doi:10.12068/j.issn.1005－3026.2026.20230322

基于准Z源三相全桥逆变器的可变直流母线电压控制方法

王爱侠，金硕巍，佟喜满
（东北大学 信息科学与工程学院，辽宁 沈阳 110819）

摘 要：针对永磁同步电机低速运行时米勒效应导致开关器件损耗占比较大的问题，提出一种基于准Z源三相全桥逆变器的可变直流母线电压控制方法．通过分析其升压调制方式，建立电机转速与母线电压的数学模型，进而控制直通信号占空比，使母线电压维持在满足转速需求的最小值，以降低开关损耗．在PSpice与Simulink平台搭建仿真模型，并构建实验平台进行验证．仿真与实验结果表明，该方法可有效降低低速工况下的母线电压，提高母线电压的利用率，具有实际应用价值．

关 键 词：永磁同步电机；米勒效应；可变直流母线电压；开关损耗；准Z源三相全桥逆变器
中图分类号：TM 301.2 **文献标志码**：A **文章编号**：1005-3026(2026)05-0001-08

Control Method for Variable DC Bus Voltage Based on Quasi-Z-Source Three-Phase Full-Bridge Inverter

WANG Ai-xia, *JIN Shuo-wei*, *TONG Xi-man*
(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China. Corresponding author: TONG Xi-man, E-mail: chengqingxushi@163.com)

Abstract: To address the issue of relatively high switching device loss caused by the Miller effect during low-speed operation of permanent magnet synchronous motors (PMSMs), a variable DC bus voltage control method based on a quasi-Z-source three-phase full-bridge inverter was proposed. By analyzing its boost modulation strategy, a mathematical model between motor speed and bus voltage was derived. The shoot-through signal duty ratio was then controlled to maintain the bus voltage at the minimum level required for the desired speed, thereby reducing switching losses. Simulation models were built on PSpice and Simulink platforms, and an experimental platform was developed for validation. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed method effectively reduces the bus voltage under low-speed conditions, improves bus voltage utilization, and has practical application value.

Key words: permanent magnet synchronous motor; Miller effect; variable DC bus voltage; switching losses; quasi-Z-source three-phase full-bridge inverter

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)以其高功率密度、高效率、高转矩密度和低转矩脉动等优点[1]逐步取代了直流电机和交流感应电机，成为电动汽车应用的主流电机．电动汽车用永磁同步电机驱动系统一般采用电压源逆变器，供电采用直流电压源．当电机运行时，功率器件存在开关损耗[2]，且随着电机转速的降低，开关损耗增大，进而降低母线电压利用率．因此，减小永磁同步电机驱动系统中功率器件开关损耗的方法成为研究的热点．

直流母线电压的利用率取决于功率器件的导通损耗和开关损耗[3]，很多学者研究降低逆变

收稿日期：2024-12-05
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62406342)；辽宁省自然科学基金资助项目(2024-BS-260)；上海市法医学重点实验室暨司法部司法鉴定重点实验室开放课题(KF202415)．
作者简介：王爱侠(1974—)，女，河北唐山人，东北大学讲师，博士．
通信作者：佟喜满，E-mail:1521379816@qq.com.

器开关损耗的方法.文献[4-8]提出的基于谐振逆变器的软开关控制策略使器件在零电压或零电流下实现通断状态转换,从而将开关损耗降至最低,但该控制策略仅适用于传统直流输入或直流源电压的逆变器.Sukesh等[9]进一步提出采用带有DC-DC转换器的逆变器软开关解决方案使变换器工作在DCM模式下,但该方法导致所有功率器件电流有效值较大,影响电路效率.针对Z源逆变器拓扑[10-15]的研究中,文献[11]提出的调制策略通过调整直流侧与交流侧的对应关系来优化开关损耗,但Z源拓扑存在输入电流不连续的缺陷;文献[12]提出基于Z源逆变器的改进型SVPWM调制策略以降低开关损耗;文献[13]采用双开关频率调制技术实现调制比M与占空比D的解耦来减少系统开关损耗;文献[14]将改进型Z源拓扑(准Z源逆变器[15])应用于三相全桥逆变器前端,通过调节直通矢量占空比实现升压功能,但该占空比无法实时响应转速变化,导致低转速时母线电压过高.

本文针对准Z源三相全桥逆变器不能实时调控直通信号占空比的缺点,提出一种基于准Z源三相全桥逆变器的变直流母线电压控制方法.通过推导母线电压与转速的数学关系,得到给定转速下对应的最小直流母线电压值;然后与采集的电容电压值进行比较,得到所需要的直通矢量占空比;最后经过调制器输出信号控制功率器件的通断,使直流母线电压维持在所需的最小值附近,从而减小功率器件的漏源电压,降低开关损耗,提升直流母线电压利用率.

