

基于双 Boost 的功率因数校正预调节器

李冬 阮新波 严仰光 南京航空航天大学航空电源科技重点实验室(南京 210016)

摘要:为了满足输入电流谐波限制标准,在 DC-DC 变换器前加入一级功率因数校正变换器作为预调节器。但是对于有保持时间要求的电源,当输入掉电时,由于受下一级 DC-DC 变换器占空比变化范围的限制,预调节器电容上存储的能量不能全部传送到输出端,因此需要较大容量的电容以提供要求的保持时间。本文提出一种新的预调节器,它可以充分利用预调节器的电容能量,因此在相同的条件下可以减小储能电容,并且保持电容电压低于 450V。分析了这种变换器的工作原理,并在一个 250W 的原理样机上进行了验证,最后给出了实验结果。

叙 词:功率因数校正 预调节器 保持时间

1 引言

传统的 ac-dc 和 ac-ac 变换器使用整流二极管和电解电容进行输入滤波。在每半个工频周期,只有在输入电压的峰值时间才有输入电流。输入电流中含有很高的谐波电流,因此功率因数不高。为了限制输入谐波电流,一些国家和学术组织提出或实施了输入电流谐波限制标准,如 IEC 1000-3-2。为了满足这些标准,在电源中需要采用输入功率因数校正(PFC)技术。根据器件的使用,PFC 技术可分为无源校正和有源校正技术。有源功率因数校正变换器由于体积小,重量轻和功率因数高而得到广泛引用。

有源 PFC 变换器可以分为两级型和单级型。其中两级型 PFC 变换器包括前级的功率因数校正预调节器和后级的 dc-dc 变换器。PFC 预调节器的输出电压调制在 380V^[1]。因为不对称半桥(AHB)变换器结构简单和具有零电压开关特性^[2],所以应用于后级 dc-dc 变换器,如图 1 所示。

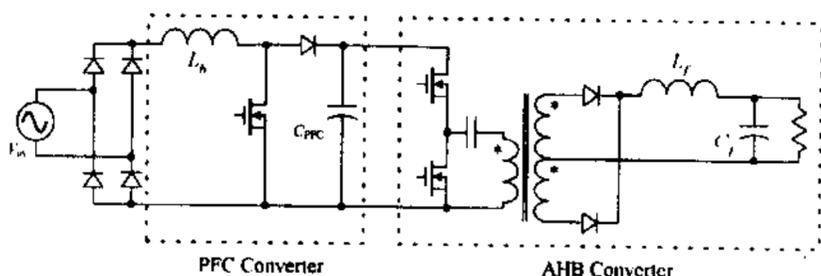


图 1 两级 PFC AC-AC 变换器

在大多数计算机系统中电源都要求一定的保持时间^[3]。保持时间是指在输入电压突然断电后电源保持输出电压稳定在一定范围内的时间。这项要求确保计算机在输入故障时有足够的时间备份数据或者切换到不间断电源(UPS)工作。在此期间,由电源中的储能电容 C_{PFC} 向负载提供能量。因为输入断电后没有能量输入,所以 C_{PFC} 两端的电压会逐渐下降到零。这样后级 dc-dc 变换器的输入电压会变化过大。但是不对称半桥变换器的输入电压变化范围比较小,否则将失去它的一些优点。因此 C_{PFC} 需要足够大,以保证在保持时间内 AHB 变换器的输入电压变化

不大。

为了减小 C_{PFC} ,在 PFC 变换器和 AHB 变换器之间加入一级 Boost 变换器,如图 2 所示。正常工作条件下第一级变换器进行功率因数校正,加入的 Boost 变换器作为 DC-DC 级工作在电流连续模式(CCM)。当输入掉电时,加入的 Boost 级能将存储在 C_{PFC} 上的能量全部传递到负载,因此可以大大减小 C_{PFC} 。但是图 2 所示的三级结构过于复杂,增加了电路的成本和体积,并且效率不高。为了简化这样的三级结构,可以将前两级合为一级,因此本文提出一种复合型单开关 PFC 预调节器。并且分析了它的工作原理,提出了一系列新的拓扑结构。最后在一个 250W 的原理样机上进行了验证,给出了实验结果。

