

矩阵式中频电源预测控制策略研究

胡风革¹, 吴旭升¹, 聂子玲¹, 王 清²

(1. 海军工程大学舰船综合电力技术国防重点实验室, 武汉 430033;

2. 邢台职业技术学院电气工程系, 邢台 054000)

摘要: 矩阵式中频电源具有输入输出同时可控的特点, 针对传统控制算法只对输出电压进行控制的不足, 设计了矩阵式中频电源预测控制策略。详细分析预测控制策略的原理和特性, 采用了基于多步的预测控制方法。在此基础上建立了矩阵式中频电源的预测模型, 设计了包含输入输出性能约束的评价函数。实验结果表明, 所提出控制策略可抑制负载的扰动, 实现中频电压的低谐波输出, 同时可控制电源系统输入侧无功功率为零, 有效地提高了系统的运行效率。优良的动静态性能表明, 该方法可在大功率电源中得到进一步的推广和应用。

关键词: 矩阵变换器; 中频电源; 预测控制策略; 谐波; 输入无功功率

Research of Predictive Control Strategy for Matrix-converter-based Medium-frequency Power Supply

HU Fengge¹, WU Xusheng¹, NIE Ziling¹, WANG Qing²

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. Department of Electrical Engineering, Xingtai Polytechnic College, Xingtai 054000, China)

Abstract: Matrix-converter-based medium-frequency power supply has the characteristics of simultaneously controllable input and output. Considering that the traditional control methods only control the output voltage, a predictive control strategy for a matrix-converter-based medium-frequency power supply was proposed in this paper. Through a detailed analysis of the principle and characteristic of the predictive control strategy, a multi-step predictive control method was adopted. On this basis, a predictive model of matrix-converter-based medium-frequency power supply was established, and an evaluation function including both the input and output constraints was designed. Experimental results show that the proposed control method can restrain load disturbances and achieve a medium-frequency output voltage with low-harmonic waves. Meanwhile, a zero-input reactive power can be realized, which effectively enhances the system's operation efficiency. The excellent dynamic and static performances indicate that this method can be further extended and applied to high-power power supplies.

Keywords: matrix converter; medium-frequency power supply; predictive control strategy; harmonic wave; input reactive power

现有大型舰船的飞机服务系统、航空航天及通信交换系统需要供电系统提供大容量、高可靠性的 400 Hz 中频交流电源^[1]。基于常规逆变器拓扑结构的中频电源由于采用了直流支撑电容, 存在体积

大、可靠性不高和维修性差的缺点^[2]。随着电力电子技术的发展, 一种新型的拓扑结构——矩阵变换器引起学者们的极大关注^[3-4]。矩阵变换器是一种不采用直流环节的直接型交交变频装置, 具有正弦输入输出波形、功率因数可控、高功率密度、高可靠性等优点, 在中频电源系统的应用中具有明显优势。

衡量中频电源性能的一个重要指标是输出电压波形质量及其动态响应性能。目前, 国内外学者

收稿日期: 2017-02-23; 修回日期: 2017-10-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51137005)

Project Supported by the National Natural Science Foundation of China(51137005)

对矩阵式中频电源的波形质量控制技术进行了相关的研究,提出了基于空间矢量调制的闭环控制策略,其中包括比例积分控制^[5]和重复控制^[6]。PI 控制存在静差,且不能同时满足稳态精度和动态响应的要求;基于内模原理的重复控制技术,可以补偿负载扰动获得理想的输出电压波形^[7],但其产生的一个周期延迟会降低系统的动态性能,无法满足高性能中频电源系统的动态指标要求。

预测控制是一种基于模型、滚动实施并结合反馈校正的优化控制算法,具有建模直观、动态响应快、无需脉宽调制,可灵活处理系统约束等优点^[8-10],在保证输出性能的同时可以实现对输入侧的控制,非常适用于矩阵式中频电源系统。本文采用了一种多步预测控制算法,对预测控制在矩阵式中频电源中的应用做了详细的分析。在此基础上,建立了矩阵式中频电源的预测模型,构建了满足控制目标的评价函数,实现了对中频电源的输入输出预测控制,实验结果验证了本文所设计矩阵式中频电源预测控制方法的正确性和有效性。

