络是正弦波，它可以写成下式： $I_{coil_pk} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{< Pin >}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t)$ （参见式15）。

如果已知 $\sin^2(\omega t)$ 的平均值(0.5), 则只需记住几个三角学公式便可计算出 $\langle \sin^3(\omega t) \rangle$

$$\bullet \sin^2(\alpha) = \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}$$

把式(42)代入式(41)得到

$$\langle p \rangle_{T_{ac}} = \frac{8}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \right)^2 \cdot \frac{2}{T_{ac}} \cdot \int_0^{T_{ac}/2} \left[\sin(\omega t)^2 - \left(\frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)}{4 \cdot V_{out}} \right) + \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(3\omega t)}{4 \cdot V_{out}} \right) \right] \cdot dt \quad (式 43)$$

求此积分, 变成:

$$\langle p \rangle_{T_{ac}} = \frac{8}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{2} - \left(\frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot 2}{4 \cdot V_{out} \cdot \pi} \right) + \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot 2}{4 \cdot V_{out} \cdot 3\pi} \right) \right] \quad (式 44)$$

式(44)可作如下简化:

$$\langle p \rangle_{T_{ac}} = \frac{4}{3} \cdot R_{on} \cdot \left(\frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \right)^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}}{3\pi \cdot V_{out}} \right) \right] \quad (式 45)$$

这个公式表明, 比值(V_{ac}/V_{out})越大, MOSFET导电损耗就越小。这就是可以减小输出电压和输入电压之差的跟随升压模式能够减小MOSFET尺寸的原因。

比如, MC33260的特点是“跟随升压”工作, 其中预转换器输出电压被稳定在一个电平上, 它随着交流线路的电压幅度线性变化。这种技术旨在减小输出电压和输入电压之间的差距, 来优化升压效率并降低PFC段²的成本。

而且, 在已知 $\langle p \rangle_{T_{ac}} = R_{on} \cdot (I_M)^2_{rms}$ 的前提下, 可以从该方程式导出流过功率开关的均方根电流(I_M)_{rms}。

$$(I_M)_{rms} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}}{3\pi \cdot V_{out}} \right)} \quad (式 46)$$

电流检测电阻的功率耗散

PFC控制器监测功率开关电流, 以执行整形功能, 或仅仅防止其过大。这就是通常将一个电阻置于MOSFET源级和地之间来检测功率开关电流的原因。

² 欲知更多详情, 请访问网站

<http://www.onsemi.com/>, 参见 MC33260 数据表。

$$\bullet \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)}{2}$$

合并上面两个公式, 可以得到:

$$\sin^3(\omega t) = \frac{3 \cdot \sin(\omega t)}{4} - \frac{\sin(3\omega t)}{4} \quad (式 42)$$

MC33260通过监测置于地和二极管桥之间的电阻两端的电压(负检测—参见图15)来监测整个线圈电流。电路将此电流信息用于过流保护和磁芯去磁检测(也叫做零电流检测)。该技术有两个主要优点:

- 不需要辅助线圈来检测磁芯去磁。简单的线圈在PFC级中已经足够。
- MC33260将检测在启动或者一些过载情况中流过的浪涌电流, 并且防止功率开关在该应力较大的情况下导通。PFC段更安全。

电流检测电阻的功率耗散会相应增加, 这是不利的, 因为检测的是整个电流, 而类似MC33262的电路, 只监测功率开关电流。

类似MC33262电路中电流检测电阻的功率耗散

因为流过电流检测电阻和功率开关的电流相同, 所以计算比较简单。把前一部分中计算出的功率开关电流(I_M)均方根值(I_M)_{rms}进行平方再乘以电流检测电阻即可。

这样就可以得到:

$$\langle p_{Rs} \rangle_{262} = \frac{4}{3} * R_s * \left(\frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \right)^2 * \left[1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * V_{ac}}{3\pi * V_{out}} \right) \right] \quad (式 47)$$

其中 $\langle p_{Rs} \rangle_{262}$ 是电流检测电阻 R_s 的功率耗散。

类似MC33260电路中电流检测电阻的功率耗散

在这种情况下, 电流检测电阻 R_s 中流过的是整个线圈电流。因此, R_s 和均方根线圈电流平方的乘积便为电流检测电阻的功率耗散:

$$\langle p_{Rs} \rangle_{260} = R_s * (I_{coil}(rms))^2 \quad (式 48)$$

其中 $I_{coil}(rms)$ 是线圈的均方根电流, 如式(26)所示, 等于:

$$I_{coil}(rms) = \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}}$$

因此:

$$\langle p_{Rs} \rangle_{260} = \frac{4 * R_s}{3} * \left(\frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} \right)^2 \quad (式 49)$$

两种情况下的损耗比较

让我们计算比值: $\langle p_{Rs} \rangle_{262} / \langle p_{Rs} \rangle_{260}$

可以得到:

$$\langle p_{Rs} \rangle_{262} / \langle p_{Rs} \rangle_{260} = 1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * V_{ac}}{3\pi * V_{out}} \right) \quad (式 50)$$

如果把 $(8/3\pi)$ 看成近乎等于0.85,

则上式可简化为:

$$\langle p_{Rs} \rangle_{262} / \langle p_{Rs} \rangle_{260} \approx 1 - \frac{0.85 * V_m}{V_{out}} \quad (式 51)$$

其中 V_m 是交流线路电压振幅。

流过二极管的平均电流和均方根电流

如果注意到二极管电流即为负载电流和输出电容电流之和, 便可简单地求出它的值:

$$I_d = I_{load} + I_{Cout} \quad (式 52)$$

对式(52)求平均值:

$$\langle I_d \rangle = \langle I_{load} + I_{Cout} \rangle = \langle I_{load} \rangle + \langle I_{Cout} \rangle \quad (式 53)$$

在平衡状态下, 输出电容的平均电流应为0 (否则电容电压会变成无限大)。因此:

$$\langle I_d \rangle = \langle I_{load} \rangle = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (式 54)$$

计算均方根二极管电流则比较困难。比如, 和计算线圈均方根电流相似, 首先需要计算开关周期中的均方根电流的

平方, 然后对得到的结果在交流线路正弦波范围内积分。如图4所示, 线圈在关断时间内放电。更确切地说, 流过二极管的电流从它的峰值(I_{coil_pk})线性下降, 到关断时间结束时达到零。把关断时间的起点作为初始时间, 我们可以写出:

$$I_{coil}(t) = I_{coil_pk} * \frac{toff-t}{toff} \quad (式 55)$$

和计算线圈均方根电流相似, 可以计算“一个开关周期中的二极管均方根电流”:

$$I_d(rms)^2 T = \frac{1}{T} * \int_0^{toff} [I_{coil_pk} * \frac{toff-t}{toff}]^2 * dt \quad (式 56)$$

求这个积分, 可以得到“一个开关周期中的均方根二极管电流”的表达式:

$$I_d(rms) T = \sqrt{\frac{toff}{3 * T}} * I_{coil_pk} \quad (式 57)$$

把 I_{coil_pk} 的表达式(15)代入上式得到:

$$I_d(rms) T = 2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac}} * \sqrt{\frac{toff}{T}} * \sin(\omega t) \quad (式 58)$$

另外, 可以容易的得到, $toff$ 和 T 的关系体现在下列方程中:

$$toff = T * \frac{V_{in}}{V_{out}} = T * \frac{\sqrt{2} * V_{ac} * \sin(\omega t)}{V_{out}} \quad (式 59)$$

因此, 式(58)可以变为:

$$I_d(rms) T = \frac{2 * \sqrt{2} * \sqrt{2}}{\sqrt{3}} * \frac{\langle Pin \rangle}{\sqrt{V_{ac} * V_{out}}} * (\sqrt{\sin(\omega t)})^3 \quad (式 60)$$

这个方程给出了在给定的 V_m 条件下, 二极管在一个开关周期中等效的均方根电流, 已经在“线圈峰值电流和均方根电流部分”说过, 这个表达式的平方必须在一个整流正弦波周期中积分, 以得到二极管均方根电流的平方。

因此,

$$I_d(rms)^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{8 * \sqrt{2}}{3} * \frac{\langle Pin \rangle}{V_{ac} * V_{out}} * \sin^3(\omega t) * dt \quad (式 61)$$

和功率MOSFET导电损耗部分相似, $(\sin^3(\omega t))$ 的积分需要预先进行一些三角运算:

$$\left. \begin{array}{l} \text{及:} \\ \text{则:} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \sin 3(\omega t) = \sin(\omega t) * \sin^2(\omega t) = \sin(\omega t) * \left(\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right) = \frac{1}{2} * \sin(\omega t) - \frac{1}{2} * \sin(\omega t) * \cos(2\omega t) \\ \sin(\omega t) * \cos(2\omega t) = \frac{1}{2} * (\sin(-\omega t) + \sin(4\omega t)) \\ \sin 3(\omega t) = \frac{3}{4} * \sin(\omega t) - \frac{1}{4} * \sin(3\omega t) \end{array}$$

因此, 式(61)可以变为:

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{8 * \sqrt{2}}{3} * \frac{P_{in2}}{V_{ac} * V_{out}} * \left[\frac{3 * \sin(\omega t)}{4} - \frac{\sin(3\omega t)}{4} \right] * dt \quad (式 62)$$

现在可以求出积分, 并且写出:

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3 * T_{ac}} * \frac{P_{in} > 2}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{3 * (\cos(\omega 0) - \cos(\omega T_{ac}/2))}{4\omega} + \frac{\cos(3\omega T_{ac}/2) - \cos(3\omega 0)}{12\omega} \right) \quad (式 63)$$

因为 $(\omega * T_{ac} = 2\pi)$, 我们得到:

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3} * \frac{P_{in2}}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{3 * (1 - \cos(\pi))}{4\omega * T_{ac}} + \frac{\cos(\pi) - 1}{12\omega * T_{ac}} \right) \quad (式 64)$$

把余弦项用它们的值来替换可以简化方程:

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3} * \frac{P_{in} > 2}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{6}{8 * \pi} - \frac{1}{12 * \pi} \right) \quad (式 65)$$

二极管均方根电流的平方可以作如下简化:

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{32 * \sqrt{2}}{9 * \pi} * \frac{P_{in} > 2}{V_{ac} * V_{out}} \quad (式 66)$$

最后, 得到二极管均方根电流:

$$I_d(\text{rms}) = \frac{4}{3} * \frac{\sqrt{2 * \sqrt{2}}}{\pi} * \frac{P_{in} > 2}{\sqrt{V_{ac} * V_{out}}} \quad (式 67)$$

输出电容均方根电流

如图11所示, 电容电流是二极管电流(I1)和负载所吸收的电流(I2)之差:

$$I_c(t) = I_1(t) - I_2(t) \quad (式 68)$$

因此, 整流交流线路周期中的电容均方根电流是这个周期中I1和I2差的均方根值。因此:

$$I_c(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} (I_1 - I_2)^2 * dt \quad (式 69)$$

将 $(I_1 - I_2)^2$ 展开, 得到:

$$I_c(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} [I_1^2 + I_2^2 - (2 * I_1 * I_2)] * dt \quad (式 70)$$

