

一种新颖的交错并联正激三电平变换器

梁小国, 危建, 阮新波

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省南京市 210016)

A NOVEL INTERLEAVED THREE-LEVEL FORWARD CONVERTER

LIANG Xiao-guo, WEI Jian, RUAN Xin-bo

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: This paper proposes an interleaved three-level forward converter, its unique characteristics is that the output inductor can be reduced significantly, so it is very suited for the power conversions with fast transient load such as voltage regulator module (VRM). It not only improves the dynamic response, but also reduces the output capacitor, thus the power density can be increased. This paper analyzes the operation principle of the proposed converter, and compares it with the conventional two-level converters. A 0.8V/100A output VRM is built to verify the operation principle of the proposed converter.

KEY WORDS: Power electronics; Three-level; Forward converter; Voltage regulator module

摘要: 该文提出一种交错并联正激三电平直流变换器, 其输出滤波电感可大大减小。这个特点使它非常适用于负载动态变化很快的功率变换场合(如电压调节模块), 不仅可以提高动态响应速度, 还可以减小输出滤波电容, 从而使得输出滤波器体积大大减小, 提高变换器的功率密度。该文首先分析该变换器的工作原理, 然后和传统的两电平变换器进行比较, 最后试制一台 0.8V/100A 输出的电压调节模块样机对该变换器性能进行试验验证。

关键词: 电力电子; 三电平; 正激变换器; 电压调节模块

1 引言

信息产业的迅猛发展, 对电源装置的体积、重量、效率、输出动态性能以及系统的可靠性等提出越来越高的要求^[1]。磁件是影响变换器体积、重量的主要因素据统计, 磁件的重量一般是变换器总重的 30-40%, 体积占总体积的 20-30%, 对于高频工作、模块化设计的电源, 磁件体积、重量所占的比例还要高于上面的数据^[2]。因此减小磁性

元件的体积对提高变换器的功率密度有着非常重要的意义。给 CPU 供电的电压调节模块(Voltage Regulator Module, VRM)对动态响应速度提出了十分严格的要求, 必须减小输出滤波电感^[3]。

减小电感的方法有 2 种: 一是提高开关频率; 二是采用多路交错并联使等效输出电感减小。提高开关频率将会使开关损耗和磁件损耗增加, 降低变换效率, 因此开关频率不能无限制提高。多路交错并联方法将会使磁性元件数量增加, 而且每路电感的纹波电流较大, 不利于提高效率。

三电平直流变换器降低了开关管电压应力, 部分变换器还可得到三电平电压波形, 较大减小输出滤波电感^[4,5]。借鉴其思路, 本文提出一种交错并联正激三电平直流变换器(Interleaved Three-Level Forward Converter, ITLFC), 它最大的特点是在输出滤波器上可以得到三电平电压波形, 从而可以减小输出电感。这一特点使得它非常适用于 VRM, 不仅可提高变换器动态速度, 还可以大大减小输出滤波电容^[6], 从而减小变换器体积, 提高功率密度。同时该变换器还可以降低主开关管的电压应力, 适合应用于输入电压较高的场合。

本文将分析 ITLFC 的工作原理, 推导其输入、输出关系, 并与传统的两电平变换器进行比较, 最后试制一台 48V 输入, 0.8V/100A 输出的 VRM 样机, 以验证该变换器的优点。

2 工作原理

2.1 ITLFC 电路拓扑

图 1 为 ITLFC 的电路拓扑。其中 C_{d1} 和 C_{d2} 为分压电容, 其容量大且相等; 电压为输入电压 V_{in} 的一半; Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 分别为正激变换器 Ch_1 、 Ch_2 的开关管; D_1 和 D_2 为续流二极管; D_3 和 D_4 为

基金项目: 国家自然科学基金项目(50177013)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50177013).