2 提出的拓扑

图 3 是提出的复合型 PFC 预调节器,其中 PFC 变换器与 Boost 变换器共用开关管 Q。当 Q 导通时,整流后的输入电压通过二极管 D_2 向电感 L_{b1} 充电,同时电容 C_{PFC} 向 L_{b2} 充电。当 Q 关断后,电感 L_{b1} 通过 D_1 向 C_{PFC} 放电,电感 L_{b2} 向负载提供能量。为了获得较高的功率因数,电感 L_{b1} 工作在电流断续模式(DCM)。电容 C_B 的电压控制在 420V,作为下一级 AHB 变换器的输入电压。输入掉电后, L_{b1} 不工作,Boost 变换器将 C_{PFC} 上存储的能量传递到 C_B 使其电压稳定在 420V。因此后一级 AHB 变换器的输入电压基本保持不变,便于它的优化设计。但是因为 DC-DC 工作在 CCM,占空比并不随负载的变化而马上调节^[4]。轻载时占空比不能马上减小,因此输入功率与重载时相同。在半个工频周期内输入能量大于输出能量,多余的能量存储在电容 C_{PFC} 中,导致其电压急剧上升,需要选用高耐压值的器件。为了保持输出电压不变,电压环开始调节输出电压。然后占空比才开始减少,输入功率也相应的减小。只有当输入功率等于输出功率,这一动态调节过程才结束。可是此时 C_{PFC} 上的电压已经高于 450V,不利于选择低成本的电解电容。

为了使 C_{PFC} 的电压低于 450V,加入一个辅助变压器绕组 N_2 ,如图

4 所示。开关导通时, L_{b1} 两端的电压是整流后的线电压减去绕组 N_2 两端的电压。开关导通期间电感电流是

$$i_{L_{b1}} = \frac{|V_{in}| - N_2/N_1 \cdot V_{CPFC} \cdot t}{L_{b1}} \quad (1)$$