因此:

$$I_c(\text{rms})^2 = I_1(\text{rms})^2 + I_2(\text{rms})^2 - \frac{4}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} I_1 * I_2 * dt \quad (式 71)$$

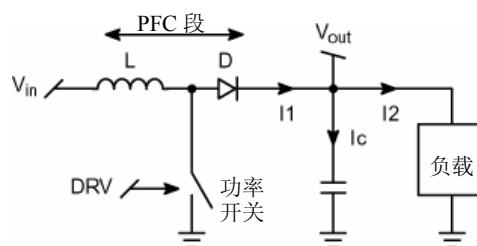


图11. 输出电容电流

我们已知道第一项 $(I_1(\text{rms})^2)$ 。这是在前一部分中计算得出的二极管均方根电流。第二和第三项与负载有关。在不知道负载特性的情况下无法计算它们的值。

无论如何, 只要知道负载, 便通常容易计算第二项 $(I_2(\text{rms})^2)$ 。一般, 这是下游转换器吸收的均方根电流。与此相反, 第三项较难确定, 因为它取决于I1和I2电流的关联状况。因为PFC段和负载(一般是一个开关电源)不同步, 所以这一项甚至看上去不可能进行估计。只要注意到这一项会减小电容均方根电流, 那么相应的就可以导出:

$$I_c(\text{rms}) \leq \sqrt{I_1(\text{rms})^2 + I_2(\text{rms})^2} \quad (式 72)$$

把给出二极管均方根电流的式(67)代入上式可以得到:

其中 I2(rms)是负载均方根电流。

$$I_c(rms) \leq \sqrt{\frac{32 * \sqrt{2} * \langle Pin \rangle 2}{9 * \pi * V_{ac} * V_{out}} + I_2(rms)^2} \quad (式 73)$$

如果负载是电阻性的, $I_2 = V_{out}/R$, 其中 R 是负载电阻, 则式(71)变为:

$$I_c(rms)^2 = I_1(rms)^2 + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \frac{4}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} I_1 * \frac{V_{out}}{R} dt \quad (式 74)$$

因此, 电容均方根电流的平方为:

$$I_c(rms)^2 = I_d(rms)^2 + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \frac{2 * V_{out}}{R} * \langle I_d \rangle \quad (式 75)$$

$$I_c(rms)^2 = \frac{32 * \sqrt{2} * \langle Pin \rangle 2}{9 * \pi * V_{ac} * V_{out}} + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \left(\frac{2 * V_{out}}{R} * \frac{P_{out}}{V_{out}}\right) \quad (式 76)$$

因为 $P_{out} = V_{out}^2/R$, 上式可以作如下简化:

$$I_c(rms) = \sqrt{\left[\frac{32 * \sqrt{2} * \langle Pin \rangle 2}{9 * \pi * V_{ac} * V_{out}}\right] - \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2} \quad (式 77)$$

您可以在文献中找到更加简单的表达式: $I_c(rms) = \frac{I_2}{\sqrt{2}}$
 其中I2是负载电流。这个方程是一个近似公式, 没有考虑二极管电流的开关频率纹波。只考虑了产生储能电容低频纹波的低频电流(参见下一部分)(这个表达式可以由式(88)及 $I_{bulk} = C_{bulk} * dV_{out}/dt$ 得到)。
 式(77)考虑了高频和低频纹波。

输出电压纹波

输出电压(或储能电容电压)存在两种纹波。
 第一种对于开关模式电源而言较为典型。此纹波源于电流脉冲以开关频率节奏对输出进行馈电的方式。因为储能电容具有寄生串连电阻(ESR - 参见图12), 因此不能完全滤除这个脉冲能源。

更确切地说:

- 在导通时间中, PFC MOSFET导电且不向输出提供能量。储能电容对负载馈送它所需的电流。电流和储能电容的ESR电阻形成一个负电压 $-(ESR * I_2)$, 其中I2是瞬时负载电流,
- 在关断时间中, 二极管将线圈电流送至输出端, 流过ESR上的电流形成 $ESR * (I_d - I_2)$, 其中I_d是二极管瞬时电流。

这个说明假设PFC段所馈送的能量与负载在每个开关周期内吸收的能量完全匹配, 因此可以认为储能电容的电容部分上的电压恒定, 只有ESR产生了一些纹波。

实际上, 功率因数校正会附加一个固有的低频纹波。输入电流和电压均为正弦, PFC段馈送的功率具有正弦平方的形状。然而, 负载一般吸收一个恒定的功率。因此, PFC预转换器传送的功率仅与负载需求的平均功率匹配。输出电容通过提供(存储)瞬时匹配所需的部分能量来补偿输入功率的不足(过大)。图13和图14说明了这种行为。

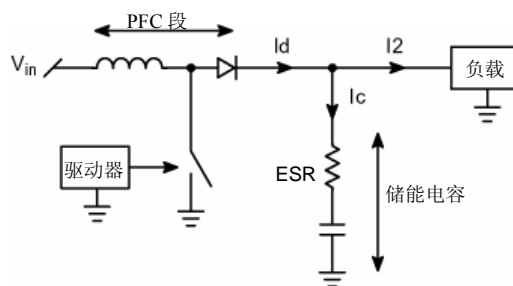


图12. 输出电容的ESR

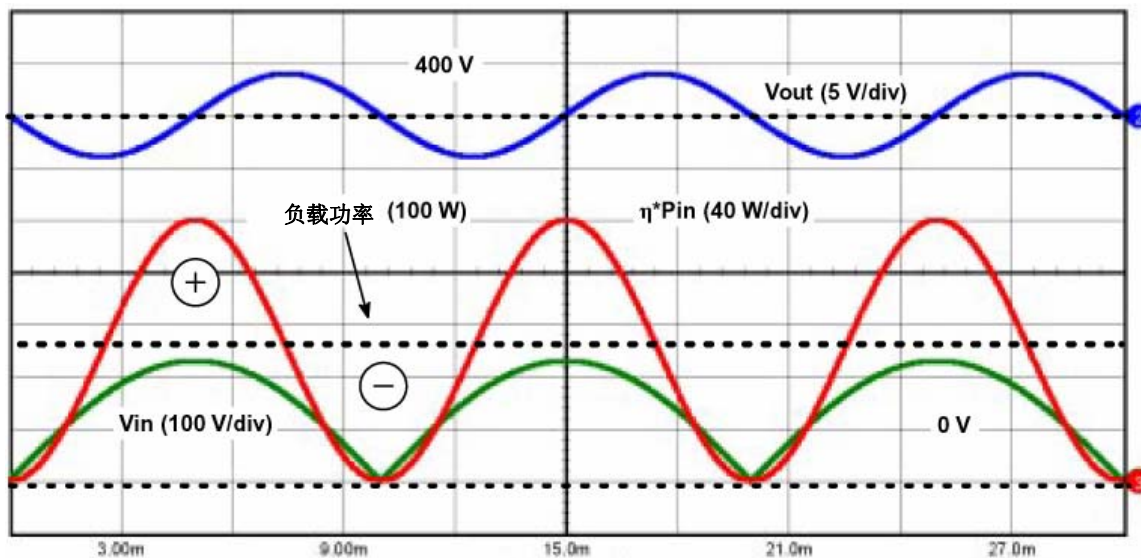


图13. 输出电压纹波

粗虚线代表负载吸收的功率。PFC段提供具有正弦平方波形的功率。只要这个功率小于负载要求，储能电容便通过提供它所储存的部分能量来补偿。因此输出电压减小。当PFC预转换器馈送的功率超过负载功率消耗量，储能电容将重新充电。PFC功率的峰值是负载需量的两倍。

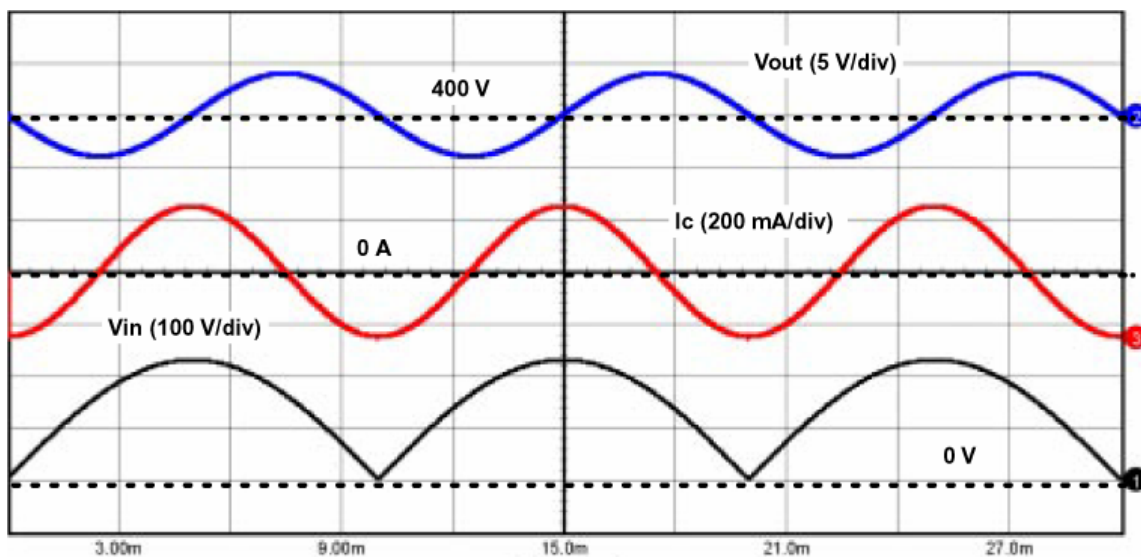


图14. 输出电压纹波

当输入电压最小和最大时，输出电压等于它的平均值。在输入电压的上升阶段，输出电压低于其平均值，在输入电压减小过程中，输出电压高于其平均值。和输入功率和电压相似，电容电流的频率（在电阻性负载的情况下）是交流线路电压频率的两倍。

在计算中，不需考虑开关纹波，因为它和低频纹波相比通常很小。另外，开关纹波取决于负载电流波形，这不能用通常的方法来估计。

正如前面所述，一个开关中的平均线圈电流为：

$$I_{in} = \frac{\sqrt{2} * \langle Pin \rangle * \sin(\omega t)}{V_{ac}} \quad (\text{式 } 78)$$

瞬时输入功率（在开关周期内的平均值）是输入电压（ $\sqrt{2} * V_{ac} * \sin(\omega t)$ ）和 I_{in} 的乘积。因此：

$$Pin = 2 * \langle Pin \rangle * \sin^2(\omega t) \quad (\text{式 } 79)$$

在开关周期内平均时，储能电容接受充电电流（ $\eta * Pin/V_{out}$ ），其中 η 是PFC段效率，供出平均负载电流 $\langle I_2 \rangle = \eta * \langle Pin \rangle / V_{out}$ 。采用著名的“电容公式” $I = C * dV/dt$ ，可得到：

$$\eta * \frac{Pin}{V_{out}} - \langle I_2 \rangle = C_{bulk} * \frac{dV_{out}}{dt} \quad (\text{式 } 80)$$

