

# 中频逆变器波形控制策略仿真研究

## The Waveform Control Scheme of Mid-frequency Inverter

张培峰, 吴新宇, 张伟

中国兵器工业第二〇八研究所(北京, 102202)

Zhang Peifeng, Wu Xinyu, Zhang Wei

No.208 Research Institute of China Ordnance(Beijing,102202)

**摘要:** 本文研究了 400Hz 恒压恒频 (CVCF) 中频逆变器的波形控制策略, 建立了单相逆变器的数学模型, 详细分析了准谐振控制器对逆变器的影响, 提出了一种基于准谐振控制器的多闭环波形控制策略。通过 Simulink 仿真, 验证了波形控制策略的可行性。

**关键词:** 中频逆变器 准谐振控制器 多闭环控制 Simulink 仿真

**Abstract:** The waveform control scheme of 400Hz-CVCF inverter is discussed in this paper. The math mode of single phase inverter is established, the effect of resonant controller is concerned. A multi-loop control scheme based on resonant controller is put forward. The results of Simulink valid the feasibility of control scheme.

**Key words:** Mid-frequency inverter, Resonant controller, Multi-loop control, Simulink simulation

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 03-0031-03

### 0 引言

中频逆变器一般指输出频率为中频(通常为 400Hz)的单相或三相逆变器, 广泛应用于航空航天、船舶、感应加热、雷达及通讯交换设施中。在这些领域中, 对逆变器的输出波形质量有很高的要求。

近些年来, 围绕逆变器的波形控制, 国内外学者进行了大量卓有成效的研究, 提出了很多方案: PID 控制; 双环控制; 无差拍控制; 重复控制; 滞环控制; 状态反馈控制; 滑模变结构控制; 神经网络控制; 模糊控制; 复合控制系统等。中频逆变器输出包含的三次、五次谐波的频率, 分别是 1.2kHz、2kHz, 通过闭环控制来抑制如此高频的谐波是比较困难的。逆变器的控制实际就是零误差地跟踪给定正弦信号, 而单纯的比例或比例-积分控制很难达到这个要求。因此, 要寻找一种更为有效的控制方法。谐振控制器由于可以实现对正弦信号的零误差跟踪, 因此可以将谐振控制器加入到逆变器的控制中去。

本文以一种含有谐振控制器的多环反馈控制方法为研究对象, 通过仿真验证了控制策略的可行性。

### 1 单相逆变器主电路数学模型

本文的研究对象为单相全桥逆变器。全桥逆变器的原理

如图 1 所示,  $E$  为直流母线电压,  $u_o$  为输出电压。 $V_1$ 、 $V_4$  为一组同时导通,  $V_2$ 、 $V_3$  作为另一组同时导通, 两组各交替导通  $180^\circ$ 。其中  $T$  为隔离变压器, 变比为 1:1, 主要起电气隔离作用。滤波电感  $L$  和滤波电容  $C$  构成 LC 低通滤波器。 $R$  为负载电阻, 各部分电流的方向如图所示。

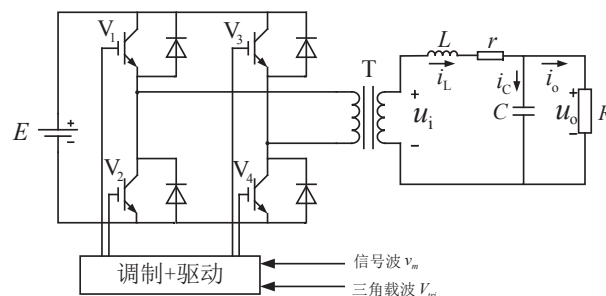


图 1 全桥逆变电路

在变压器次级列 KVL 和 KCL 方程, 可得:

$$u_i = L \frac{di_L}{dt} + r \cdot i_L + u_o \quad (1)$$

$$i_L = i_o + i_C \quad (2)$$

$$i_o = \frac{u_o}{R} \quad (3)$$

$$i_c = C \frac{du_o}{dt} \quad (4)$$

由以上 4 式可得:

$$LC \frac{d^2 u_o}{dt^2} + (rC + \frac{L}{R}) \frac{du_o}{dt} + (1 + \frac{r}{R}) u_o = u_i \quad (5)$$

