第 50 卷 第 11 期：4886-4901 高电压技术 Vol.50, No.11: 4886-4901
2024 年 11 月 30 日 High Voltage Engineering November 30, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20240503

基于 *k* 值调制三电平 Boost PFC 变换器的变占空比控制

马 兰[1,2]，明燕妮[2]，吕 霄[2]，曹晓琦[2]，宋照波[2]，舒泽亮[1,2]
（1. 西南交通大学磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室，成都 610031；
2. 西南交通大学电气工程学院，成都 611756）

摘 要：随着国家大力发展城市轨道交通，不间断电源(uninterruptible power supply, UPS)系统作为关键供电装置，具有重要的研究意义和价值。为了满足相关电能质量法规的要求，集成功率因数校正(power factor correction, PFC)输入级是保证轨道交通基础设施设备供电的 UPS 系统的重要要求。三电平 Boost PFC 在采用传统载波调制时，在一定的输入电压范围内输入电流始终为零，导致变换器功率因数校正效果较差。因此，提出一种基于 *k* 值调制的变占空比控制的方法，不仅可以解决高输入电压下传统载波调制存在的问题，且可进一步抑制输入电流的畸变从而提高输入电流波形质量。首先介绍了这种 *k* 值调制方法，分析了其原理以及 *k* 值对变换器功率因数和电感电流有效值的影响。在此基础上，结合电压平衡策略对 *k* 值进行优化，解决直流侧输出电容电压上下不均衡问题。最后，针对高输入电压下输入电流仍然严重畸变的问题，提出一种基于 *k* 值调制的可变占空比控制方法，分析了变占空比控制对变换器功率因数、输出功率、电压纹波以及电感电流峰值的影响。最后通过仿真和搭建小功率实验平台，验证了所提控制方法的正确性和有效性。

关键词：三电平 Boost PFC 变换器；断续导通模式；*k* 值调制；变占空比控制；输入电流畸变；电能质量

Variable Duty Cycle Control Based on *k*-value Modulation for Three-level Boost PFC Converter

MA Lan[1,2], MING Yanni[2], LYU Xiao[2], CAO Xiaoqi[2], SONG Zhaobo[2], SHU Zeliang[1,2]
(1. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;
2. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: With the country's vigorous development of urban rail transit,uninterruptible power supply(UPS)system has important research significance and value. In order to meet the requirements of the power quality regulations, the integration of the power factor correction(PFC) input stage is an important requirement for UPS systems that guarantee the power supply. When the traditional carrier modulation is used, the input current of the three-level Boost PFC is always zero within a certain input voltage range, resulting in poor power factor. Therefore, this paper proposes a variable duty cycle control method based on *k*-value modulation, which can not only solve the problems of traditional carrier modulation at high input voltages, but also further suppress the distortion of input current. The *k*-value modulation method is first introduced, and the principle of k-value on the power factor of the converter and the effective value of the inductor current are analyzed. On this basis, the *k* value is optimized by combining the voltage balancing strategy to solve the problem of unbalanced voltage on the DC side. Finally, in order to solve the problem that the input current is seriously distorted at high input voltages, a variable duty cycle control method based on *k*-value modulation is proposed, and the influences of variable duty cycle control on the power factor, output power, voltage ripple and inductor current peak of the converter are analyzed. Finally, the correctness of the proposed methods is verified by simulation and the construction of a low-power experimental platform.

Key words: three-level Boost PFC converter; discontinuous conduction mode; *k*-value modulation; variable duty cycle control; input current distortion; power quality

基金资助项目：国家重点研发计划(2021YFB2601500)；国家青年科学基金(52207138)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2021YFB2601500), National Science Foundation for Young People (52207138).

0　引言

近年来，城市轨道交通快速发展。作为轨道交通系统的关键供电设备，安装在车辆上的不间断电源(uninterruptible power supply, UPS)具有重大的研究意义和科学价值。通常，UPS 主要由蓄电池、整流器和逆变器、静态开关等部分组成。电能以直流电(direct current, DC)的形式存储在电池中，使 UPS 在外部电源故障时能够产生输出电压。为了满足适用的电能质量法规的要求，集成功率因数校正(power factor correction, PFC)输入级是为轨道交通基础设施设备提供电力的 UPS 系统的重要要求。集成 PFC 输入级是确保轨道交通基础设施设备供电的 UPS 系统的重要要求。

为优化 PFC 变换器的性能并进一步提升电能质量，近年来研究者致力于变换器的拓扑及控制方法优化研究。传统 Boost PFC 变换器在实际应用时存在一些问题，为实现低电感电流纹波，需要用感值较大的电感，这就导致变换器的体积和重量受到影响，同时体积较大的电感本身绕组间的寄生电容较大并且磁芯损耗较大[1-3]。无桥 Boost PFC 变换器与传统 Boost PFC 变换器相比，开关器件显著减少，能从根本上提高变换器效率，但是存在输入电压负半周期时，输入共模干扰严重的问题[4-6]。交错 Boost PFC 变换器是在传统 Boost PFC 变换器的基础上引入交错并联技术得到的，可以有效减小电感电流的纹波，同时提高电源的功率等级[7-8]，但是会增加变换器所需的器件并且存在各支路中电流分配不均的问题，需要采用额外的均流措施[9-10]。三电平 Boost PFC 变换器是在传统两电平 Boost PFC 变换器的基础上引入多电平变换技术并进行等效变换得到的。与传统拓扑相比，三电平 Boost PFC 变换器[11]开关器件的电压应力可降低一半。同时，在相同电感电流纹波条件下，所需电感感值也低于传统拓扑，更适合应用于高压和电感体积有限的场合。

根据电感电流在一个开关周期内是否连续，三电平 Boost PFC 变换器可以分为 3 种常见的工作模式[12-13]：连续导通模式(continuous current mode, CCM)、临界导通模式(critical conduction mode, CRM)和断续电流模式(discontinuous current mode, DCM)。其中，DCM 工作模式具有开关频率恒定、开关管零电流开通、二极管无反向恢复损耗等特点。

三电平 Boost PFC 变换器目前广泛采用的调制方式为载波反相调制[14]。当载波反相调制应用于三电平 Boost PFC 变换器的 DCM 工作模式时，在高输入电压下输入电流在某段电压范围内一直为 0，变换器不能较好地起到功率因数校正的功能，因此，载波反相调制并不适合应用于 DCM 三电平 Boost PFC 变换器。为解决载波反相调制时存在的问题[15-16]，本文针对 DCM 三电平 Boost PFC 变换器在载波反相调制模态切换顺序分析的基础之上，提出了一种新的 k 值调制。

三电平 Boost PFC 变换器工作在 DCM 工作模式下时，最常采用的控制技术是定占空比控制方法[17-19]。定占空比控制实现方法相对简单，但随着输入电压的升高，输入电流畸变严重，变换器的功率因数会降低。为解决定占空比控制功率因数降低的问题，文献[20]针对 DCM Boost PFC 变换器提出变占空比控制。变占空比控制通过对电路中的相关参数采样并计算，从而得到变占空比的控制表达式来实现控制。但是文献[21]中的变占空比控制表达式包含平方运算，运行效率受到运算能力限制。本文在基于所提 k 值调制的基础，进一步引入变占空比控制，有效解决 k 值调制在高输入电压下输入电流畸变严重的问题，所提方法提高了变换器功率因数，并且具有输出电压纹波较小和电感电流峰值小等优点。

本文首先介绍了变换器的基本工作原理，并针对载波反相调制方法进行了分析。随后分析了所提 k 值调制，并结合均压策略完善了 k 值调制方法，进一步分析了 k 值调制在高输入电压下输入电流仍畸变严重的问题，从而引入了变占空比控制。最后本文通过仿真并搭建了小功率平台验证了所提的 k 值调制+变占空比控制的正确性和有效性。

1　工作原理及调制

本章首先介绍了 DCM 三电平 Boost PFC 变换器的工作原理，并对载波反相调制下变换器存在的问题进行了分析。

1.1　工作模态分析

本文研究的三电平 Boost PFC 变换器的拓扑结构如图 1 所示。电路由不控整流桥、交流输入电压 U_g、U_g 经过不控整流桥后的电压 U_{in}，PFC 升压电感 L、开关管 S_1、S_2、二极管 D_1、D_2 和电容 C_1、C_2 构成。如图 2 给出 DCM 三电平 Boost PFC 变换器的 5 种开关模态：

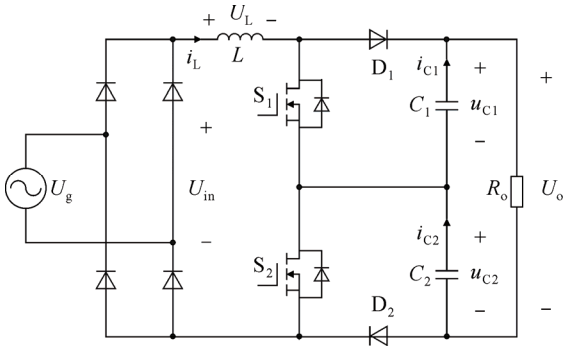


图 1 三电平 Boost PFC 变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of a three-level boost PFC converter

模态 1(M1)：开关管 S_1、S_2 导通，二极管 D_1、D_2 关断。电感上的电压 U_L 为 U_{in}，电感电流 i_L 线性上升，电感 L 充电储能增加，电容 C_1、C_2 释放能量，给负载 R_o 提供能量。

模态 2(M2)：开关管 S_1 导通、S_2 关断，二极管 D_1 关断、D_2 导通，电容 C_1 为负载 R_o 提供能量，电感两端的电压 U_L 为(U_{in}–U_o/2)。

模态 3(M3)：开关管 S_1 关断、S_2 导通，二极管 D_1 导通、D_2 关断，电容 C_2 为负载 R_o 提供能量。电感两端的电压 U_L 为(U_{in}–U_o/2)。

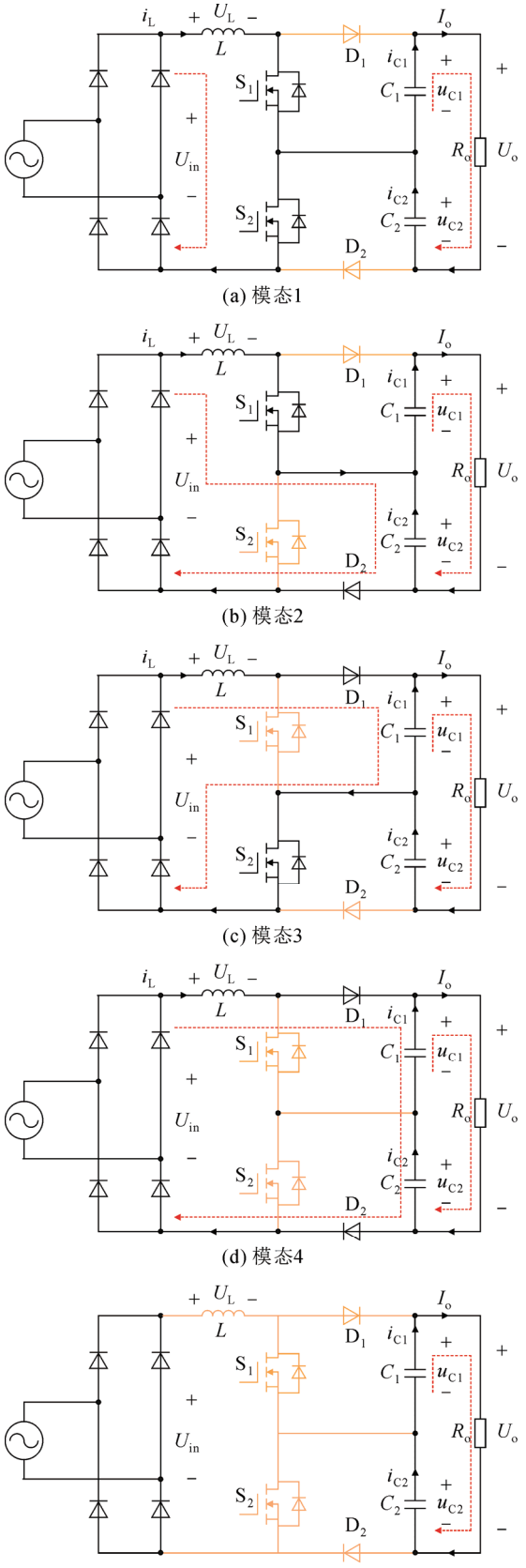
模态 4(M4)：开关管 S_1、S_2 关断，二极管 D_1、D_2 导通，电感两端电压 U_L 为(U_{in}–U_o)，输入电压 U_{in} 小于输出电压 U_o，电感电流 i_L 线性下降，电感 L 放电，能量提供给电容 C_1、C_2 和负载 R_o。