1 准Z源三相全桥逆变器

图1所示为准Z源三相全桥逆变器结构,其中,L_1,L_2代表准Z源拓扑的2个电感,D_1代表二极管,C_1和C_2代表2个电容.整个准Z源拓扑中只包含2个电感、1个二极管和2个电容,不存在开关器件,Q_1,Q_2,Q_3,Q_4,Q_5,Q_6代表6个功率管.

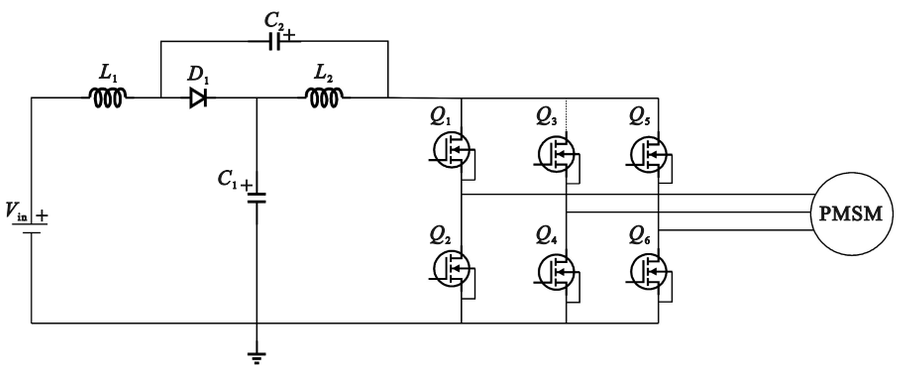


图1 准Z源三相全桥逆变器

Fig. 1 Quasi-Z-source three-phase full-bridge inverter

对改变直流母线电压的具体原理进行分析.假设准Z源三相全桥逆变器的所有器件都工作在理想条件下,设在一个开关周期T内,直通矢量的作用时间为T_0,非直通矢量的作用时间为T_1,$T_0+T_1=T$,定义直通占空比$D=T_0/T$.由图2可见,当直通矢量作用时,可得拓扑回路方程:

$$\left.\begin{aligned} V_{L_1}&=V_{C_2}+V_{\text{in}};\\ V_{L_2}&=V_{C_1};\\ V_{\text{dc}}&=0. \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中:V_{L_1},V_{L_2}为准Z源拓扑电感L_1,L_2两端电压;V_{C_1},V_{C_2}为准Z源拓扑电容C_1,C_2两端电压;V_{in}为输入电压;V_{dc}为准Z源拓扑的输出电压即直流母线电压.

非直通矢量作用时(如图3所示),可得拓扑回路方程:

$$\left.\begin{aligned} V_{L_1}&=V_{\text{in}}-V_{C_1};\\ V_{L_2}&=-V_{C_2};\\ V_{\text{dc}}&=V_{C_1}+V_{C_2}. \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

图中I_{L_1}为流过L_1的电流,I_{L_2}为流过L_2的电流,I_{C_2}为流过C_2的电流.当图中系统充放电达到稳态后,根据电感L_2两端电压满足伏秒平衡,满足下述方程:

$$\left.\begin{aligned} D\left(V_{C_2}+V_{\text{in}}\right)+(1-D)\left(V_{\text{in}}-V_{C_2}\right)&=0;\\ DV_{C_1}-(1-D)V_{C_2}&=0. \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

联立式(2)和式(3)可得

$$\left.\begin{aligned} V_{C_1}&=\frac{1-D}{1-2D}V_{\text{in}};\\ V_{C_2}&=\frac{D}{1-2D}V_{\text{in}};\\ V_{\text{dc}}&=\frac{1}{1-2D}V_{\text{in}}. \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

从上述结果可以分析出,当占空比D取适当值时,可以实现对直流母线电压的升压功能.

