

[文章编号] 1003—4684(2020)05-0041-05

直流能馈型交流 PEL 的仿真研究

黄世元¹, 孙得金²

(1 湖北工业大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430068;

2 武汉征原电气有限公司, 湖北 武汉 430012)

[摘 要] 针对逆变电源的带载测试,研究了一种直流能馈型交流电力电子负载(Power Electronic Load, PEL)。该 PEL 由 PWM 整流器和移相全桥电路级联组成。首先介绍直流能馈 PEL 的拓扑结构,接着对负载模拟部分进行建模,在此基础上,建立 PCHD 模型,通过 IDA-PBC 控制规律设计无源控制器,能量回馈单元采用双环 PI 控制,最后搭建 PEL 的仿真模型,在仿真中验证其性能,该 PEL 的负载模拟具有稳态误差小、响应速度快、THD 小的特性,回馈的电直接用于逆变电源,能量利用率高。

[关键词] 直流能馈; 交流电子负载; PWM 整流器; PCHD 模型; 注入阻尼

[中图分类号] TM461 **[文献标识码]** A

交流 PEL 因其空间小、负载形式灵活、调节方便等优势常用于逆变电源的老化实验中。其常采用负载模拟+能量回馈两级结构,负载模拟单元用于模拟不同类型的负载,能量回馈单元根据回馈电能的类型分为交流能馈和直流能馈,目前交流 PEL 多为交流能馈型,采用 PWM 逆变器将能量回馈至电网,但该方式需要在并网侧添加大体积的工频变压器,导致整机体积庞大,使用不便。直流能馈型 PEL 能够将能量直接回馈至逆变电源的输入端,避免能量经多次转换造成的浪费,且移相全桥电路可以实现电气隔离。本研究 PEL 采用直流能馈。

负载模拟单元常采用电压型 PWM 整流器(VSR)。VSR 为非线性系统,传统的 PI 控制无法满足负载模拟单元高性能的要求,因此,非线性控制成为研究热门。文献[1]通过分解网侧电流,实现解耦控制,控制性能较好,但存在参数调试复杂、大范围稳定性不强的缺点。文献[2]基于坐标变换,提出了引入前馈解耦和电流前馈补偿的方法,在一定程度上抑制了网侧电压的波动。文献[3]通过分解网侧电流,再设计无源控制器,提升控制性能。文献[4]采用定频滞环控制,无需载波,实现简单,对电路参数的依赖性低,通过改变控制电路实现开关频率固定,但影响系统的动态响应。文献[5]提出内环为反馈线性化解耦控制的方法,提高了动态性能。在上述文献基础上,本文将无源控制用于交流 PEL,因篇幅有限,主要对负载模拟单元展开研究,能量回

馈单元采用双环 PI 控制。

1 主电路结构

图 1 为直流能馈型 PEL 拓扑结构,前级为单相 VSR,后级为移相全桥电路,前后级通过大电容连接,提高系统稳定性并实现前后级控制解耦。能量回馈单元将能量回馈至逆变电源的输入端。

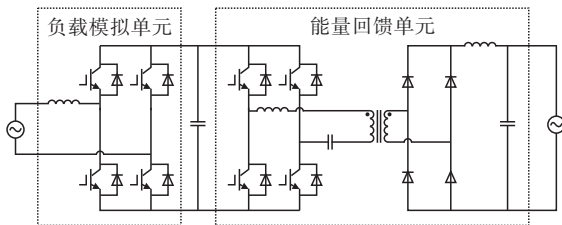


图 1 主电路结构

2 负载模拟单元的数学模型

负载模拟单元的主电路见图 2。其中 u_s 为电源电压, L 为交流侧电感, R_s 为线路等效电阻, C 为母线电容, u_{dc} 为母线电压。

单相 VSR 的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = u_s - R_s i_s - S u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S i_s - \frac{u_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1)$$

单相系统无法直接进行旋转变换,故采用滞后 90° 法构建正交向量来构造虚拟电流向量,从而可得

[收稿日期] 2020—06—20

[基金项目] 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室基金项目(HBSKFZD2017008)

[第一作者] 黄世元(1994—),男,湖北荆州人,湖北工业大学硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动

