

# 大容量 PWM 电压源逆变器的 LC 滤波器设计

宋 强, 刘文华, 严干贵, 陈远华

(清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

**摘要:** 针对大容量变频调速装置中 LC 滤波器设计困难的问题, 提出了特定谐波脉冲宽度调制(SHE2PWM)的逆变器优化控制方案。以三电平中点箝位(NPC)逆变器为研究对象, 采用分段同步 SHE2PWM 保证整个调速范围内 LC 滤波器的谐振抑制问题, 并给出了 LC 谐振频率的设计方法。采用此方法可以使大容量开关器件工作在较低的开关频率下。分析了 LC 滤波器对逆变器输出电流和机端电压的影响及滤波电容与电机之间的自激等问题, 并据此提出了电抗参数和电容参数的具体设计原则和方法。在一台基于三电平 NPC 逆变器的 6 kV 变频调速装置上的试验结果验证了所提方法的有效性。

**关键词:** LC 滤波器; 变频调速; 谐波特定消除

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

文章编号: 100020054(2003)0320345204

## LC filter design for high-power PWM voltage source inverter

SONG Qiang, LU Wenhua, YAN Gangui, CHEN Yuanhua

Department of Electrical Engineering,  
Tsinghua University, Beijing 100084, China

**Abstract:** For medium voltage drives based on pulse width modulation (PWM) voltage source inverters, the LC filter design is difficult due to the LC resonance. A new optimal LC filter design method was developed based on a three-level neutral point clamped (NPC) inverter and selected harmonic eliminated PWM. The excitation of the resonance is actively damped throughout the whole operating frequency range for low switching frequencies. The effects of the LC filter on the motor voltage and inverter output current were analyzed. A parameter design method was developed for the inductor and capacitor designs. The proposed method was confirmed by experimental results on a 6 kV NPC2/SI based medium voltage drive.

**Key words:** LC filters; AC drives; selected harmonic eliminated

题。一方面 PWM 电压的  $dv/dt$  很大, 研究表明较高的  $dv/dt$  将给电机绝缘造成较大压力<sup>[2]</sup>。同时三相 PWM 电压的共模分量可能导致电机轴承电流问题, 影响电机使用寿命甚至损坏电机<sup>[3]</sup>。在逆变器的输出侧与电机之间加入 LC 滤波器是解决这些问题的有效手段<sup>[4]</sup>。但是 LC 滤波器的引入又会带来一些新的问题。首先必须采取措施来避免 LC 的谐振问题。在低压逆变器中一般是通过提高开关频率和阻尼电阻来解决谐振问题。但是在大容量逆变器中, 目前主要是采用可关断晶闸管(GTO)或 IGCT 等大功率器件, 开关频率一般只允许在 1 kHz 以下, 同时由于损耗原因阻尼电阻在大容量装置中也是不现实的, 所以必须通过对逆变器的优化控制和滤波器参数的优化设计来得到良好 LC 滤波器性能。另外 LC 滤波器的加入还会影响逆变器输出电流和机端电压情况, 如设计不当将给逆变器带来额外负担。

本文以基于三电平中点箝位(NPC)逆变器<sup>[5]</sup>的大容量调速装置为研究对象, 结合谐波特定消除 PWM (SHE2PWM) 技术<sup>[6]</sup>, 提出 LC 滤波器的优化设计方案, 并深入研究 LC 器参数的设计原则及方法。最后给出在一台 6 kV 异步电机调速装置上的试验结果。

## 1 LC 滤波器的基本设计方法

### 1.1 NPC 逆变器与 LC 滤波器

图 1 为带有 LC 滤波器的 NPC 逆变器变频调速装置原理图。NPC 逆变器的每个开关器件开关频率只是 PWM 载波频率的 1/2, 可以在较低的开关频率下得到较高的 PWM 载波频率, 对于降低 PWM 电压的谐波含量十分有利。LC 滤波器由三

目前, 采用脉冲宽度调制(PWM)技术的电压源逆变器广泛应用于大容量变频调速装置中<sup>[1]</sup>, 但高压 PWM 逆变器直接驱动交流电机存在着一些问

