

三相电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制

张帆¹, 刘跃敏¹, 范波^{1,2}, 王珂¹, 曾佳¹

(1. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳 471023; 2. 中信重工机械股份有限公司, 河南 洛阳 471039)

摘要:通过对三相电压型 PWM 整流器传统直接功率控制 (DPC) 引起的开关频率不固定, 网侧电流谐波分量高, 系统调节时间长等问题的分析, 提出一种电压型三相 PWM 整流器模型预测直接功率控制方法, 应用模型预测理论构建目标函数并对目标函数进行求偏导, 对下一个采样周期的有功功率和无功功率变化进行预测, 将模型预测理论与二阶拉格朗日插值法相结合进行功率修正, 实现了有功和无功功率的实际值与预测值的误差最小, 并采用空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 产生 PWM 信号驱动整流器功率开关, 实现固定的开关频率; 仿真结果表明, 本方法具有良好的动态和稳态性能, 系统对电感参数的变化不敏感, 有效降低了交流侧电流总谐波失真 (THD), 提高了交流侧功率因数。

关键词: PWM 整流器; 直接功率控制; 模型预测; 固定开关频率; SVPWM

Model Predictive Direct Power Control for Three-Phase Voltage Source PWM Rectifiers

Zang Fan, Liu Yuemin, Fan Bo, Wang Ke, Zeng Jia

(1. Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

2. Citic Heavy Industries Co., Ltd. Luoyang 471039, China)

Abstract: With the analysis of the problems caused by the traditional direct power control for three-phase PWM rectifier, including the unfixed switching frequency, net side current harmonic component is high, and system settling time is long, a scheme on the model predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifier is proposed in this paper. Constructing the objective function by using model predictive theory and calculating the partial derivative of the objective function, to predict the variations of active and reactive power in the next sampling period, which achieves the tracking control to the given power of next period. By using model predictive and the second order Langrange interpolation method to correct the power, which achieves the minimum error of active and reactive power between actual value and the predicted value. And using the PWM signal generated by Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) to drive the power switch of rectifier, which makes the fixed switching frequency. The simulation results show that this scheme has better dynamic performance and stable performance; The system is not sensitive to the change of inductance parameters; it can reduce the Total Harmonic Distortion (THD) of AC-link current effectively and can improve the power factor of AC-link.

Keywords: PWM rectifier; model predictive; direct power control; fixed switching frequency; SVPWM

0 引言

电力电子技术的快速发展给我们工业生产以及日常生活都带来了极大的方便, 但是也造成电网中电流谐波的严重污染, 同时会消耗大量的无功功率^[1-2]。为了从根本上解决这些问题, 就需要实现整流装置网侧电流的正弦化, 并实现单位功率因数。三相电压型 PWM 整流器的输入电流谐波畸变率低、网侧电流正弦化、电能双向传输、单位功率因数等优点^[3-4], 正因为这些优点使得 PWM 整流器得到了广泛的应用, 同时对 PWM 整流器的控制也备受国内外学者的研究, 并相继提出了

许多优异的控制理论和方法^[5-10]。

PWM 整流器的控制策略大多都是采用电压外环, 电流内环或者功率内环的控制结构^[11]。由于电流内环需要用复杂的坐标变换的矢量控制, 使系统的结构变得复杂, 并且 PI 控制器的参数对系统的稳定性影响较大^[12]。所以基于瞬时有功无功功率理论的直接功率控制 (DPC) 受到了广大学者的关注。文献 [13] 采用矢量开关表的方法进行选择合适的开关量信号, 实现了固定开关频率, 但是这种控制方法不能实现固定的开关频率, 文献 [14] 采用双开关表, 虽然对开关表的精度有所提升, 但是还是会造成开关矢量选择有误差造成功率失控, 文献 [15] 采用功率前馈解耦 PI 控制, 这种策略是将 PI 调节器和调制器相结合改进而来的, 本质上属于线性控制。这种策略的缺点是在动态情况下, 采用线性控制方法控制非线性系统会造成动态响应慢, 而且在功率内环又引入了 PI 环节。

