

基于改进重复控制的三相四桥臂逆变器研究

在将三相四桥臂逆变器解耦成3个单相逆变器的基础上,提出了一种状态反馈与重复控制相结合的控制策略。首先,对每个单相逆变器建立状态空间模型,进行全维观测器以及极点配置环节设计。然后,对整个系统进行重复控制策略的设计并进行参数的选择。构成以状态反馈控制为内环,重复控制为外环的双环控制。仿真结果表明:在平衡负载、不平衡负载或者非线性负载等多种情况下,逆变器都能够输出良好的电压波形,整个系统具有很好的鲁棒性和动态特性。

路 颜 高锋阳 张红生/兰州交通大学自动化与电气工程学院



路 颜/硕士研究生

三相四桥臂逆变器为不平衡负载或者非线性负载供电。与带分裂电容的三相四线逆变器、组合式三相四线逆变器和工频变压器隔离的三相四线逆变器等拓扑结构相比,三相四桥臂逆变器具有电路形式简单、质量小、体积小以及电压利用率高等优点^[1]。三相四桥臂逆变器输出电能质量主要取决于调制方法和控制器的设计^[2]。文献[3-5]采用三维空间PWM调制方法,该方法电压利用率高,开关频率较低,但是计算十分复杂。文献[6-8]采用特定谐波注入法,在一定程度上提高了电压利用率,但是,它更倾向于在电动机驱动方面的应用,不太适合于不间断电源等逆变电源的控制。文献[9]采用中性点控制的方法,控制相对简单,但是电压利用率比较低。文献[10]采用基于电流滞环的双环控制策略,此方法动态响应快,输出特性较好,但是开关频率不稳定,对滞环宽度要求较高。文献[11]采用基于正序、负序和零序分量的双环控制,它的控制方法简单,但是电压利用率低。以上方法均用到PI

调节器,但是PI控制无法实现无静差控制,尤其是当负载为不平衡负载或非线性负载时效果更差。针对以上问题,尝试将重复控制与状态反馈控制相结合,应用到三相四桥臂逆变器的控制中,以期得到稳定的三相正弦输出电压,使系统具有良好的鲁棒性和动态特性。

三相四桥臂逆变器等效电路

三相四桥臂逆变器的拓扑结构如图1所示。 U_d 为直流母线电压,为了解耦方便,表示为两个 $U_d/2$ 的形式。 L_A 、 L_B 和 L_C 为滤波电感, L_N 为中线电感,使负载的中性点与逆变器输出的中性点相互连接,目的是减少中性电流的纹波效应。 C 为滤波电容。 R_A 、 R_B 和 R_C 为等效阻抗,三相负载可以是平衡负载、不平衡负载、线性负载或者非线性负载等形式。

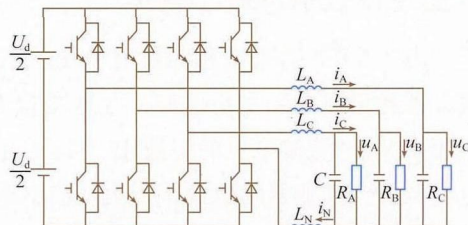


图1 三相四桥臂逆变器拓扑结构图

图2为三相四桥臂逆变器的等效电路

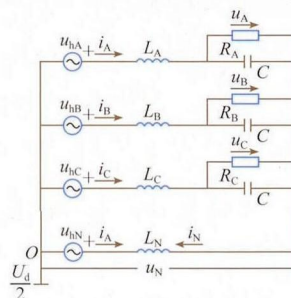


图2 三相四桥臂逆变器等效电路

关键词/Keywords

三相四桥臂逆变器 ·
状态反馈控制 ·
重复控制 ·
极点配置 ·
全维观测器 ·

路,以直流电源电压的一半作为参考电压,将逆变器三相输出和零线相输出等效为4个电压源,分别为 u_{hA} 、 u_{hB} 、 u_{hC} 和 u_{hN} 。