1 矩阵式中频电源数学模型

图 1 为三相矩阵式中频电源拓扑结构。图中 $S_{Aa} \sim S_{Cc}$ 为双向可关断半导体开关器件,每个开关由 2 个共发射极的 IGBT 反串联构成。该电源采用三相工频输入,输入侧滤波器用于滤除网侧输入电流中的高频谐波分量,输出侧通过三相 LC 滤波电路向负载提供 400 Hz 输出电压,输入与输出通过双向开关直接连接,不含有直流储能环节。

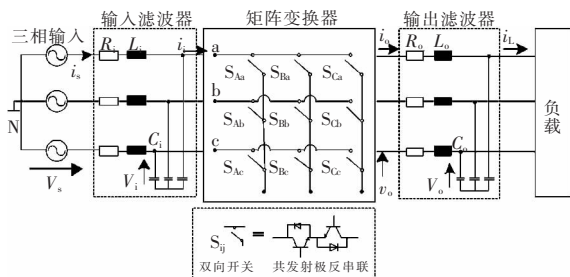


图 1 矩阵式中频电源拓扑结构

Fig.1 Topology of matrix-converter-based medium frequency power supply

1.1 矩阵变换器开关模型

三相矩阵变换器包含 9 个双向开关,为满足输入不短路和输出不开路的要求,矩阵变换器共有 27 种有效的开关状态组合。开关状态约束条件为

$$S_{ja} + S_{jb} + S_{jc} = 1 \quad j \in (A, B, C) \quad (1)$$

相对于中性点 N,矩阵变换器的输入输出电压之间的关系可表示为

$$\mathbf{v}_o = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{v}_i \quad (2)$$

式中: \mathbf{T} 为瞬态转移矩阵; \mathbf{v}_o 和 \mathbf{v}_i 分别为矩阵变换器的输出和输入电压矢量; u_A 和 u_a 分别为输出 A 相相电压和输入 a 相相电压。

由基尔霍夫电流定律,输入输出电流的关系为

$$\mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}^T \cdot \mathbf{i}_o \quad (3)$$

式中: \mathbf{i}_i 和 \mathbf{i}_o 分别为矩阵变换器输入和输出电流空间矢量; i_A 和 i_a 分别为输出 A 相相电流和输入 a 相相电流。

1.2 输入输出滤波器数学模型

输入、输出 LC 滤波器的数学模型分别为

$$\begin{cases} L_i \frac{di_s}{dt} = v_s - v_i - R_i i_s \\ C_i \frac{dv_i}{dt} = i_s - i_i \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} L_o \frac{di_o}{dt} = v_o - v_L - R_o i_o \\ C_o \frac{dv_L}{dt} = i_o - i_L^p \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_i 、 C_i 和 R_i 分别为输入滤波器的电感、电容和等效电阻; L_o 、 C_o 和 R_o 分别为输出滤波器的电感、电容和等效电阻; i_L^p 为负载电流矢量; v_L 为三相输出滤波电容电压矢量; v_s 为电源电压矢量; i_s 为电源输出电流矢量。

2 多步预测控制策略分析

预测控制算法依据系统预测模型,在 1 个控制

周期内遍历控制对象所有开关状态下的系统输出,从中选择设计满足控制目标评价函数最小的开关状态,以此作用于控制对象,实现对目标的控制。

预测控制原理如图 2 所示。预测控制执行过程^[2]如下:假设 t_k 时刻,作用于控制对象的开关状态为 $S(t_k)$,根据对象的预测模型 $f_p\{x(t_k), S(t_k)\}$,计算出系统在 t_{k+1} 时刻的输出变量 $x_p(t_{k+1})$;重复执行预测计算,可得到不同开关状态下的 n 个系统输出 $x_{pi}(t_{k+2})$,最后结合依据控制目标所设计的评价函数,选择使得评价函数最小化的开关状态 $S(t_{k+1})$,并在 t_{k+1} 时刻作用于控制对象。

