

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240865

高效宽范围四开关 Buck-Boost 变换器的 低纹波-变频控制策略

吴佳芮 杨旭 王道奎 王康平 陈文洁

(西安交通大学电气工程学院 西安 710049)

摘要 四开关 Buck-Boost (FSBB) 变换器凭借其优异的宽范围电压调节能力和输入输出电压极性相同的特点被广泛应用于电子设备中。基于四模态控制策略的 FSBB 变换器在输入电压和输出电压接近时会工作在过渡模式(扩展降压模式或扩展升压模式)。此时变换器的所有开关器件都将处于工作状态,变换器的开关损耗增加,变换器的转换效率降低。针对上述问题,该文提出一种低纹波-变频控制策略,当 FSBB 变换器工作在过渡模式时,控制两个桥臂之间的移相时间使电感电流的纹波降至最低,然后降低开关频率,提高变换器的效率。首先,分析 FSBB 变换器多模态控制的工作特点,指出单模态控制电感电流纹波较大、双模态控制占空比受限和三模态控制电流有效值较大的缺点,进而确定四模态控制的工作模式;其次,分析四模态控制策略下电感电流纹波与桥臂移相时间的关系,得到最小电感电流纹波的工作条件;再次,建立 FSBB 变换器的损耗模型,并提出低纹波-变频控制策略,降低 FSBB 变换器过渡模式时的开关频率,提高变换器效率;最后,搭建一个 300 W 的实验样机,实验结果表明,所提出的低纹波-变频控制策略的电感电流纹波在相同开关频率下仅为传统控制策略的 35.6%。另外,通过实验样机实现了 98.52% 的峰值转换效率和 98.4% 的满载转换效率。相比较于传统定频控制策略,峰值效率提高了 2.46%,满载效率提高了 2.35%。

关键词: 四开关 Buck-Boost 变换器 多模态控制 变频控制 高效率

中图分类号: TM46

0 引言

随着云计算和人工智能等技术的快速发展,数据中心对供电链路的要求也越来越严格^[1]。这些需求推动着数据中心电源架构朝着更高效率和更高功率密度的方向发展^[2-4]。最近,电源架构的总线电压逐渐从传统的 12 V 提高到 48 V^[5-6],以减小配电线路的电流,从而降低配电损耗。48 V 母线电压数据中心架构如图 1 所示,在 48 V 总线供电架构中,不间断电源(Uninterruptible Power Supply, UPS)系统与 48 V 总线并联,这导致总线电压在很大范围内(40~60 V)波动。为了更好地管理总线电压和能

量流动,需要在 UPS 系统和用电系统之间插入双向 DC-DC 转换器^[7-8]。而四开关 Buck-Boost (Four-Switch Buck-Boost, FSBB) 变换器因其高效率 and 宽电压调节能力而备受关注^[9-11]。

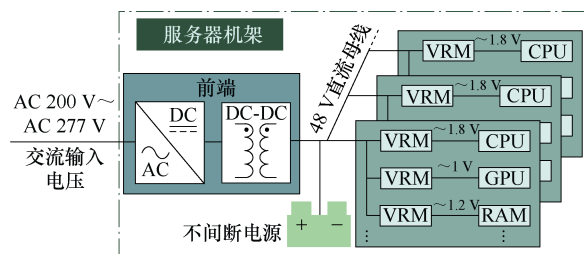


图 1 48 V 母线电压数据中心架构

Fig.1 Data center power architectures with 48 V bus

图 2 所示为 FSBB 变换器的拓扑结构,FSBB 变换器有 3 个控制自由度,图中, d_1 、 d_2 分别为 Buck 桥臂和 Boost 桥臂的占空比, ϕ 为两个桥臂之间的

移相角。多个控制自由度不仅能使转换器在不同模式下运行，还能通过优化控制策略改善转换器性能^[12]。

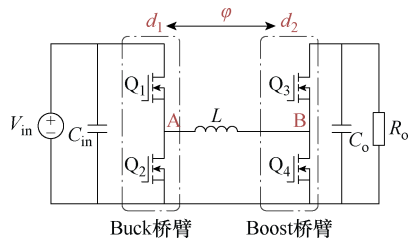


图 2 四开关 Buck-Boost 变换器

Fig.2 Four-switch Buck-Boost converter

因此，学者们围绕 FSBB 变换器的控制策略展开了大量的研究。目前关于 FSBB 变换器的效率优化控制策略主要分为两大类：软开关控制策略研究^[13-17]和多模态控制策略研究^[18-26]。

软开关控制策略可以进一步归纳为三角波电感电流控制策略和四边形电感电流控制策略两类。在文献[13]中通过控制变换器工作在同步 Buck 临界导通模式和同步 Boost 临界导通模式来实现功率器件的零电压开通 (Zero Voltage Switching, ZVS)。文献[14-17]提出的四边形控制策略通过控制 4 个开关管使电感电流成为四边形，并引入负电流环流阶段，从而依次实现所有开关管的软开关。四边形控制策略需要同时控制 3 个控制自由度，增加了控制算法的复杂性。尽管软开关控制策略可以实现开关管的 ZVS，提高变换器的开关频率，但是随着负载增加，电感电流的脉动变大，因此会导致电感电流有效值增加从而增加变换器的损耗。而增加的导通损耗会使软开关失去优势。

文献[18-26]研究了多模态控制策略。多模态控制策略主要通过不断优化单模态控制策略得到。在多模态控制策略中，变换器会根据不同的输入电压和输出电压将整个工作范围划分为不同的工作模式，并通过控制占空比实现电压调节功能。具体可以分为双模态控制、三模态控制和四模态控制。单模态控制策略是 FSBB 最简单的控制方法，开关管 Q_1 和 Q_4 同时开通关断， Q_2 和 Q_3 同时开通关断，FSBB 工作在传统的 Buck-Boost 模式。但是电感电流的纹波较大，因此会牺牲变换器的效率。为了减少开关损耗以及降低电感电流纹波，文献[18]提出了双模态控制策略，当输入电压高于输出电压时，FSBB 工作在 Buck 模式 (Q_3 常开， Q_4 常关)；当输入电压低于输出电压时，FSBB 工作在 Boost 模式 (Q_1 常开， Q_2 常关)。虽然双模态控制可以大大提高变换器的效率，但是在输入电压和输出电压接近

时，变换器会在两个不同模式之间频繁切换，因此可能会导致系统不稳定。而且受到器件寄生参数和控制器的延时影响，通常变换器的最大占空比会受到限制。因此文献[19-23]提出了三模态控制方法，当输入电压和输出电压接近时，通过引入一个额外的工作模式实现不同模式之间的平滑过渡，同时解决占空比限制的问题。在此基础上，文献[24-26]提出了四模态控制方式，在输入电压和输出电压接近时，插入两个过渡模式扩展 Buck 模式和扩展 Boost 模式。同样可以实现模式之间的平滑过渡进而提高系统稳定性，同时可以降低电感电流纹波。

当前，三模态控制方式和四模态控制方式通过在过渡模式中同时开通关断 Buck 桥臂和 Boost 桥臂很好地解决了 FSBB 变换器最大占空比限制的问题。但是关于过渡模式中 Buck 桥臂和 Boost 桥臂之间的移相角对变换器性能的影响尚未有学者分析。另外，对于变换器而言，整体损耗不仅会受到电感电流的影响，还会受到其他因素影响，如开关频率。然而当前并没有相关的研究，因此在多模态控制策略基础上展开移相时间和开关频率对 FSBB 的效率优化的研究至关重要。

针对上述问题，本文提出了一种低纹波-变频四模态控制策略优化 FSBB 的效率。首先研究了定频控制策略下的最小电感电流纹波控制方法。其次通过建立四模态控制策略的 FSBB 损耗模型，得到扩展 Buck 模式和扩展 Boost 模式时变换器的损耗与开关频率的关系。最后设计了相应的控制算法实现 FSBB 变换器的效率优化，并通过实验对比分析了传统控制方法和所提的低纹波变频控制方法下的 FSBB 的性能，证明了所提出的低纹波变频控制策略能有效减低电感电流纹波和提高 FSBB 变换器的转换效率。

1 FSBB 变换器的多模态控制策略比较

1.1 电压增益分析

图 2 所示为 FSBB 变换器的拓扑结构，由 Buck 桥臂和 Boost 桥臂级联滤波电感形成。其中 Buck 桥臂的开关管 Q_1 的占空比定义为 d_1 ，Boost 桥臂的开关管 Q_3 的占空比定义为 d_2 。因此，两个桥臂的中点平均电压可以分别表示为

$$V_{\text{Buck}} = d_1 V_{\text{in}} \quad (1)$$

$$V_{\text{Boost}} = d_2 V_{\text{out}} \quad (2)$$

式中， V_{Buck} 为 Buck 桥臂中点平均电压； V_{Boost} 为

Boost 桥臂中点平均电压； V_{in} 为输入电压； V_{out} 为输出电压。

根据电感伏秒平衡可以得到 FSBB 输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 之间的增益 M 为

