

一种基于计算开关角的 SVPWM 同步调制策略

朱龙胜, 方晓春, 林飞, 杨中平, 李华

(北京交通大学电气工程学院, 北京市 海淀区 100044)

A Synchronized SVPWM Strategy Based on Calculating Switching Angles

ZHU Longsheng, FANG Xiaochun, LIN Fei, YANG Zhongping, LI Hua

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

ABSTRACT: The number of sampling points per sector in a given synchronized space vector pulse width modulation (SVPWM) strategy is fixed, which means the carrier ratio for modulation is unbending, therefore the flexibility for digital implementation is restricted. By analyzing the waveform of a particular synchronized SVPWM strategy named basic bus clamping, the author proposed a modulation scheme which is based on switching angles. Moreover, it can also be applied to other kinds of synchronized SVPWM strategies. This scheme is valid in the whole modulation index range, and the carrier ratio is flexible to set as well. In addition, the modulation error was effectively eliminated. With theoretical analysis and experiments, its validity and feasibility has been verified.

KEY WORDS: low switching frequency; space vector pulse width modulation (SVPWM); synchronized modulation; total harmonic distortion; overmodulation

摘要: 对于特定分频的空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)同步调制策略, 其采样点空间相位固定, 导致载波比固定, 这限制了其在数字实现时的灵活性。对基于基本母线钳位的 SVPWM 同步调制策略的脉冲分布规律进行分析, 提出了一种基于开关角的调制策略, 这种调制策略也适用于其他类型 SVPWM 同步调制。该策略适用于全调制比范围, 载波比可以根据需要进行设置, 并能有效减小调制误差。通过理论分析和实验, 验证了此方法的正确性和可行性。

关键词: 低开关频率; 空间矢量脉宽调制; 同步调制; 总谐波失真; 过调制

0 引言

在大功率交流传动系统中, 为了降低逆变器的开关损耗、提高直流电压利用率、减少低次谐波, 逆变器在中高频段通常采用同步调制策略, 并通过其过渡到方波单脉冲调制。现有的同步调制策略可以分成两大类: 1) 优化同步调制, 如特定次谐波

消除 PWM^[1-4]、电流谐波最小 PWM^[5-8]等; 2) 非优化同步调制, 如 SVPWM 同步调制^[9-17]、中间 60° 同步调制^[18-19]等。优化同步调制的目标是消除或减小逆变器输出电压的特定次谐波, 原理是据此求解超越方程组, 得到开关角。由于开关角与调制比没有线性关系, 在数字实现时, 通常采用查表或多项式拟合的方法获得开关角。查表法灵活性受限; 多项式拟合需要将调制比区间分成多段, 才能满足精度要求。非优化同步调制中的中间 60° 同步调制只控制基波电压幅值, 所以谐波性能较差; 但其开关角与调制比有线性关系, 易于实现。上文所述调制策略都是基于开关角, 利用对称性生成脉冲波形, 在实现脉冲消失、过渡到方波单脉冲时, 原理直观清晰。与上述调制策略不同的是, SVPWM 同步调制基于空间矢量合成, 具有实现简单、谐波性能相对较好的特点, 因而应用广泛。

在文献[10-15]中, Narayanan 等对不同分频的 SVPWM 同步调制的原理和过调制算法进行了详细的阐述。由于 SVPWM 同步调制策略是在 0°~360° 内设置若干个采样点合成参考电压矢量, 对于特定分频 SVPWM 同步调制, 载波比因采样点数而固定。通常在不同分频 SVPWM 同步调制切换时, 因采样点数不同, 载波比会发生变化, 比如 11 分频切换到 9 分频, 载波比由 30 变为 18。载波比变化会引起调制延时突变, 造成调制输出实际电压相位突变, 最终结果表现为电机电流偏离指令值。

文献[20]利用 Narayanan 提出的 30° 钳位 11 分频基本母线钳位策略(basic bus clamping strategy, BBBS) SVPWM 单模式过调制到方波。过调制算法是: 当采样点的电压矢量超过六边形边界时, 就改变电压矢量的相位和幅值, 使其移动到六边形的顶

点位置，进而过渡到方波单脉冲调制。这种过调制方法不能将电压矢量往六边形顶点移动与脉冲逐渐消失直接联系起来，因此不能直观地控制过调制时窄脉冲的消失。此外，根据 Narayanan 对输出基波电压幅值的分析，可以发现，进入过调制区后会出现基波电压幅值不能跟随指令值的问题，产生调制误差。为了消除调制误差，文献[20]指出需要在执行调制算法之前根据该调制模式的输入输出电压关系反算出实际所需调制比，实际上输入输出电压关系通常是一个分段非线性函数，给修正调制比带来了一定困难，增加了运算量。

本文借鉴了优化同步调制中的开关角概念，根据 SVPWM 同步调制的脉冲分布规律，提出了基于计算开关角的 SVPWM 同步调制策略。该策略可以灵活地设置载波比，以保证不同调制模式切换时载波比不变。此外，该策略的过调制算法简单直观，利于控制窄脉冲消失，能有效减小调制误差。

1 SVPWM 同步调制原理

在大功率交流传动系统中广泛使用的两电平电压源型逆变器的电路图如图 1(a)所示。利用开关函数描述其开关状态，共有 8 个开关状态，对应 6 个基本电压矢量和 2 个零矢量，如图 1(b)所示。

