

文章编号:1671-6833(2024)02-0097-09

用于新能源发电的新型升降压转换器及其控制策略

罗 朋, 陈光浩, 杨东红, 郭 磊

(广东海洋大学 电子与信息工程学院, 广东 湛江 524088)

摘 要:针对新能源发电装置输出电压变化大难以实现储能的问题,提出一种基于 PI 控制器结合前馈控制的新型单管耦合型升降压转换器,通过调节耦合电感的变比灵活调节电压转换比,同时降低了开关器件电压应力,采用无源钳位电路,起到回收漏感能量和抑制开关管电压尖峰的作用,与传统升降压转换器相比具有更宽电压转换比,输入电流连续和开关管电压应力小等优势;利用 PI 控制器结合前馈控制策略实现闭环控制,保证了转换器整个输入电压范围内良好的输入暂态响应。详细分析了转换器的工作原理并推导了转换器稳态特性,将所提转换器与其他单管升降压转换器的各项性能进行比较。推导了转换器的小信号模型,同时利用伯德图验证 PI 参数设计的正确性,分析了 PI 控制器结合前馈控制策略的设计过程。最后,搭建了一台额定功率 100 W, 20~60 V 输入、48 V 输出的实验样机,通过升压和降压模式下的实验来验证所提转换器的性能,同时验证了 PI 控制器结合前馈控制策略的可行性,其中升压模式最大效率为 97.08%,降压模式最大效率为 97.10%。

关键词:耦合电感;升降压转换器;小信号模型;PI 控制器;前馈控制

中图分类号:TM461.4

文献标志码:A

doi:10.13705/j.issn.1671-6833.2023.05.016

由于能源、环境问题的日益突出,太阳能、波浪能和风力发电等新能源发电得到广泛应用^[1],然而新能源发电装置受环境因素影响大,普遍存在输出电压变化大的问题^[2],难以实现能量的储存。升降压转换器由于同时具有升压和降压能力,适用于新能源发电装置的储能。传统升降压转换器因寄生参数影响,在极端占空比下运行时,效率会大大降低,电压应力很大,难以工作在较宽范围的输入电压下。同时其输入电流不连续,输入电流纹波大。因此,更宽的转换比和输入电流连续成为解决问题的关键。

Banaei 等^[3]、Miao 等^[4]、Banaei 等^[5]、Li 等^[6]及李梦娇等^[7]通过加入储能单元和开关器件获得更宽的转换比,但其输入电流不连续。交错型转换器^[8]在低压应力下可以实现高压或降压转换比,但控制策略复杂。Bahrami 等^[8]、Hsieh 等^[9]、Hasanpour 等^[10]及荣德生等^[11]采用耦合电感结构,通过调节匝数比使电路获得更高升压比和降压比,但其开关管数量多,开关损耗大。Zhang 等^[12]和 Kumar 等^[13]提出了单管的升降压转换器,在实现更

宽转换比的同时,也能实现输入电流连续,但其开关管电压应力大。

升降压转换器通常采用传统的 PI 控制,但是在某些应用场合,如输入电压变化较大时,传统的 PI 控制往往无法获得满意的系统动态和静态控制性能,甚至会出现系统不稳定运行的现象。Li 等^[14]、Yang 等^[15]及周坤雨等^[16]提出了预测控制、滑模控制等控制策略,这些策略能提高升降压转换器的输出动态响应的速度,但是不适用于存在较大输入扰动的情况。前馈算法通过对输入电压的采样,可以抑制输入电压扰动对输出电压的影响,能够有效改善转换器的输入暂态响应^[17]。

本文提出了一种新型升降压转换器。使用耦合电感获得更宽的转换比,为提高效率,由电容和二极管组成的无源钳位电路回收漏感能量,抑制漏感造成的开关管电压尖峰,使得输入电流连续。设计了一种 PI 控制器结合前馈控制策略,实现转换器在整个输入电压范围内良好的输入暂态响应。这种控制策略能使转换器稳定工作在新能源发电装置储能场景。

收稿日期:2023-07-04;修订日期:2023-09-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62272109)

通信作者:郭磊(1982—),男,黑龙江哈尔滨人,广东海洋大学讲师,博士,主要从事新能源电能变换技术研究,E-mail: guolei@gdou.edu.cn。

引用本文:罗朋,陈光浩,杨东红,等.用于新能源发电的新型升降压转换器及其控制策略[J].郑州大学学报(工学版),2024,45(2):97-105.(LUO P, CHEN G H, YANG D H, et al. A novel buck-boost converter and its control strategy for new energy power generation[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2024,45(2):97-105.)

1 转换器模态分析

所提出的升降压转换器的等效电路如图 1 所示,由二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、电感 L_1 、耦合电感、电容 C_1 和 C_o 、开关管 S 组成。为了便于转换器分析,电容 C_1 和 C_o 足够大, V_{c_1} 和 V_{c_o} 在一个开关周期内可视为恒定电压;耦合电感的匝数比定义为 $N_p:N_s=1:n$ 。转换器在连续导通模式 (continuous conduction mode, CCM) 下工作,主要波形和能量流动分别如图 2 和图 3 所示。在一个开关周期内,转换器主要有 4 个工作模态,各模态的主要工作过程如下。

模态一($t_0 \sim t_1$, 图 3(a)): S 、 D_2 、 D_3 导通, D_1 截止。 V_{in} 为耦合电感一次侧充电, i_{L_k} 增加。电感 L_1 通过 D_3 为负载提供能量, C_1 与耦合电感二次侧为负载和 L_1 充电, i_{D_3} 减小。当 i_{D_3} 减小为 0 时,此模态结束。