将式 (5) 做拉氏变换, 求得变压器次级与负载之间的环节的传递函数:

$$G(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{R}{RLCs^2 + (L+rRC)s + (R+r)} \quad (6)$$

本文研究的逆变器采用双极性调制的 SPWM, 则  $u_i$  可以表示为:

$$u_i = E(2S - 1) \quad (7)$$

其中  $S$  为开关函数, 当  $V_1, V_4$  导通时,  $S=0$ ; 当  $V_2, V_3$  导通时,  $S=1$ 。由于开关函数的存在, 并且  $u_i$  为输出电压的瞬时值, 计算的时候应该在一个开关周期内, 采用状态平均法求其平均值, 可以表示为:

$$\bar{u}_i = E \cdot D + (-E) \cdot (1 - D) = (2D - 1)E \quad (8)$$

$D$  为占空比, 在 SPWM 控制中,  $D$  可以表示为

$$D = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_{tri}}{U_c} \right) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{U_{tri} \sin(\omega t)}{U_c} \right] \quad (9)$$

其中:  $u_{tri}$  为参考正弦信号, 且  $U_{tri} = U_{tri} \sin(\omega t)$ ,  $u_{tri}$  为正弦信号的最大值,  $U_c$  为三角波的最大值, 定义调制比为  $m$ :

$$m = \frac{U_{tri}}{U_c} \quad (10)$$

将式 (9)、(10) 代入式 (8), 可得:

$$\bar{u}_i = (2D - 1)E = m \cdot E \cdot \sin(\omega t) \quad (11)$$

用  $\bar{u}_i$  替代可得到:

$$u_i \approx \bar{u}_i = \frac{u_{tri}}{U_c} E \quad (12)$$

从 SPWM 调制器到变压器次级之间的传递函数为:

$$K_{PWM} = \frac{E}{U_c} \quad (13)$$

对于 SPWM 逆变器, 载波频率远远大于输出频率, 因此, 逆变器可以近似认为是个比例环节, 且比例系数为  $K_{PWM}$ 。联立式 (6), 可得:

$$G_o(s) = \frac{R}{LCs^2 + (rRC + L)s + (r+R)} \cdot \frac{E}{U_c} \quad (14)$$

由上式可知, 开环逆变器为一个二阶系统, 在空载的时候阻尼最小, 震荡性最为剧烈, 控制难度也最大。因此, 需要引入闭环控制。

## 2 准谐振控制器

谐振控制器在谐振频率处有无穷大的增益, 并且可以实

现对交流信号的零误差跟踪。理想的比例 - 谐振控制器如下:

$$R(s) = K_R + \frac{K_I s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (15)$$

其中:  $K_R$  为比例系数, 主要影响系统对阶跃信号的响应速度;  $K_I$  是基波谐振系数, 它决定着系统对于基波信号的响应速度以及补偿效果;  $\omega_o$  是基波角频率, 对于本文, 基波角频率为  $800 \pi \text{ rad/s}$ 。以下分析其频率响应特性, 取  $K_R=1$ ,  $K_I=100$ , 绘制其频域特性图 2。

从图中可以看出, 在谐振频率附近, 该控制器有着很大的增益, 由于系统中存在舍入误差, 增益不可能是无穷大。而在其他频率处的增益, 则主要由比例系数  $K_R$  决定, 受谐振控制器的影响不大。在实际系统中, 频率不可避免的存在波动。400Hz 中频逆变器的频率波动范围一般为 Hz。由式 (15) 可得, 系统在 400Hz 处增益为无穷大, 而在 402Hz 和 398Hz 处的增益则减少到 12.2dB。显然, 当逆变器频率发生波动的时候, 系统的增益急剧减小, 使得输出电压误差变大。理想的谐振控制器对参数特别敏感, 在实际中抗干扰能力差。

