

· 电路与控制 ·

低采样率SPWM逆变器重复控制策略

殷 姝¹, 林 强¹, 潘 雪², 王建宏^{1,2}

(1.南通大学理学院,江苏 南通 226019; 2.南京航空航天大学自动化学院,江苏 南京 210016)

摘要:对于传统的重复控制,虽然能够很好的解决SPWM逆变器输出谐波问题,但在低采样率时,控制系统不容易稳定。在大功率逆变器应用场合,功率器件的开关频率一般较低,因此控制系统的采样频率也相应较低。此时,传统的重复控制的应用将出现困难。文中将重复控制中的相位补偿环节进行改进,提出分数相位超前重复控制,该方案不仅扩大了系统的稳定裕度,还减小了稳态误差。仿真结果表明,分数相位超前重复控制具有更好的稳定性。

关键词:低采样率;SPWM逆变器;分数相位超前;重复控制;稳定性

中图分类号:TM743

文献标识码:A

文章编号:1673-1255(2014)-06-0051-05

Repetitive Control Strategy for Low Sampling Rate SPWM Inverter

YIN Shu¹, LIN Qiang¹, PAN Xue², WANG Jian-hong^{1,2}

(1. School of Science, Nantong University, Nantong 226019, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The harmonic problem of sinusoidal pulse-width modulation (SPWM) inverter output can be well dealt with by traditional repetitive control, but the control system tends to be unstable at low sampling rate. In the field of using high power inverter, the switching frequency of power devices is always lower. So the sampling frequency of the control system is relatively lower. And there will be difficulties in traditional repetitive control application. The phase compensation in repetitive control is improved and fractional phase lead repetitive control is proposed. The stability margin of the system is improved and steady-state error is reduced by the method. Simulation results show that fractional phase lead repetitive control has better stability.

Key words: low sample rate; sinusoidal pulse-width modulation (SPWM) inverter; fractional phase lead; repetitive control; stability

随着能源危机与环境污染日趋严重,利用可再生能源的分布式发电技术越来越受到人们的重视^[1],微网电能质量问题^[2]已经成为研究的热点。逆变器是微网向用户直接供电或向电网馈能的接口设备,其控制性能直接影响发电系统输出的电能质量^[3]。针对逆变器的控制,研究人员相继提出诸多控制算法。PI控制^[4-5]因其算法简单、理论成熟、易于设计等优点成为逆变器控制中广泛采用的控制方法,但对于正弦交流信号不能实现无静差跟踪。

为克服其缺点,文献[6]采用比例复数积分控制消除并网电流稳态误差,文献[7]运用比例积分-降阶谐振控制在电网电压不平衡条件下改善动态性能,但这两种方法只适用于三相逆变器。滞环控制^[8-9]动态响应快,对系统参数变化不敏感,系统鲁棒性好,但其最大的不足是开关频率受滞环宽度影响大,导致滤波器设计困难,影响系统整体性能。无差拍控制^[10]具有很好的动态性能,波形畸变小,但其控制性能取决于系统模型的精确程度,而逆变器的

收稿日期:2014-11-15

基金项目:国家自然科学基金(61374061);江苏省大学生实践创新训练计划项目(201410304003Z);江苏省高校自然科学基金(14KJD510008)

作者简介:殷姝(1994-),女,江苏南京人,学士,主要研究领域为分数阶微积分;导师王建宏(1979-),男,江苏省南通市人,博士研究生,主要研究领域为重复控制/迭代学习控制及其应用。

精确模型很难建立,因此很难实现无差控制,甚至导致系统不稳定,系统鲁棒性不强。滑模控制^[11]具有鲁棒性好,动态响应快的优点,且能在系统参数变化和负载扰动情况下实现无静差跟踪,但应用时难以选取系统的理想滑模切换相平面,且数字实现时,系统有限的采样率会使控制效果受到限制。逆变器控制中常见的智能控制有模糊控制^[12]和神经网络控制^[13]。智能控制理论上不需要逆变器系统的精确数学模型,能够对复杂、非线性的对象实现无差控制,具有很强的鲁棒性和自适应性,但需要大量复杂的计算,难以达到实时在线控制的要求。显然,以上这些方法都有自己的局限性。