因此本文根据 PWM 整流器的数学模型, 提出了一种三相电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制方法, 通过对下一个采样周期功率预测来实现有功无功功率的跟踪, 应用空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术通过对电压矢量的选择和作用时

收稿日期: 2016-05-19; 修回日期: 2016-07-12。

基金项目: 国家自然科学基金(U1404512)。

作者简介: 张帆(1990-), 男, 河南洛阳人, 硕士研究生, 主要从事 PWM 整流器控制策略方向的研究。

刘跃敏(1963-), 男, 河南洛阳人, 硕士, 教授, 主要从事生产过程的智能控制方法与应用方向的研究。

范波(1975-), 男, 河南洛阳人, 副教授, 主要从事大容量功率变换与高压交流调速系统方向的研究。

间进行确定,从而驱动功率开关^[16-17]。这种以模型预测为控制核心的P-DPC,不仅继承了传统DPC的优点,也克服了其缺点,而且P-DPC的功率内环结构简单、控制容易,并可以实现固定的开关频率。最后通过搭建仿真模型进行试验来对其有效性进行验证。

1 三相电压型PWM整流器P-DPC控制

1.1 三相电压型PWM整流器P-DPC控制模型

三相电压型PWM整流器拓扑结构如图1所示,其中 e_a, e_b, e_c 为网侧三相交流电压; i_a, i_b, i_c 为网侧三相交流电流; L 和 R 分别为网侧电感和内阻; u_a, u_b, u_c 为整流器的输入相电压; C 为直流侧电容; R_L 为负载; u_{dc} 和 i_{dc} 分别为直流母线电压和电流。 S_a, S_b, S_c 为PWM整流器开关函数。

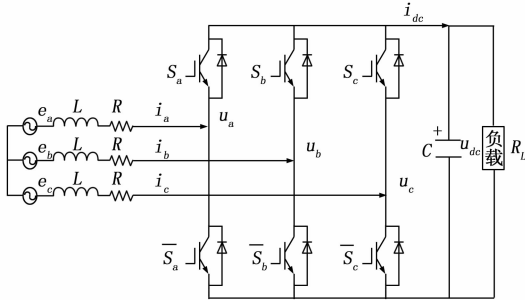


图1 三相PWM整流器拓扑结构

三相电压型PWM整流器在两相 α, β 静止坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - Ri_\alpha - u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - Ri_\beta - u_\beta \end{cases} \quad (1)$$

由于电压型整流器中电阻 R 特别小,故忽略式(1)中的电阻 R ,整理可得到:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - u_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - u_\beta) \end{cases} \quad (2)$$

根据瞬时有功无功功率理论,两相 α, β 静止坐标系下的瞬时有功无功功率为:

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (3)$$

对式(3)进行求导,可得瞬时有功无功功率的变化率为:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\alpha \frac{de_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{de_\beta}{dt} \\ \frac{dq}{dt} = e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt} + i_\alpha \frac{de_\beta}{dt} - i_\beta \frac{de_\alpha}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

在理想的三相电压下, e_a, e_b 瞬时的变化率为:

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\omega e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \omega e_\alpha \end{cases} \quad (5)$$

上式中 ω 为网侧电压的旋转角速度。

将式(2)、(5)带入到式(4),则瞬时有功无功功率的变换率可表示为:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha^2 - e_\alpha u_\alpha) + \frac{1}{L}(e_\beta^2 - e_\beta u_\beta) - \omega(i_\alpha e_\beta - i_\beta e_\alpha) \\ \frac{dq}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha e_\beta - e_\beta u_\alpha) - \frac{1}{L}(e_\alpha e_\beta - e_\alpha u_\beta) + \omega(i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta) \end{cases} \quad (6)$$

将式(3)带入到式(6),化简可得:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2 - e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta) - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha u_\beta - e_\beta u_\alpha) + \omega p \end{cases} \quad (7)$$

有功功率和无功功率用 a, b 表示。即:

$$\begin{cases} a = \frac{dp}{dt} \\ b = \frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (8)$$

在任意采样时刻 $t=k$,对式(8)进行一阶倒数离散化,可得:

$$\begin{cases} a = \frac{p(k+1) - p(k)}{T} \\ b = \frac{q(k+1) - q(k)}{T} \end{cases} \quad (9)$$

