

# 基于谐波磁链偏差的多模式调制切换策略研究

周亮<sup>1</sup>, 苏和鹏<sup>2</sup>, 韩金洋<sup>1</sup>

(1. 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北 武汉 430033;

2. 92730 部队 82 分队, 海南 三亚 572016)

**摘要:**在电力牵引传动系统中,通常采用基于优化脉宽调制(PWM)的多模式调制策略,以实现牵引电机全速域的平滑运行。为解决不同调制模式间的切换冲击问题,本文首先分析了切换冲击产生的机理,其根本原因是切换前后谐波磁链出现了突变。然后以谐波磁链分析方法为基础,对优化 PWM 的定子磁链和谐波磁链关系进行定量分析,提出了一种基于谐波磁链偏差幅值的切换策略,只需要根据切换前后的谐波磁链偏差幅值分布情况即可选择最佳切换点。最后通过仿真和实验证明,该策略实现了不同调制模式之间的无冲击切换,且分析方法具有通用性。

**关键词:**低开关频率;电力牵引;优化 PWM;多模式调制;切换策略

**DOI:** 10.12067/ATEEE2010042

**文章编号:** 1003-3076(2021)08-0043-08

**中图分类号:** TM464

## 1 引言

在大功率电力牵引驱动系统中,为降低开关损耗,提高输出功率,逆变器需要工作在几百赫兹以内的低开关频率。为改善低开关频率下驱动电机的谐波畸变,逆变器通常采用同步优化脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)<sup>[1-3]</sup>。电力牵引系统的基本要求是满足列车较宽的运行范围,为了保证牵引电机在全速度范围内的平稳运行,除了常规异步调制<sup>[4,5]</sup>外,还需要引入优化 PWM 的多模式分段调制策略<sup>[6-9]</sup>。

不同调制模式之间的过渡阶段,调制方式的切换难以保证状态连续,容易引起电流振荡,造成系统不稳定。因此不同模式之间的平滑切换是工程应用中需要解决的实际问题。目前应用较多的切换策略主要有两种:一是基于工程考虑分析选择冲击最小的切换点进行切换;二是基于定子磁链偏差消除的控制切换策略。

基于工程考虑,文献[10]通过推导谐波电流与电压基波相位之间的关系,总结得到对过渡过程影响最小的切换时刻,但并未揭示机理。文献[11]基于基波连续的原则对中间 60°调制的切换策略进行

研究,但无法选择最优切换点。确定切换点后,切换动作在三相同步进行,可以充分简化牵引电机的切换算法,但切换时三相之间存在耦合,切换原则缺乏理论依据<sup>[12]</sup>。分析电流冲击的产生原理,可以对切换控制策略提供理论依据。文献[13]从电路原理的角度,解释了电流和转矩在暂态响应过程中发生冲击的机理,并证明了三相独立切换算法的合理性,但对于切换条件的判断没有形成一个通用简单的方法。

定子磁链轨迹控制策略通过修正开关角补偿切换过程的调制误差,可以明显降低切换过程的转矩冲击,但没有考虑切换前后的调制规律<sup>[14]</sup>。文献[15, 16]则借鉴直接自控制(Direct Servo Control, DSC)思想,提出改进的定子磁链轨迹跟踪方法跟踪理论磁链阈值,解决切换冲击问题,实现了分段调制模式下的平滑运行。通过分析定子磁链轨迹的变化规律,基于电机定子磁链分析的电流谐波最小 PWM(Current Harmonic Minimum PWM, CHMPWM)切换策略被证明是可行的<sup>[17-19]</sup>。文献[17]介绍了一种利用定子磁链轨迹重合点确定切换点的方法,但磁链轨迹无法全面表示矢量之间关系。文献[18]提出了基于定子磁链幅值偏差和谐波磁链幅值的切换

收稿日期: 2020-10-28

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977218)

作者简介: 周亮(1985-),男,重庆籍,助理研究员,博士,研究方向为电力电子与电力传动;

苏和鹏(1995-),男,广东籍,助理工程师,硕士,研究方向为电力电子与电力传动。

策略,只需要对优化开关角进行推导就可以选择最优的切换时刻,但结合两个幅值量确定切换点需要分情况进行具体选择,分析过程较为复杂。

本文基于谐波磁链分析的方法,提出一种通过计算谐波磁链偏差幅值确定最佳切换点的策略。该方法对优化开关角进行推导计算得到谐波磁链偏差幅值,根据幅值大小即可对切换时刻进行选择,不需要复杂的理论计算。通过仿真和半实物实验验证了切换策略的有效性。

## 2 多模式调制切换冲击问题

### 2.1 多模式分段调制

受到高压大功率开关器件本身特性、开关损耗以及散热的限制,牵引逆变器的最高开关频率一般在几百赫兹以内。在低开关频率下,使用异步 PWM 调制时,会导致电机在高速区产生较大的电流谐波畸变和转矩脉动,甚至无法正常运行。要想减小谐波,应采用同步且对称的优化 PWM 调制,如 CHMP-WM 调制,使开关频率随着输出频率同步变化,使输出波形保持正负半周对称、半周期中左右对称。