模态 5(M5)：开关管 S_1、S_2 关断，二极管 D_1、D_2 关断，电感两端的电压 U_L 为 0，电感电流 i_L 为 0，电容 C_1、C_2 释放能量，给负载 R_o 提供能量。

1.2 载波反相调制分析

对占空比 d≤0.5 和 d>0.5 分析可得两种情况。

情况 1：低输入电压(d>0.5)，输入电压幅值 U_m<U_o/2，定义为区域 1，关键信号波形如图 3 中(b)所示，其中 u_{tri1}、u_{tri2} 为调制波；$i_{L.pk}$ 为电感电流峰值；S_1 导通时间为 dT_{sw}；电感电流下降时间为 d_2T_{sw}，d_2 为模态 2 对应的占空比，T_{sw} 为一个开关周期时间；变换器在 4 个开关模态之间进行切换，即 M1→M2→M5→M1→M3→M5。电感在一个开关周期满足伏秒平衡原理，电路正常工作。情况 2：高输入电压(d≤0.5)，U_m>U_o/2，此时 U_{in} 与 U_o/2 存在两种关系，当 U_{in}>U_o/2，定义为区域 2，关键信号波形如图 3 中(a)所示，其中电感电流下降时间为 d_1T_{sw}；d_1 为模态 4 对应的占空比；变换器在 4 个开关模态之间进行切换，即 M3→M4→M5→M2→M4→M5。



(a) 模态1

(b) 模态2

(c) 模态3

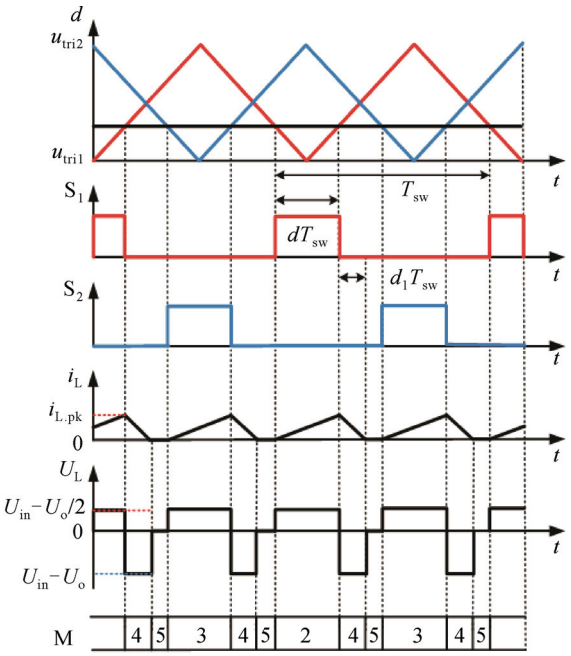
(d) 模态4

(e) 模态5

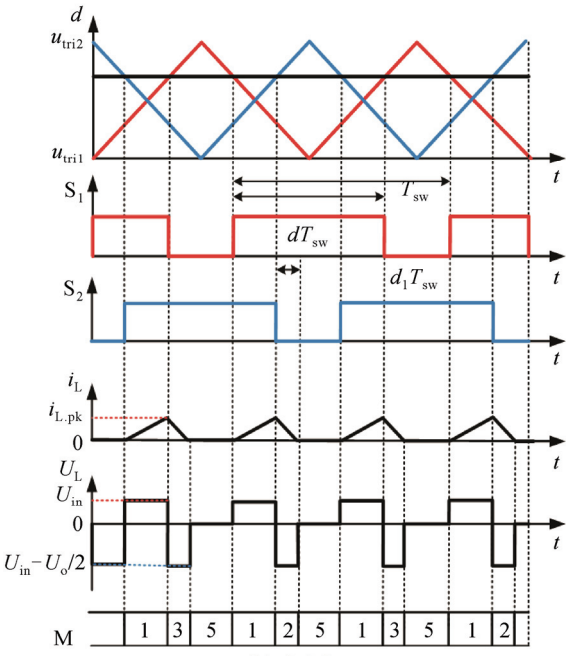
图 2 DCM 三电平 Boost PFC 变换器工作模态图

Fig.2 DCM 3-level Boost PFC converter operating mode

在区域 1 中，模态 2、3 电感上的电压为负，模态 4 电感上的电压也为负，电感在一个开关周期



(a) d≤0.5



(b) d>0.5

图 3　DCM 工作模式下载波反相调制关键信号波形

Fig.3　Key signal waveform of the inverting modulation of the carrier in the DCM operating mode

内放电。由于 DCM 工作模式在开关周期开始时电感电流为零且电感前级连接的为不控整流桥，电感电流只能单向流动，所以区域 1 内的电感电流一直为零。电感电流在区域 2 的分析过程与情况 1 类似。

当载波反相调制应用于三电平 Boost PFC 变换器的 DCM 工作模式时，在高输入电压下输入电流在某段电压范围内一直为 0，变换器不能较好地起

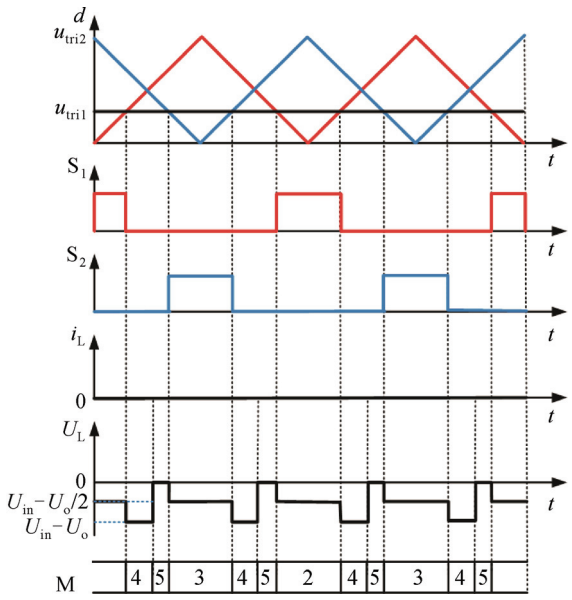


图 4　DCM 模式载波反相调制下电压电流示意图

Fig.4　Schematic diagram of voltage and current modulation of the carrier in DCM mode

到功率因数校正的功能。如图 4 所示。当输入电压处于情况 2(高输入电压)时，变换器输入电压和输入电流之间存在明显的相角差，功率因数显著降低，输入电流畸变严重，说明载波反相调制不适合 DCM 三电平 Boost PFC 变换器在全电压范围内运行，根本原因是载波反相调制在 DCM 的模态切换顺序只包含一种主模态，不能确保电感在一个开关周期内有完整的充放电过程，所以本文提出一种新的调制方式来解决这个问题。

2　基于 k 值调制的变占空比控制

本章详细介绍了所提出的 k 值调制并分析其原理以及 k 值大小对变换器功率因数和电感电流有效值的影响，在此基础上，结合均压策略优化 k 值调制方法解决了直流侧上下输出电容电压不均衡的问题。最后，针对 k 值调制在高输入电压下输入电流仍畸变严重的问题，引入了变占空比控制，并且做出了基于 k 值调制的变占空比控制的优点分析。

2.1　k 值调制

在对载波反相调制模态切换顺序分析的基础之上，本文提出了一种新的 k 值调制。

从载波反相调制的模态切换顺序可知，一个开关周期内只包含一个主模态，模态 1 或者模态 4，这就导致只能确定电感的一种状态，充电状态或者放电状态，而另一半的状态受输入电压的影响。对

此，为保证在每一个开关周期内电感有明确的充放电状态，本文提出一种新的模态切换顺序M1→M2→M4→M5→M1→M3→M4→M5。新的模态切换顺序包含明确的充电状态 M1，明确的放电状态 M4，无论 M2、M3 是充电状态还是放电状态都不会出现高输入电压时电感电流在区域 1 内一直为零的情况，影响变换器功率因数和输入电流 THD。本文将这种新的模态切换顺序定义为 k 值调制。

k 值调制关键信号波形示意图如图 5 所示，其中 k-switch 为开关管信号选择标志位。从图中可知，k 值调制保证了一个开关周期内电感有明确的充放电状态，电感电流波形为四边形，不再为传统三角波，增加时间可控的模态 2 或模态 3 的作用阶段，便增加一个控制自由度，可实现电感电流有效值控制。

从图 5 可以发现，当输入电压 U_{in} 处于区域 1 并且靠近电压零点时，会出现一种特殊情况。由于输入电压 U_{in} 较小，电感电流 i_L 不能上升到足够的高度，在模态 2 或模态 3 期间提前下降到 0，导致电感电流波形从四边形变为三角形，如图 6 所示。