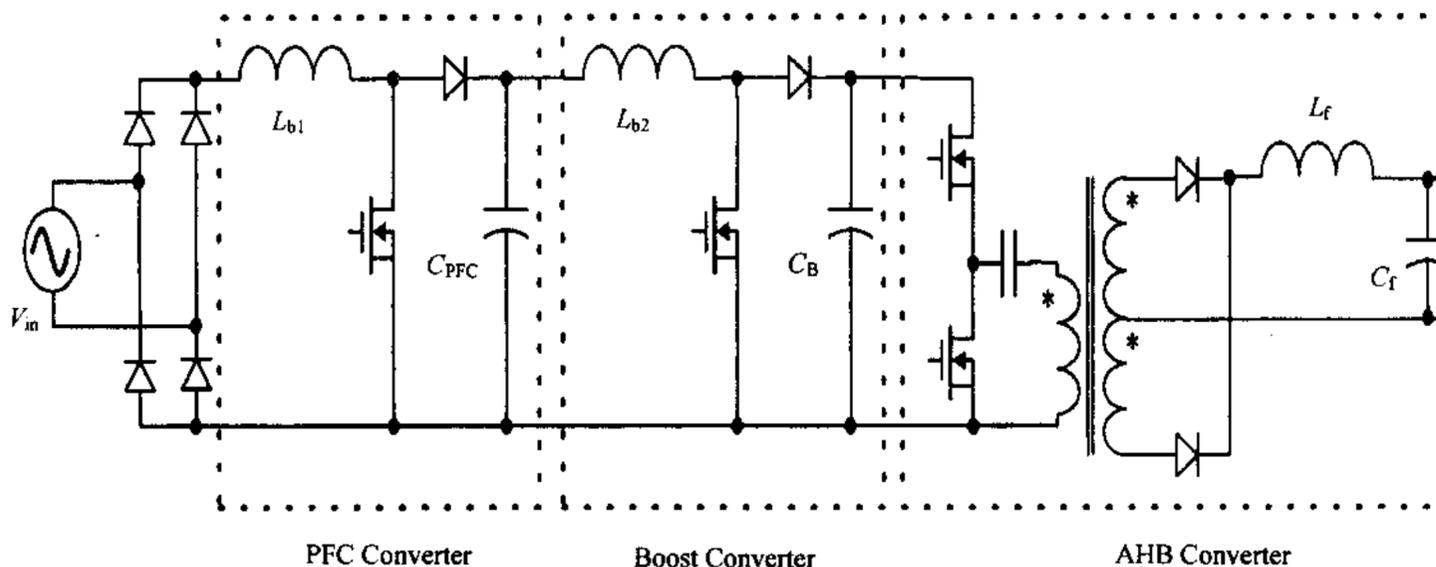


图 2 三级 PFC AC-DC 变换器

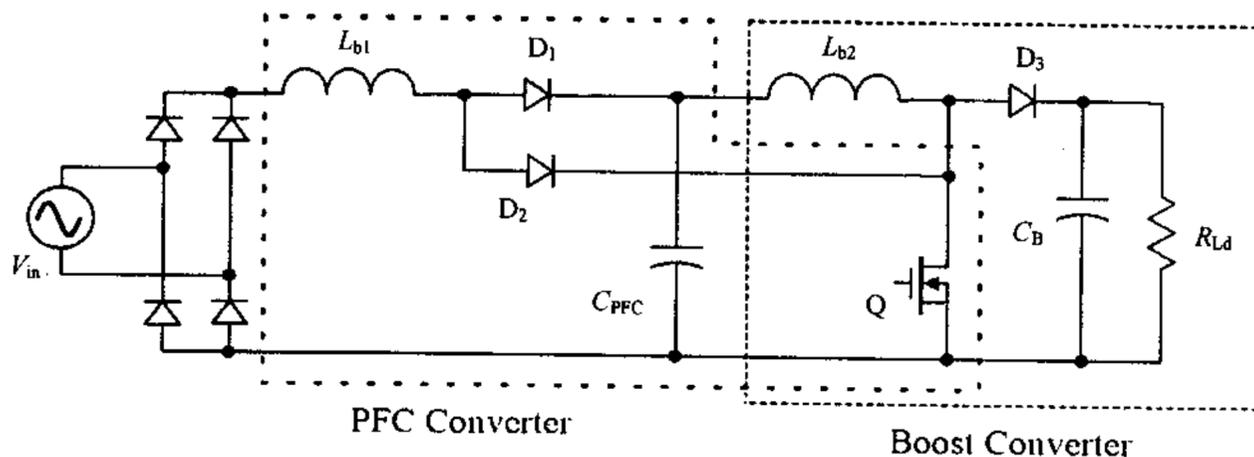


图 3 复合型单开关 PFC 预调节器

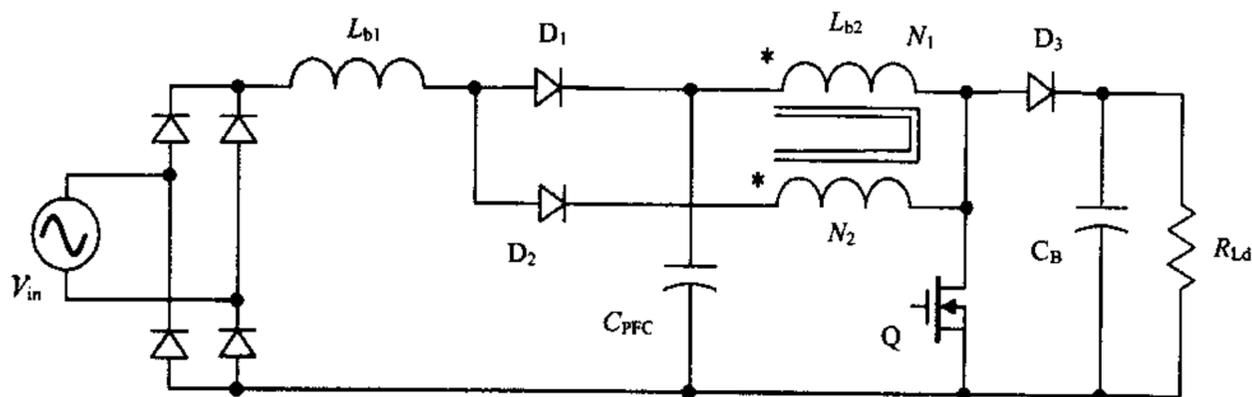


图 4 改进的复合型单开关 PFC 预调节器

因此轻载时输入电流减少。通过辅助绕组 N_2 检测 C_{PFC} 的电压控制输入电流的峰值, 从而控制输入功率。适当设计反馈绕组的匝比可以使 C_{PFC} 的最大电压低于 450V。

