

背靠背变流系统中优化前馈控制策略的研究

李时杰¹, 李耀华¹, 陈睿²

(1. 中国科学院电工研究所, 北京市 海淀区 100080; 2. 中国科学院研究生院, 北京市 海淀区 100039)

Study of the Optimum Feed-forward Control Strategy in Back-to-back Converter System

LI Shi-jie¹, LI Yao-hua¹, CHEN Rui²

(1. Chinese Academy of Sciences, Haidian District, Beijing 100080, China;

2. Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Haidian District, Beijing 100039, China)

ABSTRACT: In back-to-back converter system, dc-bus voltage usually fluctuates as the variation of motor speed and grid voltage, which makes it impossible for system to run safely and sysbly. In order to restrain dc-bus voltage fluctuation and improve system transient response, the principle of the conventional power feed-forward control strategy on improving dc-bus voltage transient response is analyzed, and points out advantages and disadvantages of this control strategy by using the technology of small-signal model. Then, an optimum feed-forward control strategy is presented. By using this control strategy, dc-bus voltage is immunized from not only variation of motor speed but also variation of grid voltage, and the transient response of system is improved. In addition, this control strategy replaces a current sensor with the state observer to measure load current, which saves system cost and solves many problems produced by current sensor and increases the stability of system. Finally, it is verified by both simulated results and experimental results in a 4kVA laboratory prototype system.

KEY WORDS: dc-bus voltage; power feed-forward; the state observer; space vector; field oriented control; back-to-back converter system

摘要: 在背靠背变流系统中, 直流母线电压受负载和电网等因素的影响而上下波动, 这极大影响了系统的安全可靠运行。为了抑制直流母线电压的波动, 提高系统动态响应能力, 文中采用小信号模型的分析方法, 分析了传统前馈控制策略提高母线电压动态响应的原理以及优缺点, 提出了一种优化的前馈控制策略, 不仅抑制了由负载和电网变化引起的母线电压波动, 使系统的动态响应能力得到了提高, 而且应用状态观测器取代电流传感器对负载电流进行测量, 降低了成本并解决了电流传感器给系统带来的各种问题, 提高了系统的稳定性。最后, 仿真结果和基于4kVA实验平台的试验结果都证明了该控制策略的有效性。

关键词: 直流母线电压; 功率前馈; 状态观测器; 空间矢量;

磁场定向控制; 背靠背变流系统

0 引言

背靠背变流系统输入端采用 PWM 可控整流流^[1-15], 输出端采用 PWM 逆变^[16-18](如图 1 所示)。与传统采用二极管不控整流的变流系统相比具有以下优点: ①不仅可以实现网侧电流正弦化, 且可实现网侧单位功率因数。②便于控制直流母线电压的泵升。③能量可双向流动, 将电机制动产生的能量回馈电网, 实现电机四象限运行。

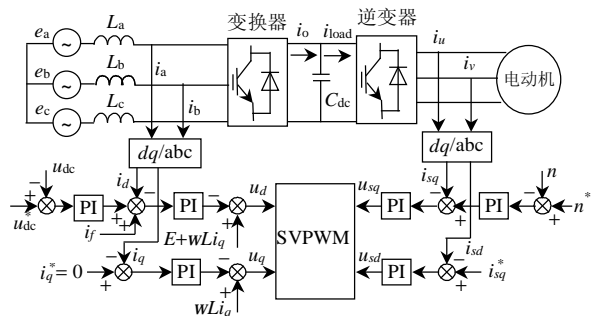


图 1 背靠背变流系统框图

Fig.1 The system diagram of the back-to-back converter

作为 back-to-back 变流系统的关键技术之一, 如何抑制母线电压的波动, 提高其动态响应成为关注和研究的焦点。当电网电压或电机工作状态突变时, 母线电压必将会产生波动, 尤其当电机制动向电网回馈能量时。此时若控制不当, 则电机反馈的能量全部存储在直流母线的电容上, 引起母线电压急剧升高, 导致直流母线两侧的功率开关器件过压击穿。为了抑制在瞬态时母线电压大的波动, 文献[1-3]提出在直流母线侧加装大容量电容的办法, 该方法不仅可以减少母线电压的波动, 而且使整流桥和逆变桥的控制系统相互解耦, 系统简单容易控