为了方便区分，将区域 1 重新划为区域(1-a)和区域(1-b)。设区域(1-a)和区域(1-b)的临界电压为 U_t；电感电流上升时间为 dT_{sw}；下降时间为 $d_{off_1\text{-}a}T_{sw}$，$d_{off_1\text{-}a}$ 为电感电流下降过程对应的占空比；可得模态 1 的时间为 dT_{sw}，模态 2 的时间为 kdT_{sw}，其中 k 为常数，根据伏秒平衡可得电感电流下降时间的占空比，进而得到临界电压 U_t 为：

$$U_t = \frac{k}{2(k+1)}U_o \tag{1}$$

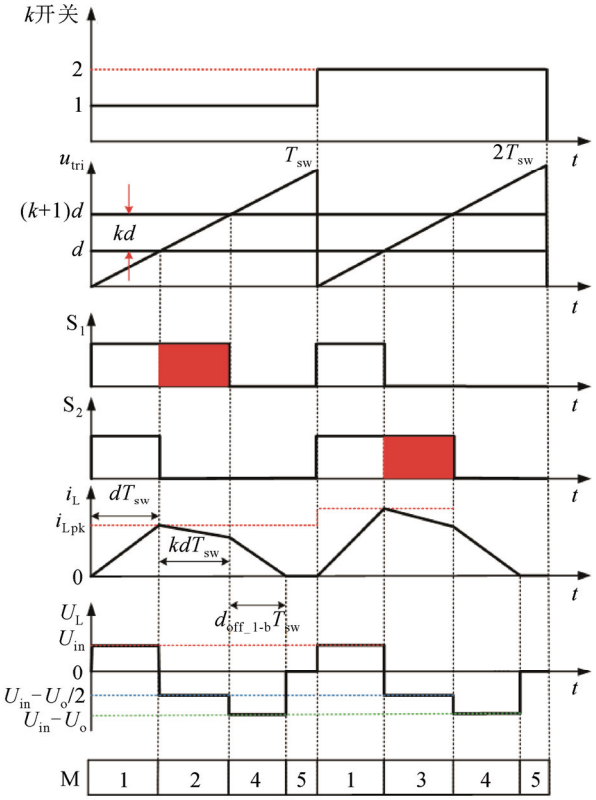
区域(1-a)的范围为 $0<U_{in}<U_t$，区域(1-b)的范围为 $U_t<U_{in}<U_o/2$，区域 2 的范围 $U_m>U_o/2$。由于 k 值的大小代表模态作用时间长短，所以 k 值下限为 0。从式(1)可知临界电压 U_t 小于 $U_o/2$，所以输入电压 U_{in} 一定存在大于临界电压 U_t 的区间，如图 7 情况 2 所示。为保证输入电压幅值 U_m 处于情况 1，则有

$$k < \frac{2U_m}{U_o - 2U_m} \tag{2}$$

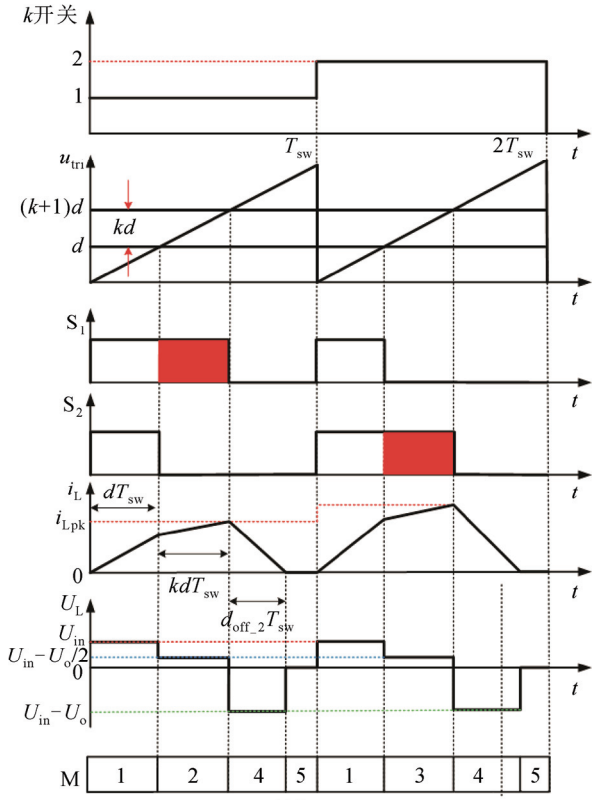
为确保 k 值在全电压范围内都满足条件，则有

$$k < \left(\frac{2U_m}{U_o - 2U_m}\right)_{min} \tag{3}$$

如图 8(a)为功率因数 PF 变化曲线图。从图形曲线变化知，输入电压 U_{in} 对功率因数的影响远大于 k 值对功率因数的影响，所以为进一步提高功率因数，应该降低输入电压 U_{in} 对功率因数的影响。



(a) 区域1-b: $U_t<U_{in}<U_o/2$



(b) 区域2: $U_o/2<U_{in}<U_o$

图 5 k 值调制关键信号波形示意图

Fig.5 Schematic diagram of the key signal waveform of k-value modulation

绘制如图 8(b)的电感电流有效值变化曲线图。从图中可知，不同输入电压下电感电流有效值随 k

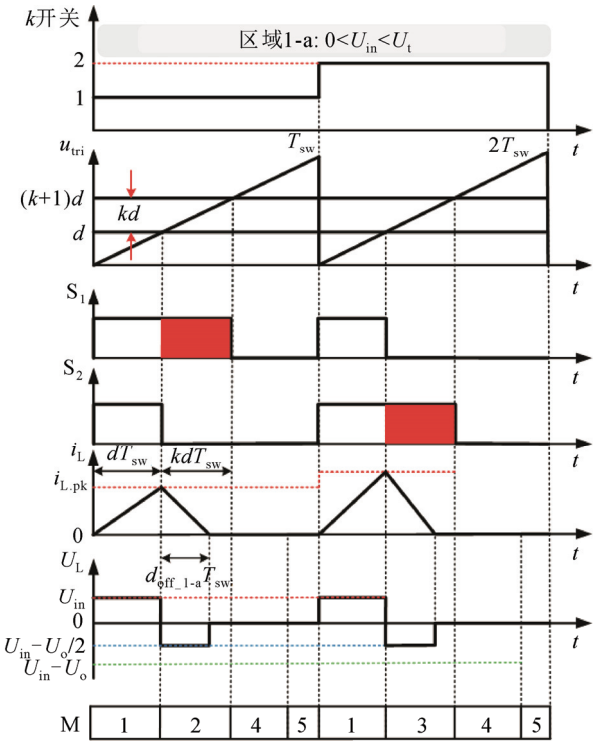


图 6　k 值调制区域 1 特殊情况信号波形示意图

Fig.6　Schematic diagram of the special case signal waveform of the k-value modulation in region 1

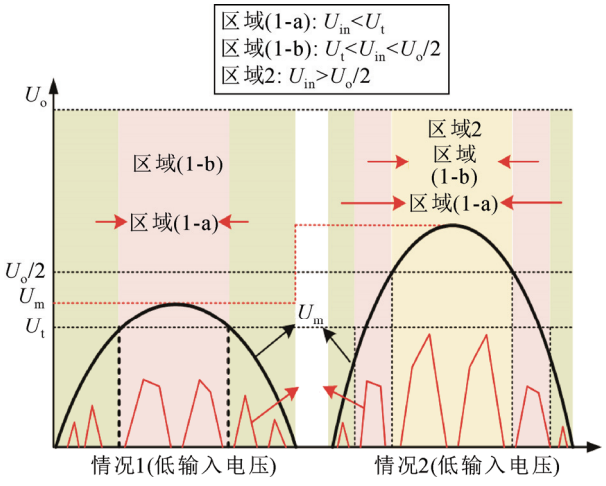


图 7　k 值调制电压电流示意图

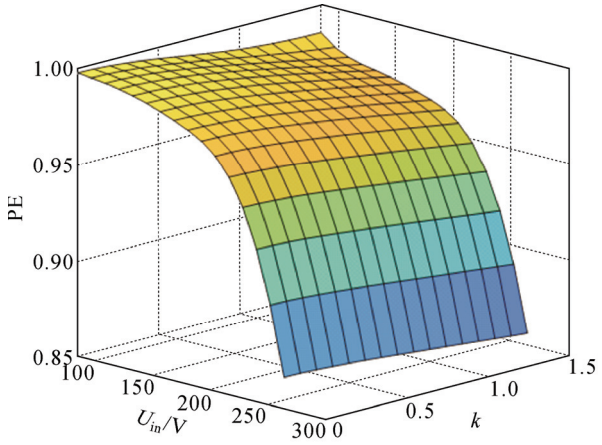
Fig.7　Schematic diagram of k-value modulated voltage and current

值的增大而减小，低输入电压下电感电流有效值受 k 值影响较大，高输入电压下受 k 值影响较小。

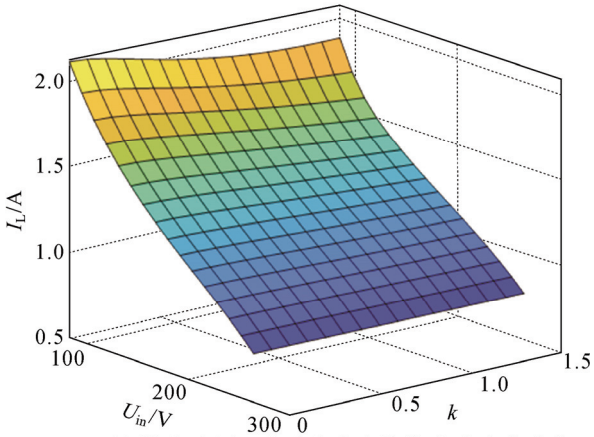
综合 k 值对功率因数和电感电流有效值的影响分析可知，k 值越大，功率因数越小，电感电流有效值越小，损耗越小，变换器效率越高。

2.2　基于 k 值调制的均压策略

由于直流侧上下电容容值不相同会出现上下电容电压不均衡的情况。模态 1 时，C_1、C_2 的电流



(a) 功率因数PF与输入电压U_{in}、k值之间的关系



(b) 不同输入电压下电感电流有效值随k值变化曲线

图 8　功率因数 PF 以及电感电流有效值与输入电压 U_{in}、k 值之间的关系

Fig.8　Relationship between the power factor PF, the effective value of inductor current and the input voltage U_{in} and k value

相同，电容 C_1、C_2 放电放电速度相同，则模态 1 不影响电容电压差 Δu_C 的大小。模态 2 时，电容 C_2 的充放电状态与输出电流 I_o 和 i_L 的大小有关，$\Delta u_C>0$ 时，模态 2 使电容电压差 Δu_C 减小；$\Delta u_C<0$ 时，模态 2 使电容电压差 Δu_C 增大。当电路处于模态 3 时，电容 C_2 放电，电容 C_1 的充放电状态与 I_o 和 i_L 的大小有关，$\Delta u_C>0$ 时，模态 3 使电容电压差Δu_C 增大，$\Delta u_C<0$ 时，模态 3 使电容电压差 Δu_C 减小。电路处于模态 4 时，电容 C_1、C_2 的电流表达式为式(4)，由式(4)可知模态 4 不影响电容电压差 Δu_C 的大小。

$$i_{C1}=i_{C2}=I_o-i_L \tag{4}$$

模态 5 与模态 1 分析结果相同。从对模态 1 至模态 5 的电容充放电状态分析可知，影响电容电压差Δu_C 的大小为模态 2 和模态 3。

根据上述分析可绘制如图 9 所示的均压策略关键信号波形示意图。

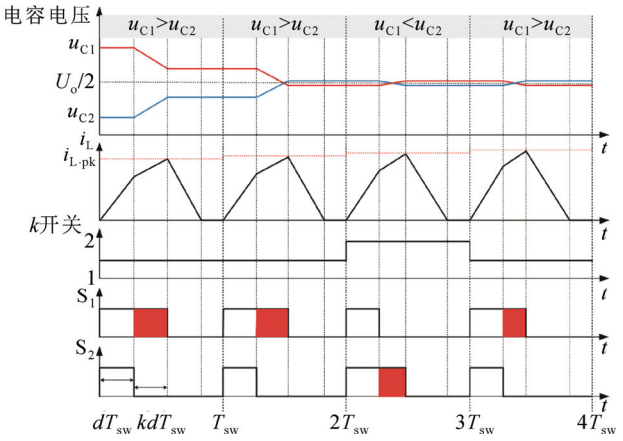


图 9 均压策略关键信号波形示意图

Fig.9 Schematic diagram of the waveform of the key signal of the equalization strategy

2.3 基于 *k* 值调制的变占空比控制策略

图 10 为电流波形的变化曲线图。由图 10 可知，输入电压对输入电流波形畸变的影响程度远大于 k 值的影响。根据伏秒平衡可以得到式(5)：

$$U_{in}dT_{sw}+(U_{in}-\frac{U_o}{2})kdT_{sw}+(U_{in}-U_o)d_{off_2}T_{sw}=0 \quad (5)$$

