

DOI: 10.7652/xjtub201306019

三电平直流变换器全模式小信号建模和控制器设计

谢桢¹, 付立军¹, 肖飞¹, 艾胜¹, 吕昊²

(1. 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 430033, 武汉; 2. 海军装备研究院, 1000161, 北京)

摘要: 为了设计性能优良的直流变换器稳压输出控制器, 在分析三电平 H 桥直流变换器的电路拓扑和移相 PWM 原理的基础上, 分别给出了一个开关周期内电流连续模式 (CCM) 和电流断续模式 (DCM) 下变换器的所有工作模式, 并基于状态空间平均法和开关网络平均法建立了变换器在两种模式下的小信号数学模型, 并通过仿真验证了模型的正确性。基于小信号数学模型, 设计了三电平 H 桥直流变换器的双闭环模式自适应比例积分 (PI) 控制器, 并结合传统双闭环 PI 控制器进行了对比试验研究。结果表明: 模式切换是造成系统输出动态性能不好的原因, 而新型控制器能够通过模式检测实时调整控制器参数, 所以比传统控制方法在突然加载过程中的输出电压最大跌落减小 46.6%, 动态性能得到提高。

关键词: 三电平 H 桥; 移相脉冲宽度调制; 小信号模型; 控制

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)06-0109-08

All Mode Small Signal Model and Controller of Three-Level DC/DC Converter

XIE Zhen¹, FU Lijun¹, XIAO Fei¹, AI Sheng¹, LÜ Hao²

(1. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. Naval Academy of Armament, Beijing 1000161, China)

Abstract: To design a preferable controller for the three-level H-bridge DC/DC converter, the topology of the circuit and principles of the converter with phase-shift PWM control are analyzed, so all the working modes both in CCM and DCM period get visible, the small signal models are thus established in CCM and DCM with average state space method and average switched network method, and their correctness is verified by the simulations. Following the small signal models, a double loop PI mode adaptive controller is designed. The comparative experiments for the new controller and the conventional PI one show that the changed mode results in a bad dynamic output, and the new controller adjusts the parameters instantaneously by mode examination. The output voltage droop of the new controller reduces by 46.6% compared with the common PI controller case under sudden loading.

Keywords: three-level H-bridge; phase-shift pulse width modulation; small signal model; control

三电平拓扑结构的大功率电能变换装置已经在
中高压大功率交流传动、分布式发电、高压直流输

电、新能源等领域得到了广泛应用^[1-2]。文献[3]首
次提出三电平直流变换器, 该变换器属于一种中点

收稿日期: 2012-10-21。 作者简介: 谢桢(1985—), 男, 博士生; 付立军(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家
重点基础研究发展计划资助项目(2012CB215103); 国家自然科学基金创新研究群体基金资助项目(50721063); 新世纪优秀
人才支持计划资助项目(NECT-11-0871)。

网络出版时间: 2013-04-17

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130417.1134.002.html>

箝位型(NPC)三电平拓扑。近年来,各种新型的三电平直流变换器相继提出,文献[4]总结了6种非隔离型和5种隔离型三电平直流变换器拓扑。目前,对三电平直流变换器的研究热点主要集中在高频链技术、软开关技术、移相PWM控制技术等方面^[5-7]。

为了实现中压直流电网至低压直流电网的能量传送,本文选用了一种带隔离的三电平H桥直流变换器方案,该变换器对直流区域配电的实现尤为重要。针对工频下隔离变压器体积较大、质量较大的问题,变换器采用PWM移相控制,相对于正弦脉宽调制(SPWM)或者空间矢量脉宽调制(SVPWM),其最大的优势在于H桥逆变输出正弦波基波频率等于开关频率,即功率器件在同样的开关频率下,整个变换器的工作频率较高,变压器体积质量较小,因此整个变换器装置的体积质量都得到了降低。

考虑到变换器应用时须具备较好的静态和动态特性,即需要设计性能优良的稳压控制器,故需要对变换器进行小信号建模研究。直流变换器的动态建模方法已经得到广泛的研究^[8-9],主要有状态空间平均法、广义状态空间平均法、平均开关模型法、开关网络平均法等。其中状态空间平均法和开关网络平均法在直流变换器建模研究中应用较为广泛,其模型能较为准确地反映变换器的动态过程,有利于控制器设计。本文基于状态空间平均法和开关网络平均法,分别建立了变换器在CCM和DCM模式下的小信号数学模型,并通过仿真计算进行了验证。最后基于数学模型,设计了变换器的稳压控制器,并通过原理样机实验验证了其有效性。

1 PWM移相控制三电平H桥直流变换器的工作原理

三电平H桥直流变换器的主电路结构如图1所示。H桥输出通过中频变压器降压后,由不控整流桥整流并经LCL滤波器滤波输出到下级电网。

变换器采用PWM移相控制,具体原理参见文献[10],其中移相角为 α ,导通角为 θ ,钳位角为 γ ,开关周期为 T_s 。将 γ 、 α 和 θ 记为占空比的形式为 $d_\gamma = \gamma/2\pi$, $d_\alpha = \alpha/2\pi$ 和 $d_\theta = \theta/2\pi$ 。