制,但缺点是直流环节需大容量电容,动态响应慢,系统体积大、寿命低。文献[4]采用功率前馈的控制方法,将逆变侧电机电流的变化直接反映在整流侧电流内环的参考值上,使电机状态突变只改变整流侧电流内环的电流参考值,而不影响到直流电容电压,该方法的优点是动态响应较快,直流电压波动明显减小,缺点是不能抑制由电网突变等因素引起的母线电压波动。文献[5]采用电流平衡控制方法,即始终保持逆变桥流入的电流等于整流桥输出的电流,从而使流入电容的电流为零,达到抑制母线电压在瞬态时波动的目的。文献[6]采用主从控制方法,始终强制整流器的输出功率等于逆变器的输入功率,以此限制母线电压的波动。这两种方法的优点是动态响应快,电容量大大减少,直流电压波动小。然而缺点是整流桥和逆变桥的控制系统相互耦合,控制系统复杂,实现难度大。

为了有效抑制母线电压的波动,同时尽可能的使控制系统简单实用,本文采用小信号模型的分析方法,对功率前馈控制方法抑制母线电压波动的原理进行理论研究,在分析该方法的优缺点基础上,提出了一种优化的前馈控制方法,该方法不仅能更有效地抑制由负载突变引起的母线电压的波动,而且对电网突变引起的母线电压波动也有明显的抑制作用。同时,为了实现无电流传感器的前馈控制策略,本文提出了基于现今值状态观测器模型的方法对负载电流进行虚拟测量,降低了系统成本并提高了可靠性。最后,对上述控制策略进行了仿真和实验,结果证明了该方法的有效性。

1 传统前馈控制策略的理论分析

传统前馈控制策略是将负载电流的变化直接反映在整流侧电流内环的参考值上,从而降低瞬态流入电容的电流,维持母线电压基本恒定。然而,这种策略在何种条件下才能维持母线电压的恒定,以及在给定母线电压值的条件下该策略抑制母线电压波动的程度并没有被研究,本文采用小信号模型方法对此进行了研究。这里整流侧采用 D - Q 同步旋转坐标系的空间矢量控制策略^[3]。假设母线电压波动受负载和电网突变的影响,忽略功率器件的开通和关断损耗,根据功率平衡原理和基尔霍夫电流定律,可以得到式(1)~(3):

$$C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = i_o - i_{load} \quad (1)$$

$$3ui = U_{dc} i_o \quad (2)$$

$$i = Ki_{ref} \quad (3)$$

其中: i_o 为整流器输出电流; i_{load} 为逆变器输入电流; u 、 i 为电网相电压和相电流有效值; U_{dc} 为直流母线电压; i_{ref} 为电流内环参考值; K 为比例系数; C_{dc} 为直流母线电容。利用小信号的线性化技术分析等式(1)~(3),并忽略高次项,可得

$$\begin{cases} 3KI_{ref} = U_{dc} I_0 \\ I_0 = I_{load} \\ \hat{i}_0 = \frac{3KU}{U_{dc}} \hat{i}_{ref} + \frac{3KI_{ref}}{U_{dc}} \hat{u} - \frac{I_0}{U_{dc}} \hat{u}_{dc} \\ C_{dc} \frac{d\hat{u}_{dc}}{dt} = \hat{i}_0 - \hat{i}_{load} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4),得到小信号的控制图 2,参数见式(5)。

