

# 谐振直流环节逆变器驱动 BLDCM 的控制研究

贺虎成<sup>1</sup>, 杜京义<sup>1</sup>, 刘卫国<sup>2</sup>

(1.西安科技大学, 陕西 西安 710054; 2.西北工业大学, 陕西 西安 710072)

**摘要:**结合无刷直流电机(BLDCM)脉宽调制(PWM)的特点和谐振直流环节逆变器的工作原理,提出了新型并联谐振直流环节软开关逆变器驱动无刷直流电机的控制策略。三相逆变桥仅实现 BLDCM 的换相运行,通过谐振直流环节开关的调制斩波,实现了 BLDCM 的 PWM 控制。实验结果表明,该控制策略实现了谐振直流环节逆变器的正常工作, BLDCM 运转平稳,电流波形较好。

**关键词:**无刷直流电机; 脉宽调制; 逆变器; 驱动

中图分类号:TM33

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2009)06-0034-03

## Control Strategy of BLDCM Driven by novel Resonant DC Link Inverter

HE Hu-cheng<sup>1</sup>, DU Jing-yi<sup>1</sup>, LIU Wei-guo<sup>2</sup>

(1.Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;

2.Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** A novel control strategy is proposed for brushless DC motor (BLDCM) driven by parallel resonant DC link inverter. The switches of the inverter work under the commutation frequency to give proper commutations such that two of the three phases are with on states and the remaining one is with floating state. Auxiliary switches are controlled, and resonant occurs between inductor and capacitor to perform PWM control for BLDCM. Subsequent experiment is performed for BLDCM, and their results confirm the validity of control rule presented.

**Keywords:** brushless DC motor; pulse width modulation; inverter; drive

### 1 引言

永磁无刷直流电机(BLDCM)以其体积小、重量轻、无换向火花、效率高、出力大、特性好、响应快等优点,已广泛用于对性能、体积和重量要求较高的场合<sup>[1]</sup>。BLDCM 通常采用硬开关逆变器驱动,故系统性能受硬开关逆变器存在的功率损耗大、系统效率低和开关应力高等缺点的影响而难以进一步提升。

谐振直流环节软开关逆变器作为一种有效的解决途径,已研究产生了许多拓扑和控制方法<sup>[2-4]</sup>,但这些拓扑仍存在一些不足,诸如开关器件电流电压应力较高、控制比较复杂、直流母线中点电压不平衡等。

文献[5]提出了一种新型并联谐振直流环节软开关逆变电路,其优点有:①谐振网络无谐振阈值限制;②谐振过程所用时间较短,消耗功率较小;③逆变桥的续流二极管实现了软关断,克服了反向恢复问题;④可以实现 PWM 控制且方法简单,便于工程实现;⑤省去了直流环节的大电容,无中点电位不平衡问题;⑥功率器件具有较小的开关应力;⑦逆变桥开关操作均为零电压开关(ZVS),谐振单元的开关器件操作为 ZVS 或零电流开关(ZCS)。在此探讨了该新型谐振直流环节逆变器在 BLDCM 中的应用问题。

### 2 新型谐振直流环节软开关逆变器

图 1 示出新型谐振直流环节软开关逆变器的拓扑电路,包括直流电源、谐振单元、三相电压源逆变器和电机。

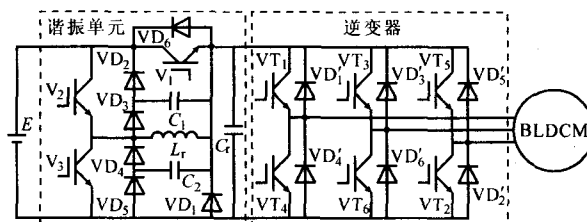


图 1 新型谐振直流环节软开关逆变器

为便于分析,先假设:①器件均为理想工作状态;②负载电感远大于谐振电感,逆变桥开关状态过渡瞬间的负载电流可认为是恒流源  $I_0$ ;③在逆变桥开关状态过渡瞬间,续流二极管等效为  $VD_{Ti}$ ;④电路状态的时变特性按阶段模式描述。逆变器过渡状态的等效电路如图 2 所示。