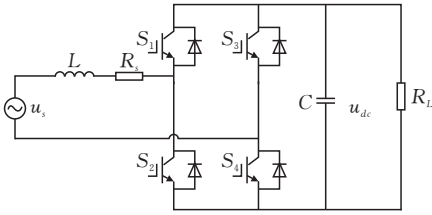


图2 负载模拟单元拓扑

$d-q$ 与 $\alpha-\beta$ 坐标变换式:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式(2)带入式(1)中可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega L i_q + S_d u_{dc} = u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega L i_d + S_q u_{dc} = u_q \\ C \frac{du_{dc}}{dt} - (S_d i_d + S_q i_q) + \frac{u_{dc}}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

3 负载模拟的 PCHD 模型

系统的总能量存储函数

$$H(x) = \frac{x_1^2}{2C} + \frac{x_2^2}{2L} + \frac{x_3^2}{2L} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} x_1 &= Q = Cu_{dc}, x_2 = \Psi_1 = Li_d \\ x_3 &= \Psi_2 = Li_q \end{aligned}$$

为实现能量控制,用 $x_1/c, x_2/L, x_3/L$ 代替 u_{dc}, i_d, i_q ,由(3),可得

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = S_d \frac{x_2}{L} + S_q \frac{x_3}{L} - \frac{x_1}{R_L C} \\ \frac{dx_2}{dt} = u_d - R_s \frac{x_2}{L} + \omega x_3 - S_d \frac{x_1}{C} \\ \frac{dx_3}{dt} = u_q - R_s \frac{x_3}{L} - \omega x_2 - S_q \frac{x_1}{C} \end{cases} \quad (5)$$

将其写成 PCHD 方程形式为:

$$\dot{x} = (J - R) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + gu \quad (6)$$

其中,

$$x = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T, J = \begin{pmatrix} 0 & S_d & S_q \\ -S_d & 0 & \omega L \\ -S_q & -\omega L & 0 \end{pmatrix}$$

$$R = \begin{pmatrix} 1/R_L & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}, g = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = \left(\frac{\partial H(x)}{\partial x_1} \quad \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} \quad \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} \right)^T$$

$$u = (u_d \ u_q \ 0)^T, J = -J^T$$

式(6)即为单相 VSR 的 PCHD 模型。

4 负载模拟单元的控制设计

4.1 VSR 的无源性判断

在将无源控制应用于单相 VSR 前,先要判断

VSR 是否具有无源性。

若系统的能量存储函数满足不等式:

$$H_{(x(T))} - H_{(x(0))} \leq \int_0^T u_{(t)}^T y_{(t)} dt - \int_0^T M_{(x)} \quad (7)$$

则系统严格无源。 $M(x)$ 为任意正定函数, $\forall t > 0$ 。

将数学模型(3)变为

$$\begin{cases} Li_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d^2 - \omega Li_q i_d + S_d u_{dc} i_d = u_d i_d \\ Li_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q^2 + \omega Li_d i_q + S_q u_{dc} i_q = u_q i_q \\ Cu_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} - (S_d u_{dc} i_d + S_q u_{dc} i_q) + \frac{u_{dc}^2}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

联立该方程组,可以得到

$$\begin{aligned} Cu_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + (Li_d \frac{di_d}{dt} + Li_q \frac{di_q}{dt}) = \\ (u_d i_d + u_q i_q) - (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) - \frac{u_{dc}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (9)$$

继续变换左侧可得

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} Cu_{dc}^2 + \left(\frac{1}{2} Li_d^2 + \frac{1}{2} Li_q^2 \right) \right] = \\ (u_d i_d + u_q i_q) - (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) - \frac{u_{dc}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (10)$$

系统总储能 $H_{(x)} = \frac{1}{2} Cu_{dc}^2 + \frac{1}{2} Li_d^2 + \frac{1}{2} Li_q^2$,则在 $0 \sim T$ 上对上式积分可得

$$\begin{aligned} H_{(T)} - H_{(0)} = \int_0^T u_{(t)}^T \times i_{(t)} dt - \\ \int_0^T [R_s i_d^2(\tau) + R_s i_q^2(\tau) + \frac{u_{dc}^2}{R_L}] d\tau \end{aligned} \quad (11)$$

易知 $R_s i_d^2(\tau) + R_s i_q^2(\tau) + \frac{u_{dc}^2}{R_L}$ 是正定的,上式对比严格无源不等式(7),可以证明 PWM 整流器是严格无源的。

