

低压能量回馈装置中SHEPWM技术的研究

罗海静, 柳 赞

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 为了提高电力机车中低压能量回馈装置的输出电能质量和工作效率, 研究了特定谐波消除脉宽调制技术 (SHEPWM) 在低压能量回馈装置中的应用, 建立了 1/4 周期对称算法的 SHEPWM 方程组, 采用牛顿迭代法求解得到开关频率为 1 050 Hz 时的两组开关角组合, 通过仿真验证了所提方法的有效性及其数值解的正确性, 并对比了在不同调制度下采用不同开关角组合的控制效果, 为开关角的选择提供了依据。

关键词: 再生制动能量回馈; 1/4 周期对称; 特定谐波消除; 牛顿迭代法

Study on SHEPWM technology in low pressure energy feedback device

LUO Haijing, LIU Yun

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: In order to improve the output power quality and work efficiency of low voltage energy feedback device of electric locomotive, this the application of specific harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM) technology in low voltage energy feedback device is studied, and sets up SHEPWM equations of 1/4 period symmetric algorithm. Newton iteration method is used to solve the two groups of switching angle combination when the switching frequency is 1050Hz. The effectiveness of the proposed method and the correctness of the numerical solution are verified by simulation, and the control effects of different switching angle combination under different modulation ratios are compared, which provides a basis for the selection of switching angle.

Key words: regenerative braking energy feedback; quarter-wave symmetry; selective harmonic elimination; newton iteration method

0 引言

现代地铁、轻轨站间距较短, 电力机车制动频繁, 其制动能量相当可观^[1]。低压能量回馈装置是一种再生制动能量利用的并网节能装置, 具有DC/AC电能变换功能, 可以将电力机车制动时的能量回送给车站的公用电网。符合城市轨道交通“绿色、可持续发展”理念, 并为此提供了技术依托, 因而具有广阔的市场应用前景。

随着现代IGBT器件朝大功率方向的发展,

综合IGBT器件的市场调研与分析结果, 低压能量回馈装置采用一种三相逆变器基本可满足设计要求。若并网装置的输出谐波含量过高, 谐波注入公用电网会产生诸多危害。首先, 谐波带来附加损耗, 降低了电网中设备、元件的效率, 过多的损耗必然导致过多的发热; 其次, 谐波使电动机产生额外的噪声、振动, 使设备老化甚至损坏; 第三, 谐波引起谐振电路的短路, 从而放大谐波, 加大危害; 第四, 谐波干扰附近通信系统, 导致电气保护装备、自动装备误动作,

使电气计量设备测量不准确等^[2-3]。实际应用中通常通过提高开关频率来提高输出电能质量,但是会增加开关损耗,降低系统的效率。因此,如何在保证输出电能质量满足并网要求下,尽可能地提高系统效率,成为低压能量回馈装置的研究重点。

脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)技术是影响系统效率的重要因素,其原理是在每一个特定时间间隔内,脉冲的能量等效于正弦波所包含的能量。传统的逆变器中通常采用正弦脉宽调制技术(SPMW),为了进一步优化系统的谐波性能,学者们提出了特定谐波消除脉宽调制技术(Selected Harmonic Elimination PWM, SHEPWM),最早应用于无源负荷,通过优化开关角实现输出波形最优控制,之后扩展至有源系统,由于控制性能优越受到重点研究^[3-4]。

SHEPWM技术可以消除选定次数的低次谐波,使谐波向高次转移,有利于减小滤波器的尺寸,配合使用LCL滤波器,在相同的输出电能质量的情况下,可以有效地降低功率器件的开关频率和开关损耗,提高系统的效率。因此,SHEPWM技术非常适用于低压能量回馈装置。

SHEPWM技术通过将相电压函数进行傅里叶展开,令指定的低次谐波为零,得到特定谐波消除的开关角。开关角由非线性超越方程组决定,实际系统无法在线求得开关角的解析解^[5-6],在传统工程应用中通常采用离线查表法得到所需的开关角。数字控制器的发展为开关角的在线求解提供了可能,常用方法有牛顿迭代法^[7-8]、同伦算法^[9-12]、Walsh函数变换法^[13-15]、粒子群算法^[16-18]和神经网络方法^[19]等。其中,牛顿迭代法通常先将非线性方程组通过泰勒公式进行等效,再通过迭代法获取数值解,具有收敛速度快、求解准确度高和二次方收敛性的优点;同伦算法须将原非线性方程组映射为新的同伦方程组,再进行求解,但迭代次数多,准确度有限;Walsh函数变换法是通过Walsh函数将非线性方程转换为线性代数方程求解,但是Walsh函数并不唯一,

算法准确度取决于采样点数量,因而计算量较大;粒子群算法和神经网络等智能算法由于收敛性难以保证、计算量大等原因,通常只能离线求解。因此,牛顿迭代法得到了广泛应用。

然而,牛顿迭代法的效率取决于初值的选取。本文采用两种适用于SHEPWM技术的初值选取方法,可以快速得到两组合适的初值,大大提高了牛顿迭代法的效率。

此外,功率开关器件的导通/关断时间不可避免,为了防止同一桥臂上的功率开关器件同时导通导致系统短路,常用的解决方法是加入合适的死区时间^[20]。由于SHEPWM实现方式与传统SPWM有着较大的区别,在设置死区时特别需要考虑SHEPWM的对称性^[21-23]。本文采用了适用于1/4周期对称算法的SHEPWM的死区设置方法。

本文研究了SHEPWM在低压能量回馈装置中的应用,建立了1/4周期对称算法的SHEPWM方程组,采用牛顿迭代法求解得到开关频率为1 050 Hz时的两组开关角组合,并给出了考虑死区时间的开关角修正方法,通过仿真验证了所提方法的有效性及其数值解的正确性,并对比了在不同调制度下采用不同开关角组合的控制效果,为开关角的选择提供了依据。