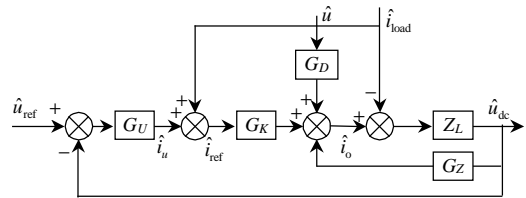


图 2 采用前馈项的小信号控制图
Fig.2 The small-signal diagram with feed-forward compensator

$$\begin{cases} G_K = \frac{3KU}{U_{dc}} \\ Z_L(S) = \frac{1}{SC_{dc}} \\ G_z = \frac{I_0}{U_{dc}} \\ G_D = \frac{3KI_{ref}}{U_{dc}} \\ G_U = K_p + \frac{K_i}{S} \end{cases} \quad (5)$$

由图 2 可以分别推导出有、无前馈控制时母线电压波动与负载电流和电网电压波动的表达式

$$\hat{u}_{dc} = T_{ref} \hat{u}_{ref} + T_v \hat{u} + Z_0 \hat{i}_{load} \quad (6)$$

$$\begin{cases} T_{ref} = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{u}_{ref}} = \frac{G_K Z_L G_U}{D} \\ T_v = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{u}} = \frac{Z_L G_D}{D} \\ Z_0 = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{i}_{load}} = \begin{cases} \frac{-Z_L}{D} & \text{(无前馈时)} \\ \frac{-(1-G_K)}{D} Z_L & \text{(有前馈时)} \end{cases} \\ D = 1 + Z_L (G_K G_U + G_z) \end{cases} \quad (7)$$

由式(6)可知,由于 T_v 和 Z_0 的存在,母线电压受负载和电网扰动的影响而产生波动,若采取适当

的控制措施使 T_v 和 Z_0 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。

传统的前馈功率控制策略若能使 $1-G_K=0$, 则母线电压不再受负载的突变而波动。令 $1-G_K=0$, 可以得到

$$1-G_K=1-3KU/U_{dc}=1-3U/(\sqrt{2}U_{dc})=0$$

$$\text{当 } U_{dc}=\frac{3}{\sqrt{2}}U \text{ 时, } 1-G_K=0. \text{ 其中, } K=\frac{1}{\sqrt{2}} \text{ (整}$$

流侧控制策略采用 $D-Q$ 同步旋转坐标系的空间矢量控制^[3])。然而, 为使 PWM 可控整流桥交流侧线电压不含低次谐波, 直流母线电压 $U_{dc} \geq \sqrt{6}U$ 。显然, $1-G_K=0$ 不能成立, 因此采用功率前馈控制策略并不能完全消除负载变化对母线电压产生的影响。但是, 由于 $G_K=\frac{3U}{\sqrt{2}U_{dc}} \leq \frac{3U}{\sqrt{2} \times \sqrt{6}U}=\frac{\sqrt{3}}{2}$, 所以 $1-\frac{\sqrt{3}}{2} \leq 1-G_K < 1$, 即采用功率前馈方法可在一定程度上抑制负载变化对母线电压的影响(当 $U_{dc}=\sqrt{6}U$ 时, $1-G_K=0.13$, 即可将负载变化对母线电压的影响降低到 13%), 然而随着母线电压与电网电压比值的升高, 这种控制策略对抑制母线电压波动的效果越来越差。此外, 前馈功率控制策略的另一不足之处在于没有对电网的扰动进行控制(即 T_v 并不等于零), 若引入对电网扰动的控制, 则系统的动态性能有望得到进一步提高。

2 优化前馈控制策略的理论分析

为使母线电压免受负载和电网突变的影响, 希望引入恰当的前馈项使 T_v 、 Z_0 等于零。根据电网输入功率与直流母线输出功率相等的原则(为简化分析, 忽略功率器件的开通和关断损耗), 选取前馈项

$$i_f = K_f \frac{U_{dc} i_{load}}{U}, \text{ 对其进行小信号分析, 得}$$

$$\hat{i}_f = -K_f \frac{U_{dc} I_{load}}{U^2} \hat{u} + K_f \frac{U_{dc}}{U} \hat{i}_{load} = -G_v \hat{u} + G_i \hat{i}_{load} \quad (8)$$