根据变压器设计原理,变换器在实际工作过程中要求H桥输出电压的基波幅值较大,而电压谐波总含量(THD)较小,这样才使得变压器工作效率最高,而且噪音最低,从而有利于将能量通过脉冲变压器传送到后端不控整流桥。因此,在谐波分析的基础上确定系统静态工作点为 $d_\theta=0.42$ 、 $d_\alpha=0.348$ 。

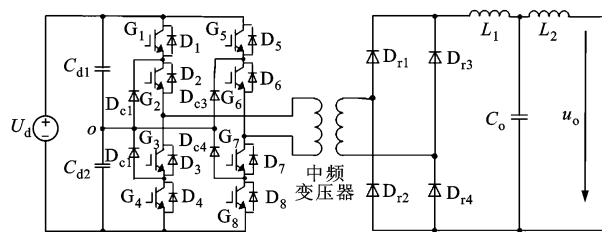


图1 三电平H桥直流变换器的主电路拓扑

2 变换器的工作模式分析

进行工作模式分析前,首先假设:①系统已运行至稳态;②功率管等效为理想开关元件;③变压器副边漏感 L_{r2} 远小于滤波电感 L_1 ,滤波电感 L_2 主要影响系统高频特性,可以忽略其影响。基于假设,可得到变换器的简化电路模型如图2所示,设状态方程 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$,其中状态变量 $\mathbf{x} = [i_{L_m} \ i_{L_1} \ i_{T_1} \ u_o]^T$,输入变量 $\mathbf{u} = [U_d]$ 。

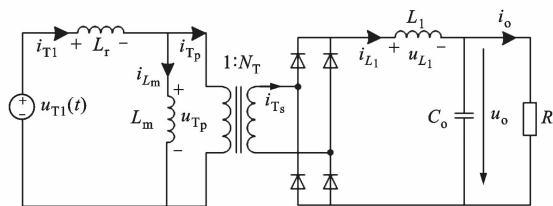


图2 变换器简化电路模型

2.1 CCM工作模式分析

当系统工作在CCM模式时,一个开关周期可分为10个工作模式,对应每个模式的状态矩阵和输入矩阵为

$$\mathbf{A}_{C1} = \mathbf{A}_{C6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_0 & 0 & -1/RC_0 \end{bmatrix} \quad (1a)$$

$$\mathbf{B}_{C1} = -\mathbf{B}_{C6} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/(2L_r) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1b)$$

$$\mathbf{A}_{C3} = \mathbf{A}_{C2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (1c)$$

$$\mathbf{B}_{C2} = \mathbf{B}_{C4} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} L_1 \\ L_m N_T \\ (L_1 + L_m N_T^2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1d)$$

$$\mathbf{A}_{C8} = \mathbf{A}_{C7} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (1e)$$

$$\mathbf{B}_{C7} = \mathbf{B}_{C9} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} -L_1 \\ L_m N_T \\ -(L_1 + L_m N_T^2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1f)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_{C10} &= \mathbf{A}_{C9} = \mathbf{A}_{C8}; \mathbf{B}_{C8} = 2\mathbf{B}_{C7}; \mathbf{B}_{C10} = \mathbf{B}_{C5} = \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{C3} &= 2\mathbf{B}_{C2}; \mathbf{A}_{C5} = \mathbf{A}_{C4} = \mathbf{A}_{C3} \end{aligned} \right\} \quad (1g)$$

具体的模态分析过程可参见文献[10]。

2.2 DCM 工作模式分析

当系统工作在 DCM 模式时,一个开关周期也可分为 10 个工作模态,其中 i_{L_1} 、 i_{T1} 和 u_{T1} 的波形如图 3 所示。由图 3 所示电量变化时序,可以得到每个工作模态对应的模型等效电路如图 4 所示。

对应图 4 所示模态的状态矩阵和输入矩阵为

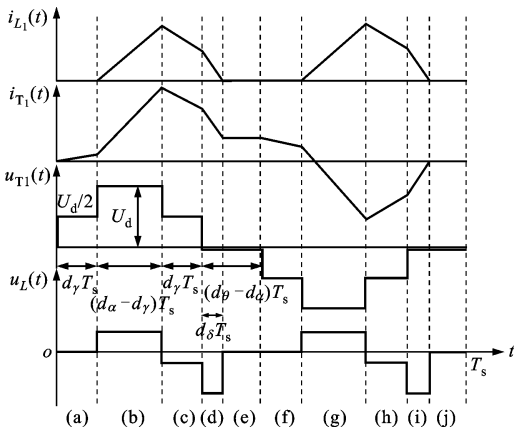
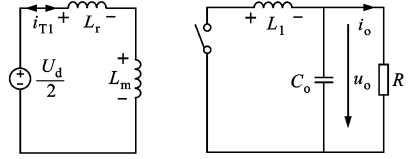
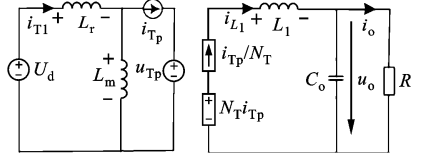