模态二($t_1 \sim t_2$, 图 3(b)): S 、 D_2 导通, D_1 、 D_3 截止。 V_{in} 为耦合电感一次侧充电, i_{L_k} 增加, C_1 和耦合电感二次侧为负载和 L_1 充电, i_{L_1} 增加。当开关管 S 关断时,此模态结束。

模态三($t_2 \sim t_3$, 图 3(c)): S 关断, D_1 、 D_2 、 D_3 导通。 V_{in} 和耦合电感一次侧为 C_1 充电, i_{L_m} 线性下降。耦合电感二次侧与 L_1 为负载供电, i_{L_1} 持续减小。当 i_{L_m} 等于 i_{L_k} 时, D_2 截止,此模态结束。

模态四($t_3 \sim t_4$, 图 3(d)): S 关断、 D_2 截止, D_1 、

D_3 导通。 V_{in} 和耦合电感一次侧为 C_1 充电, i_{L_m} 减小。 L_1 为负载供电, i_{L_1} 下降。当开关管 S 导通时,此模态结束。

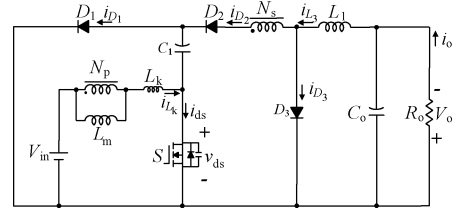


图 1 所提转换器等效电路

Figure 1 Equivalent circuit of proposed converter

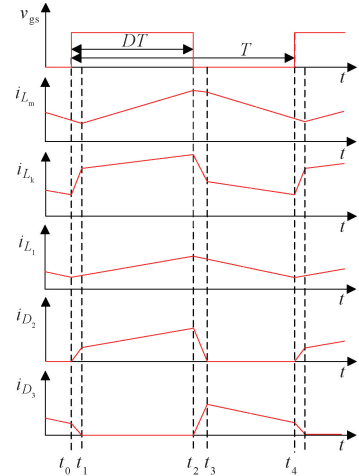
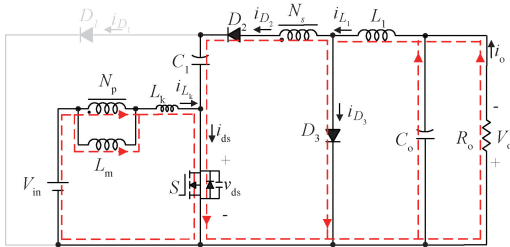
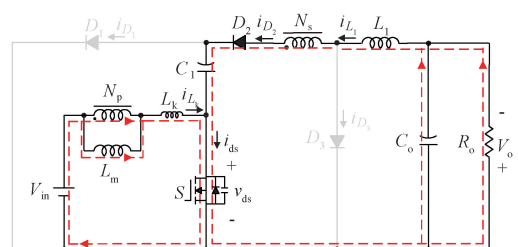


图 2 所提转换器的主要波形

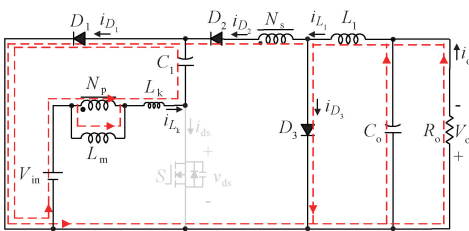
Figure 2 Key waveform diagram of the proposed converter



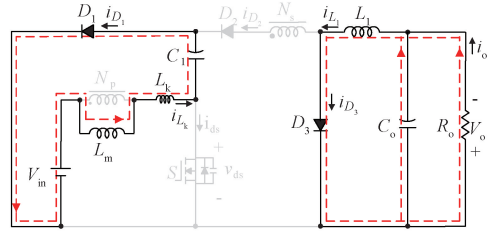
(a) 模态一



(b) 模态二



(c) 模态三



(d) 模态四

图 3 转换器的 4 种工作模态

Figure 3 Four operation modes of the proposed converter

2 稳态分析和比较

2.1 电压转换比

为了简化分析,模态一和模态三是由于漏感 L_k

引起的,时间很短,只考虑模态二和模态四。

在图 3(b)的 $0 \sim DT$ 期间,根据基尔霍夫电压定律 (KVL),推导出的方程式为

$$V_{L_m} = V_{in}; \quad (1)$$

$$V_{L_1} = V_{C_1} + nV_{L_m} - V_{C_o} \quad (2)$$

在图 3(d) 的 $DT \sim T$ 期间, 方程表示为

$$V_{L_m} = V_{C_1} - V_{in}; \quad (3)$$

$$V_{L_1} = -V_{C_o} \quad (4)$$

根据式(1)和式(3), 由 L_m 的伏秒平衡可得

$$\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{C_1}) dt = 0 \Rightarrow V_{C_1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (5)$$

根据式(1)、(3)、(4), 由 L_1 的伏秒平衡可得

$$\int_0^{DT} (V_{C_1} + nV_{L_m} - V_{C_o}) dt + \int_{DT}^T (-V_{C_o}) dt = 0. \quad (6)$$

由式(6)可得, 转换器的电压转换比为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{nD - nD^2 + D}{1 - D} \quad (7)$$

图 4 展示了在不同匝数比 n 的情况下, 电压转换比 M 与占空比 D 的关系曲线, 当占空比一定时, 匝数比越高, 电压转换比越高。

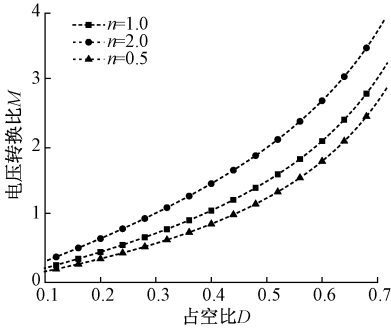


图 4 不同匝数比下电压转换比与占空比之间的关系曲线

Figure 4 Curve of the relationship between conversion ratio and duty cycle under different turns ratios