基于内模原理^[14]的重复控制^[15]是将重复信号发生器作为内模置于闭环系统中,可以完全跟踪周期参考信号或抑制周期扰动信号,实现极低的稳态误差。自从 Haneyoshi T 等人^[16]首次将重复控制应用到逆变器中,重复控制因其结构简单、稳态精度高等优点而得到广泛应用。文献[17]采用实时相位超前 FIR 滤波器改善逆变器的跟踪性能和重复控制收敛速度。文献[18]采用卷积实现相位补偿,实现了极低的 THD 和较好的动态响应速度。文献[19]将线性相位超前重复控制用于逆变器取得了较快的收敛速度和较高的跟踪精度。然而,现有的大部分文献都是在高频采样率(这里是开关频率,一般在 10 kHz 以上)下进行设计的。在一些大功率场合,系统的采样频率由功率器件的开关频率决定。随着功率等级的增大,开关器件(例如 IGBT)能够承受的最大开关频率将会大大降低,此时系统的采样频率随之降低。这带来的问题是,采用整数相位超前的重复控制较难满足系统稳定的条件。基于此,文中将重复控制中的相位补偿环节进行改进,提出分数相位超前重复控制。

1 SPWM 逆变系统建模

图1给出了加入控制器的逆变器示意图。其中点划线框中的是逆变器,虚线框中的是控制器。S1、S2、S3和S4分别是开关管,控制直流电压源 V_{DC} 的供给。当 S1 和 S4 开通, S2 和 S3 关断时, $V_{in} = V_{DC}$; S2 和 S3 开通, S1 和 S4 关断时, $V_{in} = -V_{DC}$ 。通过控制 4 个开关管的开断,来控制 V_{in} 的正负和供电时间。电感 L 和电容 C 组成一个低通滤波器,主要滤除开关管的开通和关

断引入的谐波,使得逆变输出为 50 Hz (基波)正弦信号。 r 是电感 L 的内阻; R 为阻性负载。根据基尔霍夫电流定理和电压定理,容易得到如下输出电压 V_{out} 和输入电压 V_{in} 之间的传递函数为

$$P(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{RCLs^2 + (L + RCr)s + R + r} \quad (1)$$

式(1)中的 $P(s)$ 即被控对象逆变器。

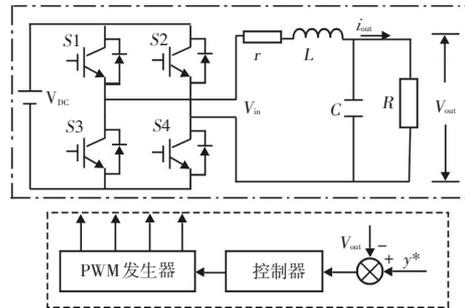


图1 SPWM 逆变器控制示意图

图2给出了当电感 $L = 1.35 \text{ mH}$, 电感内阻 $r = 0.1 \Omega$, 电容 $C = 60 \mu\text{F}$, 采样周期为 $T = 250 \mu\text{s}$ 时,式(1)在不同负载下的幅频特性曲线。由图2可知,系统的幅频特性在 $f_c \approx 560 \text{ Hz}$ 时有一个谐振峰值。随着负载阻值的减小,系统的谐振频率 ω_r 几乎没有变化。随着 R 的减小, ω_r 处的幅度有所减少;而且 R 越小, ω_r 处的幅度越小。

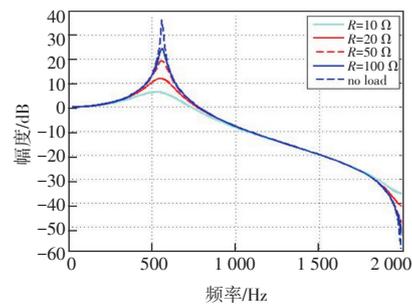


图2 不同负载值下的系统幅频特性

显然系统空载,即 $R \rightarrow \infty$ 时,幅频特性最差(谐振峰最大)。对应的传递函数为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{CLs^2 + Crs + 1} \quad (2)$$