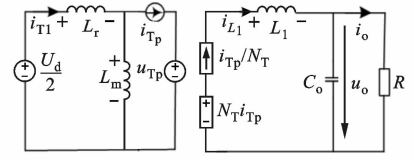
图 3 DCM 模式下一个开关周期内主要电量波形



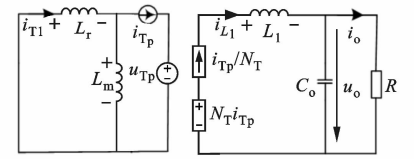
(a) $t \in [t, t + d_\gamma T_s]$



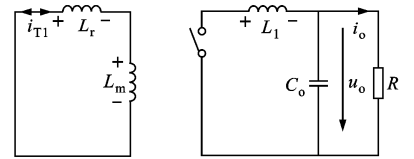
(b) $t \in [t + d_\gamma T_s, t + d_\alpha T_s]$



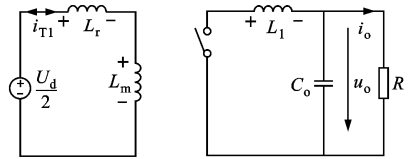
(c) $t \in [t + d_\alpha T_s, t + (d_\alpha + d_\gamma) T_s]$



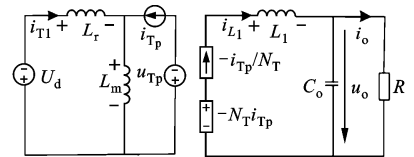
(d) $t \in [t + (d_\alpha + d_\gamma) T_s, t + (d_\alpha + d_\gamma + d_\delta) T_s]$



(e) $t \in [t + (d_\alpha + d_\gamma + d_\delta) T_s, t + 0.5 T_s]$



(f) $t \in [t + 0.5 T_s, t + (d_\gamma + 0.5) T_s]$



(g) $t \in [t + (d_\gamma + 0.5) T_s, t + (d_\alpha + 0.5) T_s]$

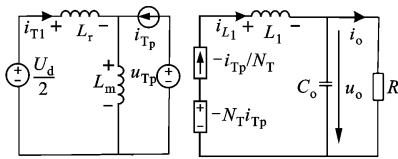
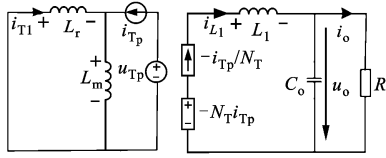
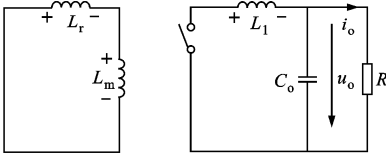
(h) $t \in [t + (d_a + 0.5)T_s, t + (d_a + d_\gamma + 0.5)T_s]$ (i) $t \in [t + (d_a + d_\gamma + 0.5)T_s, t + (d_a + d_\gamma + d_\delta + 0.5)T_s]$ (j) $t \in [t + (d_a + d_\gamma + d_\delta + 0.5)T_s, T_s]$

图4 不同工作模式的模型等效电路(DCM)

$$\mathbf{A}_{D1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$\mathbf{B}_{D1} = -\mathbf{B}_{D6} = \begin{bmatrix} 1/2(L_r + L_m) \\ 0 \\ 1/2(L_r + L_m) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2b)$$

$$\mathbf{A}_{D2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (2c)$$

$$\mathbf{B}_{D2} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} L_1 \\ L_m N_T \\ L_1 + L_m N_T^2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2d)$$

$$\mathbf{A}_{D7} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (2e)$$

$$\mathbf{B}_{D7} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} -L_1 \\ L_m N_T \\ -(L_1 + L_m N_T^2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2f)$$

$$\left. \begin{aligned} 2\mathbf{B}_{D8} &= \mathbf{B}_{D7} \\ 2\mathbf{B}_{D3} &= \mathbf{B}_{D2} \\ \mathbf{B}_{D4} &= \mathbf{B}_{D5} = \mathbf{B}_{D9} = \mathbf{B}_{D10} = \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{D10} &= \mathbf{A}_{D6} = \mathbf{A}_{D5} = \mathbf{A}_{D1} \\ \mathbf{A}_{D4} &= \mathbf{A}_{D3} = \mathbf{A}_{D2} \\ \mathbf{A}_{D9} &= \mathbf{A}_{D8} = \mathbf{A}_{D7} \end{aligned} \right\} \quad (2g)$$