1 低压能量回馈装置中的SHEPWM技术

能量回馈装置电路结构如图1所示。

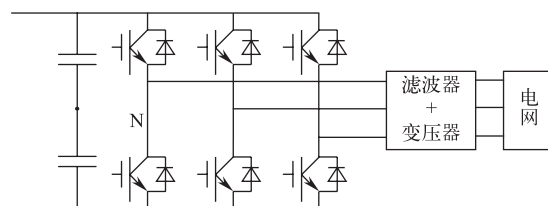


图1 低压能量回馈装置拓扑结构

Fig.1 Topological structure of low pressure energy feedback device

1/4周期对称是指其波形关于 π 半波对称,关于 $\pi/2$ 轴对称。由于半波对称的特点,其波形中的偶次谐波得以消除;而由于 $\pi/2$ 轴对称的特点,波形中的余弦谐波得以消除,即满足

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t) \quad (1)$$

$$u(\omega t) = -u(\pi + \omega t) \quad (2)$$

一个周期内 1/4 周期对称 SHEPWM 波形根据初始电平的不同, 可分为 TLN1、TLN2 两种, 分别如图 2a 和图 2b 所示。

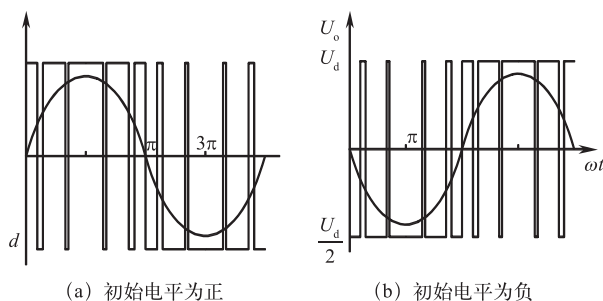


图 2 1/4 周期对称 SHEPWM 波形
Fig.2 SHEPWM waveform in 1/4 period symmetrical

由图 2 可知, 输出的相电压波形满足 Dirichlet 条件, 可进行傅里叶分解为

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (3)$$

其中

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (4)$$

式中, T 为输出基波电压的周期。

由于式 (1) 的影响, 式 (3) 中的余弦项被消除; 由于式 (2) 的影响, 式 (3) 中的偶数次谐波被消除; 又因为在三相对称电路里相电压的 3 次谐波在线电压中相互抵消^[24], 故波形可简化为

$$f(t) = \sum_{n=6k \pm 1}^{\infty} [b_n \sin(n\omega t)] \quad k=1, 2, 3, \dots \quad (5)$$

以图 2a 为例求其傅里叶系数, 即

$$b_n = \frac{4}{\pi} \sum_{c=0, 1, 2, \dots}^N (-1)^c \frac{U_d}{2} \int_{\alpha_c}^{\alpha_{c+1}} \sin n\omega t d\omega t \quad (6)$$

式中, α_c 为开关角, 在 $[0, 2\pi]$ 周期内, 开关切换由开关角决定, 满足 $\alpha_0 = 0 < \alpha_1 < \dots < \alpha_N < \alpha_N = \frac{\pi}{2}$ 。

N 为自由度, 决定了可控谐波的数量和最小不可控谐波的次数, 能消掉 $N-1$ 个 $6k \pm 1$ 的谐波, 由于各次谐波初相位对称性与基波保持一致, 因此 1/4 周期对称 SHEPWM 只能控制谐波的幅值, 不能控制谐波的相位。其值由开关频率 f_s 和输出电压基波周期 T 决定, 即

$$N = \left\lfloor \frac{2f_s T}{4} \right\rfloor \quad (7)$$

由此可得 TLN1 波形下的 SHEPWM 非线性方程组为

$$\begin{cases} 1 + \sum_{c=0, 1, 2, \dots}^N (-1)^c \cos \alpha_c = \frac{\pi M}{4} \\ 1 + \sum_{n=6k \pm 1} \sum_{c=0, 1, 2, \dots}^N (-1)^c \cos n\alpha_c = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中, $k=1, 2, 3, \dots$; n 的个数为 $N-1$; M 为调制度。

1/4 周期对称 SHEPWM 非线性方程组是一个由 N 个方程组成的 N 元超越方程组, 其中仅包含一个自变量——基波幅值, 方程组的解即为开关角, 方程组求解难点为消谐模型的开关角轨迹。当 N 值增大后, 开关角轨迹难以收敛。因此, 本文采用牛顿迭代法对 SHEPWM 方程组在线求解。

2 开关角求解及修正

牛顿迭代法的性能依赖于迭代初值的选取, 为保证迭代的收敛性, 初值需要在解析解的邻域内; 为了改善迭代的收敛速度, 需要降低初值与精确值的误差。

本文通过试凑法, 得到了两组不同解的初值公式, 即

$$\begin{cases} a_1 = 3 \\ a_2 = \frac{120}{N+1} \\ a_k = \frac{60(k+1)}{N+1} - 3 \\ a_{k+1} = a_k + 3 \\ a_{N-1} = 60 \\ a_N = \frac{60(k+3)}{N+1} \end{cases} \quad (9)$$

式中， $3 \leq k < N-1$ ，且为奇数。

$$\begin{cases} a_1 = 3 \\ a_k = \frac{60(k+1)}{N} + 3 \end{cases} \quad (10)$$

式中， $1 < k \leq N$ 。

取开关频率 $f_s=1\ 050\ \text{Hz}$ ，由式(7)可知自由度 $N=10$ 。取以上两组初值在调制度 M 取值 $0.1 \sim 1.15$ 范围内都有解。为了方便后文描述，把在两组初值对应的解分别叫作开关角组合1和开关角组合2，在调制度 M 取值 $0.1 \sim 1.15$ 范围内的轨迹如图3所示。

