

[文章编号] 1003-4684(2022)02-0030-07

基于无源控制理论的直流能馈型单相交流 PEL 研究

陶丛浩¹, 赵 阳¹, 廖冬初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] 针对传统能耗型带载测试造成能源浪费, 负载形式无法灵活调节, 设计的直流能馈型单相交流电力电子负载(Power Electronic Load, PEL)能够灵活模拟各特性负载, 能量直流直接回馈至待测逆变电源直流输入侧, 达到能源二次利用的目的, 提高能源的利用率。首先介绍直流能馈型单相交流 PEL 的拓扑结构, 然后将无源控制策略引入到具有非线性特性的负载模拟单元, 设计无源控制器, 以获得更好的动态性能, 减小静态误差, 使负载模拟调节更加方便; 能量回馈单元采用双环 PI 控制, 实现能源循环利用。最后搭建了 Matlab/Simulink 仿真模型和基于 TMS320F28335 样机系统, 仿真和实验结果表明了所采用控制策略的可行性。

[关键词] 交流电力电子负载; 能源二次利用; 欧拉-拉格朗日模型; 无源控制; TMS320F28335

[中图分类号] TM461 [文献标识码] A

传统上逆变电源带载测试常使用电阻性、阻容性或阻感性等能耗型负载, 使用能耗型负载的测试方式使测试电能转化为热能造成能源的浪费, 为避免负载发热引起的温升影响设备正常工作, 厂家需配备冷却装置进行降温, 增加了测试的成本。直流能馈型单相交流 PEL 体积小, 负载模拟形式灵活, 调节方便, 测试能量循环利用, 极大提高了待测逆变电源带载测试的效率和测试能量的利用率, 契合可持续发展理念, 满足构建资源节约型社会的要求。

直流能馈型单相交流 PEL 拓扑结构^[1-6]采用负载模拟单元和能量回馈单元两级级联, 负载模拟单元可灵活模拟不同特性负载, 能量回馈单元根据回馈电能类型分为交流能馈型和直流能馈型。本文能量回馈单元采用直流能馈, 相较于将测试能量回馈到电网的优势在于: 省去了测试能量回馈到电网后再整流的转换过程, 提高测试能量的利用效率; 避免给电网带来谐波污染; 无逆变电路, 控制算法更简单, 并采用具有高频变压器隔离的移相全桥 DC/DC 变换器进行隔离, 系统可靠性高。

本文直流能馈型单相交流 PEL 的负载模拟单元采用电压型 PWM 整流器(VSR)^[7-10], 由于 VSR 具有非线性特点, 常规的 PI 控制手段已无法满足负载模拟单元高性能的要求。文献[11]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[12]基于虚拟旋转坐标系, 针对不同的开关状态提出模型

预测直接功率控制, 但其存在控制量复杂、运算量大等缺点。

基于此, 本文将无源控制理论^[13-14]引入直流能馈型单相交流 PEL 的负载模拟单元中, 无源控制理论从系统能量的角度出发对系统进行控制器的设计, 使非线性系统的控制器设计得以简化, 实现对电感电流期望值的无静差跟踪, 克服传统 PI 控制时难以获得较好的动静态性能的缺点, 通过对有功电流和无功电流的单独控制, 使模拟调节更方便。最后, 通过 Matlab/Simulink 仿真^[15]和实验平台验证了本文所提控制策略的有效性。

1 直流能馈型交流 PEL 主电路结构

图 1 为直流能馈型单相交流 PEL 拓扑结构。该拓扑结构分为两级, 前级为负载特性模拟单元, 与待测逆变电源相连, 其拓扑结构为单相 PWM 整流器, 通过控制交流侧电流的大小和相位达到模拟真实阻抗负载效果的目的; 后级为能量回馈单元, 其拓扑结构为移相全桥变换器, 其直流输出侧与待测逆变电源输入侧相连, 达到能量回馈的目的。