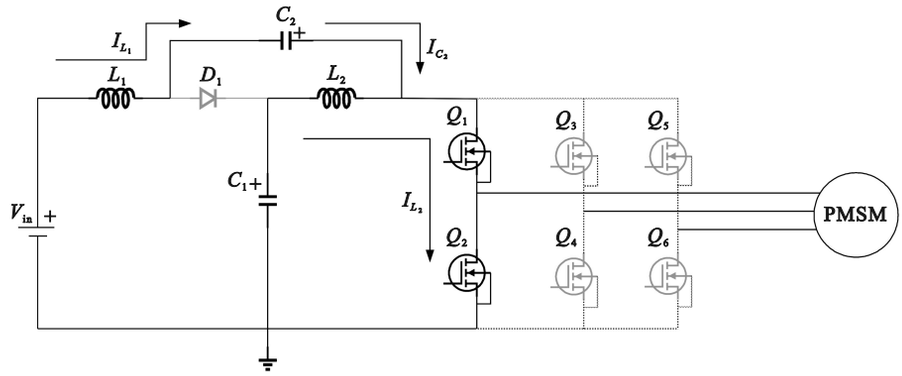


图2　准Z源三相全桥逆变器直通态

Fig. 2　Shoot-through state of quasi-Z-source three-phase full-bridge inverter

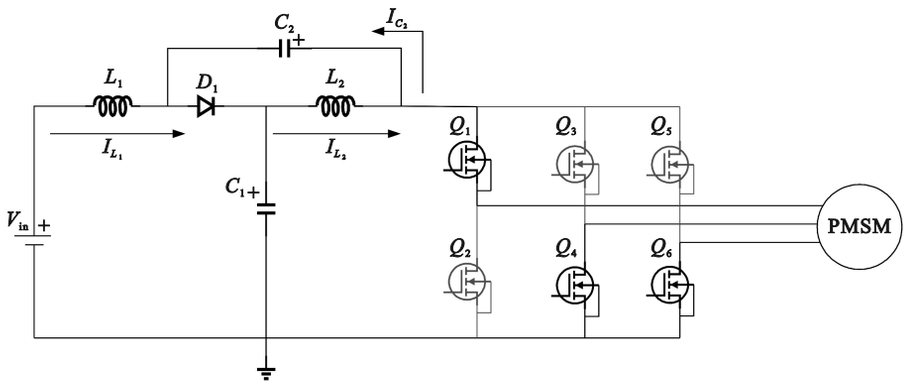


图3　准Z源三相全桥逆变器非直通态

Fig. 3　Non-shoot-through state of quasi-Z-source three-phase full-bridge inverter

2　恒定直流母线电压功耗分析

2.1　开关管损耗构成

三相全桥逆变器中的开关管(MOS场效应管,后文简称为MOS管)的损耗由二极管损耗和开关损耗组成,其中二极管损耗相较于开关损耗,其值非常小,常忽略不计.开关损耗包括开通损耗和关断损耗.损耗一方面影响控制效率,另一方面会导致温升过高,导致功率器件烧毁,对系统造成不可挽回的损害.图4为MOS管开通、关断以及导通时的电压和电流波形.

在此假设t_1为漏源电流I_{ds}上升至10%时的时刻,t_2为I_{ds}上升至90%的时刻,t_3为电流下降至90%的时刻,t_4为电流下降至10%的时刻,并假设$V(t)$和$I(t)$为某一时刻的漏源电压和漏源电流.因此,通过改变直流母线电压值来降低系统正常运行时MOS管的损耗是本文要解决的问题.

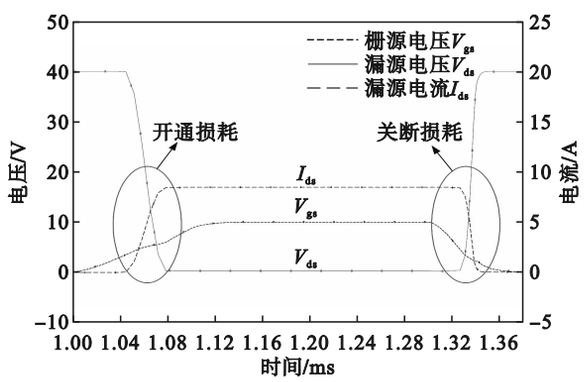


图4　MOS管开通、关断及导通时的电压和电流波形

Fig. 4　Voltage and current waveforms of MOSFET during turn-on, turn-off, and conduction

2.2　损耗分析

当功率器件完全导通时,由于MOS管本身导通电阻R_{ds}的存在,电阻两端因电流通过会导致压降而发热,从而形成导通损耗.MOS管的导通损耗P_{on}为

$$P_{on}=\frac{1}{t_3-t_2}\int_0^{t_3-t_2}V(t)\cdot I(t)\,\mathrm{d}t. \tag{5}$$

根据MOS管导通压降和导通电阻R_{ds}的关系,式(5)还可表示为

$$P_{on}=\frac{1}{t_3-t_2}\int_0^{t_3-t_2}R_{ds}\cdot I^2(t)\,\mathrm{d}t. \tag{6}$$

经过上述分析可以看出,导通损耗与导通电阻R_{ds},MOS管两端电压以及流过MOS管的电流相关.当选用的MOS管确定时,导通电阻R_{ds}就是定值,导通损耗只与漏源电压和漏源电流相关.因此当漏源电压越大或者漏源电流越大时,所对应的导通损耗就越大.

MOS管在开通时的过程分为4个阶段,各阶段的工作过程如下:

1) MOS管驱动电压通过栅极电阻R_g对栅源电容C_{gs}充电,栅源电压V_{gs}以指数形式上升,此时漏源电流I_{ds}没有变化.

2) V_{gs}达到MOS管开启电压,MOS管进入线性区,I_{ds}缓慢上升,直到I_{ds}达到饱和电流或者负载最大电流,在此期间漏源极之间依然承受几乎全部的直流母线电压V_{dc},即$V_{dc}\approx V_{ds}$.

3) 当I_{ds}达到饱和电流并维持稳定值时,MOS管工作在饱和区,V_{gs}固定不变,MOS管的漏源电压V_{ds}开始下降.在此期间C_{gs}不再消耗电荷,MOS管驱动电压开始给栅漏电容C_{gd}提供放电电流.此时V_{gs}电压达到米勒平台(C_{gs}电容充满),在此期间I_{ds}电流不变,MOS管导通,漏源电压V_{ds}持续减小.