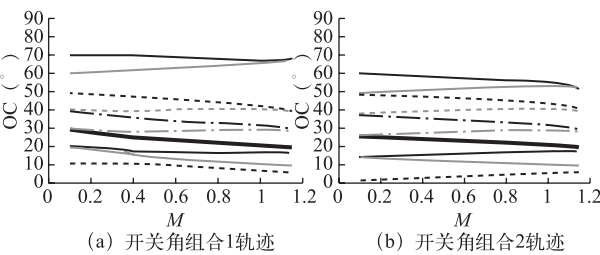


图3 $0.1 \leq M \leq 1.15$ 时开关角轨迹图

Fig.3 Switching angle trajectory diagram when $0.1 \leq M \leq 1.15$

根据图3所述开关角组合和1/4对称特性可知，器件在 90° 两侧大范围区域内是不动作的，这有利于减小开关损耗，尤其是对于能量回馈装置这类单功率因数的情况，这是SHEPWM调制方法的另一大优点。

此外，功率开关器件的开通/关断过程存在电压、电流的上升或下降，为了避免换流过程出现桥臂直通，需要加入死区时间。死区设置通常需要考虑：功率器件的开通/关断延时、电流的上升/下降时间和并联二极管的反向恢复时间等。加入死区时间方式通常有延时导通、提前关断和混合式，如图4所示。

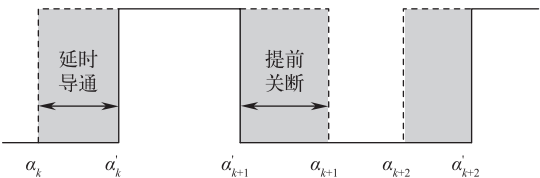


图4 死区波形

Fig.4 Deadzone waveform

死区时间的插入会影响开关时刻，导致

SHEPWM方程组发生变化，从而使1/4周期对称的SHEPWM的特性受到影响，降低对特定谐波的消除性能。本文采用一种混合式死区时间加入方法，为了保持调制算法的对称性，根据调制波的相位和电流极性的不同，对开关角进行修正。令死区时间为 T_D ，对应的修正角为 $\Delta=2\pi T_D f_s$ ，开关角修正见表1。

表1 死区时间的开关角修正

Tab. 1 Switching angle correction for dead time

调制相位	电流极性	开关角修正
$0 \sim 90^\circ$	+	$\alpha_i - \Delta, i=1,3,5,\cdots$
	-	$\alpha_i - \Delta, i=2,4,6,\cdots$
$90^\circ \sim 180^\circ$	+	$\alpha_i + \Delta, i=2,4,6,\cdots$
	-	$\alpha_i + \Delta, i=1,3,5,\cdots$
$180^\circ \sim 270^\circ$	+	$\alpha_i - \Delta, i=2,4,6,\cdots$
	-	$\alpha_i - \Delta, i=1,3,5,\cdots$
$270^\circ \sim 360^\circ$	+	$\alpha_i + \Delta, i=1,3,5,\cdots$
	-	$\alpha_i + \Delta, i=2,4,6,\cdots$

此方法需要对电流极性进行判断，这会增加系统的成本 and 控制的复杂性。若实际条件不允许，则可以采用一种简化的死区时间设置方法，即每个开关器件每次导通延时 $T_D/2$ (对应开关角 $+\Delta/2$)，关断提前 $T_D/2$ (对应开关角 $-\Delta/2$)。

综上所述，可以得到SHEPWM调制算法流程图，如图5所示。

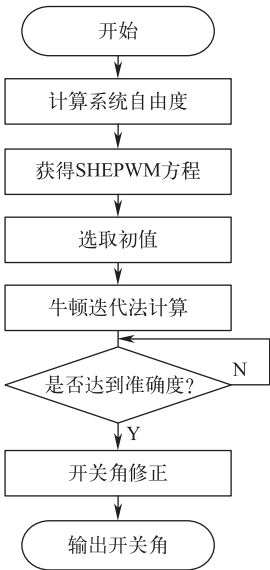


图5 算法流程图

Fig.5 Flow chart of the proposed algorithm

3 仿真验证与分析

由前文可知,通过SHEPWM算法能控制基波幅值和消除特定次谐波,本节对此进行仿真验证。

能量回馈装置主要技术参数见表2。

表2 能量回馈装置主要参数

Tab.2 Main parameters of energy feedback device

参数	数值
额定峰值功率 /kV·A	600
直流侧额定电压 /V	DC 1 700
直流侧额定吸收电流 /A	DC 353
交流侧额定电压 /V	3 相 AC 860
交流侧额定电流 /A	3 相 AC 403
开关频率 /Hz	1 050
电网工频 /Hz	50
滤波器形式	LCL 滤波

仿真软件使用MATLAB/Simulink,设定单模块直流电压 $U_d=400$ V。

首先,对比传统的SPWM技术与SHEPWM技术的控制效果。令开关频率 $f_s=750$ Hz,由式(7)可知,自由度 $N=7$ 。除用1个自由度控制基波幅值外,还有6个自由度可以消除掉特定次谐波,由于三相对称电路中的线电压中3次谐波可以相互抵消,因此只需消掉 $6k \pm 1$ 次谐波,即5、7、11、13、17、19次谐波,最低次不可控谐波为21次。此时,SHEPWM的开关角组合见表3。

表3 开关频率 750 Hz 时的 SHEPWM 开关角组合

Tab.3 Switch angle of SHEPWM when switching frequency

$f_s=750$ Hz

序号	开关切换角 $\alpha(^{\circ})$				
开关角	6.311 3	16.265 0	19.703 7	31.258 7	32.989 8
组合	72.643 0	73.107 2			

$M=0.85$ 时线电压频谱如图6所示。由图6可知,虽然SHEPWM的THD含量略高于SPWM,但SHEPWM可完全消除指定低次谐波分量,即5、7、11、13、17、19次谐波,SHEPWM有效消除了23次以下谐波($<1\ 150$ Hz)。在实际应用中,低次谐波对系统的影响较大,高次谐波可以通过加入低通滤波器消除。