2.3 占空比 d_τ 和 d_δ 计算

为了建立不同模式下的系统小信号模型,需要计算占空比 d_τ 和 d_δ 。根据前述假设,系统在静态工作点稳态运行时有 $u_o = U_o$,结合 CCM 模式下的式(1)和电容电荷平衡原理,求解可得到 d_τ 为

$$d_\tau = \frac{-b_\tau + (b_\tau^2 - 4a_\tau c_\tau)^{1/2}}{2a_\tau} \quad (3a)$$

$$\left. \begin{aligned} a_\tau &= C_3 \\ b_\tau &= -(d_a + d_\theta)C_2 - (d_\gamma + d_a)C_3 + C_4/2 \\ c_\tau &= (1 + 2d_\theta)d_\gamma C_2/2 + (d_a - d_\gamma)C_1/2 - U_o/(T_s R) \end{aligned} \right\} \quad (3b)$$

设 $\Delta = L_1 L_r + L_1 L_m + L_m L_r N_T^2$, 其中常量 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 分别为

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= (U_d L_m N_T / \Delta - U_o (L_m + L_r) / \Delta) \\ C_2 &= (U_d L_m N_T / (2\Delta) - U_o (L_m + L_r) / \Delta) \\ C_3 &= U_o / L_1 \\ C_4 &= U_d / (2N_T L_r) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

同理,根据对 DCM 模式下的工作模式分析,以及各个模式对应的系统状态方程(2),并结合电容电荷平衡原理和电感电压伏秒平衡原理,可以求解得到

$$d_\delta = \frac{-b_\delta + (b_\delta^2 - 4a_\delta c_\delta)^{1/2}}{2a_\delta} \quad (5a)$$

$$\left. \begin{aligned} a_\delta &= C_6 (2d_a - d_\gamma) \\ b_\delta &= C_6 (4d_a^2 - d_\gamma^2 - d_a d_\gamma) + N_T C_5 (0.5d_a d_\gamma - d_a^2) \\ c_\delta &= C_6 (2d_a^3 - d_a d_\gamma^2) + N_T C_5 (0.5d_a^2 d_\gamma - d_a^3) - N_T (d_a - 0.5d_\gamma) / (RT_s) \end{aligned} \right\} \quad (5b)$$

其中常量 C_5 和 C_6 分别为

$$\left. \begin{aligned} C_5 &= (L_m + L_r) / \Delta \\ C_6 &= L_m N_T / (2\Delta) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

3 变换器的小信号数学模型

3.1 CCM 模式下的变换器小信号建模

分析前述 CCM 模式下 10 个工作模式的状态矩阵,发现状态变量 i_{L_1} 和 u_o 是与状态变量 i_{T1} 和 i_{L_m} 解耦的,故取出分块形式,得到

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_{C2}^{2 \times 2} &= \begin{bmatrix} 0 & -(L_m + L_r)/\Delta \\ 1/C_o & -1/RC_o \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{C3}^{2 \times 2} &= \begin{bmatrix} L_m N_T/\Delta \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7a)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}_{C6}^{2 \times 2} &= \mathbf{B}_{C10}^{2 \times 2} = \mathbf{B}_{C5}^{2 \times 2} = \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{C1}^{2 \times 2} &= \mathbf{A}_{C6}^{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_1 \\ 1/C_o & -1/RC_o \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7b)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_{C10}^{2 \times 2} &= \mathbf{A}_{C9}^{2 \times 2} = \mathbf{A}_{C8}^{2 \times 2} = \mathbf{A}_{C7}^{2 \times 2} = \mathbf{A}_{C5}^{2 \times 2} = \mathbf{A}_{C4}^{2 \times 2} = \\ \mathbf{A}_{C3}^{2 \times 2} &= \mathbf{A}_{C2}^{2 \times 2} \\ 2\mathbf{B}_{C9}^{2 \times 2} &= \mathbf{B}_{C8}^{2 \times 2} = 2\mathbf{B}_{C7}^{2 \times 2} = 2\mathbf{B}_{C4}^{2 \times 2} = \mathbf{B}_{C3}^{2 \times 2} = 2\mathbf{B}_{C2}^{2 \times 2} \\ \mathbf{B}_{C1}^{2 \times 2} &= \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (7c)$$

根据式(7),对状态矩阵 $\mathbf{A}_{C1}^{2 \times 2}$ 至 $\mathbf{A}_{C10}^{2 \times 2}$ 和输入矩阵 $\mathbf{B}_{C1}^{2 \times 2}$ 至 $\mathbf{B}_{C10}^{2 \times 2}$ 求平均,可得

$$\mathbf{A}_{AVG} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(L_m + L_r)(2d_r - 1)}{\Delta} - \frac{2d_r}{L_1} \\ 1/C_o & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (8a)$$

$$\mathbf{B}_{AVG} = \begin{bmatrix} \frac{L_m N_T (2d_a - d_r)}{\Delta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8b)$$

从而得到系统的状态空间平均方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle u_o(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{AVG} \begin{bmatrix} \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle u_o(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{AVG} \langle u_d(t) \rangle_{T_s} \quad (9)$$