综合对区域 1 和区域 2 的输入电流表达式进行化简推导，可以得变换器输入电流在半个工频周期上的表达式如式(6)所示，其中 f_s 为开关频率。

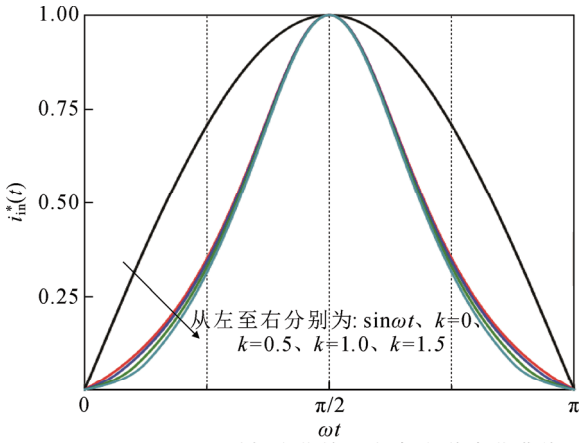
$$i_{in}=\begin{cases}\dfrac{d^2U_oU_{in}}{4Lf_s(\frac{U_o}{2}-U_{in})}, & 0\le U_{in}<U_t\\ \dfrac{d^2U_o(2(2+2k+k^2)U_{in}-k^2U_o)}{8Lf_s(U_o-U_{in})}, & U_t\le U_{in}\le U_m\end{cases} \quad (6)$$

从式(6)可知，要解决 k 值调制在采用定占空比控制时，输入电流波形不是标准正弦波，且受输入电压的影响的问题，需要引入变占空比控制，用变化的占空比去抵消输入电压变化对输入电流的影响。在理想情况下，输入电流的表达式应为：

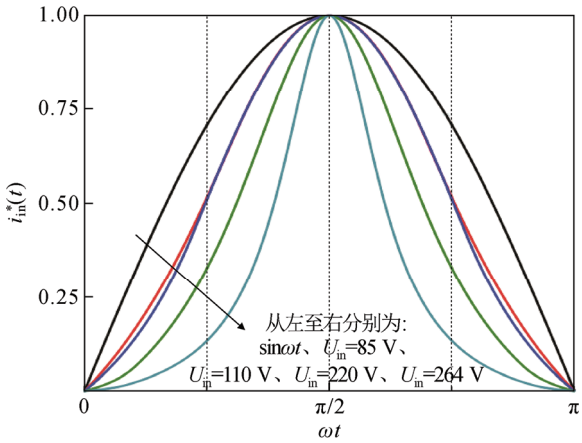
$$i_{in}=GU_{in} \quad (7)$$

式(7)中 G 为输入电导。由式(6)进一步推导变占空比控制的优化系数，得到变占空比控制的优化系数在半个工频周期内的表达式为：

$$\lambda=\begin{cases}\sqrt{1-\dfrac{2U_{in}}{U_o}}, & 0\le U_{in}<U_t\\ \sqrt{\dfrac{(1-\frac{U_{in}}{U_o})\frac{U_{in}}{U_o}}{((1+k+\frac{k^2}{2})\frac{U_{in}}{U_o}-\frac{k^2}{4})}}, & U_t\le U_{in}\le U_m\end{cases} \quad (8)$$



(a) U_{in}=220 V时标幺化输入电流随k值变化曲线



(b) k=1时标幺化输入电流随k值变化曲线

图 10 标幺化输入电流随 k 值、U_{in} 变化曲线

Fig.10 Standardized input current varies with k value and U_{in}

图 11 为优化系数在半个工频周期内的波形。由图可知，优化系数的值在 0 到 1 之间，半个工频周期内优化系数分为 3 段。根据对优化系数的推导，可以绘制如图 12 所示的整体控制框图。

如图 12 所示，先采样输入电压、输出电压从而计算出占空比优化系数，再与 PI 控制器输出控制量相乘，经过 k 值调制后生成开关管控制信号，控制变换器在单位功率因数下工作。

2.4 基于 *k* 值调制的变占空比控制的优点分析

2.4.1 功率因数 PF 的提高

当引入变占空比控制后，输入电流理想分析表达式如式(9)所示。进而可以推导本文所提变换器在变占空比控制下的功率因数 PF 表达式为(10)，其中 d_o 为 PI 控制器输出控制量；P_{in} 为输入平均功率；I_{in_rms} 为输入电流有效值；λ_{PF} 为变换器 PF 值。

$$i_{in}=\frac{d_o^2U_{in}}{2Lf_s} \quad (9)$$

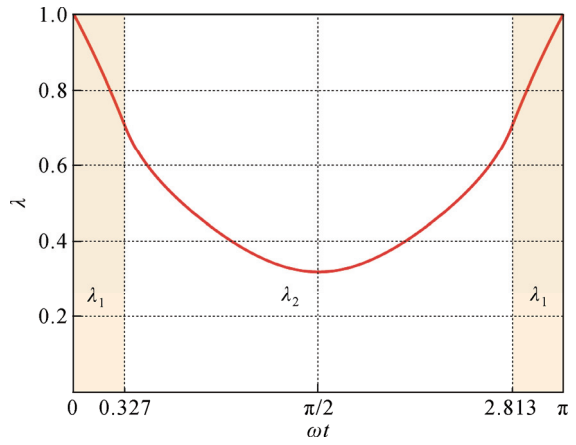


图 11　优化系数理论波形

Fig.11　Optimization coefficient theoretical waveform

$$\lambda_{\mathrm{PF}}=\frac{P_{\mathrm{in}}}{\frac{U_{\mathrm{m}}}{\sqrt{2}}I_{\mathrm{in_rms}}}=\frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_0^{\pi}\sin^2(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)}{\sqrt{\int_0^{\pi}\sin^2(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)}}=1 \quad (10)$$

从式(10)可知，所提变换器理论 PF 值为 1，不再受输入电压和 k 值的影响。

2.4.2　输出电压纹波的减小

k 值调制和变占空比 k 值调制两种方法下瞬时输入功率标幺值在半个工频周期内的变化曲线如图 13 所示。

当采用 k 值调制时，变换器的瞬时输入功率标幺值为 $p^*_{\mathrm{in_1}}(t)$；采用 k 值调制+变占空比控制时，瞬时输入功率标幺值为 $p^*_{\mathrm{in_2}}(t)$；T_{line} 为一个工频周期；k 值调制和 k 值调制+变占空比控制下的瞬时输入功率标幺值的波形与单位 1 的第一个交点的横坐标对应的时间分别为 t_1 和 t_2，由图 13 可以得到输出电容 C_{o} 在半个工频周期中储存的能量标幺值 ΔE_1^* 和 ΔE_2^* 分别为：

$$\Delta E_1^*=\frac{2}{T_{\mathrm{line}}/2}\int_0^{t_1}(1-p^*_{\mathrm{in_1}}(t))\mathrm{d}t \quad (11)$$

$$\Delta E_2^*=\frac{2}{T_{\mathrm{line}}/2}\int_0^{t_2}(1-p^*_{\mathrm{in_2}}(t))\mathrm{d}t \quad (12)$$

依据电容储能计算公式，可得 k 值调制和 k 值调制+变占空比控制的输出电压纹波 ΔU_{o1} 和 ΔU_{o2}。

$$\Delta U_{\mathrm{o1}}=2P_{\mathrm{o}}\int_0^{t_1}(1-p^*_{\mathrm{in_1}}(t))\mathrm{d}t/C_{\mathrm{o}}U_{\mathrm{o}} \quad (13)$$

根据式(11)和式(12)可得(14)，其中 P_{o} 为输出功率；C_{o} 为输出电容。

$$\Delta U_{\mathrm{o2}}=2P_{\mathrm{o}}\int_0^{t_2}(1-p^*_{\mathrm{in_2}}(t))\mathrm{d}t/C_{\mathrm{o}}U_{\mathrm{o}} \quad (14)$$

根据上式可以得到图 14，可以看出，输出电压纹波显著减小，并且基本不受输入电压的影响。

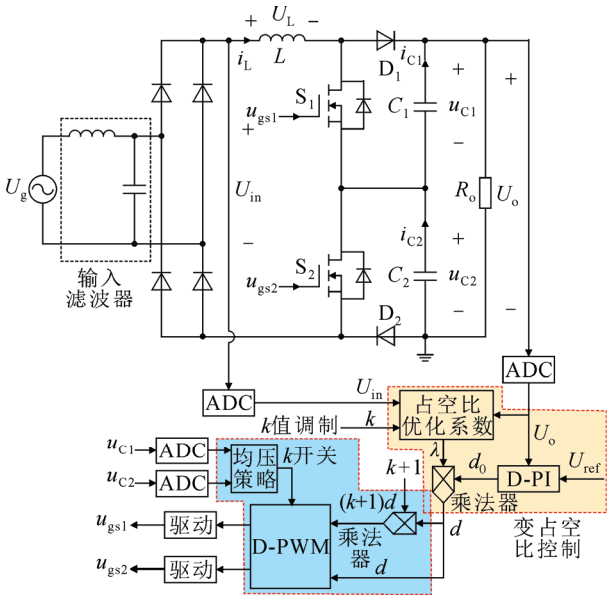


图 12　基于 k 值调制的变占空比控制总体控制框图

Fig.12　Overall control block diagram of variable duty cycle control based on k-value modulation

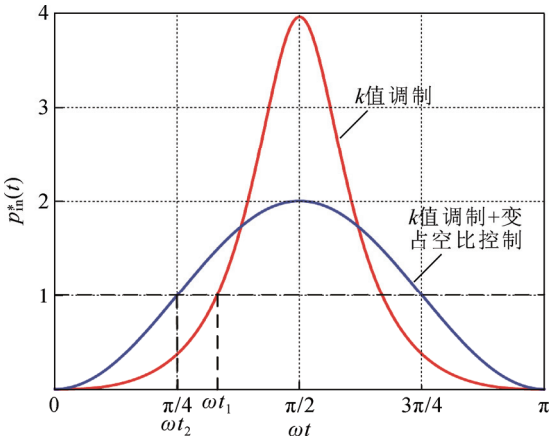


图 13　瞬时输入功率标幺值波形

Fig.13　Instantaneous input power scale unit waveform

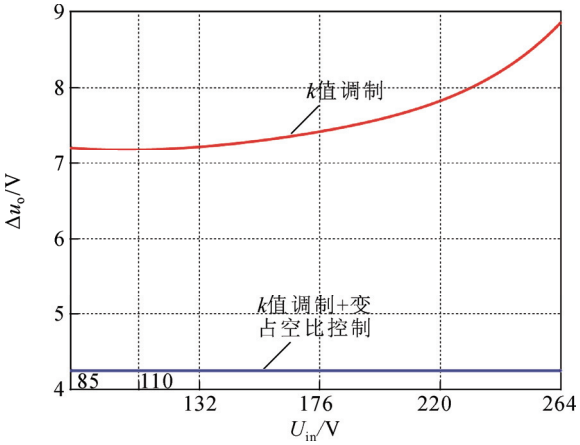


图 14　不同输入电压下两种方法的输出电压纹波比较

Fig.14　Comparison of the output voltage ripple of the two methods at different input voltages