多模式分段调制策略将整个逆变器输出频率范围分成若干频段,如图 1 所示。每一个频段都可以根据不同工况采用不同方式。一般情况下,低频阶段采用异步 PWM 以充分利用开关频率,高频采用不同载波比 ( $f_s/f = N_1, N_2, N_3, \dots, 1$ ) 的同步优化 PWM 以利用很少的开关次数获得最佳的谐波性能。

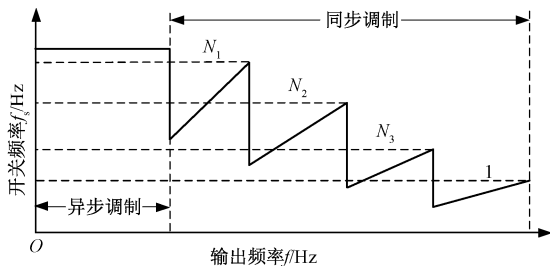


图 1 多模式分段调制策略

Fig.1 Multi-mode modulation strategy

### 2.2 切换冲击产生原因

异步调制切换到同步调制时一般不会引起冲击,而不同载波比的同步优化 PWM 进行切换时,将会产生较大的电流冲击。其原因主要有两个:一个是原有谐波电压的幅值和相位突变引起的冲击;另一个是引入了新的谐波成分导致的冲击。

图 2(a) 为感应电机谐波等效电路,  $n$  为谐波次数,  $s_n$  为  $n$  次谐波的转差率。通常,电机励磁支路阻

抗远远大于谐波漏抗,因此可以去掉励磁支路,若进一步忽略电机定、转子电阻对电压的影响,从而可将电机谐波等效电路简化为图 2(b) 的近似电路。

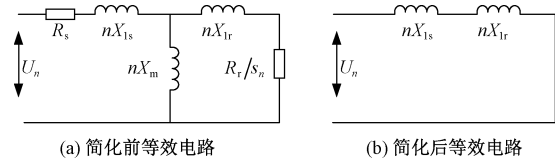


图 2 感应电机谐波等效电路

Fig.2 Harmonic equivalent circuit of induction motor

由切换过程的谐波等效电路可知,切换过程可以等效为各次谐波的暂态响应过程,表示为原有谐波含量突加一个冲击分量,则切换后的  $n$  次谐波电压可表示为:

$$u_{n+} = U_{mn-} \sin(n\omega t + \varphi_n) + \Delta U_{mn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1)$$

式中,  $U_{mn-}$  为切换前的  $n$  次谐波电压幅值;  $\Delta U_{mn}$  为  $n$  次谐波电压的暂态冲击分量幅值;  $\varphi_n$  为  $n$  次谐波电压切换时的相位。

将切换冲击电流看作电压冲击的零状态响应,对于图 2(b) 简化后的电路而言,可得到  $n$  次谐波的冲击电流为:

$$\Delta i_n = \frac{\Delta U_{mn}}{n\omega_e(L_{ls} + L_{lr})} \sin(\varphi_n - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2)$$

式中,  $L_{ls}$  和  $L_{lr}$  分别为定、转子漏感;  $\omega_e$  为同步角速度;  $\tau$  为时间常数;  $\varphi$  为阻抗角,  $\varphi \approx \pi/2$ 。

对于选择性谐波消除 PWM (Selective Harmonic Eliminated PWM, SHEPWM) 调制来说,若在基波电压峰值处切换,此时  $\varphi_n = n\pi/2$ , 且  $n$  为奇数,由式 (2) 可知  $\sin(\varphi_n - \varphi) \approx 0$ , 可以消除电流冲击。但对于 CHMPWM 来说,分析其谐波特性以确定切换相位的方法则对计算量提出了更高的要求。

除了电压电流谐波之外,也可以利用定子磁链矢量来判断 PWM 的性能和变化趋势。当忽略定子电阻时,谐波电流、谐波电压和谐波磁链之间存在以下关系:

$$\begin{cases} \dot{i}_h = \frac{1}{\sigma L_s} \int u_h dt \\ \dot{\psi}_h = \int u_h dt \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $i_h$ 、 $u_h$  和  $\psi_h$  分别为谐波电流、电压和磁链矢量;  $\sigma$  为漏磁系数,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 。

则切换前后谐波电压的变化会反映到谐波磁链的变化为:

$$\Delta\psi_h = \psi_{h1} - \psi_{h2} = \int u_{h1} dt - \int u_{h2} dt \quad (4)$$

式中,  $\psi_{h1}$  和  $u_{h1}$  分别为切换前的谐波磁链和电压;  $\psi_{h2}$  和  $u_{h2}$  分别为切换后的谐波磁链和电压。切换前后的谐波电压  $u_h$  不同导致切换冲击, 也可以将切换冲击产生的原因归结为不为 0 的谐波磁链偏差  $\Delta\psi_h$ 。

如图 3 所示, 谐波磁链的产生是优化 PWM 电压产生的电压磁链 ( $V_1 T_1 - V_2 T_2$ ) 与参考磁链路径  $\psi_{s\_ref}$  不同所导致的。