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d_1}{d_2} \quad (3)$$

FSBB 的电压增益与占空比 d_1 和 d_2 的变化关系如图 3 所示。当占空比的变化范围为 $[0.05, 0.95]$ 时，变换器的输出电压增益变化范围为 $[0.05, 19]$ 。因此，FSBB 非常适合宽范围输入与输出的应用场景。

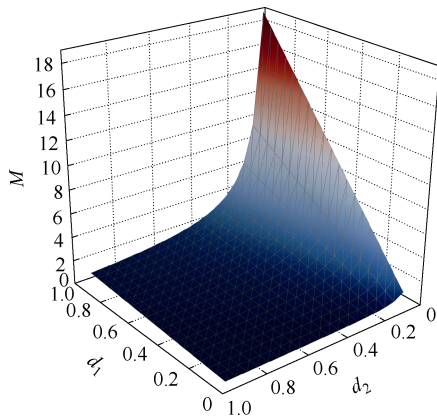


图 3 FSBB 变换器的电压增益

Fig.3 Voltage gain of the FSBB converter

1.2 单模态控制

单模态控制策略下的 FSBB 工作在传统 Buck-Boost 模式，即开关管 Q_1 和 Q_4 同时导通， Q_2 和 Q_3 同时导通，而 Q_1 和 Q_2 互补导通。因此 Buck 桥臂和 Boost 桥臂的占空比满足

$$d_1 + d_2 = 1 \quad (4)$$

以 d_1 为 y 轴变量， d_2 为 x 轴变量，可以得到 FSBB 变换器的单模态控制策略如图 4 所示。其中线段 AC 为工作曲线， P 点为工作点，线段 OP 的斜率则可以表示电压增益 M 。

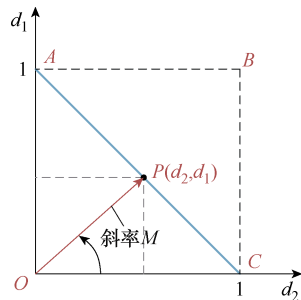


图 4 FSBB 变换器的单模态控制策略

Fig.4 Single-mode control strategy for FSBB converter

从图 4 的工作轨迹可知，单模态控制策略下可以实现 FSBB 的电压增益连续变化。但是电感电压

始终为输入电压或者输出电压，因此电感电流的纹波较大。

1.3 双模态控制

根据输入电压和输出电压的大小关系将 FSBB 控制为 Buck 模式和 Boost 模式的控制策略称之为双模态控制。具体而言，当输入电压大于输出电压时，Boost 桥臂的开关管 Q_3 常开，而 Buck 桥臂的 Q_1 作为被控管用来调节输出电压；当输入电压小于输出电压时，Buck 桥臂的 Q_1 常开，而 Boost 桥臂的开关管 Q_3 作为被控管用来调节输出电压。同样可以得到 FSBB 变换器的双模态控制策略如图 5 所示。此时，工作点 P 将会在线段 AB 和 BC 上移动。

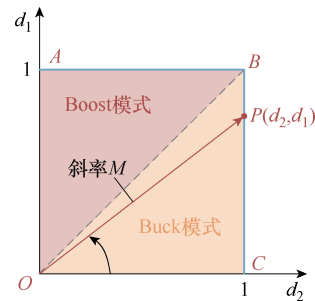


图 5 FSBB 变换器的双模态控制策略

Fig.5 Dual-mode control strategy for FSBB converter

双模态控制策略下 FSBB 的电感电压被降低到最低，仅为输入电压和输出电压的差值，因此电感电流的纹波最小。

1.4 三模态控制

通常由于功率器件自身的寄生参数、控制器延时和驱动芯片输出延时等问题，驱动芯片输出的方波最大占空比会受到限制。这将引起变换器的电压增益丢失问题，并且主要发生在输入电压和输出电压接近的时候。三模态控制在双模态控制的基础上通过在输入电压和输出电压接近时引入一个额外的过渡模式来避免占空比限制的问题。FSBB 变换器三种典型的三模态控制策略如图 6 所示。

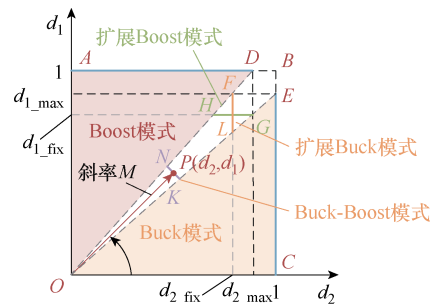


图 6 FSBB 变换器的三模态控制策略

Fig.6 Three-mode control strategy for FSBB converter

不同控制策略的过渡模式详细比较见表 1。引入传统的 Buck-Boost 模式的控制方式相对简单，但是占空比变化较大，而且过渡模式的电感电流纹波较大。而引入扩展 Boost 模式和扩展 Buck 模式的两种控制方式在模式切换时不仅占空比的变化小，同时可以降低电感电流纹波，因此是常用的控制方式。

表 1 三种过渡模式比较

控制方式	工作轨迹	d_1	d_2	特点
Buck-Boost 模式	AD-NK-EC	D_1	$1-D_1$	占空比变化大
扩展 Boost 模式	AD-HG-EC	d_{1_fix}	D_2	占空比变化小
扩展 Buck 模式	AD-FL-EC	D_1	d_{2_fix}	占空比变化小

注： D_1, D_2 表示被控量。

1.5 四模态控制

事实上，在三模态控制中由过渡模式向常规模式转换时，仍然存在较大的占空比变化，如从 L 点向 E 点切换，H 点向 D 点切换。过大的占空比变化可能会导致系统不稳定，因此可以在过渡段增加多个控制模式实现不同模式之间的平滑转换。四模态控制策略由此而来，如图 7 所示。

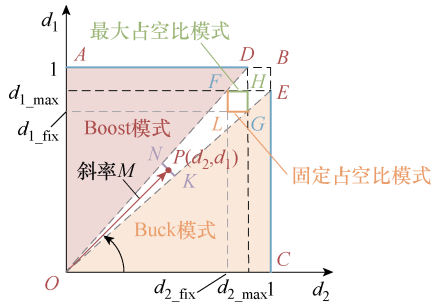


图 7 FSBB 变换器的四模态控制策略

Fig.7 Four-mode control strategy for FSBB converter

两种四模态控制策略的比较见表 2。模式切换时两种控制方式的占空比变化一致。但是相比较于固定占空比模式，最大占空比模式中两个桥臂高电平重合时间更长，因此电感电流的纹波更小。

表 2 四模态控制策略比较

控制方式	工作轨迹	电压关系	d_1	d_2	特点
最大占空比模式	ADF-H-GEC	$V_{in} \geq V_{out}$	D_1	d_{2_max}	纹波小
		$V_{in} < V_{out}$	d_{1_max}	D_2	
固定占空比模式	ADF-L-GEC	$V_{in} \geq V_{out}$	d_{1_fix}	D_2	纹波大
		$V_{in} < V_{out}$	D_1	d_{2_fix}	

注： D_1, D_2 表示被控量。

综上所述，基于最大占空比模式的四模态控制方法是一种综合性能优良的控制策略，因此本文在此基础上展开进一步的研究。

2 最小电感电流与低纹波控制策略研究

2.1 最小电感电流纹波

在四模态控制策略中，当 FSBB 的输入电压和输出电压确定之后，两个桥臂的占空比大小随之被固定。此时，FSBB 变换器可以等效为在滤波电感两端施加固定宽度的方波电压源，固定占空比时的 FSBB 变换器的等效电路如图 8 所示。

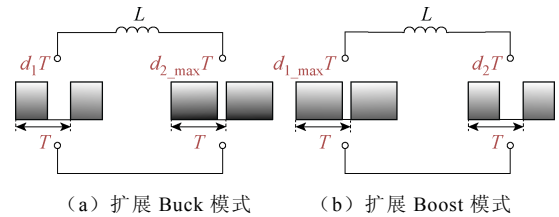


图 8 固定占空比时的 FSBB 变换器的等效电路

Fig.8 Equivalent circuit of FSBB converter at fixed duty cycle

当桥臂之间的移相时间发生变化时，电感的端口电压改变，从而产生不同的电感电流纹波。图 9 给出了 FSBB 变换器工作在扩展 Buck 模式时不同桥臂移相时间的电感电流波形。