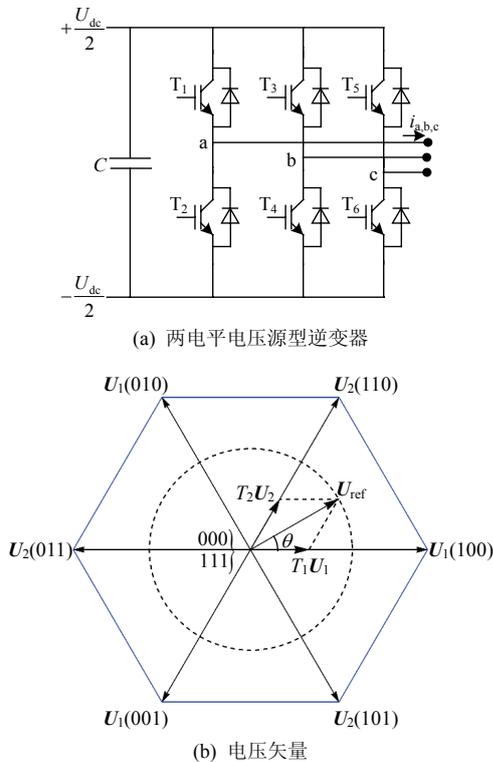


图 1 两电平逆变器和电压矢量
Fig. 1 Two level inverter and voltage vectors

图 2 是 SVPWM 同步调制的原理图。以 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 为例，将每个大扇区平均分成 5 个小扇区，在每个小扇区的中点设置一个采样点，所以采样点位置为 6°、18°、30°、42°、54°，采样点相对于大扇区中点 30° 位置对称分布。参考矢量可根据式(1)进行合成。

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m T_{P\text{PWM}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m T_{P\text{PWM}} \sin \theta \\ T_z = T_{P\text{PWM}} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中 m 为调制比， $m = U_{m1} / (2U_{DC} / \pi) \in [0,1]$ 。

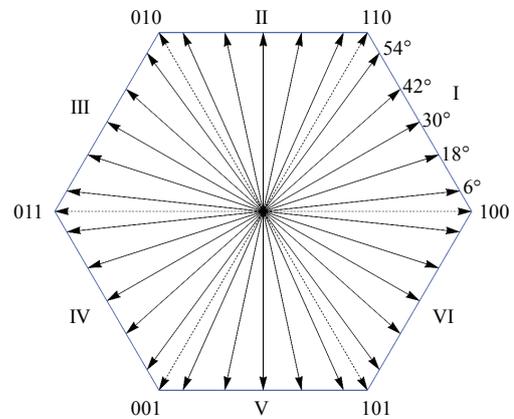


图 2 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 同步调制原理图
Fig. 2 Schematic diagram for 11 pulses synchronized SVPWM

根据上述公式，可以计算出在每个载波周期内基本电压矢量和零矢量的作用时间，再根据表 1 中的矢量作用顺序，就可以得到一个基波周期的 a、b、c 三相脉冲，如图 3 所示。

表 1 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 同步调制第 1 扇区矢量作用顺序

采样点位置/(°)	第 1 扇区矢量作用顺序
6,18,30,42,54	012→210→0127→721→127

在同步调制中，分频数是指等效开关频率与输出电压基波频率的比值；载波比是指载波频率与输出电压基波频率的比值，与采样点数有关。例如，对于 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM，在一个基波周期内有 11 个脉冲，开关器件有 11 次开、11 次关，所以其分频数为 11。此调制模式在一个基波周期内有 30 个采样点，需要 30 个载波中断才能生成一个基波周期的所有脉冲，因此载波比固定为 30，载波

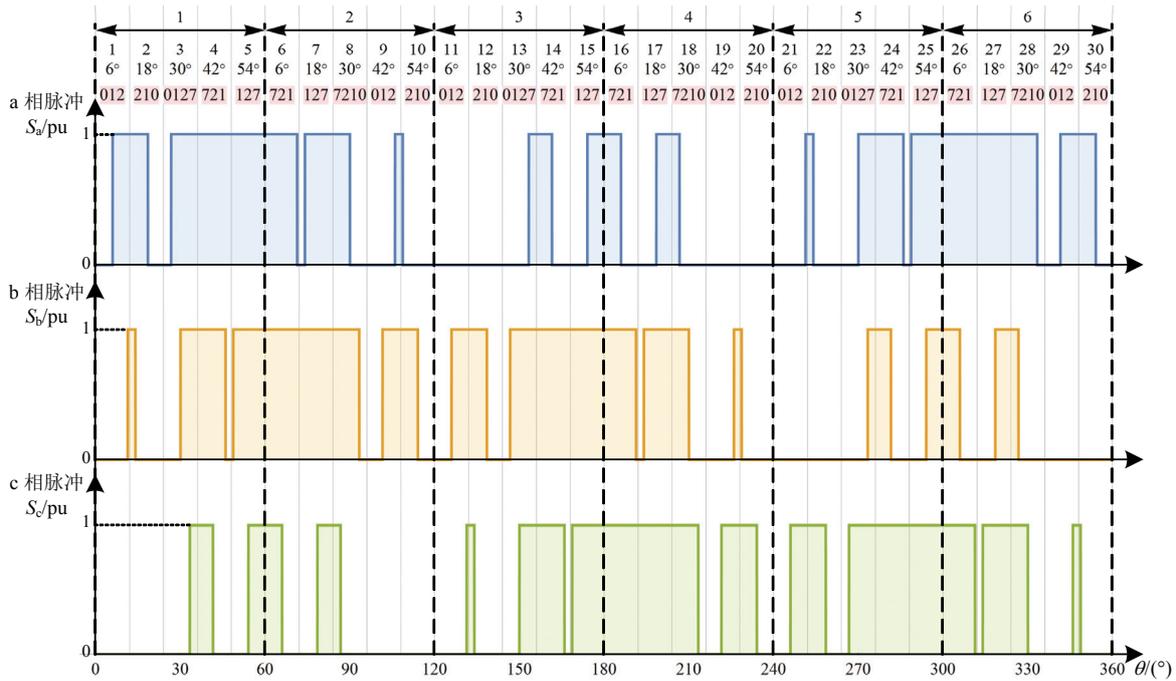


图3 a、b、c三相脉冲

Fig. 3 Three-phase pulses

频率为

$$T_{PWM} = 1/(30f_s) \quad (2)$$

式中 f_s 为输出电压基波频率。

表2给出不同SVPWM同步调制的采样点数和载波比，其中CSVS表示传统空间矢量策略，BSS表示边界采样策略。

表2 不同分频SVPWM采样点数和载波比

Tab. 2 Number of sampling points and carrier ratio for different synchronized SVPWM modes

