

PWM 调制模式对 TSMC-S/G 系统的影响

刘晓宇 周 波 梁 莹

(南京航空航天大学 江苏省新能源发电与电能变换重点实验室 南京 210016)

摘要 将双级矩阵变换器 (TSMC) 引入起动/发电系统, 构成基于 TSMC 的新型起发系统 (TSMC-S/G 系统)。系统起动时采用三相六拍控制策略, 并对 TSMC 采用 PWM 调制进行电流调节。针对系统特点, 详细分析了不同 PWM 调制模式对 TSMC 母线电流、安全换流策略、转矩脉动以及非导通相端电压、电流的影响, 研究了各种调制模式的特点, 提出了优化的调制策略, 最终确定了最适合 TSMC-S/G 系统起动的调制模式。仿真分析与实验结果均验证了理论分析的正确性与可行性。

关键词: 双级矩阵变换器起动/发电系统 PWM 调制模式 母线电流 安全换流 转矩脉动 非导通相电流

中图分类号: TM464

Effect of PWM Modulation Modes on Two-Stage Matrix Converter-Starter/Generation System

Liu Xiaoyu Zhou Bo Liang Ying

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract The usage of the two-stage matrix converter (TSMC) in the starter/generation system is investigated in this paper. Then a new generator/starter system based on TSMC (TSMC-S/G system) is constructed. Three-phase-six-beat modulation strategy is adopted when the system starts. The PWM modulation is used to regulate the current of TSMC. Considering the characteristics of the system, the effects of different PWM modulation modes on the bus current of TSMC, the safe commutation strategies, the torque ripple, and the voltage and the current of the non-conducting phase are analyzed in detail. The characteristics of various modulation modes are also studied, and the optimized modulation strategy is proposed to finalize the most suitable modulation mode for TSMC-S/G system at starting. The feasibility and effectiveness of the control strategy are validated by simulations and experimental results.

Keywords: Two-stage matrix converter-starter/generation system, PWM modulation modes, bus current, safe commutation, torque ripple, current of non-conducting winding

0 引言

起动/发电系统是当前航空电源系统发展的重要趋势^[1,2]。功率变换器是起动/发电系统的关键部件。双级矩阵变换器 (Two-Stage Matrix Converter,

TSMC) 革除了直流储能电容, 具有紧凑的拓扑结构、优越的输入输出性能、灵活的控制策略、能量双向流动等特性, 将 TSMC 与同步电机组合构成新型起动/发电系统 (Two-Stage Matrix Converter-Starter/Generation, TSMC-S/G), 可减小系统体积与重量, 降低系统成本, 使起动/发电系统更具发展潜力和应用前景。

在 TSMC-S/G 系统中, 由于 TSMC 拓扑结构不

国家自然科学基金 (51177069) 和江苏省高校优秀科技创新团队资助项目。

收稿日期 2014-05-25 改稿日期 2014-05-19

对称，将起动/发电机（S/G）置于 TSMC 的不同侧，将构成不同的系统拓扑结构，直接影响到系统的控制策略。兼顾系统起动和发电时的性能以及控制策略的复杂度，本文将 S/G 置于 TSMC 的双向开关侧（简称为前级），将负载以及起动电源置于 TSMC 的单向开关侧（简称为后级）构成 TSMC-S/G 系统，系统结构如图 1 所示。

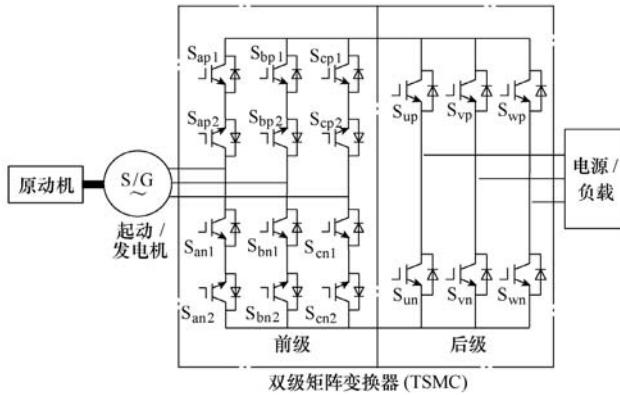


图 1 TSMC-S/G 系统拓扑图

Fig.1 Topology of TSMC-S/G system

起动/发电系统起动工作时可采用矢量控制策略^[3,4]或者无刷直流电机的三相六拍控制策略^[5]，为简化起动控制算法，系统起动时采用无刷直流电机的三相六拍控制策略，并对 TSMC 采用 PWM 调制进行电流的调节^[6]。常见的 PWM 调制模式可分为 H_PWM-L_PWM、H_PWM-L_ON、H_ON-L_PWM、ON_PWM 以及 PWM_ON 五种^[7]，采用不同的 PWM 调制模式会对系统造成不同的影响。现有对 PWM 调制模式的研究主要集中在不同的调制模式对电机电流、转矩脉动的影响以及抑制转矩脉动的方法上^[8-14]。目前有关采用不同 PWM 调制模式对 TSMC 乃至 TSMC-S/G 系统产生影响的研究未见报道。对于本文所述 TSMC-S/G 系统而言，起动时采用不同的 PWM 调制模式将影响到流过 TSMC 直流母线的电流，由于 TSMC 的前级没有天然的续流通道，TSMC 直流母线电流的正负直接关系到系统安全换流的控制策略，进而影响到起动转矩；另一方面，不同的 PWM 调制模式也影响到电机非导通相的电流波形。本文分析了系统起动时采用不同的 PWM 调制模式对 TSMC 直流母线电流、换流区转矩的影响，给出了针对不同 PWM 调制模式的安全换流策略以及换流策略对转矩的影响，分析了不同的 PWM 调制模式对非导通相端电压以及电流的影响，给出了针对不同 PWM 调制模式下 TSMC 的调制策略，并通过仿真对理论分析进行了验证，最终得到了最