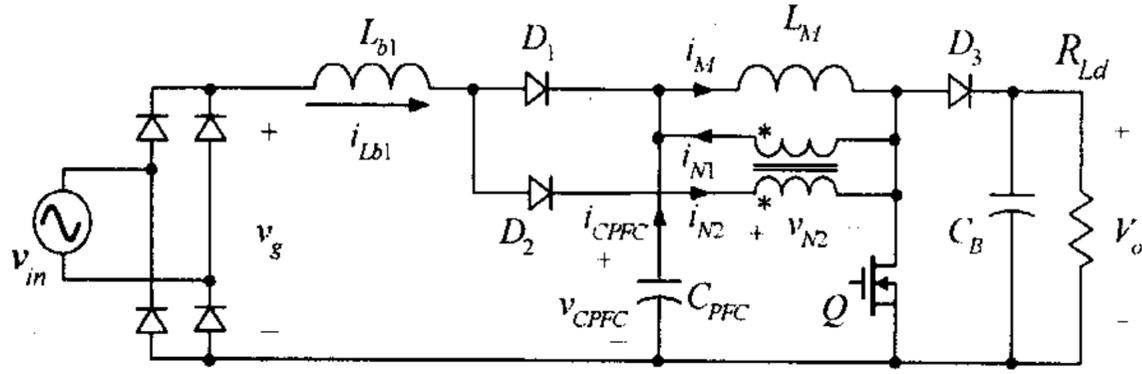
3 工作原理

为了便于分析, 图 4 中变压器原边绕组 N_1 由一个磁化电感 LM 和理想变压器代替, 如图 5(a) 所示。此变换器在半个工频周

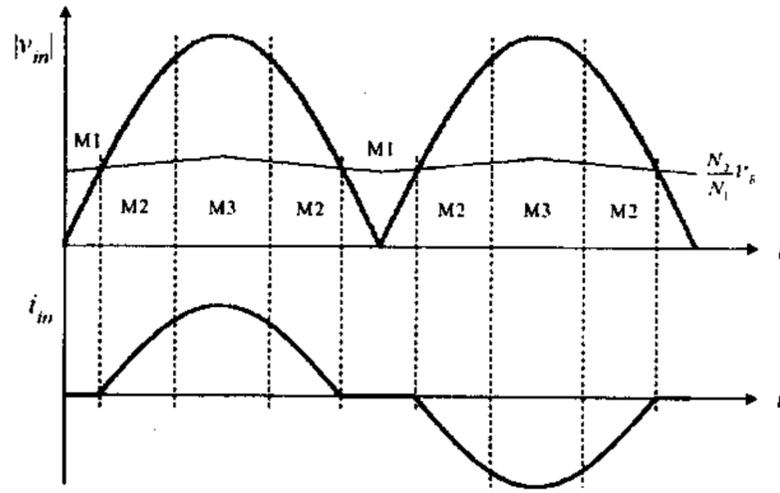
期内的工作状态可以分为三种模式 M_1, M_2, M_3 , 如图 5(b) 所示。

M_1 : 在此模式, C_{PFC} 电压 V_{CPFC} 的反馈信号 V_{N2} 大于输入整流压, 即

$|v_{in}| \leq v_{N2} = KV_{CPFC}$, 其中 $K = N_2/N_1$ 。开关导通期间 D_1 和 D_2 反向截止, 输入电流为零, 因此没有输入功率。开关管截止期间存储在 C_{PFC} 中的能量传递到负载。此时电路相当于一个 Boost 变