离散后的传递函数为

$$P(z) = \frac{0.3605z + 0.3594}{z^2 - 1.271z + 0.9908} \quad (3)$$

对应的系统频率特性如图3。

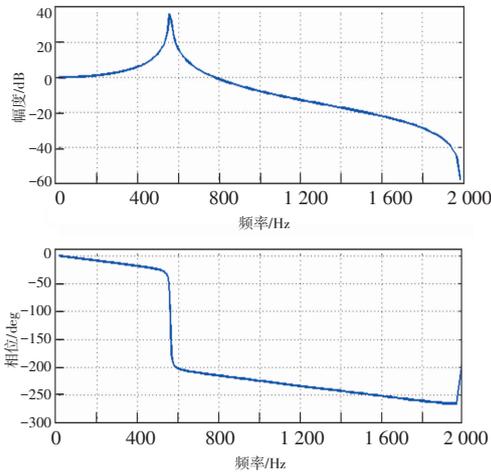


图3 系统空载时的伯德图

2 相位超前重复控制的算法设计

图4为重复控制框图。 $P(z)$ 为被控对象; $Y^*(z)$ 为参考信号; $D(z)$ 为扰动信号; $E(z)$ 为误差信号; $U(z)$ 为 $P(z)$ 的输入信号; $Y(z)$ 为系统输出信号。虚线框部分即重复控制算法。

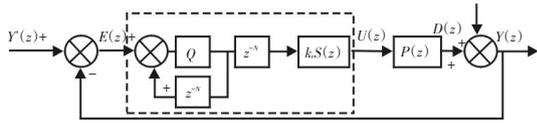


图4 重复控制框图

根据图4,得到系统的误差表达式为

$$E(z) = \frac{1 - Qz^{-N}}{1 - z^{-N}Q(1 - k_r S(z)P(z))} Y^*(z) - \frac{1 - Qz^{-N}}{1 - z^{-N}Q(1 - k_r S(z)P(z))} D(z) \quad (4)$$

式中, k_r 为影响系统响应速度,且 $0 < k_r \leq 1$, 这里 $k_r = 1$ 。由式(4)得到系统稳定条件为

$$z^N = |Q(1 - S(z)P(z))| < 1 \quad (5)$$

其中, Q 的经验值为0.95。 $S(z)$ 为 $P(z)$ 的相位补偿环节,包含陷波器、低通滤波器和相位超前环节。即

$$S(z) = S_1(z) \cdot S_2(z) \cdot z^m \quad (6)$$

2.1 陷波器 $S_1(z)$ 的设计

陷波器具有在特定频率处的幅值迅速衰减的特性,其表达式为

$$S_1(z) = \frac{z^b + a + z^{-b}}{2 + a} \quad (7)$$

由于系统存在谐振峰值,利用陷波器可使得谐振频率 ω_r 处的谐振峰值衰减。根据图2,有 $\omega_r = 3510 \text{ rad/s}$ 。将 $z = e^{i\omega T} = e^{i\theta}$, $a = 2$ 代入式(7),并令其为0,解得

$$b = \frac{\pi}{\theta} = \frac{\pi}{\omega} f = 3.6 \quad (8)$$

这里取 $b = 4$ 。

2.2 低通滤波器 $S_2(z)$ 的设计

低通滤波器 $S_2(z)$ 主要对高频信号的衰减,以增强系统稳定性。选取二阶低通滤波器为

$$S_2(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

一般 $\xi \geq 0.707$, 此处取 $\xi = 1$ 。 $\omega_n \geq \omega_r$, 这里 $\omega_n = 4084 \text{ rad/s}$ 。将式(9)离散化,得到