2.4.3 电感电流峰值的减小

为保证所提变换器工作在 DCM 模式，可得 k 值调制的临界电感表达式为：

$$L_{\mathrm{k}} \leq \left(\frac{U_{\mathrm{o}}-U_{\mathrm{m}}}{\left(\frac{k}{2}+1\right)U_{\mathrm{o}}}\right)^2 \frac{U_{\mathrm{o}}}{2\pi f_{\mathrm{s}}P_{\mathrm{o}}}\left(\int_0^{\theta}\frac{U_{\mathrm{m}}^2\sin^2\omega t}{\frac{U_{\mathrm{o}}}{2}-U_{\mathrm{m}}\sin\omega t}\mathrm{d}\omega t+\right.$$
$$\left.\int_{\theta}^{\frac{\pi}{2}}U_{\mathrm{m}}\sin\omega t\frac{(2+2k+k^2)U_{\mathrm{m}}\sin\omega t-\frac{k^2}{2}U_{\mathrm{o}}}{U_{\mathrm{o}}-U_{\mathrm{m}}\sin\omega t}\mathrm{d}\omega t\right) \tag{15}$$

由于电感电流在输入电压最大时容易进入 CCM，由此变占空比控制的临界电感表达式为：

$$L_{\mathrm{v}} \leq \left(\frac{U_{\mathrm{o}}-U_{\mathrm{m}}}{\left(\frac{k}{2}+1\right)U_{\mathrm{o}}}\right)^2 \frac{\left(\left(1+k+\frac{k^2}{2}\right)U_{\mathrm{m}}-\frac{k^2}{4}U_{\mathrm{o}}\right)U_{\mathrm{m}}}{4f_{\mathrm{s}}P_{\mathrm{o}}\left(1-\frac{U_{\mathrm{m}}}{U_{\mathrm{o}}}\right)} \tag{16}$$

由式(15)、式(16)可绘制图 15。从图中可以看出，由于 k 值调制+变占空比控制的临界电感值更大，电感电流峰值和有效值可以有效减小，器件的导通损耗可以降低，从而提高变换器效率。

3 仿真验证

利用 MATLAB/Simulink 建立仿真模型对所提控制方法进行验证。变换器仿真参数如表 1 仿真与实验平台参数设计所示。

图 16 为不同输入电压 U_{in} 下，输出功率 P_{o} 为 120 W，载波反相调制下的仿真波形。从图中可知，

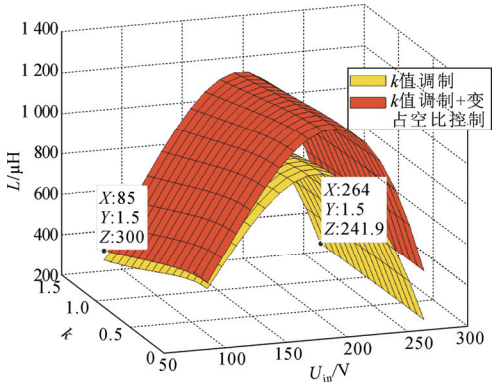
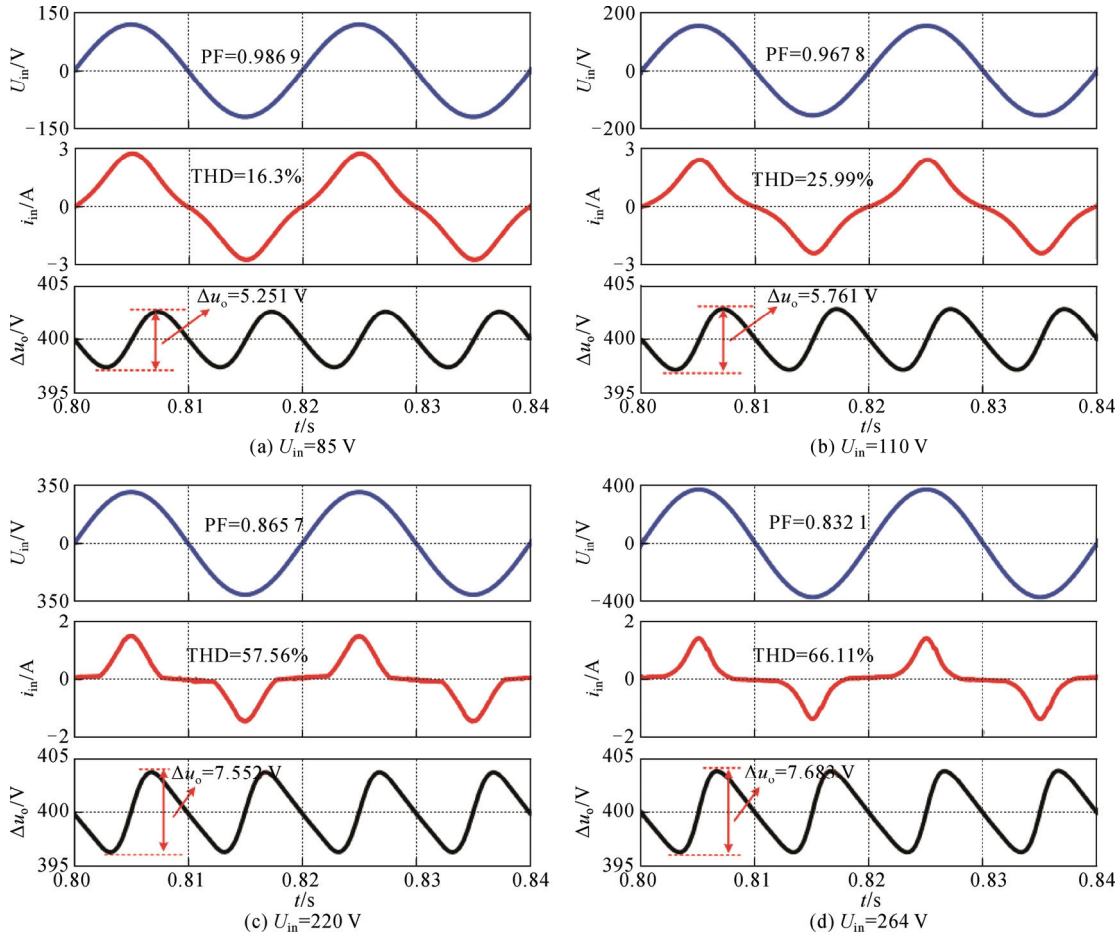


图 15 两种方法临界电感值对比

Fig.15 Comparison of the critical inductance values of the two methods



(a) U_{in}=85 V (b) U_{in}=110 V

(c) U_{in}=220 V (d) U_{in}=264 V

图 16 不同输入电压下载波反相调制仿真波形

Fig.16 Simulated waveforms under a carrier inverting modulation method with different input voltages

随着输入电压 U_{in} 的升高，变换器功率因数从 0.986 9 跌落至 0.832 1，输入电流 i_{in} 的 THD 从 16.3% 上升到 66.11%，输出电压纹波 Δu_o 从 5.251 V 上升到 7.683 V。当输入电压峰值 $U_m>U_o/2$ 后，变化更明显。

图 17 所示为输出功率相同不同输入电压下，k 值调制+变占空比控制方法的仿真波形。由图可知，随着输入电压升高，变换器的功率因数均大于 0.99，输入电流 THD 小于 5%，输出电压纹波受输入电压影响较小。

图 18 为 110 V 输入电压下不同负载时功率因数 PF、输入电流 THD 的仿真比较。由图 18 可知，k 值调制+变占空比控制的功率因数在全负载范围内始终接近 1，输入电流 THD 在全负载范围内都小于 5%。

4　实验验证

由图 19 实验平台图可知主电路部分主要由不控整流桥、输入 LC 低通滤波器、PFC 升压电感、开关管、二极管和输出电容构成，通过 FPGA 控制板完成 k 值调制+变占空比控制的程序实现。

表 1 为仿真与实验平台参数设计。

4.1　稳态实验结果分析

图 20 为输入电压 U_{in} 为 220 V，输出功率 P_o 为 120 W，载波反相调制和 k 值调制下的输入电压 U_{in}、输入电流 i_{in}、电感电流 i_L 和直流输出电压纹波 Δu_o 的工频周期和开关周期的实验波形。由工频周期波形可知，载波反相调制在输入电压为 220 V 时，区域 1 内电感电流一直为零；从开关周期波形来看，区域 2 内电感电流波形在一个开关周期内由两个三角波组成。所提 k 值调制解决了载波反相调制在高输入电压情况下，区域 1 内电感电流为零的问题。从开关周期波形可以看出，电感电流波形在半个工频周期内存在 3 种形状，不同区域的临界电压切换点与理论计算值符合，实验结果与理论分析一致。

图 21 为载波反相调制，k 值调制+变占空比控制在不同输入电压 U_{in} 下的实验波形。由图可知，

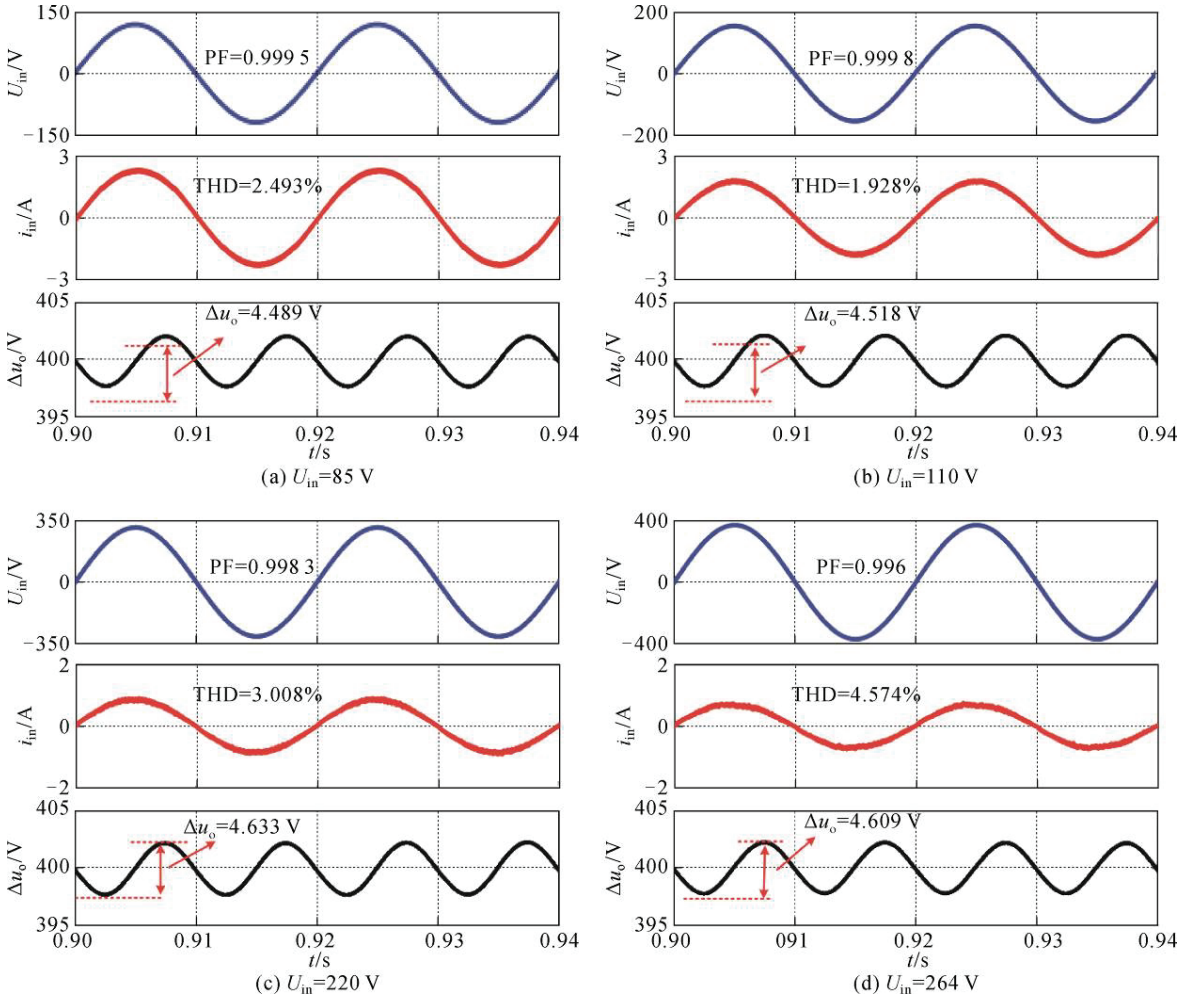


图 17　不同输入电压下 k 值调制+变占空比控制仿真波形

Fig.17　k-value modulation + variable duty cycle control simulation waveform in different input voltages