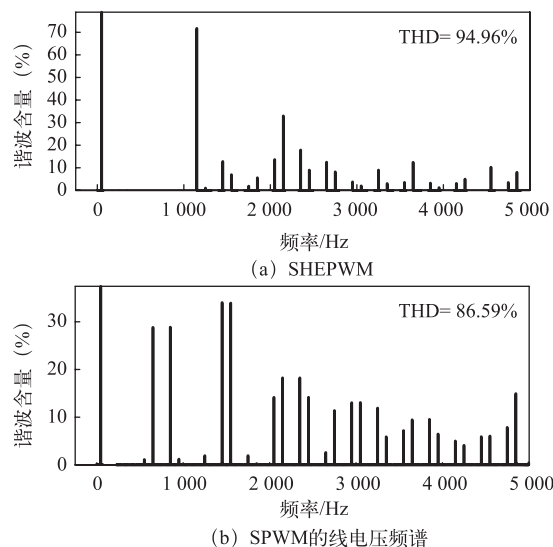


图6 $f_s=750$ Hz, $M=0.85$ 时的线电压频谱

Fig. 6 Phase voltage spectrum when $f_s=750$ Hz and $M=0.85$

$M=1.15$ 时线电压频谱如图7所示。由图7可知,当调制度 $M=1.15$ 时,采用SHEPWM的线电压THD含量低于采用SPWM中的线电压THD含量。

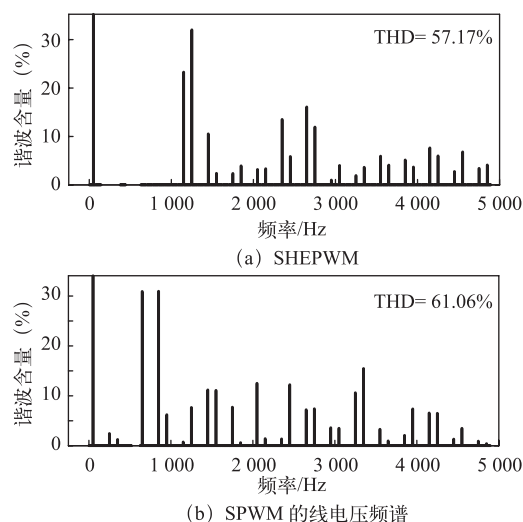


图7 $f_s=750$ Hz, $M=1.15$ 时的线电压频谱

Fig.7 Phase voltage spectrum when $f_s=750$ Hz and $M=1.15$

理论上,SPWM的THD性能要优于SHEPWM,然而SPWM调制度适用范围为 $M \in [0, 1]$,而SHEPWM调制度适用范围 $M \in [0, 1.15]$,且调制度变化不影响SHEPWM对指定次谐波的消除效果。当调制度大于1时,SPWM的输出波形产生畸变,导致THD性能下

降。因此，SHEPWM比SWPM适用的调制范围更广，能提供更高的直流电压利用率，更适用于大功率、低控制频率的应用场景。

为了防止同一桥臂上的功率开关器件直通导致系统短路，本文加入了10 μs的死区时间。

$M=0.85$ 时线电压频谱如图8所示。由图8可知，随着死区的加入，系统的基波幅值下降，这会降低系统的电压输出能力；同时，系统THD含量升高，并出现少量5、7、11、13次谐波。需要指出的是，在不同的调制比下，死区时间越长，死区效应越严重。考虑到本文应用于电力机车的低压能量回馈装置，可以通过适当的死区补偿策略，消除死区效应的不良影响。

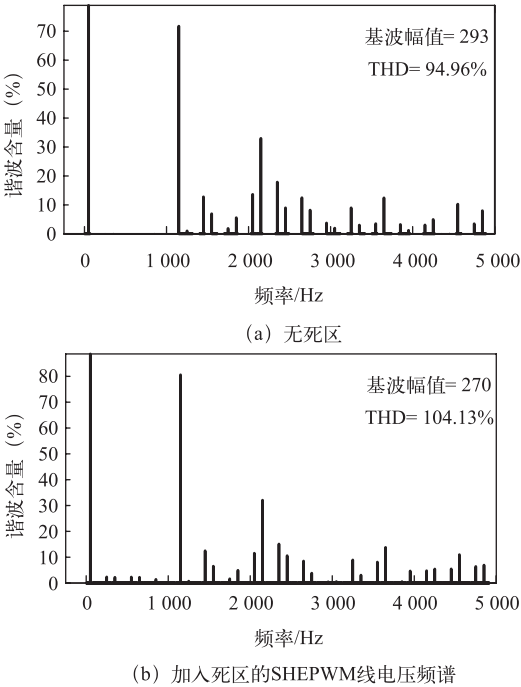


图 8 $f_s=750$ Hz, $M=0.85$ 时的线电压频谱
Fig.8 Line voltage spectrum when $f_s=750$ Hz and $M=0.85$

下面对比不同开关角组合的控制效果，所得开关角组合见表4。令开关频率 $f_s=1\ 050$ Hz时，由式（7）可知，自由度 $N=10$ ，即除用1个自由度来控制基波幅值外，还有9个自由度可以消除掉特定次谐波，选择消除 $6k \pm 1$ 次谐波，即5、7、11、13、17、19、23、25、29次谐波，最低次不可控谐波为31次。得到输出相电压波形和频谱如图9、图10所示。

表 4 $f_s=1\ 050$ Hz, $M=0.85$ 时的两组开关角组合
Tab.2 Two sets of switch angle combination when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$

