

模块化多电平直流变压器的傅里叶级数 建模与控制器设计

吴兴宇¹, 闵富红¹, 王国宁², 王志刚², 侯 凯²

(1.南京师范大学南瑞电气与自动化学院,江苏 南京 210023)

(2.南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司,江苏 南京 211106)

[摘要] 研究模块化多电平直流变压器,其由两相模块化多电平桥臂、高频隔离变压器和并联全桥模块组成。模块化多电平桥臂采用准方波调制,并联全桥模块采用方波调制,基于傅里叶级数分析单移相控制下的工作原理和功率特性。采用傅里叶级数求和的方法建立模块化多电平直流变压器在单移相控制下的数学模型,求得单移相控制到输出电压的传递函数,在开环传递函数的基础上设计 PI 控制器,以达到控制输出电压的目的。最后在 MATLAB/Simulink 中搭建模块化多电平直流变压器的仿真模型。仿真结果表明,利用该数学模型设计的 PI 控制器可使直流变压器输出电压稳定。

[关键词] 模块化多电平直流变压器,傅里叶级数,PI 控制器

[中图分类号] TM46 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2020)04-0022-08

Fourier Series Modeling and Controller Design of Modular Multilevel DC Transformer

Wu Xingyu¹, Min Fuhong¹, Wang Guoning², Wang Zhigang², Hou Kai²

(1.NARI Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(2.NARI Group Corporation(State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China)

Abstract: The modular multilevel DC transformer is studied, which is composed of two phase modular multilevel converter, high frequency isolation transformer and parallel full-bridge module. The modular multilevel bridge adopts quasi-square wave modulation, and the parallel full-bridge module adopts square wave modulation. Based on the Fourier series analysis, the operating principle and power characteristics under single phase shift control are analyzed. The mathematical model of modular multilevel DC transformer under single phase shift control is established by using the method of Fourier series summation, and the transfer function from single phase shift control to output voltage is obtained. Based on the open loop transfer function, the PI controller is designed to control the output voltage. Finally, the simulation model of modular multilevel DC transformer is built in MATLAB/Simulink. The simulation result shows that the output voltage of the DC transformer is stable with designed PI controller.

Key words: modular multilevel DC transformer, Fourier series, PI controller

随着分布式能源和直流负荷的快速发展,直流配电系统受到越来越多的关注^[1]。在中压直流配电系统中,直流变压器(DC transformer, DCT)是实现中压直流母线和低压直流母线之间电压转换和电气隔离的核心部件^[2-3]。

双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器结构在低压、小容量领域有着十分广泛的应用^[4-8]。为了适应直流配电网电压等级,提高 DCT 的电压和容量等级,实现中低压直流母线之间的互联,模块化多电平直流变压器(modular multilevel DC transformer, MDCT)尤其受到关注^[9]。模块化多电平结构采用若干个子模块级联,减小了功率半导体器件的电压应力,便于冗余化设计。文献[10-16]分析了模块化多电平直流变

收稿日期:2020-05-22.

基金项目:国家自然科学基金项目(61971228).

通讯作者:闵富红,博士,教授,研究方向:电路与系统. E-mail:minfuhong@njnu.edu.cn

压器的工作原理、移相调制策略、软开关特性和功率损耗等电路特性. 文献[17-18]采用瞬时功率积分进行功率分析,但是这种分析方法计算量大、过程复杂.

对此,本文从傅里叶级数分析入手,分析 MDCT 的工作原理,推导出有功功率傅里叶级数求和表达式,并分析其有功功率与功率移相角和电压平衡角的关系. 基于傅里叶级数求和建立 MDCT 的数学模型,设计了稳定输出电压的 PI 控制器,仿真验证了控制策略的有效性.