根据式(8)得到优化前馈控制策略的小信号控制图 3, 最终得到直流电压波动与负载电流和电网电压波动的表达式

$$\hat{u}_{dc} = T_{ref} \hat{u}_{ref} + T'_v \hat{u} + Z'_0 \hat{i}_{load} \quad (9)$$

其中

$$\begin{cases} T'_v = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{u}} = \frac{Z_L(G_D - G_v G_K)}{D} \\ Z'_0 = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{i}_{load}} = \frac{-Z_L(1 - G_i G_K)}{D} \end{cases} \quad (10)$$

取 $K_f=1/3K$, 则 T'_v 、 Z'_0 等于零, $\hat{u}_{dc} = T_{ref} \hat{u}_{ref}$, 即直流母线电压理论上完全不再受负载电流和电网电压突变的影响, 暂态时母线电压仍保持恒定。

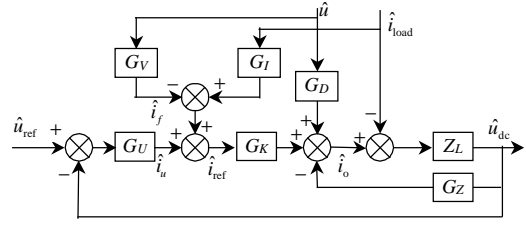


图3 采用优化前馈项的控制框图

Fig.3 The control block diagram with optimum feed-forward compensator

此时, 电压外环的闭环传递函数为

$$T_{ref} = \frac{K_c(s+Z)}{s^2+as+b} \quad (11)$$

$$\text{其中: } K_c = \frac{3K \cdot K_p \cdot U}{U_{dc} \cdot C_{dc}}; \quad Z = \frac{K_i}{K_p}; \quad a = 2\omega_n = \frac{3K \cdot K_p \cdot U + I_0}{U_{dc} \cdot C_{dc}}; \quad b = \omega_n^2 = \frac{3K \cdot K_i \cdot U}{U_{dc} \cdot C_{dc}}.$$

等式(11)说明电压外环的带宽与电压调节器 G_U 、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, 而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, 较适合的带宽范围为(1/3, 1/2)倍的电网频率, 该带宽可通过调节调节器 G_U 的参数 K_p 和 K_i 获得。

3 负载电流观测器的设计

传统的前馈控制策略需要通过加装电流传感器来获得负载电流 i_{load} 。这种方法的缺点是增加了直流母线与功率开关管间线路的杂散电感, 而且随着逆变器额定功率的增加, 电流传感器的安装位置也变得困难起来。当直流母线挂接多个逆变器负载时, 则需要安装多个电流互感器, 导致系统的费用增加, 可靠性下降。为了解决上述问题, 本文提出了基于现今值状态观测器模型的测量方法, 利用已知的直流母线电压 U_{dc} 和整流器输出电流 i_o 对负载电流 i_{load} 进行虚拟测量。具体分析过程如下:

将等式(1)离散化, 可得二阶离散化状态方程

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{dc}(k+1) \\ i_{load}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_{sample}}{C_{dc}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc}(k) \\ i_{load}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{sample}}{C_{dc}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot i_o(k) \\ U_{dc}(k) = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} U_{dc}(k) \\ i_{load}(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

其中： $A = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_{\text{sample}}}{C_{\text{dc}}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{T_{\text{sample}}}{C_{\text{dc}}} \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$,

$x(k+1) = \begin{bmatrix} U_{\text{dc}}(k+1) \\ i_{\text{load}}(k+1) \end{bmatrix}$, $x(k) = \begin{bmatrix} U_{\text{dc}}(k) \\ i_{\text{load}}(k) \end{bmatrix}$, $\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} \hat{U}_{\text{dc}}(k) \\ \hat{i}_{\text{load}}(k) \end{bmatrix}$,

