

交流调速系统脉宽调制方法研究

康雪峰, 王 英

(大连交通大学 电气信息学院, 辽宁 大连 116021)

摘 要: 对于交流调速系统中脉宽调制(PWM)过程同时应用空间矢量脉宽调制(SVPWM)和特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM),低频时采用SVPWM,中频时采用SHEPWM。这种混合调制方法避免低频时SHEPWM计算存储量较大和中频时SVPWM谐波特性变差等问题。采用一种谐波电流过零点切换方法,实现了SHEPWM中开关角个数由5~1逐步切换过程的平滑过渡;在与SVPWM的切换过程中,采用参考电压矢量同相切换方法,实现了混合调制之间的平滑过渡。仿真结果验证了理论的正确性。

关键词: 交流调速系统; 特定谐波消除脉宽调制; 开关角; 平滑切换; MATLAB/Simulink

中图分类号: TN 787+.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)04-0049-05

doi: 10.12177/emca.2019.179

Pulse Width Modulation of AC Speed Regulation System

KANG Xuefeng, WANG Ying

(School of Electronics and Information Engineering, Dalian Jiaotong University,
Dalian 116021, China)

Abstract: Space vector pulse width modulation (SVPWM) and selected harmonic elimination PWM (SHEPWM) are applied simultaneously in the PWM process of AC speed regulation system. SVPWM is adopted at low frequency and SHEPWM is used at medium frequency. This hybrid modulation method avoids the problems of large storage of SHEPWM at low frequency and variation of SVPWM harmonic characteristics at medium frequency. A zero-crossing point switching method is proposed for harmonic current switching, which guarantees the smooth transition of switching angle number from 5 to 1 in SHEPWM technology. In the switching process from SHEPWM to SVPWM, a reference voltage vector in-phase switching method is adopted to achieve smooth transition. Simulation results prove the validity of the theory.

Key words: AC speed regulation system; selected harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM); switching angle; smooth switching; MATLAB/Simulink

0 引 言

高电压、大功率是当前交流调速系统的主要特点,但受到开关损耗及散热条件的限制,逆变器的开关频率通常小于1 kHz^[1]。为了提高系统谐波特性,交流调速系统大多采用多模式调制,即低频段异步调制、中高频段同步调制至方波段的方法。文献[2]对空间矢量脉宽调制(SVPWM)和特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)

2种调制进行分析,分别介绍了各自的优缺点。文献[3]提出一种在低开关频率下SVPWM与SHEPWM的切换方法,采用一种谐波电流过零点的切换方式,可使不同调制策略之间实现平滑过渡。文献[4]分析了异步调制与同步SHEPWM的切换方法,给出了降低切换时电流畸变的方法。文献[5]对异步正弦脉宽调制(SPWM)和同步SHEPWM的切换方法进行研究,并且对SHEPWM方法中9开关角向7开关角的切换进行了分析。

收稿日期: 2019-12-15; 收到修改稿日期: 2020-02-20

作者简介: 康雪峰(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电机及其驱动控制。

本文基于特定谐波消除原理,在系统中频时采用同步分段 SHEPWM 方法,开关角个数由 5 至 1 逐步减少以降低逆变器开关损耗,不同开关角分别消除指定次谐波。针对相邻开关角之间的过渡问题,采用一种谐波电流过零点的切换方法,该方法可保证系统切换开关角过程中平滑过渡;并采用电压参考矢量同相位切换方法,实现与低频段异步 SVPWM 平滑切换。基于 MATLAB 进行仿真验证上述理论的可行性,并且快速傅里叶变换 (FFT) 分析表明分段 SHEPWM 方法谐波消除效果良好。

1 SHEPWM 原理及相邻开关角切换方法

1.1 SHEPWM 基本原理及开关角计算

SHEPWM 的实现过程是通过选择开关角个数 N 来消除 $N-1$ 个谐波。因为 3 次谐波在线电压中相互抵消,所以 SHEPWM 主要消除的是相电压中非 3 整数倍的奇次谐波。图 1 所示为三电平 SHEPWM 相电压波形。