2 负载模拟单元数学模型

图 2 为负载模拟单元电路拓扑, 其中 u_s 为待测逆变电源的输出电压, i_s 为待测逆变电源的输出电流, u_{ab} 为整流器交流侧电压, L_s 为网侧滤波电感, R_s 为线路寄生电阻, C 为直流侧支撑电容, u_{dc} 为直

流侧压、 R_L 为等效负载。

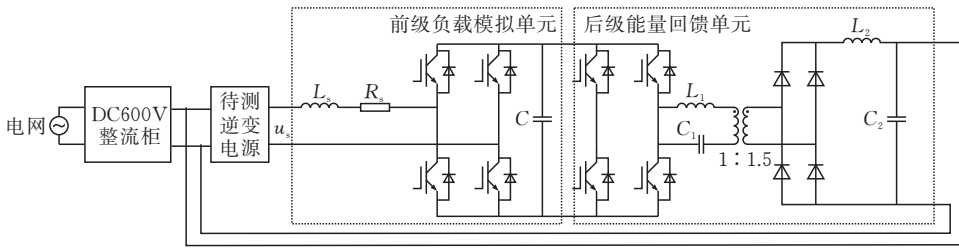


图 1 直流能馈型单相交流 PEL 电路结构

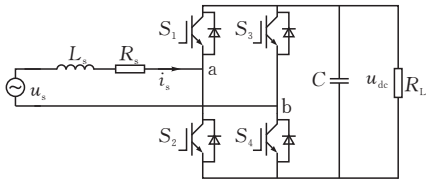


图 2 负载模拟单元电路拓扑

在交流侧运用基尔霍夫电压定律，直流侧运用基尔霍夫电流定律，可得到单相 VSR 数学模型。

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

其中： S 为开关函数，定义 $S = 1$ (S_1 、 S_4 导通)； $S = 0$ (S_1 、 S_3 或 S_2 、 S_4 导通)； $S = -1$ (S_2 、 S_3 导通)。

3 负载模拟单元在旋转坐标系下的数学模型

单相系统只有一相网侧电压和电流，需要虚拟一个与其正交的电压、电流交流分量，从而构建出虚拟的两相静止坐标系，然后进行旋转坐标变换将网侧交流转换为旋转坐标系下的直流量。虚拟交流电流量可通过将实际的交流电流量延迟 $\pi/2$ 再乘以 -1 得到。

设 $i_a(t) = i_s(t) = I_m \sin(\omega t - \theta)$ ，则虚拟正交电流可表示为 $i_\beta(t) = -I_m \sin\left(\omega t - \theta - \frac{\pi}{2}\right)$ 。这样就虚构出两相静止坐标系 α 和 β ，设 d 和 q 为 i_d 、 i_q 所在的旋转坐标系。两相静止坐标系到等效旋转坐标系变换如式(2)。两个坐标系的关系见图 3。

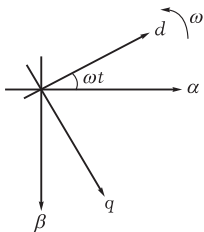


图 3 静止坐标系与等效旋转坐标系

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)，可以得到负载模拟单元在两相旋转坐标系下的数学模型：

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

4 负载模拟的 EL 模型

将模型式(3)写成下式：

$$\begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{u}_{dc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega L & S_d \\ \omega L & 0 & S_q \\ -S_d & -S_q & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

可得欧拉-拉格朗日(EL)方程形式 $\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{R}\mathbf{x} = \mathbf{u}$ 。

其中， $\mathbf{x} = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T = (i_d \ i_q \ u_{dc})^T$ 。式中， \mathbf{M} 为正定对角矩阵，表征系统能量存储； \mathbf{J} 为反对称矩阵，表征系统内部的互联结构，对整流器不做功； \mathbf{R} 为对称正定矩阵，表征系统的散耗； \mathbf{u} 为外部激励。式(4)即为单相 VSR 的 EL 模型。