4) 电压V_{ds}下降到趋近于0 V,MOS驱动电压继续给C_{gs}充电,直至MOS管完成导通,V_{ds}等于驱动电压值.

关断过程是开通过程的逆过程.图5和图6分别对应MOS管开通和关断的过程:

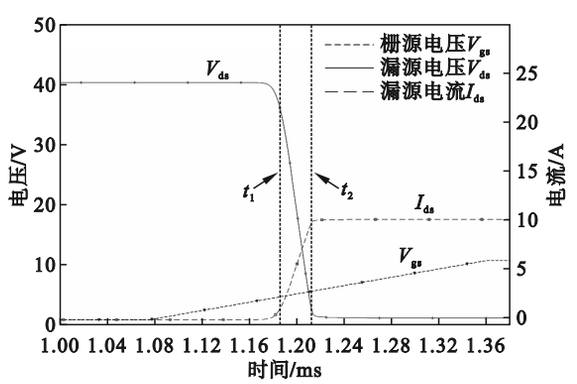


图5 MOS管开通过程

Fig. 5 Turn-on process of MOSFET

从图5可以看出,$t_1\sim t_2$为MOS管开通瞬间,设开通损耗为P_{on},即

$$P_{on}=\int_{t_1}^{t_2}V(t)\cdot I(t)\,\mathrm{d}t. \tag{7}$$

从图6可以看出,$t_3\sim t_4$为MOS管关断瞬间,设关断损耗为P_{off},即

$$P_{off}=\int_{t_3}^{t_4}V(t)\cdot I(t)\,\mathrm{d}t. \tag{8}$$

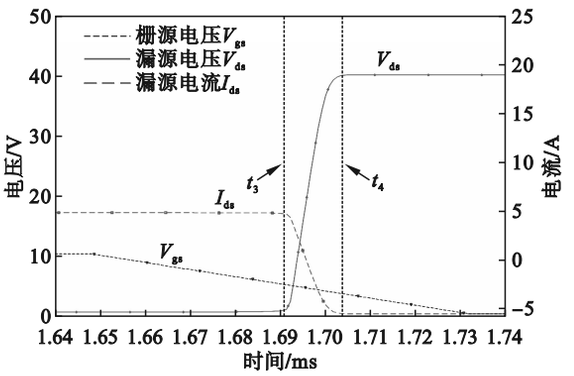


图6 MOS管关断过程

Fig. 6 Turn-off process of MOSFET

3 变直流母线电压调制策略

本文基于准Z源拓扑的升压功能提出了一种可变直流母线电压的控制策略,使直流母线电压根据特定数学模型适应电机转速变化,从而降低开关管的损耗.定义n_{th}为电机运行到弱磁区域的临界转速值,通过推导n_{th}和V_{dc}的关系可获得保证电机正常运行的最小直流母线电压值V_{dcmin},控制准Z源的输出电压V_{dc}=V_{dcmin},可在确保电机正常运行的前提下,实现开关损耗最小化,提高运行效率.由准Z源逆变器数学模型可知输入电压、输出电压以及电容电压的关系如式(4)所示,综合式(4)的3个等式可得

$$V_{C_1}=\frac{1}{2}\left(V_{dc}+V_{in}\right). \tag{9}$$

将式(9)变形后,得到直流母线电压输出等式:

$$V_{dc}=2V_{C_1}-V_{in}. \tag{10}$$

根据永磁同步电机数学模型,d,q轴下的定子电压方程为

$$\left.\begin{aligned}V_d&=R_sI_d-n_eL_qI_q;\\V_q&=R_sI_q+n_rL_dI_d+n_e\psi_f.\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

其中:L_d,L_q分别为d,q轴电感;I_d,I_q分别为d,q轴电流;V_d,V_q分别为d,q轴电压;R_s为转子电阻;n_e为电机电气转速;n_r为电机机械转速;ψ_f为电机转子磁链.电机运行时定子电压V_s幅值表达式为

$$V_s^2=\left(n_eL_qI_q\right)^2+\left(n_eL_dI_d+n_e\psi_f\right)^2. \tag{12}$$

定子电压幅值的最大值与直流母线电压的关系为

$$V_{\mathrm{smax}}=\frac{V_{\mathrm{dc}}}{\sqrt{3}}=\sqrt{\left(n_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{q}}I_{\mathrm{q}}\right)^{2}+\left(n_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}+n_{\mathrm{e}}\psi_{\mathrm{f}}\right)^{2}}.\tag{13}$$

可得临界转速 n_{th} 与直流母线电压最小值 V_{dcmin} 的关系:

$$n_{\mathrm{th}}=\frac{V_{\mathrm{dcmin}}}{\sqrt{3\left(\left(L_qI_q\right)^{2}+\left(L_dI_d+\psi_{\mathrm{f}}\right)^{2}\right)}}.\tag{14}$$

得到临界转速和直流母线电压的关系后,因为直流母线电压不是固定值且测量难度较大,所以利用式(10),将直流母线电压替换为 V_{C1} 和 V_{in} 的关系,由于电容两端电压不能突变,其关系如下所示:

$$n_{\mathrm{th}}=\frac{2V_{C_1}-V_{\mathrm{in}}}{D_{\mathrm{en}}}.\tag{15}$$

式中,$D_{\mathrm{en}}=\sqrt{3\left(\left(L_qI_q\right)^{2}+\left(L_dI_d+\psi_{\mathrm{f}}\right)^{2}\right)}$.