2.2 电压电流应力分析

根据图 3(b) 和图 3(d) 可以推导出开关管和二极管的电压应力如下:

$$V_{ds} = V_{d_1} = \frac{1}{nD - nD^2 + D} V_o; \quad (8)$$

$$V_{d_2} = \frac{D}{nD - nD^2 + D} V_o; \quad (9)$$

$$V_{d_3} = \frac{2 - D}{nD - nD^2 + D} V_o \quad (10)$$

从图 3(b) 中, 根据基尔霍夫电流定律 (KCL), 可推导出以下关系:

$$i_{C_o} = i_o - i_{L_1}; \quad (11)$$

$$i_{C_1} = i_{L_1} = i_{d_2} \quad (12)$$

从图 3(d) 中, 根据 KCL, 可推导出以下关系:

$$i_{C_1} = -i_{L_m} = -i_{d_1}; \quad (13)$$

$$i_{C_o} = i_{L_1} - i_o; \quad (14)$$

$$i_{d_3} = i_{L_1} \quad (15)$$

根据式(11)和式(14), 由电容 C_o 的安秒平衡

可得

$$\int_0^{DT} (i_o - i_{L_1}) dt + \int_{DT}^T (i_o - i_{L_1}) dt = 0 \Rightarrow I_{L_1} = I_o \quad (16)$$

由图 3(b) 可推导出电感 L_1 的纹波如下:

$$\Delta I_{L_1} = \left[\left(\frac{2-D}{1-D} \right) V_{in} - V_o \right] \frac{DT}{L_1} \quad (17)$$

由式(16)和式(17)可得 L_1 的电流最大值和最小值为

$$I_{L_1 \max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta I_{L_1} = I_o + \left[\left(\frac{2-D}{1-D} \right) V_{in} - V_o \right] \frac{DT}{2L_1}; \quad (18)$$

$$I_{L_1 \min} = I_o - \frac{1}{2} \Delta I_{L_1} = I_o - \left[\left(\frac{2-D}{1-D} \right) V_{in} - V_o \right] \frac{DT}{2L_1} \quad (19)$$

根据式(12)、(13)、(16), 由电容 C_1 的安秒平衡得到 I_{L_m} 为

$$I_{L_m} = \frac{D}{1-D} I_o \quad (20)$$

根据图 3(d), L_m 的纹波表示为

$$\Delta I_{L_m} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (21)$$

由式(20)、(21)可得 L_m 的电流最大值和最小值为

$$I_{L_m \max} = I_{L_m} + \frac{1}{2} \Delta I_{L_m} = \frac{D}{1-D} I_o + \frac{V_{in} DT}{2L_m}; \quad (22)$$

$$I_{L_m \min} = I_{L_m} - \frac{1}{2} \Delta I_{L_m} = \frac{D}{1-D} I_o - \frac{V_{in} DT}{2L_m} \quad (23)$$

根据图 3(b) 和 3(d) 以及式(16)和式(20)可以推导出开关管和二极管的电流应力如下:

$$I_{d_1} = I_{d_2} = DI_o; \quad (24)$$

$$I_{d_3} = (1-D)I_o; \quad (25)$$

$$I_{ds} = \frac{1+n-nD}{1-D} I_o \quad (26)$$

2.3 功率器件设计

在边界导电模式 (boundary conduction mode, BCM) 下, 输出电流为 I_{oB} , 根据式(19)和(23)可以得到电感 L_1 与 L_m 为

$$L_1 = \left(\frac{2-D}{1-D} V_{in} - V_o \right) \frac{DT}{2I_{oB}}; \quad (27)$$

$$L_m = \frac{V_{in}(1-D)T}{2I_{oB}} \quad (28)$$

假设 C_1 和 C_o 的电压纹波为 ΔV_{C_1} 和 ΔV_{C_o} , f_s 为开关频率, 电容的计算公式为

$$C = \frac{P_c}{V_c \Delta V_c f_s^\circ} \tag{29}$$

根据式(4)、(11)、(12)、(16), 电容 C_1 、 C_o 应该满足以下条件:

$$C_1 \geqslant \frac{(1-D)I_o D}{\Delta V_{c_1} V_{in} f_s}; \tag{30}$$

$$C_o \geqslant \frac{(1-D)}{4 \Delta V_c L_l f_s^2} \tag{31}$$

2.4 性能对比

如表 1 所示, 本文对单开关管结构的转换器与所提出转换器进行了性能对比。与文献[6]中的转换器相比, 所提转换器输入电流连续, 开关管电压应力低, 能够降低输入电流纹波和开关管开关损耗; 与文献[13-14]中的转换器相比, 所提转换器组件总量数少, 开关管电压应力低, 具有成本低和效率高的优点。

3 转换器控制策略

3.1 小信号建模

小信号建模被用来推导后续控制的开环传递函数, 本小节提供了所提出的转换器的小信号推导和分析, 利用开环传递函数推导出合适的 PI 参数。为了简化 CCM 模态下该转换器的小信号模型分析, 在分析过程中只考虑模态二和模态四, 将状态向量定义为

$$\boldsymbol{x} = [i_{L_1} \quad i_{L_m} \quad u_{c_1} \quad u_{c_o}]^T; \tag{32}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B} \boldsymbol{u}_o. \tag{33}$$

并且输入向量定义为

$$\boldsymbol{u} = [v_{in}]. \tag{34}$$

在 $0 \sim DT$ 时间段, 根据图 3(b) 可以得到以下状态矩阵:

$$\boldsymbol{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}; \boldsymbol{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{n}{L_1} \\ \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{35}$$