复位二极管； T_{r1} 和 T_{r2} 为功率变压器(分别都有原边绕组、副边绕组和复位绕组 3 个绕组)； S_{R1} 和 S_{R2} 为同步整流管； S_{R3} 是续流管； L_f 为输出滤波电感； C_f 为输出滤波电容； R_{LD} 为负载。

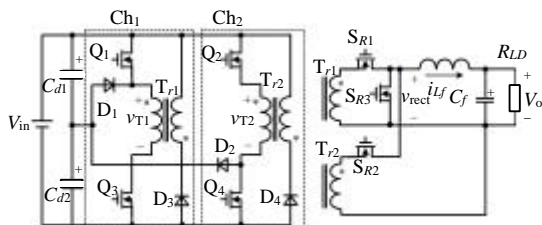


图 1 交错并联的三电平正激变换器

Fig. 1 Interleaved three-level forward converter

Q_1 与 Q_3 、 Q_2 与 Q_4 分别为同相位工作，但这两组开关管交错工作，其驱动信号相差 π 相角。考虑到变压器的磁复位， Q_1 - Q_4 开关管的最大占空比均为 0.5。该变换器的工作模式在不同工作状态时有所不同，分别加以分析。

为分析方便，作如下假设：所有开关管、二极管、电容、电感均为理想元器件； $C_{d1} = C_{d2}$ 且足够大，均分输入电压，可以看成两个电压为 $V_{in}/2$ 的电压源；输出电容足够大，等效为电压源 V_o ；变压器的漏感忽略不计；变压器原边和复位绕组匝比为 1:1。

2.2 三电平工作模式

该变换器通常都希望工作在三电平(Three-Level, 3L)模式，主要波形如图 2 所示。在一个开关周期内，变换器有如图 3 所示的 4 个开关模式。

开关模式 1 [t_0, t_1] (图 3(a))：Ch1 的 Q_1 和 Q_3 导通。原边电流 i_{p1} 流经 Q_1 、变压器 T_{r1} 原边绕组及 Q_3 ， $v_{T1} = V_{in}$ 。整流管 S_{R1} 导通， S_{R3} 截止且承受的电压为 V_{in}/K 。 D_3 管上的电压为 $2V_{in}$ 。Ch2 的 D_3 导通， T_{r2} 处于磁复位状态，副边输出负压。 S_{R2} 截止，承受的电压为 $2V_{in}/K$ 。此时 $v_{rect} = V_{in}/K$ ， K 为变压器原、副边匝比。 L_f 电流线性上升。

$$i_{Lf}(t) = I_{Lf}(t_0) + (V_{in}/K - V_o)(t - t_0) / L_f \quad (1)$$

开关模式 2 [$t_1, T_s/2$] (图 3(b))：在 t_1 时刻关断 Q_1, Q_3 继续导通， D_1 导通。 i_{p1} 流过 D_1 、 T_{r1} 原边和 Q_3 ， $v_{T1} = V_{in}/2$ 。 Q_1 承受的电压为 $V_{in}/2$ ， D_3 承受的电压为 $1.5V_{in}$ 。 S_{R1} 导通， S_{R2} 和 S_{R3} 截止， S_{R2} 承受的电压为 $1.5V_{in}/K$ ， S_{R3} 承受的电压为 $V_{in}/2K$ 。Ch2 的 T_{r2} 仍处于复位状态，到 t_2 时刻， T_{r2} 磁复位结束， D_4 截止， S_{R2} 承受 $V_{in}/2K$ 的反压， t_2 的大小与主开关管导通的占空比有关，但不会超过 $T_s/2$ 。此时