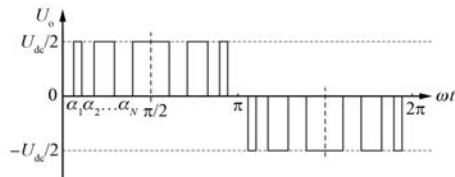


图 1 三电平 SHEPWM 相电压波形

将输出电压波形展开为傅里叶级数式:

$$U_o(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

同时:

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_o(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_o(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \end{cases} \quad (2)$$

由于相电压波形半波对称和奇 1/4 周期对称,故只含有奇次正弦项谐波,根据开关角度可得:

$$\begin{cases} b_n = 0, & \text{所有 } n \\ a_n = \frac{4}{n\pi} \frac{U_{dc}}{2} \sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k), & n \text{ 为奇数} \\ a_n = 0, & n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (3)$$

其中: U_{dc} 为直流侧电压; n 为谐波次数,当 $n=1$ 时 a_1 即是输出电压的基波幅值; ω 为角频率; α_k 为 N 个开关角中第 k 个开关角,且满足 $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2}$ 。

由 N 个开关角度 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$, 可以构成 N 个方程,令开关角度为一个向量:

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T \quad (4)$$

从而得到关于 α 的非线性方程组:

$$f_n(\alpha) = a_n / (U_{dc}/2), n = 1, 5, 7, \dots, M \quad (5)$$

同时:

$$\begin{cases} f_1(\alpha) = m \\ f_n(\alpha) = 0, n = 5, 7, 11 \dots M \end{cases} \quad (6)$$

式中: M 为选择消除的最高次谐波,当开关角度个数 N 为偶数时, $M=3N-1$; N 为奇数时, $M=3N-2$ 。

令:

$$f(\alpha) = [f_1(\alpha), f_5(\alpha), \dots, f_N(\alpha)]^T \quad (7)$$

则式(6)可以表示为

$$f(\alpha) = [m, 0, 0, \dots, 0]^T \quad (8)$$

式(8)为计算 SHEPWM 开关角的非线性方程组,该方程组求解精度一直是研究难点^[6-8]。采用牛顿迭代法求解对方程组初始值的选取有较严格的要求,同时随着开关角选取个数增加系统的计算量及内存需求也随之增加。本文最大开关角个数为 5,则以 $N=5$ 为例,根据式(5)建立相应的目标函数方程组:

$$\begin{cases} f_1(\alpha) = a_1 / (U_{dc}/2) = 4/\pi (\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \cos\alpha_4 + \cos\alpha_5) = m \\ f_2(\alpha) = 4/5\pi (\cos5\alpha_1 - \cos5\alpha_2 + \cos5\alpha_3 - \cos5\alpha_4 + \cos5\alpha_5) = 0 \\ f_3(\alpha) = 4/7\pi (\cos7\alpha_1 - \cos7\alpha_2 + \cos7\alpha_3 - \cos7\alpha_4 + \cos7\alpha_5) = 0 \\ f_4(\alpha) = 4/11\pi (\cos11\alpha_1 - \cos11\alpha_2 + \cos11\alpha_3 - 11\cos\alpha_4 + 11\cos\alpha_5) = 0 \\ f_5(\alpha) = 4/13\pi (\cos13\alpha_1 - \cos13\alpha_2 + \cos13\alpha_3 - 13\cos\alpha_4 + 13\cos\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

采用牛顿迭代法:

$$\begin{cases} \alpha_1 = 60/2N + 30/(N+1) \\ \alpha_k = \alpha_1 + 60(k-1)/N + 30/(N+1), \\ k = 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (10)$$

牛顿迭代法是超线性收敛方式,只具有局部

$$\begin{cases} x_1 = 4/\pi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \cos\alpha_4 + \cos\alpha_5) - m \\ x_2 = 4/5\pi(\cos5\alpha_1 - \cos5\alpha_2 + \cos5\alpha_3 - \cos5\alpha_4 + \cos5\alpha_5) \\ x_3 = 4/7\pi(\cos7\alpha_1 - \cos7\alpha_2 + \cos7\alpha_3 - \cos7\alpha_4 + 7\cos\alpha_5) \\ x_4 = 4/11\pi(\cos11\alpha_1 - \cos11\alpha_2 + \cos11\alpha_3 - \cos11\alpha_4 + 11\cos\alpha_5) \\ x_5 = 4/13\pi(\cos13\alpha_1 - \cos13\alpha_2 + \cos13\alpha_3 - \cos13\alpha_4 + 13\cos\alpha_5) \end{cases} \quad (11)$$

