

# 负载电流前馈控制在三相可逆 PWM 变换器中的应用

倪靖猛

(徐州供电公司邳州县域检修分公司, 江苏 邳州 221300)

**摘 要:** 三相可逆 PWM 变换器具有输出电压恒定、能实现单位功率因数运行的特点, 而且可以实现电能回馈电网, 因此在谐波治理, 以及能量需要回馈的场合得到广泛应用。本文以三相电压型 PWM 变换器为对象, 对其能量双向流动的原理进行分析和研究, 并在此基础上, 为抑制输出直流电压波动, 提高系统动态响应性能, 提出一种优化的负载电流前馈补偿控制策略, 使输出直流电压在输入电压突变或负载突变时的波动明显改善。通过对影响输出电压动态响应速度的因素进行深入的分析, 基于小信号平均模型给出了前馈控制器的设计原则和方法, 分析了电压调节器 PI 参数等在不同频段对系统动态性能的影响。仿真结果验证了分析的正确性。

**关键词:** 功率因数校正; 可逆变换器; 前馈控制; 空间矢量调制; PI 控制

## 0 引言

随着电力电子技术的迅速发展, 各种电力电子设备在电力系统、工业部门、家庭和民用事业部门得到了日益广泛的应用, 在满足不同用电要求的同时, 也向电网注入了大量谐波, 使电网受到“污染”。目前, 电力系统治理谐波污染的方案主要有: (1) 无源 LC 滤波器<sup>[1]</sup>; (2) 多脉冲整流技术<sup>[2]</sup>; (3) 有源电力滤波器<sup>[3]</sup>; (4) 功率因数校正变换器<sup>[4-5]</sup>。无源 LC 滤波器只能补偿固定频率的谐波, 补偿效果不甚理想; 多脉冲整流技术较为成熟, 但通常整个变换器体积质量比较大; 有源滤波虽然有很大的优越性, 但是也存在一些不足: 首先, 一般有源滤波是集中设置, 因而只对滤波器接入点之前的电路产生补偿效果, 后续电路仍然存在谐波问题, 有源滤波器属于事后补救办法; 其次, 实现谐波的检测、分离和补偿比较复杂, 体积、成本也较高; 三相 PWM 变换器可获得单位功率因数和正弦化输入电流, 并且在几乎不增加任何硬件的基础上, 即可实现能量的双向流动, 电路性能稳定<sup>[6-8]</sup>。由于可逆 PWM 变换器能量双向传输的特性, 使其在能量需要回馈的场合得到了广泛的应用, 如蓄电池充放电装置<sup>[9]</sup>、四象限交流电动机驱动系统<sup>[10]</sup>、太阳能风力并网发电等。

传统的电压、电流双 PI 控制无法使双环都获得较好的动态性能, 通常电压环调节速度较慢, 输出直流电压在输入电压或负载突变时具有较大的电压冲击。在负载经常快速变化的应用场合, 输出直流电压长时间大幅度波动, 不仅使系统控制性能下降, 同时对负载也是一种危害。针对这种需要快速响应

的负载对象, 提高系统的动态响应能力具有重要意义。文献[11,12]通过非线性控制理论、直接功率控制等先进的控制策略的应用提高了系统的动态性能, 但分析设计较为复杂。本文提出通过传统双 PI 控制的基础上增加优化的负载电流前馈控制, 就能够提高系统的动态性能。文中详细地讨论了负载电流前馈控制、电压环 PI 调节器参数等对系统的影响; 利用小信号平均法推导出了输出电压与给定参考、输入电压、负载电流的关系, 给出了前馈补偿器的优化设计过程。

## 1 三相 PWM 可逆变换器及其控制

### 1.1 电压型三相 PWM 变换器模型

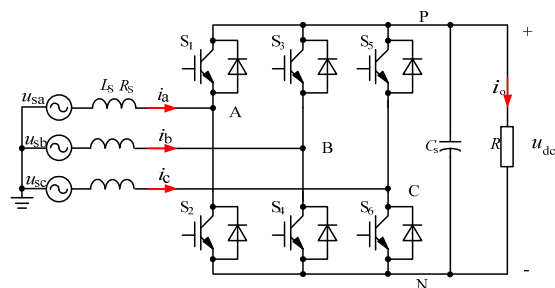


图 1 三相电压型 PWM 整流器电路拓扑

三相电压型 PWM 整流器主电路拓扑如图 1 所示, 其中  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  是交流侧电源相电压,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  是交流侧电源相电流,  $R_s$  为回路电阻,  $L_s$  为三相滤波电感,  $C_s$  为直流侧滤波电容,  $u_{dc}$  为直流母线电压,  $R$  为直流侧等效负载电阻,  $i_o$  为负载电流。

