

基于改进重复控制器的三相四线逆变器设计

栗梅, 王辉, 孙尧, 谭俊敏, 于晶荣, 桂卫华

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省长沙市 410083)

Design of Three-phase Four-leg Inverter Based on Modified Repetitive Controller

SU Mei, WANG Hui, SUN Yao, TAN Jun-min, YU Jing-rong, GUI Wei-hua

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: A design method based on modified repetitive control (MRC) for three-phase four-leg inverter was proposed, which can effectively suppress the output voltage disturbances caused by non-linear loads. To make better tradeoff between the performance and robustness of repetitive control, a low-pass filter with zero-phase-shift is added in the compensation unit to increase the freedom of repetitive control. The zero-phase-shift filter is optimized with the target of higher error attenuation rate and less complexity for the filter design. Robust stability for the system is taken into account as the restriction, and particle swarm optimization (PSO) is employed to optimize the filter. At last, MRC based on optimal and robust filter with zero-phase-shift was designed. In the proposed controller, error from system modeling is taken into account, so the controller is of great robustness, and it is convenient to be applied in industry. Carrier modulation strategy is used in the modulation layer for three-phase four-leg inverter, which maximizes the utilization of the DC voltage, and no more complicated data process is necessary. The theoretical analysis and experimental results on a prototype verify the correctness and feasibility of the proposed design method.

KEY WORDS: three-phase four-leg inverter; repetitive controller; filter with zero-phase-shift; design optimization

摘要: 提出一种基于改进重复控制器(modified repetitive controller, MRC)的三相四线逆变器设计方法,能够有效抑制非线性负载对输出电压的扰动。为解决重复控制器稳定性和控制性能之间的矛盾,在其补偿环节增加自由度-零相位滤波器;以误差衰减速率和滤波器的复杂度为优化目标,以系统鲁棒稳定性为约束,给出基于微粒群优化方法的零相位

滤波器优化设计,构建基于鲁棒优化零相位滤波器的MRC。该MRC的优化设计考虑了系统的未建模误差,具有鲁棒性,更便于工业应用。三相四线逆变器采用载波调制,最大化利用直流电压,无需复杂的数据处理,易于实现。理论分析和试验结果证明了三相四线逆变器的MRC及其优化设计方法的有效性和可行性。

关键词: 三相四线逆变器; 重复控制器; 零相位滤波器; 优化设计

0 引言

传统三相三线逆变器只有两个自由度,对于存在零序和负序电流的负载类型,无法提供三相对称的输出电压。针对该问题,简单的方法是采用分裂电容式三相逆变拓扑结构^[1],然而该方法不能充分利用直流电压,需要对电容电压进行平衡控制,同时为将直流电压纹波限制在工程容许范围内,需要选取体积大、质量大的中间直流电容器。另一种方法^[2]是在三相三线逆变器的输出端接 Δ/Y 变压器,该方法只能减小负载的零序电流对逆变器输出电压的影响,且所需变压器体积大、成本高,容量也随负载不平衡程度的增加而增加。三相四线逆变器具备零序电流通道,在系统包含不平衡负载或非线性负载时,可以输出三相对称电压^[3-5],可避免文献[1-2]方法的缺陷,是一种更为合理的解决方案。

三相四线逆变器的主电路确定后,其输出性能取决于调制方法^[6]和控制器的设计。围绕三相四线逆变器的控制问题,相关研究人员做了大量工作。文献[7]提出了基于极点配置的PID控制方法;文献[8-10]提出了开关点预置最优正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)控制方案及特定谐波消去法;文献[11-13]提出了基于同步旋转坐标系下正序、负序和零序分解解耦控制方法;文献[14-15]

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(2009AA05Z209); 国家自然科学基金项目(60674065, 60804014)。

The National High Technology Research and Development of China 863 Program(2009AA05Z209); Project Supported National Natural Science Foundation of China (60674065, 60804014).