参考文献[12]可知解耦后的等效电路图如图3所示, k_p 为控制系数,取 $k_p=1\sim 3$ 。

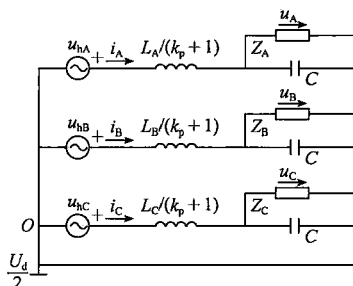


图3 解耦后的等效电路图

本文的设计思路为在将三相四桥臂逆变器等效为3个单相逆变器的基础上,根据内模原理,对其进行重复控制设计,由于重复控制不需要准确的数学模型,而且具有较强的鲁棒性,可以对非线性负载引起的谐波进行有效滤除。同时在重复控制的基础上引入状态反馈控制,构成双环控制,有效减少动态误差,获得高度正弦的输出波形。

状态反馈控制的数学模型

由图3可以看出三相四桥臂逆变器已经完全解耦,因此可以分别进行控制。令逆变器电容 C 上的电压 u 和流过滤波电感的电流 i 作为状态变量,选择三相四桥臂逆变器的电源输出电压 u_h 和通过各相负载的负载电流 i 作为系统输入,将线性阻尼损耗等效为 r ,包括电感损耗、阻抗损耗、死区效应、开关开通和关断的总损耗等。建立逆变器在负载情况下的状态空间模型—^[20]

$$\begin{cases} \dot{x}(kt) = A_1 x(kt) + B_1 u(kt) \\ y(kt) = C_1 x(kt) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $C_1=[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]$ 。

$$x = \begin{bmatrix} i_A & u_A & i_B & u_B & i_C & u_C \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{hA} & i_{tA} & u_{hB} & i_{tB} & u_{hC} & i_{tC} \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{(k_p+1)r}{L_A} & -\frac{k_p+1}{L_A} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{(k_p+1)r}{L_A} & -\frac{k_p+1}{L_A} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{(k_p+1)r}{L_A} & -\frac{k_p+1}{L_A} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{k_p+1}{L_A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_p+1}{L_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_p+1}{L_C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{pmatrix} \quad (5)$$

通过计算可知,状态空间模型一可以进行观测。在任意负载的情况下,将其设计为一个全阶状态观测器。

但是由于负载电流不可以立即测量,所以不适合状态反馈极点的配置。用流过滤波电容的电流 i_C 代替流过滤波电感的电流 i ,可以进行实时控制。假设逆变器处在故障时候,建立空载状态空间模型二^[20]

$$\begin{cases} \dot{x}(kt) = A_2 x(kt) + B_2 u(kt) \\ y(kt) = C_2 x(kt) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $A_1=A_2$, $C_1=C_2$ 。

$$x = \begin{bmatrix} i_{CA} & u_A & i_{CB} & u_B & i_{CC} & u_C \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{k_p+1}{L_A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{k_p+1}{L_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_p+1}{L_C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

为了满足数字控制的要求,上面所述的两种状态空间模型均可通过零阶保持器进行离散化,离散化后的表达式为

$$\begin{cases} x[(k+1)t] = Ax(kt) + Bu(kt) \\ y(kt) = Cx(kt) \end{cases} \quad (9)$$

引入一个状态反馈增益矩阵 K ,令

$$u(kt) = u_r(kt) - Kx(kt) \quad (10)$$

式中, $u_r(kt)$ 为给定系统的参考电压。

将式(10)代入式(9)可得在空载情况下闭环系统离散化后的状态空间表达式为

$$\begin{cases} x[(k+1)t] = (A_2 - B_2K)x(kt) + B_2u_r(kt) \\ y(kt) = C_2x(kt) \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知状态模型一是完全可观可控的,为了减少控制算法执行时间对PWM脉宽的影响,可以对其设计全阶状态观测器。选择观测器增益矩阵 P ,由此可以得到预估状态观测值为

$$\hat{x}[(k+1)t] = (A_1 - PC_1)\hat{x}(kt) + B_1u(kt) + P\hat{y}(kt) \quad (12)$$

