

基于合成矢量的电压型 PWM 整流器电流控制研究

陈耀军, 钟炎平

(空军雷达学院, 湖北省 武汉市 430019)

Study on the Current Control for Voltage-Source PWM Rectifier Using Complex Vectors

CHEN Yao-jun, ZHONG Yan-ping

(Air Force Radar Academy, Wuhan 430019, Hubei Province, China)

ABSTRACT: In the synchronous reference frame, The current control system of three-phases voltage-source PWM rectifier is a second-order system with a two-input/two-output form, whose performance is analyzed based on the system is decoupled completely. In fact because of the variety of the input inductor, the system is not decoupled completely. In this paper, the system became a first-order system with a single-input/single-output form by using complex vector representation. The performance of two tradition current controller topologies is comparatively analyzed through their complex vector root locus and complex frequency response functions, the affection and the fact causing this affection to the system by the variety of the input inductor and the synchronous frequency are analyzed and the inherent defect of the tradition controller is pointed. Based on the analysis, the current error feed-forward decouple controller is present, which hardly relies on the input inductance and does not rely on the synchronous.

KEY WORDS: PWM rectifier; Current regulator; Complex vector; Root locus; Frequency response.

摘要: 在同步坐标系中, 三相电压型 PWM 整流器电流控制系统是一双输入双输出二阶系统, 对系统性能的分析一般是建立在系统彻底解耦基础上, 而实际上由于输入电感值的变化, 系统不可能彻底解耦。本文引用合成矢量表示法将系统描述成一单输入单输出的一阶系统, 采用合成矢量根轨迹和频率响应分析法比较分析了两种传统电流控制器结构, 分析了输入电感值和同步频率变化对系统性能的影响, 揭示了产生影响的原因, 指出了传统电流控制结构的固有缺点。在此基础上提出了电流误差前馈解耦控制策略, 通过比较研究表明该策略对输入电感值的依赖大大减弱, 而对旋转频率则无任何依赖。

关键词: PWM 整流器; 电流控制器; 合成矢量; 根轨迹; 频率响应

1 引言

随着电力电子技术的发展, PWM 整流器的应用日益广泛。PWM 整流器根据拓扑结构可以分为电压型 PWM 整流器和电流型 PWM 整流器^[1], 在高压场所, 多电平 PWM 整流器获得了应用^[2]。

电压型 PWM 整流器可以采用间接电流控制^[3-4]或直接电流控制。目前广泛采用的控制结构为电压电流双闭环控制。由于在同步坐标系中, 交流电流被分解成有功电流和无功电流, 在稳态时, 它们都是直流分量, 有功电流和无功电流可以得到独立无静差地控制。正因如此, 在 dq 同步坐标系中的电流控制策略获得了较为广泛的应用^[5-12]。

对于电流控制系统性能的分析一般是建立在系统彻底解耦基础上, 即在动态过程中两相电流互不影响。遗憾的是, 在常用的电流状态反馈解耦控制中要用到输入电感值, 受电感测量误差的影响, 系统解耦不可能彻底。文献[11]在实验和仿真研究的基础上得出一个结论: 当控制器增益足够大时, 电流耦合的影响可以忽略, 甚至没有必要引入电流状态反馈解耦而仅采用同步 PI 调节器控制。但在实际应用中, 增大控制器的增益不利于系统的稳定, 而且随着同步频率的上升, 电流耦合的影响加剧, 因而采用提高控制器增益的方法来解决系统耦合的影响不是最终的方法。

可见, 对电流控制系统电流耦合影响的分析十分有必要, 然而在同步坐标系中 PWM 整流器电流控制系统为一相互耦合的双输入双输出系统, 这为分析系统的性能带来了困难。为此, 引用合成矢量建立了系统的合成矢量模型, 将系统变为一单输入单输出一阶系统, 应用该模型, 采用合成矢量根轨

迹和合成矢量频率响应分析法,深入分析了两种传统电流控制系统结构,在此基础上提出了电流误差前馈解耦控制策略,采用该策略,系统性能不随同步频率的变化而变化,且对输入电感的依赖性较弱。