适合 TSMC-S/G 系统的起动调制策略，实验验证了此起动策略的可行性。

1 系统起动的基本原理

系统起动运行时等效电路如图 2 所示，S/G 每相绕组可以等效为由反电动势、电感和电阻串联而成，电能经过 TSMC 变换后驱动 S/G 起动。

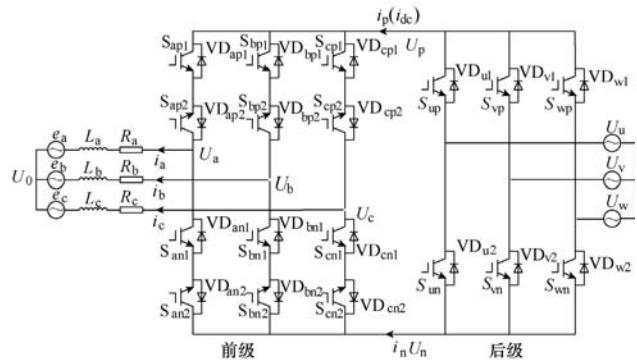


图 2 起动时系统等效电路

Fig.2 Starting equivalent circuit of the system

起动时 S/G 采用三相六状态 120° 导通控制，每个状态定子有两相绕组有电流流过，并根据位置信号与定子导通相的关系以及 PWM 调制模式来确定变换器的开关组态，使电机定转子磁动势夹角保持在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 之间，以获得最大的平均电磁转矩驱动电机旋转。下文将分析不同的 PWM 调制模式对 TSMC 电流以及调制策略的影响。

2 PWM 调制模式对 TSMC-S/G 系统的影响

2.1 PWM 调制模式对 TSMC 直流母线电流以及安全换流策略的影响

与传统交-直-交型变换器不同，TSMC 没有中间储能环节，同时 TSMC 的前级没有天然的续流通道，其直流母线的电流波形将直接影响到 TSMC 的安全换流策略，进而对起动转矩造成影响，因而有必要对采用不同的 PWM 调制模式的 TSMC 直流母线电流波形进行分析。

2.1.1 调制模式对 TSMC 直流母线电流的影响

系统起动时，电机电枢电流 i_a 、 i_b 、 i_c 以及母线电流 $i_p(i_{dc})$ 、 i_n 按如图 2 所示方向定向。用开关函数 S_{xyz} ($x \in \{a,b,c\}$, $y \in \{p,n\}$, $z \in \{1,2\}$) 表示每个开关器件的工作状态，当开关导通时 $S_{xyz}=1$ ，关断时 $S_{xyz}=0$ 。由文献[8]知直流母线电流 $i_{dc}=i_p=-i_n$ 可用开关函数矩阵表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dc} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_p \\ i_n \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} S_{apj} & S_{bpj} & S_{cpj} \\ S_{ant} & S_{bnt} & S_{cnt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\ j = \begin{cases} 1 & i_x > 0 \\ 2 & i_x < 0 \end{cases} \quad t = \begin{cases} 2 & i_x > 0 \\ 1 & i_x < 0 \end{cases} \quad x \in (a, b, c) \end{array} \right. \quad (1)$$

以 PWM_ON 模式（开关管导通 120° 时，前 60° 进行 PWM 调制，后 60° 保持恒通）为例分析。第 I 扇区时，a 相绕组正向导通，b 相绕组反向导通，c 相为非导通相，a 相上桥臂开关 S_{ap1} 采用 PWM 斩波调制，b 相下桥臂开关 S_{bn1} 恒通，如图 3 所示。 S_{ap1} 导通时，电流经过 S_{ap1} 、 VD_{ap2} 流入 a 相绕组、再由 b 相绕组流出经过 S_{bn1} 、 VD_{bn2} 回到电源，如图 4a 所示，此状态称为导通模态； S_{ap1} 关断时，必须为 a 相电流提供续流通道，应导通 a 相下桥臂开关 S_{an2} ，电流流通路径为 $S_{an2} \rightarrow VD_{an1} \rightarrow$ a 相绕组 \rightarrow b 相绕组 $\rightarrow S_{bn1} \rightarrow VD_{bn2} \rightarrow S_{an2}$ ，如图 4b 所示，此状态称为关断模态。计及换流过程，考虑到第 VI 扇区切换到第 I 扇区时，c 相正向电流换流，开关 S_{cn2} 也应导通。因此，每个开关周期有四个开关工作，可分为两个工作模态：导通模态与关断模态。三相电流波形如图 3 所示，可分为两个区间：区间①为换流阶段，电流由 c 相换至 a 相，称为换流区，由文献[8]知各相电流可表示为式(2)；区间②换流结束，称为非换流区，三相电流为 $i_a = -i_b = I_{amp}$, $i_c = 0$ 。