分析式(15)可知,D_{en} 为等效占空比,与电机参数有关,V_{in} 是系统的输入电压为定值.给定一个输入转速,首先利用式(10)和式(15)计算临界直流母线电压值和电容 C_1 两端的电压值;然后采集电容 C_1 两端的实际电压值与计算值作差,经PI控制器处理后得到直通信号占空比,作为改进SVPWM模块的1个输入.

对于采集到的三相电流 I_{A},I_{B},I_{C},经过Clarke和Park变换得到 d,q 轴电流 I_d,I_q.本文令 $I_d=0$,经过PI控制器得到 d 轴电压值 V_d;q 轴电流与转速差经过PI控制器得到 q 轴电压值 V_q.d 轴电压值和 q 轴电压值经过反Park变换得到 V_α 和 V_β 作为改进SVPWM模块的另外2个输入.经改进SVPWM模块输出的PWM信号控制MOS管的通断,使 C_1 两端电压达到稳态,进而使直流母线电压达到稳态.直流母线电压不再变化时,保持这个电压值就可以保证系统能运行在给定转速下.当给定转速发生变化时,可以控制 C_1 两端电压一直维持在计算值附近,从而实现电容两端电压的实时调控,进而实现直流母线电压的实时调控,使直流母线电压维持在能保证电机在给定转速下正常运行的最小值 V_{dcmin}.整体控制框架如图7所示,其中 θ 为转子角度,d_{sh} 为可变直通占空比,n 为电机转速,V_{s} 为电机定子绕组电压.

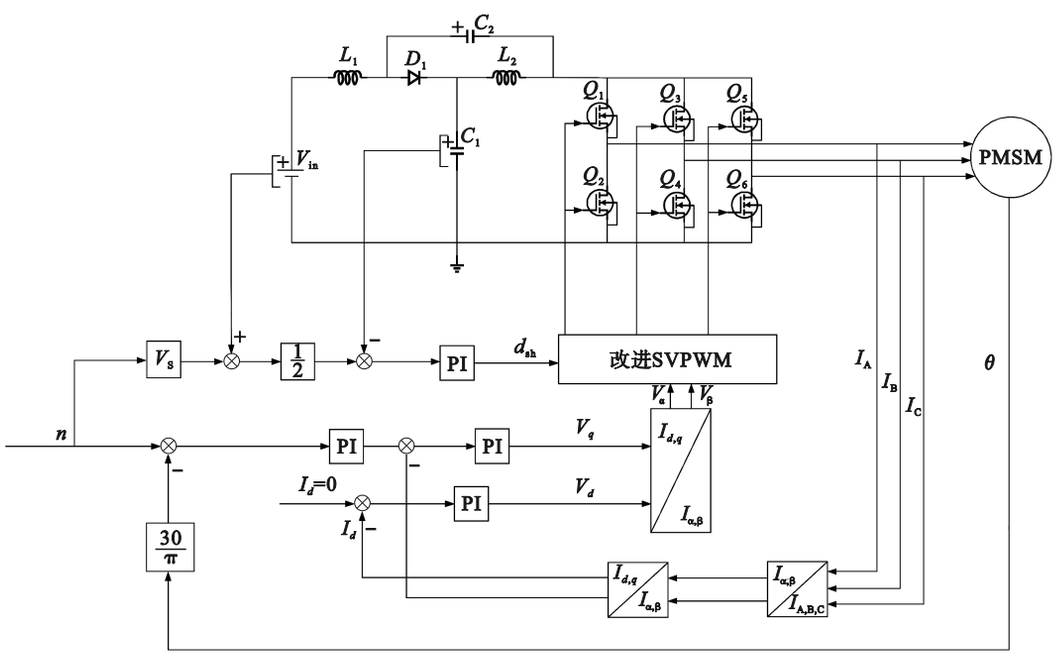


图7　可变直流母线电压控制框图

Fig. 7　Control block diagram for variable DC bus voltage

4　仿真分析对比

4.1　仿真分析

以Simulink和PSpice仿真软件为平台,搭建准Z源三相全桥逆变器系统,其基本参数为:输入电压为24 V,电感 L_1,L_2 为1 mH,电容 C_1,C_2 为0.86 mF,控制频率为10 kHz,采用 $I_d=0$ A控制方法,逆变器采用直通矢量6分段SVPWM调制策略.给定转速为1 500 r/min,对可变直流母线电压进行仿真分析.