2 电流控制器的标量模型

电压型 PWM 整流器在静止坐标系和同步旋转坐标系中的方程分别如式(1)和式(2)所示^[7-8]。

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} D \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} - u_{ra} \\ u_{sb} - u_{rb} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} D \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd} - u_{rd} \\ u_{sq} - u_{rq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 D 为微分算子; L_s 为输入电感; R_s 为输入等效电阻; i_{sx} 、 u_{sx} 和 u_{rx} ($x=a, b, d, q$) 分别为输入电流、电压和桥中点电压在各自坐标轴中的分量,其中 i_{sd} 、 i_{sq} 为瞬时有功电流和无功电流。

如果采用同步 PI 调节器控制,则 PWM 整流器电流控制器结构如图 1 所示。令 $K_{li} / K_{pi} = R_s / L_s$, 如果忽略系统耦合的影响,则闭环控制系统等效为一阶惯性系统,通过选择 K_{pi} 即可设计系统带宽。本文仿真所选取的参数为: $R_s = 1\Omega$, $L_s = 10\text{mH}$, 控制系统带宽为 200Hz。

图 2 为采用同步 PI 控制时不同同步频率情况下有功电流和无功电流的阶跃响应仿真波形,可以看出,系统响应表现出的特性不是希望的带宽为 200Hz 的一阶系统,响应过程中 i_{sd} 与 i_{sq} 之间相互影响,随着同步频率的升高,系统的控制性能变差, i_{sd} 与 i_{sq} 之间的相互影响加剧。

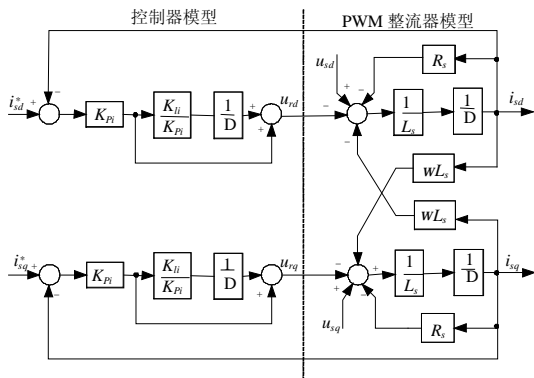


图 1 同步坐标系中采用 PI 控制器时电流控制系统结构
Fig. 1 Block diagram of current controller with a synchronous frame PI regulator, shown in the synchronous reference frame

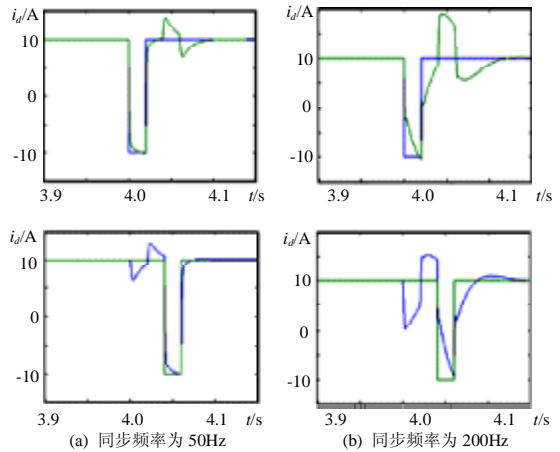


图 2 采用同步 PI 控制时有功电流和无功电流响应波形
Fig. 2 d - and q -axes current step responses with a synchronous PI current regulator shown in the synchronous reference frame

3 PWM 整流器的合成矢量模型

三相交流系统可以用标量表示,也可以用各分量合成的矢量表示。在二相静止坐标系中,合成矢量 f_{ab} 和标量 f_a 及 f_b 有如下的关系:

$$f_{ab} = f_a + jf_b \quad (3)$$

根据这一关系, PWM 整流器在 ab 静止坐标系中的方程可以写为

$$D i_{ab} = -(R_s / L_s) i_{ab} + (u_{sab} - u_{rab}) / L_s \quad (4)$$

式中 i_{ab} 为输入电流 i_a 、 i_b 的合成矢量; u_{sab} 为输入电压 u_{sd} 、 u_{sa} 的合成矢量; u_{rab} 为控制电压 u_{rd} 、 u_{ra} 的合成矢量。