1 MDCT 单移相控制的工作原理和功率特性

1.1 MDCT 工作原理

模块化多电平直流变压器的拓扑,如图 1 所示,由中压侧两相模块化多电平(modular multilevel converter, MMC)桥臂、交流高频链(AC high frequency link, ACHFL)和低压侧并联全桥构成. 与传统的模块化多电平变流器类似,MDCT 中压侧每相由上、下两个桥臂构成,桥臂是通过 k 个半桥子模块(half-bridge sub-modules, HBSM)串联电抗器 L_d 组成的,因此继承了其模块化、可冗余化设计的优点. 低压侧采用 h 个全桥并联来提高输出电流等级. 交流高频链由 h 个高频隔离变压器 T 构成. V_1 和 V_2 分别为中、低压侧直流电压; I_1 和 I_2 分别为中、低压侧直流电流; V_a 为两相模块化多电平交流侧电压; i_L 为交流高频链的漏电感电流; $V_{b1} \sim V_{bh}$ 为全桥交流侧的电压; $i_{DC1} \sim i_{DC,h}$ 为全桥直流侧电流; $i_{C1} \sim i_{C,h}$ 为全桥直流侧电容电流.

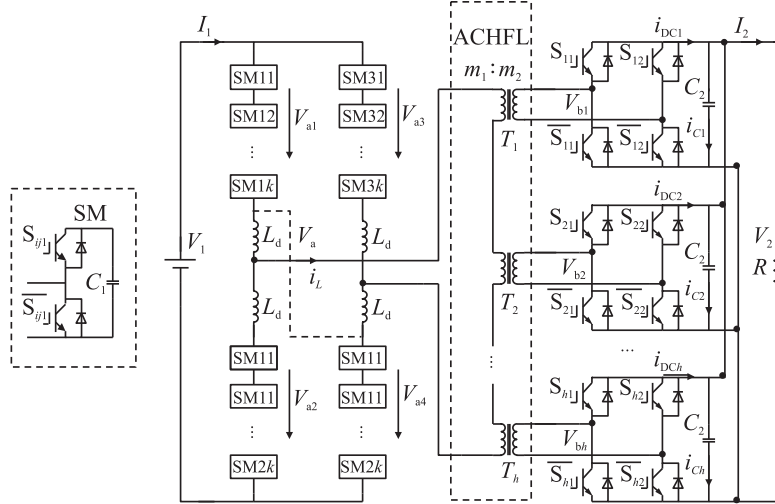


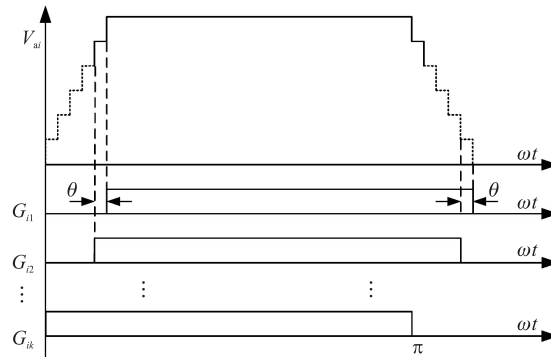
图 1 MDCT 拓扑图

Fig. 1 Topology of modular multilevel DC transformer

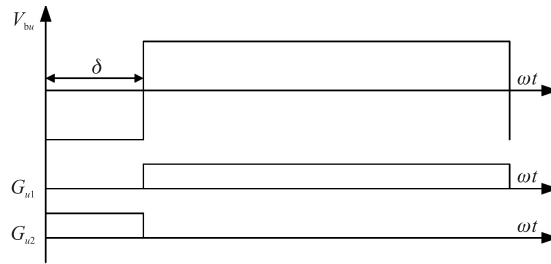
中压侧采用准方波调制策略, MMC 各子模块上管的驱动信号定义为 G_{ij} , 每个子模块上管和下管的驱动信号互补, 当 $G_{ij}=1$ 时, 半桥子模块上管导通, HBSM 处于投入工作状态; 当 $G_{ij}=0$ 时, 半桥子模块上管阻断, HBSM 处于切除工作状态; 其中 i 表示桥臂标号, $i=1, 2, 3, 4$; j 表示驱动信号的标号, $j=1, 2, \dots, k$, 这些驱动信号的占空比为 0.5 且每个子模块移相角度为 θ , 因此桥臂 i 的输出电压 V_{ai} 是一个如图 2(a) 所示的准方波. 单移相控制下 MMC 的子模块 SM_{1j} 和 SM_{4j} 具有相同的开关状态, SM_{1j} 和 SM_{2j} 具有互补的开关状态, 每个子模块的驱动信号并非固定不变而是通过均压算法分配. 中压侧上管驱动信号的傅里叶级数时域表达式为:

$$\begin{cases} G_{1j}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - (j-1)\theta - \pi)]}{2n+1}, \\ G_{2j}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - (j-1)\theta)]}{2n+1}, \\ G_{3j}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - (j-1)\theta)]}{2n+1}, \\ G_{4j}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - (j-1)\theta - \pi)]}{2n+1}. \end{cases} \quad (1)$$

式中, $N \geq 0$; ω 为直流变压器开关角频率.