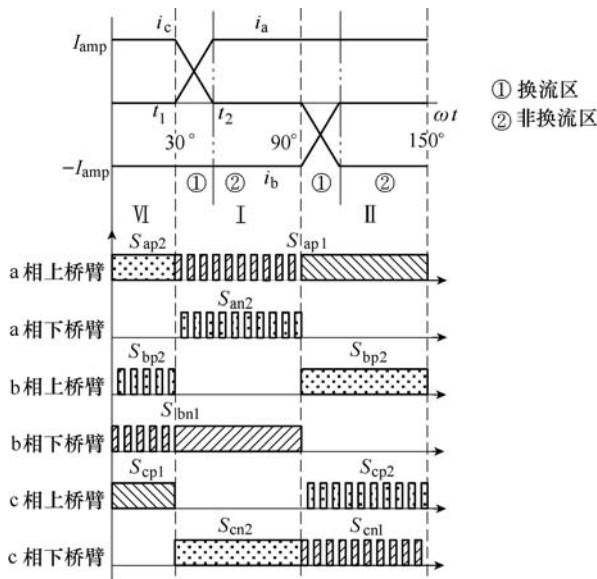


图 3 PWM_ON 模式示意图

Fig.3 PWM_ON mode

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m \\ -1 \\ 1-m \end{pmatrix} I_{amp} \quad (2)$$

式中， $m = \frac{t-t_1}{t_2-t_1}$, $t \in [t_1, t_2]$ ，变化范围 $m \in [0, 1]$ 。

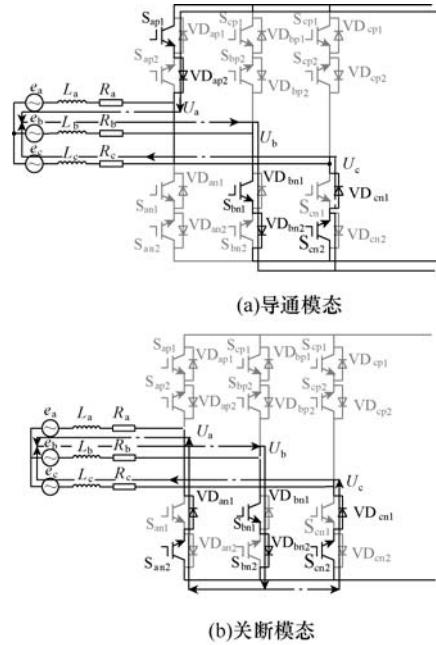


图 4 电流示意图

Fig.4 Schematic diagram of current

综上所述，可将第 I 扇区分为四个区域对直流母线电流进行分析：①换流区的导通模态；②换流区的关断模态；③非换流区的导通模态；④非换流区的关断模态。将各区域的电流表达式和开关函数代入式(1)，可知采用 PWM_ON 模式时，第 I 扇区各区域直流母线电流均不小于零。其他扇区的分析方法同上，经分析可知采用 PWM_ON 模式时直流母线电流 $i_{dc} \geq 0$ 始终成立。

其他四种调制模式对直流母线电流影响的分析方法与上文相似，不再赘述，结论如下。

(1) 非换流区的导通模态、非换流区的关断模态以及换流区的导通模态下，除 H_PWM-L_PWM 模式外，其他调制模式 TSMC 直流母线电流 $i_{dc} \geq 0$ 始终成立。

(2) 换流区的关断模态下，TSMC 直流母线电流 i_{dc} 的正负与 PWM 调制模式有关：H_PWM-L_ON 模式时，奇数扇区 $i_{dc}=0$ ，偶数扇区 $i_{dc} < 0$ ；H_ON-L_PWM 模式时，奇数扇区 $i_{dc} < 0$ ，偶数扇区 $i_{dc}=0$ ；ON_PWM 调制模式以及 H_PWM-L_PWM 模式时， $i_{dc} < 0$ 始终成立；PWM_ON 调制模式时， $i_{dc}=0$ 。以上结论见表 1。

表1 i_{dc} 与PWM调制模式的关系Tab.1 The relationship between i_{dc} and PWM mode

PWM 调制模式	i_{dc}			
	换流区	非换流区	关断模态	导通模态
H_PWM-L_ON	偶数扇区 $i_{dc} < 0$			
H_ON-L_PWM	奇数扇区 $i_{dc} < 0$	≥ 0	≥ 0	≥ 0
ON_PWM	$i_{dc} < 0$			
PWM_ON	$i_{dc} = 0$			
H_PWM-L_PWM	$i_{dc} < 0$	≥ 0	< 0	≥ 0

2.1.2 调制模式对安全换流策略的影响

由上节分析可知,当电机工作在换流区时,采用不同的PWM调制模式 i_{dc} 可能会出现负值,鉴于TSMC无中间储能环节,必须为反向的 i_{dc} 提供电流通路,否则会导致直流母线出现电压尖峰、损坏功率器件、换流失败,因此研究安全换流策略十分必要。

系统起动时,三相输入电压经TSMC后级二极管不控整流,为系统供电,如图5a所示。直流母线电流 $i_{dc} < 0$ 即电流从前级回流向后级电源,如图5b所示。二极管具有单向电流流动特性,电流不能反向流通。为实现TSMC前级的安全换流(为反向的 i_{dc} 提供电流通路),可借鉴同步整流的思想,使后级的IGBT开关管配合导通以构建电流通路。在控制后级IGBT时应注意避免输入电压源短路,可使后级整流时导通的二极管所对应的开关管配合导通^[8],后级IGBT的开关组态如图5c所示。