$\hat{y}(k) = \hat{U}_{\text{dc}}(k)$, $\hat{x}(k)$ 代表模型的状态观测值, $\hat{y}(k)$ 代表模型的输出观测值。式(12)可以表达为

$$\begin{cases} x(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot u(k) \\ y(k) = C \cdot x(k) \end{cases} \quad (13)$$

式中： $y(k)$ 为状态方程的输出量； $x(k)$ 为状态方程的观测量； $u(k)$ 为状态方程的输入量，可由等式(2)得到。

利用现今值观测器模型(如图 4)，若已知 k 时刻的观测值，就可以预测 $(k+1)$ 时刻的状态值：

$$\bar{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) \quad (14)$$

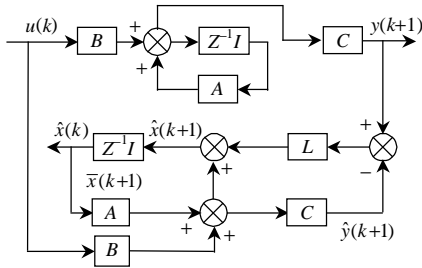


图 4 现今值状态观测器模型

Fig.4 The state observer model of the present value

测量 $(k+1)$ 时刻的系统输出值 $y(k+1)$ ，并用观测误差 $[y(k+1) - C\bar{x}(k+1)]$ 修正预测值 $\bar{x}(k+1)$ ，从而得到 $(k+1)$ 时刻的观测值

$$\hat{x}(k+1) = \bar{x}(k+1) + L[y(k+1) - C\bar{x}(k+1)] =$$

$$[A - LCA]\hat{x}(k) + [B - LCB]u(k) + Ly(k+1) \quad (15)$$

其中 L 是观测器的反馈增益矩阵 $[L_1 \ L_2]^T$ (确定 L 的基本思想是保证观测器的动态响应满足规定的要求，即要求观测器系统的极点位于 z 平面上以原点为圆心的单位圆内，然后根据配置的极点采用系数匹配法即可得到反馈增益矩阵的矢量值)。选择适当的反馈增益矩阵矢量就可以保证在 k 趋于无穷大时，状态观测值 $\hat{x}(k+1)$ 接近实际值 $x(k+1)$ 。扩展等式(15)就可以得到负载电流的观测方程(16)

$$\begin{cases} \hat{U}_{\text{dc}}(k+1) = \hat{U}_{\text{dc}}(k) + L1 \cdot \Delta U_{\text{dc}}(k) + \frac{T_{\text{sample}}}{C_{\text{dc}}} \cdot (1-L1)[i_0(k) - \hat{i}_{\text{load}}(k)] \\ \hat{i}_{\text{load}}(k+1) = L2 \cdot \Delta U_{\text{dc}}(k) + (1 + \frac{L2 \cdot T_{\text{sample}}}{C_{\text{dc}}}) \cdot \hat{i}_{\text{load}}(k) - \frac{L2 \cdot T_{\text{sample}}}{C_{\text{dc}}} i_0(k) \end{cases} \quad (16)$$

若令 \tilde{x} 为估计误差，则有 $\tilde{x} = x - \hat{x}$ ，因此观测误差的状态方程为

$$\tilde{x}(k+1) = (A - LCA)\tilde{x}(k) \quad (17)$$

式(17)为齐次方程，它表明观测误差与 $u(k)$ 无关，它的动态特性由 $(A - LCA)$ 决定。如果其特性是快速收敛的，那么对于任何初始误差，观测误差将快速收敛于零，即观测值快速收敛于实际值。