收稿日期: 2002203208

作者简介: 宋强(1975), 男(汉), 吉林, 博士研究生。

通讯联系人: 刘文华, 副研究员。

E-mail: liuwenh@public.bta.net.cn

相滤波电抗  $L_f$  和三相滤波电容  $C_f$  构成。其中滤波电容中点与大地(机壳)相连,目的是使滤波器对逆变器产生的共模电压分量也起到滤波作用,以减小施加在电机端子上的共模电压。滤波器的性能主要由  $L_f$  和  $C_f$  之间的谐振频率决定, LC 谐振频率为

$$f_c = \frac{1}{2P\sqrt{L_f C_f}} \quad (1)$$

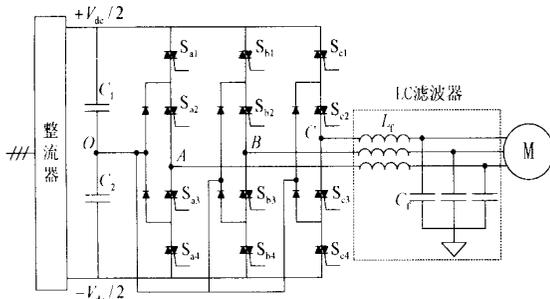


图1 NPC逆变器及LC滤波器的基本结构

为了使机端电压更接近正弦同时又不会引起谐振问题,谐振频率必须要远小于 PWM 电压中所含有的最低次谐波频率,同时又要远大于基波频率。若采用传统 PWM 方案,已有文献研究表明<sup>[4]</sup>,为了达到比较优良的性能,最好满足以下关系,

$$10f_1 < f_c < f_s \div 10, \quad (2)$$

其中:  $f_1$  为基波频率,  $f_s$  为 PWM 的载波频率。

根据式(1),如果以基波频率  $f_1$  为 50Hz 计算,  $f_s$  需要达到 5 kHz 以上。目前的大功率开关器件,如 GTO 或 IGCT,都无法在这么高的开关频率下工作。在低压应用中阻尼电阻通常是抑制 LC 谐振的一个有效手段,但在高压应用中由于损耗的原因也使其实际上不可实现。所以本文将提出采用 NPC 逆变器的 SHE2PWM 技术来抑制 LC 谐振的方法。

### 1.2 NPC 逆变器的 SHE-PWM 技术

特定谐波消除 PWM (SHE2PWM) 的基本原理是根据事先计算好的开关角度,控制各功率器件的开关时间,使 NPC 逆变器输出电压达到所期望的波形。图 2 为 NPC 逆变器的 SHE2PWM 相电压波形,每 104 周期(0~  $P\div 2$ )的开关次数为  $N$ 。这个相电压可以用 Fourier 级数表示为

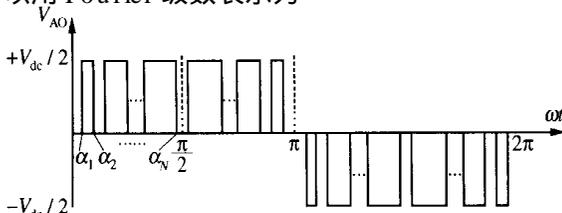


图2 NPC逆变器 SHE-PWM 的输出波形

$$V_{AO}(Xt) = \sum_{n=1} [a_n \sin(nXt) + b_n \cos(nXt)], \quad (3)$$

$N$  个开关角度(自变量)  $A, A_2, \dots, A_N$  可以构成  $N$  个独立的方程,通过求解这  $N$  个角度,可以在控制基波电压幅值的同时选择消除  $N - 1$  个特定的谐波分量,一般是选择消除低次谐波分量<sup>[6]</sup>。由于波形的对称性,偶次谐波已自然消除,3 的倍数次谐波也不会出现在线电压中,所以选择消除的谐波次数应为非 3 倍数的低奇次谐波。这样 PWM 线电压中所含有的最低次谐波频率为:

$$\begin{cases} f_{har(m in)} = 3N + 1, & N \text{ 为偶数时;} \\ f_{har(m in)} = 3N + 2, & N \text{ 为奇数时} \end{cases} \quad (4)$$