5 无源控制器的设计

5.1 VSR 无源性判断

运用无源控制理论的前提是系统具有无源性。

由式(3)可得：

$$\begin{cases} L i_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d^2 - \omega L i_q i_d + S_d u_{dc} i_d = u_d i_d \\ L i_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q^2 - \omega L i_d i_q + S_q u_{dc} i_q = u_q i_q \\ C u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} - (S_d i_d u_{dc} + S_q i_q u_{dc}) + \frac{u_{dc}^2}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可得功率平衡方程：

$$C u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \left(L i_d \frac{di_d}{dt} + L i_q \frac{di_q}{dt} \right) =$$

$$(u_d i_d + u_q i_q) - (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) - \frac{u_{dc}^2}{R_L} \quad (6)$$

将上式等号左侧表示成能量形式:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} C u_{dc}^2 + \left(\frac{1}{2} L i_d^2 + \frac{1}{2} L i_q^2 \right) \right] = (u_d i_d + u_q i_q) - (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) - \frac{u_{dc}^2}{R_L} \quad (7)$$

其中,电容中存储的电场能为 $W_C = \frac{1}{2} C u_{dc}^2$,电感中

存储的磁场能为 $W_L = \frac{1}{2} L i_d^2 + \frac{1}{2} L i_q^2$ 。整个负载模拟单元总的存储能量为 $W = W_L + W_C$ 。

对式(7)两边从 0 到 T 积分,可得能量方程:

$$W(T) - W(0) = \int_0^T \mathbf{u}^T(\tau) \times \mathbf{i}(\tau) - \int_0^T \left[R_s i_d^2(\tau) + R_s i_q^2(\tau) + \frac{u_{dc}^2}{R_L} \right] d\tau \quad (8)$$

其中, $\mathbf{u} = [u_d \quad u_q]^T$, $\mathbf{i} = [i_d \quad i_q]^T$ 。 $W(T)$ 表示 T 时刻的能量, $W(0)$ 表示初始能量。上式右侧第一项为外部供给的能量,第二项为系统散耗的能量。

选择整流器的输出为 $\mathbf{y} = [i_d \quad i_q]^T$, 正定函数

$Q = R_s i_d^2 + R_s i_q^2 + \frac{u_{dc}^2}{R_L}$, 则根据式(8)可以得到:

$$W(T) - W(0) \leq \int_0^T \mathbf{u}^T \mathbf{y} d\tau \quad (9)$$

式(9)表明系统能量增长总和总是小于外部注入能量总和,即系统总是伴随着能量的损失,系统是严格无源的。

5.2 无源控制器的确定

令 $\mathbf{x}_e = \mathbf{x}_{ref} - \mathbf{x}$, 取误差能量存储函数 $W_e =$

$\frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{M} \mathbf{x}_e$, 则由式(4)可得

$$\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e + \mathbf{J} \mathbf{x}_e + \mathbf{R} \mathbf{x}_e = -\mathbf{u} + \dot{\mathbf{M}} \mathbf{x}_{ref} + \mathbf{J} \mathbf{x}_{ref} + \mathbf{R} \mathbf{x}_{ref} \quad (10)$$

为了实现 \mathbf{x} 趋向于 \mathbf{x}_{ref} , 则 $W_e(\mathbf{x})$ 需要快速收敛至 0, 因此需要注入阻尼, 加快能量耗散, 注入

阻尼项为 \mathbf{R}_a : $\mathbf{R}_a = \begin{pmatrix} r_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{r_{a3}} \end{pmatrix}$ 为正定阻尼矩

阵, 令 $\mathbf{R}_d = \mathbf{R} + \mathbf{R}_a$, 代入式(10)可得,

$$\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_e = -\mathbf{u} + \dot{\mathbf{M}} \mathbf{x}_{ref} + \mathbf{J}(\mathbf{x}_{ref} - \mathbf{x}_e) + \mathbf{R} \mathbf{x}_{ref} + \mathbf{R}_a \mathbf{x}_e \quad (11)$$