提出了静止三相坐标系下比例谐振滤波器的控制方案。这些方法在一定程度上解决了三相四线逆变器的控制问题,但存在逆变器输出电压高次谐波抑制能力有限,且控制系统计算量大等不足。

鉴于上述问题,本文提出基于改进重复控制器(modified repetitive controller, MRC)的三相四线逆变器设计方法。该方法不需要建立精确的负载模型,算法简单易于实现,并可以有效降低逆变器输出电压中高次谐波含量。通过重复控制器的稳定性分析,归纳出基于重复控制器的逆变器优化设计目标;为解决重复控制器的稳定性和控制性能之间的矛盾,提出重复控制器的改进设计方法,即在重复控制器的补偿环节增加一个自由度,根据鲁棒控制思想,建立了优化鲁棒零相位滤波器。在此基础上设计出基于状态反馈控制与改进重复控制的三相四线逆变器控制器。理论分析和试验结果表明,基于MRC的三相四线逆变器兼具稳定性好、控制性能优良的特点。

1 三相四线逆变器建模

三相四线逆变器的拓扑结构如图1所示。图1中, U_g 为直流电源,电感 L 和电容 C 构成逆变器的输出滤波器, L_n 为三相四线逆变器 n 相输出电感,电阻 R 为系统等效负载, u_{ca} 、 u_{cb} 和 u_{cc} 为逆变器输出电压,即输出滤波器的电容电压, i_a 、 i_b 、 i_c 为逆变器输出滤波器的电感电流, i_n 为流过逆变器 n 相电感 L_n 的电流。

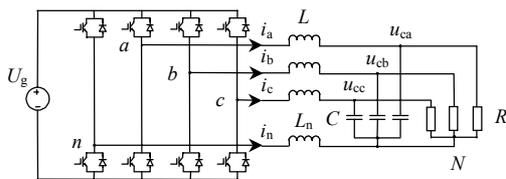


图1 三相四线电压源逆变器拓扑

Fig. 1 Three-phase four-leg voltage source inverter topology

基于开关周期平均法对三相四线逆变器进行建模,以电容电压矢量 $\mathbf{u}_c=(u_{ca}, u_{cb}, u_{cc})$ 和电感电流矢量 $\mathbf{i}=(i_a, i_b, i_c)$ 为状态变量,则三相四线逆变器的模型描述为

$$C(\frac{d\mathbf{u}_c}{dt}) = \mathbf{i} - \mathbf{i}_l \tag{1}$$

$$L \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_c - L_n \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} \tag{2}$$

式中: \mathbf{u} 为逆变器桥臂电压矢量,且 $\mathbf{u}=(u_a, u_b, u_c)$; $\mathbf{i}=(i_a, i_b, i_c)$ 为负载电流矢量; \mathbf{i}_n 为逆变器 n 相输出电流。

将式(1)和(2)分解到 α - β -0 坐标系下,可得微分

方程:

$$C \frac{du_{cm}}{dt} = i_m - i_{lm}, m = \alpha, \beta \tag{3}$$

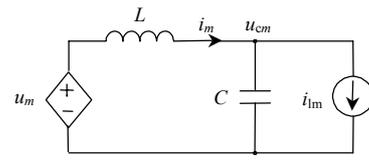
$$L \frac{di_m}{dt} = u_m - u_{cm}, m = \alpha, \beta \tag{4}$$

$$C \frac{du_{c0}}{dt} = -i_N - i_{l0} \tag{5}$$

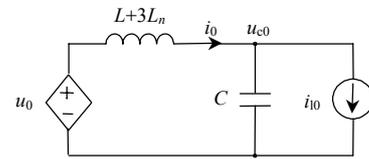
$$(L + 3L_N) \frac{di_N}{dt} = u_0 - u_{c0} \tag{6}$$

式中: $u_{c\alpha}$ 、 $u_{c\beta}$ 、 u_{c0} 为电容电压矢量 \mathbf{u}_c 在 α - β -0 坐标系下的各分量; u_α 、 u_β 、 u_0 为逆变器桥臂电压矢量 \mathbf{u} 在 α - β -0 坐标系下的各分量; i_α 、 i_β 、 i_0 为电感电流矢量 \mathbf{i} 在 α - β -0 坐标系下的各分量; $i_{l\alpha}$ 、 $i_{l\beta}$ 、 i_{l0} 为负载电流矢量 \mathbf{i}_l 在 α - β -0 坐标系下的各分量。

由式(3)~(6)确定的系统等效电路模型如图2所示。图2中,负载电流分量 $i_{l\alpha}$ 、 $i_{l\beta}$ 和 i_{l0} 不局限于图1所示的阻性负载,而代表广义负载在 α - β -0 坐标系下的电流分量。