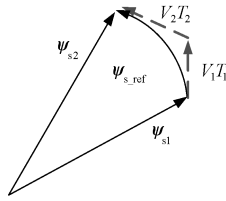


图 3 谐波磁链的产生原理

Fig.3 Cause of harmonic flux linkage

### 3 基于谐波磁链偏差的切换策略

#### 3.1 平滑切换原则

对于感应电机而言, 电磁转矩可以表示为:

$$T_e = K_m |\psi_r| |\psi_s| \sin\gamma \quad (5)$$

式中,  $K_m$  为常数;  $\psi_s$  和  $\psi_r$  分别为定子磁链和转子磁链;  $\gamma$  为定子磁链矢量和转子磁链矢量之间的夹角。

转子磁链幅值给定为常值, 则电磁转矩主要由定子磁链矢量决定。若能对定子磁链矢量的幅值和相位进行控制, 则能对电机的电磁转矩进行控制。在模式切换过程中, 定子磁链轨迹的切换是造成电流和转矩冲击的根本原因。若要实现平滑切换, 需定子磁链轨迹连续平滑变化, 即保证切换前后定子磁链的幅值和相位是连续的。当保证定子磁链轨迹平滑过渡, 相应地就能保证电磁转矩和电流的平稳过渡。

基于上述原则, 定子磁链轨迹控制算法可以控制切换后的定子磁链矢量跟踪切换前的定子磁链矢量以实现磁链轨迹连续。但因为脉冲修正算法是滞后于变化时刻的, 且磁链修正的幅度有限, 若直接将定子磁链轨迹控制算法应用于调制模式之间的切换过程, 并不能充分保证修正效果。为充分消除切换冲击, 可以对切换点进行预先选择。若能选择切换点的磁链偏差很小, 则此时切换前后的定子磁链相对连续, 相应地能保证调制模式的平滑切换。

#### 3.2 定子谐波磁链

当三相电机连接到逆变器时, 定子电压等于逆变器电压, 忽略定子电阻,  $t$  时刻的定子磁链矢量  $\psi_s = [\psi_{s\alpha} \ \psi_{s\beta}]^T$  为:

$$\psi_s(t) = \psi_s(0) + \int_0^t m U_s(\omega_s \tau) d\tau \quad (6)$$

式中,  $\psi_s(0)$  为积分初始值;  $m$  为调制比;  $U_s(\omega_s t) = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$ ;  $\omega_s$  为定子角频率。

又由于定子电压矢量相位角  $\theta = \omega_s t$ , 可将定子磁链表达式变换为关于角度  $\theta$  的函数:

$$\psi_s(\theta/\omega_s) = \psi_s(0) + \int_0^{\theta/\omega_s} m U_s(\vartheta) d(\theta/\omega_s) \quad (7)$$

进一步整理得:

$$\psi_s(\theta) = \psi_s(0) + \frac{m}{\omega_s} \int_0^\theta U_s(\vartheta) d\vartheta \quad (8)$$

式中, 积分变量  $\vartheta \in [0, \theta]$ ; 积分初始值  $\psi_s(0)$  应使磁链轨迹以原点为中心, 因此积分初始值为定子磁链整个基波周期内积分的平均值, 表示为:

$$\psi_s(0) = -\frac{1}{2\pi} \frac{m}{\omega_s} \int_0^{2\pi} U_s(\vartheta) d\vartheta \quad (9)$$

为了定量计算磁链偏差的大小, 定义谐波磁链矢量等于实际定子磁链与参考定子磁链矢量之差, 则可得谐波磁链矢量的表达式为:

$$\psi_{hN} = \psi_N - \psi_{ref} = (\psi_{N\alpha} - \psi_{ref\alpha}) + j(\psi_{N\beta} - \psi_{ref\beta}) \quad (10)$$

式中,  $\psi_{hN}$  为谐波磁链矢量;  $\psi_N$  为优化脉冲模式下定子实际磁链矢量;  $N$  为  $1/4$  基波周期内开关角数量;  $\psi_{ref}$  为参考定子磁链矢量, 轨迹为标准圆。

以  $N=3, m=0.8$  为例, 在一个基波周期内对式 (10) 进行积分计算, 画出谐波磁链矢量  $\psi_{h3}$  示意图和谐波磁链轨迹图, 如图 4 所示。

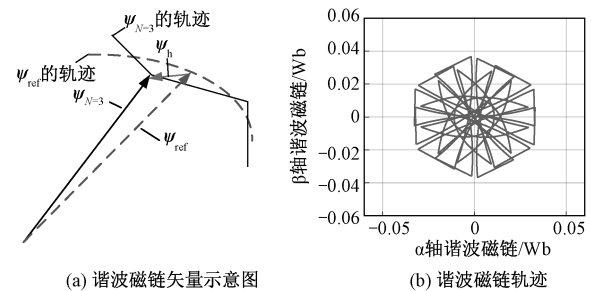


图 4  $N=3, m=0.8$  时谐波磁链  
Fig.4 Harmonic flux trajectory when  $N=3, m=0.8$

从图 4(b) 可以发现, 谐波磁链轨迹同样存在周期对称性, 如果实际磁链矢量与参考磁链矢量的相位和幅值连续, 则理论上谐波磁链应为零。但是由



谐波磁链轨迹无法准确判断过零点时刻,因此对谐波磁链的幅值进行计算:

$$|\psi_h| = \sqrt{\psi_{h\alpha}^2 + \psi_{h\beta}^2} \quad (11)$$

图 5 为定子磁链轨迹和谐波磁链幅值波形。从图 5(a)可看出在  $\theta=0\sim60^\circ$  范围内实际磁链轨迹与参考磁链轨迹存在不止一个重合点,而图 5(b)中谐波磁链幅值仅在  $\theta=30^\circ$  时才接近零,二者似乎存在矛盾。但从图 5(c)可以清晰地看出,尽管实际磁链与参考磁链的幅值之差有多处等于零,但同时它们的相位之差也等于零的时刻仅在  $\theta=30^\circ$  处。这种现象可解释为:图 5(a)中实际磁链矢量的旋转速度并不是匀速的,而参考磁链矢量是匀速旋转的,轨迹图中二者的重合点在时间上并不一定是同一时刻,这也证明了利用定子磁链轨迹的重合点来选择切换时刻的局限性。而利用谐波磁链偏差来进行不同模式之间的切换点选择,可以保证切换前后的谐波磁链连续,实现平滑过渡。

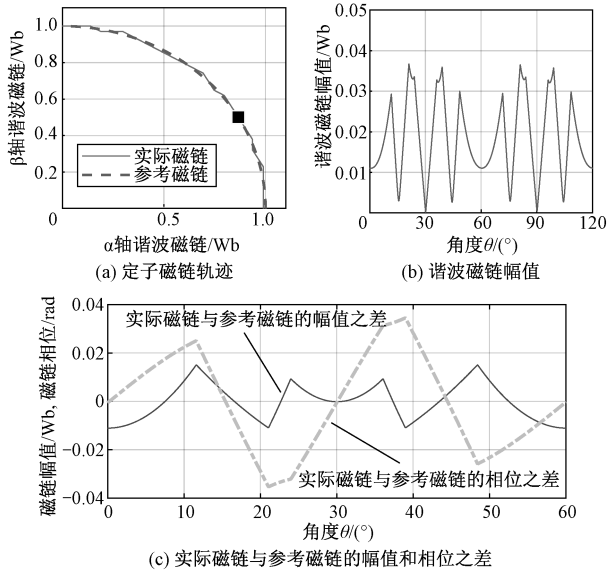


图 5 定子磁链轨迹和谐波磁链幅值波形 ( $N=3, m=0.8$ )

Fig.5 Stator flux trajectory and amplitude of harmonic flux

### 3.3 最佳切换点

根据优化 PWM 脉冲模式对称性,  $\alpha\beta$  坐标系下的定子磁链轨迹可划分为六个扇区, 六个扇区具有周期性, 以下对  $0\sim60^\circ$  扇区进行分析。图 6 为  $N=5$  和  $N=3$  模式下的稳态定子磁链轨迹。

图 6 中, 标注点为二者的重合点, 由 3.2 节的分析可知, 轨迹重合点不能作为切换点的选择依据。而磁链矢量包含幅值和相位信息, 可以作为切换点的选择依据。

图 7 展示了切换前后  $N=5$  和  $N=3$  的定子磁链

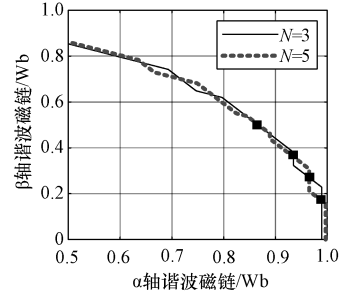


图 6  $N=3$  和  $N=5$  时定子磁链轨迹

Fig.6 Stator flux trajectory when  $N=3$  and  $N=5$

矢量和谐波磁链矢量之间的关系。若要保证切换前后定子磁链矢量的幅值和相位连续, 可以等效为切换前后的谐波磁链矢量连续, 即  $\psi_{h3} = \psi_{h5}$ 。对应上述情况, 若切换前后的谐波磁链偏差等于 0 时, 则切换前后的谐波磁链矢量是连续的。而谐波磁链偏差越小, 代表切换前后磁链矢量的幅值和相位越接近, 谐波磁链偏差的幅值可以体现切换前后谐波磁链的关系。当谐波磁链偏差的幅值等于 0 时,  $\psi_{h3}$  和  $\psi_{h5}$  必然重合。类似的, 谐波磁链偏差的幅值越小, 证明切换前后谐波磁链之间的距离越小。

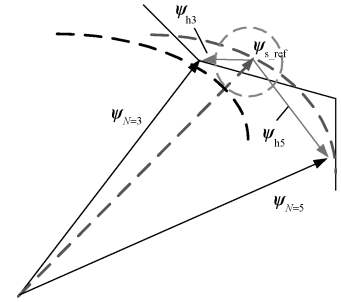


图 7 切换前后定子磁链和谐波磁链矢量之间的关系

Fig.7 Relationship between stator flux and harmonic flux before and after switching

以  $N=5$  和  $N=3$  两种模式为例, 为了进一步分析谐波磁链偏差的幅值分布情况, 以确定切换时刻, 定义切换前后的谐波磁链偏差的幅值  $|\Delta\psi_h|$  为:

$$|\Delta\psi_h| = |\psi_{h3} - \psi_{h5}| = \sqrt{(\psi_{3\alpha} - \psi_{5\alpha})^2 + (\psi_{3\beta} - \psi_{5\beta})^2} \quad (12)$$