4.2 期望点的确定

期望稳定平衡点为:

$$\begin{aligned} x_{ref} = (x_{1ref} \ x_{2ref} \ x_{3ref})^T = \\ (Cu_{dcref} \ Li_{dref} \ Li_{qref})^T \end{aligned}$$

根据功率平衡关系可算得 i_{dref} :

$$i_{dref} = \frac{U_m \pm \sqrt{U_m^2 - \frac{8R_s u_{dcref}^2 I_L}{u_{dc}}}}{2R_s} \quad (12)$$

其中, U_m 为输入电压幅值, I_L 为负载电流。

4.3 无源控制器的设计

利用 IDA-PBC 控制规律确定出使系统在期望平衡点处具有最小的能量 S_d, S_q :

$$(J_d - R_d) \frac{\partial H_a(x)}{\partial x} + (J_a - R_a) \frac{\partial H(x)}{\partial x} - gu = 0 \quad (13)$$

式中, $J_d = J + J_a, R_d = R + R_a, H_d(x) = H(x) + H_a(x), J_a, R_a$ 和 $H_a(x)$ 分别为注入的互联矩阵、

阻尼及能量函数,本文选取:

$$J_a(x)=0,\mathbf{R}_a=\text{diag}\{r_{a1} \quad r_{a2} \quad r_{a3}\}$$

则式(13)变为:

$$(\mathbf{J}-\mathbf{R}_d)\frac{\partial \mathbf{H}_a(x)}{\partial x}-\mathbf{R}_a\frac{\partial \mathbf{H}(x)}{\partial x}-\mathbf{g}\mathbf{u}=0 \tag{14}$$

令 $\partial \mathbf{H}_a(x)/\partial x=\mathbf{K}(x)=(k_1k_2k_3)^T$,式(14)亦可写成如下形式

$$\begin{cases} -(\frac{1}{R_L}+r_{a1})k_1+S_dk_2+k_3S_q-\frac{1}{r_{a1}}\frac{x_1}{c}=0 \\ -S_dk_1-(R_s+r_{a2})k_2+\omega Lk_3-r_{a2}\frac{x_2}{L}-u_d=0 \\ -S_qk_1-\omega Lk_2-(R_s+r_{a3})k_3-r_{a3}\frac{x_3}{L}-u_q=0 \end{cases} \tag{15}$$

由(15)的第 2、3 个方程可得对应的开关函数:

$$\begin{cases} S_d=\frac{-(R_s+r_a)k_2+\omega Lk_3+r_a\frac{x_2}{L}-u_d}{k_1} \\ S_q=\frac{-\omega Lk_2-(R_s+r_a)k_3-r_a\frac{x_3}{L}-u_q}{k_1} \end{cases} \tag{16}$$

由式(16)可知,该控制器中的参数较多,使用时设计较复杂,为简化控制器设计,取 $r_{a2}=r_{a3}=r_a,r_{a1}=0$,同理,设 $k_{1(x)}、k_{2(x)}、k_{3(x)}$ 均为 x_1 的函数,根据可积性有:

$$\frac{\partial \mathbf{K}(x)}{\partial x}=\left(\frac{\partial \mathbf{K}(x)}{\partial x}\right)^T$$

该式可等效为:

$$\frac{\partial k_1}{\partial x_2}=\frac{\partial k_2}{\partial x_1},\frac{\partial k_1}{\partial x_2}=\frac{\partial k_2}{\partial x_1},\frac{\partial k_2}{\partial x_3}=\frac{\partial k_3}{\partial x_2} \tag{17}$$

即 $k_2=A_2,k_3=A_3,A_2$ 和 A_3 为待定常数。

为实现在 x_{ref} 处 H_d 有极值,需满足:

$$k_{(x_{\text{ref}})}+\frac{\partial H(x)}{\partial x}\Big|_{x=x_{\text{ref}}}=\frac{\partial H_d(x)}{\partial x}\Big|_{x=x_{\text{ref}}}=0$$

则可以得到

$$\begin{cases} \frac{x_{1\text{ref}}}{c}+k_1=0 \\ \frac{x_{2\text{ref}}}{L}+A_2=0 \\ \frac{x_{3\text{ref}}}{L}+A_3=0 \end{cases} \tag{18}$$