将式(4)变换到同步坐标系中,变换过程中,微分算子 D 用 $D + j\omega$ 代替,便可得到 PWM 整流器在 dq 同步坐标系中的数学模型^[12]为

$$(D + j\omega) i_{dq} = -(R_s / L_s) i_{dq} + (u_{sdq} - u_{rdq}) / L_s \quad (5)$$

从式(4)和式(5)可看出,采用合成矢量表示后, PWM 整流器从 1 个二阶系统变成了 1 个一阶系统,并且从 1 个双输入双输出的系统变成 1 个单输入单输出的系统。这为分析系统特性带来了很大的方便。由式(5)知,系统有唯一的合成极点 $-R_s/L_s - j\omega$ 。

4 传统电流控制系统分析

4.1 基于同步 PI 调节器的电流控制系统分析

在同步坐标系中,如果仅仅采用 PI 控制,采用合成矢量表示,有图 3 所示的形式。为了分析方便,根据图 3 写出采用同步 PI 控制时电流控制系统在

ab 静止坐标系中的传递函数

$$G_{o1}(s) = \frac{K_{Pi}}{L_s} \frac{s + \frac{K_{Ii}}{K_{Pi}} - j\omega}{(s - j\omega)(s + \frac{R_s}{L_s})} \quad (6)$$

本文所给出的根轨迹及频率响应波形使用的都是在静止坐标系中的描述形式，控制器带宽为 200Hz，有以下 2 点考虑：①控制器是在同步坐标系中设计的，在静止坐标系中对系统进行分析不会改变系统的性质。②在静止坐标系中对系统进行分析比在同步坐标系中进行分析能更全面地反应系统的性能。

根据式(6)，使用 MATLAB，可以描绘出采用同步 PI 调节器和静止坐标系模型描述时电流控制系统的合成矢量根轨迹，如图 4 所示。合成矢量根轨迹绘制方法和标量根轨迹一样，但合成矢量根轨迹不需要关于实轴对称，这是由于此时系统的输入输出数量不再是实际的数量，而是合成矢量，它可能有不对称的合成零点和极点。

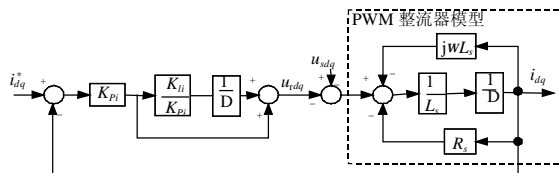


图 3 同步坐标系中电流 PI 控制系统合成矢量框图

Fig. 3 Complex vector block diagram with a synchronous PI current regulator, show in the stationary reference frame

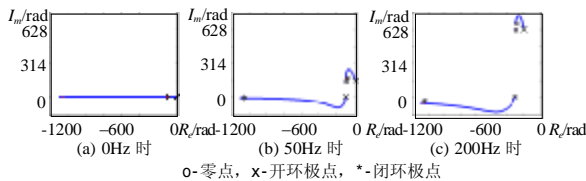


图 4 采用同步 PI 控制在静止坐标系中电流控制系统在不同同步频率时的合成矢量根轨迹

Fig. 4 Complex vector root locus with a synchronous frame PI current regulator for different synchronous frequencies, shown in the stationary reference frame

从图中可以看出，在同步频率较低时，控制器的零点大致抵消系统主极点，于是系统的闭环主极点大致配置在需要的 200Hz 带宽处，系统的响应相对较快。而随着同步频率的增加，控制器的零点不再和系统的主极点对消，而是和控制器本身的极点相互作用，这就造成了闭环系统主导极点远离零点向虚轴靠近，从而造成系统超调增加。

采用同步 PI 调节器在静止坐标系中描述时系统的闭环传递函数如式(7)所示。根据式(7)，绘出系

统在不同同步频率时的频率响应波德图，如图 5 所示。由于合成矢量可以正向旋转，也可以反向旋转，于是在计算合成矢量频率响应时输入频率有正有负。

$$G_{c1}(s) = \frac{K_{Pi}s + K_{Ii} - jK_{Pi}\omega}{L_s s^2 + (K_{Pi} + R_s - j\omega L_s)s + K_{Ii} - j\omega(K_{Pi} + R_s)} \quad (7)$$