定义评估函数 $Y = 1/(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + x_5^2)$, 当 Y 取最小值时, 方程组式(9) 得出最优解; 设定个体变量数为 5 (未知量), 定义初始种群规模 100, 交叉概率 0.9, 变异概率 0.05, 最大迭代次数 100。经迭代寻优后得出理想开关角度, 图 2 为方程组开关角与调制比关系轨迹图。通过不同方法计算得到的开关角需离线存储, 调制过程中以查表方式实现, 因此无法在线调制是其主要缺点^[11]。

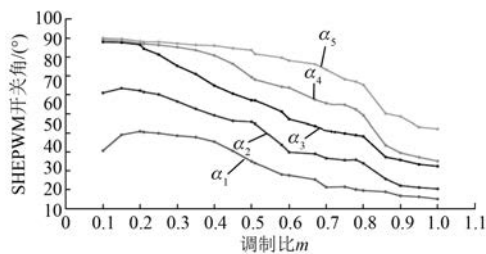


图 2 GA $N=5$ 开关角轨迹

1.2 相邻开关角切换及 FFT 分析

本文在输出频率大于 58 Hz 至方波前采用分段同步 SHEPWM, 在不同频率点切换开关角时应考虑电流幅值和相位不同引起的冲击。SHEPWM 电压谐波中只含有正弦分量, 切换后 n 次谐波电压瞬时值 U_n 可以表示为切换前电压谐波分量与 n 次谐波的瞬时电压冲击分量之和^[12]:

$$\begin{aligned} U_n = & U_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) + \\ & \Delta U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (12)$$

式中: U_n 为切换前 n 次谐波瞬时电压幅值; φ_n 为电压谐波分量切换时相位。

在保证基波相位连续的前提下, 切换过程就

收敛性, 初始值设定的越接近最优解则计算精度越高, 因此若初始值选取不合适则会影响收敛速度和精确度^[9]。为了解决传统数值方法对初始值设定的依赖, 采用遗传算法 (GA) 求解该方程组无需设定初值, 但存在过早收敛现象。根据目标函数式(9) 建立种群适应度函数^[10]:

是切换前的电压瞬时值加电压冲击分量的过程, 产生的电流冲击可以看作电压冲击的零状态响应。根据电路原理, 瞬时电压冲击分量 $\Delta U_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$ 在阻感负载上产生的零状态响应电流 $\Delta i_n(t)$ 为

$$\begin{aligned} \Delta i_n(t) = & \frac{\Delta U_n}{Z_n} \sin(n\omega t + \varphi_n - \varphi) + \\ & \frac{\Delta U_n}{Z_n} \sin(\varphi_n - \varphi) e^{-\frac{R}{L}t} \end{aligned} \quad (13)$$

其中: $Z_n = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctan(\omega L/R)$ 。

由式(13) 可知电流中谐波包含与电压谐波频率相同的稳态分量和逐步趋于零的衰减分量, 让谐波电流平滑切换, 只需满足不同开关角个数切换时衰减分量为 0, 即令 $\frac{\Delta U_n}{Z_n} \sin(\varphi_n - \varphi) e^{-\frac{R}{L}t} = 0$, 当负载电机高速运行时忽略定子转子的电阻, 得出 $\varphi \approx \frac{\pi}{2}$, 代入式(13) 可得到 n 次谐波分量在切

换时相位为 $\varphi_n = n\pi/2$ 。根据此原理在交流调速系统中三相达到各自的峰值时分别切换, 则 a 相电流平滑切换时刻为 $\omega t = \pi/2$ 或 $3\pi/2$; 同理 b 相为 $\omega t = \pi/6$ 或 $7\pi/6$; c 相为 $\omega t = 5\pi/6$ 或 $11\pi/6$ ^[13]。SHEPWM 1 个开关角可直接过渡至方波段。图 3 所示为 SHEPWM 各开关角之间 a 相电压切换波形图。波形为开关角由 5 至 1 依次切换, 切换过程电压过渡平滑, 没有出现较大的电压波动和畸变现象。