由式(18)与期望平衡点可得 $k_1=-u_{\text{dref}},k_2=A_2=-\frac{x_{2\text{ref}}}{L}=-i_{\text{dref}},k_3=-i_{\text{qref}}$,易证由 $k_1、k_2、k_3$ 确定的 H_a 能够保证 H_d 在 x_{ref} 为最小值。令 d 轴分量与交流侧电压方向一致,可得 $u_d=U_m,u_q=0$,带入(16),可得开关函数:

$$\begin{cases} S_d=\frac{-(R_s+r_a)i_{\text{dref}}+\omega Li_{\text{qref}}+r_a i_d+U_m}{u_{\text{dref}}} \\ S_q=\frac{-\omega Li_{\text{dref}}-(R_s+r_a)i_{\text{qref}}+r_a i_q}{u_{\text{dref}}} \end{cases} \tag{19}$$

由开关函数(19)可以得到系统的控制框图,如图 3

所示。

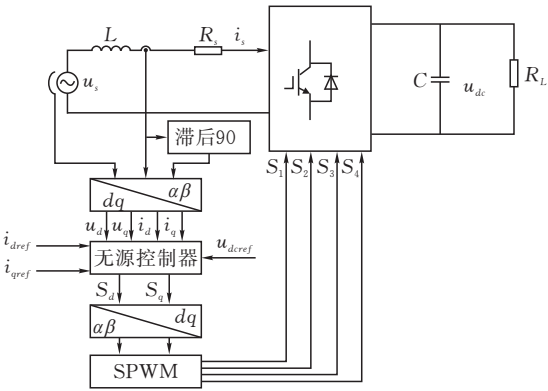


图 3 控制框图

对于 $H_d(x)$,由式(13)可得:

$$\frac{dH_d(x)}{dx}=-\left(\frac{\partial H_d(x)}{\partial x}\right)^T R_d \frac{\partial H_d(x)}{\partial x}<0 \tag{20}$$

由式(20)可知,注入阻尼越大,系统响应速度越快,但过大的注入阻尼,会导致 THD 较大,合适的注入阻尼可通过仿真选取。

5 仿真实验与分析

在 Matlab 中进行仿真,根据以上设计搭建模型,负载模拟单元仿真参数:电源电压 380 V,50 Hz,交流侧电感 2 mH,线路等效电阻 0.02 Ω,直流母线电容 5600 uF,直流侧电压额定值 600V,额定功率 17 kW,开关频率 8 kHz。能量回馈单元仿真参数:滤波电容 1000 uF,滤波电感 1.5 mH,谐振电容 10 nF,隔直电容 25 uF,高频变压器 1:1.5。不同注入阻尼的仿真见表 1,考虑输入电流的 THD,由结果可知当取 $r_a=120$ 时效果较好。

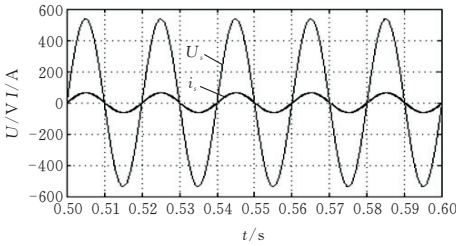
表 1 不同注入阻尼的仿真结果

注入阻尼	输入电流 THD/%
10	1.04
50	1.00
120	0.95
150	0.97
200	1.12

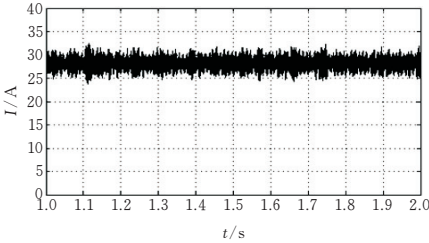
5.1 稳态性能

5.1.1 纯阻性负载 在额定功率下,输入电流有功给定值 63.3 A,无功给定值 0 A。由图 4a 可知,输入电压和输入电流同相,无相位误差,输入电流峰值为 63.8 A,与给定值相差 0.5 A,误差小于 0.8%。由图 4b 可知,稳定后,并网电流平均值为 28 A,与根据功率平衡算得的理论值基本一致,电流纹波峰峰值最大值为 8 A。