根据上文分析可知, 当切换前后的谐波磁链偏差为 0 时, 可以保证切换前后的谐波磁链连续。对谐波磁链偏差进行定量计算, 可以得到  $N=5$  和  $N=3$  模式切换时谐波磁链偏差的幅值  $|\Delta\psi_h|$  关于角度  $\theta$  的分布, 如图 8 所示。

从图 8 中可看出, 谐波磁链偏差的幅值同样存

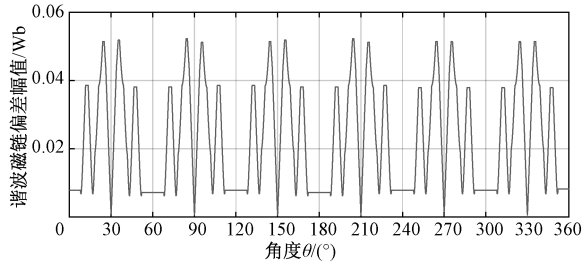


图8 谐波磁链偏差的幅值

Fig.8 Amplitude of harmonic flux error

在周期性,在 $\theta=0\sim60^\circ$ 扇区范围内,谐波磁链偏差的幅值在 $\theta=30^\circ$ 处最小, $|\Delta\psi_h|\approx0$ ,此时切换电流和转矩冲击最小;在 $\theta=24^\circ$ 和 $\theta=36^\circ$ 附近谐波磁链偏差的幅值达到最大, $|\Delta\psi_h|\approx0.052\text{ Wb}$ ,此时切换冲击将达到最大值,效果最差。其他扇区具有相似的结论,因此整个基波周期内所有最佳切换点相位为 $\{30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 330^\circ\}$ 。

对于其他优化 PWM,只需得到对应调制比的优化开关角即可重构定子磁链矢量,并得到谐波磁链矢量的分布,再根据谐波磁链偏差的幅值对最佳切换点进行选择。当偏差幅值存在 0 点时,则选择 0 点,若全范围内不存在 0 点,则选择幅值最小的时刻。由于谐波磁链偏差的幅值具有周期性,因此在基波周期内最佳切换点不止一个,如上文分析的 $N=5$ 和 $N=3$ 模式最佳切换点有 6 个,为了尽快完成切换,可按照就近选择的原则,选择离当前相位最近的点切换。

此外,该方法分析的是定子磁链综合矢量,选择的时刻是三相整体冲击最小处,属于三相同时切换算法。因此该方法具有通用性,且分析过程进一步简化,只对谐波磁链矢量偏差的幅值进行判断,不需要逐一情形进行分析。

## 4 仿真与实验验证

为验证理论分析正确性,基于 MATLAB/ Simulink 仿真软件对切换策略进行仿真,并搭建了 RT-Lab 半实物实验平台进行验证。牵引逆变器采用三电平中点钳位式(Neutral Point Clamped, NPC)电路拓扑,如图 9 所示,采用图 1 所示的多模式分段调制策略控制感应电机,在切换频率处设置了 $\pm 0.5\text{ Hz}$ 的滞环,当同时满足频率切换点和相位选择点的时候进行切换。

牵引感应电机的具体参数见表 1,电机采用基于间接转子磁场定向的控制策略。实验设定转速指

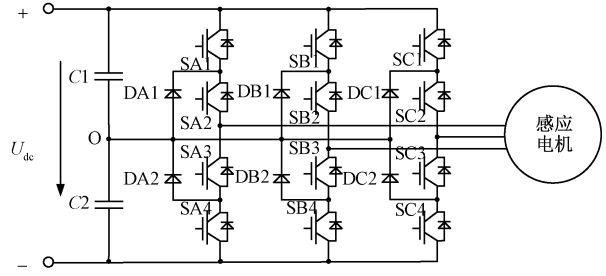


图9 三电平 NPC 逆变器驱动系统

Fig.9 NPC three-level inverter driving system

令为 $3\ 400\text{ r/min}$ ,电机经历异步调制 $\rightarrow N=7\rightarrow N=5\rightarrow N=3\rightarrow N=1$ 同步调制模式的调速过程。

表 1 感应电机参数

Tab.1 Induction motor parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率 $P_n/\text{kW}$	1 225	定子电阻 $R_s/\text{m}\Omega$	2.57
额定频率 $f_n/\text{Hz}$	140	转子电阻 $R_r/\text{m}\Omega$	2.438
额定电压 $V_n/\text{V}$	625	定子漏感 $L_{ls}/\text{mH}$	0.088
极对数 $p$	2	转子漏感 $L_{lr}/\text{mH}$	0.093
转动惯量 $J_m/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	150	互感 $L_m/\text{mH}$	1.7