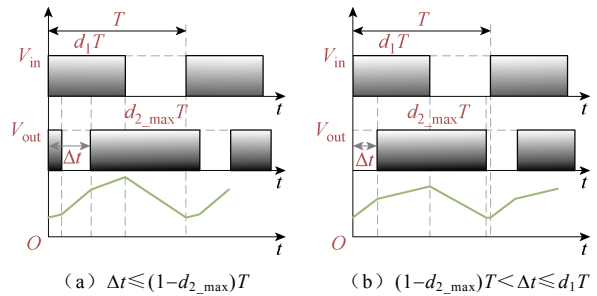


图 9 不同移相时间的关键波形

Fig.9 Critical waveforms with different phase shift times

根据图 9，电感电流纹波可以表示为

$$i_{L_ripple} = \begin{cases} \frac{V_{in} d_1 T - V_{out} (d_1 T - \Delta t)}{L} & \Delta t \leq (1 - d_{2_max}) T \\ \frac{V_{in} d_1 T - V_{out} (d_1 + d_{2_max} - 1) T}{L} & (1 - d_{2_max}) T < \Delta t \leq d_1 T \\ \frac{V_{in} d_1 T - V_{out} [\Delta t - (1 - d_{2_max}) T]}{L} & d_1 T < \Delta t \leq T \end{cases} \quad (5)$$

式中， i_{L_ripple} 为电感电流纹波； T 为开关周期； L 为

电感; d_{2_max} 是 Boost 桥臂最大占空比。

图 10 给出了 $V_{out}=48\text{ V}$, $f=800\text{ kHz}$, $L=4\text{ }\mu\text{H}$, $d_{1_max}=d_{2_max}=0.9$, 模式切换阈值电压 51 V (Buck 模式与扩展 Buck 模式) 时电感电流纹波随桥臂移相时间和输入电压变化的关系。从图中可以看出, 随着输入电压逐渐升高, 无论桥臂移相时间多大, 电感电流的纹波都逐渐增加。当输入电压固定时, 随着移相时间从 0 逐渐增加到第一边界值 $(1-d_{2_max})T$, 电感电流的纹波达到最大。此时若继续增加移相时间, 电感电流的纹波保持不变。而随着移相时间增加到第二边界值时, 电感电流的纹波又开始逐渐减小, 但是仍然大于移相时间为 0 的时候。

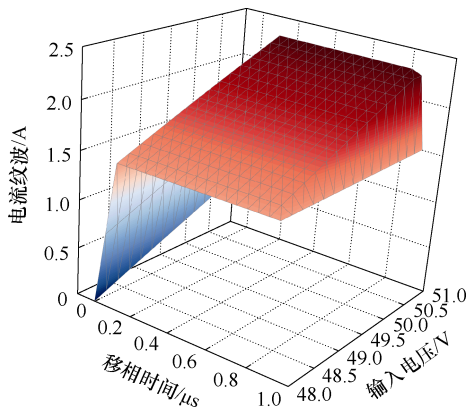


图 10 电感电流纹波随桥臂移相时间和输入电压的关系 (扩展 Buck 模式)

Fig.10 The relationship between inductor current ripple with bridge arm phase shift time and input voltage (extended Buck mode)

同样可以得到扩展 Boost 模式时的电感电流纹波随移相时间和输入电压的关系, 如图 11 所示。

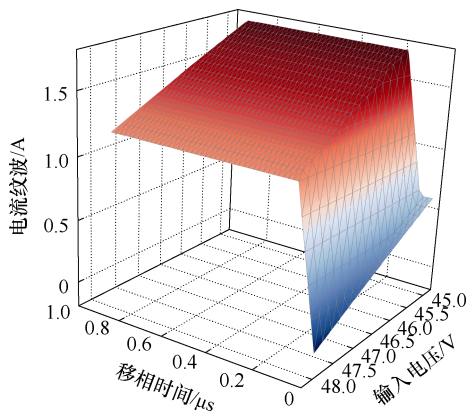


图 11 电感电流纹波随桥臂移相时间和输入电压的关系 (扩展 Boost 模式)

Fig.11 The relationship between inductor current ripple with bridge arm phase shift time and input voltage (extended Boost mode)

在扩展 Boost 模式中, 输出电压固定时, 电感电流纹波会随着输入电压升高而减小。移相时间对电感电流纹波的影响: 随着移相时间逐渐增加到第一边界, 在此过程中电感电流纹波不变; 然后随着移相时间逐渐增加, 电感电流纹波开始急剧上升, 到第二边界条件时, 电感电流纹波达到最大; 之后移相时间对电感电流纹波再无影响。

通过上述分析, 不难得出为了将电感电流纹波控制到最小, 只需要将 Buck 桥臂和 Boost 桥臂之间的移相时间控制为 0。

2.2 电感电流平均值

在单个开关周期中, 只有当开关管 Q_3 导通时, 电感中的能量才能传递到负载端。因此电感电流与输出电流的关系可以近似表示为

$$I_{L_avg} d_2 = I_{out} \quad (6)$$

式中, I_{L_avg} 为电感电流平均值; I_{out} 为负载电流。所以, 不同工作模式的电感电流平均值可以表示为

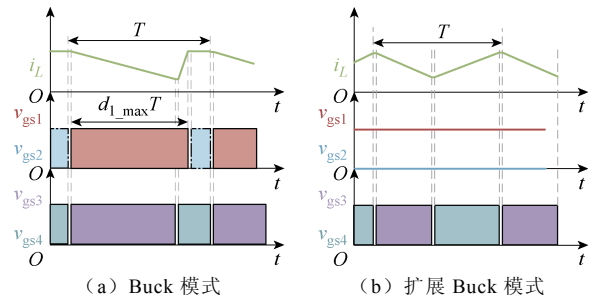
$$I_{L_avg} = \begin{cases} I_{out} & V_{out} + \Delta V \leq V_{in} \\ \frac{I_{out}}{d_{2_max}} & V_{out} \leq V_{in} < V_{out} + \Delta V \\ \frac{I_{out} V_{out}}{V_{in} d_{1_max}} & V_{out} - \Delta V \leq V_{in} < V_{out} \\ \frac{I_{out} V_{out}}{V_{in}} & V_{in} < V_{out} - \Delta V \end{cases} \quad (7)$$

式中, ΔV 为模式切换的电压阈值。

从式 (7) 可以看出, 电感电流平均值只与输出电流、最大占空比、输入电压和输出电压相关, 不会受到桥臂移相时间的影响。因此, 可以近似认为所有四模态控制策略下电感电流的平均值相同。

2.3 最小电感电流控制策略

电感电流有效值的大小主要与电感电流的平均值和纹波相关。当平均值相同时, 纹波越小, 电感电流的有效值越小。综上所述, 最小电感电流控制策略是将 Buck 桥臂和 Boost 桥臂之间的移相时间控制为 0, 并将其定义为上升沿同步四模态控制策略。在此控制策略下, FSBB 不同模式下的关键波形如图 12 所示。



(a) Buck 模式

(b) 扩展 Buck 模式

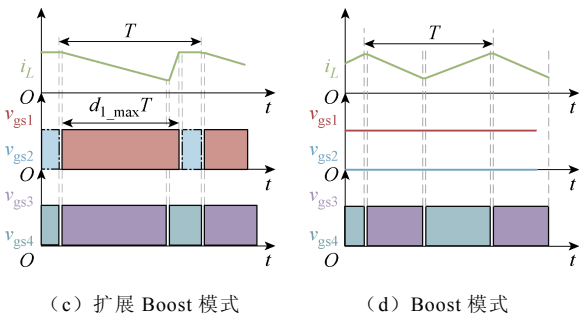


图 12 FSBB 变换器上升沿同步四模态控制策略的关键波形

Fig.12 Critical waveforms for a rising edge synchronized four-mode control strategy for FSBB converter

从图 12 的关键波形可以得到 FSBB 的电感电流纹波为

$$i_{L_ripple} = \begin{cases} \frac{(V_{in} - V_{out})V_{out}}{V_{in}fL} & V_{out} + \Delta V \leq V_{in} \\ \frac{(V_{in} - V_{out})V_{out}d_{2_max}}{V_{in}fL} & V_{out} \leq V_{in} < V_{out} + \Delta V \\ \frac{(V_{out} - V_{in})V_{in}d_{1_max}}{V_{out}fL} & V_{out} - \Delta V \leq V_{in} < V_{out} \\ \frac{(V_{out} - V_{in})V_{in}}{V_{out}fL} & V_{in} < V_{out} - \Delta V \end{cases} \quad (8)$$

式中, f 为开关频率。

为了说明所提出的控制策略的优越性, 将所提出的控制方法与已有的控制策略的电感电流纹波作比较, 并同时以单模态控制策略中最大电感电流纹波为基础做归一化处理, 得到的结果如图 13 所示。