(a) MMC 桥臂驱动信号和电压



(b) 全桥驱动信号和电压

图 2 MMC 桥臂、全桥电压和驱动信号

Fig. 2 The drive signals and voltages of MMC bridges and full bridges

低压侧各全桥模块调制策略如图 2(b) 所示, G_{u1} 和 G_{u2} 表示全桥两个桥臂上管的驱动信号, 这些驱动信号的占空比为 0.5 且相位相差 π , 每个全桥桥臂下管的门极信号与上管门极信号互补, 其中 u 表示全桥标号, $u=1, 2 \dots h$. 因此全桥 u 的交流侧电压 V_{bu} 是一个方波, 上管驱动信号的傅里叶级数时域表达式为:

$$\begin{cases} G_{u1}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - \delta)]}{2n+1}, \\ G_{u2}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - \delta - \pi)]}{2n+1}. \end{cases} \quad (2)$$

式中, δ 为直流变压器的功率移相角.

MDCT 在单移相控制下的工作原理与传统的 DAB 类似, 通过调节交流高频链输入电压 (V_a) 和输出电压 ($V_b = V_{b1} + \dots + V_{bh}$) 的功率移相角 δ 来实现输出功率的调节, 假设 MMC 各子模块电压相等, 忽略器件上的压降, 理论波形如图 3 所示.

根据以上分析的调制策略和开关管驱动信号的傅里叶级数时域表达式, 得到高频链的输入和输出电压傅里叶级数时域表达式为:

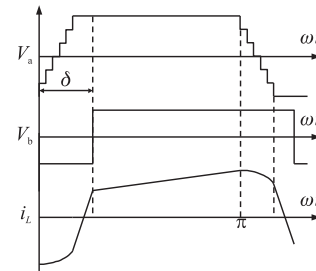


图 3 移相控制理想波形

Fig. 3 Ideal waveforms of phase-shift control

$$\begin{cases} V_a(t) = \frac{4V_1}{k\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin\left[k(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right] \sin\left[(2n+1)\left(\omega t - \frac{k-1}{2}\theta\right)\right]}{(2n+1) \sin\left[(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right]}, \\ V_b(t) = hV_2 \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin[(2n+1)(\omega t - \delta)]}{(2n+1)}. \end{cases} \quad (3)$$

根据以上分析, 模块化多电平直流变压器的 MMC 交流侧电压 V_a 为准方波, 全桥模块交流侧电压 V_b 为方波, 可以将交流高频链等效为图 4(a) 所示的等效电路, 电感为桥臂电感 L_d 和全部高频隔离变压器漏电感 L_T 的总和 ($L=L_d+hL_T$), 式(3)将 V_a 和 V_b 表示为一系列角频率为直流变压器开关角频率正整数倍的正弦电压之和的形式; 又由于不同角频率的正弦电压之间不传输能量, 因此图 4(a) 的某次谐波分量可以

等效为图 4(b) 所示的正弦交流电压源结构, V_{x1} 和 V_{x2} 分别代表两个正弦电压源的有效值。

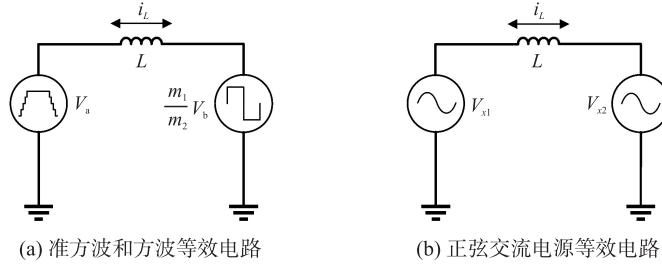


图 4 MDCT 等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of MDCT

1.2 移相控制下 MDCT 的功率特性

电力系统的稳态分析理论给出了图 4(b) 中有功功率的表达式为:

$$P_{\text{fund}} = \frac{V_{x1} V_{x2} \sin \delta}{\omega L}. \quad (4)$$

从电压表达式(3)中得到各次谐波的电压有效值为:

$$\begin{cases} V_{a\text{RMS}} = \frac{4V_1}{\sqrt{2}k\pi} \frac{\sin\left[k(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right]}{\sin\left[(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right]} \frac{1}{(2n+1)}, \\ V_{b\text{RMS}} = \frac{4hV_2}{\sqrt{2}\pi} \frac{1}{(2n+1)}. \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)中的各次谐波的电压有效值代入式(4)的有功功率表达式,来确定各次谐波的传输有功功率,叠加得到模块化多电平直流变压器的传输功率表达式为:

$$P = \frac{8hV_1V_2}{k\omega L\pi^2} \frac{m_1}{m_2} \sum_{n=0}^N \frac{\sin\left[k(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right]}{\sin\left[(2n+1)\left(\frac{-\theta}{2}\right)\right]} \frac{\sin\left[(2n+1)\left(\delta - \frac{k-1}{2}\theta\right)\right]}{(2n+1)^3}. \quad (6)$$

根据式(6)建立的模块化多电平直流变压器的功率表达式,分析其功率特性. 为了简化分析,将传输有功功率进行标么化处理,基准值有功功率公式如下:

$$P_b = \frac{m_1}{m_2} \frac{8hV_1V_2}{\omega L\pi^2}. \quad (7)$$

根据式(6)、(7)可以得到单移相控制下有功功率的标么值为:

$$P_{\text{pu}} = P/P_b. \quad (8)$$

假设 MMC 桥臂的子模块数目 $k=4$, 傅里叶级数的展开项 $N=4$. 根据上述表达式可以得到单移相控制下有功功率的三维曲线图,处理三维曲面图得到有功功率和 θ 角的关系图,如图 5 所示。

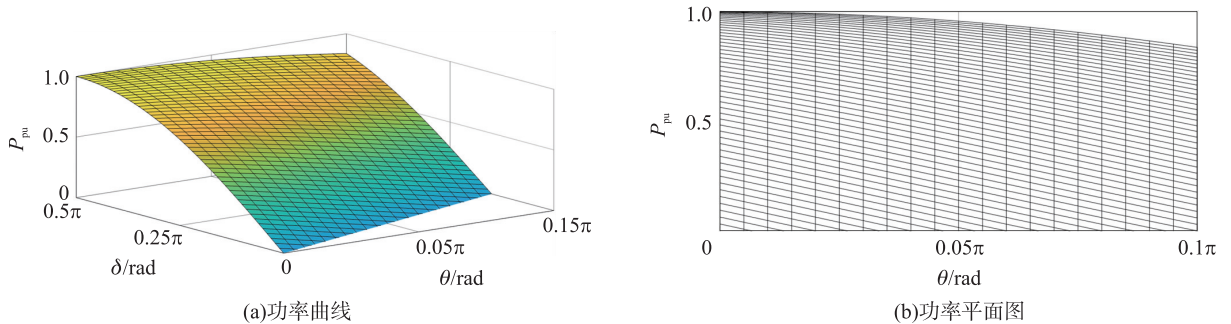


图 5 单移相控制下有功功率与 θ, δ 的关系

Fig. 5 Active power varied with θ and δ in single phase shift control

由上述功率曲线可知随着 θ 角的增大,模块化多电平直流变压器的最大传输有功功率下降,当 $\theta \geq 0.05\pi$ 时,最大传输有功功率下降明显,因此本文选取 $\theta = 0.02\pi$.