现假设等式右侧为 0, 即 $\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_e = 0$, 对于误差能量存储函数 $W_e(\mathbf{x})$ 有 $W_e(\mathbf{x}) = \mathbf{x}_e^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e = -\dot{\mathbf{x}}_e^T \mathbf{R}_d \mathbf{x}_e \leq 0$, 又由于 \mathbf{R}_d 为正定矩阵, 故 $W_e(\mathbf{x})$ 必收敛到 0, 也就是说 \mathbf{x} 趋向于 \mathbf{x}_{ref} , 由于 $\mathbf{R}_a \gg \mathbf{R}$, 所以 $W_e(\mathbf{x})$ 的收敛速度由 \mathbf{R}_a 决定。

式(11)等式右侧为 0, 可以得到无源控制器为:

$$\mathbf{u} = \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{ref} + \mathbf{J} \mathbf{x} + \mathbf{R} \mathbf{x}_{ref} + \mathbf{R}_a (\mathbf{x}_{ref} - \mathbf{x}) \quad (12)$$

在进行旋转坐标变换时, 令 d 轴与网侧电压 u_s 方向保持一致, 故 $u_d = U_m$, $u_q = 0$ 。

由式(12)可以得到方程组

$$\begin{cases} U_m = L \dot{x}_{1ref} - \omega L x_2 + S_d x_3 + R_s x_{1ref} + r_{a1} (x_{1ref} - x_1) \\ 0 = L \dot{x}_{2ref} + \omega L x_1 + S_q x_3 + R_s x_{2ref} + r_{a2} (x_{2ref} - x_2) \\ 0 = C \dot{x}_{3ref} - S_d x_1 - S_q x_2 + \frac{1}{R_s} x_{3ref} + \frac{1}{r_{a3}} (x_{3ref} - x_3) \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)的第一个、第二个方程可以得到:

$$\begin{cases} S_d = \frac{1}{x_3} [U_m - L \dot{x}_{1ref} + \omega L x_2 - R_s x_{1ref} - r_{a1} (x_{1ref} - x_1)] \\ S_q = \frac{1}{x_3} [-L \dot{x}_{2ref} + \omega L x_1 - R_s x_{2ref} - r_{a2} (x_{2ref} - x_2)] \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(4)得:

$$\begin{cases} \frac{L}{R_s + r_{a1}} \frac{d(x_{1ref} - x_1)}{dt} + (x_{1ref} - x_1) = 0 \\ \frac{L}{R_s + r_{a2}} \frac{d(x_{2ref} - x_2)}{dt} + (x_{2ref} - x_2) = 0 \\ C x_3 \frac{dx_3}{dt} - U_m x_1 + L (\dot{x}_{1ref} x_1 + \dot{x}_{2ref} x_2) + R_s (x_{1ref} x_1 + x_{2ref} x_2) + r_{a1} (x_{1ref} - x_1) x_1 + r_{a2} (x_{2ref} - x_2) x_2 + \frac{x_3^2}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

以系统处于纯电阻负载特性为例, 设其期望稳定平衡点为 $x_{1ref} = I_m$, $x_{2ref} = 0$, $x_{3ref} = u_{ref}$, 由式(15)可以看出, 当 r_{a1} 、 r_{a2} 选择较大的值时, x_1 可以很快稳定于 x_{1ref} , x_2 可以很快稳定于 x_{2ref} 。将 $x_{1ref} = I_m$ 、 $x_{2ref} = 0$ 代入式(15)第三个方程, 则可以得到, $C x_3 \frac{dx_3}{dt} + \frac{x_3^2}{R_L} = U_m x_1 - R_s x_{1ref}^2$ 。再根据稳态时交流侧、直流侧功率平衡关系, 可以得到, $U_m I_m - R_s I_m^2 = \frac{u_{ref}^2}{R_L}$, 则当 x_1 趋近于 x_{1ref} ($x_{1ref} = I_m$), x_2 趋近于 x_{2ref} ($x_{2ref} = 0$) 时, x_3 趋近于 x_{3ref} 等于 u_{ref} 。