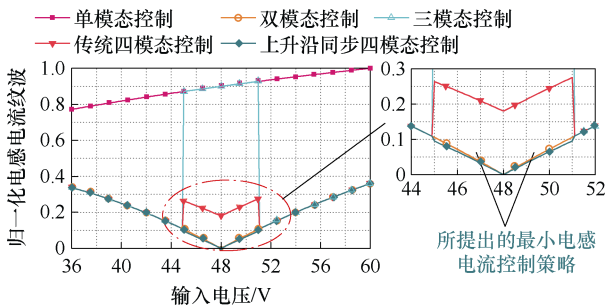


图 13 不同控制策略的电感纹波对比

Fig.13 Comparison of inductor ripple with different control strategies

从图 13 可知, 所提出的上升沿同步四模态控制策略的电感电流纹波在全范围内最小。在接近阈值电压附近时, 甚至低于双模态控制策略的电感电流纹波。

3 FSBB 变换器的变频控制策略

在开关频率固定的情况下, 电感电流的有效值越小, 变换器的损耗就越小。所以通常以电感电流有效值最小作为效率优化的控制目标。但是忽略了变换器的开关损耗、驱动损耗、电感的交流铜损和磁心损耗等, 这些损耗均与开关频率强相关, 往往会随着开关频率降低而降低。在过渡模式中, FSBB 变换器的所有功率器件都开始工作, 相比于常规的 Buck 模式和 Boost 模式会产生更大的开关损耗和驱动损耗, 降低了变换器的转换效率。而通过第 2 节所提出的最小纹波控制策略使得过渡模式中的电感电流纹波较小。因此, 在此基础上可以通过在过渡模式中引入变频控制, 进一步优化 FSBB 变换器的转换效率。

3.1 FSBB 变换器的损耗模型

FSBB 变换器的损耗主要包括功率器件损耗和电感损耗。电感损耗进一步划分为: 铜损和磁心损耗。功率器件的损耗则包含导通损耗、关断损耗、开通损耗和驱动损耗。下面分别进行相关损耗的计算。电感的铜损 P_{Cu} 为

$$P_{Cu} = I_{dc}^2 R_{L_dc} + I_{ac}^2 R_{L_ac} \quad (9)$$

$$I_{ac}^2 = I_{rms_L}^2 - I_{dc}^2 \quad (10)$$

式中, I_{dc} 和 I_{ac} 分别为电感电流的直流分量和交流分量; R_{L_dc} 和 R_{L_ac} 分别为电感的直流电阻和交流电阻; I_{rms_L} 为电感电流有效值。

电感的磁心损耗 P_{core} 为

$$P_{core} = P_V V_{core} \quad (11)$$

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (12)$$

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (13)$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{V_L}{NA_c} \quad (14)$$

式中, k 、 α 和 β 为磁心材料参数, 根据供应商提供的数据手册得到; ΔB 为磁通量密度变化幅值; f 为开关频率; V_{core} 为磁心体积; V_L 为电感电压; N 为电感匝数; A_c 为磁心有效截面积。

功率器件的导通损耗 P_{on_MOS} 为

$$P_{on_MOS} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ds} [i_{ds}(t)] i_{ds}(t) dt = D_{MOS} R_{on} I_{rms_L}^2 \quad (15)$$

式中, $u_{ds}(i_{ds}(t))$ 为瞬时电流为 $i_{ds}(t)$ 时的漏源电压;
 $i_{ds}(t)$ 为电流瞬时值; D_{MOS} 为功率器件平均占空比;
 R_{on} 为功率器件导通电阻。

所以总的功率器件导通损耗 P_{on_total} 可表示为

$$P_{on_total} = 2R_{on}I_{rms_L}^2 \quad (16)$$

开关损耗 P_{sw} 为

$$P_{sw} = f[E_{on}(I_{ds}) + E_{off}(I_{ds})] \quad (17)$$

式中, $E_{on}(I_{ds})$ 和 $E_{off}(I_{ds})$ 分别为开通电流和关断电流
均为 I_{ds} 的开通损耗能量和关断损耗能量。

驱动损耗 P_{drive} 为

$$P_{drive} = fQ_gV_{gs} \quad (18)$$

式中, Q_g 为 MOSFET 的栅极电荷; V_{gs} 为驱动电压。

所以, 过渡模式中总损耗 P_{loss} 可以表示为

$$P_{loss} = P_{Cu} + P_{core} + P_{on_total} + 4P_{drive} + P_{sw}(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4) \quad (19)$$

3.2 损耗与频率的关系

3.1 节得到了 FSBB 变换器的损耗模型、总损耗
与输入输出的电压等级、负载大小和开关频率相关。
因此, 首先固定输入输出电压, 改变变换器的开关
频率得到不同负载情况下的损耗, 如图 14 所示。

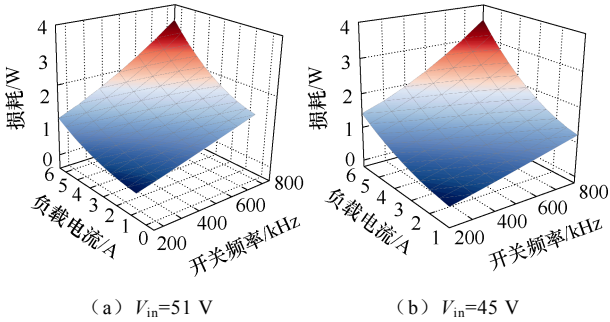
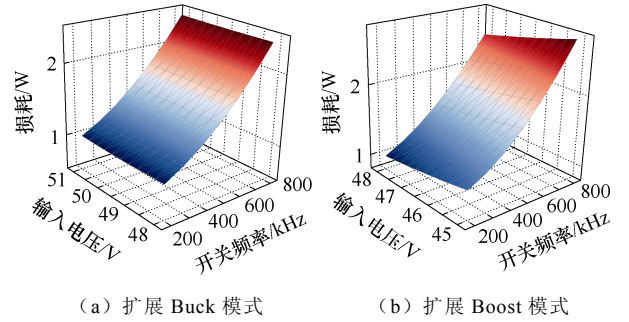


图 14 损耗随负载电流和开关频率的关系 ($V_{out}=48V$)
Fig.14 Loss versus load current and switching frequency
($V_{out}=48V$)

从图 14 中可以看出, 当电压增益不变时, 变换
器的损耗会随着负载电流增加而增大。另外, 当负
载固定时, 开关频率越低, 变换器的损耗越小。

当负载固定时, 改变电压增益和开关频率时,
变换器的损耗变化情况如图 15 所示。

当 $M \geq 1$ 时, 在同一开关频率下, 随着增益逐
渐增加, FSBB 变换器的损耗逐渐减小, 直到电压
增益等于 1 时, 变换器的损耗达到最小; 相反, 当
 $M \leq 1$ 时, 随着增益逐渐增加, 变换器的损耗逐渐
减小。于是, 可以通过减小开关频率降低过渡模式中



(a) 扩展 Buck 模式 (b) 扩展 Boost 模式
图 15 损耗随输入电压和开关频率的关系 ($I_{out}=6A$)
Fig.15 Loss with input voltage and switching frequency
($I_{out}=6A$)

的变换器损耗, 提高变换器的转换效率。

3.3 变频控制策略设计

对于所提出的上升沿同步变频控制策略, 控制
器首先对输出电压采样; 然后计算输出电压误差,
并经过电压环补偿得到控制信号 u , Buck 桥臂上管
占空比与 Boost 桥臂下管占空比之和, 即 $u=1+d_1-d_2$;
其次根据 u 的大小确定工作模式; 再次根据工作模
式调整开关频率以及相应桥臂的占空比; 最后控制
两个桥臂的移相时间并生成 PWM 信号。完整的控
制流程如图 16 所示。

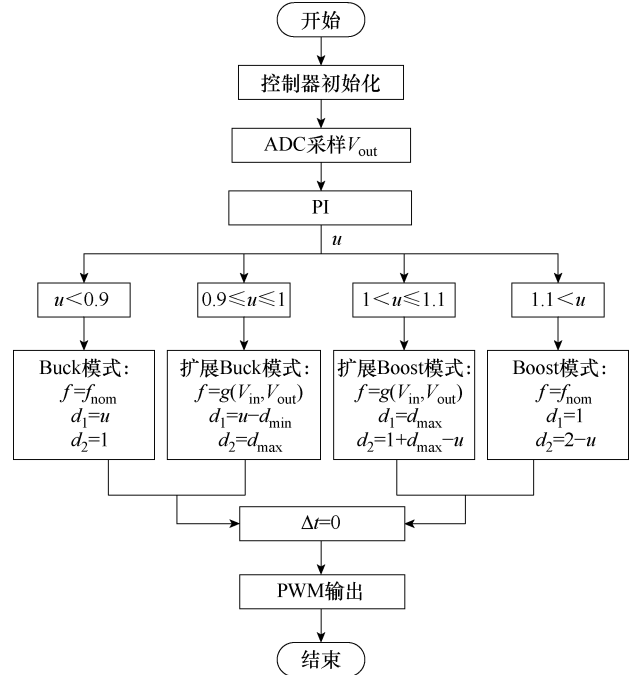


图 16 低纹波-变频四模态控制流程
Fig.16 Low ripple-variable frequency four-mode
control flow

4 参数设计与实验验证

4.1 开关频率选取

考虑到 GaN 器件的特性和现代工业应用场景

对变换器体积小需求，本文将常规工作模式（Buck 模式和 Boost 模式）下的开关频率设定为 800 kHz^[27]。而过渡模式中的开关频率取决于输入电压、输出电压和常规模式的最大电感电流纹波。需要确保过渡模式降低开关频率以后的电感电流不会使电感饱和，所以设定常规模式下最大电流纹波的一半作为过渡模式中最大电感电流纹波。然后根据电感电流纹波计算得到过渡模式在不同电压下的开关频率为

$$f = \frac{2(V_{in} - V_{out})V_{in_max}d_{max}}{V_{in}(V_{in_max} - V_{out})} f_{nom} \quad (20)$$