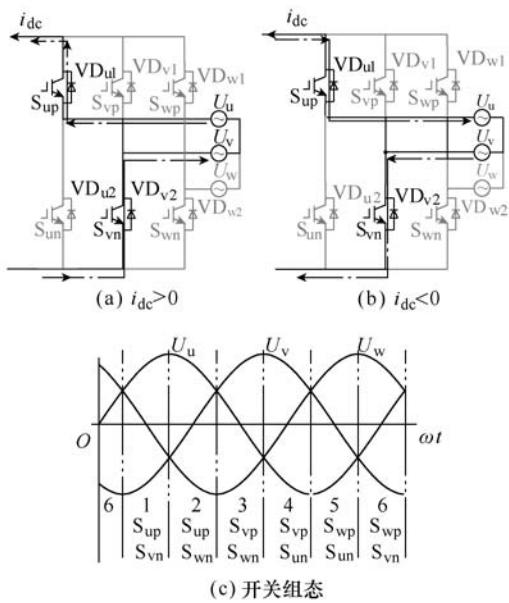


图5 电流示意图以及IGBT开关组态

Fig.5 Schematic diagram of current and

上文分析的是TSMC前级的安全换流策略,以

及为实现TSMC前级在换流区的安全工作,需要控制后级的IGBT构建负向直流母线电流通路。实际上TSMC后级的IGBT在切换时也存在安全换流的问题。后级整流时二极管根据各相电压相位自然换流,而IGBT在换流时必须与相应二极管保持严格同步,不能出现提前导通或滞后关断的情况,否则会引起电源短路^[8]。为了避免出现提前导通或滞后关断的情况,可在二极管换流时加入死区,图6为开关 S_{vn} 向 S_{wn} 换流时插入死区的示意图, t_1 时刻 S_{vn} 关断, t_2 时刻 S_{wn} 导通, $t_d=t_2-t_1$ 为死区时间,应确保二极管 VD_{v2} 与 VD_{w2} 的自然换流发生在死区内。因此需要对输入电压高精度检测,以确定二极管换流时刻,这不仅增加了系统成本,死区的插入还会造成电机电流畸变、转矩跌落等不良影响(见后文中的仿真波形)。

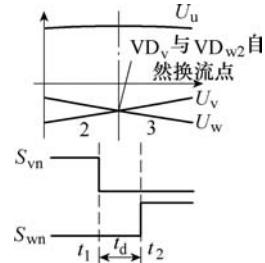


图6 死区示意图

Fig.6 Schematic diagram of dead-area

由上述分析可知,系统的安全换流策略与母线电流 i_{dc} 的正负息息相关。若采用PWM_ON控制时,直流母线电流 i_{dc} 不会出现负值,系统完全不用考虑上述的安全换流策略;但其他的调制模式则必须采用上述的换流策略以保证系统运行安全,这大大增加了系统的控制复杂度,同时换流策略的应用(死区的插入)也使系统性能有所下降。

2.2 PWM调制模式对电机电流以及TSMC前级调制策略的影响

2.2.1 PWM调制模式对非导通相端电压的影响

当电机采用不同的PWM调制模式时造成非导通相的端电压不同,从而在非导通相产生不同的脉动电流^[9,10]。

图2所示电机绕组端电压方程可表示为

$$\begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} U_0 \\ U_0 \\ U_0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中, U_0 为电机中性点的电压; p 表示微分算子; $R_a=R_b=R_c=R$ 、 $L_a=L_b=L_c=L$ 分别为绕组电阻和电感, 设电机反电动势

$$\begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E \sin(\omega t) \\ E \sin(\omega t - 120^\circ) \\ E \sin(\omega t + 120^\circ) \end{pmatrix}$$

E 为反电动势幅值, ω 为电机的电角频率。TSMC 的母线电压与电机绕组端电压的关系可表示为

$$\begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{apx} & S_{anx} \\ S_{bpz} & S_{bnx} \\ S_{cpz} & S_{cnx} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_p \\ U_n \end{pmatrix} \quad x=1,2 \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)可得

$$\begin{pmatrix} S_{apx} & S_{anx} \\ S_{bpz} & S_{bnx} \\ S_{cpz} & S_{cnx} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_p \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} U_0 \\ U_0 \\ U_0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

仍以 PWM_ON 模式为例分析非导通相的端电压以及脉动电流的产生原理: 第 I 扇区中, c 相为非导通相, 设 c 相换流已经结束, 此时电流 $i_a = -i_b = I_{amp}$ (见图 3), 代入式(5)并上下两式相加可得

$$U_0 = \frac{1}{2} [(S_{apx} + S_{bpz})U_p + (S_{anx} + S_{bnx})U_n - (e_a + e_b)] \quad (6)$$

因此 c 相端电压为

$$\left\{ \begin{array}{l} U_c = U_0 + e_c \\ = \frac{1}{2} [(S_{apx} + S_{bpz})U_p + (S_{anx} + S_{bnx})U_n - (e_a + e_b)] + e_c \\ = \frac{1}{2} [(S_{apx} + S_{bpz})U_p + (S_{anx} + S_{bnx})U_n] - \frac{3}{2} E \sin(\omega t - 60^\circ) \\ x=1,2 \quad \omega t \in [30^\circ, 90^\circ] \end{array} \right. \quad (7)$$

(1) 关断模式时。第 I 扇区时 $\omega t \in [30^\circ, 90^\circ]$, PWM_ON 模式下关断模式时, $S_{an2}=1$ 、 $S_{bn1}=1$ 、 $S_{cn2}=1$, 代入式(7)可得

$$U_c = U_n - \frac{3}{2} E \sin(\omega t - 60^\circ) \quad \omega t \in [30^\circ, 90^\circ] \quad (8)$$