负载模拟单元的无源控制策略控制量为 S_d 、 S_q , 被控量为 i_d 、 i_q 。直流侧电压的变化反映了直流能馈型交流 PEL 输入、输出侧有功功率的平衡情况, 后级能量回馈单元通过电压外环实现对 u_{dc} 的控制, 根据直流侧电压的变化情况来控制馈网电流的调节方向, 最终保证直流能馈型交流 PEL 两侧功率平衡。

由开关函数(14)可以得到系统的无源控制框图(图 4)。

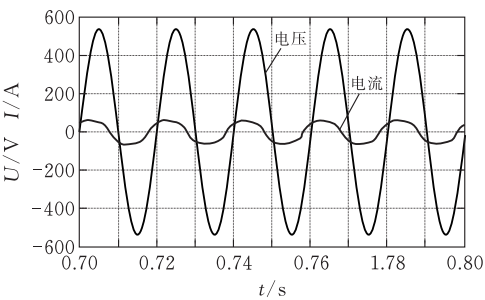
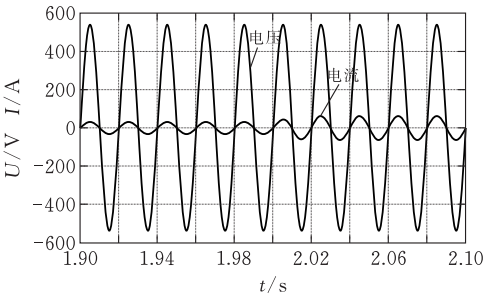
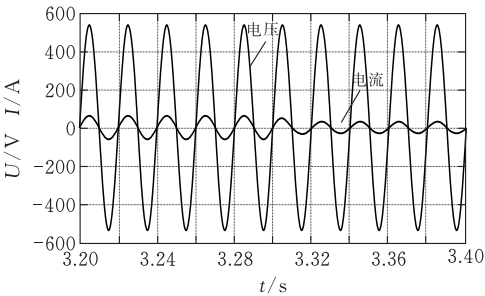


图 8 阻容特性下输入电压、电流

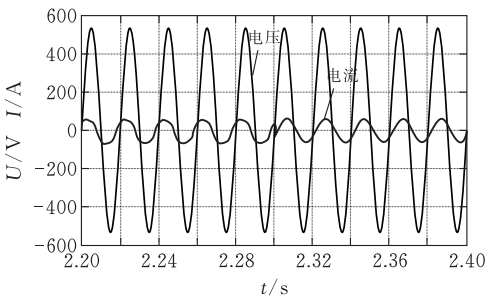
63 A;在 3.3 s 时刻完成满功率到半功率突减,电流的峰值也从 63 A 再次回到 31.5 A,在完成突增突减动作后 2.5 ms 就可达到稳定,动态性能良好。



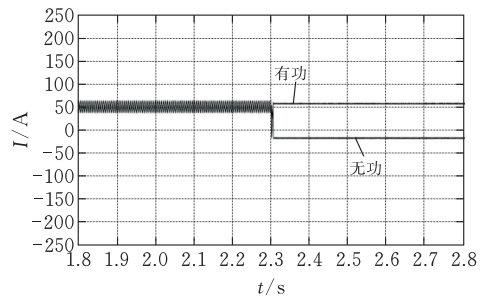
(a)负载突增波形



(b)负载突减波形



(c)相位突变时的输入电压、电流



(d)有功、无功电流波形

图 9 负载突变时输入电压、电流

6.3.2 相位突变 在额定功率工况下,2.3 s 时刻直流能馈型交流 PEL 由阻容性 45° 突变为阻感性 -30° 负载运行,电流在 2 ms 后达到稳定,动态性能良好。仿真结果见图 9c。