式中: $\langle \rangle_{T_s}$ 为开关周期平均算子符号,代表状态变量的开关周期平均值。

系统静态工作点为 $d_a(t) = d_a$, $d_r(t) = d_r$, $\langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} = I_{L_1}$, $\langle u_o(t) \rangle_{T_s} = U_o$, $\langle U_d \rangle_{T_s} = U_d$ 。根据电感电压的伏秒平衡原理和电容电荷平衡原理,可以得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_o}{U_d} &= \frac{L_1 L_m N_T (2d_a - d_r)}{L_1 (L_m + L_r) (1 - 2d_r) + 2d_r \Delta} \\ I_{L_1} &= U_o / R \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

采用扰动法求解小信号模型,将 U_d 和 d_a 在稳态工作点做微小扰动,这将引起变流模块电路中各状态变量和 d_r 的微小扰动

$$\left. \begin{aligned} d_a(t) &= d_a + \hat{d}_a(t) \\ U_d &= U_d + \hat{u}_d(t) \\ d_r(t) &= d_r + \hat{d}_r(t) \\ \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} &= I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}(t) \\ \langle u_o(t) \rangle_{T_s} &= U_o + \hat{u}_o(t) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

将式(11)和式(10)代入式(9),同时忽略二阶小量,

可以得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} &= \left(\frac{2U_o(L_m + L_r) - L_m N_T U_d}{\Delta} - \frac{2U_o}{L_1} \right) \hat{d}_r(t) + \frac{2L_m N_T U_d}{\Delta} \hat{d}_a(t) + \\ &\quad \left(\frac{(L_m + L_r)(2d_r - 1)}{\Delta} - \frac{2d_r}{L_1} \right) \hat{u}_o(t) + \\ &\quad \frac{L_m N_T (2d_a - d_r)}{\Delta} \hat{u}_d(t) \\ \frac{d\hat{u}_o(t)}{dt} &= \hat{i}_{L_1}(t)/C_o - \hat{u}_o(t)/(RC_o) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

d_a 扰动引起了 d_r 的微小扰动, d_r 主要取决于负载程度和漏感大小,对 d_a 的扰动变化不敏感,即 d_a 即使大范围变化,也对 d_r 影响甚小,故省略掉式(12)中 $\hat{d}_r(t)$ 相关的一阶量,再加入输出方程,即可得到基于状态空间平均的小信号模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(t) \\ \hat{u}_o(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(t) \\ \hat{u}_o(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \hat{d}_a(t) \\ \hat{u}_d(t) \end{bmatrix} \quad (13a)$$

$$\hat{u}_o(t) = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(t) \\ \hat{u}_o(t) \end{bmatrix} \quad (13b)$$

其中状态矩阵、输入和输出矩阵分别为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{(L_m + L_r)(2d_r - 1)}{\Delta} - \frac{2d_r}{L_1} \\ 1/C_o & -1/(RC_o) \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{2L_m N_T U_d}{\Delta} & \frac{L_m N_T (2d_a - d_r)}{\Delta} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

模型反映了系统在静态工作点附近的动态行为,是设计控制器的基础。将 $\hat{d}_a(t)$ 作为控制输入,则控制输入的传递函数为

$$T(s) = 2RN_T U_d L_1 (L_m/\Delta) / (RC_o L_1 s^2 + L_1 s + R(L_1((L_m + L_r)/\Delta)(1 - 2d_r) + 2d_r)) \quad (15)$$

故得到变换器 CCM 模式下的的小信号模型系统框图如图 5 所示。

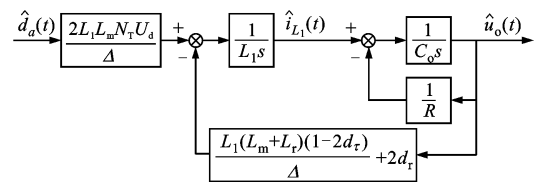


图 5 小信号模型系统框图(CCM)

3.2 DCM 模式下的变换器小信号建模

变换器在 DCM 模式下的模态与 CCM 有较大差异,若采用状态空间平均法进行小信号建模,则计

算较为复杂,且不直观。开关网络平均法由于是将电路进行变换代替复杂的数学推导,所以较为直观简单,所以变换器在 DCM 模式下采用开关网络平均法进行建模。如图 6 所示,将变换器分解为线性网络和开关网络,其中 u_1 和 i_1 为输入端口变量, u_2 和 i_2 为输出端口变量,有 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = U_d$ 和 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s} = U_o$ 。

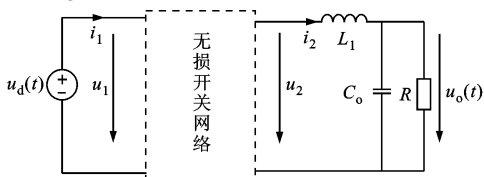


图 6 变换器的开关网络分解

对端口变量 i_2 求开关周期平均,可得

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = C_6 T_s (2d_a^2 - d_\gamma^2 + d_\delta (2d_a - d_\gamma)) U_d - C_5 T_s d_a (d_\delta + d_a) U_o \quad (16)$$