上式中 T 为采样时间。

整理式(9)可得:

$$\begin{cases} p(k+1) = aT + p(k) \\ q(k+1) = bT + q(k) \end{cases} \quad (10)$$

根据模型预测控制算法理论,需要构建一个目标函数,来保证在每个周期结束时,有功无功功率的误差最小,因此构建的目标函数为:

$$E = [p_{ref} - p^*(k)]^2 + [q_{ref} - q^*(k)]^2 \quad (11)$$

式中, p_{ref}, q_{ref} 为有功功率和无功功率的指令值, $p^*(k), q^*(k)$ 为在 $t=k$ 时刻,有功功率和无功功率的期望值。

根据模型预测的原理,在 $t=k$ 功率的期望值,希望与在 $t=k+1$ 功率的瞬时值相等即: $p^*(k) = p(k+1)$ 。

因此目标函数可改写为:

$$E = [p_{ref} - p(k+1)]^2 + [q_{ref} - q(k+1)]^2 \quad (12)$$

将式(7)、(10)带入(12)可得:

$$E = [p_{ref} - p(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2 - e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta) + \omega q T]^2 + [q_{ref} - q(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha u_\beta - e_\beta u_\alpha) - \omega p T]^2 \quad (13)$$

为了实现有功和无功功率的实际值与预测值的误差最小,所以对式(13)分别对 u_α, u_β 求偏导可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial u_\alpha} &= -\frac{2T}{L}[p_{ref} - p(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2 - e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta) + \omega q T]^2 e_\alpha \\ &\quad - \frac{2T}{L}[q_{ref} - q(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha u_\beta - e_\beta u_\alpha) - \omega p T]^2 e_\beta \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial u_\beta} &= -\frac{2T}{L}[p_{ref} - p(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2 - e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta) + \omega q T]^2 e_\beta \\ &\quad + \frac{2T}{L}[q_{ref} - q(k) - \frac{T}{L}(e_\alpha u_\beta - e_\beta u_\alpha) - \omega p T]^2 e_\alpha \end{aligned} \quad (15)$$

将式 (14)、(15) 等于 0, 即可得到使目标函数值最小的 u_a , u_β 值, 使得本系统的误差最小, 实现误差跟踪。

$$\begin{cases} u_a = e_a - \frac{L}{T(e_a^2 + e_\beta^2)} [(\xi_p + T\omega q)e_a + (\xi_q - T\omega p)e_\beta] \\ u_\beta = e_\beta - \frac{L}{T(e_a^2 + e_\beta^2)} [(\xi_p + T\omega q)e_\beta - (\xi_q - T\omega p)e_a] \end{cases} \quad (16)$$

式中, $\zeta_p = p_{ref} - p(k)$, $\zeta_q = q_{ref} - q(k)$ 。

1.2 二阶拉格朗日插值功率修正

根据模型预测的原理 $p^*(k) = p(k+1)$ 。但是在实际情况下, 不可能完全满足 $p^*(k) = p(k+1)$, 所以令 $p^*(k) - p(k+1) = \zeta_p^*(k)$ 。为了克服模型预测的误差以及控制过程中的干扰对系统的影响, 故采用二阶拉格朗日插值法来进行计算, 令 $\Delta p(k) = p(k) - p(k-1)$; $\Delta p(k-1) = p(k-1) - p(k-2)$; $\Delta p(k-2) = p(k-2) - p(k-3)$ 。可以将 $\zeta_p^*(k-1)$ 看做 $\Delta p(k) - \Delta p(k-1)$, 及 $\Delta p(k) - \Delta p(k-1) = \zeta_p^*(k-1)$, 那么有 $\Delta p(k-1) - \Delta p(k-2) = \zeta_p^*(k-2)$, 如果 $\zeta_p^*(k-1) > \zeta_p^*(k-2)$, 则 $\zeta_p^*(k) = 2\Delta p(k) - 3\Delta p(k-1) + \Delta p(k-2)$, 如果 $\zeta_p^*(k-1) < \zeta_p^*(k-2)$, 则 $\zeta_p^*(k) = 2\zeta_p^*(k-1) = 2\Delta p(k) - 3\Delta p(k-1) + \Delta p(k-2)$ 所以无论 $\zeta_p^*(k-1) > \zeta_p^*(k-2)$ 还是 $\zeta_p^*(k-1) < \zeta_p^*(k-2)$, 都有:

$$\xi_p^*(k) = 2\Delta p(k) - 3\Delta p(k-1) + \Delta p(k-2) \quad (17)$$

令 $\Delta q(k) = q(k) - q(k-1)$; $\Delta q(k-1) = q(k-1) - q(k-2)$; $\Delta q(k-2) = q(k-2) - q(k-3)$ 。同理可得:

$$\xi_q^*(k) = 2\Delta q(k) - 3\Delta q(k-1) + \Delta q(k-2) \quad (18)$$

将式 (17)、(18) 带入到式 (16) 中, 并经过矩阵运算可得到式 (13), 即可得到整流器参考电压矢量 u_a 、 u_β 。

$$\begin{cases} u_a = e_a - \frac{L}{T(e_a^2 + e_\beta^2)} \times [(\xi_p + \xi_p^* + T\omega q)e_a + (\xi_q + \xi_q^* - T\omega p)e_\beta] \\ u_\beta = e_\beta - \frac{L}{T(e_a^2 + e_\beta^2)} \times [(\xi_p + \xi_p^* + T\omega q)e_\beta - (\xi_q + \xi_q^* - T\omega p)e_a] \end{cases} \quad (19)$$

1.3 模型预测直接功率控制与 SVPWM 技术结合

传统的直接功率控制策略采用功率估算器, 扇区选择器, 功率滞环比较器, 开关表及 PI 调节器组成, 使系统结构较为复杂。这种采用矢量开关表进行开关信号选择的控制方法, 对开关表的精度要求很高, 如果开关信号选择不当会造成功率失控, 并且不能实现固定的开关频率。为了增加开关信号的精确性, 可以将开关表进行优化, 甚至采用双开关表进行控制, 虽然使系统的控制信号更准确, 但是却让系统的结构更加复杂, 而且精度越高的开关表就会产生更高的开关频率, 开关频率过高不仅对控制芯片的要求提高还可能会烧毁功率开关器件。由于 SVPWM 技术其动态响应快、电压利用率高且频率固定等优点, 本文将 SVPWM 运用于三相 PWM 整流器中来代替传统的开关表, 由式 (19) 计算出来的整流器参考电压矢量 u_a 、 u_β 通过 SVPWM 技术产生 PWM 信号去驱动整流器功率开关, 实现对瞬时功率进行预测控制, 从而获得期望的电压输出。该控制策略与传统的开关表直接功率控制相比, 用模型预测算法

代替了滞环比较器, 用 SVPWM 技术代替了传统的矢量开关表, 使其结构更加简单, 并可以实现了固定开关频率控制, 为了确保实现整流器单位功率因数运行, 在 P-DPC 控制系统中, 直接将 q^* 设定为 0。

本文提出的三相电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制采用电压外环, 功率内环的双闭环控制, 系统原理框图如图 2 所示。

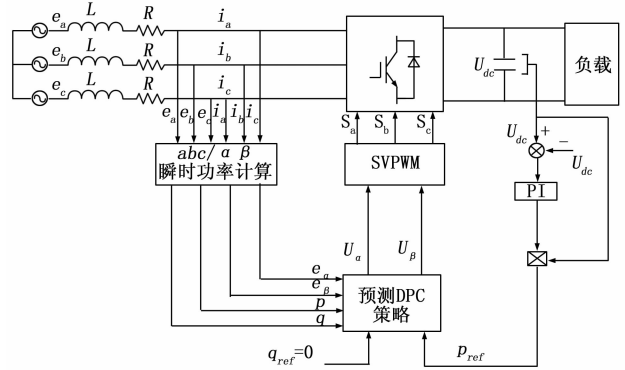


图 2 P-DPC 原理框图

2 仿真结果及分析

为了验证本文提出的控制方法的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建基于模型预测的 DPC (P-DPC) 仿真模型, 并与传统的 DPC 进行比较。电路参数如下: 网侧相电压有效值 $e=220$ V, 电网频率 $f=50$ Hz, 采样频率 $F=5$ kHz, 网侧电感 $L=5$ mH, 网侧电阻 $R=0.1$ Ω , 直流侧稳压电容 $C=4.9$ mC, 负载电阻 $R_L=50$ Ω , 直流电压 $u_{dc}=700$ V, $k_p=3.01$, $k_i=0.9$, 仿真时间为 0.5 s。