调制模式	0°~60° 采样点数	载波比
CSVS-15	5	30
BBCS-11	5	30
CSVS-9	3	18
BBCS-7	3	18
BSS-5	2	12
CSVS-3	1	6

从表2可以看出，在设计多模式PWM调制策略时，不可避免地会出现载波比突变的情况，比如：BBCS-11切换到CSVS-9，载波比由30变为18。在闭环控制系统中，载波比突变会造成载波频率突变，调制延时也相应变化，对电机控制将会造成不利的影 响，结果是电机电流偏离指令。

为了解决上述载波比不能按照需要灵活设置的问题，对SVPWM同步调制的脉冲分布规律进行分析，提出了一种基于开关角的实现方法和过调制策略。下面以30° 钳位11分频BBCS SVPWM为例

介绍此算法。

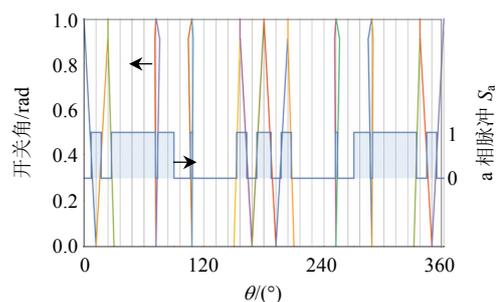
2 基于开关角的SVPWM同步调制算法

2.1 开关角推导过程

观察30° 钳位11分频BBCS SVPWM的a相脉冲波形，可以发现其具有半波偶对称性、1/4周期奇对称性；因此可以利用优化同步调制中提出的开关角的概念^[1-2]。根据每个小扇区的开关动作时刻，推导出0°~90° 内的5个开关角，然后利用对称性，就能得到整个基波周期的脉冲。将开关角和a相脉冲画在同一张图中，如图4所示。

由图4可知，30° 钳位11分频BBCS SVPWM同步调制的过调制过程是：当调制比由0变化到1时，相邻的开关角逐渐接近，直至两者重合，然后保持其终值不变。当所有相邻的开关角都重合时，就过渡到方波单脉冲调制。

下面就根据30° 钳位11分频BBCS SVPWM的



(a) 一个基波周期的脉冲波形

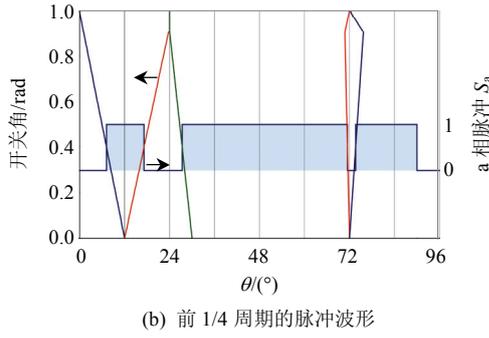


图 4 开关角和 a 相脉冲图

Fig. 4 Switching angles and phase a pulse

矢量作用顺序，推导出开关角计算公式和过调制算法。根据图 3、4 可推导出 $0^\circ \sim 90^\circ$ 范围内的 5 个开关角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ ，推导过程如下：

1) 1 号小扇区，对应 6° 采样点，矢量作用顺序为 012，为一个上升沿，可以推导出 α_1 ，如式(3)所示。

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{15} \frac{T_0}{T_{PWM}} = \frac{\pi}{15} - \frac{(1+\sqrt{5})m}{10\sqrt{3}} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}} \quad (3)$$

给出 α_1 随调制比 m 变化的情况，如图 5 所示。从图中可以看出，当 $m=M_2=0.9927$ 时， $\alpha_1=0$ ，此时 α_1 与 $2\pi-\alpha_1, \pi-\alpha_1$ 与 $\pi+\alpha_1$ 重合。

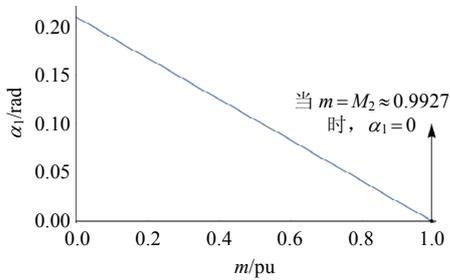


图 5 α_1 随调制比 m 变化的情况
Fig. 5 α_1 versus modulation index

2) 2 号小扇区，对应 18° 采样点，矢量作用顺序为 210，为一个下降沿，可以推导出 α_2 ，如式(4)所示。

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{15} + \frac{\pi}{15} \frac{T_1+T_2}{T_{PWM}} = \frac{\pi}{15} + \frac{(\sqrt{5}-1)m}{10\sqrt{3}} + \frac{2m \sin(\frac{7\pi}{30})}{5\sqrt{3}} \quad (4)$$

3) 3 号小扇区，对应 30° 采样点，矢量作用顺序为 0127，为一个上升沿，可以推导出 α_3 ，如式(5)所示。

$$\alpha_3 = \frac{2\pi}{15} + \frac{\pi}{15} \frac{0.5T_0}{T_{PWM}} = \frac{\pi}{6} - \frac{m}{5\sqrt{3}} \quad (5)$$

由图 4(b)可知， α_2 与 α_3 相邻，求解方程 $\alpha_2 = \alpha_3$ ，得到：

$$\alpha_2 = \alpha_3 \Rightarrow M_1 = \frac{\sqrt{3}\pi}{1 + \sqrt{5} + 4 \sin(\frac{7\pi}{30})} \approx 0.920307 \quad (6)$$

由以上公式结果可知，当 $m=M_1=0.920307$ 时 α_2 与 α_3 重合。将 α_2, α_3 随调制比 m 变化的情况画在一起，如图 6 所示。可见，当 $m>M_1$ 时，进入过调制区，必须保持 α_2 和 α_3 在 $m=M_1=0.920307$ 时的值不变。