开关网络为无损开关网络,根据能量守恒,有 $U_o \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = U_d \langle i_1(t) \rangle_{T_s}$,从而可得到输入端口的方程为

$$R_{in}(t) = \frac{\langle u_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} = 4(d_\delta + d_a) / (T_s N_T (2d_a - d_\gamma) (2C_6 (2d_a^2 - d_\gamma^2 + d_\delta (2d_a - d_\gamma)) - N_T C_5 d_a (2d_a - d_\gamma))) \quad (17)$$

从而得到 DCM 模式下的开关网络平均模型如图 7 所示。

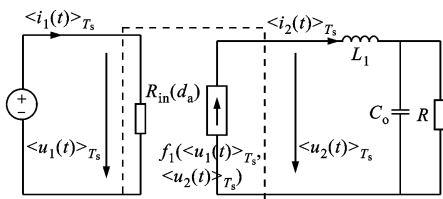


图 7 DCM 模式下开关网络平均模型

将 d_a 在静态工作点附近施加小扰动 $\hat{d}_a(t)$,引起各端口电量的小扰动

$$\left. \begin{aligned} \langle u_1(t) \rangle_{T_s} &= U_d + \hat{u}_1(t) \\ \langle u_2(t) \rangle_{T_s} &= U_o + \hat{u}_2(t) \\ \langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= I_1 + \hat{i}_1(t) \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= I_2 + \hat{i}_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

对输入、输出端口的非线性方程在工作点附近进行泰勒级数展开,略去高阶项,并消去直流项,可得

$$\left. \begin{aligned} \hat{i}_1(t) &= \hat{u}_1(t)/r_1 + \hat{u}_2(t)g_1 + \hat{d}_a(t)k_1 \\ \hat{i}_2(t) &= -\hat{u}_2(t)/r_2 + \hat{u}_1(t)g_2 + \hat{d}_a(t)k_2 \end{aligned} \right\} \quad (19a)$$

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= R_{in}; g_1 = 0; k_1 = U_d d(R_{in})/d(d_a) \Big|_{d_a(t)=d_a} \\ r_2 &= 1/C_5 T_s d_a (d_\delta + d_a) \\ g_2 &= C_6 T_s (2d_a^2 - d_\gamma^2 + 2d_a d_\delta - d_\gamma d_\delta) \\ k_2 &= d(C_6 T_s (2d_a^2 - d_\gamma^2 + d_\delta (2d_a - d_\gamma)) U_d)/d(d_a) \Big|_{d_a(t)=d_a} - \\ &\quad d(C_5 T_s d_a (d_\delta + d_a) U_o)/d(d_a) \Big|_{d_a(t)=d_a} \end{aligned} \right\} \quad (19b)$$

由式(19)可得到 DCM 模式下变换器的小信号模型如图 8 所示。

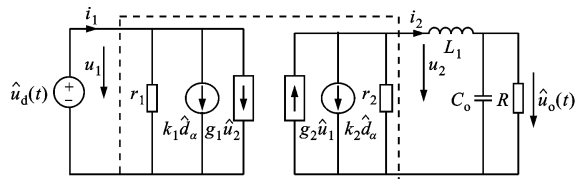


图 8 小信号模型等效电路(DCM)

由图 8,令 $\hat{u}_d(t) = 0$,可列出 DCM 模式下的状态方程为

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} &= r_2 k_2 \hat{d}_a(t) - r_2 \hat{i}_{L_1}(t) - \hat{u}_o(t) \\ C_o \frac{d\hat{u}_o(t)}{dt} &= \hat{i}_{L_1}(t) - \frac{\hat{u}_o(t)}{R} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

控制至输出的传递函数为

$$T_{DCM}(s) = \hat{U}_o(s)/\hat{d}_a(s) \Big|_{\hat{U}_d(s)=0} = r_2 k_2 (s^2 + \left(\frac{1}{RC_o} + \frac{r_2}{L_1}\right)s + \frac{R+r_2}{RL_1 C_o})^{-1} \quad (21)$$

从而得到 DCM 模式下变换器的小信号模型系统如图 9 所示。

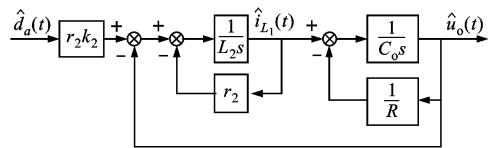


图 9 小信号模型系统框图(DCM)

考虑到工程上变压器励磁电感远大于漏感,即有 $L_m \gg L_r$,常数 C_5 和 C_6 可简化为 $C_5 \approx 1/L_1$, $C_6 \approx N_T/(2L_1)$ 。将简化后的 C_5 和 C_6 代入模型,可以求出 DCM 模式下小信号模型参数为