### 4.1 仿真结果

为了对比不同相位下切换对系统冲击的影响,本文选取 $N=5$ 到 $N=3$ 切换的仿真结果进行说明,仿真波形如图 10 所示。

仿真中, $N=5$ 到 $N=3$ 之间的频率切换点为 $42\text{ Hz}$ ,并分别在相位 $\theta=10^\circ, 24^\circ$ 和 $30^\circ$ 处进行调制模式切换。从图 10 仿真波形可看出,在 $\theta=24^\circ$ 切换时,由于切换前后谐波磁链偏差的幅值将达到最大值,此时的定子电流和电磁转矩冲击也最大,冲击电流为 $510\text{ A}$ ,而电磁转矩波动达到了 $1\ 360\text{ N}\cdot\text{m}$ ,定子磁链幅值波动也有 $0.1\text{ Wb}$ ;而在 $\theta=30^\circ$ 切换时,定子电流、电磁转矩和定子磁链幅值均没有明显冲击或波动,冲击电流仅为 $67\text{ A}$ ,转矩波动减小到 $80\text{ N}\cdot\text{m}$ ,定子磁链幅值波动近似为零,与理论分析的最佳切换点效果完全一致;在 $\theta=10^\circ$ 切换时,电流冲击、转矩和定子磁链幅值波动大小介于 $24^\circ$ 和 $30^\circ$ 切换之间,仿真结果验证了理论分析的正确性。

### 4.2 实验结果

为了进一步验证切换策略的有效性,进行了半实物实验验证,实验平台如图 11 所示。

实验中,实时仿真目标机是感应电机和三电平逆变器实时模型的运行平台。实验时将设计的驱动系统模型经 MainControl 软件进行编译,并上传到实时仿真目标机。控制器是基于 DSP 28335+FPGA

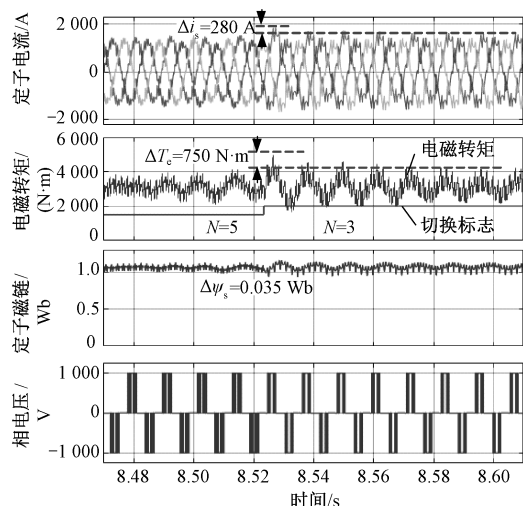
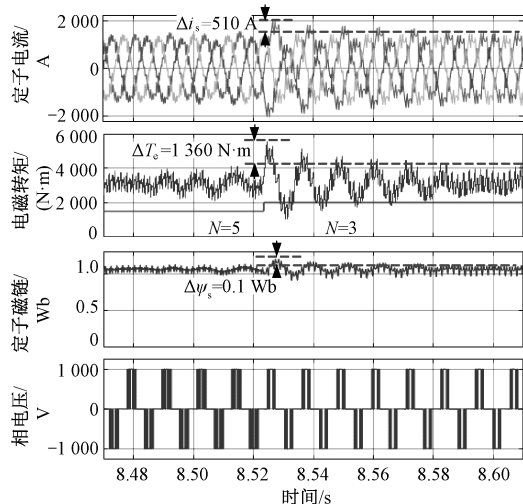
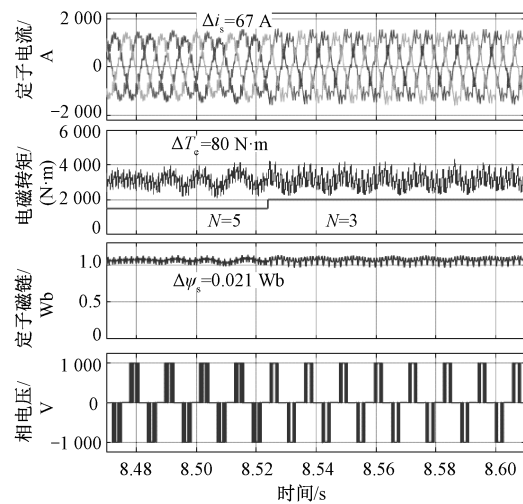
(a)  $\theta=10^\circ$ 时切换(b)  $\theta=24^\circ$ 时切换(b)  $\theta=30^\circ$ 时切换

图10 不同相位下切换过程波形

Fig.10 Switching waves under different phases

Virtex-4 完成软件编程,再利用仿真主机完成试验的操作运行。实验电机模型参数与仿真相同。

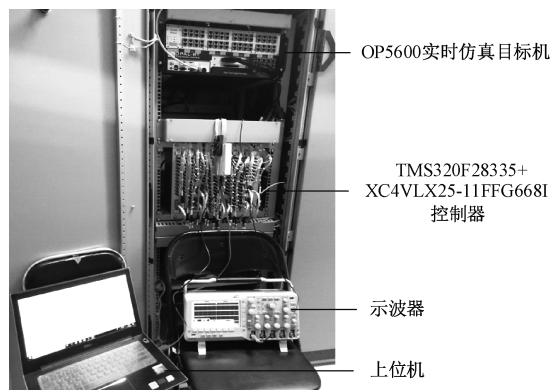


图11 实验平台

Fig.11 Experimental platform

本文采用优化 CHMPWM 调制方法,IGBT 开关输出脉冲波形如图 13 所示。图 12 中, $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  分别代表单个桥臂上的 4 个 IGBT 的开关信号,基波频率设置为 100 Hz,调制模式  $N=3$ 。根据 NPC 逆变器的工作原理可以推导出输出相电压波形,可以发现脉冲满足 1/4 周期对称和半波奇对称性。