图 9d 是相位突变前后电流有功、无功波形图。系统工作在阻容性 45° 负载特性时,输入电流有功为 46.8 A,输入电流无功为 46 A;当工作在阻感 -30° 负载特性时,输入电流有功为 52.3 A,输入电流无功为 -31.2 A,这与上诉理论计算值基本吻合,满足电子负载相位突变的动态性能要求,实现对有功电流和无功电流的单独控制,使负载模拟调节更加方便。

6.4 实验结果

为了验证该控制策略的可行性,搭建直流能馈型交流 PEL 实验样机,主控芯片采用 TMS320F2812,硬件保护芯片采用 CPLD,系统主电路参数与仿真完全一致。实验样机见图 10。

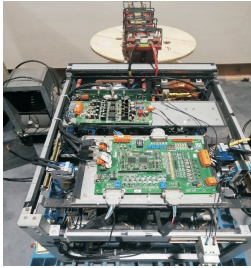


图 10 实验样机

6.4.1 模拟纯阻性负载特性 直流能馈型交流 PEL 模拟纯阻性负载时,输入电流和输入电压的实验波形如图 11a 所示,从图中可知,电流和电压实现同相位,满足模拟纯阻性负载的要求。输入电流的峰值为 64 A,与理论值相差 0.5 A,基本实现对电流无静差跟踪。图 12 是回馈电流实验波形,回馈电流在 28 A 上下,这与理论值 28.3 A 基本一致。

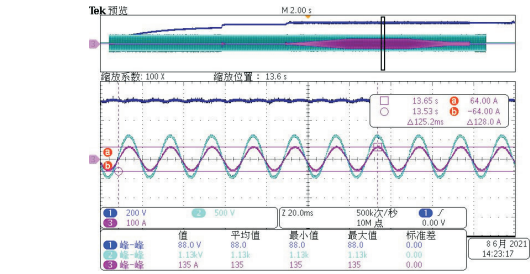
实验部分,直流能馈型交流 PEL 除模拟突增突减特性外,其它各特性模拟时都是在额定功率工况下试验的,后文不再赘述。

6.4.2 模拟阻感性负载特性 图 11b 是直流能馈型交流 PEL 模拟阻感性负载时的输入电流、电压的实验波形。输入电流峰值时刻与输入电压峰值时刻间隔 1.65 ms,折算成角度为 29.7° ,输入电流的峰值为 64 A,与理论计算值相差 0.5 A,达到模拟阻感性负载的效果。

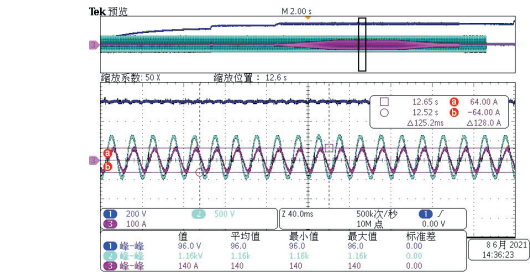
6.4.3 模拟阻容性负载特性 直流能馈型交流 PEL 模拟阻容性负载时的实验波形如图 11c 所示。输入电流峰值时刻与输入电压峰值时刻间隔 2.48 ms,转换角度为 44.64° ,输入电流的峰值为 63.5 A,与理论计算值相差 0.2 A,满足模拟阻容性

负载的要求。

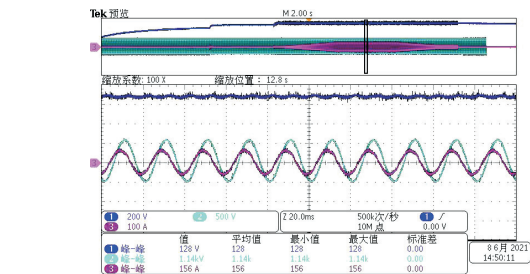
通过实验发现,实际电流峰值一般略高于理论电流峰值,原因是直流能馈型交流 PEL 本身会存在线路寄生电阻,导致一部分功率被消耗掉,因此系统输入功率大于输出功率,实际输入电流峰值也就会略高于理论电流峰值。考虑到这一实际情况,可以认为基本实现电流无静差跟踪。