2 MDCT 的数学模型

根据基尔霍夫电压定律来描述模块化多电平直流变压器的交流高频链,图 4(a) 的等效电路动态方程为:

$$V_a(t) - \frac{m_1}{m_2} V_b(t) - R_L i_L(t) - L \frac{di_L(t)}{dt} = 0. \quad (9)$$

式中, R_L 为高频隔离变压器漏感的阻抗,由式(3)、(9)可以得到漏感电流傅里叶级数时域表达式:

$$i_L(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \left\{ \begin{aligned} & V_1 \frac{\sin \left[k(2n+1) \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] \sin \left[(2n+1) \left(\omega t - \frac{k-1}{2} \theta \right) - \varphi_{Z_n} \right]}{\sin \left[(2n+1) \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] k |Z_n|} \\ & - h \frac{m_1 V_2(t)}{m_2} \frac{\sin \left[(2n+1) (\omega t - \delta) - \varphi_{Z_n} \right]}{|Z_n|} \end{aligned} \right\}. \quad (10)$$

式中, $|Z_n| = \sqrt{R_L^2 + [(2n+1)\omega L]^2}$, $\varphi_{Z_n} = \arctan \left[\frac{(2n+1)\omega L}{R_L} \right]$.

根据低压侧全桥模块的电路结构和调制策略,每个全桥电路直流侧电流和电容电流均相等,可得出:

$$\begin{cases} i_{DC1}(t) = i_{DC2}(t) = \dots = i_{DCk}(t) = i_{DC}(t), \\ i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = \dots = i_{Ck}(t) = i_C(t). \end{cases} \quad (11)$$

基于基尔霍夫电流定律得到全桥电路直流侧输出电流 $i_{DC}(t)$ 、电容电流 $i_C(t)$ 和低压侧输出电流 $I_2(t)$ 满足:

$$i_{DC}(t) = i_C(t) + \frac{I_2(t)}{h}. \quad (12)$$

假设全桥直流侧电容为理想电容,则全桥直流侧电容电压与直流变压器的输出电压相等,那么电容电流可表示为:

$$i_C(t) = C_2 \frac{dV_2(t)}{dt}. \quad (13)$$

根据式(12)和(13),并结合全桥拓扑结构可得出直流变压器的输出电压和漏感电流的状态方程为:

$$C_2 \frac{dV_2(t)}{dt} = \frac{m_1}{m_2} i_L(t) (G_{u1}(t) - G_{u2}(t)) - \frac{V_2(t)}{hR}. \quad (14)$$

将式(2)和(10)代入上式消去高频项,得到模块化多电平直流变压器稳定状态下时域的傅里叶级数表达式:

$$\begin{aligned} \frac{dV_2(t)}{dt} = & -\frac{V_2(t)}{C_2 h R} + \frac{8}{C_2 \pi^2} \frac{m_1}{m_2} \sum_{n=0}^N \frac{1}{|Z_n| (2n+1)^2} \times \\ & \left\{ \frac{V_1}{k} \frac{\sin \left[k(2n+1) \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right]}{\sin \left[(2n+1) \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right]} \cos \left[(2n+1) \left(\frac{k-1}{2} \theta - \delta \right) + \varphi_{Z_n} \right] - h \frac{m_1 V_2(t)}{m_2} \cos(\varphi_{Z_n}) \right\}. \end{aligned} \quad (15)$$

在稳态工作点附近引入低频小信号扰动,即 $V_2(t) = V_2 + \Delta V_2(t)$, $\delta = \delta_0 + \Delta \delta$. 可得出 MDCT 在单移相控制方式下输出电压的动态小信号模型:

$$\frac{d\Delta V_2(t)}{dt} = \frac{\partial f}{\partial V_2(t)} \bigg|_0 \Delta V_2(t) + \frac{\partial f}{\partial \delta} \bigg|_0 \Delta \delta. \quad (16)$$

因此,可以得出系统的状态空间方程为:

$$\frac{d\Delta V_2(t)}{dt} = A\Delta V_2(t) + B\Delta\delta. \quad (17)$$

式中,

$$A = -\frac{1}{C_2 h R} - \frac{8h}{C_2 \pi^2} \left(\frac{m_1}{m_2} \right)^2 \sum_{n=0}^N \left[\frac{\cos(\varphi_{Z_n})}{(2n+1)^2 |Z_n|} \right],$$

$$B = \frac{8V_1}{kC_2 \pi^2} \frac{m_1}{m_2} \sum_{n=0}^N \left\{ \frac{\sin \left[k(2n+1) \frac{-\theta}{2} \right] \sin \left[(2n+1) \left(\frac{k-1}{2} \theta - \delta_0 \right) + \varphi_{Z_n} \right]}{\sin \left[(2n+1) \frac{-\theta}{2} \right] (2n+1) |Z_n|} \right\}.$$