在 $DT \sim T$ 时间段, 根据图 3(d) 可以得到以下状态矩阵:

$$\boldsymbol{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}; \boldsymbol{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{36}$$

状态平均方程如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{A} = \boldsymbol{A}_1 d + \boldsymbol{A}_2 (1-d); \\ \boldsymbol{B} = \boldsymbol{B}_1 d + \boldsymbol{B}_2 (1-d). \end{cases} \tag{37}$$

根据式(33)、(34)、(35)、(36)、(37) 可得空间状态平均矩阵如下:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{L_m} & 0 \\ \frac{d}{C_1} & \frac{1-d}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}; \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \frac{nd}{L_1} \\ \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{38}$$

状态变量、输入变量和控制变量可以用小信号干扰变量描述为

表 1 转换器性能对比
Table 1 Converter performance comparison

转换器来源	开关管数量	二极管数量	电容数量	电感数量	组件总量	输入电流是否连续	开关管电压应力	电压转换比
文献[6]	1	3	2	2	8	否	$\frac{1+D}{D}V_o$	$\frac{D}{1-D^2}$
文献[13]	1	5	3	3	12	是	$\frac{1}{D^2}V_o$	$\left(\frac{D}{1-D}\right)^2$
文献[14]	1	5	3	3	12	是	$\frac{1}{D}V_o$	$\frac{D}{(1-D)^3}$
所提转换器	1	3	2	2	8	是	$\frac{V_o}{nD-nD^2+D}$	$\frac{nD-nD^2+D}{1-D}$

$$\begin{cases} \langle i_{L_1} \rangle = I_{L_1} + \hat{i}_{L_1} \\ \langle i_{L_m} \rangle = I_{L_m} + \hat{i}_{L_m} \\ \langle v_{in} \rangle = V_{in} + \hat{v}_{in} \\ \langle v_{C_1} \rangle = V_{C_1} + \hat{v}_{C_1} \\ \langle v_{C_o} \rangle = V_{C_o} + \hat{v}_{C_o} \\ d = D + \hat{d} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{L_1} \ll I_{L_1} \\ \hat{i}_{L_m} \ll I_{L_m} \\ \hat{v}_{in} \ll V_{in} \\ \hat{v}_{C_1} \ll V_{C_1} \\ \hat{v}_{C_o} \ll V_{C_o} \\ \hat{d} \ll D \end{cases} \quad (39)$$

式中: I_{L_1} 、 I_{L_m} 、 V_{in} 、 V_{C_1} 、 V_{C_o} 、 D 分别为 i_{L_1} 、 i_{L_m} 、 v_{in} 、 v_{C_1} 、 v_{C_o} 、 d 的平均值。占空比到输出的传递函数如下:

$$G_{Vod}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{in}(N_2 s^2 + N_1 s + N_0)}{(1-D)^2(M_4 s^4 + M_3 s^3 + M_2 s^2 + M_1 s + M_0)} \quad (40)$$

式中: $M_0 = R(1-D)^2$; $M_1 = (L_1(1-D)^2 - D^2 L_m)$; $M_2 = R(C_o L_1(1-D)^2 + L_m(C_o D^2 - C_1))$; $M_3 = C_1 L_1 L_m$; $M_4 = C_1 C_o L_1 L_m R$; $N_0 = R(1-D)^2((1-D)^2 + 1)$; $N_1 = D^2 L_m(Dn - 1 - n)$; $N_2 = -L_m C_1 R((1-D)^2 n + 1 - D)$ 。

3.2 PI 控制器设计

为了使转换器工作能够稳定运行,在小信号模型的基础上进行 PI 控制器的设计,PI 控制器的传递函数定义为

$$G_c(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (41)$$

闭环传递函数 $G_{Close-Loop}(s)$ 表示为

$$G_{Close-Loop}(s) = G_{Vod}(s) G_c(s) \quad (42)$$

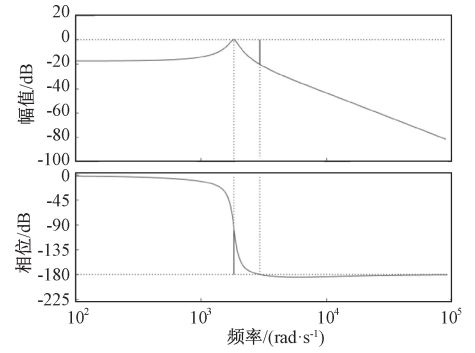
根据式(41)和式(42),采用工程近似法对 K_p 、 K_i 进行取值, K_p 为 0.000 78, K_i 为 0.001。升压模式下闭环伯德图如图 5(a)所示,降压模式下的闭环伯德图如图 5(b)所示。图 5 说明了在 PI 控制器的作用下,转换器在升压与降压状态下工作稳定状态均稳定。

3.3 PI 控制器结合前馈控制策略

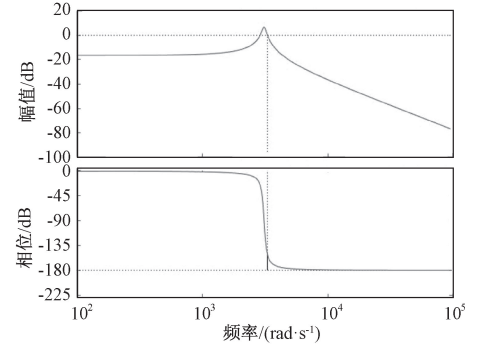
根据输入采样电压和输出给定电压计算转换器占空比的前馈算法,通过小信号建模得出 PI 参数,使转换器在升压和降压模式下稳定输出电压,控制框图如图 6 所示。