序号	开关切换角 $\alpha(^{\circ})$				
开关角	7.143 1	10.479 3	16.780 1	21.147 2	28.728 5
组合 1	32.093 9	40.754 7	43.410 0	64.868 4	67.151 1
开关角	4.862 9	10.483 5	16.781 8	21.148 3	28.729 2
组合 2	32.094 5	40.755 1	43.410 3	52.849 0	55.131 7

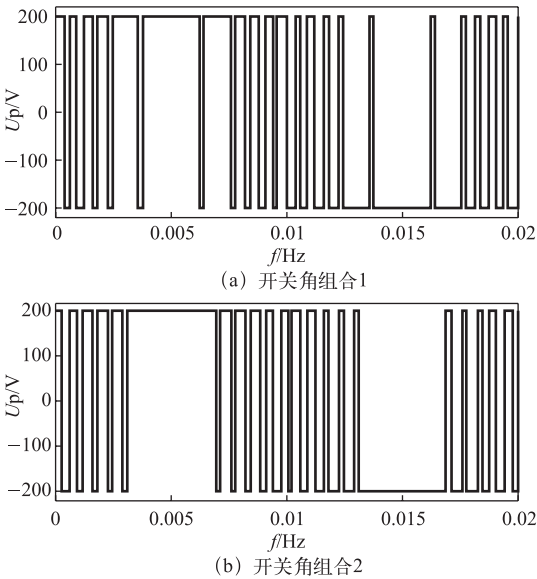


图 9 $f_s=1\ 050$ Hz, $M=0.85$ 时的相电压波形
Fig.9 Phase voltage waveform when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$

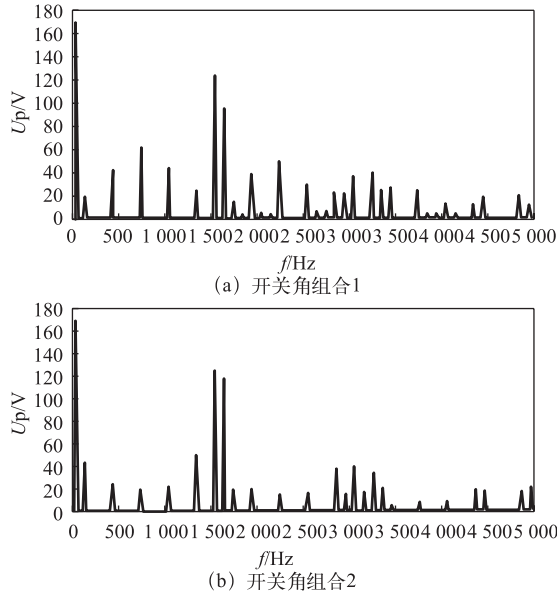


图 10 $f_s=1\ 050$ Hz, $M=0.85$ 时的相电压频谱
Fig.10 Phase voltage spectrum when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$

由图10可知，基波幅值为165 V，得到很好

的控制。相电压中低次谐波（低于1 550 Hz，31次）包含150 Hz（3次）、450 Hz（9次）、750 Hz（15次）、1 050 Hz（21次）和1 350 Hz（27次）分量。SHEPWM消除了低于31次（1 550 Hz）、除3倍频奇数谐波外的谐波分量，而在线电压中3倍频奇数谐波分量可以相互抵消，线电压波形和频谱如图11、图12所示。

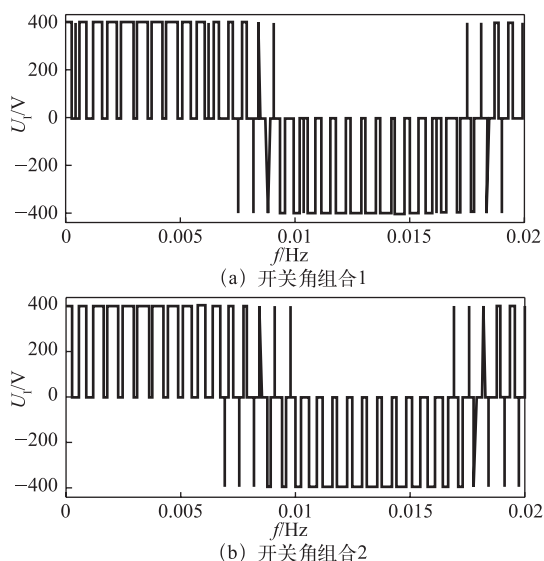


图 11 $f_s=1\ 050\ \text{Hz}$, $M=0.85$ 时的线电压波形

Fig.11 Line voltage waveform when $f_s=1\ 050\ \text{Hz}$ and $M=0.85$

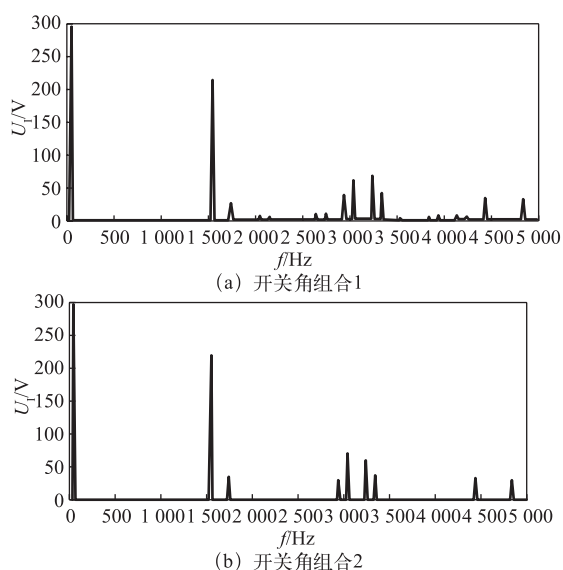


图 12 $f_s=1\ 050\ \text{Hz}$, $M=0.85$ 时的线电压频谱

Fig.12 Line voltage spectrum when $f_s=1\ 050\ \text{Hz}$ and $M=0.85$

由线电压波形可知，31次谐波之前的低次谐波全部被消除，由此验证求解的正确性和

SHEPWM调制算法的有效性。另外，对比图12a与图7b可以发现，两组开关角组合下各次谐波的含量是不同的，引入两个概念表征它们的谐波特性，分别为两个最低次不可控谐波失真波（Harmonic Distortion Factor, HDF）和总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD），其中HDF定义为