根据式(17)的动态小信号模型可以得出移相角 δ 和直流输出电压 V_s 的开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{B}{s-A}. \quad (18)$$

3 MDCT 控制器设计

式(18)建立的模型本质上是一阶惯性环节,控制器需要调节 MDCT 的直流输出电压,因此使用 PI 控制器足够完成高性能的低压侧输出电压调节. 根据图 6 所示控制框图,以及直流变压器的开环传递函数,可以得到前向通道的传递函数为:

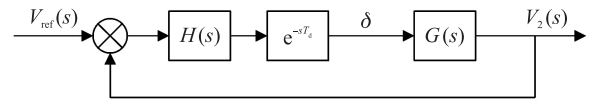


图 6 控制框图

Fig. 6 Diagram of control block

$$F(s) = H(s)G(s)e^{-sT_d} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{B}{s-A} e^{-sT_d} = \frac{K_p B}{s} \left(\frac{s+K_i/K_p}{s-A} \right) e^{-sT_d}. \quad (19)$$

式中, T_d 为一个开关周期, e^{-sT_d} 为数字控制器的延迟环节. K_p 为比例调节系数, K_i 为积分调节系数, $H(s)$ 为控制器.

为了提高系统的开环频率特性,假设 $K_i/K_p = -A$ 来消除系统的极点. 根据经典控制理论要求在截止频率 ω_c 处,开环传递函数的幅值增益为 1,稳定状态下相位裕度 $\gamma \geq 40^\circ$,来设计闭环控制器. 加入 PI 控制器之后,根据表 1 的电路参数,绘制系统的 Bode 图如图 7 所示,截止频率为 300 Hz,为开关频率的 1/10,系统在截止频率处的幅值增益为 1,相位裕度为 54° ,符合控制器设计要求.

表 1 MDCT 电路参数

Table 1 Circuit parameters of MDCT

参数	数值	参数	数值
中压侧直流电压 V_1/V	4 000	全桥子模块数 h	5
低压侧直流电压 V_2/V	600	开关频率 f/kHz	3
子模块单元数 k	4	电压平衡角 θ/rad	0.02π
高频隔离变压器匝比 m_1/m_2	1:1	N	4