把式(79)代入式(80)得到：

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C_{bulk}} * \left(\frac{2 * \eta * \langle Pin \rangle * \sin^2(\omega t)}{V_{out}} - \frac{\eta * \langle Pin \rangle}{V_{out}} \right) \quad (\text{式 } 81)$$

重新排列方程式各项，可以得到：

$$V_{out} * \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{\eta * \langle Pin \rangle}{C_{bulk}} * [2 * \sin^2(\omega t) - 1] \quad (\text{式 } 82)$$

注意到 $\frac{d(V_{out}^2)}{dt} = 2 * V_{out} * \frac{dV_{out}}{dt}$ 及 $\cos(2\omega t) = 1 - 2 * \sin^2(\omega t)$ ，于是可以从上式导出输出电压的平方：

$$V_{out}^2 - \langle V_{out} \rangle^2 = \frac{\eta * \langle Pin \rangle}{C_{bulk} * \omega} * \sin(2\omega t) \quad (\text{式 } 83)$$

其中 $\langle V_{out} \rangle$ 是平均输出电压。

把以上方程式的各项除以平均输出电压的平方，便得到：

$$\left(\frac{V_{out}}{\langle V_{out} \rangle} \right)^2 = 1 - \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \quad (\text{式 } 84)$$

因此：

$$\frac{\langle V_{out} \rangle + \delta V_{out}}{\langle V_{out} \rangle} = \sqrt{1 - \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} \quad (\text{式 } 85)$$

其中 δV_{out} 是瞬时输出电压纹波。

式(85)可以进行如下重新排列：

$$\delta V_{out} = \langle V_{out} \rangle * \left(\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} - 1 \right) \quad (\text{式 } 86)$$

考虑到输出电压纹波与平均输出电压相比很小（幸运的是，通常确实如此），便可以简化这个方程。这就是说

$\left(\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} - 1 \right)$ 项接近于零，或者换句话说 $\left(\frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \right)$ 与1相比很小。因此，可以写出：

$$\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} \approx 1 - \frac{1}{2} * \frac{\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \quad (\text{式 } 87)$$

把式(86)代入式(87)可得到文献中常见的简化后的纹波表达式:

$$\delta V_{out} = \frac{-\eta * \langle Pin \rangle * \sin(2\omega t)}{2 * C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle} \quad (\text{式 } 88)$$

当 $(\sin(2\omega t)=-1)$ 时可得到纹波值最大, 当 $(\sin(2\omega t)=1)$ 时可得到纹波最小值。因此, 纹波峰-峰值, 即这两个值的差, 为:

$$(\delta V_{out})_{pk-pk} = \frac{\eta * \langle Pin \rangle}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle} \quad (\text{式 } 89)$$

和

$$V_{out} = \langle V_{out} \rangle - \frac{(\delta V_{out})_{pk-pk}}{2} * \sin(2\omega t) \quad (\text{式 } 90)$$

结论

和传统的开关模式电源相比, 在估计PFC段中的电流和电压时, 将面临另一大困难: 正弦波调制。在不能忽略开关纹波临界导电模式中, 这个困难尤为突出。如本文所提到的, 可以用以下方法来克服这个困难:

- 首先计算它们在一个开关周期中的值。
- 然后, 因为开关周期与交流线路周期相比非常小, 所以可以在正弦周期中对结果进行积分

提出的理论分析有助于估计PFC段主要元件, 线圈、MOSFET、二极管和储能电容, 受到的应力: 目标是便于选择功率元件以构成PFC电路。但是, 它永远不能替代为确保应用正常工作所必需的试验工作和可靠性测试。

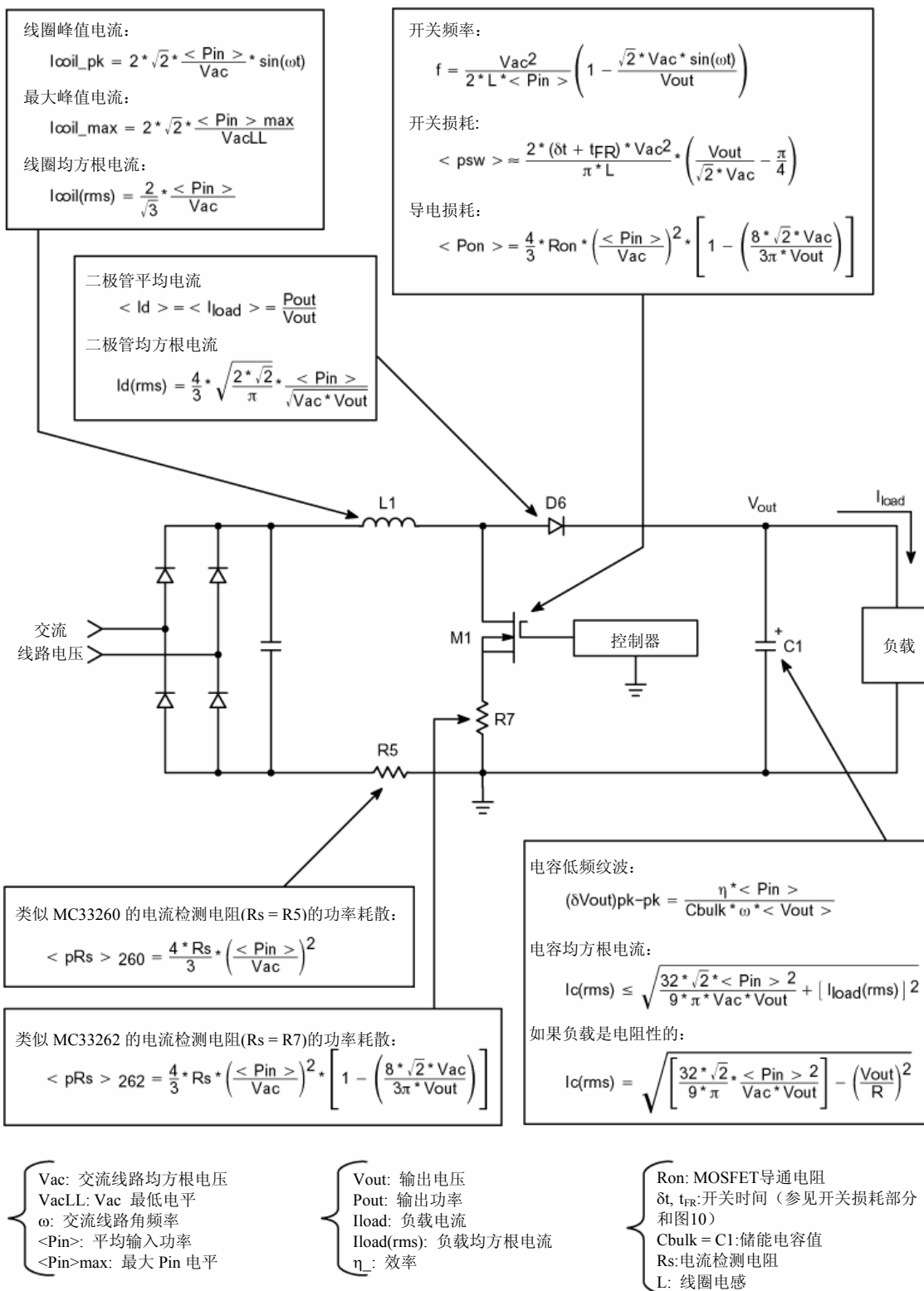


图 15. 小结

90W 通用输入 单段 PFC 转换器



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

概述

本应用注释所描述的是使用安森美半导体NCP1651控制器的90W通用输入反激功率因数校正(PFC)转换器。

NCP1651可以构成一个低成本单段(带低压隔离输出)PFC转换器,如此应用电路所示,其专为48Vdc而设计,输出电流为1.9A。NCP1651被设计成工作在反激转换器拓扑、固定频率、连续导电模式(CCM)、或者不连续导电模式(DCM)中。本应用注释中所描述的转换器有如下有价值的特性:

特性

- 输入电压范围宽(85~265Vac)
- 电隔离
- 初级侧逐周期和平均电流限制
- 次级侧功率限制
- 高电压启动电路

详细的电路说明

工作描述和设计方程式包含在NCP1651数据表中。本应用注释旨在解决和转换器设计有关的特定设计问题。元件参考标号请参见图2。

电压调节环路

对于反激拓扑,输出和输入由电源变压器隔离。输出电压调节可以用两种方法来实现。第一种也是最简单的方法是检测辅助绕组的初级侧电压。这就不需要加入反馈隔离电路但会影响稳压和电流检测的精度。第二种方法比较复杂,是检测次级侧电压,但能提供更好的稳压效果和瞬态响应性能。

NCP1651演示板在次级使用四运算放大器来执行多种功能。放大器的一部分被用作误差放大器。由R23、R24、R25和R33组成的分压器将检测输出电压并将其分压至2.5V。这个信号被施加到误差放大器的反相输入端,2.5V参考电压被施加到误差放大器的同相输入端。

误差放大器的输出提供一个注入电流,以驱动光耦合器的LED。初级侧光耦合器电路由引脚8注入电流。这将改变进入为参考乘法器馈电的电压-电流转换器的电压。

环路工作如下:如果输出电压小于它的额定值,分压器输出端的电压(到误差放大器的反相输入端)将小于误差放大器同相输入端的参考信号。这会使误差放大器的输出增大。误差放大器的输出增大引起光耦合器LED的导通电流变小,从而减小了光耦合器光电晶体管的电流。这将提高芯片引脚8的电压,从而加大了参考乘法器的输出,使NCP1651的占空比增大。

电流整形网络由交流误差放大器、缓冲器和电流检测放大器组成。这个网络迫使平均输入电流保持为与引脚10上的电流参考成比例的复制品。提高参考电压会使电流整形网络吸收更多的输入电流,当它流过变压器时便会加大输出电流。电流增加会增大输出功率以及输出电压。为了计算环路稳定性,建议使用安森美半导体电子表格。这是一种检查控制环路增益和相位的简便方法。