式中， V_{in_max} 为最大输入电压； f_{nom} 为常规模式的开关频率； d_{max} 为最大占空比限制。开关频率随输入电压变化的关系如图 17 所示。

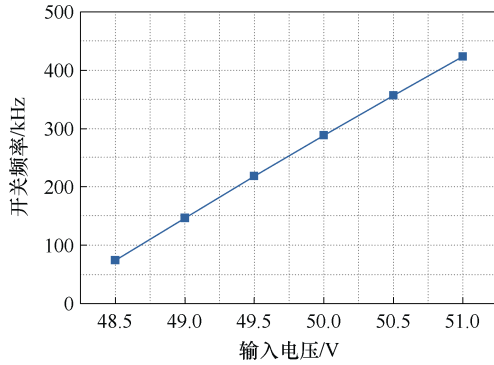


图 17 过渡模式开关频率与输入电压的关系

Fig.17 Transition mode switching frequency versus input voltage

另外，在输入电压和输出电压的差值一样时设置相同的开关频率，即输出电压为 48 V 时，45 V 输入和 51 V 输入开关频率一致，46 V 输入和 50 V 输入的开关频率一致。于是可以得到整个过渡模式中的开关频率。

4.2 电感值选取

电感值的选取取决于电感所流过的电流的大小。在本文中不同模式下的平均值变化较小，但是电感电流纹波差异较大。即使是在降频控制策略下，常规模式下的电感电流纹波远大于过渡模式下的电感电流纹波，所以只需要按照常规模式下最大电感电流纹波设计电感值即可满足整个工况需求。

最大电感电流纹波表示为

$$i_{L_ripple_max} = \frac{(V_{in_max} - V_{out})V_{out}}{V_{in_max}f_{nom}L} \quad (21)$$

式中， $i_{L_ripple_max}$ 为常规模式下的最大电感电流纹波。

设置电感电流纹波系数为 0.5，电感可以表示为

$$L = \frac{2(V_{in_max} - V_{out})V_{out}}{V_{in_max}f_{nom}I_{out}} \quad (22)$$

4.3 实验参数及实验平台

为了验证所提出的控制策略的有效性，搭建了如图 18 所示的实验平台，主要包括直流电压源、直流负载、示波器、功率分析仪和实验样机等。其中实验样机的主要参数见表 3。

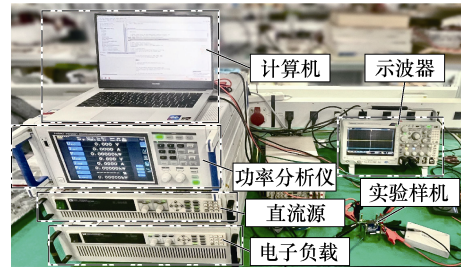


图 18 实验平台

Fig.18 Experimental platforms

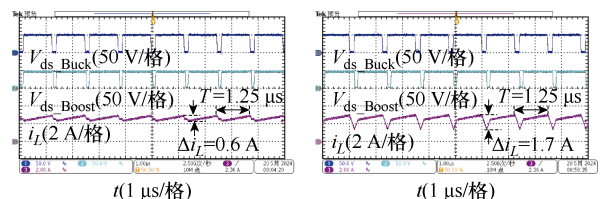
表 3 样机参数

Tab.3 Experimental prototype parameters

参 数	数 值 (型号)
输入电压 V_{in}/V	36~60
输出电压 V_{out}/V	48
输出功率/W	300
功率器件 $Q_1 \sim Q_4$	EPC2218A
额定开关频率/kHz	800
最小开关频率/kHz	400
电感 $L/\mu H$	4
控制器	TMS320F28027

4.4 变频策略验证

FSBB 变换器不同工作模式下的稳态波形如图 19 所示。根据输入电压不同工作范围，FSBB 变换器分别工作在四种模式下。其中常规 Buck 模式和 Boost 模式的开关频率为 800 kHz，过渡模式中变换器的稳态开关频率为 400 kHz。



(a) Buck 模式 ($V_{in}=60V$) (b) 扩展 Buck 模式 ($V_{in}=51V$)

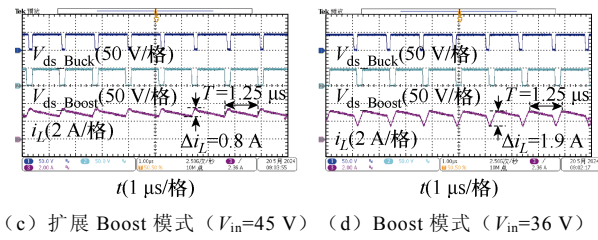


图 19 不同工作模式下的稳态波形

Fig.19 Steady-state waveforms in different operating modes

4.5 宽范围调压验证

为了验证所设计 FSBB 变换器的宽范围调压能力, 分别测试了输入电压 12 V 和输入电压 72 V 时的稳态波形, 如图 20 所示。

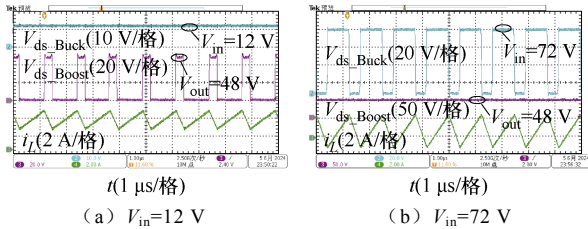


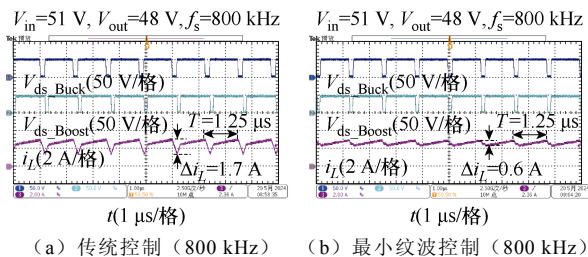
图 20 宽范围输入调压波形 ($V_o=48\text{ V}$)

Fig.20 Wide range input regulator waveforms ($V_o=48\text{ V}$)

从测试结果来看, 所设计的 FSBB 可以在较宽的输入电压范围内实现稳定电压输出, 具有调压范围宽的能力。

4.6 最小纹波策略验证

为了验证所提出的最小电感电流纹波控制策略, 在同一样机中分别测试所提出的控制策略和传统四模态控制策略的电感电流波形。两种控制策略的电感电流测试比较结果如图 21 所示。纹波大小比较见表 4。在相同开关频率和工况下, 所提出的控制策略的过渡模式的电感电流纹波远小于传统四模态控制策略。其中在输入电压 51 V、输出电压 48 V 的工况下, 所提出的最小纹波控制策略的电感电流纹波仅仅为传统控制策略的 35.2%。在降低开关频率后, 最小纹波控制策略的电感电流纹波仍然小于传统控制策略的电感电流纹波。纹波比较结果与理论分析一致, 验证了所提出的控制方法可有效降低电感电流纹波。



(a) 传统控制 (800 kHz) (b) 最小纹波控制 (800 kHz)

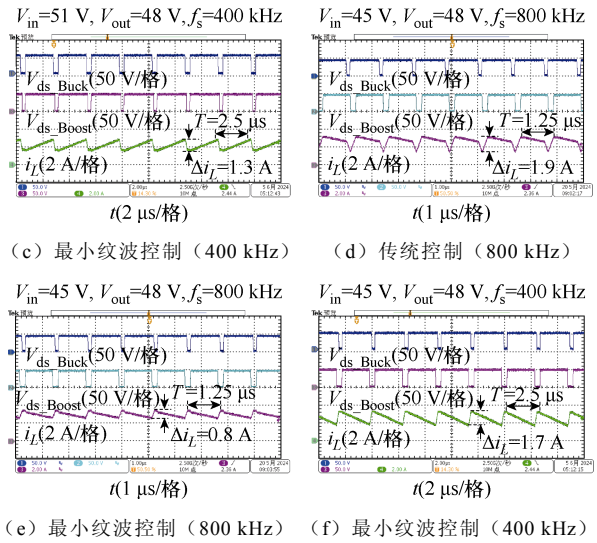


图 21 电感电流纹波测试结果

Fig.21 Inductor current ripple test results

表 4 不同控制策略及开关频率的纹波比较

Tab.4 Experimental prototype parameters

控制方式	纹波电流/A	
	扩展 Buck 模式	扩展 Boost 模式
传统控制 (800 kHz)	1.7	1.9
最小纹波控制 (800 kHz)	0.6	0.8
最小纹波控制 (400 kHz)	1.3	1.7