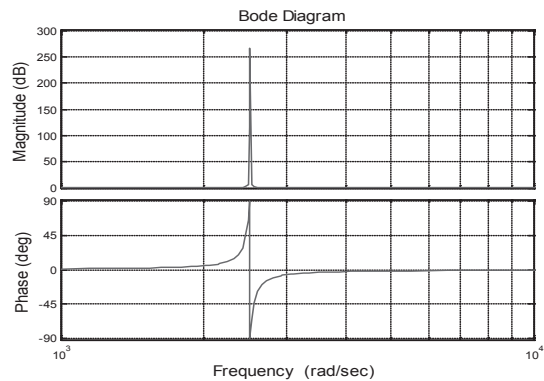


图 2 理想比例 - 谐振控制器伯德图

所以, 实际系统中一般采用准谐振控制器来替代谐振控制器, 改进后的比例 - 谐振控制器如下。

$$R(s) = K_R + \frac{K_I s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2} \quad (16)$$

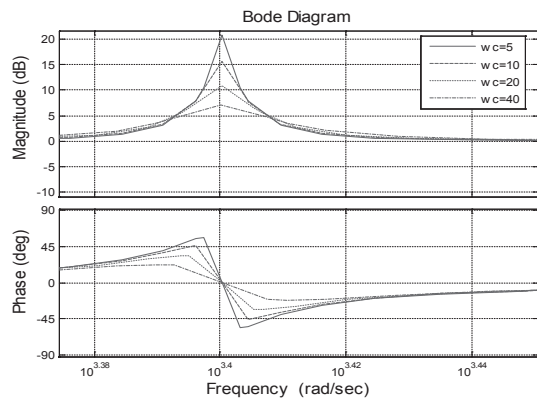


图 3 取不同值时谐振控制器的频率响应

其中  $\omega_c$  为谐振控制器的截止频率，谐振控制器分母中引入  $2\omega_c s$  相当于在理想谐振控制器中加入了个阻尼项，它决定着控制器的带宽。对式 (1.16)，令  $K_R=1$ ， $K_I=100$ ， $\omega_o=800\pi \text{ rad/s}$ ， $\omega_c$  分别取  $5\text{rad/s}$ 、 $10\text{rad/s}$ 、 $20\text{rad/s}$ 、 $40\text{rad/s}$ ，绘制其频率响应曲线如图 3 所示，以研究  $\omega_c$  取不同参数对控制器的影响。

从图 3 中可以看出，当  $\omega_c$  取值较小时，控制器在谐振频率处增益较大，系统的带宽也较宽，对信号的选择性较好。但是，在谐振频率附近的增益波动较为严重。当  $\omega_c$  增大时，谐振频率处系统的增益变小，谐振频率附近的增益波动变小。但是，谐振频率处增益的减小，对系统稳态误差的减小和响应速度的提高不利。对于  $\omega_c$  的选取，应该折中考虑。

谐振控制还可以补偿多次谐波，对多次谐波进行补偿时，采用的是多重谐振控制器，如下式：

$$R(s) = K_v + \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{K_k}{s^2 + 2\omega_c s + (k\omega_o)^2} \quad (17)$$

其中， $k$  是要补偿的谐波次数，当  $k=1$  时就是基波，谐振系数通常取  $1,3,5,\dots,K_k$ ，它决定着系统对第  $k$  次谐波的响应速度以及补偿效果。系统在基波和 3 次、5 次、7 次谐波谐振频率处的增益较大，随着  $K_k$  的增大，谐振频率处的增益呈增大的趋势，系统对基波的跟踪能力和对谐波的补偿能力越来越好。因此，多重谐振控制器的使用，不仅可以消除基波稳态误差，还可以选择性的补偿低次谐波。当  $K_k$  取值较小的时候，多重谐振控制器内的各个谐振控制器之间基本没有相互的影响，各次谐振控制器可以在比例控制的基础上各自独立进行设计，完成之后可直接叠加。