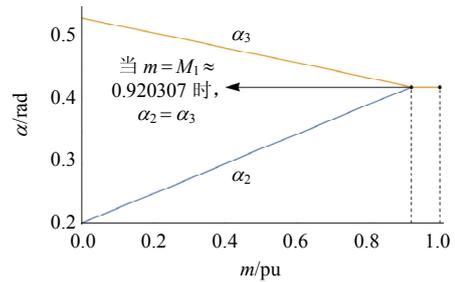


图 6 α_2, α_3 随调制比 m 变化图
Fig. 6 α_2, α_3 versus modulation index

4) 6 号小扇区在第 2 个大扇区，对应 6° 采样点，矢量作用顺序为 721，为一个下降沿，可以推导出 α_4 ，如式(7)所示。

$$\alpha_4 = \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{15} \frac{T_0+T_2}{T_{PWM}} = \frac{2\pi}{5} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}} \quad (7)$$

5) 7 号小扇区在第 2 个大扇区，对应 18° 采样点，矢量作用顺序为 127，为上升沿，可以推导出 α_5 ，如式(8)所示。

$$\alpha_5 = \frac{2\pi}{5} + \frac{\pi}{15} \frac{T_1}{T_{PWM}} = \frac{2\pi}{5} + \frac{(\sqrt{5}-1)m}{10\sqrt{3}} \quad (8)$$

将 α_4, α_5 随调制比 m 变化的情况画在一起，如图 7 所示。

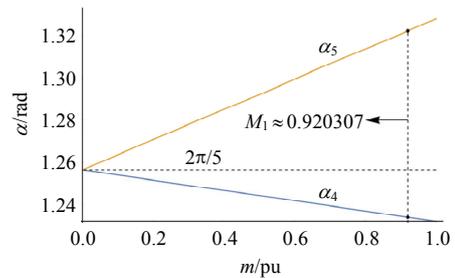


图 7 α_4, α_5 随调制比 m 的变化
Fig. 7 α_4, α_5 versus modulation index without overmodulation

由图7可以看出,当调制比从0变化到1时, α_4 、 α_5 逐渐远离,两者不可能重合,所以当 $m > M_1$ 时,过调制算法是线性地减小 α_4 、 α_5 到与其最接近的扇区边界对应的角度。由图4(b)可知,应线性地减小 α_4 、 α_5 到 $2\pi/5$ 。

重新给出 α_4 、 α_5 随调制比 m 变化的情况,如图8所示。

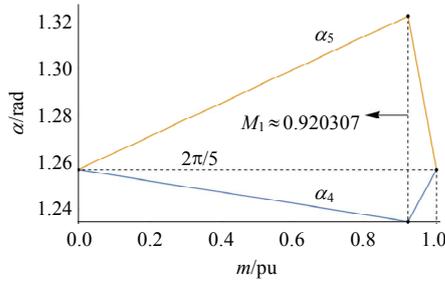


图8 采用过调制算法后 α_4 、 α_5 随调制比 m 的变化

Fig. 8 α_4 , α_5 versus modulation index with overmodulation

经过以上推导过程,可以总结出在全调制比范围内,开关角的计算公式,如式(9)所示。从式(9)可以看出,基于开关角的过调制算法的原则是使相邻的开关角逐渐靠近并重合,这样过调制算法和脉冲波形就建立了直接的联系,利于控制窄脉冲的消失。从式(9)还可以看出,开关角都是关于调制比的一次函数,与基于空间矢量的过调制算法相比,不需要进行三角函数运算,计算量更小,实现更加简单。

$$\alpha_1 = \begin{cases} \frac{\pi}{15} \frac{(1+\sqrt{5})m}{10\sqrt{3}} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_2 \\ 0, & m \geq M_2 \end{cases}$$

$$\alpha_2 = \begin{cases} \frac{\pi}{15} + \frac{(\sqrt{5}-1)m}{10\sqrt{3}} + \frac{2m \sin(\frac{7\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ 0.417331, & m \geq M_1 \end{cases}$$

$$\alpha_3 = \begin{cases} \frac{\pi}{6} - \frac{m}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ 0.417331, & m \geq M_1 \end{cases} \quad (9)$$

$$\alpha_4 = \begin{cases} \frac{2\pi}{5} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ a_4 + k_4(m - M_1), & m \geq M_1 \end{cases}$$

$$\alpha_5 = \begin{cases} \frac{2\pi}{5} + \frac{(\sqrt{5}-1)m}{10\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ a_5 - k_5(m - M_1), & m \geq M_1 \end{cases}$$

其中:

$$\begin{cases} M_1 = \frac{\sqrt{3}\pi}{1 + \sqrt{5} + 4\sin(\frac{7\pi}{30})} \approx 0.920307 \\ M_2 = 0.9927 \end{cases}$$

过调制时脉冲消失的过程如下:

- 1) 当 $m > 0.920307$ 时, α_2 、 α_3 重合,由11脉冲变成7脉冲;
- 2) 当 $m > 0.9927$ 时, α_1 与 $2\pi - \alpha_1$ 、 $\pi - \alpha_1$ 与 $\pi + \alpha_1$ 重合,由7脉冲变成5脉冲;
- 3) 当 $m > 1$ 时, α_4 、 α_5 重合,由5脉冲变成单脉冲。

2.2 扇区分

由图4(b)可以看出,在整个调制比范围内,每个开关角变化范围不超过 12° ,因此可以重新划分扇区。划分的前提是确保一个扇区内最多有两个开关角,对应两次开关动作。可将一个基波周期平均分成 $3n$ 份(n 为正整数, $n \geq 5$),这样就能解决采用空间矢量数字实现方法时遇到的载波比固定为30的问题。图9给出划分成15个扇区的情况。