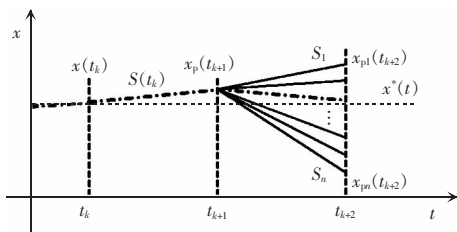


图 2 预测控制原理

Fig.2 Principle of predictive control

由上述分析可知,该方法是以输出量 t_{k+1} 时刻的预测值为基础,结合评价函数,通过遍历法确定最优的开关状态 $S(t_{k+1})$ 。其缺点是,没有考虑多个周期内的最优性,忽略了其他开关状态中潜在的最优性能。预测控制收敛性分析如图 3 所示,当系统中存在干扰或建模有误差时,随着误差的积累,会导致预测控制的结果出现振荡或发散。

为克服上述不足,本文借鉴文献[11]的思路,采

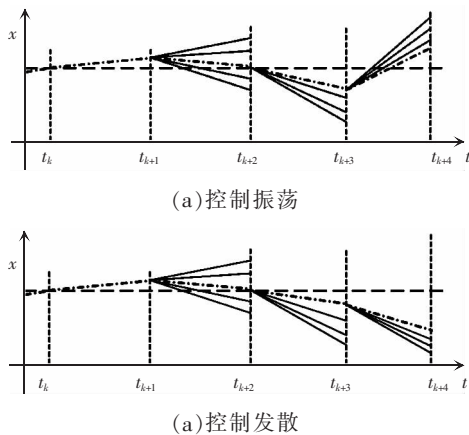


图 3 预测控制收敛性分析

Fig.3 Convergence analysis of predictive control

用了多步预测控制算法。该算法的执行步骤如下。

步骤 1 根据系统 t_k 时刻的状态,由预测模型 $f_p\{x(t_k), S(t_k)\}$,计算系统预测值 $x_p(t_{k+1})$ 。

步骤 2 根据 $x(t_{k+1})$,调用预测模型,得到所有开关状态下的预测值 $x_{pi}(t_{k+2}), i=1, 2, \dots, n$;求解评价函数 $g\{x^*, x_{pi}(t_{k+2})\}$,从中选择使函数取最小值和次小值的预测值 $x_{pmin1}(t_{k+2})$ 和 $x_{pmin2}(t_{k+2})$,其对应的开关状态为 $S_{min1}(t_{k+1})$ 和 $S_{min2}(t_{k+1})$ 。

步骤 3 在 $x_{pmin1}(t_{k+2})$ 和 $x_{pmin2}(t_{k+2})$ 的基础上,2 次调用预测模型,计算得到 $2n$ 个 t_{k+3} 时刻的预测值 $x_{pmin1i}(t_{k+3})$ 和 $x_{pmin2i}(t_{k+3})$;求解评价函数 $g\{x^*, x_{pi}(t_{k+3})\}$, $j=\min1, \min2, i=1, 2, \dots, n$,从中选择使 g 最小的预测值 $x_{pmin1i}(t_{k+3})$ 或者 $x_{pmin2i}(t_{k+3}), i \in \{1, 2, \dots, n\}$,将对应的开关状态 $S_{min1}(t_{k+1})$ 或 $S_{min2}(t_{k+1})$ 在 t_{k+1} 时刻作用于系统。

多步预测控制原理如图 4 所示,在多步预测控制下,最优的开关状态应该是 $S_{min2}(t_{k+1})$,不同于传统预测控制算法得到的结果 $S_{min1}(t_{k+1})$ 。