AND8124/D

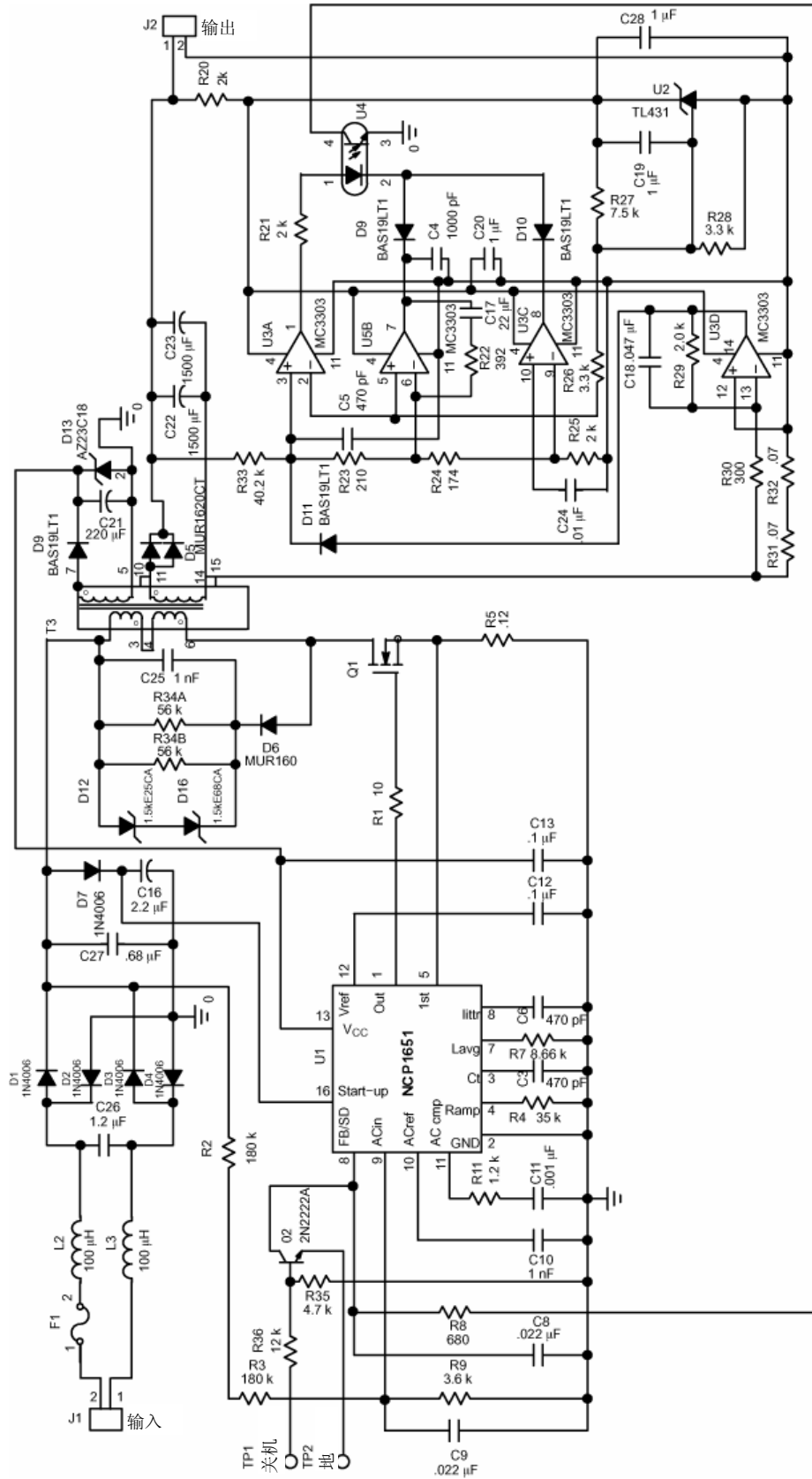


图 1. 应用电路原理图

过冲/下冲电路

四运放中的两个运放被用作比较器。其中一个监视输出的过压状态，另一个监视欠压状态。分压器需要采用四个电阻(R33、R23、R24和R25)，以便为两个比较器和误差放大器提供不同的分压比。

欠压比较器为光耦合器提供驱动。其输出一般处于饱和区高电压状态，这使得流经光耦合器的电流由误差放大器或过压比较器来决定。如果发生欠压状态，UV比较器的输出电压变低，这就减少了光耦合器LED的驱动电流，使NCP1651进入高占空比状态，并增加流至输出端的电流，直到输出电压高于UV限制电平。

将过压比较器的输出和误差放大器的输出进行“或”运算。在过压事件中（例如负荷瞬间突降），比较器的输出电压将降为零，使流入光耦合器LED的电流最大。这会拉低引脚8并且将占空比减小到零，直到输出电压低于OV限制电平。应该注意的是，680Ω电阻(R8)和光耦合器光电晶体管串联的目的是，在发生过压事件时保持引脚8上的电压高于0.5V临界值。这可以使控制芯片持续工作，并且当输出电压再次进入它的正常工作范围时，可以立即工作。没有这个电阻，引脚8上的电压会降到0.5V以下，使NCP1651进入低功率关机工作模式。

电流/功率限制电路

第四个运算放大器偏置为差分放大器。该放大器检测直流输出电流，并且提供一个信号，该信号经过二极管的“或”运算进入反馈分压器。

在演示板中，过载电流限制被设置为满载的125%，即2.375A。两个串连电阻（来限制它们的最大功率耗散）被用来检测输出电流(R31和R32)。R29和R30设置电流检测放大器的增益，其中放大器的增益为：

$$G=(R29/R30)+1=3000/300+1=11 \quad (式1)$$

到差分放大器输入端的电压为：

$$2.375A \cdot 0.14\Omega=0.33V \quad (式2)$$

差分放大器的输出电压为：

$$V_O=0.33 \cdot 11=3.63V \quad (式3)$$

输出负载电流增加时，电流检测放大器的输出也相应增加。当放大器输出电压减去二极管压降(D11)后的值增加到 2.5V 以上，便会拉高误差放大器反相输入端的反馈信号（环路调节时，反相输入电压一般为 2.5V）。

这使误差放大器的信号降低，并向光耦合器中的LED注入更多电流。从而使光耦合器晶体管集电极电流加大，将其拉低以减小了占空比，并对输出电压进行了限流过载保护。

输出电压纹波

变压器次级上的输出电压纹波有两个分量，传统的高频纹波和反激转换器相关，而低频纹波和线路频率相关（50Hz或60Hz）。在这个应用中，我们的目标是让输出纹波达到额定输出电压的5%，即2.4V峰-峰值。

高频纹波可以这样计算：

$$\Delta V = \sqrt{\Delta V_{cap}^2 + \Delta V_{esr}^2} \quad (式4)$$

$$\Delta V_{cap} = I_{rms} dt / C_O \quad (式5)$$

正弦波峰值处（相位角90°）的均方根电流。

$$I_{rms} = \sqrt{(t_{off} / T) \cdot ((I_{pk}^2 + (I_{pk} I_{ped}) + I_{ped}^2) / 3)) - (t_{off} / 4T) \cdot (I_{pk} + I_{ped})^2} \quad (式6)$$

$$I_{rms} = \sqrt{((3.85 \mu / 10 \mu) \cdot (((13.38^2 + 13.38 \cdot 10.27 + 10.27^2) / 3) - 3.85 \mu / 10 \mu \cdot 4) \cdot (13.38 + 10.27)^2)} = 5.78 \quad (式7)$$

为了满足对电容纹波电流的要求并且减小等效esr，在此并联了两个1500μF电容。

$$\Delta V_{cap} = (5.78 \cdot 3.85 \mu / 3000 \mu) = 0.00742 \quad (式8)$$

其中：

n = 变压器匝数比(3.89)

I_{pk} = 次级峰值电流(13.38)

I_{ped} = 次级基座电流(10.27)

C_O = 输出电容（每个1500μ）

esr = 输出电容等效串联电阻（每个0.03Ω）

T = 开关间隔

$$\Delta V_{esr} = I_{pksec} \cdot esr \quad (式9)$$

$$\Delta V_{esr} = 13.38 A_{pk} \cdot 0.015 = 0.20 V \quad (式10)$$

$$\Delta V = \sqrt{0.00742^2 + 0.2^2} = 0.200 \quad (式11)$$

纹波的低频部分为：

$$\Delta V = I_{pk} \Delta t / C_O \quad (式12)$$

$$I_{AVG} = P_O / V_O \quad (式13)$$

$$I_{pk} = I_{AVG} / 0.637 \quad (式14)$$

$$I_{pk} = P_O / V_O \cdot 0.637 = 90 / (48)(0.637) = 2.95 \quad (式15)$$

如果我们把一个周期(180°)中的输出纹波以10°为间隔进行等分, 则正弦纹波电压和相位角的关系为:

$$\Delta V = \frac{(P_O / 0.637 V_O) \cdot \sin(\theta)}{C_O \cdot 18 \cdot f_{line}} \quad (式 16)$$

在图2中绘出低频输出电压纹波和相位角的关系。

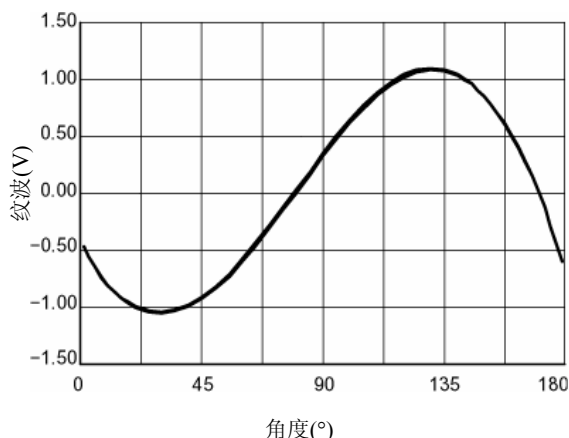


图2. 计算出的输出纹波

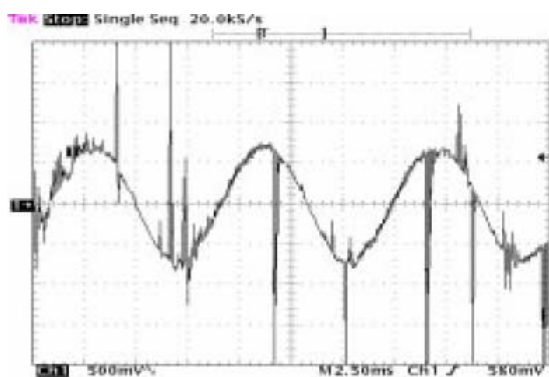


图3. 测得的输出电压纹波

从计算值和示波器波形中可以看出, 只要使用esr小的电容, 输出纹波就由低频(120 Hz)纹波来决定。

保持时间

如果用户想根据保持时间而不是电压纹波来选择 C_O :

$$P_{out} = \frac{1}{2} C_O V^2 f \quad (式 17)$$

重新排列方程式:

$$C_O = 2 P_{out} t_h / V_{max}^2 - V_{min}^2 \quad (式 18)$$

t_h = 线路电压的一个周期, 16.67ms (60Hz)

$V_{max} = 48 V$

$V_{min} = 36 V$

$P_{out} = 90 W$

$$C_O = (2 \cdot 90 \cdot 16.67 \text{ ms}) / (48^2 - 36^2) = 3000 \mu F \quad (式 19)$$

巧的是, 根据电压纹波算出的和根据保持时间算出的输出电容值相同。

MOSFET关断阻尼

在我们的设计中, MOSFET的VDS额定值为800 V, 关断时器件上的峰值电压(包括漏感脉冲尖峰)为:

$$V_{pkTotal} = V_{inmax} 1.414 + ((V_O + V_f)n) + V_{spike} \quad (式 20)$$

其中:

$V_{inmax} = 265 V_{rms}$

V_O = 输出电压(48 V)

n = 变压器匝数比(4)