对于三相对称交流输入系统, 假设开关为理想开关, 忽略开关的死区时间, 可以推导出三相 PWM

整流器在旋转 $d$ - $q$ 坐标系下的数学模型为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \\ C_s \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s & -S_d \\ -\omega L_s & -R_s & -S_q \\ S_d & S_q & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $u_d$ 、 $u_q$ 表示三相电网电压合成矢量的 $d$ 轴和 $q$ 轴分量； $i_d$ 、 $i_q$ 表示三相电流合成矢量的 $d$ 轴和 $q$ 轴分量； $u_{rd}$ 、 $u_{rq}$ 表示变换器交流输入端基波相电压合成矢量的 $d$ 轴和 $q$ 轴分量。将 $d$ 轴定向于 $a$ 轴旋转 $\omega t$ 的电角度后的矢量方向上， $q$ 轴与之垂直，且超前 $d$ 轴 $90^\circ$ ，当三相电量对称时， $u_d$ 为幅值 $U_m$ 的直流量， $u_q$ 为 0。当三相电压和电流相位一致，即单位功率因数运行的情况下， $i_d$ 为幅值 $I_m$ 的直流量（整流运行时， $i_d$ 为正，逆变运行时， $i_d$ 为负）， $i_q$ 为 0。

## 1.2 变换器控制原理

本文采用基于 $d$ - $q$ 坐标系的矢量控制方法。在 $dq$ 同步旋转坐标系下，被控制量由交流量变为直流量，可以消除电流稳态跟踪误差，同时可以很方便的引入电流状态反馈,实现 $dq$ 轴电流的解耦控制。控制器采用电流内环与电压外环的双闭环控制结构，控制

原理图如图2所示，电压外环稳定直流侧电压（整流运行），电流内环控制交流侧输入电流跟踪正弦输入电压（整流与逆变运行）。图2中 $G_u(s)$ 表示电压控制器， $G_i(s)$ 表示电流控制器。在 $dq$ 同步旋转坐标系下引入电流解耦控制代入(1)得：

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + \Delta u_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q + \Delta u_q \\ C_s \frac{du_{dc}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_o \end{cases} \quad (2)$$

解式(2)得：

$$\begin{cases} i_d = \frac{sK_{ip} + K_{ii}}{s^2 L_s + (R_s + K_{ip})s + K_{ii}} i_d^*(s) \\ i_q = \frac{sK_{ip} + K_{ii}}{s^2 L_s + (R_s + K_{ip})s + K_{ii}} i_q^*(s) \\ u_{dc} = \frac{sK_{ip} + K_{ii}}{sC_s [s^2 L_s + (R_s + K_{ip})s + K_{ii}]} [S_d i_d^*(s) + S_q i_q^*(s)] - \frac{i_o(s)}{sC_s} \end{cases} \quad (3)$$