(a)主电路



(b)工作模态

图5 改进的单开关 PFC 预调节器

换器。可以用死区角 θ 定义 M_1 的时间，

$$\theta = \arcsin\left(K \frac{V_{C_{PFC}}}{V_{PK}}\right) \quad (2)$$

因数和减少输入电流谐波含量。

M_2 : 当输入电压高于反馈电压, 即 $|v_{in}| \geq v_{N2} = KV_{C_{PFC}}$ 时, 变换

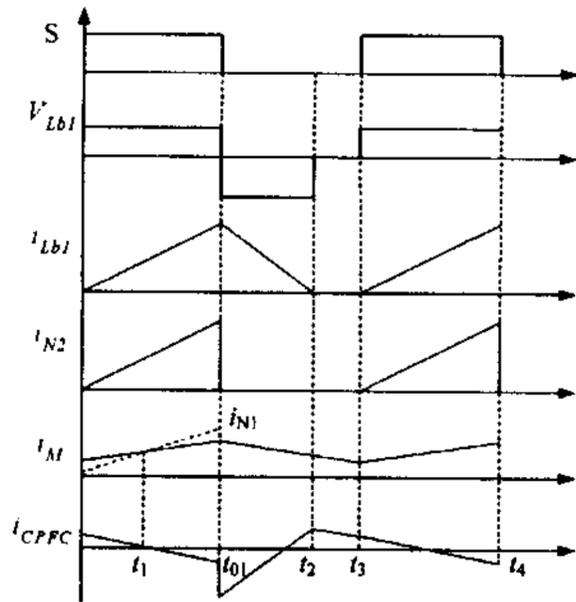


图6 M_2 的主要波形

其中 V_{PK} 是输入电压的峰值。等式(2)表明死区角不仅与 $V_{C_{PFC}}$ 和 V_{PK} 有关, 还与变压器匝比 K 有关。减小 K 值可以提高输入功率

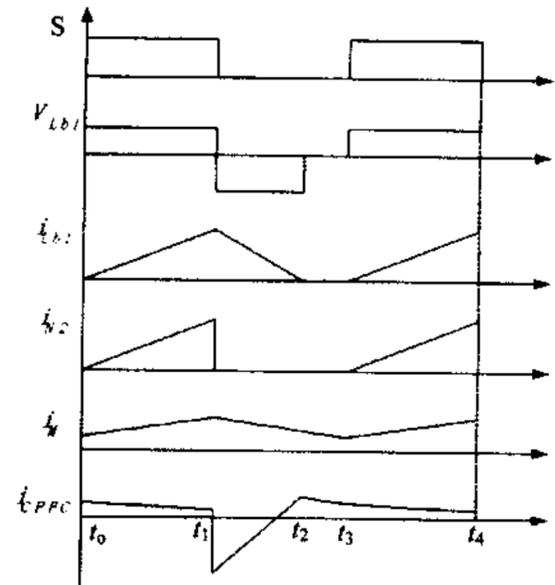


图7 M_3 的主要波形

器工作在 M_2 状态。开关管导通时, L_{b1} 两端的电压是整流输入电压减去反馈电压 V_{N2} ,

$$v_{Lb1} = |v_{in}| - KV_{C_{PFC}} \quad (3)$$

因为 PFC 级工作在 DCM, 开关导通期间输入电感电流从零

开始线形增加,如图 6 所示。此时 D_1 反向截止,根据 KCL,磁化电流

$$i_M = i_{N1} + i_{CFFC} = Ki_{N2} + i_{CFFC} \quad (4)$$

上式表明磁化电流是由 C_{PFC} 的放电电流和整流输入电流两部分组成的, C_{PFC} 和输入端共同提供磁化能量。输入电流向负载供电直到其减小到零。在一个开关周期内输入电流是断续的,磁化电流是连续的,因此开关截止期间 C_{PFC} 向负载提供一部分能量。

M_3 :随着输入电压的增加,在一个开关周期内输入电流将大于磁化电流。此时变换器进入 M_3 状态,主要波形如图 7 所示。 C_{PFC} 的充电电流

$$i_{CFFC} = i_M = i_{N1} = i_M - Ki_{N2} \quad (5)$$

开关导通期间,随着输入电流的线性上升,输入端将同时向磁化电感和 C_{PFC} 提供能量。开关截止期间, M_3 的工作状态与 M_2 的相同。一旦电压经过峰值并减小到一定程度,变换器又将进入 M_2 状态。随着电压的进一步减小,变换器再次工作在 M_1 状态。

4 试验结果与分析

为了验证此变换器的工作原理,在实验室完成了一个输入电压 90-265V,输出 420V/0.6A 的原理样机。图 12 分别给出了输入线电压是 90V 和 220V 时的输入电压和电流波形。从图中可以看出在输入电压过零点附近没有输入电流,存在一个死区角。此死区角是由 V_{CFFC} 的反馈绕组 N_2 引起的。图 12(a)中的电流死区角小于图 12(b)中的死区角。因此输入电压越高,输入电流的死区角越大,功率因数越低。图 13 和图 14 分别给出了测量的输入功率因数和输入线电流谐波含量。当输出功率 40W,输入线电压 265V 时输入功率因数最低。此时 C_{PFC} 的电压最高,而反馈电压与它成正比,因此死区角最大。所有的输入电流谐波均满足 IEC1000-3-2 Class D 的要求。图 15 给出了 C_{PFC} 的电压与负载的曲线。三条曲线分别对应不同的输入电压。图中表明, C_{PFC} 的电压基本不随负载的变化而改变,最高电压是 390V,因此可以使用耐压值为 450V 的电容器。