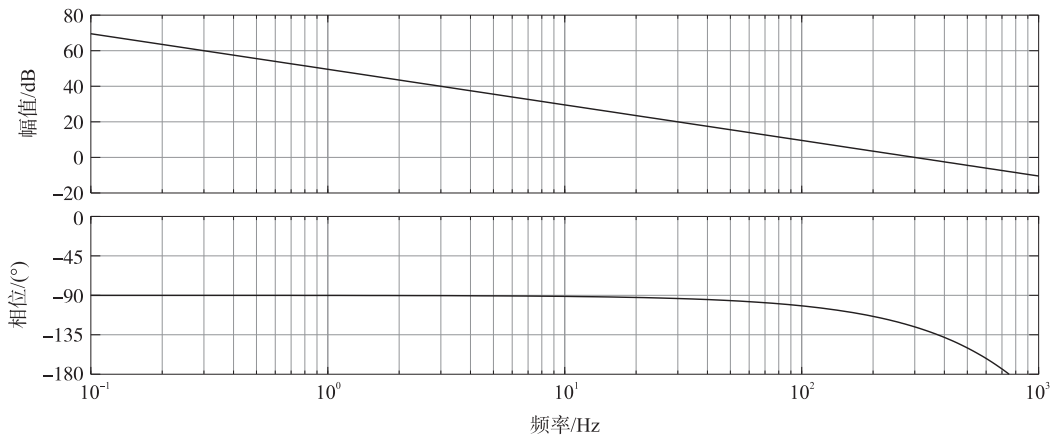


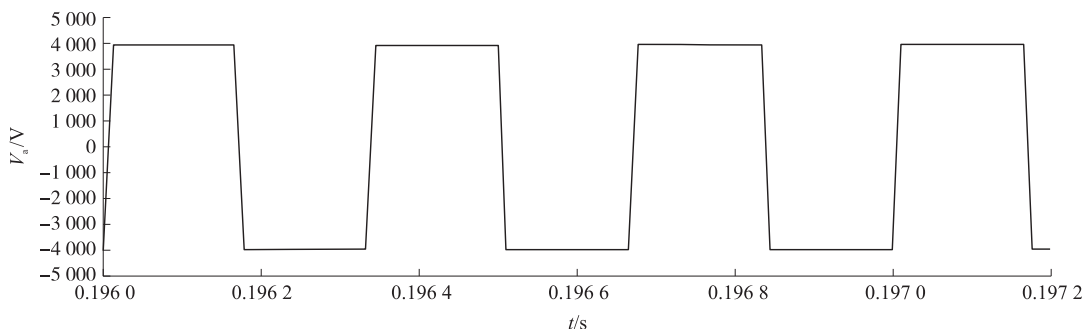
图 7 加入 PI 控制器后的 Bode 图

Fig. 7 Bode plots of the forward path loop gain after adding PI controller

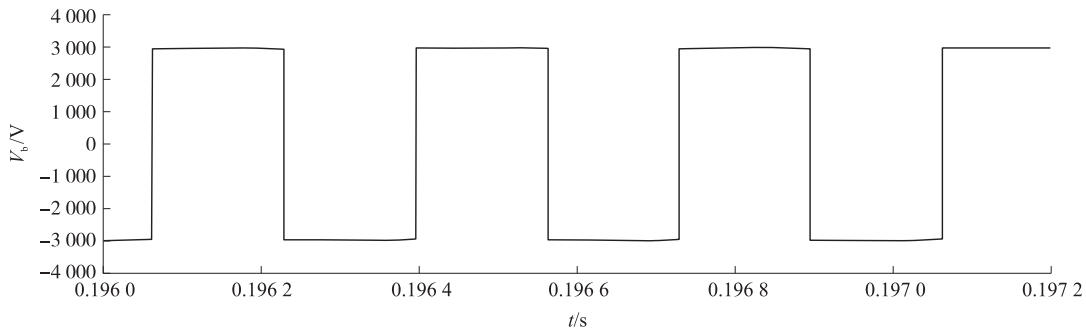
4 仿真分析

为验证以上理论分析和模型的准确性,本文按照表 1 中的电路参数,主要采用基于 MATLAB/Simulink 平台中的 SimPowerSystem 工具箱中的电路器件进行仿真验证.按照图 1 的模块化多电平直流变压器的拓扑搭建仿真主电路,并根据图 6 的控制框图搭建控制器.

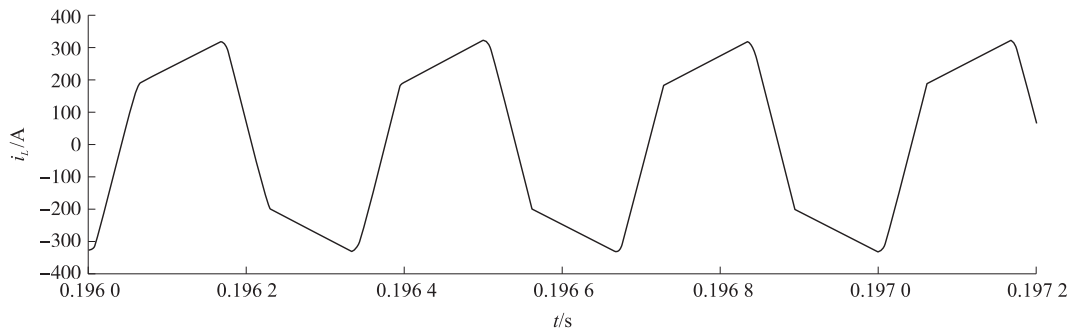
图 8 为模块化多电平直流变压器的交流高频链的稳态输入、输出电压和漏感电流波形, V_a 的波形为准方波电压,电压平衡角为 0.02π , V_b 为方波电压,频率均为 3 kHz. V_a 和 V_b 之间的移相角产生高频漏感电流 i_L ,仿真所得的高频链电流波形频率也为 3 kHz.图 9 为 MDCT 输出电压波形,稳定运行状态下输出电压为 600 V,完全满足稳压控制要求,从而验证了傅里叶级数模型和控制器的准确性.