根据式(16)可得负载电流观测器在连续域的模式图 5，它清楚地说明了负载电流观测器动态的工作过程。其中 $K_a = (1-L_1)/C_{\text{dc}}$, $K_b = L_2/T_{\text{sample}}$, $K_c = L_1 C_{\text{dc}} / (1-L_1)T_{\text{sample}}$, $K_d = L_2/C_{\text{dc}}$ 。

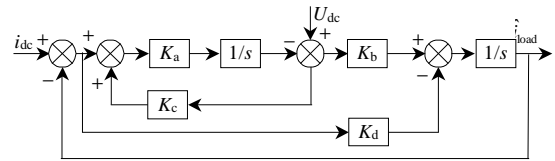


图 5 电流观测器的连续域模型图

Fig.5 The continuous-time domain model of current observer

通过分析可以发现，只要已知初始状态以及直流母线的电压 U_{dc} 和整流器输出电流 i_o ，就可以根据观测方程(16)得到负载电流 i_{load} 。

4 仿真和实验

4.1 仿真

为了验证优化前馈控制策略的有效性，采用 Matlab 软件对 back-to-back 变流系统进行了仿真。整流侧采用 $D-Q$ 同步旋转坐标系的空间矢量控制策略，逆变侧负载采用永磁同步电动机，控制策略为转子磁场定向。系统框图如图 1 所示。

仿真参数：电网线电压：80V；直流母线电压：150V；交流侧电感：5mH；直流侧电容：1000μF；开关频率：10kHz。

图 6 为电机在 $50 \sim -50 \text{rad/s}$ 之间变化时，采用观测器方法和电流传感器方法(由于直流母线的负载是逆变器，电流传感器所测量的负载电流为与开关频率相关的脉冲波，不能直接用于前馈，需加入一低滤波环节)分别得到的负载电流仿真波形。从图可见，由观测器测量的负载电流无论在稳态与瞬态都能快速跟踪实际值。

图 7 为采用不同控制策略时对于转速突变母线电压瞬态响应的仿真波形图(1 无前馈控制；2 前馈控制；3 优化前馈控制)，从图中可以看出，电机在 $50 \sim -50 \text{rad/s}$ 之间变化时，母线电压上下波动分别为 $\pm 50\text{V}$ 、 $\pm 20\text{V}$ 、 $\pm 8\text{V}$ 。由此可以看出，对于负载突变

引起的母线电压波动,优化前馈控制策略优于前馈控制策略。

图8为电网电压突变时(100%-80%-100%),采用优化前馈控制策略、前馈控制策略和无前馈控制策略的仿真波形图。从图中可以看到,母线电压上下波动分别为±32V、±26V、±10V。由此可以看出,采用前馈控制策略对由电网电压突变引起的母线电压波动基本没有抑制作用,而采用优化前馈控制策略则起到了明显的抑制作用。

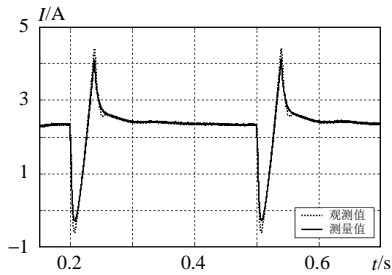


图6 转速变化时观测器和传感器所测量的负载电流波形
Fig.6 Simulated load current waveform by observer and current sensor for speed variation