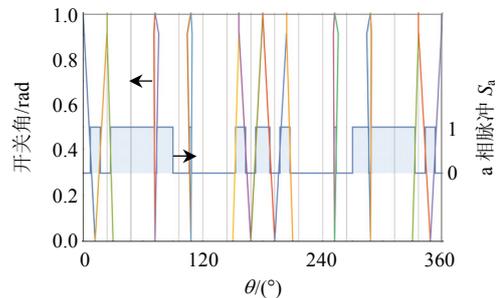


图9 开关角和 a 相脉冲分布图(15 扇区)

Fig. 9 Switching angles and phase a pulse (15 sections)

在不同分频 SVPWM 同步调制切换时,必须确保相位连续。在闭环控制中,为了保证切换前后调制计算延时不发生突变,减小切换对控制性能的影响,还必须确保 PWM 载波频率连续变化,即载波比不能突变。对于其他 SVPWM 同步调制策略,也可以根据开关角的变化范围重新划分扇区,修改载波比。这可以很好地解决1节指出的载波比突变的问题。表3给出重新划分扇区之后的载波比。

表3 重新划分小扇区之后的载波比

Tab. 3 Carrier ratios after redeviding minor sections

调制模式	载波比	调制模式	载波比
CSVS-15	15	BBCS-7	15
BBCS-11	15	BSS-5	15
CSVS-9	15	CSVS-3	15

2.3 基于开关角的过调制算法分析

根据 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 的对称性，可以推导出基波电压幅值 U_{m1} 的表达式：

$$U_{m1} = \frac{2U_{dc}}{\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^5 (-1)^i \sin \alpha_i] \quad (10)$$

指令电压为

$$U_{m1} = \frac{2U_{dc}}{\pi} m \quad (11)$$

去掉系数 $2U_{dc}/\pi$ ，重新定义如下：

$$U_{m1} = 1 + 2 \sum_{i=1}^5 (-1)^i \sin \alpha_i \quad (12)$$

图 10、11 给出基波电压幅值 U_{m1} 、调制误差 U_{err} 随调制比 m 变化的情况。

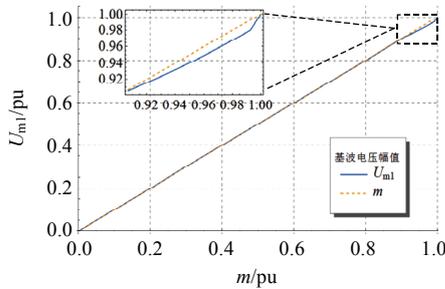
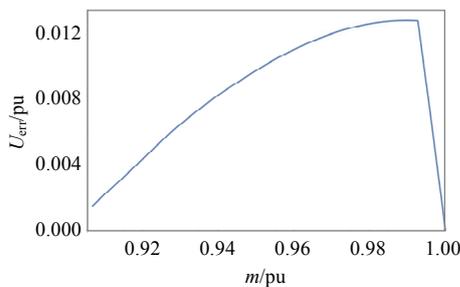
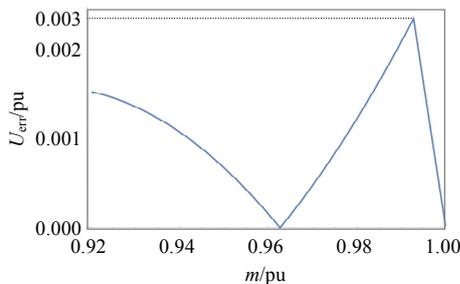


图 10 输出基波电压幅值与调制比关系图

Fig. 10 Fundamental voltage amplitude versus modulation index



(a) 基于空间矢量合成



(b) 基于开关角

图 11 调制误差与调制比关系图

Fig. 11 Modulation error versus modulation index of two implementation methods

图 10 中：SAM 表示基于开关角的 SVPWM 同步调制；SVM 表示基于空间矢量合成的 SVPWM 同步调制。结合图 10、11 可以看出，采用 SAM 可以保证基波电压幅值跟随指令，与 SVM 相比，前者调制误差为 3% 以下，误差更小。

3 实验验证

3.1 实验条件

为了验证本文提出的基于开关角的 SVPWM 同步调制策略，在 5.5kW 异步电机对拖平台进行了实验。实验采用电机参数如表 4 所示。变频器输入交流电压为 200V/50Hz，经过三相二极管整流器后，直流母线电压为 270V。

表 4 电机参数

Tab. 4 Motor parameters

参数	数值	参数	数值
极对数	2	定子漏感/mH	17.5
定子电阻/ Ω	2.2	转子漏感/mH	17.5
转子电阻/ Ω	1.09	互感/mH	430.875

调制过程如图 12 所示，15 分频 CSVS、30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 均采用基于开关角的实现方法，将载波比设置为 15，最后通过 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 过调制到方波。

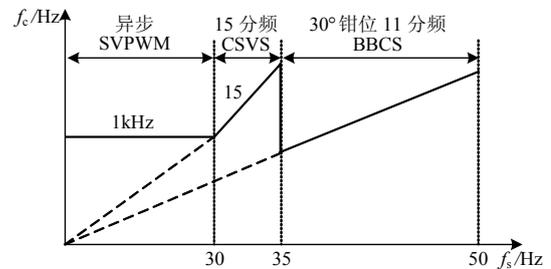


图 12 调制过程

Fig. 12 Modulation process

3.2 实验结果与分析

3.2.1 基于开关角的调制策略验证

图 13 给出采用基于开关角的 SVPWM 同步调制策略，当调制比为 0.5、基波频率为 50Hz 时，15 分频 CSVS SVPWM 和 30° 钳位 11 分频 BBCS SVPWM 输出的稳态脉冲波形。

图 13 中标明了采用 SVM、SAM 时的脉冲加权总谐波失真(weighted total harmonic distortion, WTHD)，两者相差 10^{-5} 量级，近似相等，这说明本文提出的基于开关角的实现方法是正确的。将 360° 划分为 15 个小扇区，也可以生成一个基波周