为了验证分段 SHEPWM 消除谐波效果, 对系统不同频率点进行 FFT 分析, 如图 4 所示。

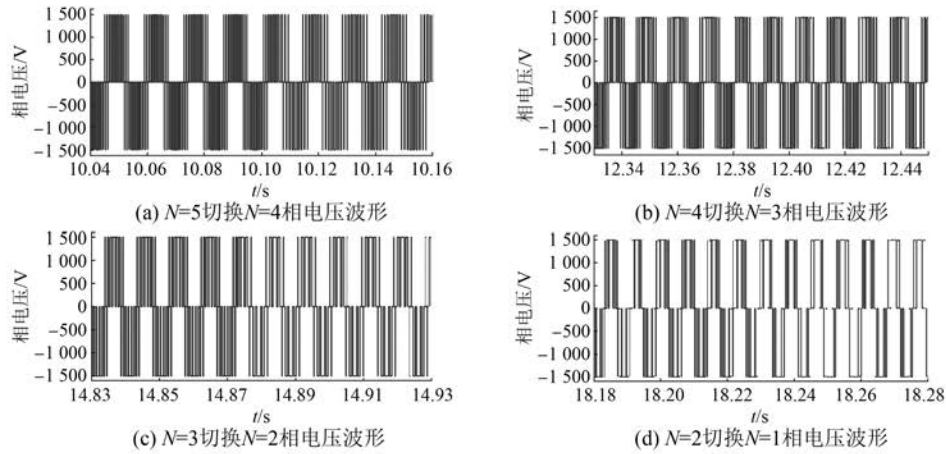


图3 SHEPWM 不同开关角切换 a 相相电压波形图

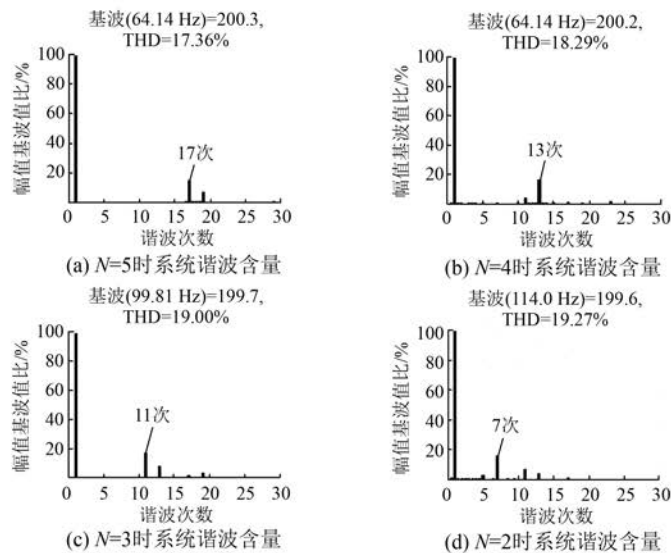


图4 不同开关角系统 FFT 分析

当 $N=5$ 时可以消除 5、7、11、13 次谐波；当 $N=4$ 时，可以消除 5、7、11 次谐波；以此类推。 $N=1$ 时不消除谐波。

由图 4 可知，SHEPWM 在不同开关角下可以分别消除指定次谐波，但该方法的原则是将被消除谐波的能量转移到未被消除的谐波当中，因此会导致第一个未被消除的谐波幅值明显增大。

2 SHEPWM 与异步 SVPWM 切换方法

为了验证 SHEPWM 与不同调制策略的切换

方法，本文在系统小于 58 Hz 时采用异步 SVPWM，此时逆变器开关频率为 600 Hz。SVPWM 采用异步调制，逆变器开关频率固定，参考矢量所落入扇区的几何关系如图 5 所示。

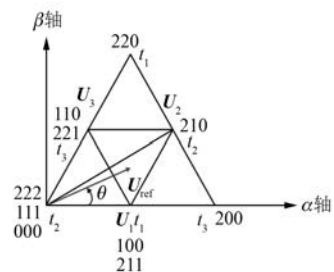


图5 第一扇区矢量合成图

由空间矢量合成原理可得一个周期 T_s 内有:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{1}{2}U_{dc} \\ U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{6}} \\ U_3 = \frac{1}{2}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}} \\ U_{ref} = Ue^{j\theta} \end{cases} \quad (14)$$