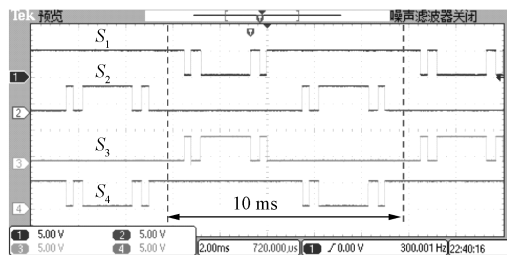
图12 优化 PWM 输出脉冲波形 ( $N=3$ )Fig.12 Waveform of optimal PWM output pulse ( $N=3$ )

图 13 为优化 CHMPWM 不同调制模式下进行切换的实验结果。电机进行异步调制 $\rightarrow N=7 \rightarrow N=5 \rightarrow N=3 \rightarrow N=1$  的频率切换点分别为 42 Hz、57 Hz、85 Hz、110 Hz,并根据本文提出的最佳切换点选取方法选择切换相位。从图 13 所示的实验波形可看出,切换过程实现了电压电流的平滑过渡,并未出现任何冲击。

仿真和实验过程都实现了不同调制模式之间的无冲击切换,证明了基于谐波磁链偏差的多模式调制切换策略是有效的。同时,这种分析方法也适用于其他优化 PWM,只需要得到优化 PWM 的开关角,即可根据脉冲序列重构稳态定子磁链,对切换前后的谐波磁链偏差进行定量分析,便可根据幅值大小选择最佳切换相位,实现平滑切换。

## 5 结论

本文对基于优化 PWM 的多模式调制切换策略



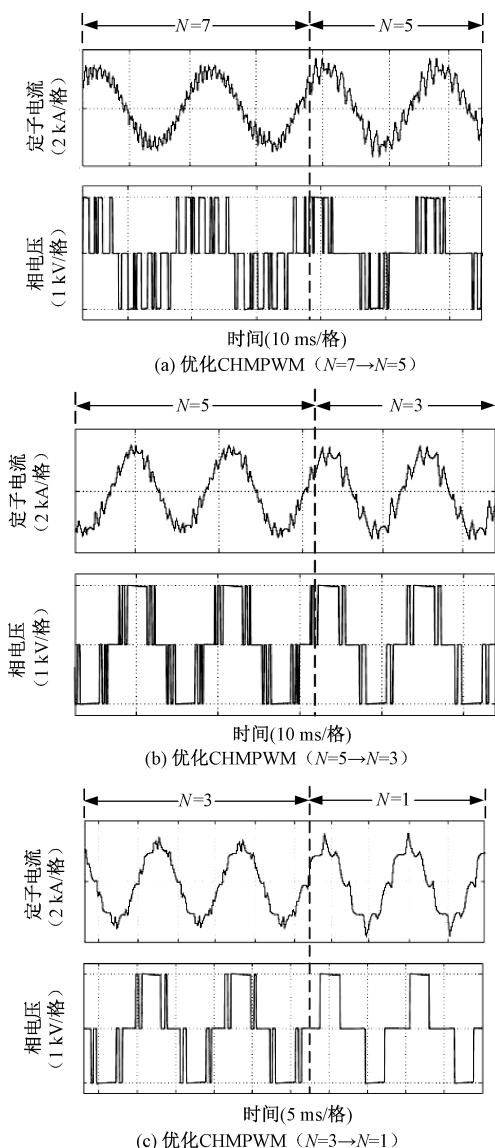


图 13 切换过程实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of switching process

进行了研究,得到以下结论:

1)产生切换冲击的直接原因是不同调制模式切换前后的谐波特性突变,可以归结为谐波磁链的突变。要避免切换过程电流和转矩冲击的产生,需要保证切换前后的谐波磁链是连续的。

2)切换前后的定子磁链矢量可以从优化脉冲模式推导得到,基于谐波磁链偏差幅值的分析可以选择不同优化 PWM 模式之间的最佳切换点。该方法分析对象为定子磁链矢量,属于三相同步切换算法。由优化脉冲模式推导得到磁链矢量,对谐波磁链矢量偏差的幅值进行判断即可确定切换时刻。分析方法简单有效,且适用不同类型的优化 PWM。