(a) α - β 分量等效电路



(b) 零序分量等效电路

图2 三相四线逆变器在 α - β -0 坐标系下的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of three-phase four leg inverter in α - β -0 coordinate

逆变器的控制方案由控制目标和负载性质确定。本文以不间断电源(uninterrupted power system, UPS)为研究对象,在UPS的应用中,输出电压质量是衡量其性能的重要指标。按照负载特点可将UPS的负载划分为3类:第1类为对称线性负载,此时逆变器输出电压不存在负序和零序分量,三相三线逆变器即可满足输出电压性能指标,同步旋转坐标系下的PI控制器或静止坐标系下的比例谐振控制器(proportional resonant, PR)均能取得良好的控制效果;第2类为三相线性不对称负载,此时逆变器输出电压存在负序和零序分量,控制复杂度将倍增;第3类为二极管整流电路、相控整流等非线性周期性负载,这种情况下逆变器的控制难度最大,如果将系统投影到各次同步旋转坐标系下,控制策

略的计算非常复杂，即便采用多比例谐振控制器，控制器设计的规模仍然非常庞大。在带第 3 类负载的情况下，三相四线 UPS 的控制目标为跟踪固定周期的参考电压并抑制固定周期的扰动，即要求 UPS 输出三相对称的周期性工频电压，并抑制以工频为基波的谐波扰动(非线性周期性负载扰动)。此时，重复控制将是此类 UPS 最有效的控制策略。

2 MRC 的设计

2.1 重复控制原理

自动控制的基本目标是在包含未知或不可测扰动的情况下，要求控制输出变量能够无稳态误差地调节到参考信号或跟踪参考轨迹。具备该性质的控制系统称为伺服控制系统^[6]。内模原理在伺服控制系统设计中起着重要作用。内模原理是指如果参考信号的“模”被包含在“稳定的”闭环系统中，则被控系统输出变量可无稳态误差的跟踪参考信号。

基于内模原理，如果设计一个包含时滞且具有适当初始值的自由环节，则该环节能产生相应频率的周期信号。若将该环节嵌入闭环控制系统中，则控制系统具有跟踪外部参考周期信号或抑制周期性扰动信号的能力，这种控制方法即重复控制^[17]。基于重复控制器的闭环系统如图 3 所示，其中 $R(z)$ 为输入参考信号， $Y(z)$ 为输出信号， $D(z)$ 为周期性扰动信号， $G(z)$ 为控制对象。图 3 中虚线部分为重复控制器，其中， $Q(z)$ 通常为略小于 1 的常数或低通滤波器， k_x 为正常数， $G_x(z)$ 为针对控制对象 $G(z)$ 设计的补偿环节。

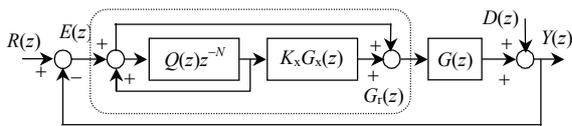


图 3 重复控制器结构

Fig. 3 Structure of repetitive controller

设参考信号 $R(z)$ 的周期为 T ，离散系统的采样周期为 T_s ，且 $NT_s=T$ ， N 为整数。根据图 3，误差信号 $E(z)$ 为

$$E(z) = \frac{1}{1 + G_r(z)G(z)} [R(z) + D(z)] \quad (7)$$

式中 $G_r(z)$ 为重复控制传递函数，且

$$G_r(z) = 1 + \frac{Q(z)z^{-N}k_x G_x(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (8)$$

令误差传递函数 $G_e(z)$ 为

$$G_e(z) = \frac{1}{1 + G_r(z)G(z)} \quad (9)$$

则可以根据 $G_e(z)$ 讨论闭环系统的稳定性。

根据式(9)可得

$$G_e(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{[1 + G(z)]\{1 - Q(z)z^{-N}[1 - k_x G_x(z)G_p(z)]\}} \quad (10)$$