对于恒定直流母线电压控制方法,给定固定

直通信号占空比 D=0.3，由式(4)可求得 V_{dc}=60 V. 对于变直流母线电压控制法，同样给定转速 1 500 r/min，根据式(14)可求得 V_{dcmin}=53 V，由式(10)可求得 V_{C_1}=38.5 V. 将给定转速由 1 500 r/min 降到 1 000 r/min，测试电容 C_1 两端电压值 V_{C_1}，如图 8 所示.

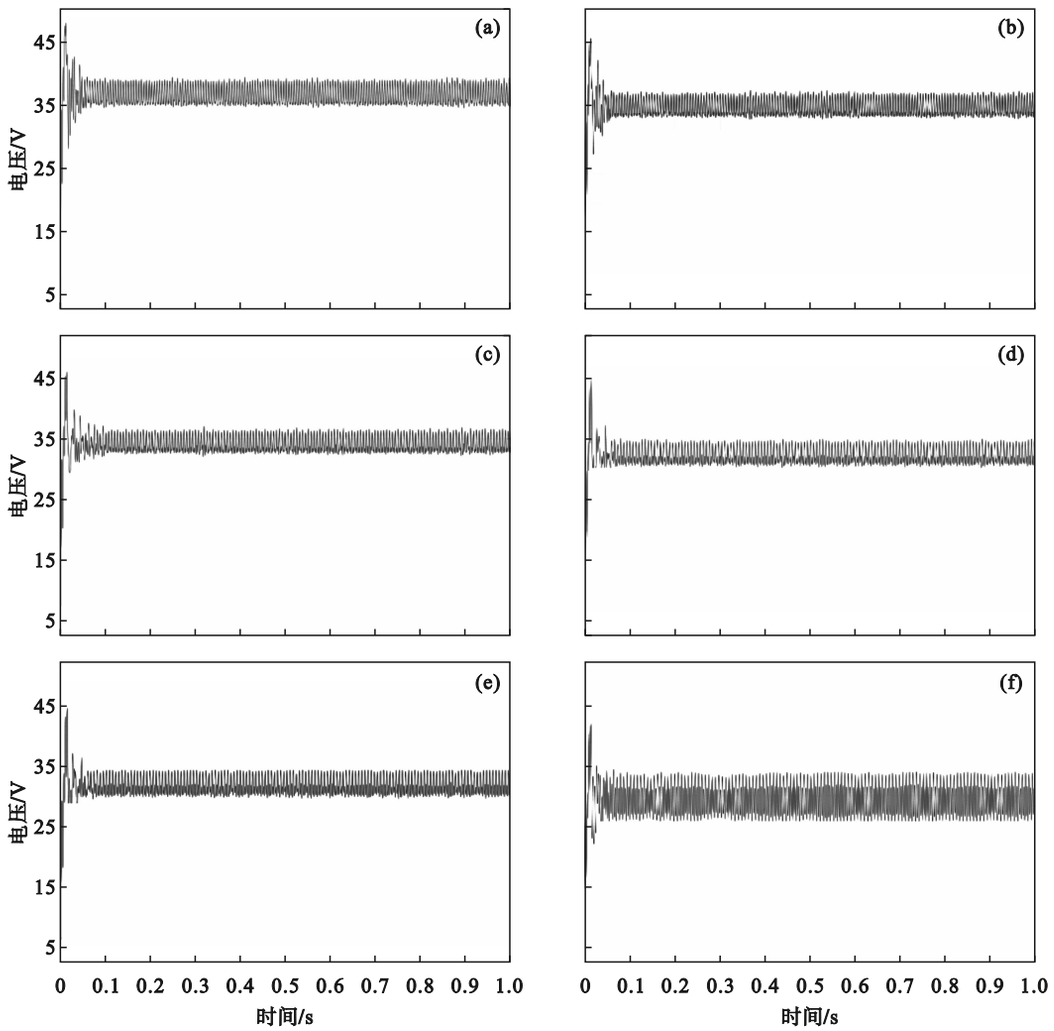


图 8 不同转速下的 V_{C_1} 电压仿真结果

Fig. 8 Simulated results of V_{C_1} voltage at different rotational speeds

(a)—1 500 r/min；(b)—1 400 r/min；(c)—1 300 r/min；(d)—1 200 r/min；(e)—1 100 r/min；(f)—1 000 r/min.

电容两端电压值 V_{C_1} 可以由式(10)实时调整直流母线电压的值，从图 8 分析可知，准 Z 源三相全桥逆变器无论转速增大或减小，其直流母线电压都会根据给定直通信号占空比，恒定维持在某个值附近.

由式(7)和式(8)可计算可变直流母线电压和恒定直流母线电压的开关损耗占比，如图 9 所示.