根据伏秒平衡方程组:

$$\begin{cases} U_1t_1 + U_2t_2 + U_3t_3 = U_{ref}T_s \\ t_1 + t_2 + t_3 = T_s \end{cases} \quad (15)$$

可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}U_{dc}t_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{dc}\left(\cos\frac{\pi}{6} + j\sin\frac{\pi}{6}\right)t_2 + \\ \frac{1}{2}U_{dc}\left(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3}\right)t_3 = \\ U_{ref}(\cos\theta + j\sin\theta)T_s \end{aligned} \quad (16)$$

解出 t_1, t_2, t_3 分别为

$$\begin{cases} t_1 = (1 - 2m\sin\theta)T_s \\ t_2 = [2m\sin(\theta + \pi/3) - 1]T_s \\ t_3 = [2m\sin(\theta - \pi/3) + 1]T_s \end{cases} \quad (17)$$

式中: m 为调制比, $m = \frac{2U_{ref}}{\sqrt{3}U_{dc}}$ 。

同理, 可以算出参考电压矢量在其他区域的矢量作用时间。在同步分段 SHEPWM 中, 开关频率由 600 Hz 随着开关角个数减少而减小, 因此二者在切换时容易出现相位角度阶跃而导致无法平滑过渡, 此时只要保证 SVPWM 与 SHEPWM 在切换时选择同相位电压参考矢量即可实现平滑切换。设三相参考电压分别为: $U_a = U_m \cos\theta$; $U_b = U_m \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)$; $U_c = U_m \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)$, 则电压综合矢量为

$$U_r = \frac{2}{3}(U_a + \alpha U_b + \alpha^2 U_c) = U_m e^{j\theta} \quad (18)$$

在 SVPWM 一个周期内有 $600/58 = 10.34$ 次采样, 当某一次采样落入 $0^\circ \sim 35^\circ$ 区间时, 且仅在该区间内由 SVPWM 切换至 SHEPWM 才能保证电压参考矢量同相位, 实现平滑过渡。图 6 为 SVPWM 切换至 SHEPWM 试验波形。从图 6 可以看出, 在电压参考矢量同相时切换可以实现不同调制之间的

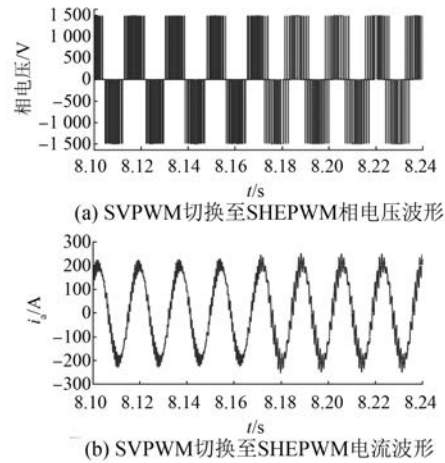


图 6 SVPWM 和 SHEPWM 试验波形

平滑过渡, 且系统没有出现较大波动。

3 结 语

本文根据交流调速系统谐波特性并结合 SHEPWM 基本原理, 采用同步分段 SHEPWM 调制方法应用于系统中频段, 通过逐渐减少开关角个数, 达到降低逆变器开关频率的目的, 且能够消除指定次谐波, 降低系统对滤波器的依赖度。同时, 提出低频时异步 SVPWM 调制进行平滑切换的方法。采用 MATLAB/Simulink 仿真验证了文中提出的相邻开关角平滑过渡的方法, 以及不同调制策略之间平滑切换方法的可行性。FFT 分析表明, 同步分段 SHEPWM 方法消除谐波效果良好。

【参 考 文 献】

- [1] 周明磊, 刘伟志, 邱腾飞, 等. 适用于多模式脉宽调制的通用切换策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2125.
- [2] NI R, SHA M, JIA X, et al. Comparison of harmonics between SVPWM and SHEPWM[C]//Proceedings of the 3rd International Conference on Electrical & Information Technologies for Rail Transportation (EITRT), 2017.
- [3] 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.
- [4] 李贵彬, 李永东, 郑泽东, 等. 基于 SHEPWM 调制的电力机车全速度运行策略及切换方法研究[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(4): 17.

(下转第 58 页)