4 损耗分析

转换器的效率受到寄生参数的影响。 r_{L_1} 、 r_{L_p} 、 r_{L_s} 、 r_{C_1} 及 r_{C_o} 分别表示电感 L_1 、耦合电感一次侧、耦合电感二次侧、电容 C_1 和 C_o 的等效电阻。 r_{ds} 为开关管 S 的导通电阻, r_{D_1} 、 r_{D_2} 和 r_{D_3} 分别为二极管 D_1 、



(a) $V_{in} = 20$ V, $V_o = 48$ V



(b) $V_{in} = 60$ V, $V_o = 48$ V

图 5 加入 PI 控制器后的环路增益伯德图

Figure 5 Bode diagram of loop gain after adding PI controller

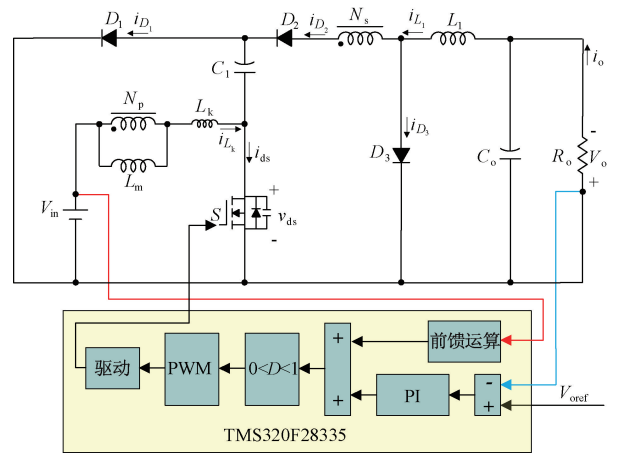


图 6 闭环控制框图

Figure 6 Block diagram of the closed-loop control

D_2 和 D_3 的导通电阻, V_{F_1} 、 V_{F_2} 和 V_{F_3} 分别为二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 的导通压降。

4.1 电感损耗

根据式(16)和式(20)可得 L_1 、耦合电感一次侧和二次侧电流有效值为

$$I_{L_1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{L_1}^2 dt} = I_o; \quad (43)$$

$$I_{L_k(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L_1} + I_{L_m})^2 dt + \int_{DT}^T I_{L_m}^2 dt} = \frac{\sqrt{D(-D_2 + D + 1)}}{1 - D} I_o; \quad (44)$$

$$I_{L_s(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{L_1}^2 dt} = \sqrt{D} I_o. \quad (45)$$

根据式(43)、(44)、(45),总电感损耗为

$$P_L = I_{L_1(\text{rms})}^2 r_{L_1} + I_{L_k(\text{rms})}^2 r_{L_p} + I_{L_s(\text{rms})}^2 r_{L_s}. \quad (46)$$

4.2 电容损耗

根据式(13)、(14)、(16)、(20)可得电容 C_1 和 C_o 的电流有效值为

$$I_{C_1(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{L_1}^2 dt + \int_{DT}^T I_{L_m}^2 dt} = \sqrt{\frac{D}{1-D}} I_o; \quad (47)$$

$$I_{C_o(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{\Delta i_{L_1}}{2} \right)^2 dt} = \frac{DV_{in} T}{2L_1}. \quad (48)$$

电容总损耗为

$$P_C = I_{C_1(\text{rms})}^2 r_{C_1} + I_{C_o(\text{rms})}^2 r_{C_o}. \quad (49)$$

4.3 开关损耗

开关管损耗主要为 r_{ds} 引起的导通损耗以及上升时间 t_r 和下降时间 t_f 引起的开关损耗,根据式(26)可得开关管 S 的电流有效值为

$$I_{ds(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{ds}^2 dt} = \frac{(2-D)\sqrt{D}}{1-D} I_o. \quad (50)$$

开关管的导通损耗为

$$P_{S-C} = I_{ds(\text{rms})}^2 r_{ds}. \quad (51)$$

开关管的开关损耗为

$$P_{S-S} = \frac{1}{6} V_{ds} I_{ds} (t_r + t_f) f_s. \quad (52)$$

4.4 二极管损耗

二极管的损耗主要为导通损耗和开关损耗,根据式(24)和(25)可得二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 的电流有效值为

$$I_{D_1(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T I_{L_m}^2 dt} = \frac{(1+n-nD)\sqrt{D}}{1-D} I_o; \quad (53)$$

$$I_{D_2(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{L_1}^2 dt} = \sqrt{D} I_o; \quad (54)$$

$$I_{D_3(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T I_{L_1}^2 dt} = \sqrt{1-D} I_o. \quad (55)$$

二极管的开关损耗可表示为

$$P_{D-S} = V_{F_1} I_{D_1} + V_{F_2} I_{D_2} + V_{F_3} I_{D_3}. \quad (56)$$

二极管的导通损耗可表示为

$$P_{D-C} = I_{D_1(\text{rms})}^2 r_{D_1} + I_{D_2(\text{rms})}^2 r_{D_2} + I_{D_3(\text{rms})}^2 r_{D_3}. \quad (57)$$

根据式(48)、(49)、(51)、(52)、(56)、(57),转换器的总损耗为

$$P_{\text{Loss}} = P_L + P_C + P_{S-C} + P_{S-S} + P_{D-C} + P_{D-S}. \quad (58)$$

假设 P_o 为转换器的输出功率,则转换器效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{Loss}}} \times 100\%. \quad (59)$$

5 实验验证

为了验证转换器和 PI 控制器结合前馈控制策略的可行性,表 2 给出了所提转换器的样机参数,实验样机实物如图 7 所示。图 8 展示了实验样机的实物测试图,其中直流电源型号为 TH6900,直流负载型号为 IT8513B+,示波器型号为 WaveSurfer 4054HD,驱动芯片型号为 TMS320F28335,电压探头型号为 DP6150,电流探头型号为 HCP8030。