$v_{rect} = V_{in}/2K$ ， L_f 电流线性下降。

$$i_{Lf}(t) = I_{Lf}(t_1) + (V_{in}/2 - V_o)(t - t_1) / L_f \quad (2)$$

开关模式 3 [$T_s/2, t_3$] (图 3(c))：到 $T_s/2$ 时刻，

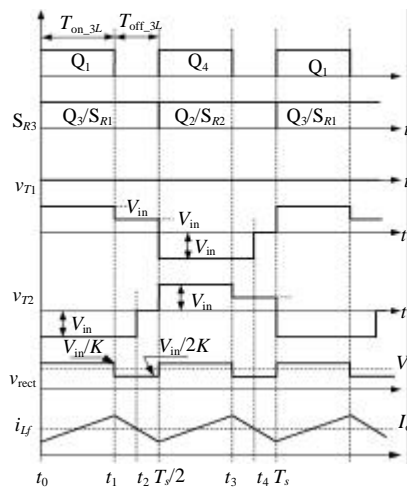


图 2 3L 模式的主要波形

Fig. 2 Key waveforms of 3L mode

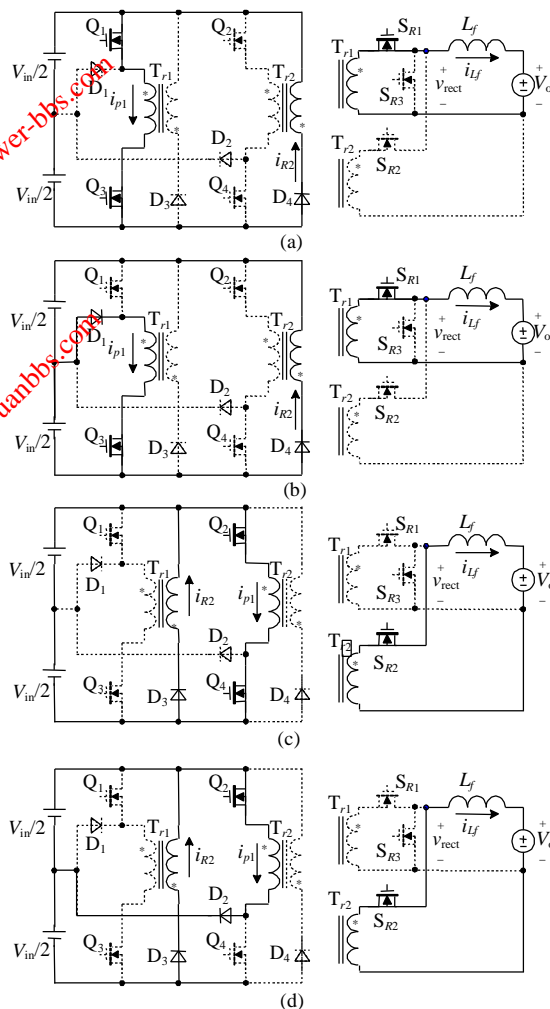


图 3 3L 模式下各个开关模式等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of the switching modes of 3L mode

关断 Q_3 ，其承受的电压为 $1.5V_{in}$ ， T_{r1} 进入复位。
 Q_2 和 Q_4 开通， T_{r2} 开始供电。此时 $v_{rect} = V_{in}/K$ 。其工作原理和开关模式 1 类似，这里不再赘述。

开关模式 4 [t_3, T_s] (图 3(d))： t_3 时刻，关断 Q_4 ， D_2 导通。 T_{r2} 继续向副边供电， $v_{rect} = V_{in}/2K$ 。其工作情况和开关模式 2 类似。

由图 2 可知

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{rect} dt = \frac{(0.5 + D_{3L}) \cdot V_{in}}{K} \quad (3)$$

式中 T_s 为开关周期； D_{3L} 为三电平模式下的占空比， $D_{3L} = T_{on(3L)}/T_s$ ，而 $T_{on(3L)}$ 为 Q_1 和 Q_3 (或 Q_2 和 Q_4) 共同导通的时间。

3L 模式下电感电流脉动值为

$$\Delta I_{Lf(3L)} = [(V_{in}/K - V_o)D_{3L}] / L_f \cdot f_s \quad (4)$$

式中 $f_s = 1/T_s$ 为开关频率。

2.3 两电平工作模式

当负载较轻或输入电压较高时，变换器可能会进入两电平(Two-Level, 2L)模式，此时 Q_1 和 Q_4 全部关断，只有 Q_2 和 Q_3 工作，主要波形如图 4 所示。在一个开关周期内，变换器有如图 5 所示的 4 个开关模式。