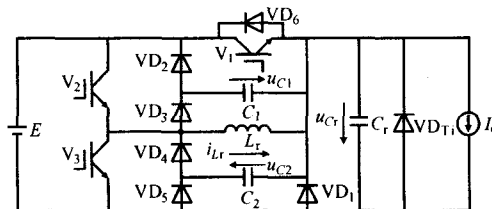


图 2 逆变器等效电路

图 3 示出逆变器状态过渡期间一个开关周期的动作波形。新型谐振直流环节逆变器的一个完整 PWM 开关周期由 10 个阶段构成。

定稿日期:2008-11-03

作者简介:贺虎成(1977-),男,甘肃渭源人,博士,研究方向为软开关逆变、智能自动化装置、运动控制技术。

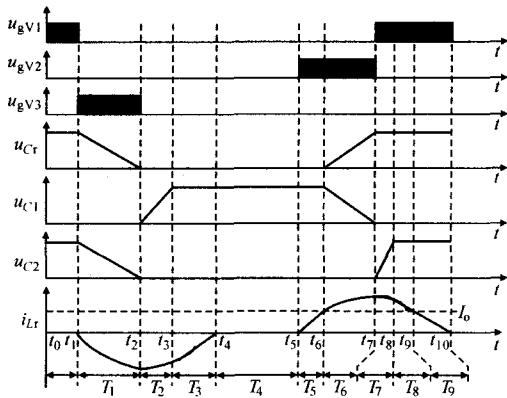


图3 逆变器动作波形

(1) 模式 a [ $t_0 \sim t_1$ ] 假定这是电路的初始工作状态,  $V_2, V_3$  断开,  $V_1$  导通, 电源  $E$  经  $V_1$  向负载提供电流, 则有  $i_{Lr}(t)=0, u_{c1}(t)=0, u_{c2}(t)=E$  和  $u_{Cr}(t)=E$ 。

(2) 模式 b [ $t_1 \sim t_2$ ]  $t=t_1$  时, PWM 关断信号到来, 直接关断  $V_1$ , 由于  $u_{Cr}, u_{c2}$  不能突变, 所以  $V_1$  为 ZVS 关断。同时开通  $V_3$ , 由于  $i_{Lr}$  不能突变, 所以  $V_3$  为 ZCS 开通。

(3) 模式 c [ $t_2 \sim t_3$ ]  $t=t_2$  时, 直流母线电压即  $u_{Cr}$  谐振下降到零, 负载电流  $I_0$  流过续流二极管  $VD_{T1}$ , 同时, 因  $VD_1$  的导通, 阻止了谐振的进行, 电容不能反向充电,  $L_r, V_3$  和  $VD_1$  形成回路, 使  $i_{Lr}$  为恒值。此时关断  $V_3$ , 因  $u_{c1}(t)=0$  且不能突变, 则  $V_3$  为 ZVS 软关断。  $L_r$  与  $C_1$  发生谐振,  $C_1$  被充电电压升高,  $i_{Lr}$  下降。

(4) 模式 d [ $t_3 \sim t_4$ ]  $t=t_3$  时,  $u_{c1}(t)=E$ , 谐振中止,  $i_{Lr}$  转换到  $VD_2$ , 向电源回馈能量, 使  $i_{Lr}$  迅速减小为零。

(5) 模式 e [ $t_4 \sim t_5$ ] 在该阶段,  $VD_{T1}$  与  $I_0$  构成回路, 与传统逆变器的工作状态相同。在  $t_2 \sim t_5$  阶段直流环节电压为零, 逆变桥功率器件可以完成一次 ZVS 开关过程, 且该段时间可以控制, 等开关过程结束后, 母线电压回升。

(6) 模式 f [ $t_5 \sim t_6$ ]  $t=t_5$  时, 在 ZCS 下开通  $V_2$ , 则  $i_{Lr}$  正向线性增加, 并通过逆变桥开关向负载供电, 使流过  $VD_{T1}$  的电流线性减小。

(7) 模式 g [ $t_6 \sim t_7$ ]  $t=t_6$  时,  $i_{Lr}$  与  $I_0$  相等且继续增加, 使  $VD_{T1}$  软关断。  $i_{Lr}$  一部分与  $I_0$  保持平衡, 另一部分使得  $L_r$  与  $C_r, C_1$  发生自然谐振,  $u_{Cr}$  上升,  $u_{c1}$  下降。

(8) 模式 h [ $t_7 \sim t_8$ ] 在谐振过程中,  $u_{Cr}$  上升至  $E$ , 即  $t=t_7$  时,  $u_{c1}(t)=E, u_{c2}(t)=0, VD_6$  导通, 限制了  $u_{Cr}$  的进一步增加。此时开通  $V_1$ , 则  $V_1$  为 ZVS 开通, 同时  $V_2$  为 ZVS 关断,  $L_r$  与  $C_2$  发生谐振, 使  $C_2$  充电。

(9) 模式 i [ $t_8 \sim t_9$ ]  $t=t_8$  时,  $u_{c2}(t)=E$ , 使得  $VD_5$  导通,  $L_r$  向电源馈能。经过  $T_8$  后,  $i_{Lr}=I_0$ , 馈能过程结束。