$$\text{HDF} = \frac{\sqrt{A_{31}^2 + A_{35}^2}}{A_1} \times 100\% \quad (11)$$

式中， A_1 、 A_{31} 和 A_{35} 分别为基波、31次谐波和35次谐波的幅值。

开关角组合1与开关角组合2在调制度0.1~1.15范围内HDF和THD的对比分别如图13a、图13b所示。

由图13中可以看出，不同调制度下的HDF和THD是不同的。调制度 M 在 $[0, 0.95]$ 区间内，开关角组合1的HDF性能优于开关角组合2； M 在 $[0.95, 1.15]$ 区间内，开关角组合2的HDF性能优于开关角组合1。调制度 M 在 $[0, 0.4]$ 和 $[1, 1.15]$ 区间内，开关角组合1的THD性能优于开关角组合2，调制度 M 在 $[0.4, 0.65]$ 区间内，开关角组合2的THD性能优于开关角组合1，调制度 M 在 $[0.65, 1]$ 区间内，开关角组合2与开关角组合的THD性能相当。

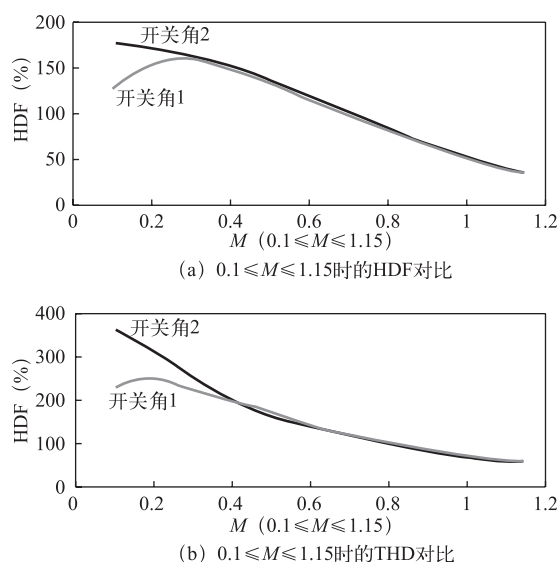


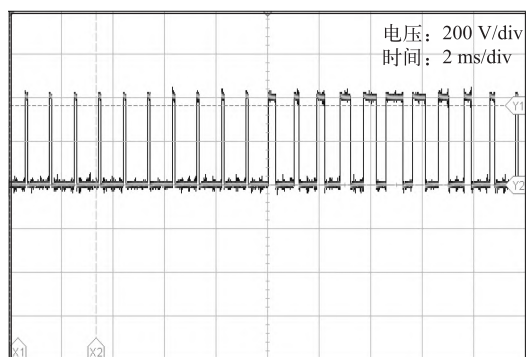
图 13 两组开关角组合的 HDF 与 THD 的对比图

Fig.13 Comparison of HDF and THD for two sets of switch angle combinations

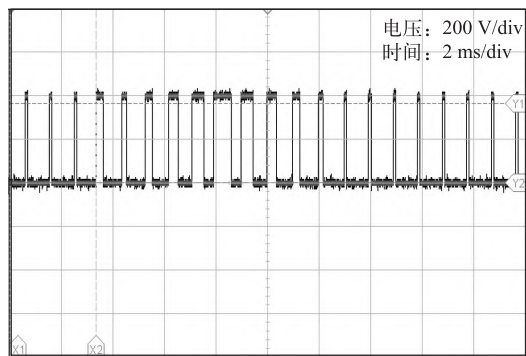
考虑到低压能量回馈装置直流侧工作电压的范围为1 700~1 800 V, 交流电压为860 V。因此, 理想调制度的范围为0.78~0.83, 设计时需要预留一定调制裕量, 因而调制度取值范围为0.7~0.9。由图13可知, 在此范围内开关角组合1与开关角组合2的THD性能相当, 开关角组合1的HDF性能较好, 故可选用开关角组合1进行调制。

4 实验验证

本文搭建了能量回馈装置实验平台对1/4周期对称SHEPWM进行验证, 主要技术参数见表1。单模块直流电压 $U_d=360$ V。通过牛顿迭代法在线求得开关角组合, 根据式(9)、式(10)选取初值, 得到两组开关角组合, 实验对比了两组开关角组合的实际控制效果, 并采用了相同的死区补偿方法, 相电压和线电压波形如图14、图15所示。相电压频谱如图16所示。



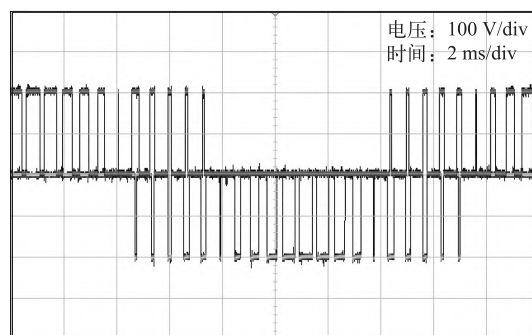
(a) 开关角组合1



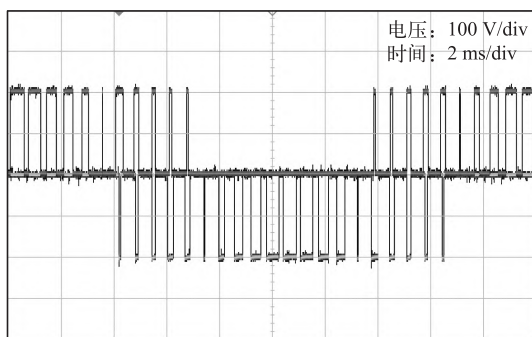
(b) 开关角组合2

图 14 $f_s=1050\text{Hz}$, $M=0.85$ 时的相电压波形

Fig.14 Phase voltage waveform when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$