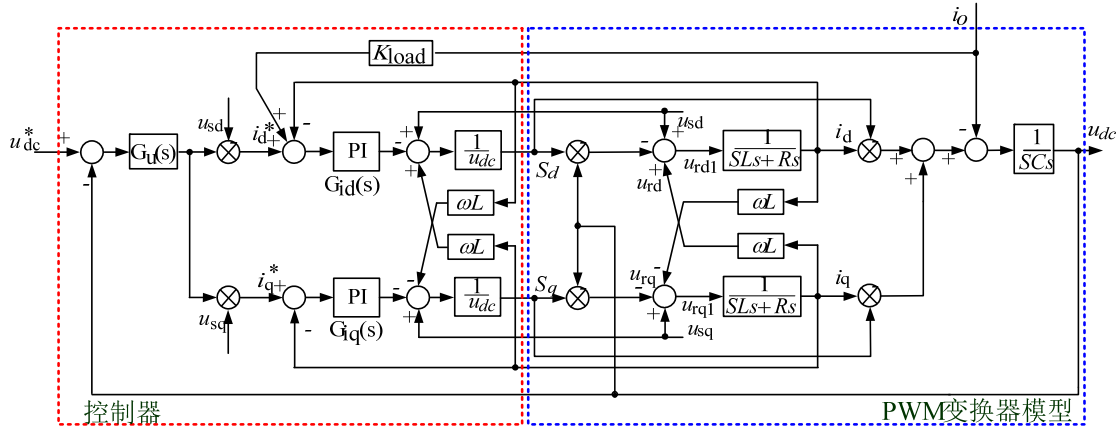


图2 三相PWM整流器控制原理图

为使电流环有较好的动态跟踪性能，稳态时消除跟踪误差，电流环应设计成具有较高的低频增益，较宽的中频带宽和合理的稳定裕量及较强的开关纹波抑制能力，本文选用PI调节器作为电流调节器。通常电流跟踪控制环的带宽比电压调节控制环的带宽要大的多，因此可以认为相电流完全跟踪相电压，将电流调节器等效为 $K_i$ ，同时考虑单位功率因数时 $q$ 轴电流给定为零，忽略线路阻抗 $R_s$ ，式(3)简化为：

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{\frac{s}{\omega_i} + 1} i_d^*(s) \\ u_{dc} = \frac{1}{sC_s \left[ \frac{s}{\omega_i} + 1 \right]} [S_d i_d^*(s) - \frac{i_o(s)}{sC_s}] \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\omega_i = K_i/L_s$ 与电流调节器有关，由式(3)，(4)显然可得输出直流电压与直流滤波电容 $C_s$ 、电流调

节器参数和负载电流 $i_o$ 相关。电流调节器增益通常取 $K_i=L_s/T$ 或 $K_i=L_s/2T$ <sup>[13]</sup>,  $T$ 为开关周期, 由式(4)可得, 电流内环近似等效成一个惯性环节时,  $K_i$ 取值越大, 其惯性时间常数越小, 动态响应速度越快。

## 2 母线电压的控制

三相PWM整流器采用电压电流双环控制时, 通常电压环调节速度较慢, 系统的响应速度受影响, 输入电压或负载突变时输出直流电压会出现较大的波动。为减小其电压波动, 除对电压环调节器进行改进外, 可采取措施主要有: 增大输出直流滤波电容及使电流环接近理想状态, 但直流滤波电容的选取受系统体积, 质量, 成本等限制, 应在满足要求的情况下应尽可能减小; 使稳态输出直流电压尽可能大于不控整流电压、减小输入电感、改进电流调节器参数等来提高电流环速度; 提高采样和开关频率也可以提高系统的动态性能<sup>[14]</sup>, 但受到变换器效率 $\geq 95\%$ 的设计指标限制, 经试验验证本文中开关频率取 20kHz。本节讨论在传统电压, 电流双闭环控制的基础上通过增加优化的负载电流前馈控制就可以提高系统的动态性能。

### 2.1 前馈控制策略

同步旋转坐标系下系统的简化闭环控制框图如图3所示。若把负载电流看作扰动, 根据控制理论知识, 前馈控制可以消除扰动对系统的影响, 从而提高系统的动态特性, 故采用负载电流补偿控制器 $K_{load}$ 来降低负载电流扰动对输出电压的影响, 提高系统的动态性能。

由图3可得负载电流与输出直流电压间的传递函数 $i_o(s)/u_{dc}(s)$ , 同时根据 $\omega_i=K_{vi}/K_{vp}$ :

$$\begin{aligned} \frac{i_o(s)}{u_{dc}(s)} &= \frac{1 + \frac{\omega_i}{s} + (K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s}) \square \frac{S_d}{s^2 \square \frac{C_s}{\omega_i}}}{-\frac{1}{sC_s} (1 + \frac{\omega_i}{s}) + K_{load} \square \frac{S_d}{s^2 \square \frac{C_s}{\omega_i}}} \\ &\approx \frac{(1 + \frac{\omega_i}{s})(1 + \frac{\omega_{vp}}{s})(1 + \frac{\omega_{vi}}{s})}{-\frac{1}{sC_s} (1 + \frac{\omega_i}{s}) + K_{load} \square \frac{S_d}{s^2 \square \frac{C_s}{\omega_i}}} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $K_{vp}$ ,  $K_{vi}$ 为电压调节器比例、积分常数。

$$\omega_{vp}, \omega_{vi} = (1 \pm \sqrt{1 - \frac{2C_s \square K_{vi}}{S_d \square K_{vp}^2}}) \square \frac{S_d K_{vp}}{2C_s}$$