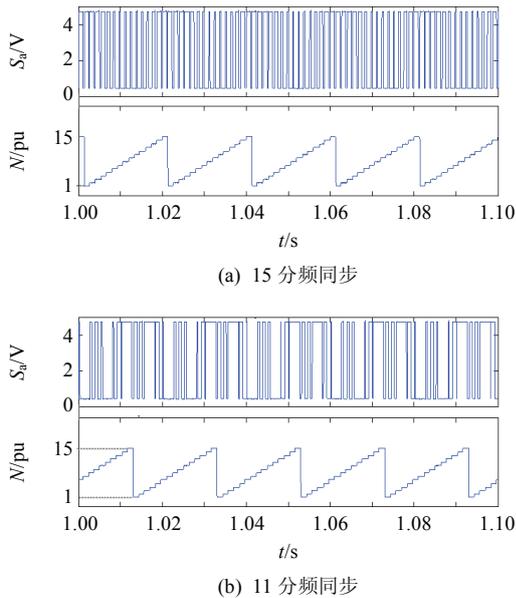


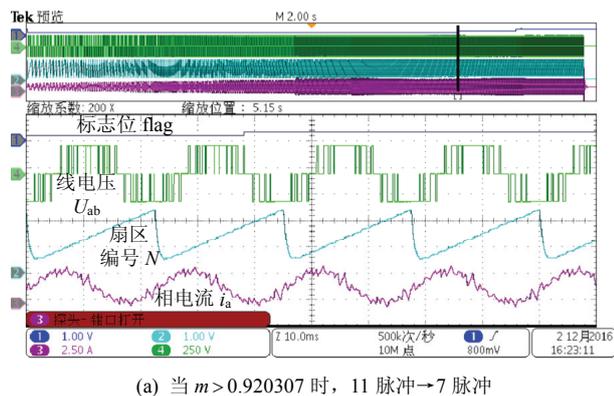
图13 15、11分频同步SVPWM的a相脉冲和扇区编号
Fig.13 Pulse and section number waveform for 11, 15 pulses SVPWM

期的脉冲,并保持原来的对称性。与文献[14,20]中的SVM相比,载波比由30变成15,在数字实现时,原来需要在30种情况进行选择,此时只有15种情况,明显减少了运算量。

对于同步调制,当基波频率较高时,相应地载波频率也较高,留给调制算法计算的时间则变短。本文提出的基于开关角的SVPWM同步调制算法,可以在保证开关频率、谐波性能不变的前提下,将11分频BBCS、15分频CSVS的载波比由30变成15,这样可以有效增大载波周期,给调制算法留出更多时间进行计算,保证其在一个中断周期内运算完,避免程序出现错误。

3.2.2 基于开关角的过调制策略验证

对本文提出的基于开关角的过调制策略进行了实验验证,以30°错位11分频BBCS SVPWM为例,图14给出过调制过程中的波形。



(a) 当 $m > 0.920307$ 时, 11 脉冲 \rightarrow 7 脉冲

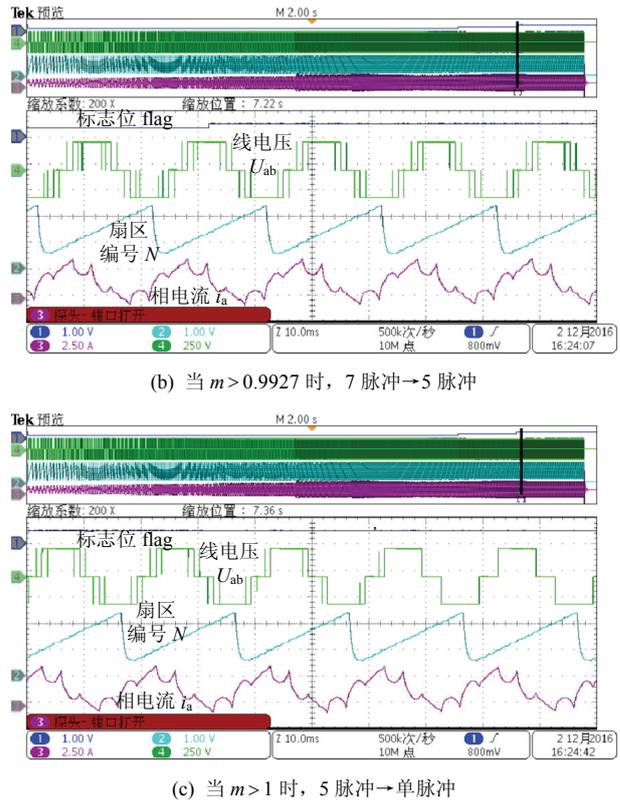


图14 过调制过程

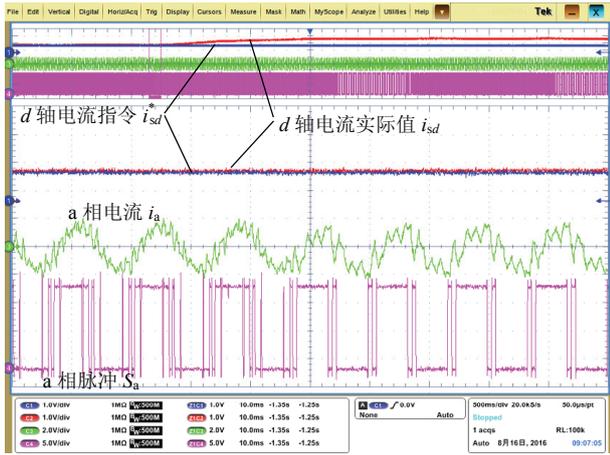
Fig.14 Overmodulation process: 11 \rightarrow 7 \rightarrow 5 \rightarrow single pulse