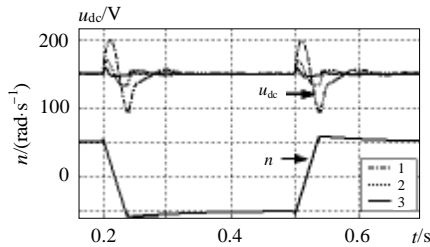


图7 转速变化时母线电压瞬时响应仿真图
Fig.7 Simulated dc-bus voltage response for speed variation

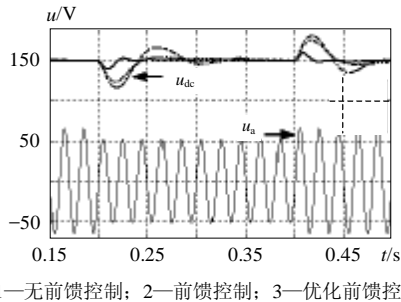


图8 电网变化时母线电压瞬时响应仿真图
Fig.8 Simulated dc-bus voltage response for grid variation

4.2 试验

在上述研究的基础上,搭建了4kVA的back-to-back变流系统试验平台(系统实现框图如图6所示),功率模块采用三菱公司的PM75CVA120的IPM,交流侧电感为6mH,直流侧电容为1000μF,电源输入线电压为80V,直流母线电压为150V,负载为3kW的永磁同步电动机,电机极对数3极,最大转速为2000转/s,整流和逆变控制系统分别采用TI公司的F2407A芯片,开关频率为10kHz。整

流侧采用D-Q同步旋转坐标系的空间矢量控制,逆变侧采用转子磁场定向控制。

图9~11为当永磁同步电机由正500转/min突变到-500转/min时,分别采用无前馈控制策略、有前馈控制策略和优化前馈控制策略时母线电压的波动情况。从图9可以看出,当采用无前馈控制策略时,母线电压的波动幅度最大,达到75V;从图10可以看出,当采用前馈控制策略时,母线电压的波动幅度明显减少,大约50V;从图11可以看到,采用优化前馈控制策略时,母线电压的波动仅为25V。由此可以看出,优化前馈策略对母线电压的波动有着明显的抑制作用。

图12为电机转速500转/min突变到-500

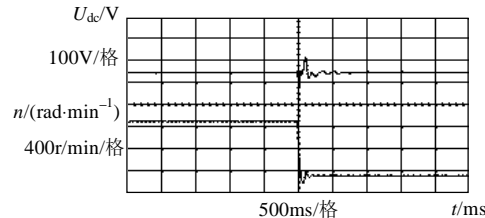


图9 转速变化时无前馈控制母线电压瞬态响应
Fig.9 Experimental dc-bus voltage transient response for speed variation without feed-forward compensator

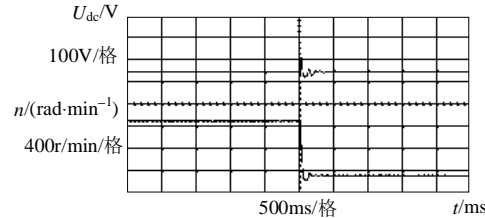


图10 转速变化时前馈控制母线电压瞬态响应
Fig.10 Experimental dc-bus voltage transient response for speed variation with feed-forward compensator

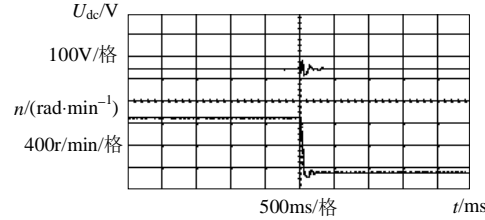


图11 转速变化时优化前馈控制母线电压瞬态响应
Fig.11 Experimental dc-bus voltage transient response for speed variation with optimum feed-forward compensator

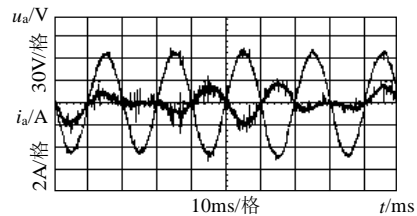


图12 转速变化时电网相电压和相电流波形图
Fig.12 Experimental voltage and current for speed variation

转/min 变化时, 电网 A 相电压和 A 相电流的波形图。由图可以看出, 在电机减速的过程中, 电网的相电压和相电流反相, 说明电机制动产生的能量回馈回电网, 此时电网由输出能量状态变为输入能量状态, 整流桥工作在逆变状态。