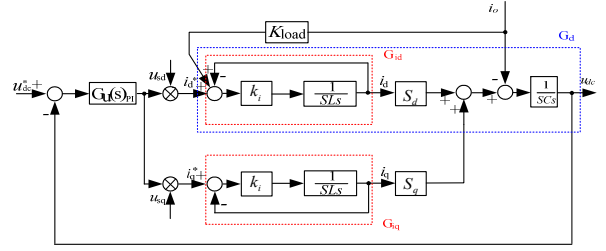
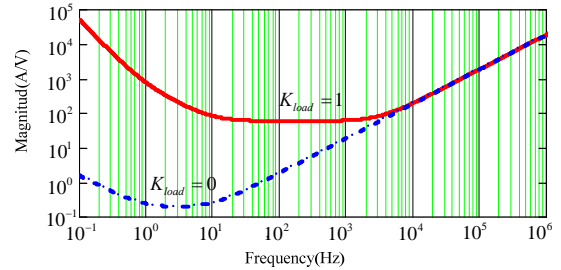


图3 系统闭环控制框图

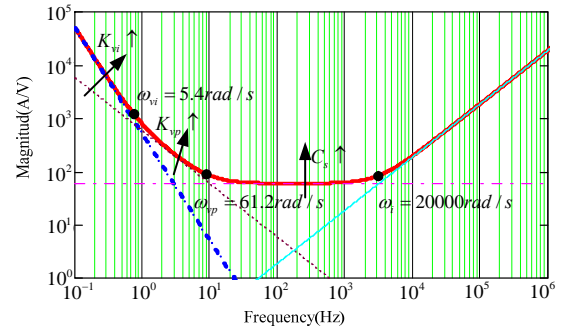
### 2.2 前馈对控制特性的影响

取 $K_{load}=1, S_d=1, K_{vp}=0.2, K_{vi}=2, C_s=3000\mu F$ , 由公式(5)可得有无前馈补偿时其幅频特性伯德图如图4(a)所示。显然, 采用负载电流前馈控制后负载电流与直流电压比幅值显著增大, 直流电压受负载电流影响显著减小; 进一步分析可得仅仅通过增加直流输出电容的大小也可以提高其比值, 但提高幅度有限。

对公式(5)中各参数进一步分析可得如图4(b)所示的幅频特性: 在 $0 \sim \omega_{vi}$ 低频区, 其幅值特性主要受 $K_{vi}$ 影响, 并且随 $K_{vi}$ 增大而增大;  $\omega_{vi} \sim \omega_{vp}$ 区域, 主要受 $K_{vp}$ 影响, 并且随 $K_{vp}$ 增大而增大; 大于 $\omega_{vp}$ 区域主要受 $C_s$ 影响; 整个频率范围内均受到 $C_s$ 影响, 随 $C_s$ 增大而增大。



(a) 有无前馈幅频特性伯德图



(b) 各参数对幅频特性的影响

图4 传递函数 $i_o(s)/u_{dc}(s)$ 幅频特性

### 2.3 前馈系数的优化设计

通过上节分析可得利用负载电流前馈控制可以

提高系统的动态性能。传统的负载电流前馈控制策略 $K_{load}$ 取1,其仅能部分改善负载突变时的动态响应特性,而且在输入电压突变时输出电压仍存在较大波动<sup>[15]</sup>。本节着重从理论上分析如何选取前馈系数 $K_{load}$ ,使得输出直流电压在输入电压和负载突变时均不受影响。