$$S_2(z) = \frac{0.272z + 0.1373}{z^2 - 0.7205z + 0.1298} \quad (10)$$

根据设计的 $S_1(z)$ 和 $S_2(z)$, 令 $G(z) = S_1(z)S_2(z)P(z)$, 得到补偿后的 $G(z)$ 的Bode图如图5。

$G(z) = S_1(z) \cdot S_2(z) \cdot P(z)$ 的谐振峰值消失了,高频处的幅值快速衰减,但是其相位滞后严重。所以

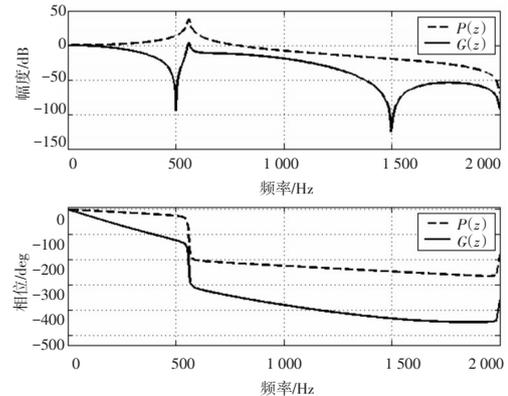


图5 $G(z)$ 和 $P(z)$ 的频率特性

需要引入相位补偿环节 z^m 进一步改善。

2.3 相位超前环节设计

根据式(5),容易得到

$$|1 - z^m G(z)| < 1/Q \quad (11)$$

式(11)的矢量描述如图6所示。

由图6可知, $z^m G(z)$ 的相位最好为0,此时

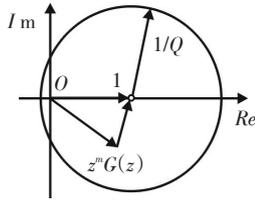


图6 系统稳定条件的矢量描述

$(1 - z^m G(z))$ 不易跑到半径为 $1/Q$ 的特征圆外, 稳定裕度最大。将 $z = e^{j\omega T}$ 代入式(11), 令 $G(z)$ 的相频特性为 $\theta_g(\omega)$, 此时

$$\theta_g(\omega) + m\omega T = 0 \tag{12}$$

由式(12)可以计算得到 m 的大致范围为 3~5。

2.4 分数相位超前环节的实现

超前拍次 m 取分数时, 在工程实际中无法实现(因为分数采样点并不存在)。这里采用拉格朗日插值法^[20], 用整数采样点插值出分数采样点。 m 为分数时 $H(z) = z^m$ 的 N 阶拉格朗日插值为

$$H(z) = z^m = \sum_{n=0}^N h(n) z^n \tag{13}$$

$$h(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^N \frac{D-k}{n-k} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N \tag{14}$$

$N = 5$, $m = 4.1 \sim 4.9$ 时相应的 $|1 - z^m G(z)|$ 的幅频曲线见图7。

结合图7与式(11)可知, 当 $m = 4.4 \sim 4.6$ 时, 系统

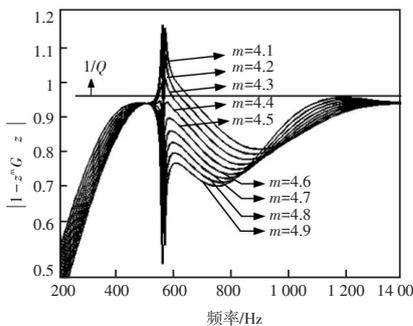


图7 $m = 4.1 \sim 4.9$ 时对应的 $|1 - z^m G(z)|$ 曲线

稳定。其中 $m = 4.5$ 时稳定裕度最大。

3 仿真验证

仿真参数设置如下: 直流电源为 $V_{DC} = 360 V$; 参考信号 $y^*(t) = 155 \sin(100\pi t) V$; LC 滤波器中电感 $L = 1.35 mH$, 其内阻为 $r = 0.1 \Omega$, 电容 $C = 60 \mu F$; 整流负载中 $L_r = 0.1 mH$, $C_r = 400 \mu F$, $R_r = 66 \Omega$, 采样率设置为 $T = 4 kHz$ 。

根据图4, 实际输出电压为 $y(t)$, 误差 $error(t) = y^*(t) - y(t)$ 。图8和图9分别为逆变器空载情况下, 超前拍次 $m = 4$ 和 $m = 5$ 对应的误差响应情况, 此时系统不稳定。图10给出了 $m = 4.5$ 时, 系统空载时误差响应情况, 此时系统稳定, 误差收敛。