表 2 样机参数

Table 2 Parameters of the prototype	
参数	取值及型号
输入电压 V_{in}/V	20~60
输出电压 V_o/V	48
额定功率 P_o/W	100
开关频率 f_s/kHz	50
开关管 S	IPP110N20
电感 L_1	392.6 μH 铁芯:PQ3230、材质:PC40
耦合电感	$L_m = 489.7 \mu H$ 、 $L_k = 1.8 \mu H$ 、 $N_p:N_s = 36:36$ 铁芯:EE4220、材质:PC40
电容/ μF	$C_1 = 47$ 、 $C_o = 220$
二极管	D_1 : MBR20200CT、 D_2 : MBR420、 D_3 : MBR20300CT

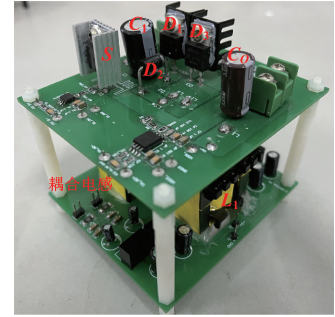


图 7 实验样机实物照片

Figure 7 Physical photo of experimental prototype

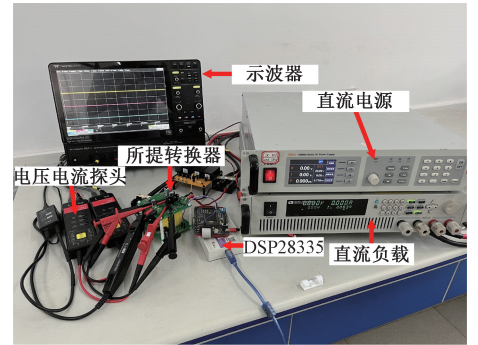


图 8 实物测试照片

Figure 8 Physical test photo

在满载情况下,图 9 展示了所提转换器升压和降压 2 种模式下的实验波形。由图 9(a)和 9(d)可以看出,开关管在升压和降压情况下电压被钳位,说

明漏感回收电路起作用。由图 9(c)和 9(f)可以看出 i_{L_k} 在升压和降压情况下是连续的,输入电流等于 i_{L_k} ,转换器输入电流连续。图 9 中的实验波形与图 2 所展示的波形图基本一致,开关管电压应力 V_{ds} 在升压模式下为 55 V,在降压模式下为 88 V。

图 10 展示了所提转换器在输入电压最大值为 60 V,最小值为 20 V,呈方波规律变化下加入前馈控制前后输入扰动对比测试实验波形。图 10(a)展示了未加前馈的输入扰动测试波形,输出电压峰值

达到 72 V,超调量达 50%;图 10(b)展示了加入前馈控制的输入扰动测试波形,输出电压尖峰仅为 50 V,超调量仅为 4.2%,可见加入前馈控制提高了转换器的稳定性。图 11(a)、11(b)分别展示了 20 V 和 60 V 输入电压、48 V 输出电压,输出功率从半载变到满载再变回半载的扰动测试,输出电压稳定在 48 V,说明所设 PI 参数能使所提转换器具有良好的输出暂态响应。