通过式(12)可以看出,相应的误差方程可以用下式表示

$$\hat{e}[(k+1)t] = (A_1 - PC_1)\hat{e}(kt) \quad (13)$$

结合式(11)、式(12)和式(13)可以得到整个系统状态反馈控制系统的结构框图如图4所示。

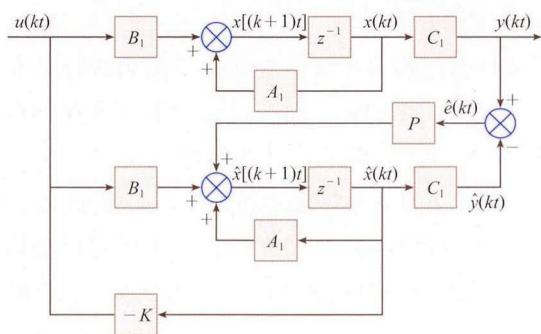


图4 状态反馈控制系统的结构框图

重复控制器的设计

根据内模原理可知,重复控制对死区影响以及其他周期性扰动具有很好的抑制作用,并且能够很好地消除跟踪误差,使系统尽可能地达到无稳态误差形式^[14-15]。重复控制具体结构框图如图5所示。整体结构采用“嵌入式”的方式。同时,对其进行超前相位补偿以减少重复控制带来的固有延迟时间。

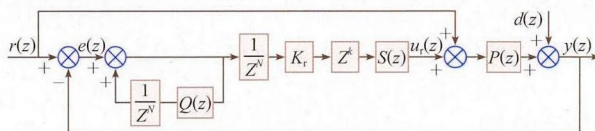


图5 重复控制系统结构框图

在图5中可以看到, $P(z)$ 是前面已经设计好的状态反馈控制系统。死区效应和其他周期性的扰动等在此处整体等效为扰动量 $d(z)$ 。 $1/Z^N$ 为周期延迟环节,与 $Q(z)$ 组合为正反馈延迟环节。由于重复控制中固有延迟环节的存在,会延迟整个重复控制系统的作用时间,为了改善这个情况,添加相位补偿环节 Z^* ,使整个系统提前 k 拍进行校正,尽可能地减少整个系统的作用时间。同时,为了提高系统的稳定性,减少稳态误差,加入重复控制增益,实质上就相当于一个比例环节 K_r 。 $S(z)$ 也是一个相位补偿环节, $r(z)$ 为输入参考电压, $y(z)$ 为实际输出电压, $e(z)$ 为参考电压与反馈电压的误差值。

重复控制器整体结构设计, $Q(z)$ 一般为一个低通滤波器^[16],也经常取小于1的常数^[17]。此处为了方便, $Q(z)$ 取常数0.95。 $S(z)$ 的主要作用是对输出电压的幅值进行补偿,使逆变器输出波形在中低频段尽可能地达到0增益0相移的效果,在高频段有足够宽的频带进行衰减。在此处将其设计为一个有限长单位冲击响应滤波器(Finite Impulse Response, FIR),基于凯塞窗的FIR滤波器频域特性和脉冲响应截图如图6和图7所示。

在此处, $N=200$,要求通带内必须要有严格的线性相位,综合考虑,用 z^{10} 进行补偿。重复控制器的增益 K_r 是为了保证系统在中频段和高频段的系

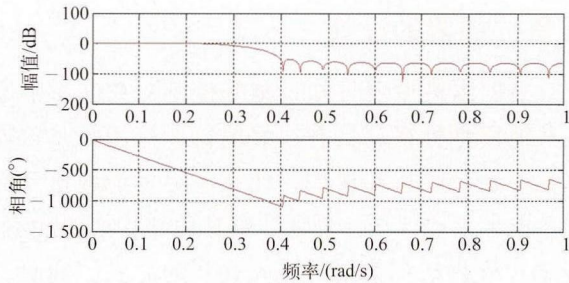


图6 滤波器频域特性

统稳定性，它的要求是在尽可能保持系统稳定性的前提下接近于1，在这里，令 $K_r=0.9$ 。

综合控制

图7为状态反馈与重复控制综合控制的结构框图。从图中可以看出，本文所设计的控制系统实质上相当于一个双环控制系统。重复控制系统作为外环控制系统，其对非线性负载具有良好的鲁棒性。但是由于周期采样时间 N 的存在，会出现一定的延迟，其响应速度与状态反馈相比，要慢得多。状态反馈控制作为整个控制系统的内环，其对线性系统能够进行很好的控制。当重复控制存在延时不工作时，状态反馈就可以保证对系统进行稳定控制。但是由于在极点配置之后，状态反馈对整个系统的稳态控制达不到特别理想的效果。因此，两者必须共同作用，相辅相成，令这个系统快速、准确地进行控制，使得输出电压尽量能够以幅值相等，相角相差 120° 的形式呈现。