开关模式 1 [t_0, t_2] (图 5(a))： Ch_1 的 Q_3 和 D_1 导通， T_{r1} 向副边提供能量， $v_{rect} = V_{in}/2K$ 。 Ch_2 处于磁复位状态，并在 t_1 时刻完成磁复位。本模式的工作情况与 3L 模式下的开关模式 2 类似。 L_f 的电流线性上升。

$$i_{Lf}(t) = I_{Lf}(t_0) + [V_{in}/2K(t - t_0)] / L_f \quad (5)$$

开关模式 2 [$t_2, T_s/2$] (图 5(b))： t_2 时刻， Q_3 关断， T_{r1} 进入磁复位状态。副边 S_{R3} 导通， i_{Lf} 经过 S_{R3} 续流。此时 Q_1 承受的电压为 $V_{in}/2$ ， Q_3 承受的电压为 $1.5V_{in}$ 。 S_{R1} 和 S_{R2} 截止， S_{R1} 承受的电压为 $3V_{in}/K$ ， S_{R2} 承受的电压为 0。此时 $v_{rect} = 0$ ， i_{Lf} 线性下降。

$$i_{Lf}(t) = I_{Lf}(t_2) - V_o(t - t_2) / L_f \quad (6)$$

开关模式 3 (图 5(c)) 和开关模式 4 (图 5(d)) 分别与开关模式 1 和开关模式 2 类似，这里不再赘述。

由图 3 可知

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{rect} dt = D_{2L} \cdot V_{in} / K \quad (7)$$

式中 D_{2L} 为 2L 模式下的占空比； $D_{2L} = T_{on(2L)}/T_s$ ； $T_{on(2L)}$ 为 Q_1 (或 Q_2) 的导通时间。