5 结论

针对 back-to-back 变流系统母线电压易受负载和电网变化的影响而上下波动的问题, 本文采用小信号模型的分析方法, 从理论上分析了前馈功率控制策略在抑制母线电压波动方面的局限性, 提出了一种优化的前馈控制策略, 它不仅抑制电机状态突变时引起的母线电压波动, 而且对电网电压的突变引起母线电压的波动也有明显的抑制作用。该方法简单有效, 易于实现, 另外为了降低成本提高系统的稳定性, 同时提出了用现今值状态观测器取代电流传感器测量负载电流的方法。最后, 仿真和实验结果都证明了该控制策略的有效性。

参考文献

- [1] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1990, 2(5): 880-885.
- [2] Nargari. Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron. 1993, 42(5): 396-401.
- [3] Jong. Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using $d-q$ axis crosscoupling[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(1): 179-185.
- [4] Kim J S. New control scheme for ac-dc-ac converter without dc link electrolytic capacitor[C]. Proc. IEEE PESC'93, Seattle, WA, USA, 1993: 300-306.
- [5] Gu Bon-gwan. A dc link capacitor minimization method through direct capacitor current control[J]. IEEE Trans. on Power Elec., 2002, 33(5): 811-817.
- [6] Namho Hur. A fast dynamic dc-bus power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system[J]. IEEE Trans on Ind Elec, 2001, 48(4): 794-803.
- [7] 张纯江, 顾和荣, 等. 基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 28-31.
Zhang Chunjiang, Gu Herong, et al. Mathematical model of three phase PWM rectifier based on a novel phase and amplitude control[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 28-31(in Chinese).
- [8] 张兴, 张崇巍. PWM 可逆变流器空间电压矢量控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 102-105.
Zhang Xing, Zhang Chongwei. Study on a new space voltage vector control method about reversible PWM converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 102-105(in Chinese).
- [9] 钟炎平. PWM 整流器的一种快速电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 52-56.
Zhong Yanping. A fast current control scheme for PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE. 2005, 25(12): 52-56(in Chinese).
- [10] 王久和, 李华德. 一种新的电压型 PWM 整流器直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 47-52.
Wang Jiuhe, Li Huade. A new direct power control strategy of three phase boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE. 2005, 25(16): 47-52(in Chinese).
- [11] 王英, 张纯江. 三相 PWM 整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89.
Wang Ying, Zhang Chunjiang. A new phase and amplitude control strategy and mathematics model of three phase voltage rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 85-89(in Chinese).
- [12] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [13] Blaabjerg F. Single current sensor technique in the dc link of three-phase PWM-VS inverters[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat, 1997, 33(7): 1241-1253.
- [14] Toshiya Ohnuki. Control of a three-phase PWM rectifier using estimated ac-side and dc-side voltages[J]. IEEE Trans. on Power Elec, 1999, 14(2): 222-226.
- [15] Dong-Choon LEE. Acvoltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Trans on Power Elec, 2002, 17(6): 883-890.
- [16] 彭力, 白丹. 三相逆变器不平衡抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 174-178.
Peng Li, Bai Dan. Research on three-phase inverter with unbalanced load[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 174-178(in Chinese).
- [17] 明正峰, 钟彦儒. SVPWM 技术在直流母线零电压过渡三相逆变器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(6): 56-61.
Ming Zhengfeng, Zhong Yuran. Research on SVPWM method applied in DC-rail zero-voltage-transition three-phase inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(6): 56-61(in Chinese).
- [18] 孔雪娟, 王荆江. 基于内模原理的三相电压源型逆变器的波形控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67-70.
Kong Xuejuan, Wang Jingjiang. The control scheme of three phase voltage source inverter output waveform based on internal model theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70(in Chinese).

收稿日期: 2006-05-10。

作者简介:

李时杰(1974—), 男, 博士研究生, 从事电力电子及电气传动研究;
李耀华(1965—), 男, 博士生导师, 研究员, 从事电力电子、电气传动及磁悬浮技术的研究。

(责任编辑 韩 蕾)