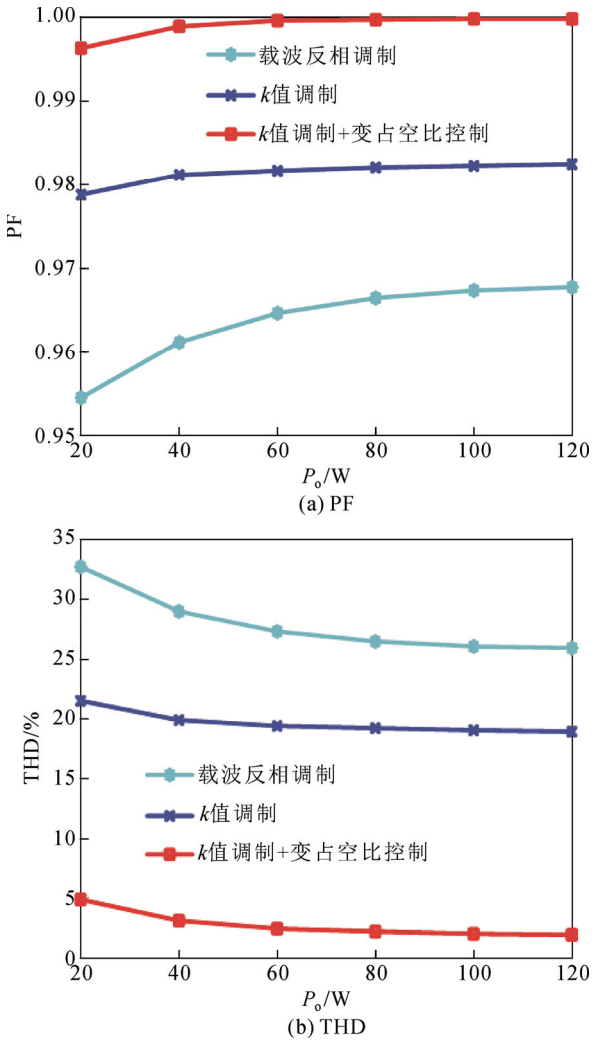


图 18 3 种方法的 PF、THD 仿真结果比较

Fig.18 Comparison of PF and THD simulation results of the three methods

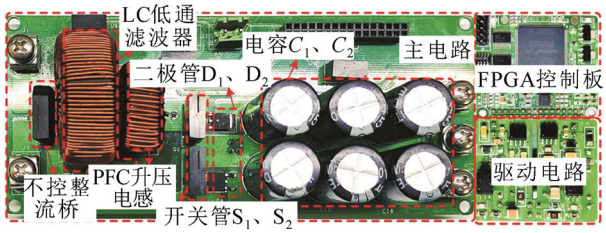


图 19 小功率实验平台

Fig.19 Low-power experimental platform

随着输入电压升高，载波反相调制下输入电流畸变越来越严重。*k* 值调制+变占空比控制下，随着输入电压升高，输入电流谐波含量和直流输出电压纹波受到影响较小，在全输入电压范围内输入电流 THD 相对都很低，变换器的功率因数最高可达 0.999，输入电流 THD 最低只有 3.7%。当输入电压 110 V 时，与载波反相调制相比，*k* 值调制+变占空比控制方法

表 1 仿真与实验平台参数设计

Table 1 Simulation and experimental platform parameters

参数	数值
输入电压 U_{in}/V	264
输出电压 U_o/V	400
PFC 升压电感 L/μH	200
输出电容 C_1、C_2/μF	450
LC 低通滤波器电感 L/mH	1
LC 低通滤波器电容 C/μF	1
开关频率 f_s/kHz	40

功率因数从 0.961 增到 0.997，输入电流 THD 从 28.0%下降到 4.1%，输出电压纹波从 9.6 V 下降到 7.2 V。实验证明在 *k* 值调制+变占空比控制方法下，输入电流谐波含量与输出电压波动问题均得到改善，并且变换器功率因数能够明显提高。

如图 22 所示为所提变换器启动过程的动态实验波形。投入带均压策略的 *k* 值调制方法后，变换器直流侧上下电容电压 u_{C1}、u_{C2} 恢复平衡，撤去均压算法后，上下电容电压 u_{C1}、u_{C2} 重新变得不平衡。

4.2 瞬态实验结果分析

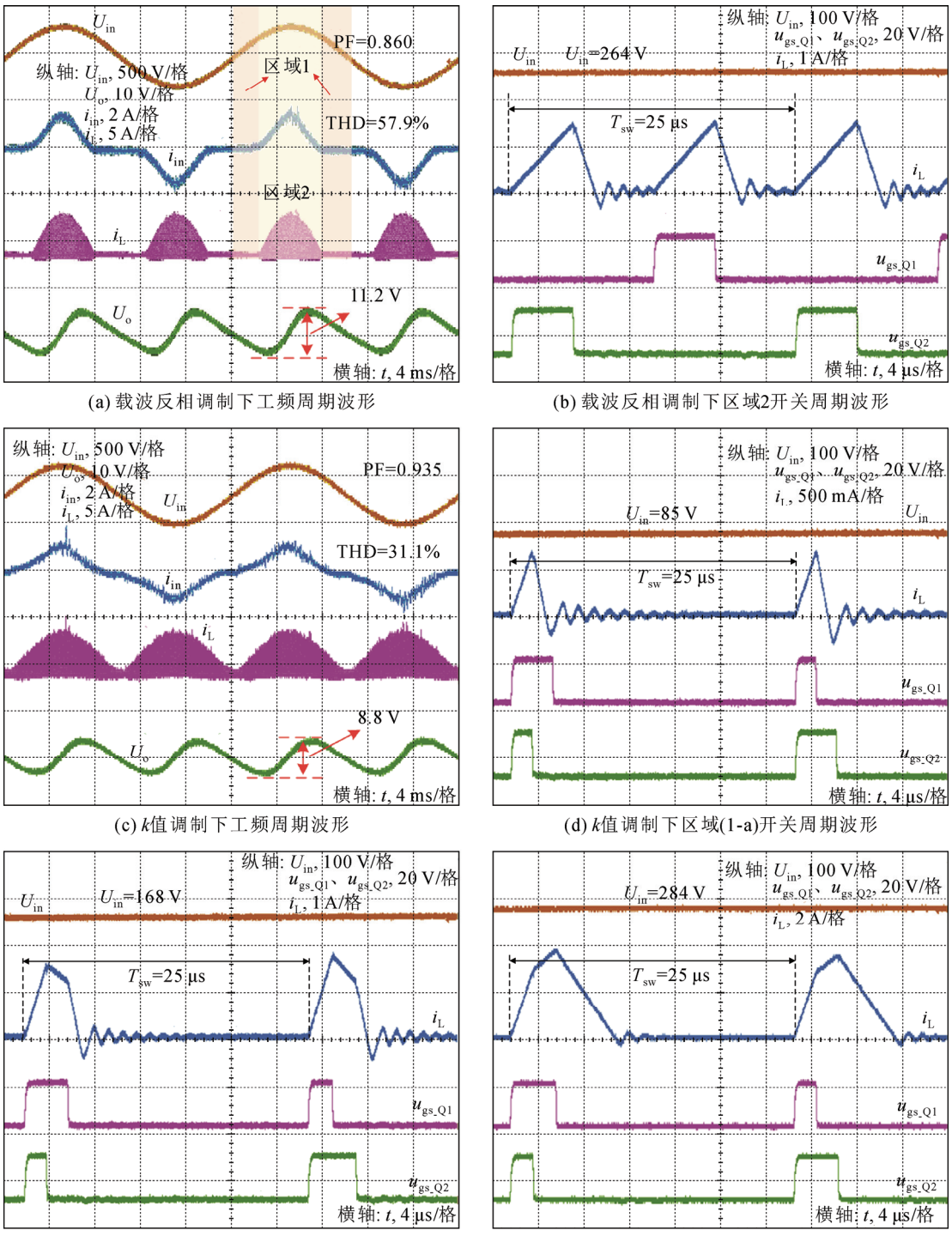
图 23 与图 24 为输入电压跳变瞬态实验波形。从图 23 知，输入电压从 220 V 跳变至 264 V，输入瞬时功率增大，输出电容充电，直流电压升高，升高量为 14.55 V，经过 523 ms 后重新恢复稳态。

从图 24 可知，输入电压从 220 V 跳变至 176 V，输入瞬时功率减小，输出电容放电，直流电压降低，降低量为 15.42 V，经过 514 ms 后重新恢复稳态。

图 25 与图 26 为负载跳变瞬态实验波形。从图 25 可知，输出功率从 120 W 跳变至 60 W，输出功率减小，小于输入瞬时功率，输出电容充电，直流电压升高，升高量为 19.54 V，经过 445 ms 后重新恢复稳态。

从图 26 可知，输出功率从 60 W 跳变至 120 W，输出功率增大，大于输入瞬时功率，输出电容放电，直流电压降低，降低量为 18.53 V，经过 463 ms 后重新恢复稳态。

图 27 为不同输入电压 U_{in} 下，载波反相调制，*k* 值调制与 *k* 值调制+变占空比控制下的功率因数 PF、输入电流 THD、直流电压纹波和效率的对比图。由图 27(a)可知，*k* 值调制+变占空比控制下变换器功率因数在全输入电压范围内都高于载波反相调制和 *k* 值调制。由图 27(b)可知，*k* 值调制+变占空比控制在输入电压 85~264 V 范围内，输入电流 THD 均小于 10%。由图 27(c)可知，*k* 值调制+变占空比