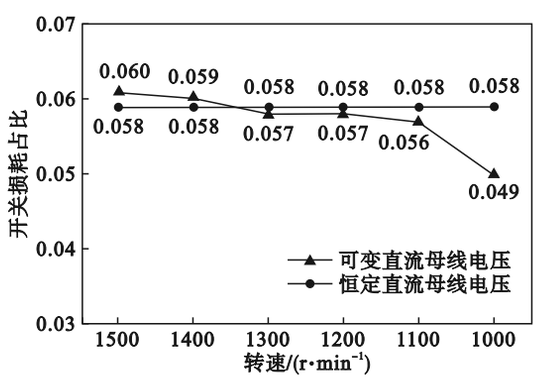


图 9 开关损耗占比对比图

Fig. 9 Comparison chart of switching loss percentage

4.2 实验分析

选取 ST (STMicroelectronics) 公司的 STM32F407ZET6 作为主控芯片，搭建变直流电压控制实验平台如图 10 所示，示波器选用 TBS2000B. 整个系统包括准 Z 源电路、驱动板、控制板、PMSM 和示波器.

母线电压的采集分为直接采样和间接采样，直接采样需在非直通状态进行采样，其控制方法复杂，因此本文采用间接采样的方式，通过采集

电容C_1电压来间接计算母线电压,二者之间关系由式(4)可知,因此本文通过采集电容C_1的电压来计算母线电压.图11给出了不同转速下电容C_1两端的电压实测值,实测值与图8仿真结果吻合.可以看出,随着转速的改变,直流母线电压会相应作出调整.在低转速工况,本文提出的控制策略会降低直通信号占空比,进而降低母线电压,降低功率器件损耗;在高转速工况,本文提出的控制策略会提升直通信号占空比,进而提升母线电压,保证电机达到期望转速,提高直流母线电压利用率.