(a) 模拟纯电阻负载特性的实验波形



(b) 模拟阻感性负载特性的实验波形



(c) 模拟阻容性负载特性的实验波形

图 11 模拟不同负载特性下的输入电压、电流实验波形

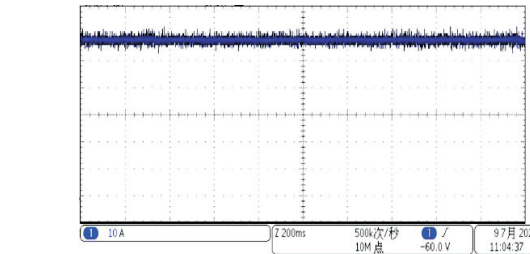
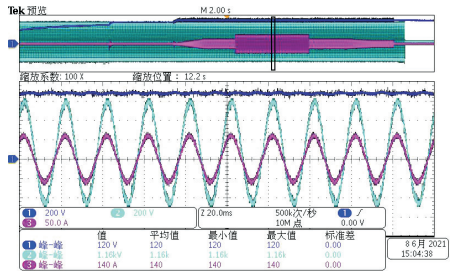


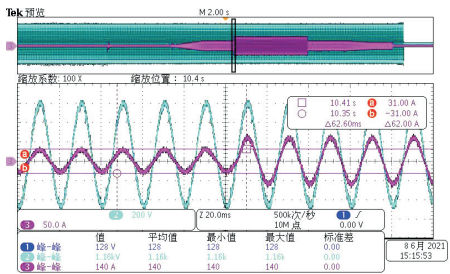
图 12 回馈电流

6.4.4 模拟负载突增、突减特性 运用 TMS320F2812 的 T_0 定时器,在 3 s 时刻置标志位,实现直流能馈型交流 PEL 从半功率(8.5 kW)突增到满功率(17 kW),设置 6 s 时刻完成满功率到半功率突减动作,7.5 s 时刻逐渐减小电流给定值,实现软关。由图 13a 至 c 可知,输入电流与输入电压同

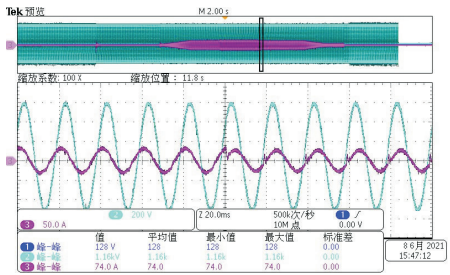
相位,电流峰值 64 A(17 kW)、31 A(8.5 kW),突增突减动作完成后 1.85 ms 就可稳定,动态性能良好。



(a) 负载突增、突减的整体实验波形



(b) 负载突增时的放大波形



(c) 负载突减时的放大波形

图 13 模拟负载突增突减时的输入电压、电流实验波形

6.4.5 模拟相位突变特性 设置直流能馈型交流 PEL 在 4.5 s 时刻完成阻容 45°到阻感 30°相位突变动作,6 s 时刻开始软关,实现对有功电流和无功电流的单独控制,负载模拟调节更方便。由图 14 可知,相位突变后,电流在 1.2 ms 左右达到稳定,突变前后输入电流峰值基本稳定在 64 A,动静态性能良好,满足模拟相位突变特性的要求。