## 参考文献 (References):

- [1] 托拜厄斯·盖尔 (Tobias Geyer). 大功率变换器及工业传动模型预测控制 (Model predictive control of high power converters and industrial drives) [M]. 北京: 机械工业出版社 (Beijing: China Machine Press), 2019.
- [2] 朱信威, 朱晓莹, 戴鹏 (Zhu Xinwei, Zhu Xiaoying, Dai Peng). 有源钳位型三电平特定谐波消除调制方法研究 (Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to active NPC three-level inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 20-27.
- [3] Holtz J. Advanced PWM and predictive control—An overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (6): 3837-3844.
- [4] 李宁, 王跃, 王兆安, 等 (Li Ning, Wang Yue, Wang Zhaoan, et al.). 一种三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略的新型等效算法研究 (Research on novel equivalent algorithm of SVPWM strategy used in three-level NPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (11): 11-17.
- [5] 张波, 葛琼璇, 王晓新, 等 (Zhang Bo, Ge Qiongxuan, Wang Xiaoxin, et al.). 三电平 ANPC 变流器中点电位控制策略研究 (Research on neutral point potential balancing for three-level ANPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (8): 1-7.
- [6] 何亚屏, 文宇良, 许峻峰, 等 (He Yaping, Wen Yuliang, Xu Junfeng, et al.). 基于多模式 SVPWM 算法的永磁同步牵引电机弱磁控制策略 (High-power permanent magnet flux-weakening strategy based on multi-mode SVPWM) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (3): 92-99.
- [7] 刘金鑫, 葛琼璇, 王晓新, 等 (Liu Jinxin, Ge Qiongxuan, Wang Xiaoxin, et al.). 双端供电模式下高速磁浮列车牵引控制策略研究 (Traction-system research for high-speed maglev based on double-end supply) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (6): 16-21.
- [8] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等 (Wang Zhiguo, Zheng Zedong, Li Yongdong, et al.). 轨道交通车辆牵引电传动系统的调制与控制策略 (Modulation and control strategy for electric traction drive system of rail transit vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (24): 223-232.

- [9] 董侃 (Dong Kan). 基于电流谐波优化的混合脉宽调制策略 (Hybrid pulse width modulation strategy based on current harmonic minimum technique) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (20): 179-188.
- [10] 李威, 车向中, 郝荣泰 (Li Wei, Che Xiangzhong, Hao Rongtai). 交-直-交电力机车 PWM 调制方法研究 (Research on PWM method for AC-DC-AC electric locomotive) [J]. 铁道学报 (Journal of the China Railway Society), 2000, 22 (6): 26-31.
- [11] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等 (Zhou Minglei, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al.). 低开关频率下 PWM 调制方法研究 (Research on PWM method under low switching frequency) [J]. 北京交通大学学报 (Journal of Beijing Jiaotong University), 2010, 34 (5): 53-57.
- [12] 周明磊, 李强, 游小杰, 等 (Zhou Minglei, Li Qiang, You Xiaojie, et al.). 基于 SHEPWM 的多模式调制切换策略研究 (Research on SHEPWM-based switching strategy of multi-mode modulation) [J]. 铁道学报 (Journal of the China Railway Society), 2014, 36 (1): 34-39.
- [13] 余彬, 宋文胜, 赵雷廷, 等 (Yu Bin, Song Wensheng, Zhao Leiting, et al.). 基于 SHEPWM 的多模式调制切换算法研究 (Research on SHEPWM-based switching strategy of multi-mode modulation) [J]. 西南交通大学学报 (Journal of Southwest Jiaotong University), 2020, 55 (2): 450-458.
- [14] Oikonomou N, Holtz J. Closed-loop control of medium-voltage drives operated with synchronous optimal pulse-width modulation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (1): 115-123.
- [15] 刘可安, 田红旗, 尚敬, 等 (Liu Kean, Tian Hongqi, Shang Jing, et al.). 轨道交通异步牵引电机低开关频率下定子磁链轨迹跟踪控制研究 (Stator flux tracking control of induction traction motor at low switching frequency for rail transmit) [J]. 铁道学报 (Journal of the China Railway Society), 2017, 39 (4): 1-8.
- [16] 张晓华, 王雨琦, 岳文开, 等 (Zhang Xiaohua, Wang Yuqi, Yue Wenkai, et al.). 基于优化 PWM 的牵引电机磁链轨迹跟踪矢量控制 (Flux trajectory tracking vector control of traction motor based on optimized PWM) [J]. 变频器世界 (The World of Inverters), 2018, (1): 73-78.
- [17] Yuan G, Chen D, Lepine L. Multi-mode PWM scheme for locomotive traction [A]. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems [C]. Jeju, Korea, 2018, 1357-1362.
- [18] 周明磊, 刘伟志, 邱腾飞, 等 (Zhou Minglei, Liu Weizhi, Qiu Tengfei, et al.). 适用于多模式脉宽调制的通用切换策略研究 (A general switching strategy for multi-mode pulse width modulation) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (7): 2125-2132.
- [19] 苏和鹏 (Su Hepeng). 基于优化 PWM 的感应电机定子磁链矢量控制研究 (Research on stator flux vector control of induction motor based on optimal PWM) [D]. 武汉: 海军工程大学 (Wuhan: Naval University of Engineering), 2019.

## Research on multi-mode modulation switching strategy based on harmonic flux deviation

ZHOU Liang<sup>1</sup>, SU He-peng<sup>2</sup>, HAN Jin-yang<sup>1</sup>

(1. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. Detachment 82, Unit 92730 of the PLA, Sanya 572016, China)

**Abstract:** Multi-mode modulation strategy based on optimal pulse-width modulation is widely applied in the electric traction drive system so as to achieve smooth full-speed operation. In order to suppress the switching impact between different modulation modes, the mechanism of switching impact is analyzed, and the harmonic flux linkage deviation is the basic cause of switching impact. Based on the harmonic flux linkage analysis method, this paper proposes a switching strategy based on the amplitude of the harmonic flux linkage deviation. It can select the optimal switching point by calculating the amplitude of the flux linkage deviation. Simulation and experimental results verified the effectiveness and versatility of the switching strategy.

**Key words:** low switching frequency; electric traction; optimal PWM; multi-mode modulation; switching strategy