直流输出电压的动态平衡方程式为:

$$i_{out} = C_s \frac{du_{dc}}{dt} + i_o \quad (6)$$

其中 $i_o$ 为整流器负载电流,若忽略电感上的电阻且假定系统无损耗,在单位功率因数条件下,可得功率平衡关系式:

$$3v_{rms}i_{rms} = u_{dc}i_{out} \quad (7)$$

其中 $v_{rms}$ ,  $i_{rms}$ 为电网电压有效值、输入电流有效值。考虑到三相静止坐标系到 $d-q$ 同步旋转坐标系的变换关系,有 $i_d = \sqrt{3/2} i_m$ ,  $i_m$ 为输入电流幅值,则式(7)改写为:

$$\sqrt{3}v_{rms}i_d = u_{dc}i_{out} \quad (8)$$

根据 $i_d = K_C i_d^*$ ,  $K_C$ 为电流环闭环增益,若令:

$$\begin{cases} i_{out} = I_{out} + \hat{i}_{out}, u_{dc} = U_{dc} + \hat{u}_{dc}, i_o = I_o + \hat{i}_o, \\ v_{rms} = V_{rms} + \hat{v}_{rms}, i_d = I_d + \hat{i}_d, i_d^* = I_d^* + \hat{i}_d^* \end{cases} \quad (9)$$

运用小信号线性化方法,忽略高次项,可得稳态方程和小信号方程(10)~(13):

$$\sqrt{3}K_C V_{rms} I_d^* = U_{dc} I_{out} \quad (10)$$

$$I_{out} = I_o \quad (11)$$

$$\hat{i}_{out} = \frac{\sqrt{3}K_C V_{rms}}{U_{dc}} \hat{i}_d^* + \frac{\sqrt{3}K_C I_d^*}{U_{dc}} \hat{v}_{rms} - \frac{I_{out}}{U_{dc}} \hat{u}_{dc} \quad (12)$$

$$C_s \frac{d\hat{u}_{dc}}{dt} = \hat{i}_{out} - \hat{i}_o \quad (13)$$

系统小信号控制框图如图5所示,其中:

$$G_k = \frac{\sqrt{3}K_C V_{rms}}{U_{dc}}, \quad Z_L(s) = \frac{1}{sC_s}, \quad G_z = \frac{I_o}{U_{dc}}, \quad G_{vm} = \frac{\sqrt{3}K_C I_d^*}{U_{dc}}$$

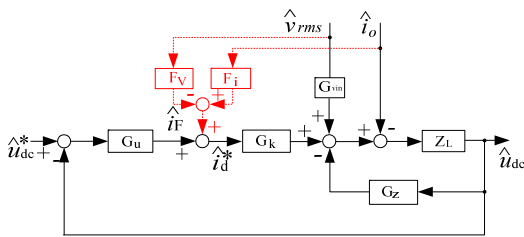


图5 电压环控制框图

负载电流 $i_o$ 发生变化首先影响到直流输出电压 $u_{dc}$ ,使 $u_{dc}$ 偏离设定值,然后由于电压调节器的调节作用,可以逐步减小直到消除 $u_{dc}$ 与设定值之间的偏差,系统重新进入稳态。由于电压调节环的带宽较低,调节速度较慢,若负载电流突然增大,整流器还来不及提供负载全部能量,此时直流侧电容释放出储存能量和整流器一起向负载提供能量,电容电压因此下降,正是由于这种在动态过程中输入与输出能量的不平衡,造成了直流输出电压的波动。根据控制学理论,负载电流可以看作外部扰动信号,同理,电网电压对于整个系统也被视作扰动信号,利用前馈控制策略可以消除扰动对系统的干扰。由于整流器的输入电流随着负载电流、输入电压以及直流输出电压的变化而变化,因此令:

$$i_F = K_F \frac{u_{dc} i_o}{v_{rms}} \quad (14)$$

对其进行小信号线性化并忽略高次项,可得:

$$\hat{i}_F = -K_F \frac{u_{dc} i_o}{V_{rms}^2} \hat{v}_{rms} + K_F \frac{u_{dc}}{V_{rms}} \hat{i}_o \quad (15)$$

加入前馈控制后的小信号模型如图5,其中:

$$F_v = K_F \frac{u_{dc} i_o}{V_{rms}^2}, F_i = K_F \frac{u_{dc}}{V_{rms}}$$

输出电压为:

$$\hat{u}_{dc} = T_v \hat{u}_{dc}^* + T_{in} \hat{v}_{rms} - Z_o \hat{i}_o \quad (16)$$

其中:

$$T_v = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{u}_{dc}^*} = \frac{G_k Z_L G_u}{1 + Z_L (G_k G_u + G_z)}, T_{in} = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{v}_{rms}} = \frac{Z_L (G_{in} - F_v G_k)}{1 + Z_L (G_k G_u + G_z)}$$

$$Z_o = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{i}_o} = \frac{Z_L (1 - F_i G_k)}{1 + Z_L (G_k G_u + G_z)}$$