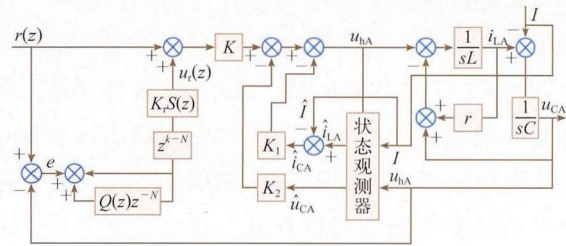


图7 控制系统总体框图

仿真实验验证及分析

为了验证上面所设计方案的有效性和正确性，本文采用Matlab软件中的Simulink模块对整个

三相四桥臂逆变器进行仿真分析。参数如下表所示，结果如图8~图16所示。通过计算，单相逆变器空载状态离散模型矩阵为

$$A = \begin{pmatrix} 0.8138 & -0.1530 \\ 0.9179 & 0.9209 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0.1530 \\ 0.0791 \end{pmatrix}$$

表 系统仿真参数

符号	参数	说明
u_d/V	500	直流母线电压
$L_A、L_B和L_C/mH$	1.8	相滤波电感
L_u/mH	40	零线滤波电感
$C/\mu F$	100	滤波电容
f_c/kHz	10	开关频率
f/Hz	50	输出电压频率
r/Ω	0.70	等效阻尼电阻

空载时本系统滤波器的截止频率为 4.083 rad/s ，因此选择希望的闭环截止频率为 5.000 rad/s ，比实际的频率稍微高一些。同时，选择希望的阻尼比值为 0.5 ，可知系统在 s 域的闭环期望极点为 $-2.500 \pm 4.330i$ ，相应 z 域的期望极点为 $0.7069 \pm 0.3268i$ 。此时的状态反馈增益矩阵为 $K=[0.2993 \quad -5.4551]$ 。为了使观测器快速的相应，选取观测器极点为 $0.1644 \pm 0.076i$ ，此时观测器的响应速度是系统响应速度的 4.3 倍。观测器增益矩阵为 $P=[1.4059 \quad -2.8603]$ ，则所设计的全阶状态观测器为

$$\begin{pmatrix} u_c[(k+1)t] \\ i_c[(k+1)t] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.7680 & 0.6816 \\ 0.8942 & 1.3524 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_c(kt) \\ i_c(kt) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.1530 \\ 0.0791 \end{pmatrix} u(kt) + \begin{pmatrix} 1.4059 \\ -2.8603 \end{pmatrix} y(kt)$$

结果分析如下：

1) 当三相四桥臂逆变器接平衡负载时，令 $R_A=R_B=R_C=20 \Omega$ 时，逆变器输出电压波形和电流波形如图8和图9所示。从仿真结果可以看出，在 $0 \sim 0.02 \text{ s}$ 之间，电压和电流均有一定的波动，但是经过很快的调整，在 0.02 s 之后电压和电流均进入稳定状态，均以相差 120° 的方式呈现，并且幅值相等，达到了很好的控制效果。它们的谐波畸变率（Total Harmonics Distortion, THD）也相对较

小, 分别为 $\text{THD(A)}=0.98\%$, $\text{THD(B)}=0.95\%$, $\text{THD(C)}=1.03\%$, 完全满足谐波畸变率小于5%的要求。从中性电流输出波形图10中可以看出, 通过第四桥臂的电流始终在0 A左右波动, 电流值相对来说比较小, 证明在无外界干扰的情况下控制效果最好。