(a) 载波反相调制下工频周期波形　(b) 载波反相调制下区域2开关周期波形

(c) k值调制下工频周期波形　(d) k值调制下区域(1-a)开关周期波形

(e) k值调制下区域(1-b)开关周期波形　(f) k值调制下区域2开关周期波形

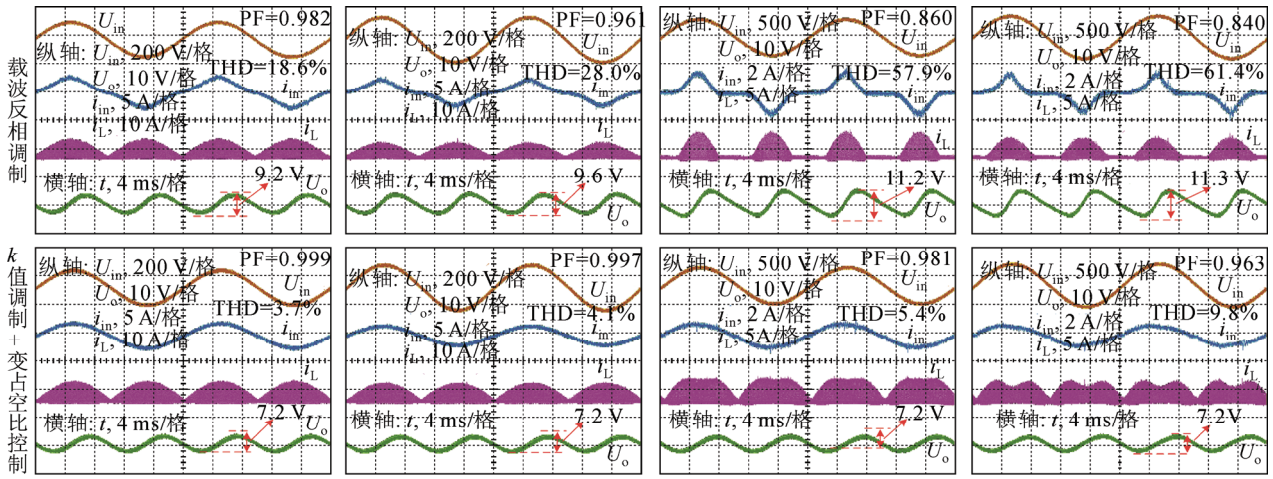
图 20　输入电压为 220 V 时载波反相调制和 k 值调制的工频周期和开关周期稳态实验波形

Fig.20　When U_{in} is 220 V, the steady-state experimental waveforms of the carrier inverting modulation and k-value modulation methods

控制下的输出电压纹波受输入电压的影响小于载波反相调制和 k 值调制的输出电压纹波。由图 27(d)可知，k 值调制+变占空比控制下变换器的效率略高于 k 值调制，但两者最大效率都能达到 96%以上。

图 28 为输入电压 U_{in} 为 220 V，在不同负载下，3 种方法下的功率因数 PF、输入电流 THD、直流电压纹波和效率对比图。

由图 28(a)可知，随着负载增加，k 值调制+变占空比控制 DCM 三电平 Boost PFC 变换器的功率因数最高。从图 28(b)可以看出，所提控制方法下变



(a) U_{in}=85 V (b) U_{in}=110 V (c) U_{in}=220 V (d) U_{in}=264 V

图 21 载波反相调制和 k 值调制+变占空比控制下实验波形对比

Fig.21 Comparison of experimental waveforms under carrier inverting modulation and k-value modulation + variable duty cycle control method

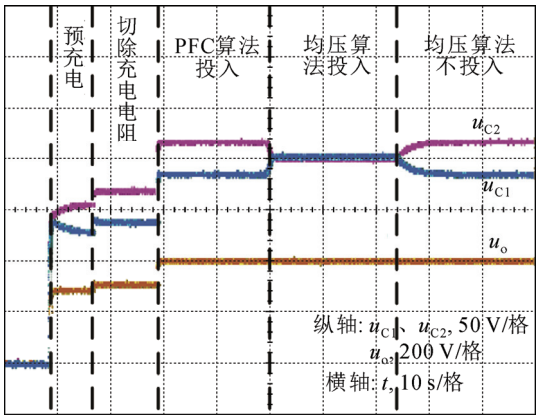
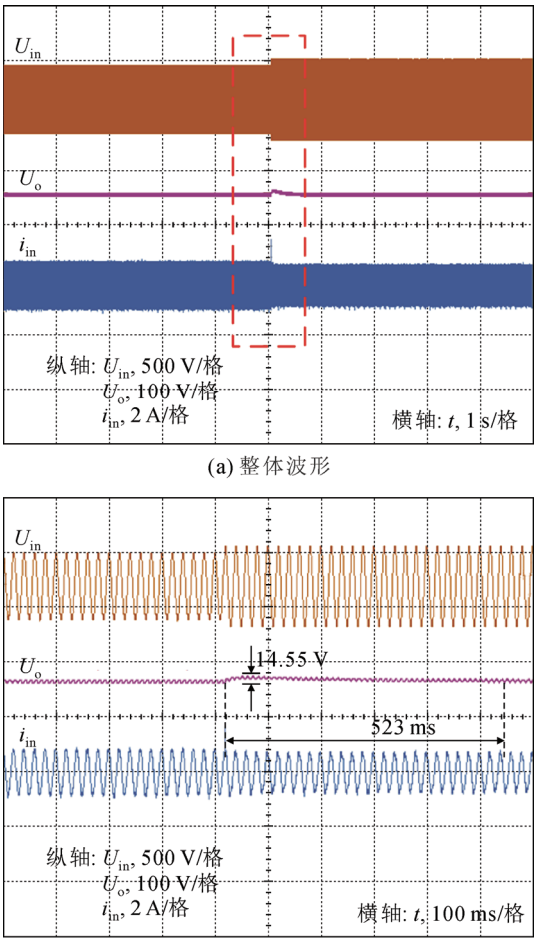


图 22 电容电压均衡实验波形

Fig.22 Capacitance voltage equalization experiment



(a) 整体波形

(b) 红色方框区域放大波形

图 23 输入电压 220 V 跳变至 264 V 瞬态波形

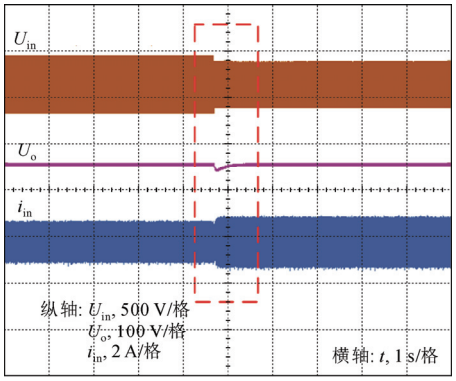
Fig.23 Input voltage jumps from 220 V to 264 V transient waveform

换器的输入电流 THD 优于载波反相调制和 k 值调制。由图 28(c)可知，k 值调制+变占空比控制下变换器的输出电压纹波最小。由图 28(d)可知，k 值调制与 k 值调制+变占空比控制下的整体效率相近，当变换器满载运行时，两者的效率均大于 96%。

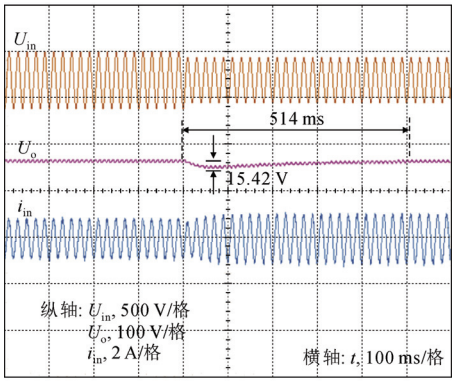
5 结论

1）本文以 DCM 三电平 Boost PFC 变换器为研究对象，分析载波反相调制 DCM 三电平 Boost PFC 变换器存在的不足，并在载波反相调制模态切换顺序的基础上提出一种新的模态切换顺序——k 值调制，解决了载波反相调制已存在的问题。为了解决输入电流畸变的问题，进一步引入了变占空比控制。

2）本文研究了 k 值调制的实现方式并且分析了



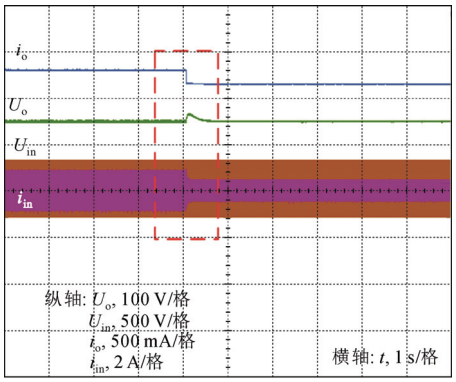
(a) 整体波形



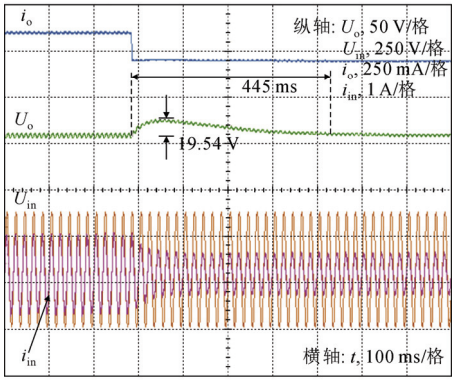
(b) 红色方框区域放大波形

图 24　输入电压 220 V 跳变至 176 V 瞬态波形

Fig.24　Input voltage jumps from 220 V to 176 V transient waveform



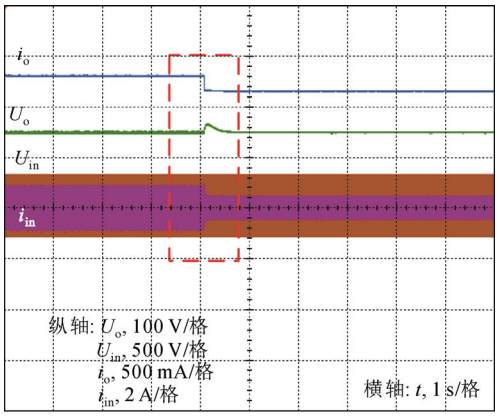
(a) 整体波形



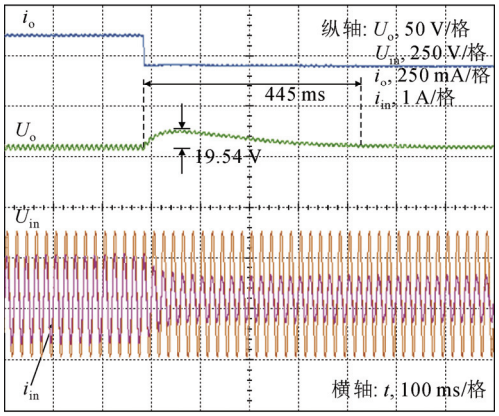
(b) 红色方框区域放大波形

图 25　负载 120 W 跳变至 60 W 瞬态波形

Fig.25　Load 120 W jump to 60 W transient waveform



(a) 整体波形



(b) 红色方框区域放大波形

图 26　负载 60 W 跳变至 120 W 瞬态波形

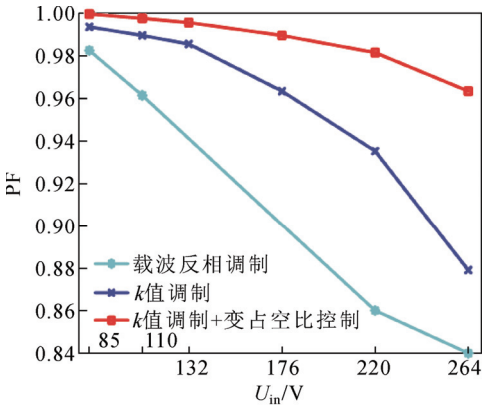
Fig.26　Load 60 W jump to 120 W transient waveform

k 值大小对变换器功率因数和电感电流有效值的影响。鉴于输入电流在高输入电压时存在畸变严重的问题，推导了基于 k 值调制 DCM 三电平 Boost PFC 变换器的变占空比控制。