从图 5 可以看出，随着同步频率的增长，系统频率响应波形畸变越来越严重，这势必会增加系统响应过程中的超调，这与分析系统的根轨迹时得到的结论是一致的。从图 5 还可以看出，当系统的输入频率和同步频率一致时，所有的波德图均获得单位增益和零相位延时，但当输入频率离开同步频率时，波德图有明显的畸变。

4.2 基于电流状态反馈解耦控制的电流控制系统分析

上面通过合成矢量的根轨迹和频率响应分析了采用同步 PI 调节器控制时的系统性能，一个好的控制系统性能是不应随同步频率的变化而变化的，为此，在同步 PI 控制的基础上，引入电流状态反馈进行解耦控制，其合成矢量控制框图如图 6 所示。

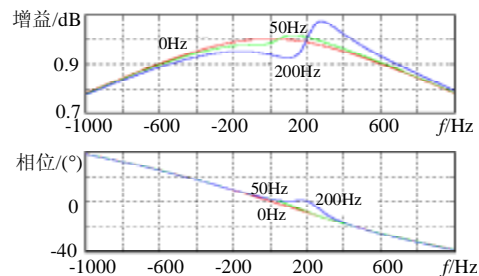


图 5 采用同步 PI 调节器在静止坐标系中电流控制系统在不同同步频率时频率响应波德图

Fig. 5 Complex vector frequency response function (FRF) with a synchronous PI current regulator for different synchronous frequencies, shown in the stationary reference frame

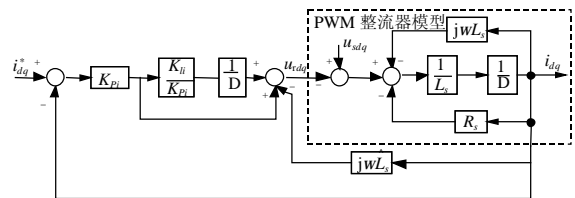


图 6 同步坐标系中采用电流状态反馈解耦控制时系统合成矢量框图

Fig. 6 Complex vector block diagram with a current state feedback decouple controller, show in the synchronous reference frame

引入电流状态解耦项后，当电感测量值和实际值一致时，在同步坐标系中，系统的主极点由 $-R_s/L_s - j\omega$ 变成了 $-R_s/L_s$ 。这一变化使得控制

器的零点和系统改造后的极点发生对消,而且不依赖于同步频率的变化。对消发生后,闭环系统的带宽取决于 K_{Pi} 的大小,通过设计 K_{Pi} ,便可获得需要的带宽。

根据图6写出采用电流状态反馈解耦控制时在静止坐标系中电流控制系统的开环传递函数为

$$G_{o2}(s) = \frac{K_{Pi}}{L_s} \frac{s + \frac{K_{li}}{K_{Pi}} - j\omega}{(s - j\omega)[s + \frac{R_s}{L_s} - j\omega \frac{\hat{L}_s}{L_s}]}$$
 (8)

闭环传递函数如式(9)所示。其中, \hat{L}_s 为实际电感的测量值。根据式(8)作出系统在不同同步频率时的根轨迹,如图7所示。

从图7可以看出,控制系统零点和系统主极点的对消不依赖于同步频率的变化,闭环系统的主导极点取决于控制系统带宽。图8所示为此时系统的频率响应波形,对于不同同步频率的频率响应波形均关于同步频率点对称,在中心频率点处,增益为1,相移为零,这便是希望得到的效果。

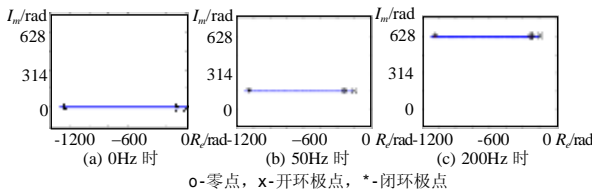


图7 采用电流状态反馈解耦控制在静止坐标系中电流控制系统在不同同步频率时的合成矢量根轨迹

Fig. 7 Complex vector root locus with a current state feedback decouple controller for different synchronous frequencies, shown in the stationary reference frame

