

# 三相 SPWM 逆变器的谐波分析及其抑制策略

李新君 张 敏

湖南科技大学信息与电气工程学院, 湖南湘潭 (411201)

**摘 要** 对三相电压型 SPWM 逆变器输出电压和电流谐波及其产生规律进行了讨论, 并提出了一种新的易于工程实现的谐波抑制策略, 该方法通过正确选择载波频率和在正弦调制波上叠加一个三次波使之成为鞍形波, 产生相应的 SPWM 波形来控制逆变器开关器件的通断从而改善输出波形。数学分析表明有利于降低输出电压 THD(波形畸变系数)、改善谐波电流损耗和转矩特性, 仿真结果证明了这些措施的有效性和实用性。

**关键词** 逆变器 SPWM 谐波分析 抑制策略

中图分类号 TM301.2 文献标识码 A 文章编号 1008-7281(2008)01-0018-04

## Harmonic Analysis of Three-Phase SPWM Inverter and its Inhibition Scheme

Li Xinjun and Zhang Min

**Abstract** This paper discusses the harmonics of output voltage and current of three-phase voltage SPWM inverter and its generating rules, and presents a kind of new harmonic inhibition scheme which is ease to achieve. This method can produce corresponding SPWM waveform to control the switch of inverter and then improve output waveform by selecting the correct carrier frequency and saddle wave. Mathematics analysis proves that this method can reduce waveform distortion factor of output voltage THD, improves harmonic current loss and torque characteristics. These measures are effective and practical by proving proved by simulation results.

**Key words** Inverter, SPWM, harmonic analysis, inhibition scheme.

## 0 引言

正弦脉宽调制(SPWM)逆变器的性能在很大程度上取决于其输出电压和输出电流中谐波含量的大小。输出的高次谐波会给电动机带来发热加剧、损耗增大、效率和功率因数降低并产生电磁噪声, 而最大的影响则是谐波导致转矩的脉动, 最终造成转速的脉动。谐波还会对电子设备产生严重干扰, 影响周边设备的正常运行。因此, 要提高 SPWM 逆变器的性能, 必须对其输出谐波进行准确分析并有效地抑制。目前, 已经出现了多种能有效抑制谐波的 PWM 调制方法, 如多电平消谐波(Sub harmonic) PWM 方法, 低次谐波消去法等。随着变频器的日益广泛使用, 变频器所产生的谐波而带来的问题也日渐突出<sup>[1]</sup>。为了提高 SPWM 逆变器的性能, 本文从工程的角度出发, 在借鉴国内外相关研究的基础上, 对逆变器输出电压、电流中的谐波及其产生规律进行了较为详尽的分析和仿真, 并提出了一种新的谐波抑制策略。

## 1 SPWM 逆变器简介

SPWM 逆变器的主回路和 SPWM 产生回路如图 1 所示。其中逆变器的主回路一般采用高速开关元件, 以保证逆变器能工作在较高的开关频率下; 逆变器的控制部分则采用正弦脉宽调制技术。SPWM 是工业应用中为便于分析谐波而较常采用的一种方法, 其实质在于功率开关元件的开关信号是通过期望频率的正弦调制波与特定的载波信号相比较而获得的。这样可使得逆变器输出期望频率的正弦电压调制波, 并达到控制频率、电压、电流和抑制谐波的目的。

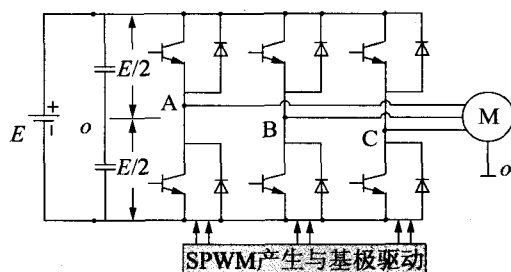


图 1 三相桥式 SPWM 逆变器主电路原理图

## 2 SPWM 逆变器的谐波分析

### 2.1 谐波分析的基本假设

为了便于分析谐波,在此对 SPWM 逆变电源作以下假设:

假设 1:输入电压为理想电压源,不考虑其纹

波对逆变器输出电压的影响;