图 3 为两种控制方法三相 PWM 整流器直流侧电压波形。可以明显看出, P-DPC 控制方法和传统的 DPC 控制策略都实现了电压跟踪, P-DPC 控制方法直流侧电压的调节时间为 0.06 s, 传统的 DPC 控制方法直流侧电压的调节时间为 0.23 s, P-DPC 控制方法直流侧电压的调节时间有了明显的缩短。并可以清晰的看出在两个系统稳定时, 在 0.25~0.3 s 这一时间段内 P-DPC 控制方法的直流侧电压波形波动很小在 0.08 V 左右, 而传统的 DPC 控制方法直流侧电压波动在 0.4 V 左右, 稳态时 P-DPC 控制方法的直流侧电压波动明显更小。

图 4 为对 P-DPC 控制方法与传统的 DPC 控制方法的网侧电流进行谐波分析, 结果表明 P-DPC 控制方法网侧电流的 THD=1.02%, 并且在奇次谐波分量很小, 而传统的 DPC 控制方法网侧电流的 THD=4.00%, 国家规定网侧电流的 THD 不能超过 5%, 虽然两个方法都满足规定, 但是 P-DPC 控制方法的谐波失真率更低, 对电网的污染更少。

图 5 为稳态时 P-DPC 控制方法, 网侧的瞬时有功功率和无功功率稳定在指令值上, 实现了功率误差跟踪。网侧的功率因数几乎接近于单位功率因数, 基本实现了网侧单位功率因数运行。

由 (19) 可知, 电感值 L 对系统的准确性有很大的关系, 并且电感值容易受到温度等环境因素的影响, 为了验证电感值对系统稳定性的影响, 采用增大和减小电感值 20% 来进行测