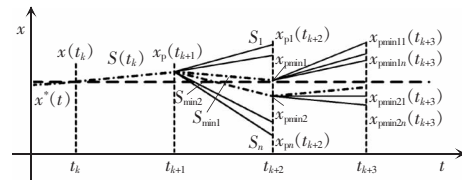


图 4 多步预测控制原理

Fig.4 Principle of multi-step predictive control

3 矩阵式中频电源的预测控制

中频电源的控制目标是三相负载电压准确跟踪参考电压,此外为了提高输入电源利用率,控制输入端无功功率为 0。

3.1 中频电源预测模型

选取状态变量 $X=(v_i, i_s)^T$,输入量 $u=(v_s, i)^T$,由式(4)可得输入滤波器的状态方程为

$$\dot{X} = A_i X + B_i u \quad (6)$$

式中, $A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_i \\ -1/L_i & -R_i/L_i \end{bmatrix}$, $B_i = \begin{bmatrix} 0 & -1/C_i \\ 1/L_i & 0 \end{bmatrix}$ 。

将式(6)离散化后,可得

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{A}=\mathbf{e}^{\mathbf{A}T_s} \cong \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix}$; $\mathbf{B}=\int_0^{T_s} \mathbf{e}^{\mathbf{A}(T_s-\tau)} \mathbf{B}_i d\tau \cong \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ b_3 & b_4 \end{bmatrix}$;
 T_s 为采样频率。

因此可得输入侧电源电流预测模型为

$$\mathbf{i}_s(k+1) = a_3 \mathbf{v}_i(k) + a_4 \mathbf{i}_s(k) + b_3 \mathbf{v}_s(k) + b_4 \mathbf{i}_i(k) \quad (8)$$

式中: $\mathbf{v}_s(k)$, $\mathbf{v}_i(k)$, $\mathbf{i}_s(k)$ 可通过测量得到, $\mathbf{i}_i(k)$ 可由开关模型计算得到。

根据输入无功功率的计算公式, 可得输入侧预测模型为

$$Q^p(k+1) = \text{Im}(\mathbf{v}_s(k+1) \bar{\mathbf{i}}_s(k+1)) = \mathbf{V}_{\beta}(k+1) \mathbf{i}_{\alpha}(k+1) - \mathbf{V}_{\alpha}(k+1) \mathbf{i}_{\beta}(k+1) \quad (9)$$

式中: \mathbf{V}_{α} 、 \mathbf{V}_{β} 表示电源电压矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量; \mathbf{i}_{α} 、 \mathbf{i}_{β} 表示输入电流矢量 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量。由于输入电源频率远小于系统采样频率, 故 $\mathbf{v}_s(k+1) \approx \mathbf{v}_s(k)$ 。

同理, 由输出侧滤波器的微分方程式(5), 可得其状态方程为

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}_0 \mathbf{Y} + \mathbf{D}_0 \mathbf{V} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{Y}=(\mathbf{i}_o, \mathbf{v}_L)^T$; $\mathbf{V}=(\mathbf{v}_o, \mathbf{i}_L^p)^T$; $\mathbf{C}_0 = \begin{bmatrix} -R/L_o & -1/L_o \\ 1/C_o & 0 \end{bmatrix}$;

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} 1/L_o & 0 \\ 0 & -1/C_o \end{bmatrix}。$$

将式(10)离散化, 可得

$$\mathbf{Y}(k+1) = \mathbf{C} \mathbf{Y}(k) + \mathbf{D} \mathbf{V}(k) \quad (11)$$

式中: $\mathbf{D}=\int_0^{T_s} \mathbf{e}^{\mathbf{C}_0(T_s-\tau)} \mathbf{D}_0 d\tau \cong \begin{bmatrix} d_1 & d_2 \\ d_3 & d_4 \end{bmatrix}$; $\mathbf{C}=\mathbf{e}^{\mathbf{C}_0 T_s} \cong \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \\ c_3 & c_4 \end{bmatrix}$ 。

由此, 可得负载电压的预测模型为

$$\mathbf{v}_L(k+1) = a_4 \mathbf{v}_L(k) + c_3 \mathbf{i}_o(k) + d_3 \mathbf{v}_o(k) + d_4 \mathbf{i}_L^p(k) \quad (12)$$