式中 $G_p(z)$ 为未插入重复控制器时的补灵敏度函数，且

$$G_p(z) = G(z)/[1 + G(z)] \quad (11)$$

若 $G_p(z)$ 是稳定的，由小增益定理可知^[18]， $G_e(z)$ 稳定的充分条件是

$$\|Q(z)[1 - k_x G_x(z)G_p(z)]\|_\infty < 1, z = e^{j\omega T_s}, \omega \in [0, \pi/T_s] \quad (12)$$

若 $Q(z)=1$ ，当 $\omega=2k\pi$ 且 $k \in [0, N/2]$ 时，即周期参考或扰动信号频率的整数倍，并满足式(12)，那么 $G_e(z)=0$ ，则系统能无稳态误差的跟踪或抑制扰动。而事实上，若系统为严格正则，式(12)无法满足。由式(12)可知，设计适当的 $Q(z)$ ，并使 $\|Q(z)\| < 1$ ，可提高系统的稳定裕度，但导致 $G_e(z)$ 无法精确等于零，从而损失了一定的控制精度，故 $Q(z)$ 的设计应该是控制器的稳定性和稳态控制性能的折中。

令

$$H(z) = k_x G_x(z)G_p(z) \quad (13)$$

当周期性参考或扰动信号的角频率 ω 为 $2k\pi/T$ ，且 $k \in [0, N/2]$ 时，将 $z = e^{j\omega T_s} = e^{j2k\pi/N}$ 代入式(13)和式(10)，可推导出 $G_e(z)$ 的模为

$$|G_e(z)| = |G_e(e^{j\frac{2k\pi}{N}})| = \left| \frac{1 - Q(z)}{1 + G(z)} \right| \left| \frac{1}{1 - Q(z)(1 - H(z))} \right| \quad (14)$$

根据以上分析，重复控制器的稳定性和稳态控制性能之间存在矛盾，因此控制器的设计可以归纳为一个优化问题，优化的控制目标是：在满足稳定性条件式(12)的前提下，尽可能实现参考或扰动信号的跟踪误差 J 最小化，即

$$J = \sum_{k \in S} W_k |G_e(z)| \quad (15)$$

式中： S 为谐波次数集合； W_k 为权系数，可根据实际情况选取。

2.2 优化鲁棒零相位滤波器

理想地，若能使得 $H(z)=1$ ，显然可以满足系统稳定性的要求。同时，若 $Q(z)=1$ ，则系统稳态性能达到最优，但事实上很难做到。由于实际对象存在参数误差、高频未建模误差，很难准确获取 $G_p(z)$ ，需设计适当的低通滤波器 $Q(z)$ 以及合适的 k_x 才能使系统稳定。为提高系统的跟踪性能，文献[19]提出了零相位误差跟踪方法，对于最小相位系统，选取 $G_x(z) = G_{po}^{-1}(z)$ ，其中 $G_{po}^{-1}(z)$ 为原系统名义补灵敏度

函数。理论上, 如果 $G_{po}^{-1}(z) = G_p^{-1}(z)$, 那么 $0 < k_x < 2$ 系统稳定, 且 $k_x=1$ 时误差收敛最快。由于 $Q(z)$ 对系统的性能影响很大, 为解决 $Q(z)$ 设计过程中控制器稳定性和控制性能之间的矛盾, 在 $G_x(z)$ 设计中引入另一个自由度, 即增加一个低通滤波器 $G_f(z)$, 使

$$G_x(z) = G_{po}^{-1}(z)G_f(z) \quad (16)$$

$G_f(z)$ 设计思想就是在高频段让 $H(z)$ 迅速衰减至原点小邻域内, 这种思想和鲁棒控制器设计思想相同(即在高频段迫使补灵敏度函数较小)。这时, $Q(z)$ 的选择自由度较大, 可以实现更好的控制性能。

若 $G_f(z)$ 选择为普通的一阶或二阶低通滤波器, 滤波器引入的相位滞后, 系统稳定性变差。为提高系统稳定性, 将 $G_f(z)$ 设计成零相位滤波器, 零相位滤波器的结构为

$$G_f(z) = \frac{\sum_{i=-D}^0 a_i z^i + \sum_{i=1}^D b_i z^i}{\sum_{i=-D}^0 a_i + \sum_{i=1}^D b_i} \quad (17)$$