4 结论

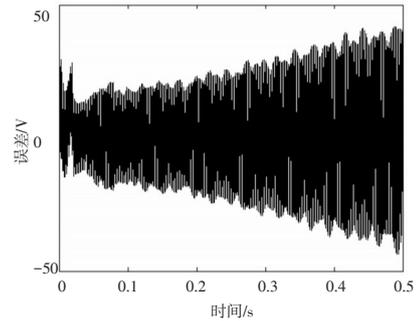


图8 $m = 4$ 时逆变器空载时的误差响应曲线

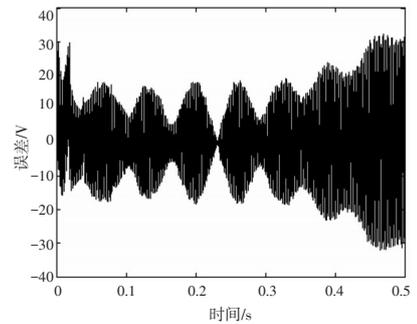


图9 $m = 5$ 时逆变器空载时的误差响应曲线

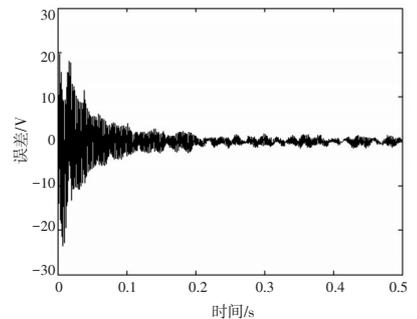


图10 $m = 4.5$ 时逆变器空载时的误差响应曲线

针对大功率SPWM逆变应用场合需采用低采样率的情况,提出了分数相位超前重复控制。将分数相位超前重复控制设计简化为内模参数和补偿器的设计,并给出了一般的设计步骤和相应参数的解析表达。仿真结果显示了分数相位超前重复控制在低采样率下的优势。

参考文献

- [1] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. *Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(5):1398-1409.
- [2] 王成山,王守相. 分布式发电功能系统若干问题研究[J]. *电力系统自动化*, 2008, 32(20):1-4.
- [3] Bojoi R, Limongi L, Roiu D, et al. Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems[J]. *Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(3):798-806.
- [4] Selvaraj J, Rahim N A. Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital pi controller[J]. *Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(1):149-158.
- [5] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等. 基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 32(25):133-142.
- [6] 郭小强,邬伟扬,赵清林,等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(15):8-14.
- [7] 赵新,金新民,周飞,等. 基于比例积分-降阶谐振调节器的并网逆变器不平衡控制[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(19):84-92.
- [8] 洪峰,单任仲,王慧贞,等. 一种变环宽准恒频电流滞环控制方法[J]. *电工技术学报*, 2009, 24(1):115-119.
- [9] Mao H, Yang X, Chen Z, et al. A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters [J]. *Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(7):3330-3339.
- [10] 杨勇,阮毅,叶斌英,等. 三相并网逆变器无差拍电流预测控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(33):40-46.
- [11] Shang L, Sun D, Hu J. Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions[J]. *IET Power Electronics*, 2011, 4(5):570-579.
- [12] Jurado F. Novel fuzzy flux control for fuel-cell inverters[J]. *Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(6):1707-1710.
- [13] Deng H, Oruganti R, Srinivasan D. Neural controller for ups inverters based on B-spline network[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(2):899-909.
- [14] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle of control theory[J]. *Automatica*, 1976, 12(5):457-465.
- [15] 葛红娟,蒋华,王培强. 基于内模原理的新型三相航空静止变流器闭环控制系统[J]. *电工技术学报*, 2006, 21(9):88-92.
- [16] Haneyoshi T, Kawamura A, Hoft R G. Waveform compensation of PWM inverter with cyclic fluctuating loads[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, 24(4):582-589.
- [17] Ye Y, Zhou K, Zhang B, et al. High-performance repetitive control of PWM dc-ac converters with real-time phase-lead FIR filter[J]. *IEEE Transaction on Circuit and System*, 2006, 53(8):768-772.
- [18] Ye Y, Zhang B, Zhou K, et al. High-performance cascade type repetitive controller for CVCF PWM DC-AC converter: Analysis and design[J]. *IET Electrical Power Applications*, 2007, 1(1):112-118.
- [19] Zhang B, Wang D, Zhou K. Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter[J]. *Transactions on Power Electronics*, 2008, 5(4):1595-1602.
- [20] 潘雪,叶永强,王建宏. 分数线性相位超前迭代学习控制[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(7):869-874.