(10) 模式 j [ $t_9 \sim t_{10}$ ]  $t=t_9$  时,  $i_{Lr}(t)=I_0, VD_6$  关断, 直流电源经  $V_1$  向负载补充电流, 直至  $i_{Lr}(t)=0$ , 此后负载电流全部由电源提供。

当  $t=t_{10}$  时,  $i_{Lr}(t)=0$ , 电路状态又回到模式 a, 完

成一次 PWM 运行。

### 3 逆变器驱动 BLDCM 的 PWM 控制

#### 3.1 BLDCM 的 PWM 控制原理

BLDCM 的 PWM 控制实质可概括为: ① PWM 导通阶段。直流电源通过逆变器向电机传输能量, 电机相电流增加, 电机电磁转矩增加, 从而使电机加速运动; ② PWM 关断阶段。BLDCM 通过逆变器的续流二极管形成续流回路, 因电枢反电势的存在使得电机相电流减小, 电机电磁转矩减小, 从而使电机进行减速运动。

#### 3.2 PRDCLI 驱动 BLDCM 的 PWM 控制

为了获得 BLDCM 的 PWM 特性, 提出了如图 4 所示的谐振直流环节驱动 BLDCM 的 PWM 算法。三相逆变桥仅完成 BLDCM 的换相功能, 不进行 PWM 高频调制。

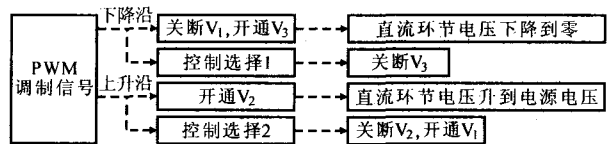


图4 谐振直流环节驱动 BLDCM 的 PWM 控制

PWM 信号下降沿, 直接关断开关  $V_1$ , 并同时开通  $V_3$ , 则由谐振直流环节逆变器的工作原理可知, 直流环节电压将谐振到零并保持为零, 电机电流通过逆变桥续流二极管形成续流回路。控制选择 1 可通过两种方式实现: ① 时序控制,  $V_3$  的导通时长固定, 通过电机空载电流确定, 控制完全基于时间序列, 无需检测任何电压或电流; ② 监测控制, 检测直流环节电压, 当直流环节电压下降到零后关断  $V_3$ 。

PWM 信号上升沿时, 直接开通  $V_2$ , 则由工作原理可知, 直流环节电压将谐振到  $E$ , 之后开通  $V_1$  并同时关断  $V_2$ , 则直流电源通过  $V_1$  向电机传输电能。控制选择 2 同样可通过两种方式实现: ① 时序控制,  $V_2$  的导通时长固定, 通过最大电机电流确定, 控制完全基于时间序列; ② 监测控制, 检测直流环节电压, 当直流环节电压上升到  $E$  后关断  $V_2$ 、开通  $V_1$ , 控制时间随负载大小变化。

下面分析谐振直流环节逆变器驱动下 BLDCM 的电流。为便于分析, 假设 a, c 相绕组为工作相, 且电流从 a 相流入, 从 c 相流出, 电机反电势为  $120^\circ$  的平顶梯形波, 幅值为  $E_\phi$ 。

PWM 导通时, 电路等效结构如图 5a 所示, 电流经过  $V_1$  和  $VT_1$  进入电机 a 相绕组, c 相绕组电流从  $VT_2$  流出。则 PWM 导通运行区域的电压方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \\ R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L \\ L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\phi \\ -E_\phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $i_a, i_c$  为定子绕组相电流;  $L$  为绕组电感,  $L=L_s-M; L_s, R$

为每相绕组自感、电阻;  $M$  为每两相绕组间互感;  $p$  为微分算子;  $u_N$  为电机绕组星形点  $N$  对参考点  $O$  之间的电压。

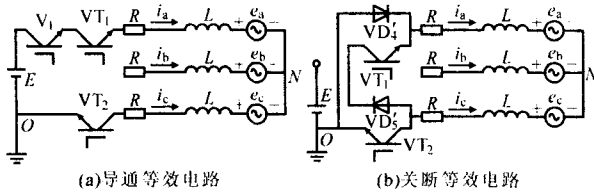


图 5 谐振直流环节逆变器驱动 BLDCM 的等效电路

当 PWM 频率较高时,可忽略  $R$ 。则 a 相绕组的电流变化率为:

$$p i_a = \frac{E/2 - E_e}{L} > 0 \quad (2)$$

因此,谐振直流环节逆变器驱动 BLDCM 时,在 PWM 导通阶段,电机电流增加,电机电磁转矩增加,电机加速,与硬开关逆变器驱动 BLDCM 的 PWM 导通控制结果一致。