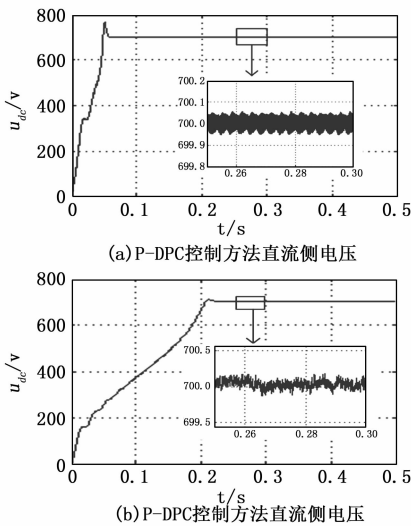


图 3 两种 DPC 控制方法直流侧电压

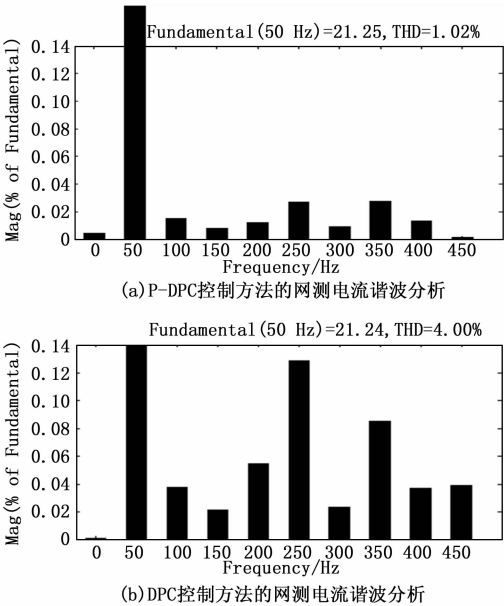


图 4 两种 DPC 控制方法的网侧电流谐波分析

试, 仿真结果如图 6, 可以看出, 在电感值变化的时候, 对系统的稳定性影响不大, 但是电感值减小会减小系统的调节时间, 电感值增大会增加系统的调节时间。

为了验证 P-DPC 控制方法的动态稳定性, 当系统达到稳态时, 在 0.3 s 将系统中直流侧给定电压值由 700 V 突升到 750 V, 在 0.4 s 时再将直流侧给定电压值再由 750 V 突降到 650 V, 网侧电压、电流和直流侧电压变化情况如图 7 所示, 从图中可以看出在直流侧给定电压值突升到 750 V 时, 直流侧电压经过 0.02 s 的调节时间迅速达到给定值, 当直流侧给定电压值从 750 V 突降到 650 V 时, 直流侧电压经过 0.04 s 的调节时间迅速达到给定值。实现了直流侧电压跟踪输出, 并且网侧电压与电流依旧保持同相位。因此该系统是直流侧电压输出可调。

3 结论

本文所提出的三相电压型 PWM 整流器模型预测直接功率

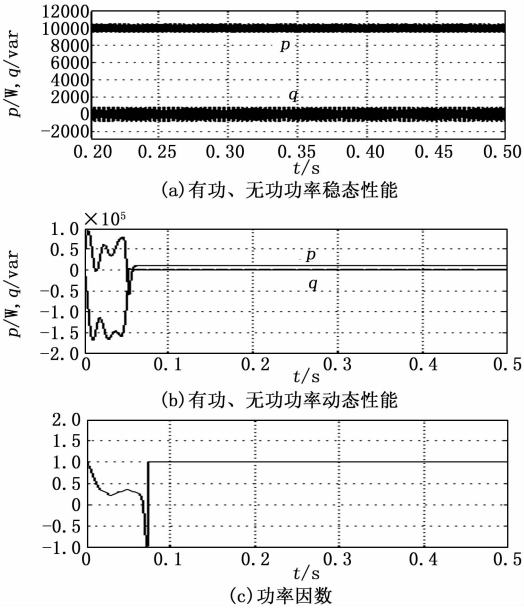


图 5 P-DPC 控制方法网侧的有功、无功功率

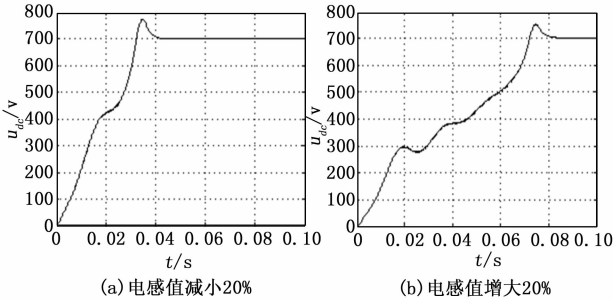


图 6 P-DPC 控制方法电感值变化时
直流侧电压波形

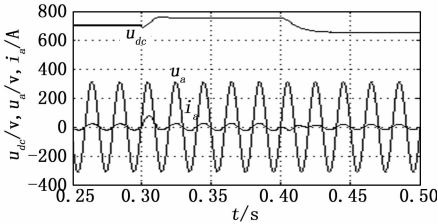


图 7 P-DPC 控制方法的网侧电压、电流和
直流侧电压的变化

控制方法, 较传统的直接功率控制方法有以下改进: 系统的功率内环采用的是模型预测算法, 通过构建一个目标函数, 并对其 u_o , u_e 的偏导, 对下一个采样周期的有功功率和无功率变化进行预测, 将模型预测理论与二阶拉格朗日插值法相结合进行功率修正, 实现了有功和无功率的实际值与预测值的误差最小使功率内环设计与控制更加简单; 由于采用 SVPWM 技术使得功率器件开关频率固定; 由于直接将 q^* 设定为 0, 实现了网侧单位功率因数控制; 网侧电流畸变率很小; 直流侧电压调节时间短, 稳态时电压的波动也很小; 当电感值增加或减小 20% 时, 直流侧电压基本保持不变; 当直流侧给定电压

(下转第 129 页)