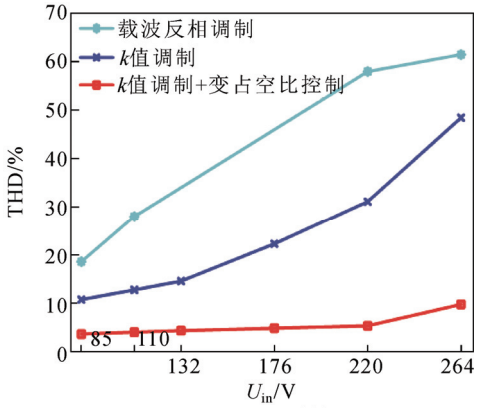
3）通过完成传统载波反相调制、所提 k 值调制与改进 k 值调制+变占空比控制 3 种控制方法在不同输入电压、不同负载下的对比实验验证，证明了所提 k 值调制+变占空比控制方法的有效性，变换器功率因数最高可达 0.999，输入电流 THD 最低只有 3.7%。

4）后续可以对 k 值调制的变占空比控制优化系数表达式以及动态性能响应算法进一步优化，通过采用占空比拟合的方法来降低实现难度，通过控制策略改变来提升响应能力。

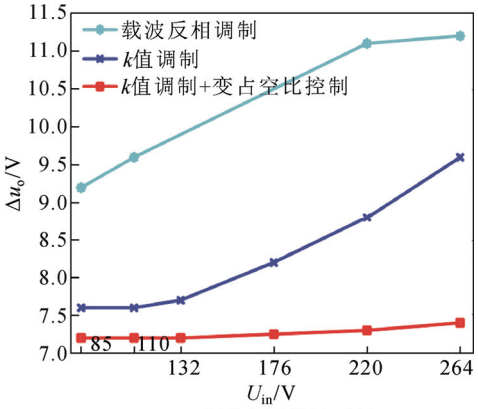
5）本文还验证了实验平台的动态特性，通过进行输入电压瞬态实验和负载瞬态实验，验证了对于输入电压扰动和负载扰动，DCM 三电平 Boost PFC 实验平台都能在调节过后重新回归稳态，验证了所提方法的动态性能。



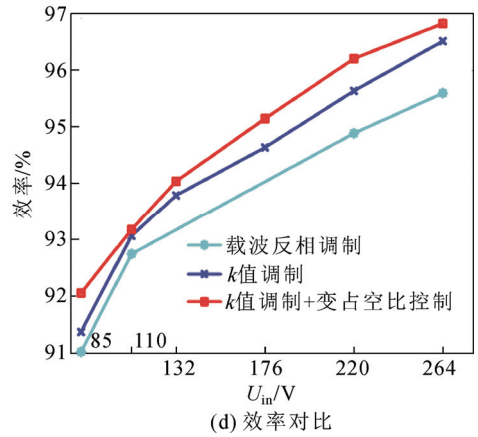
(a) PF对比



(b) THD对比



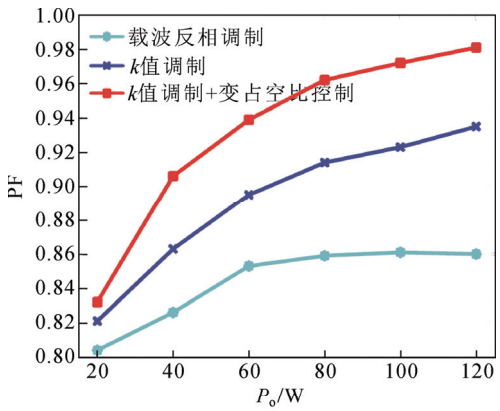
(c) 直流电压纹波对比



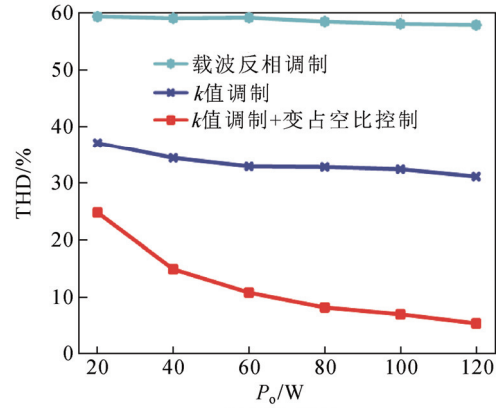
(d) 效率对比

图 27 负载为 120 W，不同输入电压下 3 种方法的对比图

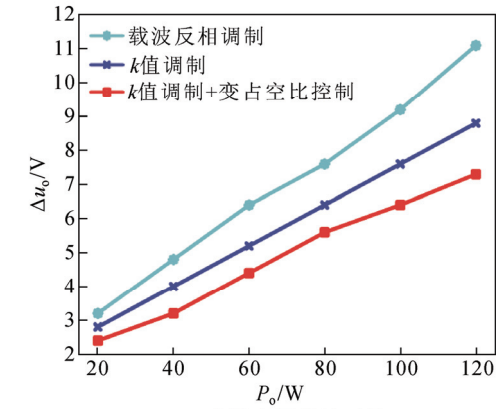
Fig.27 Comparison chart of the three methods at different input voltages with a load of 120 W



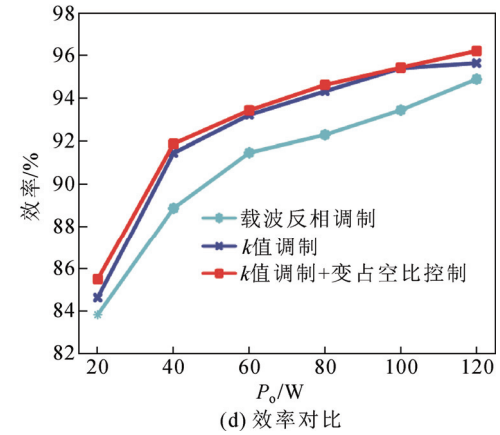
(a) PF对比



(b) THD对比



(c) 直流电压纹波对比



(d) 效率对比

图 28 输入电压 220 V，不同负载下 3 种方法的对比图

Fig.28 Input voltage 220 V, comparison chart of the three methods under different loads

参考文献　References

[1] 黄存强，王　玉，米金梁，等. 基于有源功率因数校正的电动汽车直流充电系统接入对电网谐波的影响研究[J]. 高电压技术，2023，49(增刊 1)：239-246.
HUANG Cunqiang, WANG Yu, MI Jinliang, et al. Influence of electric vehicle DC charging system access on power grid harmonics based on active power factor correction[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(Supplement1): 239-246.

[2] 陆治国，胡红琼. 一种新型的电流型功率因数校正控制方法[J]. 高电压技术，2007，33(12)：196-200，216.
LU Zhiguo HU Hongqiong. New current mode control method for power factor correction[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(12): 196-200, 216.

[3] MUSAVI F, EDINGTON M, EBERLE W, et al. Control loop design for a PFC boost converter with ripple steering[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(1): 118-126.

[4] 林　通，江　平，姚　佳. 一种基于耦合电感的零电流纹波功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报，2022，37(18)：4732-4744.
LIN Tong, JIANG Ping, YAO Jia. A zero current ripple tapped inductor power factor correction converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4732-4744.

[5] 秦飞虎. 无桥 Boost PFC 变换器的控制策略研究[D]. 南宁：广西大学，2019.
QIN Feihu. Research on the control strategy of bridgeless Boost PFC converter[D]. Nanning, China: Guangxi University, 2019

[6] 高伟俊. 断续模式无桥 Boost PFC 变换器的研究[D]. 南京：南京航空航天大学，2016.
GAO Weijun. The research on DCM bridgeless Boost PFC converter[D]. Nanjing, China: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016.

[7] JIANG S G, LIU G H, WANG W, et al. Research on bridgeless Boost PFC with soft-switching[C]//Proceedings of 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Dearborn, USA: IEEE, 2009: 1461-1464.

[8] WANG Y, YAO K. Reducing the variation range of the switching frequency for CRM boost PFC converter by injecting 3rd harmonic into the input current[C]//Proceedings of 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, USA: IEEE, 2016: 1815-1822.

[9] GUO Z H, REN X Y, WU Y, et al. A novel simplified variable on-time method for CRM boost PFC converter[C]//Proceedings of 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, USA: IEEE, 2017: 1778-1784.

[10] ISHIKAWA K, MOCHIZUKI Y, HIGUCHI K, et al. Design of Approximate 2-Degree-of-Freedom controller for interleaved PFC boost converter[C]//2014 Proceedings of the SICE Annual Conference (SICE). Sapporo, Japan: IEEE, 2014: 420-425.

[11] LIANG X Y, ZHANG C, SRDIC S, et al. Predictive control of a series-interleaved multicell three-level boost power-factor-correction converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8948-8960.

[12] 林维明，何塞安，林慧聪. 新型单相无源功率因数校正整流器的电路拓扑、工作原理和设计分析[J]. 电工技术学报，2004，19(1)：80-84.
LIN Weiming, SEBASTIAN J, LIN Huicong. A new single-phase passive power factor corrected rectifier: topology, operation and design for compliance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 80-84.

[13] 吕寻斋，刘雪山，周　群，等. 谐振式单开关多路低纹波输出 LED 驱动器[J]. 电工技术学报，2021，36(10)：2081-2091.
LÜ Xunzhai, LIU Xueshan, ZHOU Qun, et al. Resonant single-switch multi-channel low-ripple LED driver[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2081-2091.

[14] ZHENG J Q, ZHANG T, ZHANG H L, et al. Interleaved Boost PFC control strategy based on repetitive control[C]//Proceedings of 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Harbin, China: IEEE, 2019: 1-6.

[15] PRAKASH J, SARKAR I. Comparison of PFC converter topology for electric vehicle battery charger application[C]//Proceedings of 2022 IEEE Students Conference on Engineering and Systems (SCES). Prayagraj, India: IEEE, 2022: 1-6.

[16] LAKETIĆ N, RADAKOVIĆ J, MAJTAL Z. Power factor correction of electric arc furnace using active and passive compensation[C]//Proceedings of 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee). Novi Sad, Serbia: IEEE, 2017: 1-6.

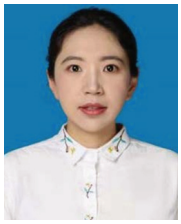
[17] CHEN H C, LAN Y C. Unequal duty-ratio feedforward control to extend balanced-currents input voltage range for series-capacitor-based Boost PFC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 4289-4292.

[18] PEÑA-ALZOLA R, BIANCHI M A, ORDONEZ M. Control design of a PFC with harmonic mitigation function for small hybrid AC/DC Buildings[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6607-6620.

[19] CHOI Y J, KIM T J, KIM R Y. An active partial switching method in tertiary loop for a high-efficiency predictive current-mode control PFC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7818-7828.

[20] 陈艺铭. 宽输入电压范围下三电平 Boost 变换器研究[D]. 北京：北京交通大学，2017.
CHEN Yiming. Research on three-level boost converter with wide range of input voltage[D]. Beijing, China: Beijing Jiaotong University, 2017.

[21] LEE M, KIM J W, LAI J S. Derivation of DCM/CCM boundary and ideal duty-ratio feedforward for three-level boost rectifier[C] // Proceedings of 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, USA: IEEE, 2019: 1173-1179.



马　兰
1988—，女，博士，助理研究员
研究方向为逆变器及其控制、电力电子变换器等
E-mail: mlan@swjtu.edu.cn

MA Lan
Ph.D.



舒泽亮(通信作者)
1979—，男，博士，教授，博导
研究方向为多电平变换装置、同相供电系统等
E-mail: shuzeliang@swjtu.edu.cn

SHU Zeliang
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2024-04-01　修回日期　2024-06-18　　编辑　陈　蔓