2L 模式下电感电流脉动值为

$$\Delta I_{Lf(2L)} = [(V_{in}/2K - V_o)D_{2L}] / L_f \cdot f_s \quad (8)$$

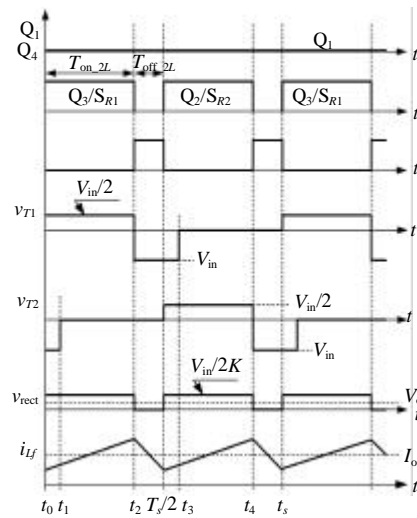


图 4 2L 模式主要波形

Fig. 4 Key waveforms of 2L mode

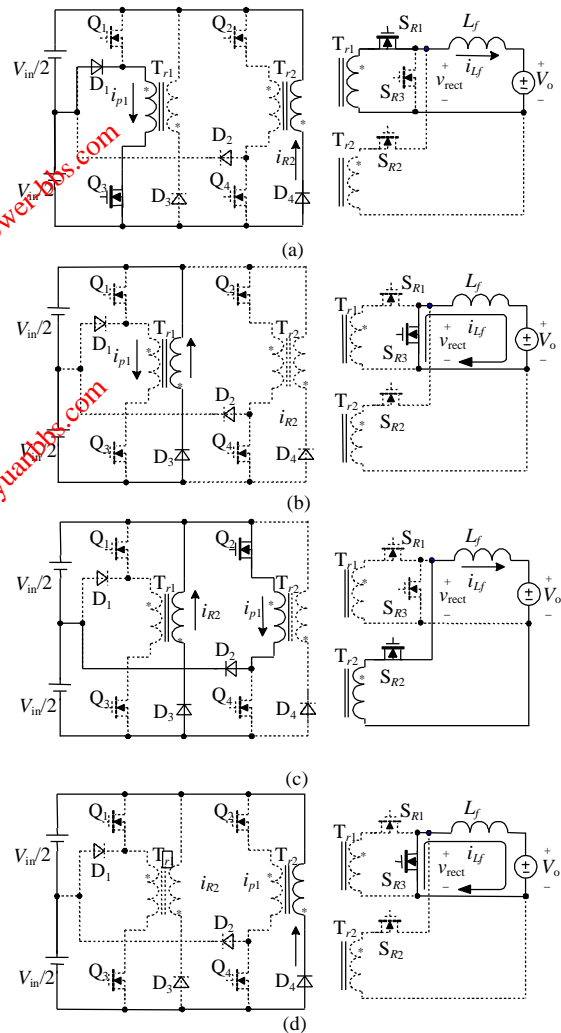


图 5 2L 模式下各个开关模式等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits of the switching modes of 2L mode

3 ITLFC 和两电平变换器的比较

3.1 两电平电压波形

如图 6 所示,传统的基于 Buck 的隔离式变换器,无论是全桥、半桥、推挽或是交错并联正激变换器,其输出滤波器上均得到两电平电压波形,这里称它们为两电平变换器。本节对 ITLFC 和两电平变换器进行比较。

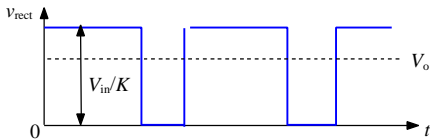


图 6 两电平变换器输出整流电压波形

Fig. 6 Output rectified voltage of two-level converter

在比较之前,对 2 种变换器作如下假设: 输入电压范围相等; 输出电压相等; 滤波电感电流的脉动频率和脉动值相等; 变压器原副边匝比相等; 输出电容的电压纹波相等。

3.2 输出滤波电感的比较

两电平变换器的输出滤波电感 L_{f1} 可按下式计算

$$L_{f1} = V_o \cdot (1 - KV_o/V_{in}) / 2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lf} \quad (9)$$

式中 V_{in} 和 V_o 为输入和输出电压; ΔI_{Lf} 为电感电流脉动值。

ITLFC 的输出滤波电感 L_{f2} 由式(3)、(4)、(7)和(8)可得

$$L_{f2} = \begin{cases} \left(\frac{V_{in}}{K} - V_o \right) \cdot \left(\frac{KV_o}{V_{in}} - 0.5 \right) / f_s \cdot \Delta I_{Lf} & 3L \text{模式} \\ V_o \cdot \left(0.5 - \frac{KV_o}{V_{in}} \right) / f_s \cdot \Delta I_{Lf} & 2L \text{模式} \end{cases} \quad (10)$$

给定下列指标: $V_o=0.8VDC$, $K=36$, $V_{in}=36-72VDC$ 。以 L_{f1} 的最大值为基准,图 7 给出了两电平变换器和 ITLFC 的滤波电感随输入电压变化的标么值。图中 L_{f2} 曲线的过零点是 3L 和 2L 模式的分界点,所以 ITLFC 所需的实际电感值应当是

$$L_{f2} = \max[L_{f(3L)\max}, L_{f(2L)\max}] \quad (11)$$

式中 $L_{f(3L)\max}$ 和 $L_{f(2L)\max}$ 分别为 3L 和 2L 模式时所需的最大电感值。

可以看出,ITLFC 的电感值可以减小到两电平变换器的 1/3 左右。

当变压器匝比 K 变化时,图 7 中 ITLFC 的电

感曲线将会左右平移,并且 $L_{f(3L)\max}$ 和 $L_{f(2L)\max}$ 也会有变化。当 K 增加时,该变换器在更大的输入电压范围内工作在 3L 模式,同时 $L_{f(3L)\max}$ 会有所增加, $L_{f(2L)\max}$ 会减小。因此必然有一个最佳的 K 值使得下式成立

$$L_{f(3L)\max} = L_{f(2L)\max} \quad (12)$$

此时对应的滤波电感最小。经计算 $K=37.28$ 最佳,取整为 37,此时 ITLFC 的输出滤波电感可以取到最小值,约为两电平变换器的 0.3 倍,因此 ITLFC 的电感大大减小了。