V_{spike} = 由变压器漏感引起的电压脉冲尖峰

为了给MOSFET提供一个安全的工作电压, 我们选择了130V_{peak}的 V_{spike} , 所以当MOSFET关断时, 最大漏-源电压是

$$265 \cdot 1.414 + 48(4) + 130 = 697 V \quad (式 21)$$

为了减小漏感脉冲尖峰带来的影响, 变压器的初级和次级之间的耦合越紧越好。如果你的变压器需要一个多层的初级, 则通过将初级绕组和次级绕组交错排列, 就可以得到紧耦合。在我们的48Vdc应用中, 变压器初级有74匝, 而次级有19匝。变压器的生产厂家TDK的变压器第一层为初级绕组45匝, 然后是次级19匝, 最后是初级剩余的29匝。结果漏感大约为9 μ H。如果一个变压器, 先将其初级绕组的所有74匝绕成两层, 然后再绕次级的19匝, 则漏感将增加到37 μ H。

存储在变压器漏感中的能量为:

$$E = \frac{1}{2} \cdot I_e \cdot I_{pk}^2 \quad (式 22)$$

其中:

I_e = 漏感 (测得值为9 μ H)

I_{pk} = 峰值初级电流

第二个关系式为:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (式 23)$$

其中:

C = 阻尼电容

V = MOSFET两端电压

合并方程式:

$$C = I_{pk}^2 \cdot I_e / ((V_O + V_f)n + V_{pk} + V_{spike})^2 - ((V_O + V_f)n + V_{pk})^2 \quad (式 24)$$

$$C_{snubber} = 3.8^2 \cdot 9 \mu H / ((192 + 375 + 130)^2 - (192 + 375)^2) = 790 \text{ pF} \quad (式 25)$$

在MOSFET关断时, 电容C25通过二极管D6充电。在下一个ton开关周期到来之前, 电容C25必须完全放电, 所以R_{snubber}选为:

$$R_{snubber} = ((V_O + V_f)n + V_{inmax} \cdot 1.414 + V_{spike}) / (0.63 \tau / (V_{spike} \cdot C_{snubber})) \quad (式 26)$$

$$((192 + 375 + 130) \cdot 0.63 (6.5 \mu) / (130 \cdot 790 \text{ pF})) = 28 \text{ k} \quad (式 27)$$

阻尼器中的功率为:

$$P = \frac{1}{2} C V^2 = (0.5) 790 \text{ pF} (130^2) 100 \text{ kHz} = 0.68 \text{ W} \quad (式 28)$$

在NCP1651演示板上安装了阻尼器并测出电压脉冲尖峰之后, 且当阻尼元件已调整到最佳性能时, C25增加到1000pF, R34变为30kΩ。测量值和计算值之间的差别是由于PWB板布局和其他寄生参数所致。

评估板测试结果

NCP1651演示板测试结果表明, 在PFC转换器中使用反激拓扑可以减小输入总谐波失真(THD), 提高输入功率因数, 获得极好的稳压性能。

NCP1651在115Vac输入和满载时, THD为3.12%, PF为0.998。230Vac输入时THD为6.8%, PF为0.971。

从85 Vac到230 Vac, 从空载到满载的稳态输出电压调整率小于0.02%, 输出电压纹波满足了2.4V峰-峰值的设计目标, 测得值的峰-峰值为2.0V。

瞬态响应

图4到图7所示为90W转换器的输出瞬态响应。每个图的测试条件如下:

表1. 测试条件

	V _{in}	Δ I _O
图4	115 Vac	0.19~1.92A
图5	115 Vac	1.92~0.19A
图6	230 Vac	0.19~1.92A
图7	230 Vac	1.92~0.19A

在图4中, 输出电压降至40Vdc, 并在160ms以内恢复。在图6中, 输入电压增加到230Vac, 而负载从10%切换到100%负载。输出电压现在只下降到44Vdc, 并在大约50ms内恢复。瞬态响应性能的明显改善是因为高线电压时的直流增益和环路带宽增加所引起的。因为输入交流线路电压增加了控制环路的直流增益 (详情参见www.onsemi.com的excel设计电子表格副本), 从115Vac的42dB增加到230Vac的62dB, 控制环路带宽也从2Hz增加到8Hz。其结果是高线电压时, 瞬态响应得到改进, 但是由于120Hz输出纹波的衰减变小, 所以输入总谐波失真(THD)增大。

系统设计师需要对整个系统性能THD、功率因数和瞬态响应作一折衷, 来优化控制环路以满足他们的要求。

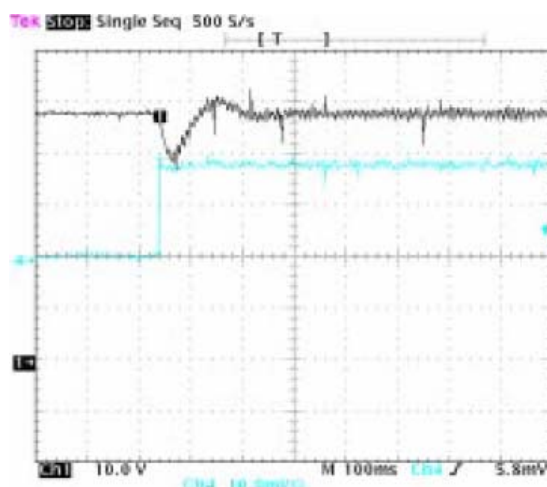


图4.

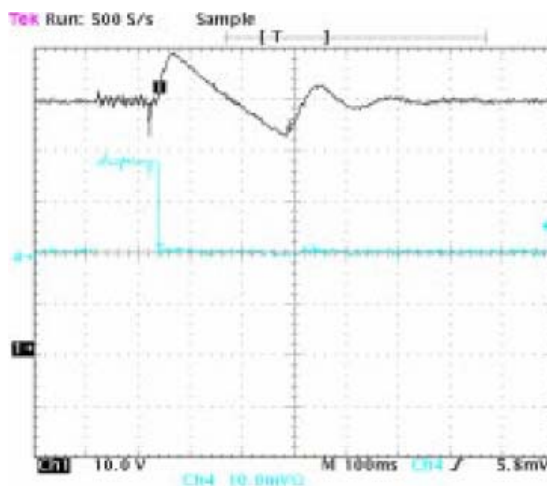


图5.

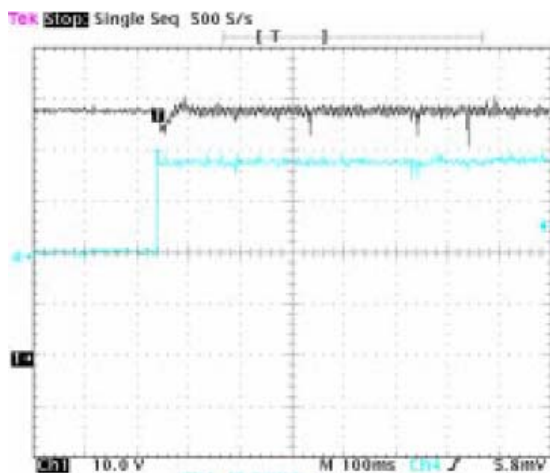


图6.

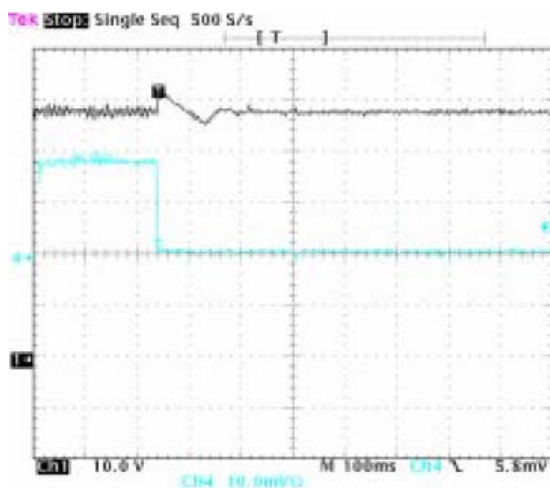


图7.

功率耗散估计

输入为115Vrms、满载条件下的NCP1651演示板功率耗散（测得值）为 $(106.27 - 47.95 \cdot 1.92) = 14.21\text{W}$ 。

下表提供了不同功率元件的计算和估计功率耗散范围。

元件		Pd平均值
D1-D4	输入整流器	1.65W
Q1	MOSFET	4.1W
D5	输出整流器	1.7
T3	反激变压器	3.5W (估计值)
R34	阻尼电阻	0.84W
D12	瞬态抑制器	2.0W
	其他	0.41W
总计		14.20W

演示板工作说明

将一个交流电源85~265Vac, 47~64Hz连接到输入端J1。将负载连接到输出端J2, PWB的正输入端标有+, 返回端标有-。接通交流电源, 则NCP1651将自动启动, 向负载提供48Vdc。

关机电路

关机电路可令功率转换器停止工作, 并且使NCP1651进入低功率关机模式。为了触发此电路, 需在红色测试点上施加5V电压, 黑色插孔为“地”。要注意黑色插孔与输入桥式整流器的输出端相连, 因而是带电的。应该使用带隔离的5V电源。

如果不使用此电路, 可以让它开路, 因为电路中已内置了足够大的电阻, 以将晶体管(Q2)保持在关断状态。

表2. 性能数据

线路/负载	空载	45 W	90 W
85 Vrms	47.94	47.95	47.95
115 Vrm	47.94	47.95	47.95
230 Vrms	47.94	47.95	47.95
265 Vrms	47.94	47.94	47.95

AND8124/D

表 3. 谐波和失真

	115 Vac, 90W		230 Vac, 90W	
	电压谐波	电流谐波%	电压谐波	电流谐波%
二次	0.143	0.156	0.08	0.2
三次	0.203	1.94	0.25	4.74
五次	0.13	0.6	0.12	2.88
七次	0.08	0.28	0.07	0.22
九次	0.04	0.19	0.09	0.76
11次	0.08	0.29	0.08	0.27
13次	0.16	0.32	0.06	0.33
15次	0.28	0.41	0.14	0.68
17次	0.4	0.41	0.28	0.95
19次	0.05	0.29	0.12	0.3
PF		0.998		0.971
THD (A)		3.12		6.8
基波电流		0.918		0.468

表4. 效率

	85 Vrms	115 Vrms	230 Vrms	265 Vrms
空载时的Pin	1.5	1.52	1.51	1.59
Pin	109.42	106.27	105.35	105.25
Vo	47.95	47.95	47.95	47.95
Io	1.92	1.92	1.92	1.92
效率	0.841	0.866	0.874	0.875

表 5. 销售商联系列表

销售商	美国电话/互联网
安森美半导体	1-800-282-9855 www.onsemi.com/
TDK	1-847-803-6100 www.component.tdk.com/
Vishay	www.vishay.com/
Bussman (Cooper Ind.)	1-888-414-2645 www.cooperet.com/
Coiltronics (Cooper Ind.)	1-888-414-2645 www.cooperet.com/
Fairchild	www.fairchildsemi.com/
Panasonic	www.eddieray.com/panasonic/
Weidmuller	www.weidmuller.com/
Keystone	1-800-221-5510 www.keyelco.com/
HH Smith	1-888-847-6484 www.hhsmith.com/
Aavid Thermalloy	www.aavid.com/