### 3 基于比例谐振控制器的多闭环控制

谐振控制一般不单独使用，它和比例控制结合在一起，构成比例谐振控制器。可以将它嵌入到传统的闭环控制中去。比例环节可以使系统迅速响应阶跃信号，谐振控制器在谐振频率处的增益，使得系统可以零误差的跟踪给定的正弦信号，两者结合使用使得系统既有较快的响应速度，又有较高的稳态精度。加入谐振控制器的逆变器控制策略如图 4 所示。

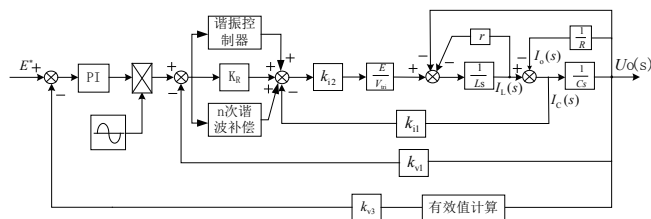


图 4 加入比例-谐振控制器的闭环控制

最外环采用带 PI 控制的幅值环，可是实现输出电压幅值

的无误差调节。将比例-谐振控制器加入到电压瞬时值环中，利用谐振控制器可以零误差跟踪正弦信号的特性，使得输出电压波形有很强的抵抗非线性负载的能力，减小了输出电压的畸变。谐振控制器的构成比较灵活，可以根据实际的需要设计不同的补偿次数，如果只需要补偿基波，则图 4 中的  $n$  次谐波补偿就可以去掉；如果要进行谐波补偿，需要补偿几次谐波，就将该次对应的补偿器加入到闭环中，谐波补偿器之间是相互独立的，可以独立设计，然后叠加在一起。最内环为输出电容电流反馈环，可以保证逆变器在突加突减负载的时候有较快的动态响应。

### 4 仿真研究

为了验证方法的可行性，在 Matlab/Simulink 环境下搭建了单台逆变器的控制模型。其中，逆变器的输入为 380V 直流，输出电压额定值为 115V，频率为 400Hz，逆变器的开关频率为 26.4kHz。仿真结果如图 5 所示，图中虚线所示的是输出电压波形，实线所示是输出电流波形。从图中可以看出，逆变器在带载情况下的输出电压和输出电流的正弦度较好，逆变器的带载能力较强。仿真结果证了明控制策略的可行性。

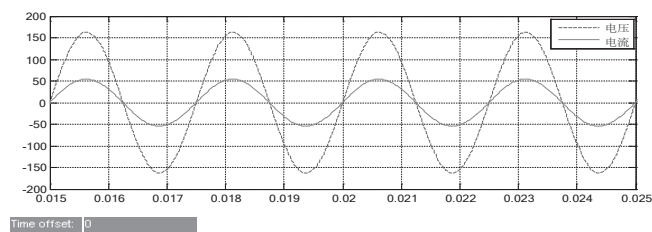


图 5 中频逆变器仿真波形

### 5 总结

本文以中频逆变器的控制策略为研究对象，提出了一种基于准谐振控制器的多闭环控制策略，通过搭建 Matlab/Simulink 仿真模型，仿真结果论证了控制策略的可行性，为后续中频逆变器控制策略的改进打下坚实的理论基础。

#### 参考文献

- [1] 王兆安, 黄俊主编. 电力电子技术 [M], 机械工业出版社, 2006
- [2] 姜洪训. 单相逆变器波形控制技术 [J], 电力电子技术, 2010, 44(12): 105-107
- [3] 黄沁. 中频电源波形控制策略研究 [D], 中国科学院研究生院硕士学位论文, 2004
- [4] 刘新民. 中频逆变器波形控制技术研究 [D]. 华中科技大学硕士学位论文, 2007