其中, $\mathbf{v}_L(k+1)$, $\mathbf{i}_o(k)$ 可通过测量得到, $\mathbf{v}_o(k)$ 可根据开关模型计算得到, $\mathbf{i}_L^p(k)$ 可由测量的输出电流和负载电压计算得到, 即

$$\mathbf{i}_L^p(k) = \mathbf{i}_o(k) - \frac{C_o}{T_s} (\mathbf{v}_L(k) - \mathbf{v}_L(k-1)) \quad (13)$$

3.2 评价函数

结合所提出的输入输出控制目标, 推导评价函数 g 的构造方法如下:

(1) 将负载电压预测值 $\mathbf{v}_L(k+1)$ 与 $\mathbf{v}_L^*(k)$ 给定值相减, 可得电压差值 $\Delta v_L(k+1)$ 为

$$\Delta v_L(k+1) = |v_{L\alpha}^*(k) - v_{L\alpha}(k+1)| + |v_{L\beta}^*(k) - v_{L\beta}(k+1)| \quad (14)$$

式中: $v_{L\alpha}(k+1)$ 和 $v_{L\beta}(k+1)$ 分别为负载在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量; $v_{L\alpha}^*(k)$ 和 $v_{L\beta}^*(k)$ 分别为负载电压给定值的 $\alpha\beta$ 分量。

(2) 将输入侧无功功率预测值 $Q^p(k+1)$ 与给定值(0)相减, 可得

$$\Delta Q^p(k+1) = |0 - V_{\beta}(k) i_{\alpha}(k+1) + V_{\alpha}(k) i_{\beta}(k+1)| \quad (15)$$

(3) 将 $\Delta v_L(k+1)$ 和 $\Delta Q^p(k+1)$ 求加权平方和, 可得该评价函数 g 为

$$g = \lambda (\Delta Q^p(k+1))^2 + (\Delta v_L(k+1))^2 \quad (16)$$

式中, λ 为加权系数, $\lambda=0.006$ 。

3.3 多步预测控制策略

矩阵式中频电源多步预测控制策略如图 5 所示。该方法选择开关状态的步骤如下:

步骤 1 测量 t_k 时刻的输入量, 计算 t_{k+1} 时刻无功功率和负载电压的预测值, 结合矩阵变换器 27 个有效开关矢量, 得到 t_{k+2} 时刻被控量的预测输出 $x_i(k+2) i=1 \sim 27$ 。

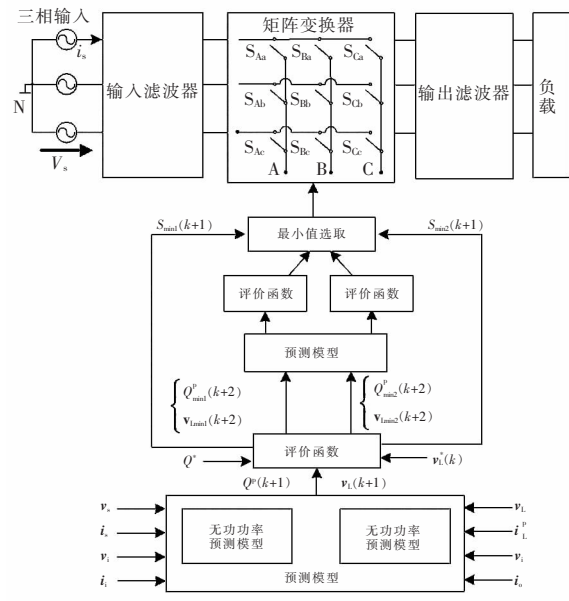


图 5 矩阵式中频电源多步预测控制策略

Fig.5 Multi-step predictive control strategy for matrix-converter-based medium-frequency power supply

步骤 2 由评价函数选择与被控量参考值最接近和次接近的预测值,记为 $x_{\min 1}(k+2)$ 和 $x_{\min 2}(k+2)$, 对应的开关状态为 $S_{\min 1}(k+1)$ 、 $S_{\min 2}(k+1)$ 。