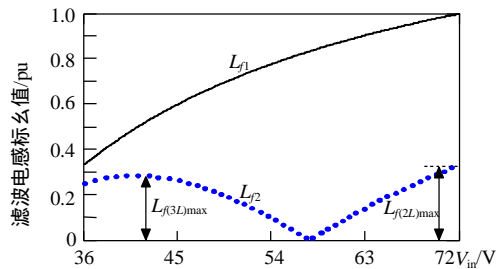


图 7 两种变换器输出滤波电感的比较

Fig. 7 Comparison of the output filter inductance of the two converters

3.3 输出滤波电容的比较

对于常规的应用场合,该变换器的输出滤波电容按静态纹波要求去计算,这和两电平变换器没有什么区别。

具有快速突变负载的变换器的输出滤波电容是按照动态要求计算,如 VRM 的输出滤波电容可按下式计算^[3]

$$C_o \geq \Delta I_o T_d / \Delta V_o + \Delta I_o^2 / [2 \cdot SR(I_L) \cdot \Delta V_o] \quad (13)$$

式中 T_d 为瞬态过程中时间延迟; ΔI_o 为负载电流突变量; ΔV_o 为输出电压纹波, $SR(I_L)$ 为有效电感电流上升率。

如果开关频率较高,控制环设计合理时, T_d 的影响基本可以忽略^[6]。为分析简单,略去上式包含 T_d 的一项,则易得出

$$\frac{C_{o2}}{C_{o1}} = \frac{SR(I_L)_1}{SR(I_L)_2} = \frac{V_o / L_{f1}}{V_o / L_{f2}} = \frac{V_o / L_{f1}}{V_o / L_{f2}} \quad (14)$$

式中 C_{o1} 和 C_{o2} 分别为两电平变换器和 ITLFC 所需的最小输出滤波电容; $SR(I_L)_1$ 和 $SR(I_L)_2$ 分别为两电平变换器和 ITLFC 的有效电感电流变化率。

式(14)说明 ITLFC 的输出滤波电容能够减小的程度和滤波电感能够减小的程度是一样的,即上面分析滤波电感能减小到 1/3,那么输出滤波电容也能够减小到 1/3,这对减小输出滤波器的体积,提高变换器的功率密度是很有意义的。

3.4 主开关管电压应力的比较

最初提出三电平变换器的出发点是为了降低开关管的电压应力，ITLFC 也不例外地具有这一特点。从上面分析容易看出 Q_1 和 Q_4 的电压应力为 $V_{in}/2$ ， Q_2 和 Q_3 的电压应力为 $3V_{in}/2$ 。而普通的正激变换器主开关管的电压应力为 $2V_{in}$ 。把二者作比较，可以看出 ITLFC 中每路所包含的两只开关管(Q_1 和 Q_3 或 Q_2 和 Q_4)的电压应力总和刚好为普通的正激变换器主开关管的电压应力。这说明 ITLFC 提供了用两只低压开关管代替一只高压开关管的一种途径，这对输入电压相对较高的场合是有意义的。