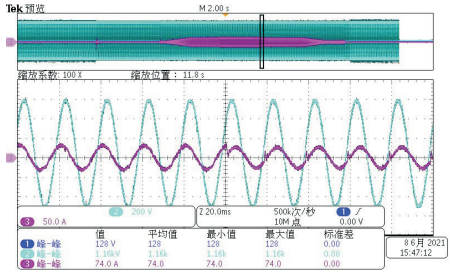


图 14 模拟相位突变特性的实验波形

7 结束语

为满足待测逆变电源带载测试要求,实现测试能量循环利用,设计出直流能馈型单相交流 PEL,

负载模拟单元负载形式灵活、调节方便,能量回馈单元以直流形式回馈能量至待测逆变电源输入侧,提高能源的利用率。

为进一步提高直流能馈型交流 PEL 的性能,将无源控制策略运用到其负载模拟单元。实验和仿真结果表明,基于无源控制理论的直流能馈型单相交流 PEL 稳态误差小,动态响应快,能够取得较好的动态及稳态性能,通过对有功电流和无功电流的单独控制,使负载模拟调节更加方便,满足对待测逆变电源进行不同工况下测试的要求,并实现测试能源的二次利用。

[参 考 文 献]

[1] 王成智.单相电力电子负载研究与设计[D].武汉:华中科技大学,2008.

[2] 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.

[3] 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):56-59.

[4] 马鸣一.三相交流电力电子负载的研究[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2018.

[5] 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):68-73.

[6] 王成智,邹旭东,许赞,等.采用改进重复控制的大功率

电力电子负载[J].中国电机工程学报,2009,29(12):1-9.

[7] 俞城生,张艳.单相 PWM 整流器电压外环模糊自适应控制[J].河北科技大学学报,2020,41(1):23-30.

[8] 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,2010,10(12):2948-2950.

[9] WANG Z, ZHU G, ZHANG H. A novel double closed-loop control method for single-phase PWM rectifier[J]. IFAC PapersOnLine,2020,53(5):518-523.

[10] ARKENDU MITRA, SUMANA CHOWDHURI. Analysis of single phase PWM rectifier for different applications[J]. Journal of The Institution of Engineers (India): Series B,2017,98(2):161-169.

[11] VAMANAN N, JOHN V. Dual comparison one cycle control for single phase AC to DC converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4):3267-3278.

[12] 宋文胜,邓知先.单相 PWM 整流器定频模型预测功率控制算法[J].电机与控制学报,2016,20(4):93-100.

[13] 王久和,慕小斌.电网不平衡时电压型 PWM 整流器混合无源控制[J].电工技术学报,2015,30(8):159-166.

[14] 王子徽,蔡华锋,廖冬初,等.基于旋转坐标变换的单相 PWM 整流器无源控制研究[J].现代电子技术,2018,41(22):83-87+91.

[15] ZHU P, WEI Y, ZHENG Z, et al. Fractional modeling and simulation for single-phase PWM rectifier[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16):1675-1678.

Research on DC Energy Feed AC PEL Based on Passive Control Theory

TAO Conghao¹, ZHAO Yang¹, LIAO Dongchu¹, SUN Dejin²

(1 School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China;

2 Wuhan Zhengyuan Electric Co., Ltd, Wuhan 430012, China)

Abstract: In view of the energy waste caused by the traditional energy consumption type Load test, the Load form cannot be adjusted flexibly; the designed DC energy feed-type single-phase AC Power Electronic Load (PEL) can flexibly simulate the Load characteristics; the energy is directly fed back to the DC input side of the inverter to be tested, to achieve the purpose of secondary energy utilization. Improve energy efficiency. In this paper, the topological structure of dc energy fed single-phase AC PEL is firstly introduced, and then the passive control strategy is introduced into the load simulation unit with nonlinear characteristics. The passive controller is designed to make the DC energy fed single-phase AC PEL get better dynamic performance, reduce the static error, and make the load simulation and adjustment more convenient. The energy feedback unit adopts double loop PI control to realize energy recycling. Finally, the Matlab/Simulink simulation model and the prototype system based on TMS320F28335 are built. The simulation and experimental results show the feasibility of the control strategy adopted.

Keywords: PEL; energy reutilization; euler lagrange model; passive control; TMS320F28335