从图14可以看出,在过调制过程中,线电压脉冲变化过程为11脉冲 \rightarrow 7脉冲 \rightarrow 5脉冲 \rightarrow 单脉冲。实验中,窄脉冲按照时间顺序逐渐消失,没有出现反复,保证了输出电压对称性。与文献[20]中的SVM相比,本文所提的过调制算法在控制窄脉冲消失时原理更加直观清晰,只需要判断相邻开关角是否重合,采用这种方法可以很好地控制窄脉冲消失,使其不会出现反复。

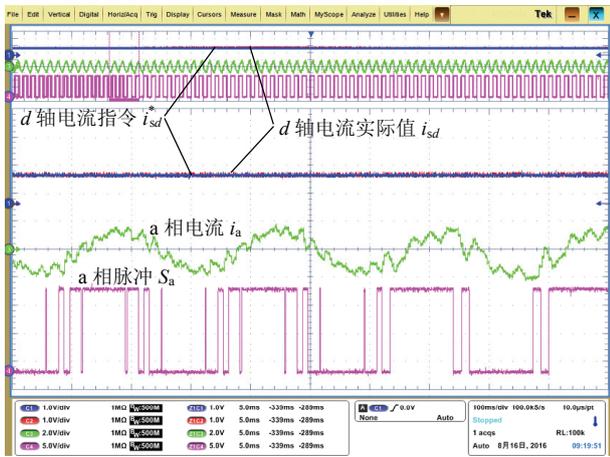
3.2.3 闭环控制下调制模式切换

基于开关角的SVPWM同步调制可以灵活地划分小扇区,从而保证切换前后载波比不改变,消除由载波比突变带来的不利影响。目前,鲜有文献对SVPWM同步调制在闭环控制下、调制模式切换时,载波比是否变化进行实验研究。本文针对这个实际工程问题,进行了7分频BBCS和3分频CSVS载波比是否变化的对比实验,实验波形如图15所示。

从图15可以看出,在不同分频SVPWM同步调制切换时,载波比发生变化,将会造成电机电流偏离指令值,这是因为载波频率发生了不连续变化,造成调制延时突变。保证切换前后载波比保持不变,可解决这一问题。



(a) 7 分频→3 分频载波比: 12→6



(b) 7 分频→3 分频, 载波比保持不变

图 15 不同分频 SVPWM 同步调制额切换

Fig. 15 Transition between two SVPWM modes

4 结论

本文以 30° 钳位 11 分频 BCS SVPWM 为例, 提出了基于开关角计算的 SVPWM 同步调制策略, 该策略也适用于其他分频的 SVPWM 同步调制。与基于空间矢量合成的 SVPWM 同步调制策略相比, 开关角是关于调制比的一次函数, 不需要进行三角函数运算, 运算量更小。采用基于开关角的实现方法, 有效地减小了 30° 钳位 11 分频 BCS SVPWM 的调制误差。

针对 SVPWM 同步调制采样点数固定带来的载波比固定的问题, 本文通过分析开关角的变化范围和分布规律, 在保证一个小扇区内开关次数不超过两次的前提下, 重新将一个基波周期对应的 360° 划分为 3 的倍数个扇区。这样就能保证不同分频 SVPWM 同步调制切换时相位连续、调制延时不突变, 确保电机电流控制效果不因切换而下降。

基于开关角的 SVPWM 同步调制策略的过调

制算法, 原理更加直观, 实现更加简单, 计算量也更小。同时, 此方法利于消除窄脉冲, 保证过调制过程中的波形的对称性。

参考文献

- [1] Patel H S, Hoft R G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters (Part II): Voltage control techniques[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1974, 10(5): 666-673.
- [2] Holmes D, Lipo T. Pulse width modulation for power converters: Principles and practice[M]. Wiley & Sons, 2003, 45(1): 71-77.
- [3] 王琛琛, 李瑞夫, 周明磊. 基于 TMS320F28335 的 SHEPWM 数字实现[J]. 北京交通大学学报, 2011, 35(5): 89-93.
Wang Chenchen, Li Ruifu, Zhou Minglei. Digital realization of SHEPWM based on TMS320F28335[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2011, 35(5): 89-93(in Chinese).
- [4] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等. 特定次谐波消除调制方式的谐波特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 11-20.
Zhou Minglei, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al. Harmonic analysis of selected harmonic elimination pulse width modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 11-20(in Chinese).
- [5] Buja G S, Indri G B. Optimal pulse width modulation for feeding AC motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1977, IA-13(1): 38-44.
- [6] Buja G S. Optimum output waveforms in PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1980, IA-16(6): 830-836.
- [7] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等. 电流谐波最小 PWM 开关角的计算及谐波特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2362-2370.
Zhou Minglei, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al. Switching angle calculation and harmonic analysis of current harmonic minimum PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2362-2370(in Chinese).
- [8] 周明磊, 王琛琛, 游小杰. 基于交流电机定子磁链的 CHMPWM 切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3955-3964.
Zhou Minglei, Wang Chenchen, You Xiaojie, et al. A switching strategy of current harmonic minimum PWM based on the stator flux trajectory of ac traction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3955-3964(in Chinese).
- [9] 何亚屏, 文字良, 许峻峰, 等. 基于多模式 SVPWM 算法的永磁同步牵引电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 92-99.