由于 $E > 0$, 在 $[30^\circ, 60^\circ]$ 区间 (第 I 扇区前半段) 内时有 $-\frac{3}{2} E \sin(\omega t - 60^\circ) > 0$, 可得 $U_c > U_n$; 在 $[60^\circ, 90^\circ]$ 区间 (第 I 扇区后半段) 内时有 $-\frac{3}{2} E \sin(\omega t - 60^\circ) < 0$, 因此 $U_c < U_n$, 即在关断模态下, 在扇区的后半部分, 非导通相 c 相电压将小于母线电压 U_n 。由 2.1.1 节中分析可知, 为了保证 c 相正向电流换流, 在第 I 扇区时开关 S_{cn2} 需导通 (见图 3 和图 4), 若此时 c 相电压小于母线电压 U_n , 图 4 中二极管 VD_{cn1} 将承受正压而导通 (忽略二极管导通压降), c 相上将产生一个正向的脉动电流, 脉动电流的大小与反电动势的值有关^[11]。

(2) 导通模态时。导通模态时, 分析方法同上, 可得 $U_n < U_c < U_p$, 即在导通模态下非导通相电压始终保持在 $U_n \sim U_p$ 之间, 图 4 中二极管 VD_{cn1} 不会导通, c 相上的正向脉动电流迅速减小到零。

其他扇区的分析方法同上, PWM_ON 调制模式下, 非导通相脉动电流示意图如图 7 所示。

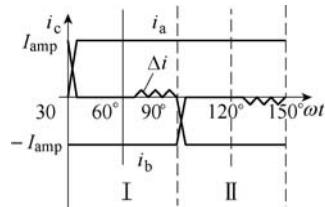


图 7 PWM_ON 模式时电流示意图

Fig.7 Current schematic diagram of PWM_ON mode

其他四种调制模式对非导通相电流影响的分析方法与上文相似, 不再赘述, 结论如下。

(1) 非导通相上的脉动电流均出现在扇区的后半段的关断模态下, 在导通模态下脉动电流迅速减小到零。

(2) 是否出现脉动电流与所采用的 PWM 调制模式有关: H_PWM-L_PWM 以及 ON_PWM 调制模式在任何扇区非导通相都不会产生脉动电流; H_PWM-L_ON 调制模式在奇数扇区后半段, 非导通相上会产生正向的脉动电流; H_ON-L_PWM 调制模式在偶数扇区后半段, 非导通相上会产生负向的脉动电流; 而 PWM_ON 调制模式在每个扇区的后半段均产生脉动电流, 奇数扇区产生正向的脉动电流, 偶数扇区产生负向的脉动电流, 以上结论见表 2。

表2 非导通相电流与PWM调制模式的关系

Tab.2 The relationship between non-conducting winding current and PWM mode

PWM 调制模式	非导通相脉动电流	
	奇数扇区 (I、III、V)	偶数扇区 (II、IV、VI)
H_PWM-L_ON	后半段 正向	无
H_ON-L_PWM	无	后半段 负向
PWM_ON	后半段 正向	后半段 负向
ON_PWM	无	
H_PWM-L_PWM	无	

2.2.2 TSMC前级调制策略的优化

非导通相上的脉动电流，会增大电机的转矩脉动，对系统造成不良影响^[6,7,9,11]。因此消除非导通相脉动电流可优化系统性能，具有较大的现实意义。由分析可知，非导通相上的脉动电流是由用于实现换相续流的TSMC前级开关导通所引起。如上文分析所示，若在第I扇区中c相电流续流结束后将S_{cn2}关断，尽管在扇区后半段非导通相c相电压仍会小于母线电压U_n，但由于c相上没有电流通路，则不会出现脉动电流，从而达到优化系统性能的目的。其他扇区同理，优化的PWM_ON模式示意图如图8所示。

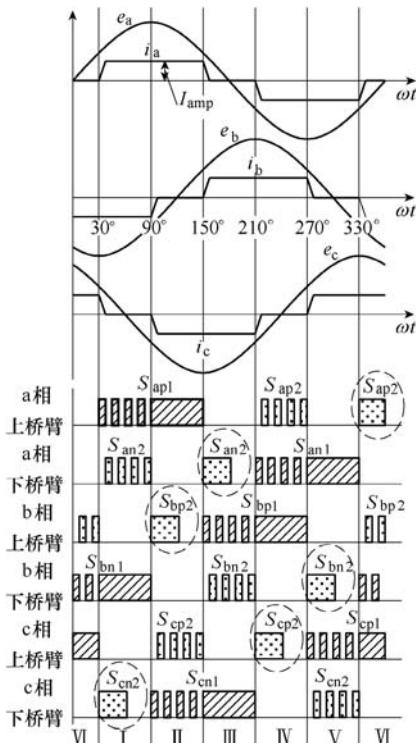


图8 优化的PWM_ON模式示意图

Fig.8 Optimized PWM_ON mode

3 仿真与实验验证

3.1 仿真研究

为了验证上述理论分析的正确性，利用Matlab软件对系统进行了建模，对各种PWM调制模式进行仿真。仿真参数为：开关频率20kHz，电源电压有效值50V(50Hz)，同步电机，额定电流7A。