由于从基波频率  $f_1$  到最低次谐波频率  $f_{har(m in)}$  之间的所有谐波含量都已经被消除为零,只需选择 LC 谐振频率为

$$10f_1 < f_c < f_{har(m in)} \div 2 \quad (5)$$

即可得到较好的滤波效果并且避免 LC 谐振问题。

这样根据基波频率要求可以确定谐振频率  $f_c$ ,再确定最低次谐波频率  $f_{har(m in)}$ ,最后根据式(4)选择  $N$ ,也就确定了 PWM 载波频率。当基波频率  $f_1$  为 50Hz 时,选择  $N = 9$  即可满足要求,每个开关器件只需工作在 500Hz 左右的开关频率,完全可以用大功率开关器件实现。在基波频率  $f_1$  发生变化时,可以采用分段同步 SHE2PWM 调制,根据式(4),(5)在不同的基波频段内选择不同的  $N$ ,以保证在整个调速范围内都可以对 LC 谐振进行有效抑制。

### 2 $L_f, C_f$ 的参数选取

LC 谐振频率是由  $L_f$  和  $C_f$  的乘积决定的,在确定谐振频率后,  $L_f$  和  $C_f$  的参数还需分别确定。具体参数设计除要考虑电抗器和电容器的体积与造价外,还要考虑它们对装置性能的影响,这主要包括 LC 滤波器对机端电压和逆变器输出电流影响、滤波电容与电机之间的自激电压等因素。

#### 2.1 电机机端电压

逆变器输出的基波电流会在电抗器上产生基波电压降落,必须考虑对这个压降进行补偿。如果电抗器上的基波压降过大将增加逆变器的负担,所以在设计 LC 滤波器时必须将这个压降控制在一定的范围内。图 3 所示为逆变器的输出电压、电机机端电压及电机、滤波电容基波电流的矢量关系图。

图 3 中  $U_{NV}, U_M$  为额定条件下逆变器输出线电压和机端线电压,  $S_N$  和  $\cos U$  分别为电机的额定容量和功率因数。在计算时可以忽略电机定子电流

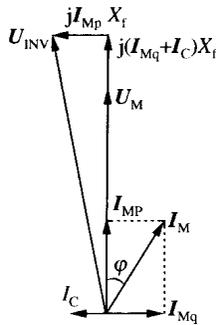


图 3 逆变器、滤波器及电机的电压、电流矢量关系

有功分量的影响, 定义电压降的比率为

$$E = \frac{U_{NV} - U_M}{U_M} = X_L L_f \frac{S_N}{U_M^2} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \left( \frac{X_L}{X_C} \right)^2 \quad (6)$$

根据式(6), 在谐振频率  $X_C$  一定时, 较大的电抗将带来较大的基波压降, 所以电抗不能过大。

另外滤波器的加入会使逆变器的输出功率发生变化, 这主要是无功功率的变化, 因为滤波电抗消耗掉无功, 而滤波电容则会提供无功。

### 2.2 LC 滤波器引起的谐波电流

PWM 电压会在滤波器中产生谐波电流。这些谐波电流将流入逆变器, 增加逆变器的电流负担, 使开关器件关断的电流增大, 过大的谐波电流成分还可能加剧滤波电抗和滤波电容发热问题, 所以必须将滤波器电流控制在一定范围之内。较大的滤波电抗对于减小谐波电流是有利的, 较大的电容会增大谐波电流。具体的谐波电流可以根据逆变器的在额定情况下 PWM 电压各次谐波分量和 LC 对于各次谐波分量所呈现的等效阻抗来计算。

LC 滤波器对各次谐波所呈现出的阻抗为

$$Z_n = \frac{1 - n^2(2Pf_1)^2 L_f C_f}{n 2Pf_1 C_f}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

可以用 LC 谐波电流系数来评估 LC 滤波器谐波电流的大小, 定义如下

$$D_{ar} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_n}{\sqrt{3} Z_n} \right)^2}}{I_1}, \quad (8)$$