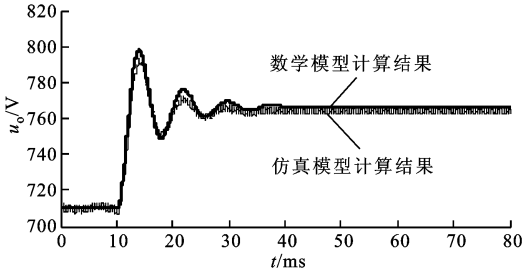
$$\left. \begin{aligned} r_2 &= L_1 / (T_s d_a (d_\delta + d_a)) \\ k_2 &= T_s (N_T U_d - U_o) (2d_a + d_\delta) (2d_a^2 - d_\gamma^2 - 4d_a d_\gamma + 4d_a d_\delta - 4d_\gamma d_\delta) / (L_1 (2d_a^2 - d_\gamma^2 - d_a d_\gamma + 4d_a d_\delta - 4d_\gamma d_\delta)) + T_s (N_T U_d (2d_a - d_\gamma) - \end{aligned} \right\} \quad (22a)$$

$$\frac{2U_o d_a)(L_1/2T_s - 2d_\delta^2 - 3d_\gamma^2 + 2d_a d_\gamma - 4d_a d_\delta + d_\gamma d_\delta)/(2L_1(2d_a^2 - d_\gamma^2 - d_a d_\gamma + 4d_a d_\delta - 4d_\gamma d_\delta))}{(22b)}$$

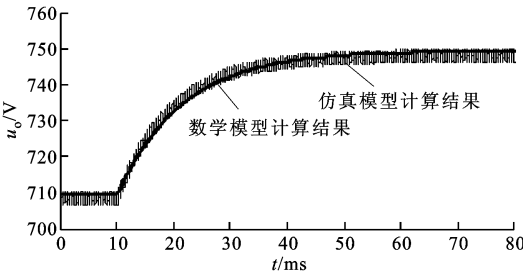
4 小信号模型的仿真验证

为了验证小信号模型的正确性,基于 MATLAB/SIMULINK 进行了仿真研究。电路参数设为 $U_d=4\text{ kV}$, $U_o=710\text{ V}$, $T_s=1\text{ ms}$, $L_1=250\text{ }\mu\text{H}$, $C_o=5\text{ mF}$, $L_2=50\text{ }\mu\text{H}$, $L_m=127.3\text{ mH}$, $L_r=51\text{ }\mu\text{H}$, $N_T=0.263$, $d_\theta=0.42$, $d_a=0.348$ 。分别取负载 $R=9.6\text{ }\Omega$ (7%负载,DCM 模式)和 $R=0.67\text{ }\Omega$ (100%负载,CCM 模式)。

将电路参数代入仿真模型和数学模型,对比两者的动态性能如图 10 所示。图中 d_a 突加 10% 扰动后输出电压 u_o 的变化,反映出 CCM 和 DCM 模式下小信号模型的动态响应和仿真模型的动态响应基本吻合,验证了小信号模型的正确性。



(a)CCM 模式下 d_a 突加 10% 扰动后的输出电压波形



(b)DCM 模式下 d_a 突加 10% 扰动后的输出电压波形

图 10 不同模式下小信号模型的验证

5 变换器的控制器设计和实验验证

根据前述变换器的电路工作原理和小信号数学模型,设计变换器的双闭环模式自适应 PI 控制器如图 11 所示。

控制器的输入指令为 U_{oref} , U_{oref} 与输出电压 u_o 比较,送入电压环自适应 PI 调节器运算,得到电流指令值 I_{L1ref} 。 I_{L1ref} 与 i_{L1} 比较后送入电流环自适应

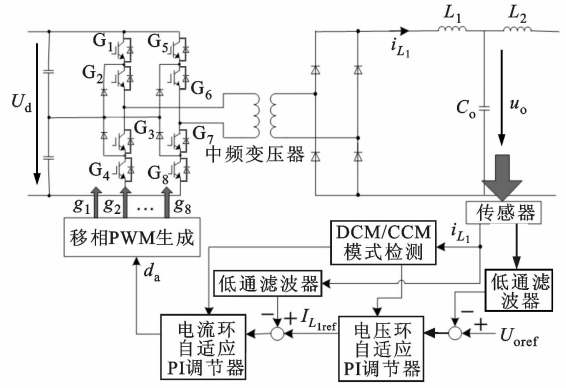
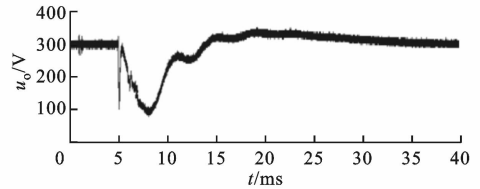


图 11 双闭环模式自适应 PI 控制器框图

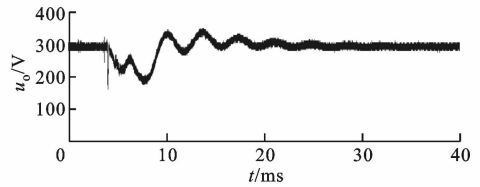
PI 调节器运算,运算结果送入移相 PWM 生成器,最后生成脉冲控制信号实现对三电平 H 桥的控制。其中自适应 PI 调节器的参数由模式检测模块实时地改变以适应不同负载工况,以期得到最佳的控制性能。模式检测的基本原理是基于检测电感电流过零。