根据式(16)显然可得:无前馈时,母线电压受负载和电网扰动的影响,若采取适当的控制措施使 $T_{in}$ ,  $Z_o$ 等于零,则可以理论上保证母线电压不受负载电流和电网电压波动的影响,即当:

$$K_F = \frac{1}{\sqrt{3}K_C} \quad (17)$$

输出电压:

$$\hat{u}_{dc} = \frac{G_k Z_L G_u}{1 + Z_L (G_k G_u + G_z)} \hat{u}_{dc}^* \quad (18)$$

输出电压不受输入电压和负载电流影响。本系统中 $K_C$ 近似为1,根据公式(17)可得前馈补偿系数 $K_{load}=1.6$ ,而不是传统前馈策略中 $K_{load}=1$ 。



## 2.4 电压调节器的设计

由式(18)可得前馈后电压环传递函数:

$$T_v = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{u}_{dc}^*} = \frac{K(s+Z)}{s^2 + \alpha s + \beta} \quad (19)$$

其中:

$$K = \frac{\sqrt{3}K_c K_{vp} V_{rms}}{U_{dc} C_s}, Z = \frac{K_{vi}}{K_{vp}},$$

$$\alpha = 2\xi\omega_n = \frac{\sqrt{3}K_c K_{vp} V_{rms} + I_o}{U_{dc} C_s},$$

$$\beta = \omega_n^2 = \frac{\sqrt{3}K_c K_{vp} V_{rms}}{U_{dc} C_s}$$

等式(19)说明电压外环的带宽与电压调节器、输入电压、母线电压和负载电流有关,增加输入电压可获得较宽的带宽,增加母线电压则减少带宽。由于系统要求网侧电流谐波含量低且与电网电压同相,因此电压外环的带宽应低于电网频率,一般取其为(1/2,1/3)倍的电网频率,该带宽可通过调节电压调节器的参数 $K_{vp}$ 和 $K_{vi}$ 获得。

## 3 仿真结果

### 3.1 负载电流前馈控制仿真分析

为验证上述分析的正确性及可行性,在 PSIM 下构建了仿真模型。图 6 为突加/减 7kW 负载时母线电压响应波形;图 7 为电网电压 100%-80%-100% 突变时母线电压响应波形。

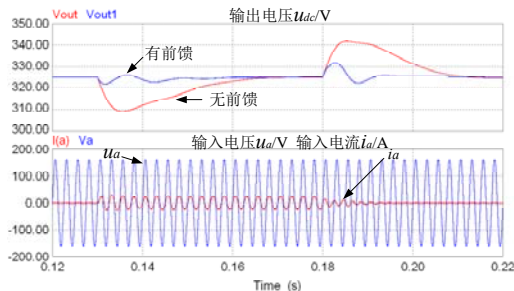


图 6 负载突变时母线电压瞬时响应仿真波形

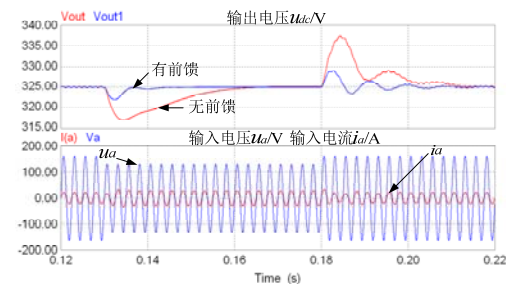


图 7 电网变化时母线电压瞬时响应仿真波形

可见增加优化负载电流前馈控制后,系统动态性能显著提高。调整  $K_{vp}$ ,  $K_{vi}$ ,  $C_s$  进一步仿真可得:提高  $K_{vp}$ ,  $K_{vi}$ ,  $C_s$  均可减小输入突变和负载突变时的输出电压冲击。但  $K_{vp}$  过大会引起输出电压振荡; $K_{vi}$  过大引起调节时间过长等;单纯依靠增大  $C_s$  输出电压波动并不能得到很好的改善,而通过负载电流前馈控制输出电压波动改善明显,仿真结果与理论分析一致。