$V_n$  为 PWM 线电压的  $n$  次谐波幅值, 可以根据 SHE2PWM 开关角度得到。  $I_1$  为额定基波电流幅值。

### 2.3 滤波电容与电机之间的自激

如果逆变器突然停止工作, 而电机由于惯性继续旋转, 滤波电容将为电机定子提供容性电流, 使电机处于自励发电的状态, 引起滤波电容与电机之间的自激。发生自激后自激电流幅值不断增长, 电机端

电压幅值也不断增长。随着自激电流的增长, 电机磁路发生饱和, 机端电压也达到最高。随后转速逐渐下降, 机端电压也随之下降到零。在自激过程中, 如果自激电压过大, 将会对功率开关器件和电机都造成损坏。滤波电容是线性器件, 其电容电流和电容电压关系可以表示如下,

$$I_C = \frac{U_M}{\sqrt{3}} 2Pf_m C_f \quad (9)$$

电机的励磁电流可以近似为

$$I_{0m} = \frac{U_M}{\sqrt{3} 2Pf_m L_m}, \quad (10)$$

其中励磁电抗  $L_m$  具有饱和特性。

图 4 为电容特性曲线和电机的空载特性曲线。电容特性曲线与电机空载特性曲线的交点决定了自激电压最大值。电容量较小时电容特性曲线斜率将增大, 自激电压将降低。在电机参数已经确定情况下, 选择滤波电容参数时必须注意使其小于某一临界电容值, 以使自激电压不会超过危险的范围。

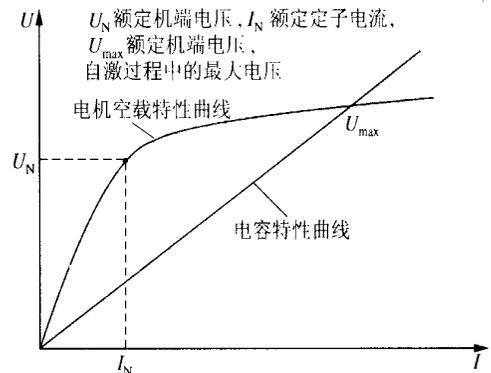
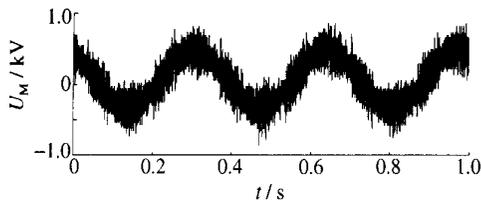


图 4 滤波电容与电机励磁特性曲线

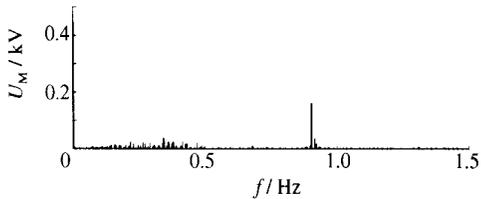
### 3 试验结果及分析

试验样机为一台 6 kV 异步电机调速装置, 主电路原理如图 1。电机额定参数为 6 kV 320 kW。NPC 逆变器采用 SHE2PWM 控制。

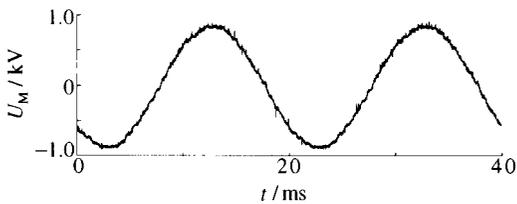
图 5a 为逆变器输出电压频率为 3 Hz 时的机端电压波形, 图 5b 为相应的频谱。此时采用的是  $N = 100$  的 SHE2PWM, 功率器件开关频率为 300 Hz。图 6a 为逆变器输出电压频率为 50 Hz 时的机端电压波形, 图 6b 为相应的频谱。此时采用的是  $N = 9$  时的 SHE2PWM, 功率器件的开关频率为 450 Hz。从图 5、图 6 的试验曲线可看出, 经过 LC 滤波器后, 机端电压得到了平滑,  $dv/dt$  大为减小。并且由于采用了 SHE2PWM 优化控制, 在较低的开关频率下达到了有效抑制 LC 谐振的目的。