PWM 调制关断时,直流环节电压谐振到零并保持,电路等效结构如图 5b 所示,电机相电流在三相逆变桥形成两个续流回路,一路经  $VD_4', VT_2$  形成续流回路,另一路经  $VD_5', VT_1$  形成续流回路。则 PWM 关断运行区域电压方程为:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & \\ & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & \\ & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\phi \\ -E_\phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

忽略电机相电阻的影响,则式(2)变为:

$$p i_a = \frac{-E_e}{L} < 0 \quad (4)$$

所以,在 PWM 调制关断时,电机电流减小,电机电磁转矩减小,电机减速,与硬开关逆变器驱动 BLDCM 时的 PWM 关断控制结果一致。

#### 4 实验结果

为了验证理论结果,对新型谐振直流环节软开关逆变器驱动 BLDCM 进行了实验分析。BLDCM 的额定电压为 24 V,极数为 4。功率变换器直流供电电压为 24 V,载波频率为 20 kHz。

图 6 示出实验结果。由图 6a,b 可知,负向电感电流使直流环节电压谐振到零,正向电感电流使直流环节电压谐振至电源电压,符合新型谐振直流环节逆变器的工作原理。由图 6c 可见,在谐振直流环

节软开关逆变器驱动下,BLDCM 的电流波形较好,运转较平稳,完全按设定的三相六状态  $120^\circ$  运行,说明所述控制算法是可行的。

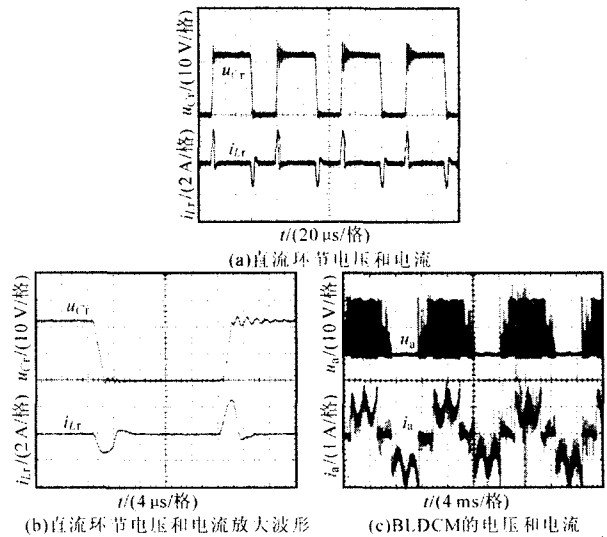


图 6 实验波形

#### 5 结论

将谐振软开关逆变技术应用于 BLDCM 驱动系统,可以提高整个系统的运行效率和功率密度,在要求高效率小体积的应用场合具有重要意义。

#### 参考文献

- [1] 李钟明,刘卫国.稀土永磁电机[M].北京:国防工业出版社,2001.
- [2] Yi W, Liu H L, Jung Y C, et al. Program-controlled Soft Switching PRDCL Inverter with New Space Vector PWM Algorithm[A]. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. Toledo, Spain, 1992: 313-319.
- [3] Luigi Malesani, Paolo Tenti, Psolo Tomasin, et al. High Efficiency Quasi-resonant DC link Three-phase Power Inverter for Full Range PWM[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1995, 31(1): 141-148.
- [4] 明正峰,钟彦儒,宁耀斌,等.一种新的直流母线并联谐振零电压过渡三相 PWM 电压源逆变器[J]. 电工技术学报, 2001, 16(6): 31-35.
- [5] 贺虎成,刘卫国,李 榕,等.电机驱动用新型谐振直流环节电压源逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 60-65.

(上接第 3 页)体开关器件驱动,保护及串、并联应用;③机车动车牵引变流器的电路拓扑、系统结构、控制技术和设计;④多电平牵引变流器控制策略的研究与应用;⑤机车动车牵引变流器的冷却技术研究与应用;⑥机车动车牵引变流器的检测与故障诊断技术;⑦机车动车牵引变流器的可靠性研究与应用;⑧机车动车牵引变流器试验技术与应用;⑨直流供电系统中再生能量处理技术研究与应用。

欲投稿的作者请在 2009 年 8 月 20 日前将论文寄到本刊编辑部 (Email: dldzjstg@163.com),并注明电力电子技术在轨道交通中的应用“专辑”字样,所投论文将按本刊常规审稿程序请国内外同行专家评审,评审结果将于 2009 年 9 月 15 日通知作者。本刊邀请西南交通大学郭世明教授作为本专辑的特邀主编,对本领域的研究及专辑的论文进行分析和点评。

截稿日期:2009 年 8 月 20 日 录用通知发出日期:2009 年 9 月 15 日

论文刊登期号:2009 年第 12 期(2009 年 12 月 20 日出版)