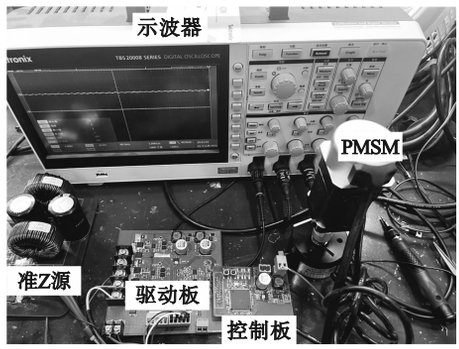


图10　测试平台

Fig. 10　Testing platform

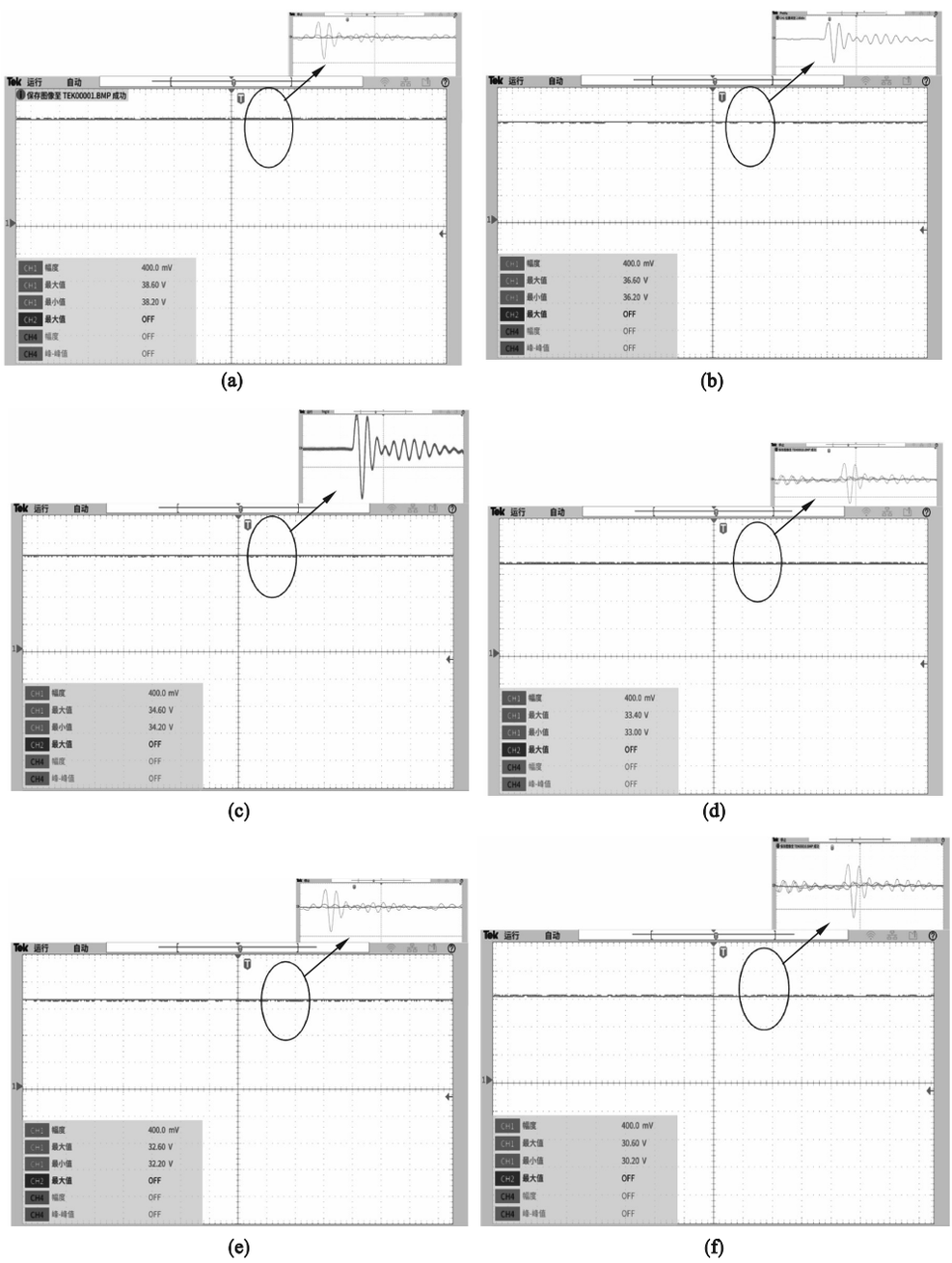


图11　不同转速下V_{C_1}电压实测值

Fig. 11　Measured values of V_{C_1} voltage at different rotational speeds

(a)—1 500 r/min;(b)—1 400 r/min;(c)—1 300 r/min;(d)—1 200 r/min;(e)—1 100 r/min;(f)—1 000 r/min.

5 结 论

1) 分析了开关损耗与直流母线电压的关系. 开关损耗随直流母线电压的升高而增大,且直流母线电压越高,损耗增大的速率越快.

2) 提出了一种降低开关损耗的可变直流母线电压控制方法,通过建立转速与直流母线电压的数学模型,实现了直流母线电压随转速实时调节的控制策略.

3) 通过仿真和实验验证了在低速转速下,该方法可有效降低母线电压,降低开关损耗.

参考文献:

[1] Ibrahim M, Pillay P. Aligning the reluctance and magnet torque in permanent magnet synchronous motors for improved performance[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland, 2018: 2286-2291.

[2] 陈明文, 张浩, 王亮. 新能源汽车功率器件损耗特性和效率分析[J]. 北京汽车, 2023(1): 14-17, 29.
(Chen Ming-wen, Zhang Hao, Wang Liang. The loss characteristics and efficiency of new energy vehicle power devices[J]. *Beijing Automotive Engineering*, 2023(1): 14-17, 29.)

[3] 马昆, 施永, 苏建徽, 等. 考虑寄生参数的功率MOSFET开关损耗简化计算方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(sup2): 591-599, 609.
(Ma Kun, Shi Yong, Su Jian-hui, et al. Simplified model of power MOSFET switching loss considering the parasitic parameters [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(sup2): 591-599, 609.)

[4] Mishima T, Takami C, Nakaoka M. A new current phasor-controlled ZVS twin half-bridge high-frequency resonant inverter for induction heating [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(5): 2531-2545.

[5] Amirabadi M, Balakrishnan A, Toliyat H A, et al. High-frequency AC-link PV inverter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(1): 281-291.

[6] Li R, Xu D H. A zero-voltage switching three-phase inverter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(3): 1200-1210.

[7] Chu E H, Song J X, Yang D S, et al. An auxiliary resonant pole soft-switching inverter with low pre-charge current[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(10): 12790-12800.

[8] Wu Y Y, Hu C S, Ye Y W, et al. Adaptive soft-switching control of active-clamping three-phase inverters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(3): 2865-2878.

[9] Sukesh N, Pahlevaninezhad M, Jain P K. Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(4): 1819-1833.

[10] Peng F Z. Z-source inverter [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(2): 504-510.

[11] 姜翼展, 张经纬, 何凤有, 等. 一种开关损耗优化Z源逆变器调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4312-4323.
(Jiang Yi-zhan, Zhang Jing-wei, He Feng-you, et al. A switching loss optimization modulation strategy for Z-source inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(16): 4312-4323.)

[12] Sonar S, Mondal S, Ghommam J, et al. An optimized space vector based switching algorithm with reduced switching transitions for impedance source inverter [J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 28965-28974.

[13] Jaber H J, Horie K, Domae S, et al. Dual switching-frequency hybrid Si-SiC Y-inverter[C]//11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023-ECCE Asia). Jeju Island, 2023: 757-763.

[14] Battiston A, Miliani E H, Pierfederici S, et al. Efficiency improvement of a quasi-Z-source inverter-fed permanent-magnet synchronous machine-based electric vehicle [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, 2(1): 14-23.

[15] Anderson J, Peng F Z. A class of quasi-Z-source inverters [C]//2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Edmonton, 2008: 1-7.