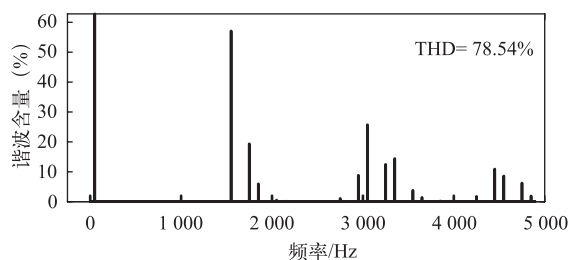
(a) 开关角组合1



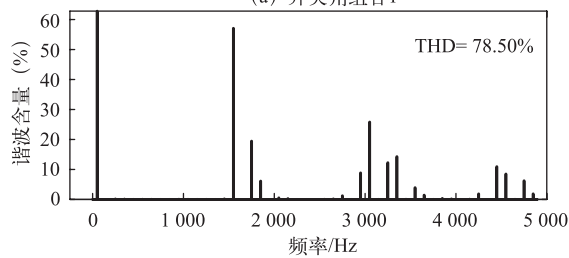
(b) 开关角组合2

图 15 $f_s=1\ 050$ Hz, $M=0.85$ 时的相电压波形

Fig.15 Line voltage waveform when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$



(a) 开关角组合1



(b) 开关角组合2

图 16 $f_s=1\ 050$ Hz, $M=0.85$ 时的相电压频谱

Fig.16 Phase voltage spectrum when $f_s=1\ 050$ Hz and $M=0.85$

根据第三节所述, 死区效应会影响1/4周期对称SHEPWM方法消除谐波性能, 由图15可知, 加入死区补偿后, 在两组开关角组合得到的线电压中, 低于31次(1 550 Hz)的谐波成分均

被有效消除,达到了消除特定次谐波的目的。

同时,开关角组合1的线电压的THD为78.54%,开关角组合2的线电压的THD为78.50%,两组开关角组合THD性能基本一致。开关角组合1的线电压的HDF为60.28%,开关角组合2的线电压的HDF为60.30%。在本文的实验平台中,两组开关角组合谐波性能基本一致。

综上所述,实验结果与仿真结果吻合,验证了本文所采用的1/4周期对称SHEPWM方法的实用性。

5 结束语

本文研究了特定谐波消除脉宽调制技术(SHEPWM)在低压能量回馈装置中的应用,建立了1/4周期对称算法的SHEPWM方程组,采用在线开关角计算,并通过牛顿迭代法得到开关频率为1 050 Hz时的两组开关角组合,仿真和实验结果表明两组解都能在基波控制和谐波抑制方面起到很好的作用,可以有效地消除特定次谐波,并验证了所提方法的有效性和实用性。本文所提出的方法有以下特点:

1) 较低开关频率下SHEPWM能使最低次不可控谐波向高次转移,降低开关损耗,适用于低压能量回馈装备这类大功率单功率因数的并网设备。

2) 初值选取方法简单且高效,使迭代算法可以快速收敛,确保了迭代算法的效果,并且对解决大自由度的非线性方程是有效的。

3) 在一定的调制范围内,采用牛顿迭代法求解非线性方程组得到两组不同开关角组合,对应的输出波形有两种不同的谐波分布,需要根据实际情况选择合适的开关角组合。

参考文献

- [1] 陈勇. 基于逆变回馈的地铁再生制动能量吸收的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2011.
- [2] 高昌涛, 刘剑. 低压电力系统谐波的产生、危害及其防护[J]. 低压电器, 2005(12): 54-57.
- [3] 王兆安, 刘进军. 电力电子变流技术[M]. 北京:

机械工业出版社, 2009.

- [4] PATEL H S, HOFT R G. Generalized technique of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part 1-harmonic elimination [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1973, 9(3): 310-317.
- [5] 苏毅. 半周期对称 SHEPWM 技术的开关角求解方法[D]. 武汉: 武汉大学, 2012.
- [6] 丁小松. SHEPWM 控制技术研究及其应用设计[D]. 西安: 西北工业大学, 2002.
- [7] 刘磊, 魏玲, 翟庆志. 特定消谐技术开关角计算方法的研究[J]. 电气应用, 2007(6): 56-58.
- [8] MISTRY T, BHATTA S K, SENAPATI A K, et al. Performance improvement of induction motor by Selective Harmonic Elimination (SHE) using Newton Raphson (N-R) method[C]// 2015 International Conference on Energy Systems and Applications, IEEE, 2016.
- [9] 谢运祥. 逆变电源的谐波处理方法分析[J]. 电力电子技术, 2000, 34(1): 4-6.
- [10] 叶满园, 蔡鸿, 李宋. 基于同伦算法的多电平逆变器SHEPWM控制技术[J]. 电力电子技术, 2014, 48(2): 13-15, 18.
- [11] 朱梅阶, 赵平, 彭宏, 等. 逆变器消谐 PWM 模型的快速同伦算法[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2004, 32(2): 28-30.
- [12] YAN X, GUAN B, DU X. Multi-mode hybrid modulation strategy for three-level converters based on half-wave symmetric SHEPWM[C]// 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia).
- [13] 郑春芳, 张波. 基于Walsh变换的逆变器SHEPWM技术[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 65-71.
- [14] 郑春芳, 张波, 丘东元. 基于Walsh变换的多电平逆变器谐波消除技术[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 121-126.
- [15] ZHAO Y. Design and implementation of inverter in dynamic voltage restorer based on selective harmonic elimination PWM[C]// 2008 Third International

- Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies.
- [16] 陈炜, 陈玉健, 耿强. 基于改进混合粒子群优化的特定谐波消除脉宽调制策略[J]. 天津大学学报, 2016, 49(5): 498-505.
- [17] JIANG Y, LI X, QIN C, et al. Improved particle swarm optimization based selective harmonic elimination and neutral point balance control for three-level inverter in low-voltage ride-through operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022(1): 18.
- [18] ROUTRAY A, SINGH R K, MAHANTY R. Harmonic minimization in three-phase hybrid cascaded multilevel inverter using modified particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(8): 4407-4417.
- [19] 李其真, 徐磊, 张慧, 等. 基于BP神经网络的宽频域特定谐波优化PWM控制方法研究[J]. 武汉大学学报(工学版), 2022, 55(9): 958-965.
- [20] GUHA A, NARAYANAN G. small-signal Stability analysis of an open-loop induction motor drive including the effect of inverter deadtime[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 242-253.
- [21] 程竟陵. 改进SHEPWM技术及其在大功率并网逆变器的应用[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [22] KHALIGH A, WELLS J R, CHAPMAN P L, et al. Dead-time distortion in generalized selective harmonic control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1511-1517.
- [23] JAHMEERBACUS M I, SUNASSE M. Evaluation of selective harmonic elimination and sinusoidal PWM for single-phase DC to AC inverters under dead-time distortion[C]// IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2014.
- [24] 吴竞昌, 孙树勤, 宋文南, 等. 电力系统谐波[M]. 北京: 水利电力出版社, 1988.

作者简介

罗海静(2002—), 女, 本科, 研究方向为电力系统及其自动化。

柳赞(1986—), 女, 高级工程师, 研究方向为电工理论与技术等。

(收稿日期: 2023-01-12)

低压能量回馈装置中SHEPWM技术的研究 P57

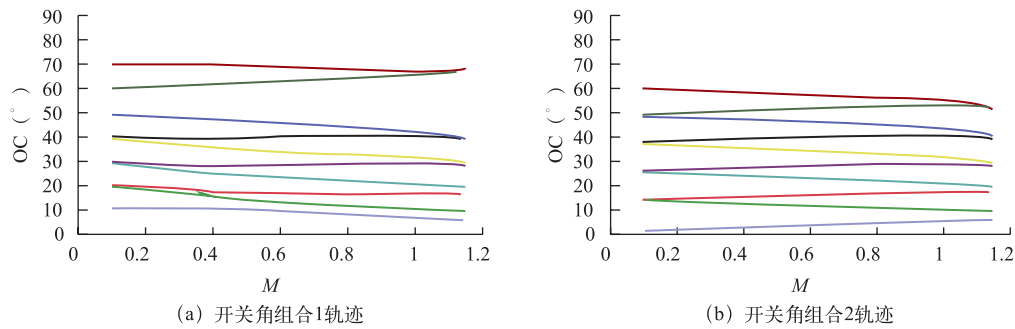


图 3 $0.1 \leq M \leq 1.15$ 时开关角轨迹图
 Fig.3 Switching angle trajectory diagram when $0.1 \leq M \leq 1.15$

300 MW可逆式抽水蓄能水轮机组摆度大原因分析与处理 P72

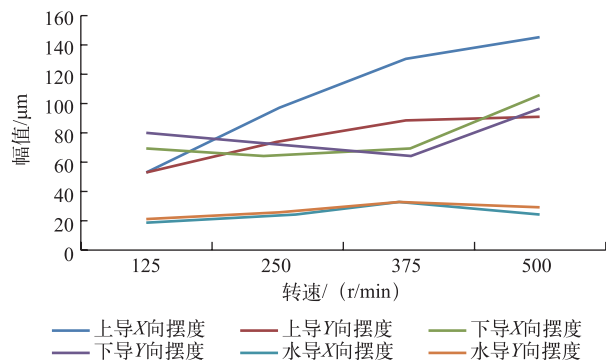


图 变转速过程各摆度 1 倍频幅值趋势
 Fig. The trend of frequency amplitude of each swing during the variable speed process

一种用于交流电弧炉供电的三相均衡电力电子变换器设计与开发 P97

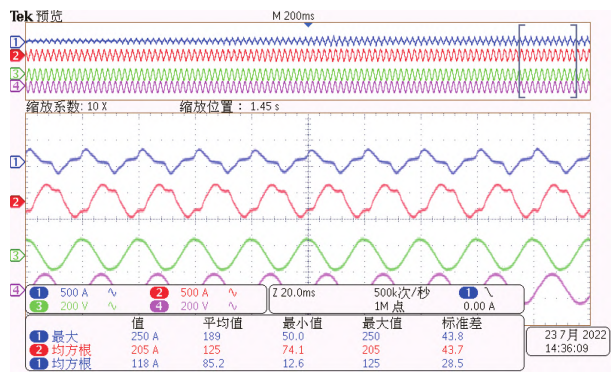


图 11 原有供电炉内电流波形
 Fig. 11 Current waveform in the original power supply furnace

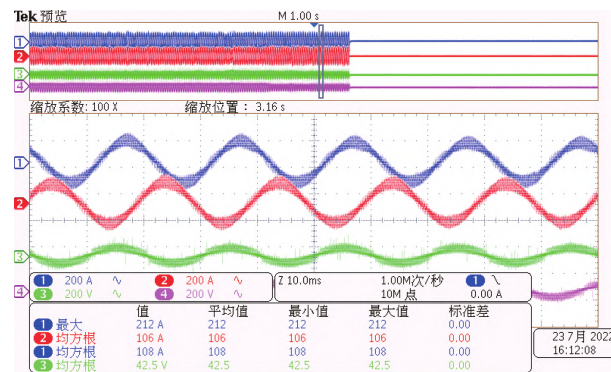


图 12 改进供电炉内电流波形
 Fig. 12 Current waveform in the Improved power supply furnace