步骤 3 在第 2 步被控量预测值的基础上,分别调用预测模型,计算 t_{k+3} 时刻被控量的预测输出 $x_{\min 1i}(k+3)$ 和 $x_{\min 2i}(k+3)$ 。根据评价函数,从 54 个输出量中选择与参考值最接近的预测值所对应的 $x_{\min 1}(k+2)$ 或 $x_{\min 2}(k+2)$ 。

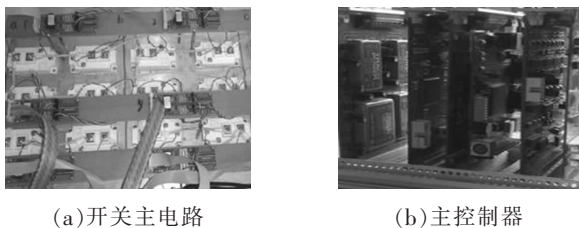
步骤 4 由此,可确定 t_{k+1} 时刻将要实施的最优开关状态 $S_{\min 1}(k+1)$ 或者 $S_{\min 2}(k+2)$ 。

4 实验结果

本文以 DSP +FPGA 为控制核心,采用英飞凌 FZ400R12KE4 为功率器件构建了一台矩阵式中频电源样机系统,如图 6 所示。实验参数为:工频交流电输入 380 V/50 Hz,输入端接三相 LC 滤波器($L_i=2$ mH, $C_i=10$ μ F, $r_i=0.5$ Ω),用于滤除输入电流中的高频谐波分量,输出三相 LC 滤波器参数为($L_o=3$ mH, $C_o=40$ μ F, $r_o=0.2$ Ω)。参考输出电压 115 V/400 Hz。

图 7 和图 8 所示分别为矩阵式中频电源在阻感负载和整流负载条件下的实验波形。由图 7(a)可见,电源输入侧电压电流保持相位相同,输入侧的无功功率为 0,与控制目标相一致;从图 7(b)、(c)可见,控制输出电压的跟踪精度高,波形正弦性好,THD 仅为 1.57%。由图 8 可见,非线性负载下输出电压的 THD 为 2.95%,验证了所提方法良好的稳态控制性能。