图9~图13分别为系统采用H_PWM-L_PWM、H_PWM-L_ON、H_ON-L_PWM、ON_PWM和

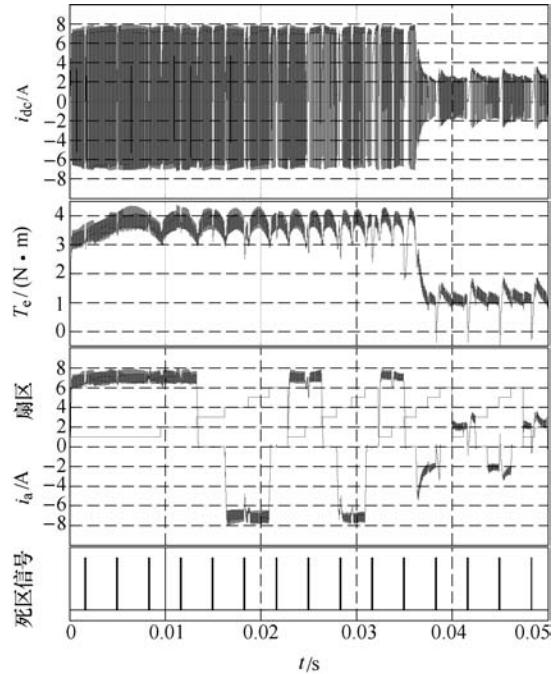
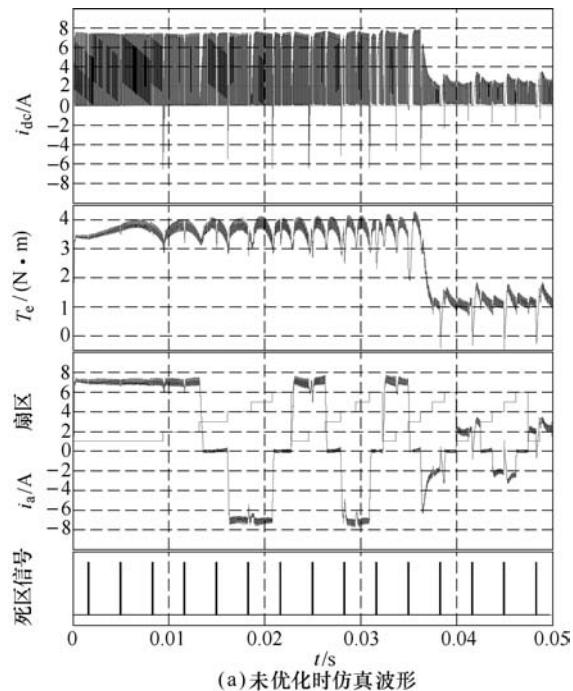


图9 H_PWM-L_PWM模式

Fig.9 H_PWM_L-PWM mode



(a)未优化时仿真波形

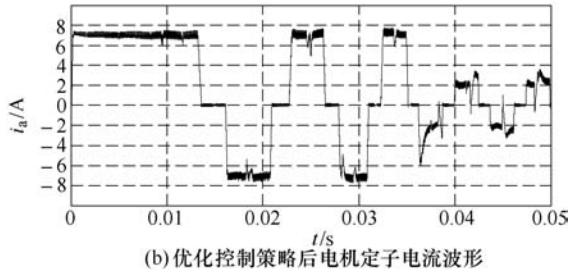
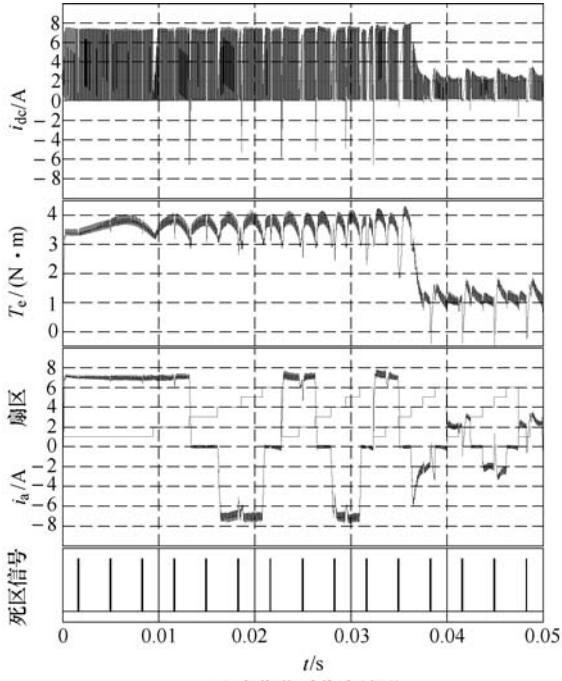


图 10 H-PWM_L-ON 模式

Fig.10 H-PWM_L-ON mode



(b) 优化控制策略后电机定子电流波形

图 11 H-ON_L-PWM 模式

Fig.11 H-ON_L-PWM mode

PWM_ON 控制模式时的直流母线电流波形、转矩波形、定子电流波形、死区信号以及各调制模式优化后的定子电流波形。将图 9、图 10a、图 11a、图 12a 中转矩与电流的波形与图 13a 中相比可知，插入的死区会使电流发生畸变，增大转矩脉动。当采用 PWM_ON 控制模式时直流母线电流大于零，无需上文所述的换流策略，因此不必插入死区，其转矩脉动与电流畸变最小；其他调制模式则会在不同扇区换相阶段出现 $i_{dc} < 0$ 的情况，仿真结果均与 2.1.1