(a) 交流高频链输入电压波形



(b) 交流高频链输出电压波形



(c) 漏感电流波形

图 8 ACHFL 的电压和电流波形

Fig. 8 Voltage and current waveforms of ACHFL

5 结论

本文分析了单移相控制下模块化多电平直流变压器的工作原理,通过傅里叶级数求和将直流变压器的高频电压转化为傅里叶级数表达式,建立了输出功率的表达式,分析了输出功率的特性.建立了 MDCT 输出电压与移相角的数学模型,以此为基础设计 MDCT 的低压稳压 PI 控制器,并通过仿真验证了该数学模型的准确性和 PI 控制器的可靠性.

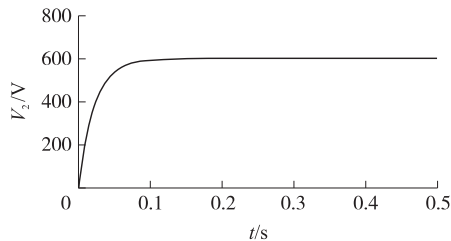


图 9 MDCT 的输出电压

Fig. 9 Output voltage of MDCT

[参考文献] (References)

- [1] 宋强,赵彪,刘文华,等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报,2013,33(25):9-19.
- [2] 李建国,赵彪,宋强,等. 适用于中压直流配网的多电平直流链固态变压器[J]. 中国电机工程学报,2016,36(14):3717-3725.
- [3] 刘瑞煌,杨景刚,贾勇勇,等. 中压直流配电网中直流变压器工程化应用[J]. 电力系统自动化,2019,43(23):131-143.
- [4] 侯聂,宋文胜,王顺亮. 全桥隔离 DC/DC 变换器相移控制归一化及其最小回流功率控制[J]. 中国电机工程学报,2016,36(2):499-506.
- [5] 沙广林,王聪,程红,等. 移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器统一相量分析法[J]. 电工技术学报,2017,32(18):175-185.
- [6] SONG Q,LIU W H,ZHAO B,et al. Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(12):6488-6494.
- [7] 宋文胜,侯聂,武明义,等. 双向全桥隔离 DC/DC 变换器最小峰值电流及其虚拟功率控制方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(18):4990-4998.
- [8] TAN N M L,ABE T,AKAGI H,et al. Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(3):1237-1248.
- [9] ZHAO B,SONG Q,LI J G,et al. Comparative analysis of multilevel-high-frequency-link and multilevel-DC-link DC-DC transformers based on MMC and dual-active-bridge for MVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,33(3):2035-2049.
- [10] ZHAO B,SONG Q,LI J G,et al. Modular multilevel high-frequency-link DC transformer based on dual active phase-shift principle for medium-voltage DC power distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(3):1779-1791.
- [11] ZHAO B,SONG Q,LI J G,et al. High-frequency-link modulation methodology of DC-DC transformer based on modular multilevel converter for HVDC application;comprehensive analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(5):3413-3424.
- [12] WANG Y,SONG Q,ZHAO B,et al. Analysis and optimisation of modulation strategy based on dual-phase-shift for modular multilevel high-frequency-link DC transformer in medium-voltage DC distribution network[J]. IET Power Electronics,2018,11(2):253-261.
- [13] 孙谦浩,李亚楼,孟经伟,等. 基于移相控制的高频链模块化多电平直流变压器分布式控制管理策略及轮换电容电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(5):1310-1318.
- [14] 管州,梅军,丁然,等. 基于拓展移相控制的直流配电网模块化多电平直流变压器[J]. 电工技术学报,2019,34(13):2770-2781.
- [15] 王朝辉,王天威,张军明. 模块化多电平直流变压器研究[J]. 中国电机工程学报,2016,36(1):31-39.
- [16] 张焕青,张慕婕,王裕,等. 基于多目标性能优化的模块化多电平高频直流变压器移相控制策略[J]. 高压电器,2019,55(9):18-25,33.
- [17] 李胜,李春叶,李辉,等. 模块化多电平高频直流变压器类方波调制[J]. 电气传动,2019,49(8):43-46.
- [18] WANG Y,SONG Q,ZHAO B,et al. Quasi-square-wave modulation of modular multilevel high-frequency DC converter for medium-voltage DC distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,33(9):7480-7495.

[责任编辑:陈 庆]