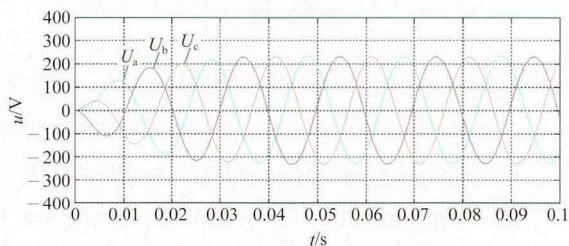


图8 逆变器带平衡负载时的三相电压波形

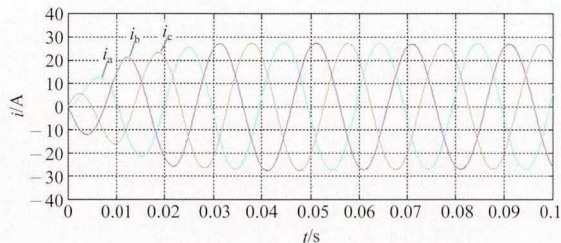


图9 逆变器带平衡负载时的三相电流波形

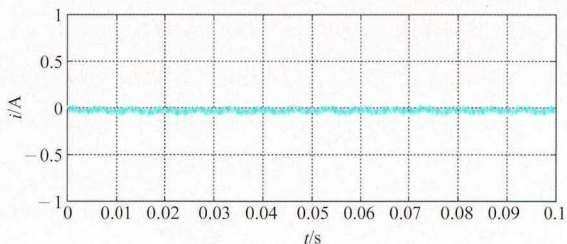


图10 逆变器带平衡负载时的中性电流波形

2) 当三相四桥臂逆变器接不平衡负载时, 令 $R_A=10\ \Omega$, $R_B=20\ \Omega$, $R_C=30\ \Omega$ 时, 逆变器的电压、电流输出波形如图11、图12所示。从图12可以看出, 由于负载的不同, 其电流幅值相差比较大。但是经过闭环控制系统的调整, 从图11看出, 三相输出电压幅值基本一致。与图9相比, 其调节时间由0.02 s增加到0.04 s, 即在0.04 s以后, 整个系统进入基本稳定状态。三相电压的总谐波畸变率分别为 $\text{THD(A)}=1.26\%$, $\text{THD(B)}=1.31\%$, $\text{THD(C)}=1.28\%$ 。其中性电流输出波形如图13所示, 可以看出, 此时的中性电流波动稍微增大,

但是它的幅值仍然在 $\pm 0.2\ \text{A}$ 之间波动, 相对于三相输出电流幅值而言, 相对比较小, 对整个系统的影响较小。可以看出, 当外界负载因出现干扰发生变化时, 电压仍能按照预期的目的输出, 具有一定的抗干扰性。