4.7 轻载工况验证

为了说明所提出的低纹波-变频控制策略可以工作在轻载模式, 而且同样适用于电流断续模式, 在轻载下对所提出的控制策略进行了实验验证, 分别测试负载电流 0.4 A 和空载下的稳态波形, 测试结果如图 22 所示。

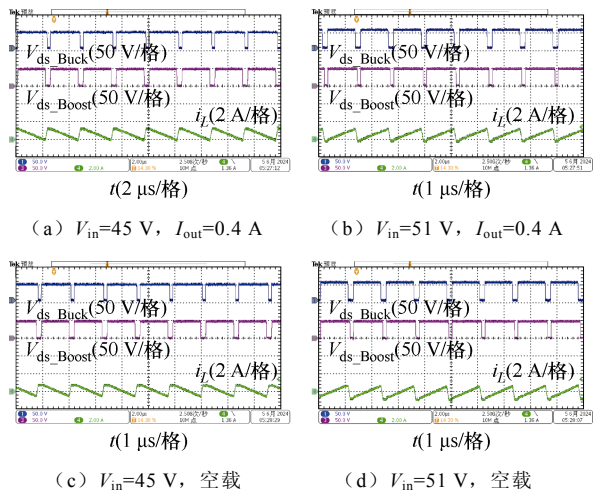


图 22 轻载工况测试结果

Fig.22 Light load condition test results

4.8 动态验证

为了说明所提出的控制策略可以适用于宽范围调压场景, 对所提出的控制策略进行了输入电压变化的动态实验测试。分别从传统 Boost 模式向扩展 Boost 模式、扩展 Buck 模式和传统 Buck 模式跳变, 得到的实验结果如图 23 所示。

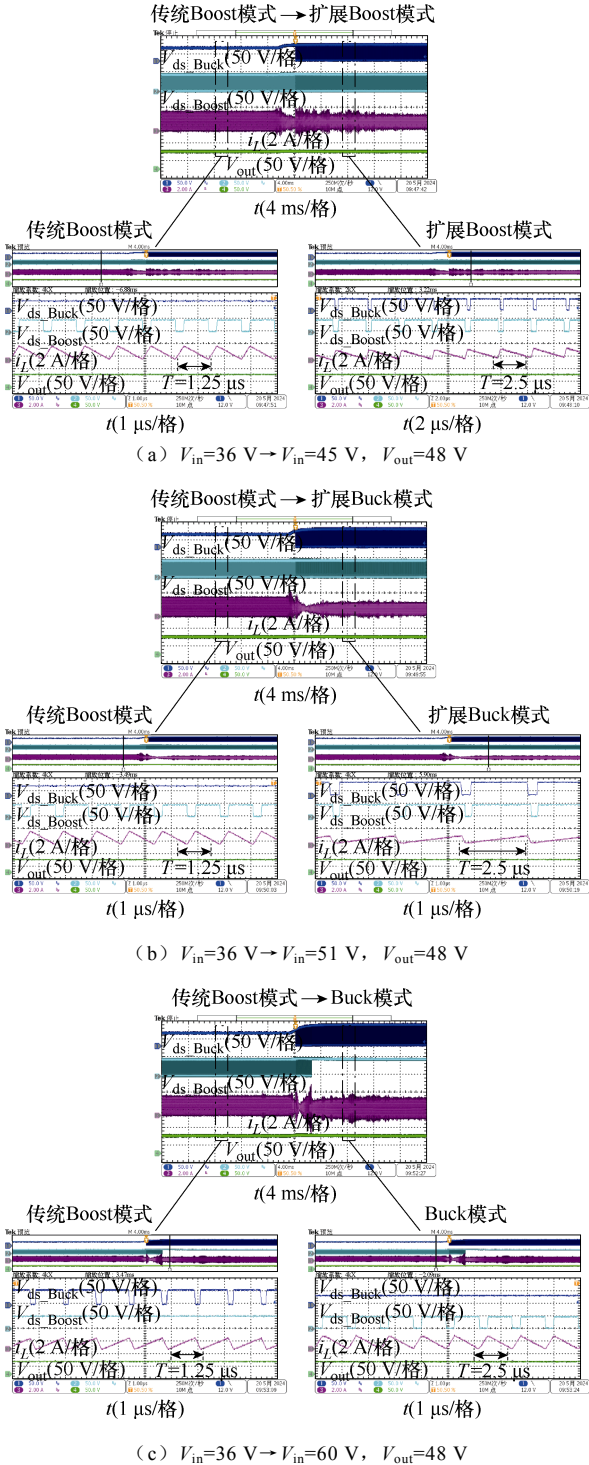


图 23 输入电压变化动态实验结果

Fig.23 Experimental results of input voltage variation dynamics

从图 23 可以看出, 所提的低纹波-变频控制策略可以很好地实现对输入电压变化的跟踪。同时完成了过渡模式中的变频控制。所以在宽范围输入的场景下提出的控制策略仍然有较好的应用性。

另外, 为了验证所提出的控制策略可以满足变换器负载变化的场景, 对所提出的控制策略进行了负载动态实验。分别在扩展 Buck 模式和扩展 Boost 模式下完成空载到满载和满载到空载的动态测试, 测试结果如图 24 所示。

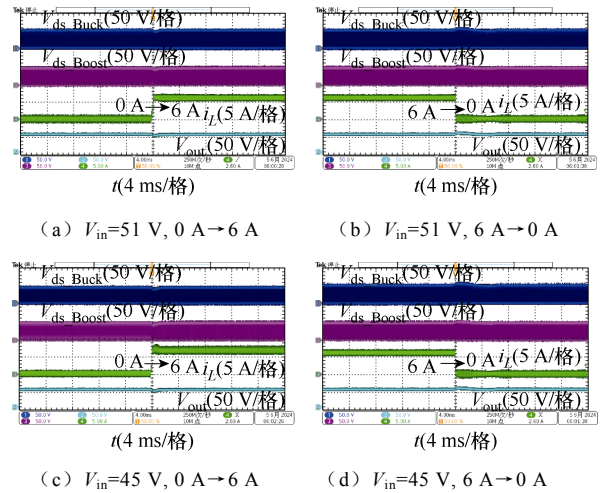


图 24 负载变化动态实验结果

Fig.24 Experimental results of load variation dynamics

4.9 效率测试

测试结果验证了所提出的控制策略的稳态性能和动态性能均符合理论分析, 实现了 FSBB 变换器的低纹波-变频控制。进一步测试变换器在不同工况下的转换效率, 验证所提出的高效控制策略的有效性。首先对传统定频控制策略进行测试, 得到输出电压 $V_{out}=48\text{ V}$, 输入电压分别为 36 V 、 48 V 和 60 V , 开关频率为 800 kHz 时的效率曲线, 如图 25 所示。

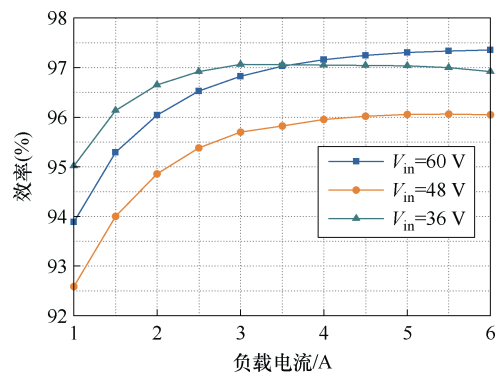


图 25 定频控制策略下不同输入电压的效率比较

Fig.25 Efficiency comparison of different input voltages under fixed frequency control strategy

常规 Buck 模式和 Boost 模式下, FSBB 变换器的部分功率器件开通关断, 因此开关损耗和驱动损耗更小, 可以实现很高的转换效率。当输入电压等于输出电压时, 所有开关器件开始工作, 增加额外的开关损耗, 所以效率会有所降低。另外, 相同输出功率下, Buck 模式的电感电流更小, 但是器件的开通电压更大, 所以随着负载逐渐增加, Buck 模式的效率逐渐高于 Boost 模式的效率。

对所提出的低纹波-降频控制策略进行验证, 根据前面的理论分析, 仅仅需要在过渡模式中根据输入电压降低变换器的开关频率。采用所提出的低纹波-变频控制策略的 FSBB 变换器在不同输入电压下的效率曲线如图 26 所示。

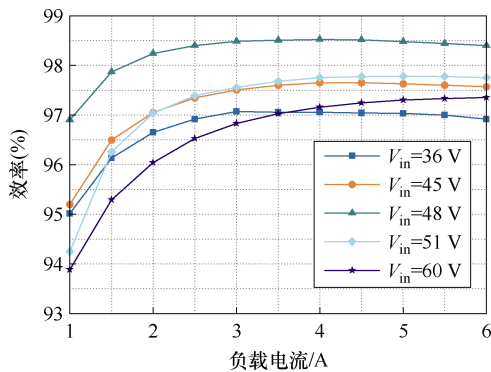


图 26 变频控制策略下不同输入电压的效率比较

Fig.26 Efficiency comparison of different input voltages under variable frequency control strategy