### 3.2 三相 PWM 变换器控制策略仿真分析

为了验证基于  $d-q$  旋转坐标系的矢量控制方案及设计的正确性,本文在 Matlab/Simulink 环境下构建了仿真模型。仿真参数为:交流侧相电压有效值  $u_m=110V$ ,滤波电感  $L=7mH$ ,直流侧母线电压  $U_{dc}=360V$ ,滤波电容  $C_s=1880 \mu F$ ,逆变时外加电动势  $E=362V$ ,整流输出功率  $P_o=1kW$ 。

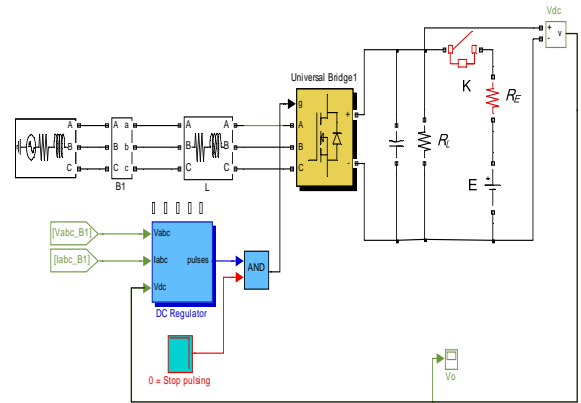
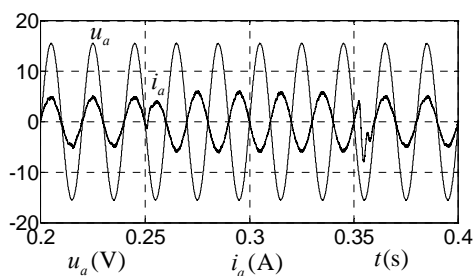


图 8 三相 PWM 变换器 Simulink 仿真模型

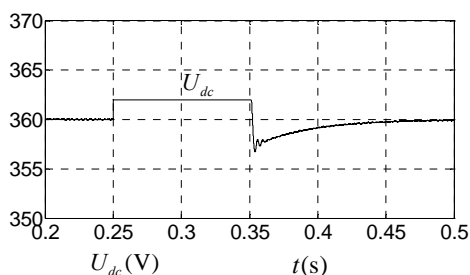
图9是系统在整流和有源逆变工作状态之间切换时的仿真波形,其中(a)为A相电压和电流波形,(b)为直流电压波形,(c)为d轴参考(即电压调节器输出)和q轴电流参考波形,(d)为d轴和q轴电流波形。仿真模型中,在0.25~0.35s之间,开关K闭合,直流侧接入362V的直流电压源,提供有源逆变所需要的能量。

由仿真波形可以看出,在0.25s前,交流侧电压和电流相位一致,直流侧电压稳定在360V,此时d轴参考和实际电流均为正值,系统运行在整流状态,能量从交流侧流向直流侧。在0.25s时,开关K闭合,直流侧接入362V的直流电压源,由于直流电压大于参考电压,电压调节器输出(即d轴电流参考)由正变负,最终处于负饱和状态,在电流调节器的作用下,d轴电流也由正变为负,交流侧电流与电压相位相反,系统从整流工作状态转换为有源逆变工作状态,能量从直流侧流向交流侧,逆变电流的大小可

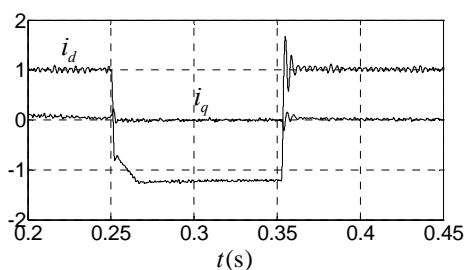
以通过改变电压调节器的限幅来控制。在0.35s时，开关K断开，d轴电流参考由负变正，在电流调节器的作用下，d轴电流也由负变正，交流侧电流与电压相位一致，系统从逆变工作状态转换为整流工作状态，能量从交流侧流向直流侧。从图9(c)可以看出，不管是整流还是逆变运行，q轴电流始终为0，即无功电流始终为0，系统运行在单位功率因数下。



(a) A 相电压、电流波形



(b)直流电压波形



(c)d 轴、q 轴电流波形

图 9 系统整流和有源逆变切换时仿真波形

## 4 结论

本文通过电压调节器控制功率流向，使其实现了单位功率因数下的整流和有源逆变双向运行，并且可以根据直流侧母线电压在整流和逆变状态之间自动平滑的切换，从而将直流侧的能量回馈电网，减少能源浪费，在大功率 UPS、电力操作系统及通讯系统中的蓄电池充放电装置、太阳能风力并网发电中有重要的应用价值。同时、在传统电压电流双 PI 控制的基础上，采用  $d-q$  坐标系下的矢量