5.1.2 阻容性负载 模拟阻容性负载的仿真结果如图 5 所示,给定阻抗角为 30°,即输入电流有功给定值为 54.6 A,无功给定值为-31.5 A,输入电流超



(a)输入电压、电流



(b)回馈电流

图 4 模拟纯阻性负载的仿真波形

前了输入电压 1.65 ms,转换为角度为 29.7°,相位误差为 1.0%,输入电流峰值为 63.8 A,幅值误差小于 0.8%。

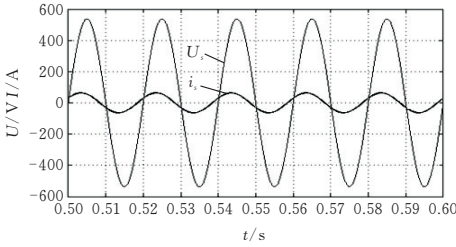


图 5 模拟阻容性负载

5.1.3 阻感性负载 模拟阻容性负载的仿真结果如图 6 所示,给定阻抗角为 45°,即输入电流有功给定值为 44.8 A,无功给定值为 44.8 A。由图 6 可知,输入电流滞后了输入电压 2.5 ms,转换为角度为 45°,相相差为 45°,无相位误差,输入电流峰值为 63.8 A,幅值误差小于 0.8%。

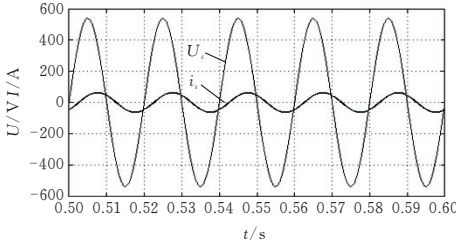


图 6 模拟阻感性负载

5.2 动态性能

5.2.1 负载突增 在模拟纯阻性负载工况下,先以一半额定负载运行,1 s 后突增为额定功率 17 kW 运行,仿真结果如图 7 所示。由图 7 可知,在 1 s 时发生负载突增,输入电流峰值由 32.7 A 突增为 63.8 A,输入电流的幅值误差较小,相角差为 0,突变后,输入电流经过 0.002 s 即可跟踪上给定值。

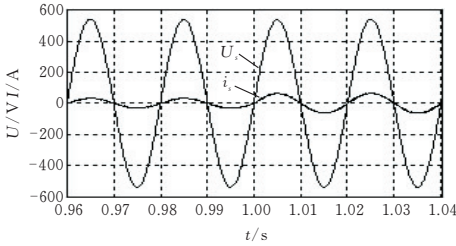


图 7 负载突增仿真

5.2.2 负载突减 与负载突增仿真类似,在模拟纯阻性负载工况下,先以额定功率 17 kW 运行,1 s 后突减为一半额定负载运行,仿真结果如图 8 所示。由图 8 可知,输入电流峰值在 1 s 时,由 63.8 A 突减为 32.7 A,与理论值基本吻合,突变后,经过 0.002 s 即可跟踪上给定值。

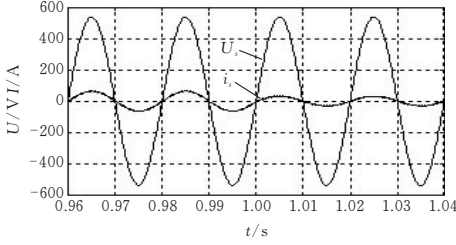


图 8 负载突减仿真

5.2.3 相位突变 在额定功率情况下,电子负载的阻抗角由阻容 30°突变为阻感 45°,仿真结果如图 9 所示。由图 9 可知,电子负载先以阻容 30°负载运行 1 s,之后突变为阻感 45°负载,输入电流经过 0.002 s 即可跟踪上给定值,完成相位突变,动态性能较好。

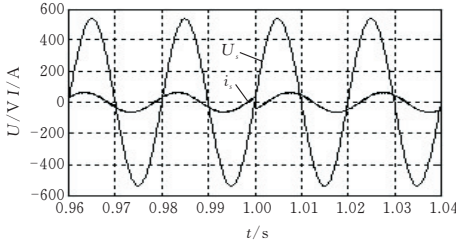
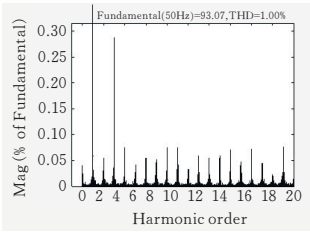