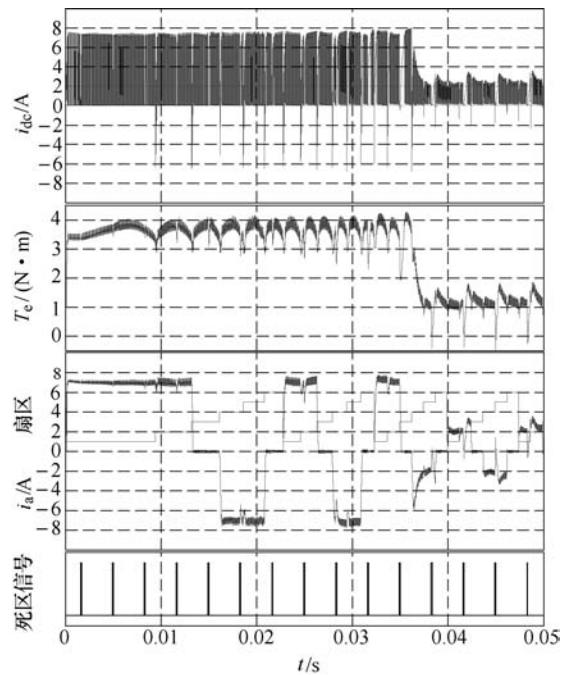


图 12 ON-PWM 模式

Fig.12 ON-PWM mode

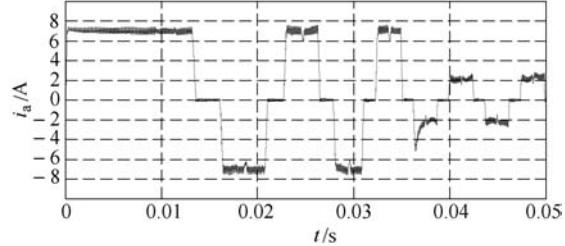
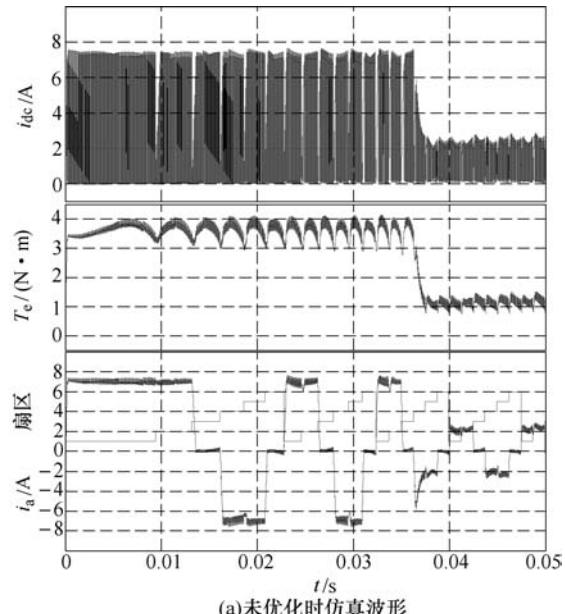


图 13 PWM-ON 模式

Fig.13 PWM-ON mode

节中理论分析完全一致。由图9a、图12a可见采用H_PWM-L_PWM模式以及ON_PWM模式时非导通相不产生脉动电流,其他调制模式则会在不同扇区产生脉动电流,其仿真结果均与2.2.1节中理论分析完全一致。图10b、图11b、图13b为采用优化的调制模式后的电流波形,与图10a、图11a、图13a相比可以看到非导通相电流得到明显抑制,与理论分析相一致,仿真结果很好地证明了理论分析的正确性。

3.2 TSMC控制策略分析

由上文理论分析与仿真研究可知,对于TSMC后级的控制复杂度而言,采用PWM_ON调制模式时,无需控制后级的IGBT,控制难度最低。而对于前级的控制策略而言,ON_PWM以及H-PWM-L_PWM模式无需优化即可实现无非导通相电流。由于控制后级开关时需要严格同步,增加了控制复杂度与系统成本,而优化后的PWM_ON调制模式也可以完全消除非导通相电流,因而优化的PWM_ON调制模式最适用于TSMC-S/G系统的起动,因此本系统采用优化的PWM_ON调制模式实现系统的起动实验。

4 实验验证

以TMS320LF2812为控制系统核心、以IGBT共射极连接构成的双向开关为功率器件构建了实验平台,以一台额定转速2 000r/min、4对极正弦波同步电机为实验样机。实验参数为:输入三相相电压有效值 $U_{in}=50V$,频率 $f_{in}=50Hz$;调制频率 $f_s=20kHz$ 。图14a和图14b分别为采用ON_PWM以及PWM_ON调制模式并且不控制TSMC后级IGBT时的直流母线电压波形。由图14a可以看出由于ON_PWM模式在每个扇区切换时直流母线上均会产生流向电源的电流,此时若不控制TSMC后级IGBT构造电流通路,将会在母线上造成电压尖峰;

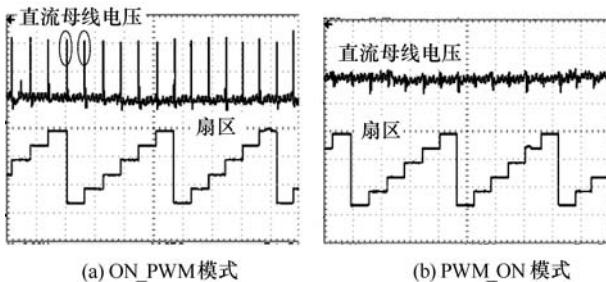


图14 母线电压波形与扇区划分

Fig.14 Sector and DC bus voltage

由图14b可以看出当采用PWM_ON模式时,即使不构造电流通路,母线电压也不会出现尖峰,实验结果与理论分析相一致。

图15a、图15b分别为采用PWM_ON以及优化的PWM_ON调制模式得到的定子电流实验波形,可以看出采用优化的PWM_ON调制模式后,非导通相电流(图中圈出)得到明显的抑制。图16为给定转速1 000r/min时采用优化的PWM_ON调制模式的起动实验波形。由图可见,采用该调制模式后,电机经过起动加速运行阶段,转速很快准确地跟踪给定,系统可以快速平稳地实现起动运行。