图 12 为转换器升压模式和降压模式分别在不同

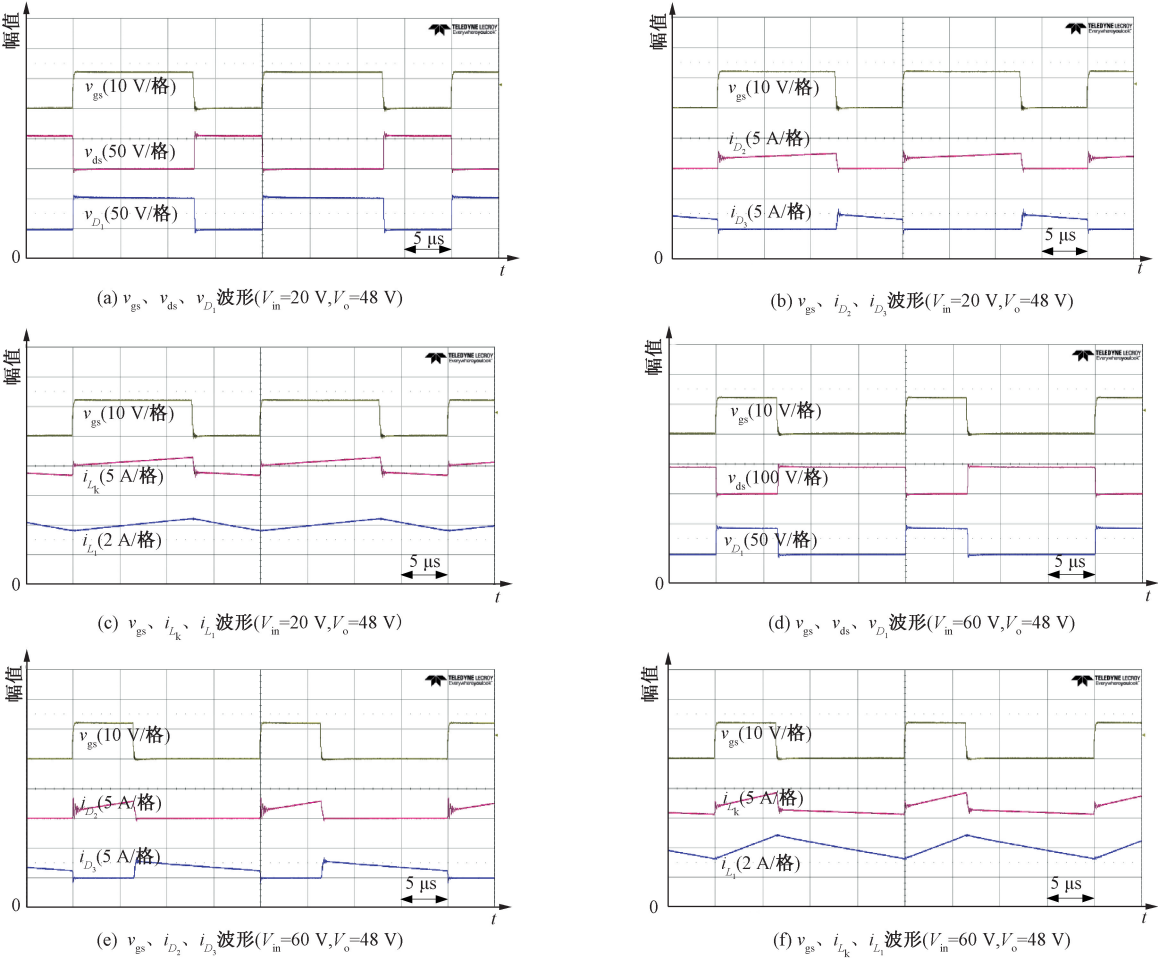


图 9 满载情况下的实验波形

Figure 9 Experimental waveform under full load

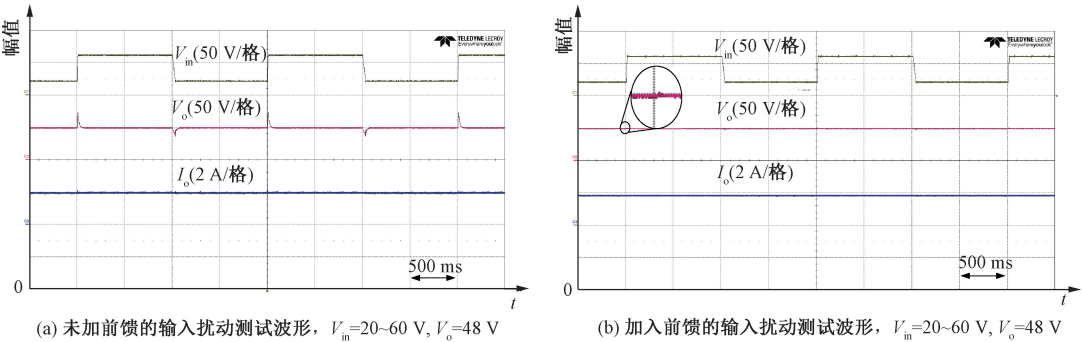


图 10 加入前馈控制前后输入扰动对比测试

Figure 10 Transient experimental waveform of output power

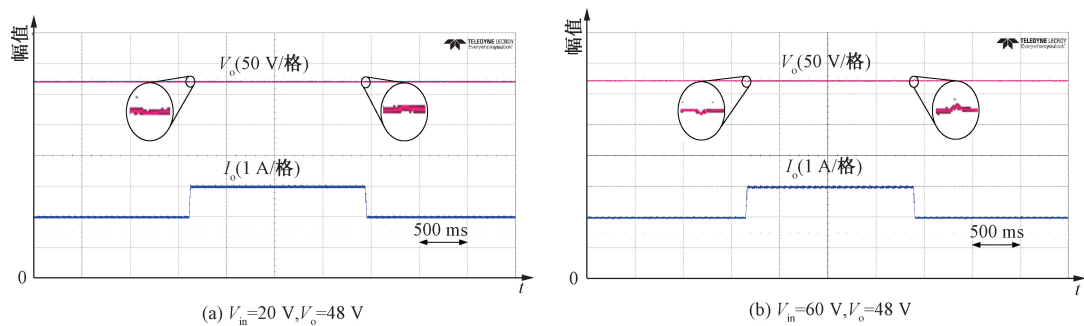


图 11 输出功率的扰动测试

Figure 11 Transient experimental waveform of output power

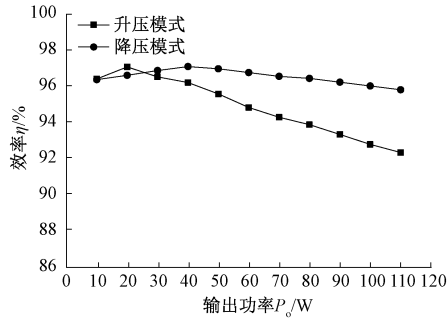


图 12 升压和降压模式下实测效率曲线图

Figure 12 Measured efficiency curve of the boost and buck modes

功率下的效率曲线,满载测量效率分别为 92.80%、96.03%,最大测量效率分别为 97.08%、97.10%。

图 13 展示了满载下转换器分别在 20 V 和 60 V 输入电压,48 V 输出电压的计算损耗分布,升压模式总损耗为 6.84 W,降压模式总损耗为 3.38 W。

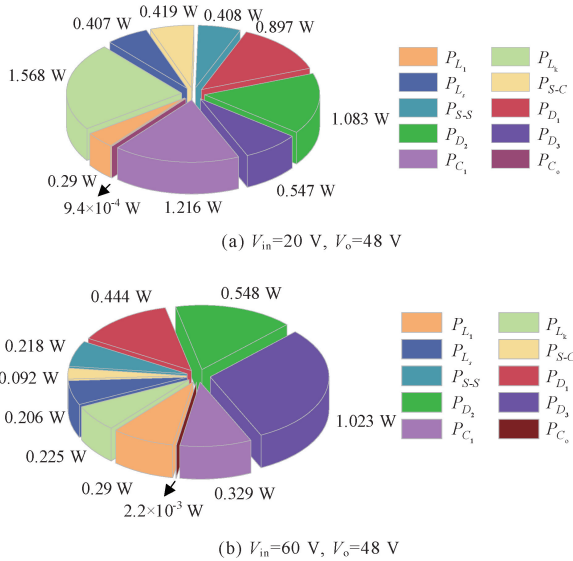


图 13 满载情况下升压和降压模式计算损耗分布
Figure 13 Calculated loss distributions in boost and buck mode under full load