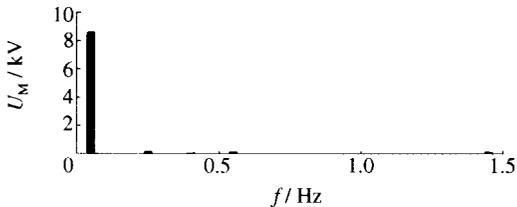
(a) 机端电压波形



(b) 机端电压频谱(幅值)

图5  $f_1 = 3 \text{ Hz}$  时的机端电压和机端电压频谱

(a) 机端电压波形



(b) 机端电压频谱(幅值)

图6  $f_1 = 50 \text{ Hz}$  时的机端电压和机端电压频谱

## 4 结论

- 1) 大容量调速装置中采用 PWM 电压源逆变器时, 逆变器输出侧接入 LC 滤波器是十分必要的。
- 2) 采用分段 SHE-PWM 优化控制可以在较低的开关频率下达到抑制 LC 谐振的目的。
- 3) 在确定了 LC 谐振频率后, 电抗值和电容值参数需要根据电机机端电压、滤波器谐波电流、电容与电机之间的自激电压等因素综合考虑设计。
- 4) 试验结果表明本文提出的 LC 滤波器设计方法从低频到高频都可以得到比较好的性能。

## 参考文献 (References)

[1] Steiner P K, Steinke J K, Gruning H E. A reliable, interface-friendly medium voltage drive based on the robust IGBT and DTC technologies [A]. Proc of IEEE IAS Annual Meeting [C]. Phoenix Arizona, 1999. 1505-1512

[2] Jouanne A, Enjeti P N. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD application [J]. *IEEE Trans on Ind Appl*, 1997, 33(5): 1138-1145.

[3] Chen S, Lipo T A. Bearing currents and shaft voltages of an induction motor under hard and soft switching inverter excitation [J]. *IEEE Trans on Ind Appl*, 1998, 34(5): 1042-1048

[4] Steinke J K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter [J]. *IEEE Trans on Energy Conversion*, 1999, 14(3): 649-654

[5] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral point clamped PWM inverter [J]. *IEEE Trans on Ind Appl*, 1981, IA17(5): 518-523

[6] Enjeti P, Jakkli R. Optimal power control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology [J]. *IEEE Trans on Ind Appl*, 1992, 28(3): 558-566

(上接第 344 页)

## 4 结束语

基于状态自适应的 OMCS 框架清晰, 实现原理严密, 具有较强的抗干扰能力和很高的安全性, 其有效性为现场测试所验证。

状态自适应的监控逻辑设计方法具有逻辑严密、易扩充、不受特定监控硬件系统限制等诸多优点, 基于该方法可有效提高 OMCS 的研发效率, 对变频装置的实用化研究及其他电力电子装置的 OMCS 设计具有重要的参考价值。

## 参考文献 (References)

[1] Peter k Stelmer, Horst E Gruning, Johannes Werninger, et al. IGBT: a new, emerging technology for high power, low cost inverters [J]. *ABB Review*, 1998, (5): 34-42

[2] Malik Sohail, Kluge Dieter. ACS 1000: world's first standard AC drive for medium voltage applications [J]. *ABB Review*, 1998, (2): 4-11.

[3] Sommer R, Mertens A, Griggs M, et al. New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT [A]. Proceedings of the 1999 IEEE Industry Applications Conference 34th IAS Annual Meeting [C]. USA Phoenix, 1999. 1513-1519

[4] Steiner P K, Steinke J K, Gruning H E, et al. Reliable, interface-friendly medium voltage drive based on the robust IGBT and DTC technologies [A]. Proceedings of the 1999 IEEE Industry Applications Conference 34th IAS Annual Meeting [C]. USA Phoenix, 1999. 1505-1512

[5] Robert A H, Shiva P. Medium voltage adjustable speed drives—users' and manufacturer' experiences [J]. *IEEE Trans on Ind Appl*, 1997, 33(6): 1407-1415.

[6] XIE Xiaorong, LU Wenhua, QIAN Hua, et al. Real-time supervision for STATCOM installation [J]. *IEEE Computer Appl in Power*, 2000, 13(2): 43-47.