AND8124/D

表 6. NCP1651 应用电路元件清单 (规格: 90W, 输入范围 85vac~265vac, 48V 输出)

参考标号	说明	产品型号	制造商
C1	电容, 陶瓷, 片状, 1000 pF, 50 V	VJ0603Y102KXAAT	VISHAY
C3	电容, 陶瓷, 片状, 470 pF, 50 V	VJ0603Y471JXAAT	VISHAY
C5	电容, 陶瓷, 片状, 470 pF, 50 V	VJ0603Y471JXAAT	VISHAY
C6	电容, 陶瓷, 片状, 470 pF, 50 V	VJ0603Y471JXAAT	VISHAY
C8	电容, 陶瓷, 片状, .022 μF, 50 V	VJ0603Y223KXXAT	VISHAY
C9	电容, 陶瓷, 片状, 0.022 μF, 50 V	VJ0603Y223KXXAT	VISHAY
C10, C11	电容, 陶瓷, 片状, 0.001 μF, 50 V	VJ0603Y102KXAAT	VISHAY
C12, C13	电容, 陶瓷, 片状, 0.1 μF, 50 V	VJ0606Y104KXXAT	VISHAY
C16	2.2μF铝电解电容, 450V (0.394直径x.492H) (.394直径x.492高)	ECA-2WHG2R2 EKA00DC122P00	Panasonic (Digi – P5873) Vishay Sprague (20)
C17	电容, 陶瓷, 片状, 22 μF, 10 V	C3225X5R0J226MT	TDK
C18	电容, 陶瓷, 片状, .047 μF, 50 V	VJ0603Y473KXXAT	VISHAY
C19	电容, 陶瓷, 片状, .01 μF, 50 V	VJ0603Y103KXAAT	VJ0603Y103KXAAT
C20	电容, 陶瓷, 片状, 1 μF, 25 V	C3216X7R1E105KT	TDK
C21	220μF, 铝电解电容, 25 V	ECA1EM331	Panasonic
C22, C23	1800 μF, 铝电解电容, 63V (2.2A rms min) 1500 μF, 铝电解电容, 63 V	EEU-FC1J182 EKB00JL415J00	Panasonic (Digi – P11283) Vishay Sprague (20)
C24	电容, 陶瓷, 片状, .01 μF, 50 V	VJ0603Y103KXAAT	VISHAY
C25	电容, 陶瓷, .001 μF, 1 KV	ECK-03A102KBP	Panasonic
C26	1.2 μF, 275 vac, X电容	F1778-512K2KCT0	VISHAY
C27	电容, 聚丙烯, .68 uF, 400 VDC	MKP1841-468-405	Vishey Sprague
C28	电容, 陶瓷, 片状, 1 uF, 25 V	VJ1206V105ZXXAT	VISHAY
D1-D4	二极管, 整流器, 800 V, 1 A	1N4006	安森美半导体
D5	二极管, 超快速, 200 V, 16 A	MUR1620CT	安森美半导体
D6	二极管, 超快速, 600 V, 1 A	MUR160	安森美半导体
D7	二极管, 整流器, 800 V, 1 A	1N4006	安森美半导体
D8-D11	二极管, 开关, 120 V, 200 mA, SOT-23	BAS19LT1	安森美半导体
D12	TVS, 214 V, 5 W	1.5KE250A	安森美半导体
D13	齐纳二极管, 18 V	AZ23C18	VISHAY
D16	齐纳二极管, 68 V	1.5kE68CA	安森美半导体
F1	保险丝, 2 A, 250 Vac	1025TD2A	Bussman
L2	2.5A饱和, 100 μH电感, 差模	TSL1315-101K2R5	TDK
L3	2.5A饱和, 100 μH电感, 差模	TSL1315-101K2R5	TDK
Q1	FET, 11a, 800V, .45Ω, N沟道	SPA11N80C3	Infineon
Q2	双极晶体管, npn, 30 V, SOT-23	MMBT2222ALT1	安森美半导体
R1	电阻, SMT1206, 10	CRCW1206100JRE4	Vishey
R2	电阻, 轴向引线, 180k, ¼ W	CMF-55-180K00FKRE	Vishey
R3	电阻, 轴向引线, 180k, ¼ W	CMF-55-180K00FKRE	Vishey
R4	电阻, SMT1206, 35k	CRCW120635KOJNTA	Vishey
R5	电阻, SMT, 0.12 Ω, 1 W	WSL2512 .12Ω 1%	Vishey Dale
R7	电阻, SMT1206, 8.66 k	CRCW12068661F	Vishey
R8	电阻, SMT1206, 680	CRCW12066800F	Vishey

AND8124/D

表 6. NCP1651 应用电路元件清单 (规格, 90W, 输入范围 85vac 265vac, 48V 输出)

参考标号	说明	产品型号	制造商
R9	电阻, 轴向引线, 3.6k, ¼ W	CMF-55-3K600FKBF	Vishey
R11	电阻, SMT1206, 1.2k	CRC12061K20JNTA	Vishey
R20	电阻, SMT1206, 2.0k	CRC12062K00JNTA	Vishey
R21	电阻, SMT1206, 2.0k	CRC12062K00JNTA	Vishey
R22	电阻, SMT1206, 392	CRC12052K10JNTA	Vishey
R23	电阻, SMT1206, 210, 1%	CRCW12062100F	Vishey
R24	电阻, SMT1206, 174, 1%	CRCW12061740F	Vishey
R25	电阻, SMT1206, 2.05k, 1%	CRCW12062051F	Vishey
R26	电阻, SMT1206, 3.3k	CRC12063K30JNTA	Vishey
R27	电阻, SMT1206, 7.5k	CRC12067K50JNTA	Vishey
R28	电阻, SMT1206, 3.3k	CRC12063K30JNTA	Vishey
R29	电阻, SMT1206, 3.01k, 1%	CRCW12063011F	Vishey
R30	电阻, SMT1206, 301, 1%	CRCW12063010F	Vishey
R31	1w, .07 Ω resistor电阻	WSL251R0700FTB	Vishey
R32	1w, .07 Ω resistor电阻	WSL251R0700FTB	Vishey
R33	电阻, SMT1206, 40.2k, 1%	CRCW120640022F	Vishey
R34	电阻, 轴向引线, 20k, 2W		
R35	电阻, SMT1206, 4.7k	CRCW12064K70NTA	Vishey
R36	电阻, SMT1206, 12k	CRCW120612K0JNTA	Vishey
R37	电阻, SMT1206, 100k	CRCR1206100K0JNTA	Vishey
T1	变压器, 反激(Lp 1 mH)	SRW42EC-U04H14	TDK
U1	PFC控制器	NCP1651	安森美半导体
U2	2.5V可编程参考	TL431ACD	安森美半导体
U3	四运算放大器	MC3303D	安森美半导体
U4	光耦合器, 1:1 CTR, 4 pin	SFH615AA-X007	Vishay

硬件

H1	印刷电路板		
H2	接头	171602	Weidmuller (Digi 281 1435 ND)
H3	接头	171602	Weidmuller (Digi 281 1435 ND)
H4	支柱, 4-40, 铝, 六角, .500 inches	8403	HH Smith (Newark 67F4111)
H5	支柱, 4-40, 铝, 六角, .500 inches	8403	HH Smith (Newark 67F4111)
H6	支柱, 4-40, 铝, 六角, .500 inches	8403	HH Smith (Newark 67F4111)
H7	支柱, 4-40, 铝, 六角, .500 inches	8403	HH Smith (Newark 67F4111)
H8	散热器, TO-220	590302B03600	Aavid Thermalloy
H9	散热器, TO-220	590302B03600	Aavid Thermalloy
H10	测试点	5005	Keystone (Digi 5005K ND)
H11	测试点	5006	Keystone (Digi 5006K ND)
H12	台阶垫圈	3049K-ND	Digi-Key
H13	隔离器	4672	Keystone

一种在分布式系统中获得单段PFC和步降转换的创新方法

作者: Terry Allinder

安森美半导体

应用高级工程师



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

应用注释

引言

在大多数现代PFC电路中,为了降低输入电流谐波并改善输入功率因数,设计师曾经使用升压拓扑。升压拓扑可以工作在连续导电模式(CCM)、不连续导电模式(DCM)或临界导电模式中。

大多数采用升压拓扑的PFC应用,工作在通用输入交流电压范围内(85~265Vac),频率为50或60Hz,并且提供稳压直流母线(一般是400Vdc)。在大多数应用中,负载不能工作在高电压直流母线上,所以直流-直流转换器被用来将交流电源和负载隔离,并且提供一个低压输出。这种系统配置的优点在于总谐波失真(THD)低,功率因数接近于1,稳压性能优越,对被隔离的直流输出具有快速瞬态响应。升压拓扑的主要缺点是需要两个功率段,这降低了系统效率,增加了元件数量和成本,并且增大了电源的尺寸。

安森美半导体的NCP1651 (www.onsemi.com)为功率因数校正设计提供了独特的替代方案,其中NCP1651用来控制工作在反激拓扑中的PFC电路。使用反激拓扑有几个主要的优点。首先,用户可以建立一个低压隔离次级输出,虽然只有一个功率段,但用户依然能获得较低的输入电流失真,以及接近于1的功率因数和升压拓扑、直流-直流转换器相比,其第二个优点是元件数量较少,这就减小了电源的尺寸和成本。

一般,PFC应用不采用反激方法,因为它受到明显的限制,比如偏高的输入峰值电流和开关电压额定值。本文将对NCP1651设计中所包含的创新的控制方法作一说明,该法结合了分立半导体技术中的发展,使反激方法得以用于一系列应用中。

控制器分析

NCP1651可以工作在连续或不连续工作模式中。以下分析有助于加深认识连续工作模式与不连续工作模式相比所具有的优势。

下表设定了一组条件,两种工作模式将在下述条件下进行比较。

表1.

$P_o = 90 \text{ W}$

$V_{in} = 85\text{--}265 \text{ Vrms}$ (在85 Vrms输入条件下进行分析)

效率 = 80%

$P_{in} = 108 \text{ W}$

$V_o = 48 \text{ Vdc}$

频率 = 100 kHz

变压器匝数比 $n = 4$

连续模式(CCM)

为了迫使电感电流在大部分输入电压范围内(85~265 Vac)连续,初级电感 L_p 必须至少为1.0 mH。图1显示了反激变压器初级绕组上的典型电流。在开关导通阶段,此电流流过初级,在关断期间,则流过次级。

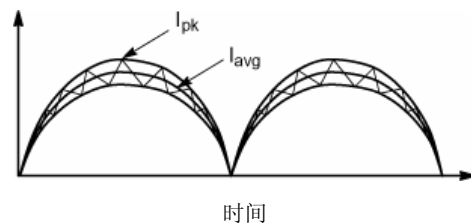


图1.