假设 2:功率开关元件为理想器件,具有理想的开关特性。

### 2.2 逆变电源输出电压的谐波分析<sup>[2]</sup>

在 2.1 的假设下,SPWM 逆变器的输出相电压  $u_{AB}$  可表示为

$$u_{AO} = \frac{ME}{2} \sin(\omega_s t - \varphi) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \cos(mN\omega_s t) +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos \frac{n\pi}{2} \cos[(mN+n)\omega_s t - n\varphi] +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos \frac{n\pi}{2} \cos[(mN+n)\omega_s t - n\varphi] \quad (1)$$

同理可得  $u_{BO}$  和  $u_{CO}$ ,限于篇幅不再赘述。线电压  $u_{AB} = u_{AO} - u_{BO}$ ,所以,

$$u_{AB} = \frac{ME}{2} \left[ \sin(\omega_s t - \varphi) - \sin\left(\omega_s t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \left\{ \cos(mN\omega_s t) - \cos\left[mN\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \right\} +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos \frac{n\pi}{2} \times$$

$$\left\{ \cos[(mN+n)\omega_s t - n\varphi] - \cos\left[(mN+n)\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) - n\varphi\right] \right\} +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin \frac{n\pi}{2} \times$$

$$\left\{ \sin[(mN+n)\omega_s t - n\varphi] - \sin\left[(mN+n)\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) - n\varphi\right] \right\} \quad (2)$$

式中,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $f_s$ —调制波频率;  $E$ —直流电源电压;  $M$ —调制度;  $N$ —载波比;  $m$ —相对于载波的谐波次数;  $n$ —相对于调制波的谐波次数;  $\varphi$ —调制波初相;  $J_0, J_n$ —第一类 Bessel 函数。

同理可得  $u_{BC}$  和  $u_{CA}$ ,限于篇幅不再赘述。很明显,  $u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}$  的频谱中,基波幅值为相电压的  $\sqrt{3}$  倍。幅值很高的载波成分被消除了;载波谐波也被消除了;它们的上下边频中的零序谐波成分也不存在了。上式中的  $\sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right)$  是消除  $m$  和  $n$  的同时为偶数或同时为奇数时的那些项。

### 2.3 逆变器输出电流的谐波分析

评价逆变器的性能时,输出电流的谐波分析

也是一个十分重要的方面。然而,逆变器输出电流的波形不仅与采用的 SPWM 方法有关,而且还受逆变器开关频率、负载参数等因素的影响。因此,为保证逆变器运行性能评价的客观性,文献[3]采用了谐波畸变决定因数作为考察的主要指标。依据文献[3]的分析,可以得出以下结论。

在交流电机驱动应用中,和常规 SPWM 及改进的 SPWM 相比,谐波注入式 PWM(HIPWM)的性能明显占优势。如仅考察逆变器输出电流的谐波含量,虽然 HIPWM 和 SPWM 相差不多(均优于 MSPWM),但 HIPWM 的性能要稍好些。若采用模拟 PWM 控制,则 HIPWM 是最佳选择。

### 3 SPWM 逆变器的谐波抑制

为抑制 SPWM 电压源型逆变器的输出谐波, 本文从工程实际出发给出以下两种谐波抑制策略: ①选择合适的载波频率, 以消除低次和某些奇次谐波; ②注入适当的谐波分量, 从而提高电压利用率。

#### 3.1 载波频率的选择

三相逆变器的主要负载为三相电动机, 因而三相负载是对称的, 且为感性。如果载波比  $N$  的值足够大, 则可以省去交流滤波器。为了保证三相输出电压的对称性, 载波比应取 3 的奇整数倍, 这样不仅可以保证三相 SPWM 波形相同, 同时载波和载波谐波上下边频中的零序谐波也容易被消除掉。另外逆变器输出电压的谐波与载波频率也是密切相关的。如果提高 SPWM 的载波频率, 则逆变器输出电压的主要谐波也会分布在较高的频率波段。这样, 在逆变器驱动交流电机时, 电机的漏抗将会滤掉逆变器输出电压的高次谐波, 而使逆变器的输出电流呈现较好的特性。虽然提高载波频率可以消除逆变器的低次谐波减小电机的谐波损耗, 但是也会使逆变器开关损耗大幅度增加<sup>[2]</sup>。因此为协调二者的矛盾, 一般认为在中小功率的逆变器中, SPWM 的载波频率取 3kHz 左右为宜。考虑到以上所述情况, 本文仿真取载波频率为 2850Hz, 即载波比  $N=57$ 。