式中: a_i 和 b_i 为零相位滤波器系数, 且 $a_i = b_{-i}$; 零相位滤波器的阶数为 $2D+1$ 。

重复控制器中 $Q(z)$ 选择为略小于 1 的常数 δ , 零相位滤波器 $G_f(z)$ 的设计目标为

$$\text{Min } J_T = J + wD, \quad \omega \in [0, \omega_0] \quad (18)$$

式中 w 为权系数。为避免零相位滤波器的结构过于复杂, 将 D 也进行优化设计。 ω_0 可根据实际情况取值。这样构建出以误差衰减速率和滤波器的设计复杂度为优化目标的零相位滤波器优化方案。

令

$$G_{po}^{-1}(z) = G_p^{-1}(z)[1 + W(z)\Delta(z)] \quad (19)$$

式中: $W(z)$ 为未建模误差幅值; $\Delta(z)$ 为单位误差矢量。

为保证系统的稳定性, 该优化问题还需满足式(12), 将式(19)代入式(12)得

$$\|1 - k_x G_f(z)(1 + W(z)\Delta(z))\| \leq \frac{1}{\delta} \quad (20)$$

即约束条件为

$$|G_f(z)| \leq \frac{1 + 1/\delta}{1 + |W(z)|} \quad (21)$$

该优化问题可应用智能优化算法, 如微粒群优化得以解决^[20]。

2.3 Q(z)的设计

$Q(z)$ 的设计影响着系统的稳定性和控制性能, 且稳定性和控制性能之间存在矛盾。在 MRC 中,

自由度 $G_f(z)$ 的增加提高了系统的稳定性, 并增加了 $Q(z)$ 的选择余地。

常见的 $Q(z)$ 选择方案有: 1) 选取为略小于 1 的常数; 2) 选择优化的低通滤波器。

方案一在较宽的范围内有很好的控制性能, 但鲁棒性稍差, $G_f(z)$ 设计复杂; 方案二中低通滤波器的设计稍复杂, 但滤波器的带宽、衰减速度等参数要求不高, 且为保证在高频带处衰减因子仍旧合理, 在接近乃奎斯特频率附近无须衰减至零。可见, 方案二更具可行性。图 4 给出了不同 $Q(z)$ 选取方案对应的系统性能对比情况, 其中实线代表 $Q(z)$ 选择常数的情况, 虚线表示 $Q(z) = (0.5z + 3 + 0.5z^{-1})/4$ 的情况。图 4(a) 表示无 $G_f(z)$ 时 $Q(z)[1-H(z)]$ 的频率响应, 图 4(b) 表示有 $G_f(z)$ 时 $Q(z)[1-H(z)]$ 的频率响应, 图 4(c) 表示无 $G_f(z)$ 时 $G_e(z)$ 的频率响应, 图 4(d) 表示有 $G_f(z)$ 时 $G_e(z)$ 的频率响应, 其中 $G_e(z)$ 也代表扰动衰减因子。

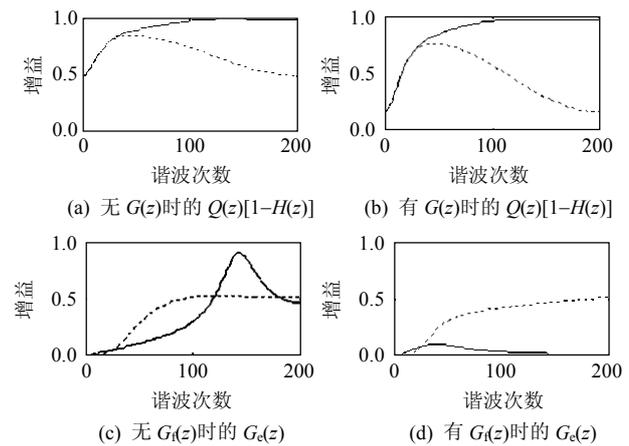


图 4 频率响应图

Fig. 4 Frequency response

图 4 表明, 设计包含 $G_f(z)$ 且 $Q(z)$ 选择方案二时, 系统的稳定域最大, 同时控制性能也可满足要求。

2.4 MRC 设计总结

MRC 的设计关键点包括: 1) 采用适当的反馈控制使得系统稳定, 并保证适当的闭环带宽以及合适的系统阻尼系数。因为, 过低的带宽导致系统响应缓慢, 过高的带宽不利于重复控制器的设计; 较小的阻尼系数也不利于重复控制器的稳定, 容易导致谐振, 且 k_x 的选择余地也很小。2) 根据工程实际情况选零相位滤波器 $G_f(z)$ 和 $Q(z)$ 的带宽, 虽然零相位滤波器是非因果滤波器, 但由于重复控制中具有较大的延时环节, 不存在可实现性的问题。最后, 通过仿真实验选取一组权衡稳定域和控制性能的参数值。