从图 26 可以看出, 采用所提出的控制策略后, 过渡模式的转换效率相较于传统控制方式明显提高, 并且高于常规 Buck 模式和常规 Boost 模式。在输入电压等于输出电压时转换效率达到最大。在重载情况下, 仍然存在扩展 Buck 模式的效率优于扩展 Boost 模式的情况。

另外, 为了说明所提出的控制策略的优越性能, 将所提出的控制策略与文献[13]中的实验结果作比较。得到如图 27 所示不同控制策略的效率比较曲线。

从图 27 可以看出, 本文所提出的低纹波变频控制策略相比于传统的定频控制, 在整个负载变化范围内的效率都有所提升。其中所提出的变频控制策略的峰值效率达到 98.52%, 满载效率 98.4%, 相比较于传统方案的峰值效率 96.06%和满载效率 96.05% 分别提升了 2.46%和 2.35%。

除此之外, 与现有的软开关控制策略相比, 所提出的控制策略在重载段也有较大的优势。相比于文献[13]的峰值效率 98.34%和满载效率 97.4%,

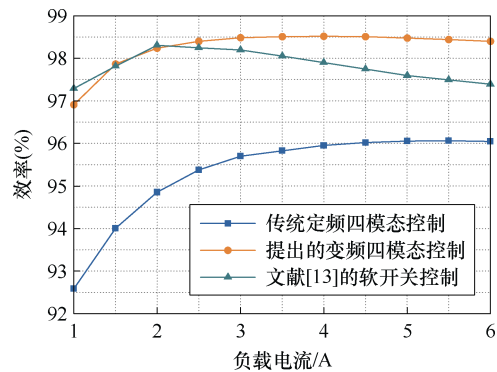


图 27 不同控制策略的效率比较

Fig.27 Efficiency comparison of different control strategies

本文提出的控制策略在满载处有 1%的效率提升。其主要原因是, 软开关控制策略需要较大的电流纹波来实现所有开关器件的软开关, 因此随着负载增加, 电感电流的有效值会不可避免地增大, 这导致重载效率降低较多。而在轻载时, 软开关控制策略的开关损耗较小, 因此会优于所提出的多模态控制策略。

从理论分析和实验结果可知, 在过渡模式中降低开关频率可以改善变换器的效率。而根据第 3 节的分析, 过渡模式中的转换效率会随着开关频率降低而增加。对此, 通过测试不同开关频率下的转换效率以验证理论分析。图 28 所示为不同开关频率下的转换效率比较。

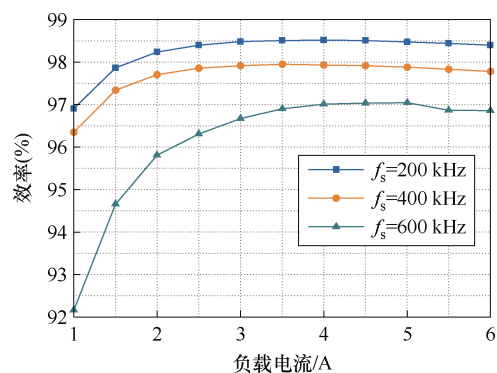


图 28 不同频率的效率比较

Fig.28 Comparison of efficiency at different frequencies

根据测试结果可知, 随着开关频率逐渐下降, 变换器的转换效率逐渐增加, 与理论分析一致。但是损耗并不会随着频率线性变化, 主要是因为电感的磁心损耗和频率存在指数关系。另外器件的开关损耗和频率也是非线性关系。因此, 当频率持续下降之后, 效率的提升变小。

另外, 为了验证电感对效率的影响, 测试了在不同电感值下的转换效率曲线, 如图 29 所示。

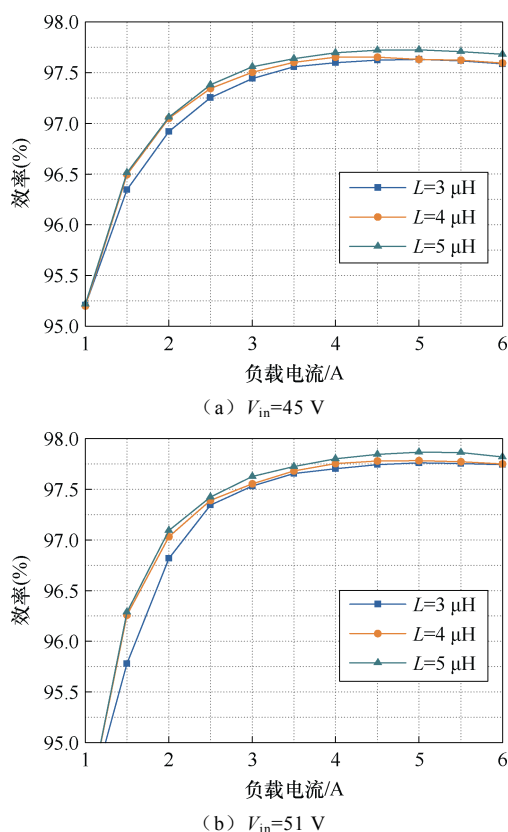


图 29 损耗随负载电流和电感的关系

Fig.29 Losses with load current and inductor

从测试结果可知, 相同输入输出电压下, 随着电感值增加, 变换器的效率略微有所变化, 会随着电感增加而增加。主要原因是电感值会影响电流波形, 从而影响变换器的效率。具体而言, 电感越大电流纹波越小, 器件的开关损耗变小。同时电感电流的有效值也会略微减小, 所以导通损耗会降低。

4.10 热分布测试

此外, 还对热分布进行了测量, 图 30 给出了无风扇自然对流条件下的热分布。输入电压 48 V、输出电压 48 V、输出功率 300 W。在加载 3 min 后测量了热图像, 热分布趋于稳定。变换器的热分布主要集中在功率器件和控制芯片上, 但最高温升仅为 65.3°C, 说明整个电路运行良好。



图 30 满载热分布

Fig.30 Thermal distribution at full load

5 结论

本文分析了 FSBB 变换器采用多模态控制策略时的电感电流纹波与桥臂移相时间的关系以及 FSBB 变换器效率与开关频率的关系, 提出了一种低纹波变频四模态控制策略提高 FSBB 变换器的效率。基于理论分析与实验验证, 得到以下结论:

1) 当 FSBB 变换器工作在多模态控制策略的过渡模式时, 控制 Buck 桥臂和 Boost 桥臂的移相时间为 0, 可以有效地减小电感电流纹波。

2) 过渡模式的电感电流纹波比常规模式的纹波小, 因此通过在过渡模式中降低 FSBB 变换器的开关频率, 可以在不超过电感最大伏秒值的情况下进一步降低变换器的损耗, 提高变换器的效率。

3) 提出了基于最小纹波控制的降频控制策略。在相同的工况下, FSBB 变换器的最高转换效率由 96.06% 提高到 98.52%, 提升 2.46%。

参考文献

- [1] 李金雨, 宋福龙, 马俊杰, 等. 基于 5G 基站可调度潜力与配电网集群划分的储能选址定容方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(18): 151-160.
Li Jinyu, Song Fulong, Ma Junjie, et al. Siting and sizing method for energy storage based on dispatchable potential of 5G base station and cluster partition of distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(18): 151-160.
- [2] 张玉莹, 曾博, 周吟雨, 等. 碳减排驱动下的数据中心与配电网交互式集成规划研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(23): 6433-6450.
Zhang Yuying, Zeng Bo, Zhou Yinyu, et al. Research on interactive integration planning of data centers and distribution network driven by carbon emission reduction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(23): 6433-6450.
- [3] 刘树林, 王斌, 朱高中, 等. 基于开关电感的二次型 Buck-Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增刊 1): 190-197.
Liu Shulin, Wang Bin, Zhu Gaozhong, et al. Quadratic Buck-Boost converter based on switching inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 190-197.
- [4] 倪硕, 吴红飞, 陈君雨, 等. 交错并联临界导通模式 Buck 电感高密度集成与优化[J]. 电工技术学报,