7 结论

针对新能源发电装置,本文提出一种基于 PI 控

制器结合前馈控制的新型单管耦合型升降压转换器。详细分析了转换器的工作原理,比较了相关转换器的性能,设计了转换器的控制策略。实验结果验证了转换器理论分析的可行性,所提控制策略改善了转换器对输入电压突变的响应特性。转换器升压满载测量效率为 92.80%,最大效率为 97.08%;降压满载测量效率为 96.03%,最大效率为 97.10%。

参考文献:

[1] 周强,汪宁渤,何世恩,等. 高弃风弃光背景下中国新能源发展总结及前景探究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10): 146-154.
ZHOU Q, WANG N B, HE S E, et al. Summary and prospect of China's new energy development under the background of high abandoned new energy power[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(10): 146-154.

[2] LIU L B, WANG Z, WANG Y, et al. Optimizing wind/solar combinations at finer scales to mitigate renewable energy variability in China[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 132: 110151.

[3] BANAIE M R, BONAB H A F. A novel structure for single-switch nonisolated transformerless buck-boost DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 198-205.

[4] MIAO S, WANG F Q, MA X K. A new transformerless buck-boost converter with positive output voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2965-2975.

[5] BANAIE M R, BONAB H A F. A high efficiency nonisolated buck-boost converter based on ZETA converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1991-1998.

[6] LI J, LIU J J. A novel buck-boost converter with low electric stress on components[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2703-2713.

[7] 李梦娇,彭继慎,孙瑄璿. 具有高增益低输出电流纹波的 Buck-Boost 变换器[J]. 辽宁工程技术大学学报

- (自然科学版), 2022, 41(4): 372-378.
- LI M J, PENG J S, SUN X J. Buck-boost converter with high gain and low output current ripple[J]. Journal of Liaoning Technical University (Natural Science), 2022, 41(4): 372-378.
- [8] BAHRAMI H, FARHANGI S, IMAN-EINI H, et al. A new interleaved coupled-inductor nonisolated soft-switching bidirectional DC-DC converter with high voltage gain ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5529-5538.
- [9] HSIEH Y C, CHENG H L, CHANG E C, et al. A soft-switching interleaved buck-boost LED driver with coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 577-587.
- [10] HASANPOUR S, BAGHRAMIAN A, MOJALLALI H. Analysis and modeling of a new coupled-inductor buck-boost DC-DC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8088-8101.
- [11] 荣德生, 孙瑄璿. 高增益耦合电感组合 Buck-Boost-Zeta 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4590-4601.
- RONG D S, SUN X J. High gain coupled inductance combination Buck-Boost-Zeta converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4590-4601.
- [12] ZHANG N, ZHANG G D, SEE K W, et al. A single-switch quadratic buck-boost converter with continuous input port current and continuous output port current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4157-4166.
- [13] KUMAR M A B, KRISHNASAMY V. A single-switch continuous input current buck-boost converter with noninverted output voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2181-2190.
- [14] LI X, LIU Y S, XUE Y S. Four-switch buck-boost converter based on model predictive control with smooth mode transition capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9058-9069.
- [15] YANG Y, ZHONG W X, KIRATIPONGVOOT S, et al. Dynamic improvement of series-series compensated wireless power transfer systems using discrete sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6351-6360.
- [16] 周坤雨, 岳宁宇, 邱柯妮. 自供能系统中可配置 DC-DC 转换器的设计[J]. 郑州大学学报(工学版), 2021, 42(4): 70-76, 97.
- ZHOU K Y, YUE N N, QIU K N. A reconfigurable DC-DC converter design for energy-harvesting system[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2021, 42(4): 70-76, 97.
- [17] SANKARANARAYANAN V, GAO Y C, ERICKSON R W, et al. Online efficiency optimization of a closed-loop controlled SiC-based bidirectional boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4008-4021.

A Novel Buck-boost Converter and Its Control Strategy for New Energy Power Generation

LUO Peng, CHEN Guanghao, YANG Donghong, GUO Lei

(School of Electronic and Information Engineering, Guangdong Ocean University, Zhanjiang 524088, China)

Abstract: To solve the problem that the output voltage of the new energy power generation device varied greatly and it was difficult to realize energy storage, a novel single-switch coupled buck-boost converter based on PI controller and feed-forward control was presented. The voltage gain could be adjusted by the turns ratio of the coupled inductor, and the voltage stress on the power switch was suppressed by the passive clamped circuit with recycled leakage inductor energy. Compared with traditional buck-boost converter, the proposed converter had the advantages of wider voltage conversion ratio, continuous input current, and low voltage stress on power switch. Combining PI controller with feedforward control strategy, superior input transient response of the converter during the whole input voltage range is obtained. The operating principles and steady-state characteristics of proposed converter were analyzed and derived in detail, respectively, and the performances were compared with other single-tube buck-boost converters. The small-signal model was derived, and the correctness of PI parameter design was verified by bode diagram. The design process of PI controller combined with feedforward control strategy was analyzed. Finally, an experimental prototype with a rated power of 100 W, 20 V to 60 V input, and 48 V output was built to verify the performance of the proposed converter in boost mode and buck mode, and the feasibility of PI controller combined with feed-forward control strategy. The measured maximum efficiencies with the boost and buck modes were 97.08% and 97.10%, respectively.

Keywords: coupled inductor; buck-boost converter; small signal model; PI controller; feedforward control