#### 3.2 注入适当的谐波

根据文献[4]的分析可知, 当逆变器应用于交流电机时, 注入适当三次谐波分量的 HIPWM 的性能要明显优于常规 SPWM 和 MSPWM。因此, 为提高电压利用率, 同时又要使逆变器具有良好的谐波抑制特性, 在 SPWM 的正弦调制波中注入适当三次谐波分量是一理想的选择。

在正弦函数中注入一定的三次谐波后, 其调制函数可表示为

$$G(t) = M(\sin\omega t + k\sin 3\omega t) \quad (3)$$

式中,  $M$ —调制度;  $k \in [0, 1]$  为注入的三次谐波分量的系数。

当  $k$  取不同值时, 调制函数  $G(t)$  中注入的三次谐波分量含量亦不同。图 2 为调制度  $M$  为 0.8 的情况下  $k$  分别取 0、1/10、1/4 和 1/2 时的调制

函数波形。由式(3)调制生成的 SPWM 脉冲可以提高变频器线性输出线电压幅值约 15%, 并大大改善谐波电流损耗和转矩特性。因此, 要提高电压利用率, 使逆变器的输出电压达到一定的要求, 只需要为  $k$  选取一合理的值即可。

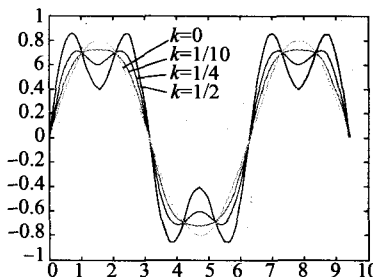


图2 注入三次谐波后的调制函数波形图

### 4 仿真

本文就图 1 所示电路应用 Matlab/Simulink 作仿真分析<sup>[5]</sup>。仿真用电机为滑差电动机, 具体参数: 功率 7.5kW, 额定电压 380V, 额定电流 17A, 额定转速 1410r/min, 极对数 2, 电动机星形连接, 空载运行, 逆变器采用双极性同步调制, 载波为共用的等腰三角波, 频率  $f_c = 2850\text{Hz}$ ; 调制波为三相正弦波, 频率  $f_s = 50\text{Hz}$ , 调制度  $M = 0.8$ 。公式(3)中  $k$  分别取 0、1/10、1/4 和 1/2 时线电压  $U_{AB}$  的频谱如图 3 所示。

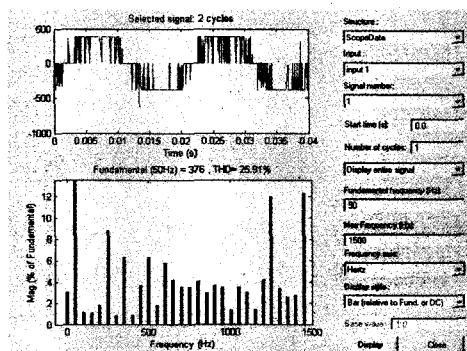


图3 当  $k=0$  时线电压  $U_{AB}$  的频谱图

由图 3 可知, 当  $k=0$  (即没有注入三次谐波) 时, 逆变器输出线电压  $U_{AB}$  的 THD 为 25.91%。

由图 4 可知, 当  $k=1/10$  时, 逆变器输出线电压  $U_{AB}$  的 THD 为 22.99%。说明它的输出线电压 THD 比没有注入谐波时要小。

由图 5 可知, 当  $k=1/4$  时, 逆变器输出线电压  $U_{AB}$  的 THD 为 21.96%。图 4 和图 5 说明注入

(下转 32 页)

for speed sensorless vector control of induction motor [J]. IEEE Trans on IA, 1994, IA-30(5): 1234-1240.

[4] 邱阿瑞, 尹雁, 王光辉等. 基于 DSP 的无速度传感器异步电动机矢量控制系统 [J]. 清华大学学报. 2001.