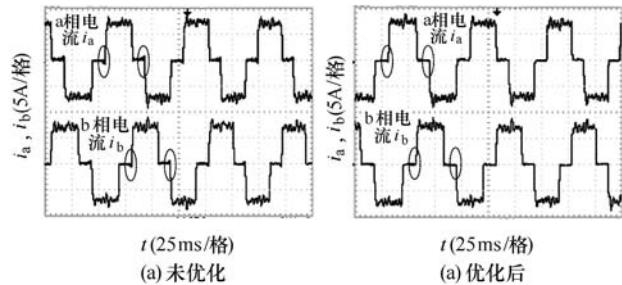


图15 PWM_ON电机电枢电流波形

Fig.15 Armature current waveforms of PWM_ON mode

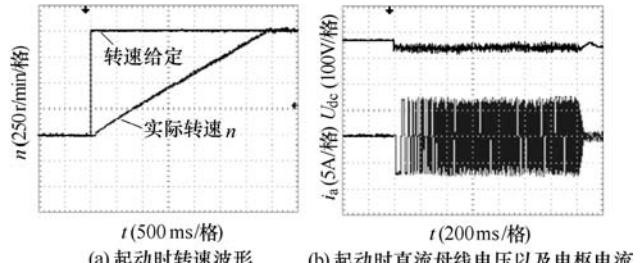


图16 给定1 000r/min时起动波形

Fig.16 Starting waveforms at 1 000r/min

5 结论

本文针对TSMC-S/G系统起动时采用不同PWM调制策略进行研究。针对系统拓扑特点,详细分析了不同PWM调制模式对TSMC母线电流、换流区转矩的影响,推导了直流母线电流与开关状态的数学关系,给出了针对不同PWM调制模式的安全换流策略,研究了调制模式对非导通相电流以及TSMC的调制策略的影响,最终给出了最适合TSMC-S/G系统的起动调制策略,实验验证了理论分析的正确性,为TSMC-S/G系统的进一步研究与实践奠定了基础。

参考文献

- [1] Bhangu B S, Rajashekara K. Control strategy for

- electric starter generators embedded in gas turbine engine for aerospace applications[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011: 1461-1467.
- [2] 魏佳丹, 周波, 韩楚, 等. 一种新型绕组永磁电机起动/发电系统[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 86-94.
Wei Jiadan, Zhou Bo, Han Chu, et al. A novel open-winding permanent magnetic starter-generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 86-94.
- [3] 张绍, 周波, 葛红娟. 基于双空间矢量调制的矩阵变换器-永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 47-52.
Zhang Shao, Zhou Bo, Ge Hongjuan. Vector control system of permanent magnet synchronous motor based on double space vector modulated matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(4): 47-52.
- [4] 宋鹏, 夏长亮, 阎彦, 等. 矩阵变换器-永磁同步电机驱动系统静态稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 58-65.
Song Peng, Xia Changliang, Yan Yan, et al. Static stability analysis for matrix converter FED permanent magnet synchronous motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011(9): 58-65.
- [5] 李亚楠. 三级式同步电机变频交流起动/发电系统的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [6] 韦鲲, 胡长生, 张仲超. 一种新的消除无刷直流电机非导通相续流的 PWM 调制方式[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 104-108.
Wei Kun, Hu Changshen, Zhang Zhongchao. A novel PWM scheme to eliminate the diode freewheeling of the inactive phase in BLDC motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 104-108.
- [7] 张相军, 陈伯时. 无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报, 2003, 7(2): 87-91.
Zhang Xiangjun, Chen Boshi. The different influences of four PWM modes on commutation torque ripples in brushless DC motor control system[J]. Electric Machines and Control, 2003, 7(2): 87-91.
- [8] 刘晓宇, 周波, 梁莹, 等. TSMC-S/G 系统起动时 TSMC 的调制策略研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 260-269.
Liu Xiaoyu, Zhou Bo, Liang Ying, et al. Research on starting modulation strategy of TSMC in TSMC-S/G system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 260-269.
- [9] 张晓峰, 吕征宇. 基于级联式拓扑的消除无刷直流电机传导区转矩脉动方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 29-33.
Zhang Xiaofeng, Lü Zhengyu. A novel method to eliminate the conduction torque ripple in BLDCM using cascade topology structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(1): 29-33.
- [10] 秦海鸿, 赵朝会, 王慧贞, 等. 双凸极电机非导通相电流尾巴的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(21): 130-137.
Qin Haihong, Zhao Chaohui, Wang Huizhen, et al. Research on current tails of non-conducting winding in doubly salient motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(21): 130-137.
- [11] 陈基锋, 张晓峰, 王斯然, 等. 基于能量单元法的无刷直流电机导通区转矩脉动[J]. 电工技术学报, 2010, 25(11): 36-41.
Chen Jifeng, Zhang Xiaofeng, Wang Siran, et al. Conduction torque ripple in BLDCM based on energy unit method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(11): 36-41.

作者简介

刘晓宇 女, 1982 年生, 博士研究生, 研究方向为功率变换技术与起动/发电系统。

周 波 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源发电技术、航空电源系统、电机及其控制与功率变换技术。