图 9 所示为样机在 1 s 内突加、突卸负载的输出电压和电流的实验波形。从图中可以看出,输出



(a)开关主电路

(b)主控制器

图 6 矩阵式中频电源样机系统

Fig.6 Prototype of matrix-converter-based medium-frequency power supply

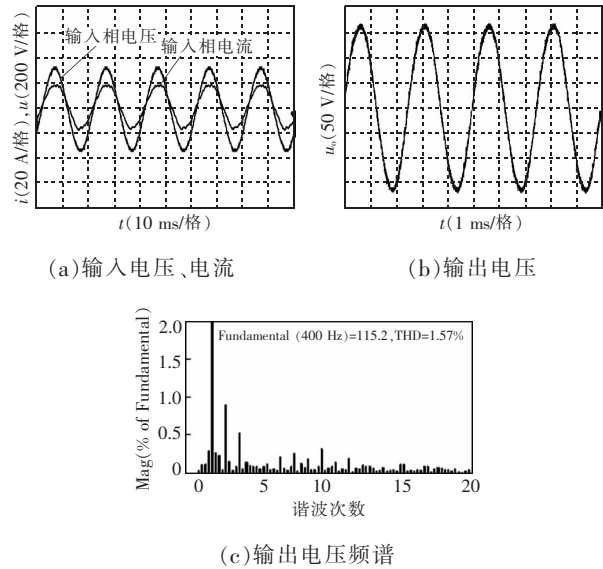


图 7 阻感负载时电源实验波形

Fig.7 Experimental waveforms with a resistive-inductive load

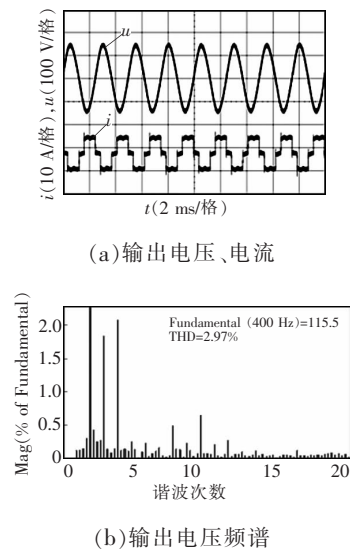


图 8 整流负载时电源的实验结果

Fig.8 Experimental results of power supply with a nonlinear load

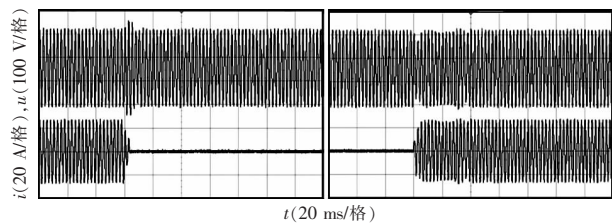


图 9 突卸、突加负载时电源输出电压和电流波形

Fig.9 Waveforms of output voltage and current from the power supply with a sudden load/unload

电压为 115 V, 电流为 24 A, 其动态恢复时间小于 20 ms, 证明了多步预测控制良好的动态响应。

5 结语

本文详细分析了预测控制算法的特性, 采用了一种基于多步的预测方法。在此基础上, 设计了矩阵式中频电源的预测控制算法, 实验结果表明, 所提控制方法具有良好的动、静态性能。在实现输出电压低谐波畸变的同时, 控制电源系统输入侧无功功率为 0, 有效地提高了系统的运行效率。

参考文献:

- [1] 朱俊杰, 马伟明, 聂子玲. 一种用于静止式中频电源的比例谐振控制策略[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(10):79-85.
Zhu Junjie, Ma Weiming, Nie Ziling. A proportional-resonant strategy for static medium frequency power supply[J]. Electronic Machines and Control, 2012, 16(10): 79-85 (in Chinese).
- [2] 刘春喜, 马伟明, 孙驰. 大功率 400 Hz 逆变电源数字控制设计[J]. 电工技术学报, 2011, 26(1):100-107.
Liu Chunxi, Ma Weiming, Sun Chi, et al. Digital control design of high power 400Hz inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1):100-107 (in Chinese).
- [3] Wheeler P W, Rodriguez J, Clare J C. Matrix converters: a technology review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 276-288.
- [4] Yamamoto E, Hara H, Uchino T, et al. Development of MCs and its applications in industry[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011, 5(1): 4-12.
- [5] Zanchetta P, Wheeler P W, Clare J C, et al. Control design of a three-phase matrix converter based AC-AC mobile utility power supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 209-217.
- [6] Arevalo S L, Zanchetta P, Wheeler P W, et al. Control and implementation of a matrix-converter-based AC ground power-supply unit for aircraft servicing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2076-2084.
- [7] Mattavelli P, Marafao F P. Repetitive based control for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1018-1024.
- [8] Kouro S, Cortes P, Vargas R, et al. Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [9] Cortes P, Ortiz G, Yuz J I, et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875-1883.
- [10] Rivera M, Rojas C, Rodriguez J, et al. Predictive current control with input filter resonance mitigation for a direct matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10): 2794-2803.
- [11] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.
Shen Kun, Zhang Jing, Wang Jian. A model predictive control scheme of multi-step prediction finite control set for converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 37-44 (in Chinese).
- [12] Rodriguez J, Pontt J, Silva C, et al. Predictive control of three-phase inverter[J]. Electronics Letters, 2004, 40(9):561-562.



胡风革

作者简介:

胡风革(1988-),男,通信作者,博士,讲师,研究方向:矩阵变换器及其应用技术,E-mail:fxd gz_hg@sina.com。

吴旭升(1976-),男,博士,博士生导师,教授,研究方向:多相电机及其控制技术,E-mail:Wxs_hg@163.com。

聂子玲(1975-),男,博士,博士生导师,教授,研究方向:电力电子与电力传动,E-mail:niezilin@163.com。

王清(1990-),女,硕士,助教,研究方向:先进控制技术,E-mail:wangqign@163.com。