[5] 李华德. 交流调速控制系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.

[6] 祝龙记, 王宾. 基于 MRAS 速度辨识矢量控制系统的仿真研究 [J]. 电工技术学报. 2005, 20(1): 60-65.

[7] 王志刚, 冯晓云. 无速度传感器异步电机矢量控制系统的改进研究与仿真 [J]. 电气传动自动化, 2006. 04 - 0014 - 05.

[8] 王丹, 姚绪梁, 王晓三等. 基于 MRAS 变参数无速度传感器矢量控制系统的研究 [J]. 应用科技. 2006. 08 - 0022 - 03.

收稿日期: 2007-08-10.

(上接 20 页)

一定的三次谐波能降低输出线电压的 THD, 有利于提高电压利用率。

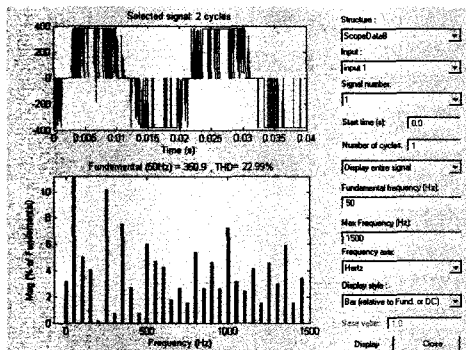


图 4 当  $k=1/10$  时线电压  $U_{AB}$  的频谱图

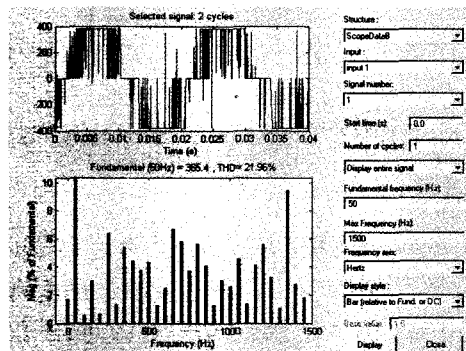


图 5 当  $k=1/4$  时线电压  $U_{AB}$  的频谱图

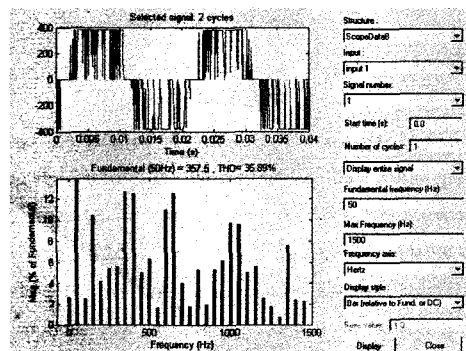


图 6 当  $k=1/2$  时线电压  $U_{AB}$  的频谱图

由图 6 可知, 当  $k=1/2$  时, 逆变器输出线电压  $U_{AB}$  的 THD 为 35.89%。它的输出线电压  $U_{AB}$  的 THD 明显比前面三种情况要高。这就说明: 三次谐波分量的注入并不是越多越好, 更不能随便定一个数值, 而是要根据具体的电路结构和载波频率来选择一个比较合适的值。

## 5 结语

本文主要分析研究了电压型 SPWM 逆变器输出电压谐波及其产生规律, 并通过仿真进行了验证。分析研究表明, 选择合适的载波频率和注入适当的三次谐波分量都应是工程应用上较为有效的谐波抑制策略, 而且这两种谐波抑制策略比较简单, 在工程上容易实现。因此, 本文对如何改善电压型 SPWM 逆变器输出波形的问题具有重要的实际意义。

## 参考文献

- [1] 胡崇岳. 现代交流调速系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 刘凤君编著. 正弦波逆变器 [M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [3] Fukuda S, Iwaji Y. Introduction of the harmonic distortion determining factor and its application to evaluating real time PWM inverters [J]. IEEE Transaction on industry Applications, 1995, 31(1): 149-154.
- [4] 陈国呈编著. PWM 变频调速及软开关电力变换技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [5] 洪乃刚等编著. 电力电子和电力拖动控制系统的 Matlab 仿真 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.

收稿日期: 2007-07-02.