- He Yaping, Wen Yuliang, Xu Junfeng, et al. High-power permanent magnet flux-weakening strategy based on multi-mode SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 92-99(in Chinese).
- [10] Narayanan G, Ranganathan V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 1: Principles of waveform generation[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 1999, 146(3): 267-275.
- [11] Narayanan G, Ranganathan V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 2: Performance assessment and application to V/f drives[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 1999, 146(3): 276-281.
- [12] Narayanan G, Ranganathan V T. Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1): 84-93.
- [13] Narayanan G, Ranganathan V T. Synchronised bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for modulation up to six-step mode[C]// Proceedings of International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1999: 996-1001.
- [14] Narayanan G, Ranganathan V T. Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 788-798.
- [15] Narayanan G, Krishnamurthy H K, Zhao D, et al. Advanced bus-clamping PWM Techniques Based on space vector approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(4): 974-984.
- [16] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4175-4183.
Wang Kun, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al. Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 35(16): 4175-4183(in Chinese).
- [17] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下 SHEPWM 和 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 333-341.
Wang Kun, You Xiaojie, Wang Chenchen, et al. Research on the comparison of synchronized modulation of SHEPWM and SVPWM under low switching frequency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 333-341(in Chinese).
- [18] 王琛琛, 周明磊, 游小杰. 大功率交流电力机车脉宽调制方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 173-178.
Wang Chenchen, Zhou Minglei, You Xiaojie. Research on the PWM method of high power AC electrical locomotive[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 173-178(in Chinese).
- [19] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 低开关频率下 PWM 调制方法研究[J]. 北京交通大学学报, 2010, 34(5): 53-57.
Zhou Minglei, You Xiaojie, Wang Chenchen. Research on PWM method under low switching frequency[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2010, 34(5): 53-57(in Chinese).
- [20] 董侃, 刁利军, 赵雷廷, 等. 基于基本矢量钳位策略的过调制算法研究[J]. 铁道学报, 2014, 36(6): 35-40.
Dong Kan, Diao Lijun, Zhao Leiting, et al. Research on overmodulation algorithm based on basic bus clamping strategy[J]. Journal of the China Railway Society, 2014, 36(6): 35-40(in Chinese).



朱龙胜

收稿日期: 2017-10-07。

作者简介:

朱龙胜(1992), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子与电力传动方向的研究, 研究方向为大功率交流电机控制, 908434778@qq.com。

(责任编辑 李婧妍)

A Synchronized SVPWM Strategy Based on Calculating Switching Angles

ZHU Longsheng, FANG Xiaochun, LIN Fei, YANG Zhongping, LI Hua

(Beijing Jiaotong University)

KEY WORDS: low switching frequency; space vector pulse width modulation (SVPWM); synchronized modulation; total harmonic distortion; overmodulation

The number of sampling points per sector in a given synchronized SVPWM strategy is fixed, which means the carrier ratio for modulation is unbending. When a PWM mode transition occurs, the carrier ratio variation will deteriorate the current control performance. Moreover, for a microcontroller with limited computing capability, if the carrier ratio is large, the PWM computing frequency will be very high in the high speed region, resulting in a calculation failure for the modulation algorithm.

In order to solve the problems aforementioned, the author takes a deep insight on a particular synchronized SVPWM strategy named basic bus clamping. Tab. 1 lists the switching sequence for 11 pulses BBCS SVPWM. Fig. 1 shows its phase a pulse waveform.

Tab. 1 11 pulses SVPWM switching sequence

Sampling points $\alpha/(\circ)$	Switching sequence in sector I
6,18,30,42,54	012→210→0127→721→127

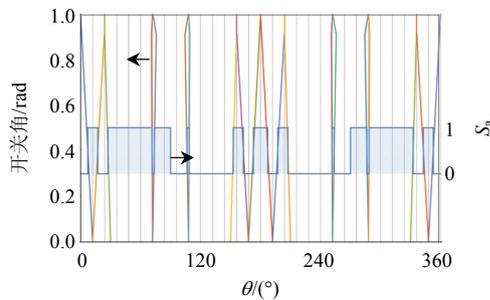


Fig. 1 Phase A pulse in a period

Because the phase a pulse waveform holds half symmetry and quarter symmetry, we can use switching angles in the first quarter period to generate the pulse in the whole period. First of all, we must derive the switching angles according to the sampling points and the switching sequence. For example, in No.1 subcycle, the sampling point is 6° , the switching sequence is 012, its a raising edge, so α_1 can be derived:

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{15} \frac{T_0}{T_{PWM}} = \frac{\pi}{15} - \frac{(1 + \sqrt{5})m}{10\sqrt{3}} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}} \quad (3)$$

Repeating the analysis above, we can get other switching angles. According to Fig. 1, we can know the

overmodulation principle if the switching angle implementation method is applied. During the overmodulation process, the adjacent switching angles gradually get close until it coincides; in the meantime, the narrow pulse disappears slowly. The calculation formulas with overmodulation functionality for switching angles are as follows:

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_1 &= \begin{cases} \frac{\pi}{15} - \frac{(1 + \sqrt{5})m}{10\sqrt{3}} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_2 \\ 0, & m \geq M_2 \end{cases} \\ \alpha_2 &= \begin{cases} \frac{\pi}{15} + \frac{(\sqrt{5} - 1)m}{10\sqrt{3}} + \frac{2m \sin(\frac{7\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ 0.417331, & m \geq M_1 \end{cases} \\ \alpha_3 &= \begin{cases} \frac{\pi}{6} - \frac{m}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ 0.417331, & m \geq M_1 \end{cases} \\ \alpha_4 &= \begin{cases} \frac{2\pi}{5} - \frac{2m \sin(\frac{\pi}{30})}{5\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ a_4 + k_4(m - M_1), & m \geq M_1 \end{cases} \\ \alpha_5 &= \begin{cases} \frac{2\pi}{5} + \frac{(\sqrt{5} - 1)m}{10\sqrt{3}}, & 0 \leq m < M_1 \\ a_5 - k_5(m - M_1), & m \geq M_1 \end{cases} \end{aligned} \right.$$

Notes:

$$\left\{ \begin{aligned} M_1 &= \frac{\sqrt{3}\pi}{1 + \sqrt{5} + 4 \sin(\frac{7\pi}{30})} \approx 0.920307 \\ M_2 &= 0.9927 \end{aligned} \right.$$

If the variation range of switching angles is known, we can re-divide the subcycles with the premise that switch transitions in a subcycle is less than two.

By analyzing the waveform of a particular synchronized SVPWM strategy named basic bus clamping, the author proposed a modulation scheme which is based on switching angles. Moreover, it can also be applied to other kinds of synchronized SVPWM strategies. This scheme is valid in the whole modulation index range, and the carrier ratio is flexible to set as well. In addition, it maintains the modulation gain constant.