因此,峰值电流可以计算如下:

$$I_{pk} = I_{avg} + \frac{(1.414 \cdot V_{in} \sin \theta \cdot t_{on} \cdot 2)}{L_p} \quad (式1)$$

其中

$$I_{avg} = \frac{1.414 \cdot P_{in}}{V_{in} \sin \theta} \quad (\text{式 2})$$

$$T_{on} = T / \left(\left(\frac{N_s}{N_p} \right) \cdot \left(\frac{1.414 \cdot V_{in} \sin \theta}{V_o} \right) \right) + 1 \quad (\text{式 3})$$

对于所选的工作状态:

$$T_{on} = 6.15 \mu s \quad (\text{式 4})$$

$$I_{pk} = \frac{1.414 \cdot 113}{85 \sin \theta} + \frac{1.414 \cdot 85 \cdot 6.15 \cdot 2}{1} = 3.35 \text{ A} \quad (\text{式 5})$$

对转换器的分析表明,工作在CCM的峰值电流为3.35 A。

不连续模式(DCM)

在不连续工作模式中,电感电流在开关周期结束之前降到零,如图2所示。

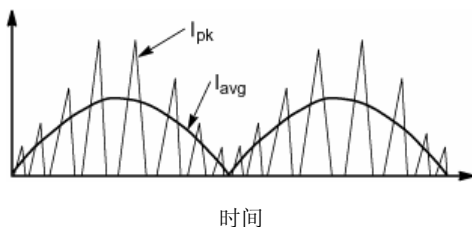


图2.

为了确保DCM, L_p 需要减小到大约100 μ H。

$$I_{pk} = \frac{V_{in} \sin \theta \cdot 1.414 \cdot t_{on}}{L_p} \quad (\text{式 6})$$

$$I_{pk} = \frac{1.414 \cdot 85 \sin 90 \cdot 5.18}{100} = 6.23 \text{ A}$$

结果表明,工作在连续导电模式中的反激转换器峰值电流大约是工作在不连续导电模式中的反激转换器峰值电流的一半。

由于工作在CCM中的峰值电流较小,因而减小了反激MOSFET中的导电损耗。

电流谐波分析

在DCM下运行的第二个结果是,和CCM相比,其具有较大的输入电流失真和电磁干扰(EMI),而功率因数则较小。虽然可以对较高的峰值电流进行滤波,以产生相同的性能结果,但这需要一个较大的输入滤波器。结构简单的快速傅立叶变换(FFT)在(ORCAD) Spice中运行,以对CCM和DCM的谐波电流水平进行比较。在一些应用中为满足IEC1000-3-2的要求需要使用EMI滤波器,而谐波电流水平会影响输入EMI滤波器的尺寸。在SPICE FFT模型中,未加前端滤波器,所以可直接对分析结果进行比较。

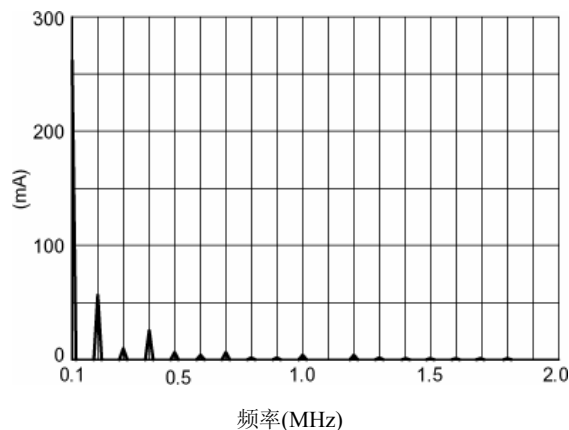


图3. 连续导电模式FFT

参见图3,在100kHz开关频率下,FFT为260mA,而二次谐波(200kHz)为55mA。

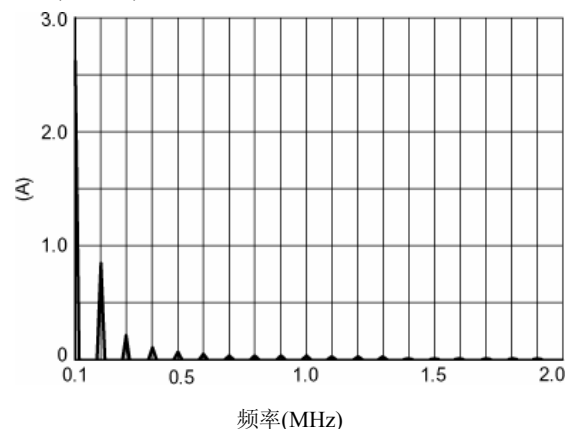


图4. 不连续导电模式FFT

参见图4,在100kHz处,FFT为2.8A,而二次谐波(200kHz)为700 mA。

结果

从我们的分析结果可以明显看出,和工作在DCM中的反激PFC转换器相比,工作在CCM中的反激PFC转换器的峰值电流是其一半,基频(100kHz)谐波电流是其十分之一。结果表明MOSFET和次级整流二极管的导电损耗较低,而且输入EMI滤波器较小。CCM工作的缺点在于,反激变压器较大,因为所需的初级电感较大,而且由于漏感能量必须在控制器关断期间被吸收,因而漏感对效率的影响较大。

工作在DCM中的一些优点包括：开关损耗较小，因为电流在下一个开关周期到来之前降为零；变压器较小；一般而言较小的变压器其漏感也会较小，并且阻尼器需吸收的能量也较少。

变压器匝数比

反激变压器匝数比将影响几个工作参数，次级侧峰值电流和控制器关断时的MOSFET漏-源电压(VDS)，应用原理图参见图8。

次级峰值电流为：

$$I_{pk \text{ prim}} \cdot n$$

其中n是变压器匝数比，在我们的应用中

$$n = 4.$$

对CCM和DCM进行比较分析，次级峰值电流为：

$$CCM = 3.34 \cdot 4 = 13.4 \text{ Apk}$$

$$DCM = 6.23 \cdot 4 = 24.9 \text{ Apk}$$

从分析中可以清楚地看到，匝数比越高，相应的次级侧峰值电流也越大，从而导致输出整流器中的导电损耗增大。

匝数比所影响的每一个参数为MOSFET VDS。关断时的MOSFET VDS为：

$$V_{pk} = V_{in \text{ max}} \cdot 1.414 + (V_o + V_f) n + V_{spike}$$

其中：

$$V_{in \text{ max}} = 265 \text{ Vrms}$$

V_o = 输出电压

V_f = 输出二极管的正向压降

V_{spike} = 变压器漏感产生的电压脉冲尖峰

式中的匝数比决定了反射到初级的输出电压 $(V_o + V_f)n$ 。

另一个受到匝数比影响的参数是变压器漏感，它影响了 V_{spike} 。漏感和变压器的初级与次级之间的耦合有关。当匝数比增大时，变压器上的匝数增多，而且除非设计师在他们的磁芯尺寸选择和绕组技术中格外仔细，否则将导致较大的漏感。

为了减小漏感，应使用绕组窗口宽的磁芯。这可以减小初级和次级的层数。另外，初级和次级绕组交错会增加耦合。一个实例有助于说明这一点。在我们的应用中，变压器初级需要 74 匝（两层），次级 19 匝（单层）。变压器的制造商绕了 45 匝初级，然后再绕 19 匝次级，最后是余下的 29 匝初级。结果测得漏感为 9.0μH。

第二个变压器先将全部的74匝初级绕上（两层），然后再绕19匝次级，测得的漏感增加到37μH。漏感增大的原因在于初级和次级的耦合变差。

一旦漏感减小，可证明，关断时的脉冲尖峰(V_{spike})不会超过你的MOSFET VDS。

在我们的应用中，MOSFET的VDS额定值为800V，以便在最差条件下提供至少100V VDS的安全余量：

V_{spike} :

$$V_{spike} = VDS - V_{margin} \cdot V_{in \text{ max}} \cdot 1.414 - (V_o + V_f)$$

$$800 - 100 - 265 \cdot 1.414 - (48 + 0.7) 4 = 130 \text{ V}$$

在我们的应用中，阻尼电路将MOSFET的VDS限制在130Vpk。VDS波形参见图5。存储在变压器漏感中的能量为：

$$E = \frac{1}{2} L I_{pk}^2$$

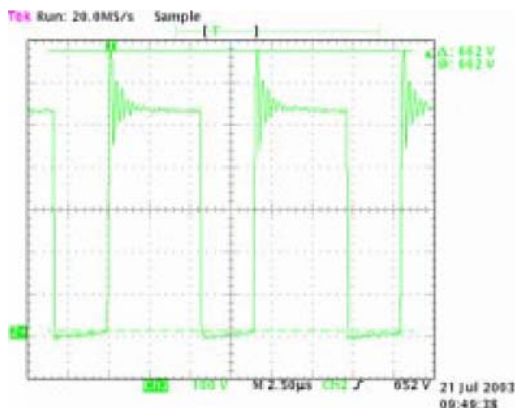


图5.

以上分析和实例描述了变压器匝数比对PFC的次级侧峰值电流和关断时的MOSFET VDS所产生的影响。对匝数比、初级电感和占空比进行折衷时需格外仔细。

输出电压纹波

将反激拓扑用于PFC的第二个原因是考虑到输出电压纹波（在变压器次级）包含两个分量，与反激转换器有关的传统高频纹波，以及经整流的线路频率纹波(100或120Hz)。高频纹波可以这样计算：

$$\Delta V = \sqrt{\Delta V_{cap}^2 + V_{esr}^2} \quad (\text{式 } 7)$$

$$\Delta V_{cap} = \frac{I_{oavg} \cdot dt}{C_o} \quad (式 8)$$

$$I_{oavg} = \frac{I_p + I_{ped}}{2}$$

$$\Delta V_{esr} = I_{pk} \cdot esr \quad (式 9)$$

$$\Delta V_{esr} = 13.38 \cdot 0.015 = 0.20 \text{ V}$$

其中:

n = 变压器匝数比

I_{pk} = 峰值电流 (次级) (13.38 Apk)

I_{ped} = 次级电流基座(10.5 Apk)

C_o = 输出电容 (3000 μ 总共)

esr = 输出电容等效串联电阻(0.015 Ω)

$dt = T_{off}$ (3.92 μ)

$$\Delta V = \frac{13.38 + 10.5}{2} \cdot 3.92 \cdot 10^{-6} \cdot 3000 \quad (式 10)$$

$$\Delta V = 0.0156 \text{ V}$$

解方程7, 输出的高频纹波分量为:

$$\Delta V = \sqrt{0.0156^2 + 0.20^2} = 0.20 \text{ V} \quad (式 11)$$

纹波的低频部分为:

$$\Delta V = \frac{I_{pk} \cdot dt}{C_o}$$

$$I_{avg} = \frac{P_o}{V_o} \quad (式 12)$$

$$I_{pk} = \frac{I_{avg}}{0.637}$$

$$I_{pk} = \frac{90}{48 \cdot 0.637} = 2.95 \text{ A}$$

如果输出电压纹波在一个周期(180°)内以10°为间隔进行

等分, 则正弦纹波电压和相位角之间的关系为:

$$\Delta V = \frac{P_o}{0.637 \cdot V_o \sin \theta} \quad (式 13)$$

$$C_o \cdot 18 \cdot f_{line}$$

欲计算总输出电压纹波:

Vripple total = 式7 + 式13.

$$\Delta V_{ripple total} = \sqrt{\Delta V_{cap}^2 + \Delta V_{esr}^2} + \frac{P_o}{0.637 \cdot V_o \sin \theta} \quad (式 14)$$

$$C_o \cdot 18 \cdot f_{line}$$

在图 6 中画出了输出电压纹波和相位角之间的函数关系。结果表明, 只要使用 esr 小的电容, 输出纹波就由低频纹波(100Hz 或 120Hz)决定。

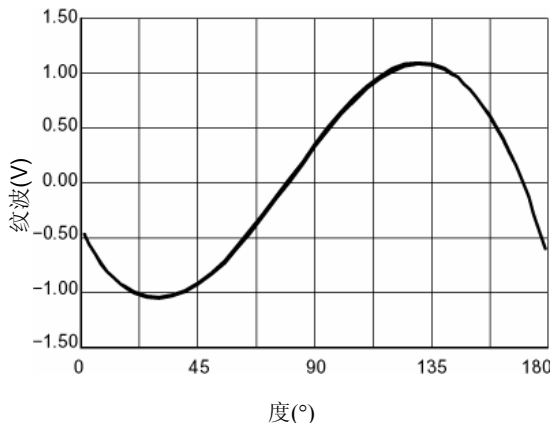


图6. 输出纹波包络

保持时间

如果次级输出电压用于分布式母线, 则设计师需要根据保持时间而不是根据纹波来计算输出电容的大小。如果这样, 输出电容可以计算为:

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot th}{V_{nom}^2 + V_{min}^2} \quad (式 15)$$

其中:

P_{out} = 最大输出功率

th = 所需的保持时间 (我们选择了60Hz线路的一个周期
16.67 ms)

V_{nom} = 额定48Vdc输出

V_{min} = 36Vdc

$$C_o = \frac{2 \cdot 90 \cdot 16.67}{48^2 - 36^2} = 3000 \mu\text{F} \quad (式 16)$$

巧是的, 在以上根据输出电压纹波和保持时间进行的计算中, 均得出相同的输出电容值。

NCP1651特性

NCP1651 内部提供了PFC控制器上常见的所有必需的特性, 以及一些不常有的特性。比如, NCP1651具有一个高电压启动电路, 这可以令设计师直接将NCP1651的引脚16连接到高压直流线上, 而不需要外加庞大而昂贵的启动电路。

电路通电之后, 高压FET偏置为一个电流源, 来提供启动电流。高电压启动电路启用后, 从经整流的交流线路吸收电流, 以对 V_{CC} 电容充电。当 V_{CC} 电容上的电压达到UVLO电路的导通点时 (额定值为10.8V), 启动电路禁用, 而PWM电路启用。随着NCP1651的启用, 偏置电流从它的待机电平提高到工作电平。

一个八分频计数器被预先设置为 7，这使得启动时，该芯片在第一个周期内不工作。在第二个 V_{CC} 周期中，计数器

进到 8，此时允许芯片启动，参见图 7。

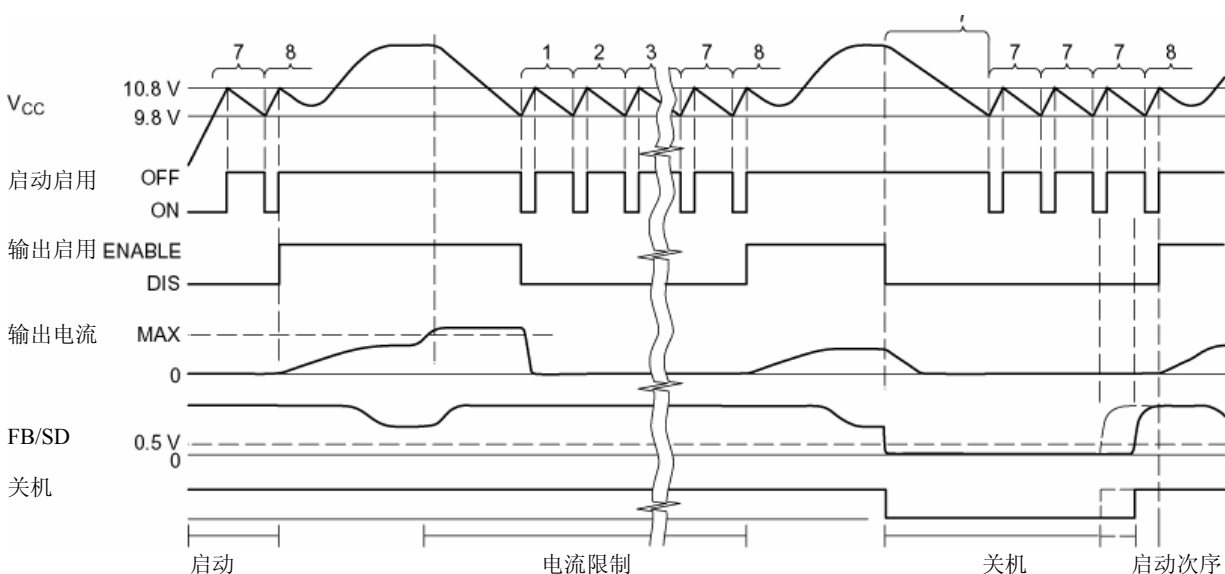


图 7

除了提供 V_{CC} 电容上的初始电荷以外，启动电路也作为启动、过流和关机工作模式的定时器。因为电路的性质，芯片必须采用启动电路和电源变压器上的辅助绕组来进行偏置。试图由固定电压源来将芯片关断，则芯片将不能启动。

在关机模式中， V_{CC} 周期保持 7 个计数状态，直到去除关机信号。由此可进行重复、快速的重启。时序图参见图 6。

只要 V_{CC} 电压保持在 UVLO 欠压跳闸点以上，单元就保持工作。如果 V_{CC} 电压降至欠压跳闸点，单元工作就被禁止，启动电路再次启用，并对 V_{CC} 电容充电直至达到导通电压水平。此时，启动电路将断开，而单元将保持在关机模式。这一状态将持续七个周期。到了在第八个周期，NPC1651 将再次工作。如果 V_{CC} 电压保持在欠压跳闸点以上，则只要单元不开始另一个八分频周期，单元就将继续工作。

八分频计数器的目的在于减小芯片在过载状态下的功率耗散，以使其无限循环，而不会发生芯片过热。

V_{CC} 在充电到 9.8V 电平以前，输出电压能达到可使辅助电压保持在 UVLO 关断电平以上的水平这点很关键。如果在电容减小到 UVLO 欠压关断电平之前，电感线圈产生的偏置电压无法超过关机电压，则单元将关机并进入八分频周期，而且永远不会启动。这种情况一旦发生，须增大 V_{CC} 电容值。

结论

最终应由设计师进行折衷研究，来决定究竟应采用哪种拓扑，用升压还是反激，连续工作模式还是不连续工作模式，来满足整个系统的性能要求。但是，最近推出的 NPC1651 让系统设计师们又多了一个选择，得到了一个廉价而又小型的解决方案。

AND8147/D

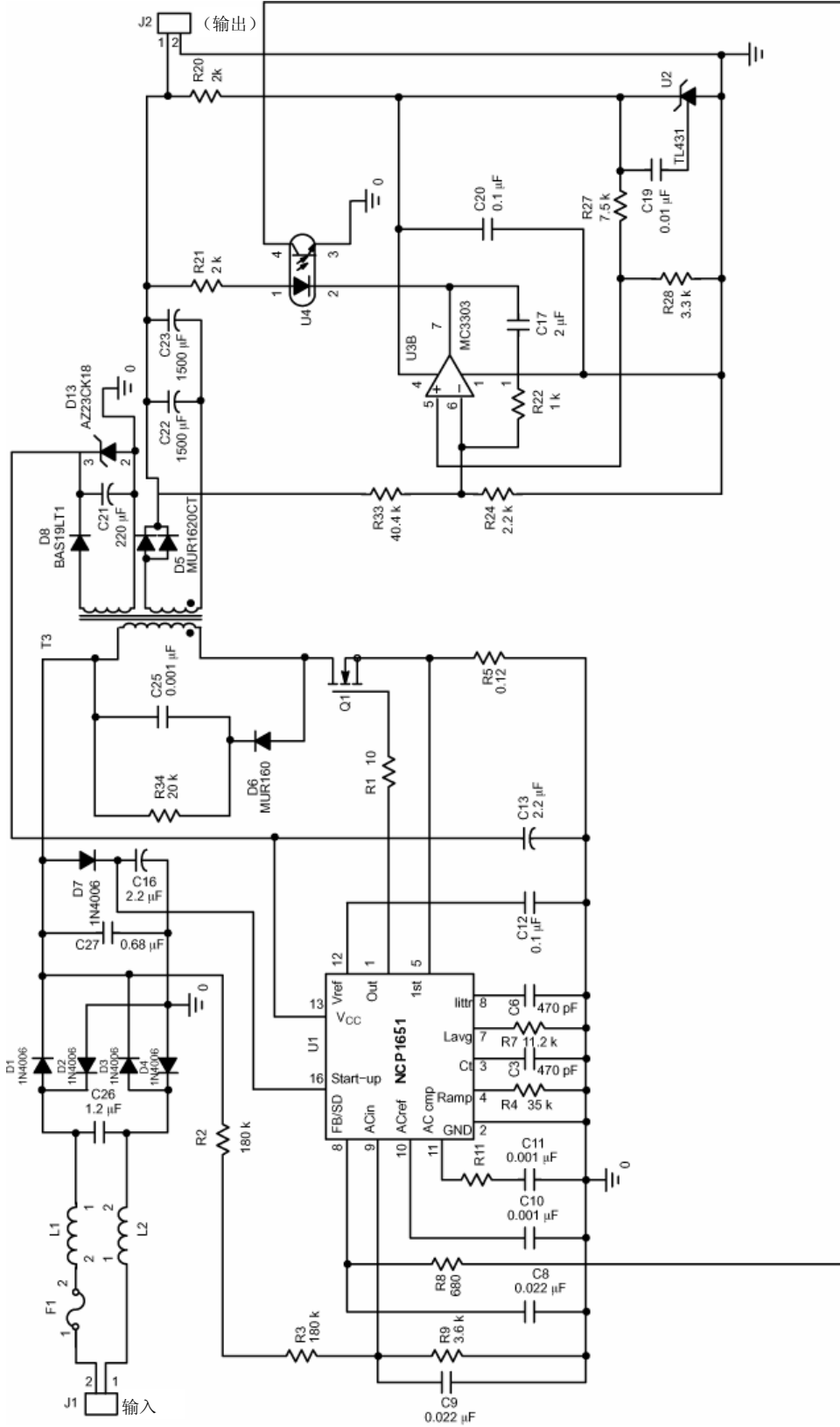


图 8. CCM 应用原理图

注

ON Semiconductor and the ON logo are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILC). SCILC reserves the right to make change without further notice in any products herein. SCILC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. (Typical) parameters which may be provided in SCILC data sheets and/or specifications are and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including (Typical) must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.