4 实验结果

按照未来 VRM 的要求，在实验室设计 1 台实验样机，性能指标和所用元器件如下：输入电压 36-72VDC(额定 48VDC)；输出 0.8VDC/100A；开关频率 300kHz；动态速度 50-70A/ μ s； Q_1 和 Q_4 Si4486EY； Q_2 和 Q_3 Si4488D； S_{R1} 和 S_{R2} STV160NF02L(两只并联)； S_{R3} 实验中用肖特基二极管 47CTQ020(两只并联)； T_1 和 T_2 $N_p:N_s=24:24:1$ (Philip EE22 磁心，经研磨)； $L_f=100$ nH； $C_f=6890$ μ F(8 只 4SP820 与 15 只 22 μ F 磁片电容并联)。

图 8 为额定 48V 输入，满载输出时，变压器原边绕组上的电压和输出滤波器两端的电压波形。可以看出在输出滤波器上获得了很好的三电平波形，其中电压变负的一段时间对应于副边整流管 S_{R1} 和 S_{R2} 均不导通的死区时间(此时 S_{R3} 导通)。实验波形很好地验证了该变换器的工作原理。

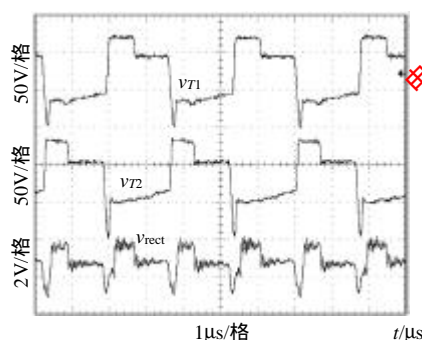


图 8 变压器原边和输出滤波器上的电压波形

Fig. 8 Experimental waveforms of the primary voltage of the transformer and the voltage across the output filter

图 9 是额定输入时，该变换器效率和负载的关系，在满载时效率约为 67%。效率不太高的主要原因是其输出电压过低和输出电流过大。

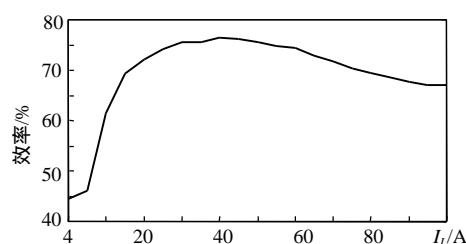


图 9 效率和负载的关系

Fig. 9 Overall efficiency under different load

5 结论

本文提出了一种新型的交错并联的三电平正激变换器，分析了该变换器的工作原理，并通过一台 0.8V/100A 的原理样机进行了实验验证。和传统变换器相比，它具有以下优点：可以大大减小输出滤波电感；应用于负载变化很快的变换器(如 VRM)场合，能大大减小输出滤波电容；开关管电压应力减小。

该变换器的本质是用增加有源元器件来减小无源元器件，这符合电力电子封装技术发展的方向，因此具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] Huljak R, Thottuvelil V, Marsh A, *et al.* Where are power supplies headed [A]. in Proc. IEEE APEC [C]. 2000, 10-17.
- [2] 陈乾宏. 开关电源中磁集成技术的应用研究 [D] 南京: 南京航空航天大学, 2000, 9.
Chen Qianhong. Research on the application of the magnetic-integration techniques in switching power supply [J]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2000, 9.
- [3] Zhou X, Xu P, Lee F C, *et al.* Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2000, 15(6): 1172-1182.
- [4] 阮新波, 李斌, 陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换的三电平变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 20-23.
Ruan Xinbo, Li Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC-DC conversion [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 20-23.
- [5] 阮新波, 李斌. 零电压零电流开关复合式 PWM 全桥三电平变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 9-14.
Ruan Xinbo, Li Bin. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 9-14.
- [6] Wong Pit-Leong, Lee F C, Zhou X W, *et al.* Voltage regulator module (VRM) transient modeling and analysis [A]. in Proc. IEEE IAS [C]. 1999: 1669-1675.

收稿日期: 2004-03-20。

作者简介:

梁小国 (1975-), 男, 硕士, 研究方向为低压大电流直-直变换器;
危建 (1975-), 男, 硕士, 研究方向为低压大电流直-直变换器;
阮新波 (1970-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器和变换器的建模分析。