控制策略以及本文提出的优化前馈补偿控制，可以显著的提高系统的动态性能，减小输入电压或负载突变时直流侧电压波动。

## 参考文献：

- [1]. Kun-Ping Lin, Ming-Hoon Lin. An advanced computer code for single-tuned harmonic filter design[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1998, 34(4): 640-648.
- [2]. Jian Sun, Zhonghui Bing, Kamiar J. Karimi. Small-Signal Modeling of Multipulse Rectifiers for More-Electric Aircraft Applications[C]. IEEE PESC 2008:302-308
- [3]. Mohamad Taha. Active rectifier using DQ vector control for aircraft power system [C]. IEEE IEMDC 2007:1306-1310.
- [4]. Jian Sun, Min Chen, Karimi K.J. Aircraft power system harmonics involving single-phase PFC converters[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 46(1):217-226.
- [5]. 方宇. 高功率因数可逆PWM变换器及其数字控制研究[D]. 南京, 南京航空航天大学博士论文. 2008.
- [6]. Souvik Chattopadhyay, V.Ramanarayanan. Digital Implementation of a Line Current Shaping Algorithm for Three Phase High Power Factor Boost Rectifier Without Input Voltage Sensing[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(3):709-713.
- [7]. G.Gong, M.L.Heldwein, U.Drofenik, et al. Comparative Evaluation of Three-Phase High Power Factor AC-DC Converter Concepts for Application in Future More Electric Aircrafts[C]. IEEE APEC 2004:1152-1159.
- [8]. Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra, et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 51(3):641-660.
- [9]. A.Nasiri, A.Emadi, Digital Control of a Three-Phase Series-Parallel Uninterruptible Power Supply/Active Filter, Proc.IEEE PESC[C], Aachen, Germany, 2004:4115-4120
- [10]. Katsumi Nishida, Tarek Ahmed, Mutsuo Nakaoka, A Sensorless Voltage Control of Stand-Alone Induction Generator with PWM Converter for Renewable Energy Applications[C], Proc.IEEE-PESC, Jeju, Korea, 2006:110-116
- [11]. 帅定新, 谢运祥, 王晓刚. 三相PWM 整流器混合非线性控制研究. 中国电机工程学报. 2009, 29(12):30-35. SHUAI Ding-xin, XIE Yun-xiang, WANG Xiao-gang. Novel Hybrid Nonlinear Control Method for Three phase PWM Rectifier[J]. Proceedings of the CSEE. 2009, 29(12):30-35.
- [12]. 王久和, 黄立培, 杨秀媛. 三相电压型PWM 整流器的无源性功率控制. 中国电机工程学报. 2008, 28(21):20-25. WANG Jiu-he, HUANG Li -pei, YANG Xiu-yuan. Power

Control of Three-phase Boost-type PWM Rectifier Based on Passivity[J]. Proceedings of the CSEE. 2008,28(21):20-25.

[13]. Chung-Chuan Hou, Po-Tai Cheng, Subhashish Bhattacharya, and Jarsun Lin. Modeling and Control of Three-Phase Active front-end Converters[C]. IECON 2007:1449-1454.

[14]. Ming-Tsung Tsai, W. I. Tsai. Analysis and Design of Three-Phase AC-to-DC Converters With High Power Factor and Near-Optimum Feedforward[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 46(3):535-543.

[15]. 李时杰, 李耀华, 陈睿. 背靠背变流系统中优化前馈控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报. 2006, 26(22):74-79.

LI Shi-jie, LI Yao-hua, CHEN Rui. Study of the Optimum Feed-forward Control Strategy in Back-to-back Converter System[J]. Proceedings of the CSEE. 2006,26(22):74-79.

---

#### 作者简介:

倪靖猛 (1985—), 男, 硕士研究生, 从事变电运维工作,

E-mail: 390497021@qq.com。

注: (作者联系方式: 倪靖猛, 15252038989, 051686282380,, 江苏省徐州市泉山区天山绿洲一期 5-3-801, 221000。)