3 三相四线逆变器的 MRC 设计

三相四线逆变器在 $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ 坐标系的模型是解耦的，且

$$u_{cm}(s) = \frac{u_m}{LCs^2 + 1} - \frac{Lsi_{lm}}{LCs^2 + 1}, m = \alpha, \beta \quad (22)$$

分析式(18)可知，采用状态反馈控制器(或采用比例微分控制器)可以消除谐振、提高系统稳定性和响应速度^[21]。因此，三相四线逆变器的控制系统由状态反馈控制和重复控制共同实现，控制系统结构如图 5 所示。图 5 中，状态反馈控制器用来抑制负载电流中非周期成分的扰动，通过状态反馈控制器改善系统的阻尼，并保证系统具有合适的闭环带宽，反馈系数 k_1 、 k_2 通过极点配置确定；重复控制器用来消除周期性扰动导致的稳态误差。

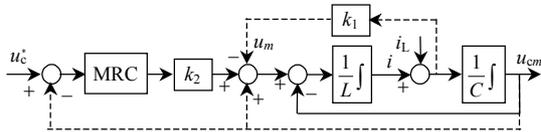


图 5 三相四线逆变器控制系统框图

Fig. 5 Diagram of controller for three-phase four-leg voltage source inverter

本文采用电容电流、电容电压反馈法，基于状态反馈控制器的系统闭环传递函数为

$$\frac{u_{cm}}{u_{cm}^*} = \frac{k_2}{LCs^2 + k_1Cs + k_2} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\eta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (23)$$

选取闭环系统的期望带宽和阻尼比，就可以确定相应的反馈系数 k_1 、 k_2 。本文设计的三相四线逆变器系统参数如表 1 所示，相应的 k_1 、 k_2 取值为 $k_1 = 2\eta/\sqrt{C/(Lk_2)}$ ， $k_2 = LC\omega_n^2$ 。

根据第 3 节给出的重复控制器优化设计方法，重复控制器的补偿参数和结构分别为 $k_x=0.6$ ，且

$$G_{po}^{-1}(z) = 10.3(z^2 - 1.4z + 0.5)/(z + 0.8) \quad (24)$$

$$Q(z) = (0.5z + 3 + 0.5z^{-1})/4 \quad (25)$$

$$G_f(z) = (30.5z^3 + 18.0z^2 + 5.6z + 25.8 + 5.6z^{-1} + 18.0z^{-2} + 30.5z^{-3})/134 \quad (26)$$

表 1 三相四线逆变器系统参数

Tab. 1 Parameters of three-phase four-leg voltage source inverter

| 参数 | 取值 |
|---------------------------------|-------|
| 输出滤波器电抗器 $C/\mu\text{F}$ | 100 |
| 输出滤波器电抗器 L/mH | 0.5 |
| 阻尼比 η | 0.8 |
| 自然角频率 $\omega_n/(\text{rad/s})$ | 5 000 |
| 控制时间 $T_c/\mu\text{s}$ | 100 |
| 计算时间 $T_{cal}/\mu\text{s}$ | 32 |

在 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下，基于 MRC 的三相四线逆变器误差传递函数 $G_e(z)$ 的频率特性如图 6 所示。由于中性线电感的引入模型稍有不同，若无中性线电感情况也和 $\alpha\text{-}\beta$ 分量一样，故文中不再详细探讨。