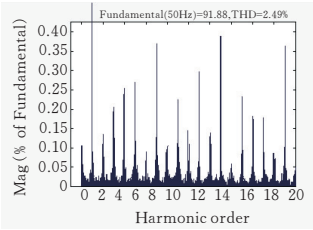
图 9 相位突变仿真

5.3 对比仿真

由图 10 可知,无源控制下的输入电流 THD 为 1.00%,PI 控制下的 THD 为 2.49%,对比文献[10],采用重复控制时,输入电流 THD 为 1.56%,采用无源控制时 THD 更低。



(a)无源控制



(b)PI 控制

图 10 两种控制下的仿真结果

6 结语

为提高交流 PEL 的性能,对于负载模拟单元,设计了一种基于 PCHD 模型的无源控制器,对于能量回馈单元,采用直流能馈提高能量利用率。通过仿真验证,在该控制下的直流能馈型交流 PEL,负载模拟的稳态误差小、响应速度快、THD 小。但是,由图 4b 可以看出回馈侧纹波含量较大,对能量回馈单元的性能优化还有待进一步研究。

[参 考 文 献]

[1] 张志文,彭立英,孙树波,等. 单相 PWM 整流器电流解耦双闭环控制方法研究[J]. 电源技术, 2015,39(11): 2524-2526,2551.

[2] 余发山,刘根锋,张宏伟,等. 单相 PWM 整流器抗扰动控制策略研究[J]. 计算机仿真, 2015, 32(6):125-129.

[3] 张智俊. 单相电压型 PWM 整流器无源控制算法研究[J]. 测控技术, 2018, 37(2):147-150,156.

[4] 李建卓,张军利. 基于 DSP 实现的单相高效整流器[J].科学技术与工程, 2010(12):138-140.

[5] 王洪希,鲁长贺,田伟. 基于双 PWM 变换器的能馈型交流电子负载研究[J]. 现代电子技术, 2018, 41(2): 64-67.

[6] 巫付专,陈鹏,纪志刚,等. 基于准 PR 控制的单相交流电子负载的研究与实现[J]. 电气传动, 2018, 48(5):70-75.

[7] 贾月朋,任稷林,祁承超,等. 能量回馈型单相交流电子负载的研究[J]. 电力电子技术, 2011(6):97-99.

[8] 郑成才,王久和,慕小斌,等. 基于 PCHD 模型的 APF 自适应模糊无源控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(2):8-15.

[9] 曹原,王君艳. 基于无差拍控制和重复控制的能馈型交流电子负载研究[J]. 电气自动化, 2019, 41(2):11-13,17.

[10] 刘俊杰,高曼曼,王月,等. 基于重复控制的单相 PWM 整流器偶次谐波抑制策略[J]. 电气传动, 2017, 47(2):35-38.

[11] Kahia B, Bouafia A, Chaoui A, et al. A direct power control strategy for three level neutral-point-clamped rectifier under unbalanced grid voltage [J]. Electric Power Systems Research,2018, 161: 103-113.

[12] Wang S, Zhang S, Ding G, et al. Adaptive control of power electronics load considering user intention in islanded microgrid[C]//IEEE Southern Power Electronics Conference, IEEE, 2018.

Simulation Study of DC Energy Fed AC PEL

HUANG Shiyuan¹, SUN Dejin²

(1 College of Electrical and Electronic Engin., Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068,China ;
2 Wuhan Zhengyuan Electric Co., Ltd., Wuhan 430012,China)

Abstract: Aiming at the load test of inverter power supply, a kind of power electronic load (PEL) which is composed of PWM rectifier and phase-shifting full bridge circuit is studied. Firstly, the topology of PEL is introduced, and then the load simulation part is modeled. On this basis, the PCHD model is established. The passive controller is designed by IDA-PBC control law. The double loop PI control is used in the energy feedback unit. Finally, the simulation model of PEL is built to verify its performance in simulation. The load simulation of PEL has small steady-state error, fast response speed and small THD. The feedback power is directly used in the inverter power supply, and the energy utilization rate is high.

Keywords: energy feed;ac electronic load;PWM rectifier;PCHD model;injection damping

[责任编辑: 张岩芳]