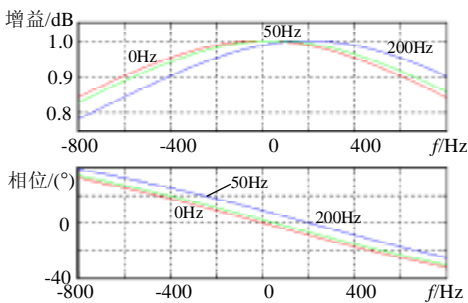


图8 采用电流状态解耦控制在静止坐标系中电流控制系统在不同同步频率时的合成矢量频率响应

Fig. 8 Complex vector FRF with a current state feedback decouple controller for different synchronous frequencies, shown in the stationary reference frame

上面的分析是建立在输入电感测量值绝对准确($\hat{L}_s \equiv L_s$)基础上的,当电感测量值有误差时,系统解耦将不再彻底,对系统的控制就会产生影响。图9为当电感值有测量误差时系统的频率响应(同

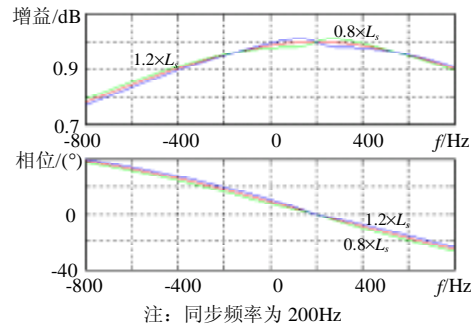


图9 电感测量有误差时在静止坐标系中电流控制系统的合成矢量频率响应

Fig. 9 Complex vector FRF with a current state feedback decouple controller for variations in L_s , shown in the stationary reference frame

步频率为200Hz),不难发现,当电感测量不精确时,频率响应波形不对称,在同步频率点附近波形发生了畸变,出现了谐振峰。图10为当电感测量值有误差时,有功电流和无功电流的阶跃响应波形(同步频率为200Hz),有功电流控制和无功电流控制相互影响,系统的控制性能变差。

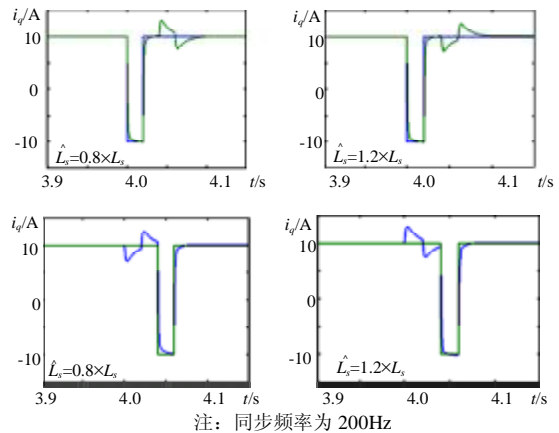


图10 采用电流状态反馈解耦控制电感测量有误差时有功电流和无功电流阶跃响应

Fig. 10 d - and q -axes current step responses with a current state feedback decouple controller for variations in L_s , shown in the synchronous reference frame

$$G_{c2}(s) = [K_{Pi}s + K_{li} - jK_{Pi}\omega] / \{L_s s^2 + (K_{Pi} + R_s - j\omega(L_s + \hat{L}_s))s + K_{li} - \omega^2 \hat{L}_s - j\omega(K_{Pi} + R_s)\}$$
 (9)

5 基于电流误差前馈解耦控制策略的提出与分析

从前面的分析可以看出,基于电流状态反馈解耦控制的控制策略能获得较好的控制性能,但该方法需要估计输入电感值,当电感测量有误差时,系统的控制性能变坏,随着同步频率的提高,这一现象尤为明显。

基于电流状态反馈解耦控制的控制策略的本

质是通过电流状态的反馈补偿控制改造系统的主极点，使系统的主极点与控制器的零点对消，从而使闭环控制系统的主导极点不受物理条件限制，能根据需要配置在任何地方，此时变化的是系统的主极点，控制器的零点是不变的。根据这一点，可以使系统的主极点不变，通过改造控制器的零点，使控制器的零点和系统的主极点对消，同样可以获得我们所需要的控制性能，这便是本文提出的基于电流误差前馈解耦控制策略的基本思路。