为了验证控制器的性能,搭建原理样机实验平台进行实验。控制器采用 RTLAB 实时仿真系统作为主体^[11-12]。具体的实验样机参数为 $U_d=900\text{ V}$, $U_o=300\text{ V}$, $T_s=1\text{ ms}$, $L_1=2\text{ mH}$, $C_o=420\text{ }\mu\text{F}$, $L_2=0.4\text{ mH}$, $L_m=0.278\text{ H}$, $L_r=85\text{ }\mu\text{H}$, $N_T=0.5$, $R=4.5\text{ }\Omega$ (额定负载)。

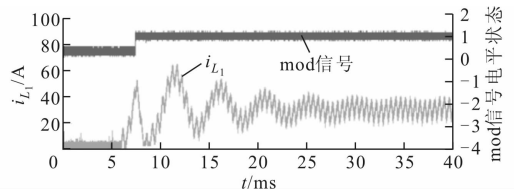
图 12a 和图 12b 所示为传统双闭环 PI 控制和



(a)传统的双闭环 PI 控制的动态性能



(b)基于模式识别的 PI 自适应控制的动态性能



(c)滤波电感电流波形和模式检测波形

图 12 控制器动态性能的实验验证

基于模式识别的PI自适应控制的动态性能对比,动态过程均为在 $t=5\text{ ms}$ 时突加 $9\ \Omega$ 负载(50%负载)。对比图12a和图12b中输出电压波形 u_o 。可得,采用传统双闭环PI控制,输出电压最大跌落为221 V,而采用本文提出的控制方法,则输出电压最大跌落为118 V,性能明显优化。图12c所示为模式判断过程,图中电感电流没有过零点,大约3 ms后mod信号从低电平变为高电平,检测较快,PI控制参数经由mod信号调整后提高了系统动态性能。

6 结 论

本文分析了PWM移相控制三电平H桥直流变换器的电路拓扑和工作原理。针对变换器的CCM和DCM工作模式,分别建立了小信号模型,并进行了仿真验证。根据小信号模型设计了变换器的电压电流双闭环模式自适应PI控制器,并进行了原理样机实验,最后得到以下结论。

(1)本文虽是针对PWM移相控制三电平H桥直流变换器进行的CCM和DCM模式的模态分析,并建立了小信号模型,但该方法易于推广到其他多电平直流变换器。

(2)本文提出的双闭环模式自适应PI控制器具有较优良的控制性能。

参考文献:

- [1] BOSE B K. Modern power electronic and AC drives [M]. Upper Saddle River, New Jersey, USA: Prentice Hall PTK, 2002: 178-186.
- [2] BERNET S. Recent developments of high power converters for industry and traction application [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15(6): 1102-1117.
- [3] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral-point clamped PWM inverter [J]. IEEE Trans on Ind Applicat, 1981, 17(5): 518-523.
- [4] RUAN Xinbo, LI Bin, CHEN Qianhong. Three-level converters: a new approach for high voltage and high power DC-DC conversion [C]// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 663-668.
- [5] DEBLECKER O, MORETTI A, VALLÉE F. Comparative study of soft-switched isolated DC-DC converters for auxiliary railway supply [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(5): 2218-2229.
- [6] 刘福鑫, 颜佳佳, 阮新波. 零电压零电流开关 PWM 组合式三电平变换器 [J]. 电机工程学报, 2007, 27(4): 96-102.
LIU Fuxin, YAN Jiajia, RUAN Xinbo. Zero-voltage and zero-current-switching PWM combined three-level converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(4): 96-102.
- [7] TSENG K H, CHEN C L. Design and hardware implementation for a fullbridge phase-shift PWM DC/DC converter system with FPGA-based PI gain-scheduling control [C]// Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 1578-1582.
- [8] FEMIA N, SPAGNUOLO G, TUCCI V. State-space models and order reduction for DC-DC switching converters in discontinuous modes [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10(6): 640-650.
- [9] SETH R S, MARK N J, XIAOJUN Z L, et al. Generalized averaging method for power conversion circuits [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1991, 6(2): 251-259.
- [10] 谢桢, 付立军, 肖飞, 等. 三电平直流变换器平衡中点电位的双移相 PWM 控制研究 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 4(4): 64-72.
XIE Zhen, FU Lijun, XIAO Fei, et al. Study of a neutral-point balancing double phase-shift PWM controller for three-level DC/DC converter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 4(4): 64-72.
- [11] XIE Y. A PC-cluster based real-time simulator for all-electric ship integrated power systems analysis and optimization [C]// Proceedings of IEEE Electric Ship Technologies Symposium. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 396-401.
- [12] STEURER M. PEBB based high-power hardware-in-loop simulation facility for electric power systems [C]// Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 1-3.

(编辑 杜秀杰)