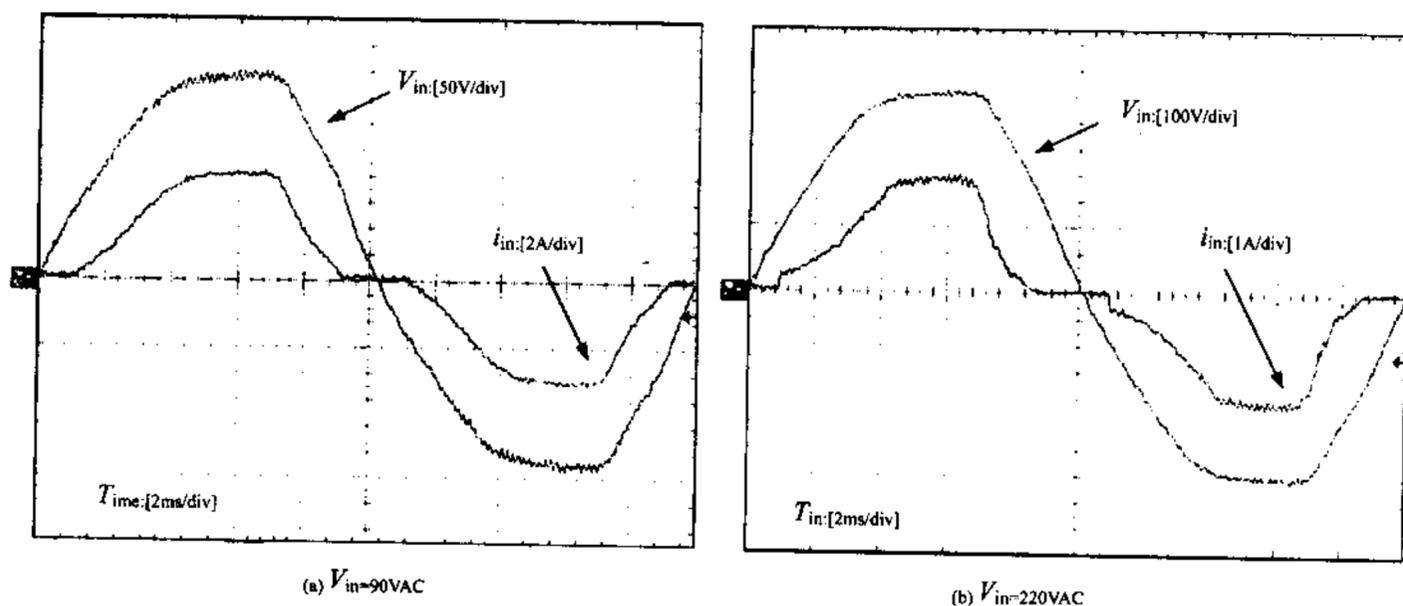


图 12 实验波形

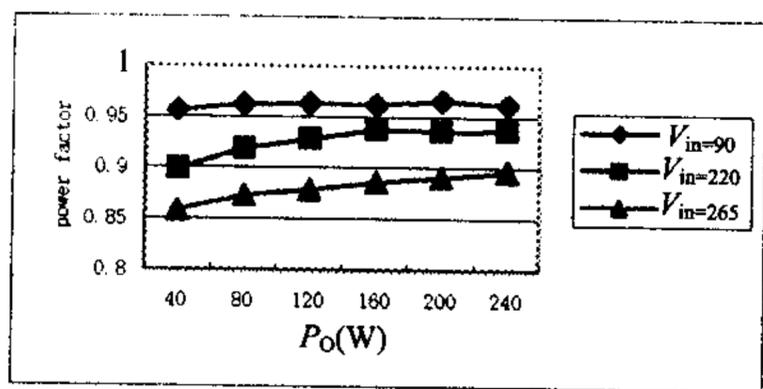


图 13 输入功率因数

测量的效率如图 16 所示。在输入电压低时效率不太高。因为与高输入电压时相比此时的输入电流较大,因此开关管的导通损耗较大。

5 结论

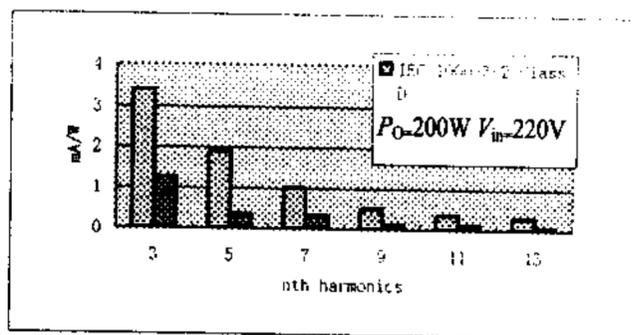


图 14 输入线电流谐波

本文提出了一种新的复合式单开关 PFC 预调节器,分析了它的工作原理。此变换器结构简单,并且可以减小储能电容的容量。由于其输出电压基本恒定,便于下一级 DC-DC 变换器(AHB)的优化设计。加入附加绕组 N_2 ,保持 C_{PFC} 的电压低于 450V 同时输入电流谐波满足 IEC1000-3-2 Class D 限制。最后通过实验验证了电路的整个性能。

参考文献

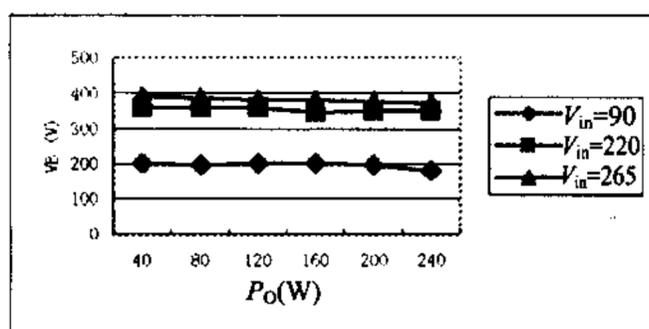


图 15 电容 C_{PFC} 的电压

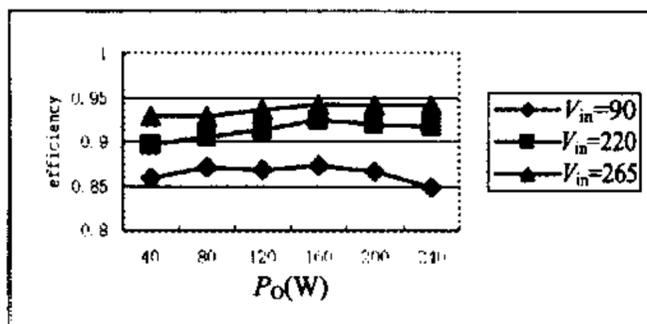


图 16 测量的效率曲线

- [1] Bo Yang, Peng Xu and Fred C. Lee, "Range Winding for Wide Input Range Front-End DC/DC Converter," 2000 CPES Seminar, pp. 339 - 342.
- [2] J. Liang, P. - C. Wang, K. - C. Huang, C. - L. Chen, Y. - H. Leu and T. - M. Chen, "Design Optimization for Asymmetrical Half-Bridge Converters," IEEE APEC 2001, pp. 697 - 702.
- [3] J. Zhang, M. Jovanovic and Fred C. Lee, "Comparison Between CCM Single-Stage and Two-Stage Boost PFC Converters," IEEE APEC 1999, pp. 335 - 341.
- [4] Jinrong Qian, Qun Zhao and Fred C. Lee, "Single-stage single-switch power factor correction (S⁴-PFC) AC/DC converter with DC bus voltage feedback for universal line applications," IEEE APEC Record, 1998, pp. 223 - 229.
- [5] Laszlo Huber, Jindong Zhang, Milan M. Jovanovic and Fred C. Lee, "Generalized topologies of single-stage input-current-shaping circuits," IEEE PESC Record, 2000, pp. 1336 - 1341.
- [6] Chongming Qiao and Keyue M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a Boost type input-current-shaper," IEEE APEC Record, 2000, pp. 460 - 467.