在同步坐标系中系统的主极点为 $-R_s/L_s - jw$ ，为使控制器的零点与系统的极点能对消，构建控制器的零点为 $-K_{li}/L_{pi} - jw$ ，在设计控制器参数时确保 $K_{li}/K_{pi} = R_s/L_s$ 。采用该方案时系统的控制框图如图 11 所示。

根据图 11，写出系统在静止坐标系中的开环和闭环传递函数

$$G_{o3} = \frac{K_{pi}}{L_s} \frac{s + K_{li}/K_{pi}}{(s - jw)(s + R_s/L_s)} \quad (10)$$

$$G_{c3} = \frac{K_{pi}s + K_{li}}{L_s s^2 + (K_{pi} + R_s - jwL_s)s + (K_{li} - jwR_s)} \quad (11)$$

根据式(10)和式(11)可以分别作出系统在静止坐标系中的根轨迹和频率响应波形图，根轨迹如图 12 所示，频率响应有和图 8 所示的一样的形式。由此可见，采用电流误差前馈解耦控制能取得电流状态反馈解耦控制一样的控制性能。

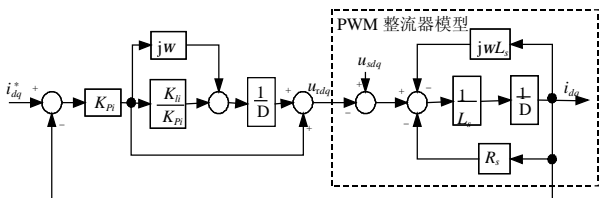


图 11 同步坐标系中电流误差前馈解耦控制系统合成矢量框图

Fig.11 Complex vector block diagram with a current error feed-forward decoupled controller, show in the synchronous reference frame

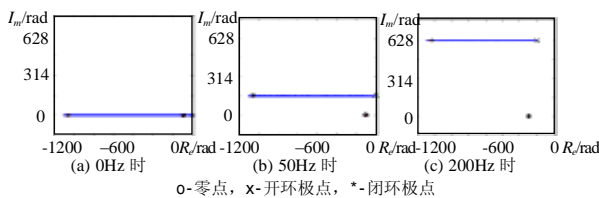
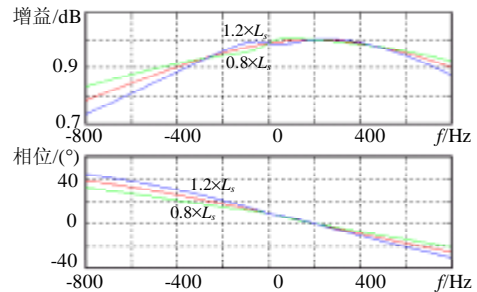


图 12 采用电流误差前馈解耦控制策略控制系统在静止坐标系中的根轨迹

Fig. 12 Complex vector root locus with a current error feed-forward decoupled controller for different synchronous frequencies, shown in the stationary reference frame

采用电流误差前馈解耦控制虽然不直接用到输入电感值，但控制器的参数选取仍然需要用到主电路参数，衡量该方法对参数的依赖性，可以用频率响应分析法来分析。图 13 为采用电流误差前馈解耦控制时主电路电感变化时系统的频率响应（同步频率为 200Hz）。通过对比图 9 和图 13 可以发现，采用电流状态反馈解耦控制时，频率响应波形在同步频率附近发生了畸变，而采用电流误差解耦控制时，频率响应波形畸变发生在远离同步频率的地方，而远离同步频率的地方增益较小，因此采用电流误差前馈解耦控制时，电感变化引起频率响应波形的畸变相比较而言对系统控制性能影响减小。从系统根轨迹来看，采用电流状态反馈解耦控制时，在静止坐标系中，控制器零点需对消的极点为 $-(R_s/L_s) + jw(\hat{L}_s/L_s)$ ，当电感测量误差出现时，极点的虚部值被放大了 w 倍，从而大大偏离控制器的零点，而且随着同步频率的增加，极点偏离得更远，而采用电流误差前馈解耦控制时，控制器零点需对消的极点为 $-R_s/L_s$ ，当电感值有所变化时，极点不会偏离得很远，零点与极点的对消仍会发生，而且不随同步频率变化而变化，系统仍能取得较好的控制效果。