- 2022, 37(18): 4688-4696.
- Ni Shuo, Wu Hongfei, Chen Junyu, et al. Integration and optimization of a high power density inductor for an interleaved critical conduction mode Buck converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4688-4696.
- [5] Baek J, Elasser Y, Radhakrishnan K, et al. Vertical stacked LEGO-PoL CPU voltage regulator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 6305-6322.
- [6] Ahmed M H, Nabih A, Lee F C, et al. Low-loss integrated inductor and transformer structure and application in regulated LLC converter for 48-V bus converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 589-600.
- [7] Akar F, Tavlasoglu Y, Ugur E, et al. A bidirectional nonisolated multi-input DC-DC converter for hybrid energy storage systems in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(10): 7944-7955.
- [8] Zhou Dehong, Wang Jiangfeng, Hou Nie, et al. Dual-port inverters with internal DC-DC conversion for adjustable DC-link voltage operation of electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6917-6928.
- [9] Kasper M, Bortis D, Kolar J W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2511-2526.
- [10] 任林涛, 汪飞, 肖杨婷, 等. 四开关 Buck-Boost 变换器研究综述[J]. 电气工程学报, 2023, 18(2): 52-69.
- Ren Lintao, Wang Fei, Xiao Yangting, et al. Review research on the four-switch Buck-Boost converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(2): 52-69.
- [11] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1103-1115.
- Zhou Guohua, Qiu Senlin, Zhang Xiaobing. Cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter with wide gain range and high efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1103-1115.
- [12] Zhou Zongjie, Li Haiyan, Wu Xinke. A constant frequency ZVS control system for the four-switch Buck-Boost DC-DC converter with reduced inductor current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 5996-6003.
- [13] 祁静静, 吴学智, 王久和, 等. 采用开关电感的 Buck 变换器 CCM 和 DCM 特性分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4155-4168.
- Qi Jingjing, Wu Xuezhi, Wang Jiuhe, et al. Characteristics analysis of Buck converter with switched inductor in CCM and DCM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4155-4168.
- [14] 刘琦, 时雷雷, 徐奇, 等. 四开关升降压变换器高效控制策略研究与设计[J/OL]. 中国电机工程学报: 1-13 [2024-03-25]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231719>.
- Liu Qi, Shi Leilei, Xu Qi, et al. Research and design of high-efficiency control strategy for four-switch lift-voltage converter[J/OL]. Chinese Journal of Electrical Engineering: 1-13 [2024-03-25]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231719>.
- [15] 刘述喜, 邓瑞祥, 郭强, 等. 一种四开关 Buck-boost 变换器的模糊控制策略[J/OL]. 电气工程学报, 2023: 1-9. (2023-11-16). <https://kns.cnki.net/kcms/detail/10.1289.TM.20231115.0953.004.html>.
- Liu Shuxi, Deng Ruixiang, Guo Qiang, et al. A fuzzy control strategy for four-switch Buck-Boost converter[J/OL]. Journal of Electrical Engineering, 2023: 1-9. (2023-11-16). <https://kns.cnki.net/kcms/detail/10.1289.TM.20231115.0953.004.html>.
- [16] Fang Jie, Ruan Xinbo, Huang Xinze, et al. A PWM plus phase-shift control for four-switch Buck-Boost converter to achieve ZVS in full input voltage and load range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12698-12709.
- [17] Tian Lin, Wu Xinke, Jiang Congrang, et al. A simplified real-time digital control scheme for ZVS four-switch Buck-Boost with low inductor current[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7920-7929.
- [18] Callegaro L, Ciobotaru M, Pagano D J, et al. A simple smooth transition technique for the noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4906-4915.

- [19] 康家玉, 陈旭阳, 刘甲琛, 等. 基于四开关 Buck-Boost 的三模式平滑切换控制策略[J]. 科学技术与工程, 2019, 19(33): 193-199.
Kang Jiayu, Chen Xuyang, Liu Jiachen, et al. Research on three-mode smooth switching control strategy based on four switch Buck-Boost[J]. Science Technology and Engineering, 2019, 19(33): 193-199.
- [20] 曹以龙, 朱冬冬, 吴丹. 基于三模控制的四开关变换器设计[J]. 电源技术, 2021, 45(5): 665-668.
Cao Yilong, Zhu Dongdong, Wu Dan. Design of four-switch converter based on three-mode control[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(5): 665-668.
- [21] 李山, 宋立风, 章治国. 四开关 Buck-Boost 变换器的三模式控制方法研究[J]. 电源学报, 2019, 17(3): 111-119.
Li Shan, Song Lifeng, Zhang Zhiguo. Study on three-mode control method for four-switch Buck-Boost converter[J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(3): 111-119.
- [22] 王红斌, 陈奥博, 薛云涛, 等. 基于图形化方法的四开关 Buck-Boost 变换器模式平滑切换策略研究[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-14. (2023-03-09). <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230309.0948.002.html>.
Wang Hongbin, Chen Aobo, Xue Yuntao, et al. Research on smooth mode transition strategy of FSBB converter based on graphical method[J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-14. (2023-03-09). <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230309.0948.002.html>.
- [23] Ren Xiaoyong, Ruan Xinbo, Qian Hai, et al. Three-mode dual-frequency two-edge modulation scheme for four-switch Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 499-509.
- [24] 曹以龙, 吴丹, 朱冬冬, 等. 一种基于四开关 Buck-Boost 变换器的四模式控制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 111-118.
Cao Yilong, Wu Dan, Zhu Dongdong, et al. Four-mode control strategy based on four-switch Buck-Boost converter[J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 111-118.
- [25] 李慧慧, 皇金锋. 单电感双输出 Buck-Boost 变换器的非最小相位特性分析及控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3875-3887.
Li Huihui, Huang Jinfeng. Analysis of non-minimum phase characteristics and control strategies for single-inductor dual-output Buck-Boost converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3875-3887.
- [26] Zhang Neng, Zhang Guidong, See K W. Systematic derivation of dead-zone elimination strategies for the noninverting synchronous Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3497-3508.
- [27] 樊靖轩, 施佳楠, 徐子梁, 等. 基于 GaN 的开关线性复合高速随动脉冲负载直流变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1818-1829.
Fan Jingxuan, Shi Jianan, Xu Ziliang, et al. GaN-based switched linear composite high-speed follow-up pulse load DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1818-1829.

作者简介

吴佳芮 男, 1996 年生, 博士研究生, 研究方向为高频高密度变换器。

E-mail: wujiarui123@stu.xjtu.edu.cn

杨旭 男, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率开关电源技术、电力电子集成技术、电力系统中的电力电子装置等。

E-mail: yangxu@mail.xjtu.edu.cn (通信作者)

Low Ripple-Variable Frequency Control Strategy for High Efficiency Wide Range Four-Switch Buck-Boost Converter

Wu Jiarui Yang Xu Wang Daoxi Wang Kangping Chen Wenjie

(School of Electrical Engineering Xi'an Jiaotong University Xi'an 710049 China)

Abstract Recently, the bus voltage of data center power architectures has been gradually increased from the traditional 12 V to 48 V to reduce the current in the distribution lines, thus reducing distribution losses. In

48 V bus-powered architectures, the uninterruptible power supply (UPS) system is connected in parallel with the 48 V bus, which causes the bus voltage to fluctuate over a wide range (40 V to 60 V). To better manage the bus voltage and energy flow, a bidirectional DC-DC converter must be inserted between the UPS and power-using systems. The four-switch Buck-Boost converter is attractive because of its high efficiency and wide voltage regulation capability. In order to reduce the energy consumption in data centers, it becomes crucial to improve the efficiency of FSBB.

This paper analyzes the voltage gain of the FSBB converter. Then, a graphical approach compares the control strategies of the FSBB converter. The unimodal control strategy has large ripples. The bimodal control strategy system is unstable. Tri-modal solves the problems of duty cycle limitation and system stability, but the duty cycle varies greatly when the transition mode is switched. Four-mode control can add a control mode in the transition section to realize smooth conversion between different modes, and the ripple of inductor current is small. It is a control strategy with excellent performance.

Then, the minimum ripple condition of the inductor current is analyzed based on four-mode control. The inductor current ripple of the FSBB converter is minimized when the phase shift time between the Buck and Boost bridge arms is controlled to zero. The average value of the inductor current is related to the output voltage, input voltage, maximum duty cycle, and output current, and it is almost the same for all four-mode control strategies. Therefore, the control method to minimize the inductor current can be obtained by simultaneously controlling the phase shift time to zero.

Next, an accurate loss model of the FSBB converter is developed. When the voltage gain is constant, the loss of the converter increases as the load current increases. When the load is fixed, the lower the switching frequency, the lower the loss. Under the same load conditions, if the voltage gain is greater than 1, the loss decreases with the gradual increase of the gain at the same switching frequency until the loss is minimized when the voltage gain equals 1. On the contrary, if the voltage gain is less than 1, the loss gradually decreases as the gain gradually increases. Thus, this paper proposes a frequency reduction control strategy to reduce the converter loss in the transition mode and improve the conversion efficiency by reducing the switching.

Finally, an experimental platform is established to test the inverter control strategy for the FSBB converter in steady states. The minimum ripple control strategy is then validated. The results show that the transition mode's inductor current ripple with the proposed control strategy is much smaller than the conventional four-mode control strategy. Among them, the inductor current ripple of the proposed minimum ripple control strategy is 35.2% of the conventional control strategy under the operating conditions of 51 V input voltage and 48 V output voltage. After reducing the switching frequency, the inductor current ripple of the minimum ripple control strategy is still smaller than that of the conventional control strategy. The efficiency of the proposed low ripple inverter control strategy is improved over the whole load variation range compared with the traditional fixed frequency control. Among them, the peak efficiency of the proposed inverter control strategy reaches 98.52% and full-load efficiency 98.4%, which is improved by 2.46% and 2.35% compared to the conventional scheme, respectively.

Keywords: Four-switch Buck-Boost converter, multimodal control, frequency reduction control, high efficiency

(编辑 陈 诚)