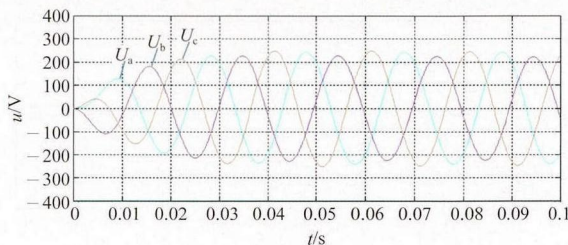


图11 逆变器带不平衡负载时的三相电压波形

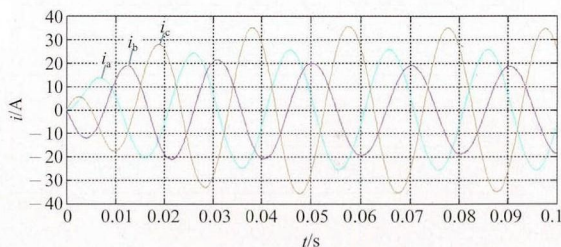


图12 逆变器带不平衡负载时的三相电流波形

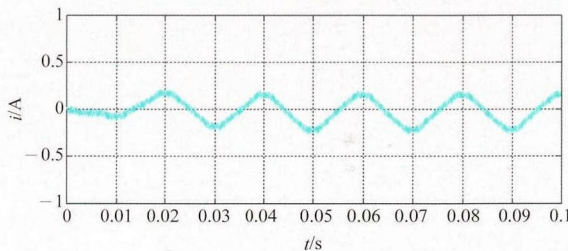


图13 逆变器带不平衡负载时的中性电流波形

3) 当三相四桥臂逆变器接非线性负载时, A相接二极管半波整流阻感负载, 令 $R_A=(10+j12)\ \Omega$, $R_B=20\ \Omega$, C相接 $R_C=40\ \Omega$ 时, 逆变器的电压、电流输出波形如图14和15所示。从图15可以看出, 由于接的是非线性负载, 在三种情况中电流幅值相差最大。经过闭环系统的控制, 从图14看出, 三相输出电压波形较为理想。三相电压的总谐波畸变率分别为 $\text{THD(A)}=2.13\%$, $\text{THD(B)}=1.43\%$, $\text{THD(C)}=1.38\%$ 。谐波畸变率相对于其他两种情况而言, 是最大的, 但是依然满足低于5%的要求。其中性电流输出波形如图16所示, 可以看出, 此时的中性电流波动最大, 它的幅值刚开

始不稳定,在0.05 s之后趋于稳定,在 ± 0.6 A之间波动,对整个系统的影响较大。说明接不平衡负载的系统是最难实现控制的,即它的干扰是最大的,但是三相电压仍然依次以幅值基本相等的形式输出,证明该系统的鲁棒性较强。

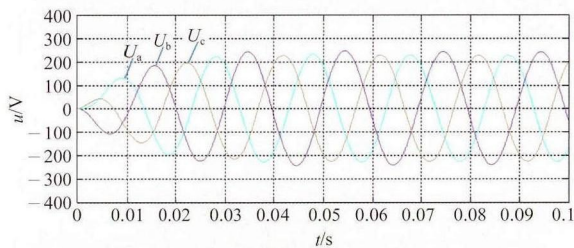


图14 逆变器带非线性负载时的三相电压波形

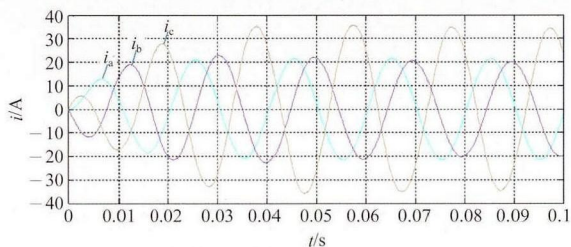


图15 逆变器带非线性负载时的三相电流波形

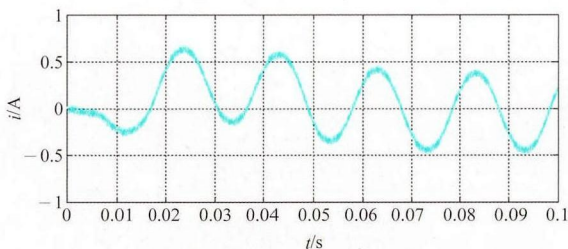


图16 逆变器带非线性负载时的中性电流波形

通过以上三种情况可以看出,随着负载的变化,三相输出电流的幅值也进行相应变化,三相输出电压通过状态反馈和重复控制的闭环控制之后,在经过短暂的调整之后,很快地达到了预期的效果。

结束语

本文在三相四桥臂逆变器解耦为3个单相逆变器的基础上进行设计,将重复控制策略引入三相四桥臂逆变器,结合状态空间反馈控制,构成双环控制,相辅相成,完成对整个系统的控制与实现,使其输出电压波形能够达到预期的效果。然

后在三相平衡负载、三相不平衡负载和非线性负载等多种情况下进行仿真验证。仿真结果表明:逆变器输出的电能质量高,谐波含量相对较小,抗干扰能力较强。所设计的状态反馈+重复控制双环控制策略,具有良好的有效性和可行性,整个系统具有很好的鲁棒性和动态特性。