图 14 为采用电流误差前馈解耦控制输入电感变化时，有功电流和无功电流的阶跃响应波形（同步频率为 200Hz），和图 10 进行比较，可以看出当主电路电感在 $\pm 20\%$ 变化时，采用电流误差前馈解耦控制策略，系统具有较好的性能。因此该方案对电感的依赖性大大减弱。



注：同步频率为 200Hz

图 13 采用电流误差前馈解耦控制策略电感变化时控制系统在静止坐标系中的频率响应

Fig. 13 Complex vector FRF with a current error feed-forward decoupled controller for variations in L_s , shown in the stationary reference frame

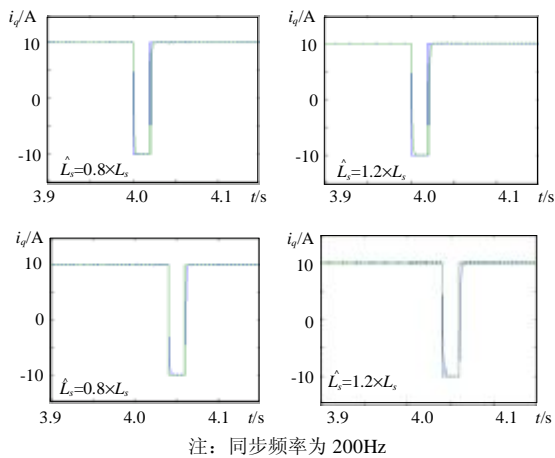


图 14 采用电流误差前馈解耦控制输入电感变化时有功电流和无功电流的阶跃响应

Fig. 14 d - and q -axes current step responses with a current error feed-forward decoupled controller for variations in L_s (200Hz bandwidth), shown in the synchronous reference frame

6 结论

在同步坐标系中, PWM 整流器电流控制器是一双输入双输出的二阶系统, 两相电流之间又存在耦合关系, 如何全面系统地评估系统性能一直以来是难点。本文引用合成矢量建立了系统的合成矢量模型, 该模型将系统变为单输入单输出的一阶系统, 并应用该模型, 采用合成矢量根轨迹和合成矢量频率响应分析法, 全面深入分析了 2 种传统电流控制系统结构, 在此基础上提出了电流误差前馈解耦控制策略, 采用该策略, 系统性能不随同步频率的变化而变化, 而且对输入电感依赖性很小。

参考文献

- [1] Mika Salo, Heikki Tuusa. A vector controlled current- source PWM rectifier with a novel current damping method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 464-470.
- [2] 詹长江, 秦荃华, 韩英铎, 等. 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(7): 45-48. Zhan Changjiang, Qin Quanhua, Han Yingduo, et al. Study on mathematical model and system simulation of the three-level PWM reversible rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(7): 45-48.

- [3] 张纯江, 顾和荣, 王宝诚, 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, Wang Baocheng, 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.
- [4] Mariusz Malinowski, Marek Jasinski, Marian P, et al. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [5] 张兴, 张崇巍. PWM 可逆变流器空间电压矢量控制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 102-109. 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): 102-109.
- [6] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1997, (12): 116-123.
- [7] Zhong Yanping, Shen Songhua. Decoupled control and DSP implementation of PWM rectifier[C]. Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation. Hang-zhou, China, June, 2004, 9. 5199-5202.
- [8] 钟炎平, 沈颂华. 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, Shen Songhua. A fast control method for PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 52-56.
- [9] Navid R Zargari, Geza Joos. Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(4): 396-401.
- [10] Jose R Espinoza, Geza Joos, Marcelo Perez, et al. Stability issues in three-phase PWM current/voltage source rectifiers in the regeneration Mode[C]. ISIE, Cholula, Puebla, Mexico, 2000.
- [11] Pedro Verdelho, Marques G D. DC voltage control and stability analysis of PWM-voltage-type reversible rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(2): 263-273.
- [12] Fernando Briz, Michael W Degner, Robert D Lorez. Analysis. Design of current regulators using complex vectors[J]. IEEE Transactions on industrial. Applications, 2000, 36(6): 817-825.

收稿日期: 2005-08-15。

作者简介:

陈耀军 (1977-), 男, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动;

钟炎平 (1964-): 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

(编辑 王彦骏)