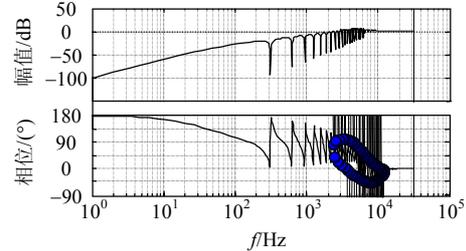


图 6 $G_e(z)$ 的频率特性

Fig.6 Frequency response of $G_e(z)$

4 实验结果

为了验证控制方案的正确性与有效性，在三相四线逆变器样机上进行了试验。控制平台采用 TI 的定点 DSP 芯片 TMS320F2812 和 Altera 的 CPLD 芯片 EPM1270。DSP 负责采样以及数字控制，CPLD 则完成载波调制和驱动保护等逻辑功能。实验中的逆变器和负载参数如下：直流母线电压为 120 V，输出参考电压设定为峰值 50 V、频率 50 Hz；A 相和 C 相负载为功率电阻，阻值为 20 Ω ，B 相负载为单相整流桥，整流桥的负载也为 20 Ω 电阻。调制方法采用载波调制法^[6]，其示意图如图 7 所示。

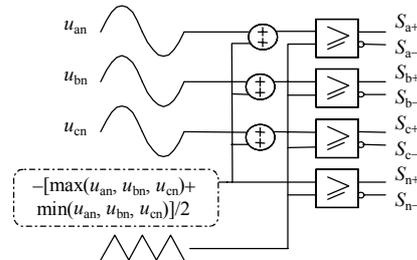


图 7 载波调制示意图

Fig.7 Diagram of carrier-based modulation

实验 1 中逆变器采用开环控制，图 8 为逆变器输出电压波形，显然，输出电压存在严重不平衡问题，由于滤波器的存在，必须施加适合的闭环控制才能维持系统输出平衡电压。

实验 2 中控制器采用 PR 控制，控制器传递函数为

$$G(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (27)$$

PR 控制器的实验结果如图 9 所示，三相输出电压基本跟踪参考信号，但无法抑制非线性负载的高次谐波，导致输出电压存在少量谐波。

实验3采用重复控制器,逆变器三相输出电压如图10所示,由于重复控制器在高次谐波域表现出高增益,输出电压控制效果优于实验1和2,图11为输出负载电流。

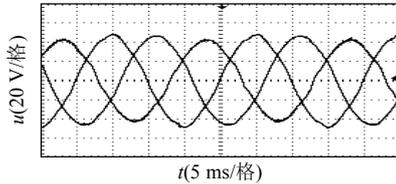


图8 开环控制时三相输出电压

Fig. 8 Three-phase output voltages under open loop control

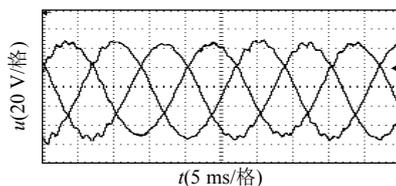


图9 采用PR控制器时三相输出电压

Fig. 9 Three-phase output voltages under PR controller

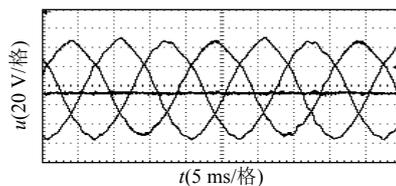


图10 采用MRC时三相输出电压

Fig. 10 Three-phase output voltages under MRC controller

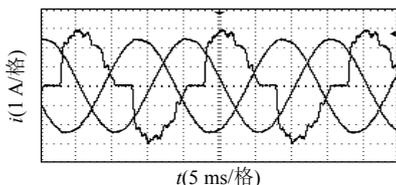


图11 三相负载电流

Fig. 11 Three-phase load currents

5 结论

为了有效抑制非线性负载对三相四线逆变器输出电压的扰动,本文提出了一种基于改进重复控制器的设计方案。该方案为均衡控制器的稳定性和控制性能间的矛盾,在补偿环节处设置低通滤波器,增加了设计自由度,降低设计难度。并将重复控制器设计问题转化为零相位滤波器的约束优化设计问题,借助简单优化算法即可设计出兼顾控制性能和鲁棒性的控制器。该重复控制器设计具有一般性,可为伺服、PWM整流和有源滤波等相关控制器设计提供参考。