参考文献

- [1] Dixon, Garcia, Moran. Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42 (6): 630-636.
- [2] 孙尧,栗梅,贾立勋.基于马尔可夫链的双极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.
- [3] 吴睿,谢少军.基于abc坐标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.
- [4] 王晓刚,谢运祥,帅定新,等.四桥臂逆变器的快速三维SVPWM算法[J].华南理工大学学报:自然科学版,2009,37(7):94-99.
- [5] 罗国永,曹怀志,曾明高.三维电压空间矢量控制在三相四桥臂逆变器中的应用[J].变流技术与电力牵引,2008(2):21-23.
- [6] Zhang F, Yan Y. Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (7): 1682-1689.
- [7] 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.
- [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.
- [9] 刘秀翀,张化光,陈宏志.四桥臂逆变器中第四桥臂控制策略[J].中国电机工程学报,2007,33(33):87-92.
- [10] 孙驰,张国安,魏光辉.一种新颖的三相四桥臂

- 逆变器电流调节方案研究[J]. 电机与控制学报, 2004, 8(2): 165-169.
- [11] 陈玲, 张兴, 杨淑英, 等. 带不平衡负载的三相四桥臂逆变器的研究[J]. 合肥工业大学学报: 自然科学版, 2009(4): 486-490.
- [12] 陈宏志, 刘秀翀. 四桥臂三相逆变器的解耦[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(19): 74-79.
- [13] 闫士杰, 冷冰, 杜衡. 基于 H_∞ 重复控制的三相四桥臂逆变器研究[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(9): 39-47.
- [14] 王斌, 王凤岩. 提高重复控制逆变电源的负载瞬态响应特性[J]. 电源技术应用, 2008, 13(2): 6-9.
- [15] 武健, 何娜, 徐殿国. 重复控制在并联有源滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(8): 2-6.
- [16] Tomizuka M, Kempf C. Design of discrete time repetitive controllers with applications to mechanical systems[C]. Tallinn: Proceedings of IFAC 11th Triennial World Congress, 1990: 243-248.
- [17] Tzou Yingyu, Ou Rongshyang, Jung Shihliang, et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1997, 12(4): 715-725.
- (收稿日期: 2015-04-05) **EA**

(上接第43页)

近年来变频调速节能控制技术已经在高层建筑垂直载客群控电梯系统中得到广泛应用, 但电梯运行过程中难免会存在“重载下行”和“轻载上行”的特殊工况, 此时电梯会产生一定量再生电能。如果采用能量回馈技术将这部分再生电能回馈到电梯供电电网系统中, 将极大地减少电能浪费。

4. 供电线路的节能设计

(1) 合理选用导线类型并增加线缆的截面积

电导率较小的新型材质导线具有较好的技术经济性, 在实际工程中要根据建筑和负荷特点进行选择, 一般负荷量较大的一类、二类建筑适合采用铜导线, 其他负荷量较小的建筑适合采用铝芯导线。此外高层建筑电气设计时, 在满足线路基本载流量、电压降、动热稳定及保护配合需求等功能的前提下, 可以根据需求来选择大一级的线缆截面积。

(2) 其他措施

减少输电线路的长度, 将变配电所设置在靠近负荷中心位置, 并且变配电所的低压配电室要尽量靠近建筑物强电竖井部位; 如果电气设备离供电点较远且无功功率需求较大, 应该就地安装无功补偿装置。

结束语

随着科学技术的不断发展, 越来越多的节能技术方案被应用到高层建筑电气系统设计中, 这对于降低高层建筑的能耗, 促进我国可持续发展社会的构建是十分有利的。本文在分析高层建筑电气系统节能现状的基础上, 从变压器的合理选择、照明设备的合理布置、电梯拖拽系统及供电线路的节能设计等几个方面着手, 就高层建筑电气系统的节能技术方案进行了阐述, 以期能够为我国高层建筑电气节能的节能设计提供可行性建议。

参考文献

- [1] 黄海燕. 高层楼宇建筑电气节能技术[J]. 城市建筑, 2013(7).
- [2] 吴雁波. 高层建筑的电气安全和电气节能[J]. 电力安全技术, 2013, 15(8).
- [3] 李蔚. 在建筑电气设计中的节能技术措施[J]. 电气应用, 2007, 2(10).
- [4] 林毅宏. 智能楼宇建筑电气节能现状及节能设计研究[J]. 自动化与仪器仪表, 2011(5).

(收稿日期: 2015-02-10) **EA**