参考文献

- [1] Zhang R, Prasad V H, Boroyevich D, et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(3): 314-326.
- [2] 孔雪娟, 王荆江. 基于内模原理的三相电压源型逆变电源的波形控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67-70.
Sun Xuejuan, Wang Jingjiang. The control scheme of three phase voltage-source inverter output waveform based on internal model theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70(in Chinese).
- [3] Zhang Fanghua, Yan Yangguang. Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1862-1869.
- [4] Li Yunwei, Vilathgamuwa D M, Loh P C. Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1707-1719.
- [5] Vecchiu I, Curea O, Comblong H, et al. Digital control of a three-phase four-leg inverter under unbalanced voltage conditions[C]. European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2007.
- [6] 孙尧, 粟梅, 夏立勋. 基于马尔可夫链的双级四脚矩阵变换器随机载波调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 8-14.
Sun Yao, Su Mei, Xia Lixun. Chain randomized carried modulation strategy for four-leg matrix converter based on optimal Markov[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 8-14(in Chinese).
- [7] 王正仕, 林金燕, 陈辉明, 等. 不平衡非线性负载下分布式供电逆变器的控制[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(1): 48-60.
Wang Zhengshi, Lin Jinyan, Chen Huiming, et al. Control of distributed power inverter with unbalanced and nonlinear loads [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(1): 48-60(in Chinese).
- [8] 官二勇, 宋平岗, 叶满园. 基于三次谐波注入法的三相四桥臂逆变电源[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 43-46.
Guan Eryong, Song Pinggang, Ye Manyuan. Three-phase inverter with four bridge legs based on three harmonic injection method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 43-46 (in Chinese).
- [9] 王慧贞, 丁勇, 张方华, 等. 开关点预置的四桥臂三相逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 73-76.
Wang Huizhen, Ding Yong, Zhang Fanghua, et al. Four-leg three-phase inverter based on switching-node preset[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(3): 73-76(in Chinese).
- [10] 张方华, 丁勇, 王慧贞, 等. 四桥臂三相逆变器的特定谐波消除控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 82-87.
Zhang Fanghua, Ding Yong, Wang Huizhen, et al. The SHE control strategy on three-phase four-leg inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(7): 82-87(in Chinese).
- [11] 孙驰, 鲁军勇, 马伟明. 一种新的三相四桥臂逆变器控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 57-63.
Sun Chi, Lu Junyong, Ma Weiming. A novel control method for three-phase four-leg Inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 57-63 (in Chinese).
- [12] 吴睿, 谢少军. 基于 abc 坐标系空间矢量控制的三相四桥臂电压源型逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 47-52.

- Wu Rui, Xie Shaojun. Research on the four-leg voltage source inverters based on space vector modulation in abc coordinates [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 47-52 (in Chinese).
- [13] Ryan M J, De Doncker R W, Lorenz R D. Decoupled control of a four-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5): 694-701.
- [14] 涂春鸣, 罗安, 汤赐, 等. 注入式混合型有源电力滤波器的控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 52-58.
Ty Chunming, Luo An, Tang Ci, et al. Control of injection type hybrid active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 52-58 (in Chinese).
- [15] Hava A M, Demirkutlu E. Output voltage control of a four-leg inverter based three-phase UPS utilizing stationary frame resonant filter banks[C]. IEEE International Electric Machine and Drives Conference, Antalya, Turkey, 2007.
- [16] 卢志刚. 数字伺服控制系统与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 1-9.
Lu Zhigang. Control and design for digital servo systems [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2007: 1-9 (in Chinese).
- [17] Cerrada A G, Ardila O P, Battle V F, et al. Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 237-246.
- [18] Zames G. On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1966, 11(1): 228-238.
- [19] Zhou Keliang, Wang Danwei. Unified robust zero-error tracking control of CVCF PWM converters[J]. IEEE Transactions on Circuits System I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(4): 492-501.
- [20] Kennedy J, Eberhart R. Particle swarm optimization[C]. IEEE International Conference on Neural Networks, Piscataway, 1995.
- [21] 刘新民, 邹旭东, 康勇, 等. 带状态观测器的逆变器增广状态反馈控制和重复控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 91-95.
Liu Xinmin, Zou Xudong, Kang Yong, et al. An inverter based on state-feedback integral control and repetitive control technology with state observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(1): 91-95(in Chinese).



粟梅

收稿日期: 2010-06-24。

作者简介:

粟梅(1967—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 从事电力系统自动化、电力电子及电力传动方面的研究, sumeicsu@yahoo.com.cn;

桂卫华(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 从事复杂工业过程建模与优化控制等研究。

(责任编辑 吕鲜艳)