

文章编号: 2095-2163(2022)10-0136-08

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 基于级联 $H$ 桥整流器的双闭环解耦控制策略研究

崔镜宇, 王 静

(中铁二院工程集团有限责任公司, 成都 610031)

**摘要:** 针对级联式电力电子变压器模块的功率、电流失调以及工作状态不平衡所造成的控制策略无法设定的问题, 本文以单相  $d-q$  矢量转换技术为理论基础, 引入虚拟相, 并引入了双闭环控制理论, 建立了电流内环控制器与电流外环控制器, 实现了级联  $H$  桥整流器各模块共同占空比的控制策略。最后通过仿真实验进行验证。实验结果显示, 本文提出方案能够有效减少无功损失, 提升电能输送效率, 增强系统运行的稳定性。

**关键词:** 单相  $d-q$  矢量变换; 虚拟相; 双闭环; 整流器

## Research on double closed loop decoupling control strategy based on cascaded $H$ -bridge rectifier

CUI Jingyu, WANG Jing

(China Railway Eryuan Engineering Group Co., Ltd., Chengdu 610031, China)

**[Abstract]** Aiming at the problem that the control strategy cannot be set due to the power and current imbalance of the cascaded power electronic transformer modules and the unbalanced working state in the smart grid, the paper takes the single-phase  $d-q$  vector conversion technology as the theoretical basis, introduces the virtual phase, and introduces the double closed loop control theory. After that, the current inner loop controller and the current outer loop controller are established, and the control strategy of the common duty cycle of each module of the cascaded  $H$ -bridge rectifier is realized. Finally, according to experimental results, the scheme proposed in this paper can effectively reduce the reactive power loss, improve the power transmission efficiency in the smart grid, and enhance the stability of the system operation.

**[Key words]** single-phase  $d-q$  vector transformation; virtual phase; double closed loop; rectifier

## 0 引言

随着电力电子技术的发展, 电力系统的管理模式也出现明显变化, 如具备变压、电力隔离、功率调整单元和新能源接入功能的电力电子变压器开始陆续应用于实践中, 也称作固态变压器、智能变压器等, 有关基础理论与关键技术方面的研究也日益引起学界关注<sup>[1]</sup>。由于大功率开关器件的蓬勃发展, 电力电子科技在电力运行中的运用也逐渐增多, 各种利用电力电子转换技术的电力变压器、即电力电子变压器(PET)随即问世, 并迅速成为研究热门。面向智慧电网的 PET 已经不是一种简单的“变压器”, 而是一种具备了电力隔离、与可再生能源并网连接等多项功能的高智能化电力电子设备<sup>[2]</sup>。在电力电子变压器的开发历程中, 可将其拓扑结构粗略归纳为 3 种类型, 分别是: 单级型、两级式和三级式。

3 类 PET 拓扑结构如图 1 所示。这 3 种结构都可以完成电压变换与能量传递, 但仍需指出, 三级式 PET 可行性高、功能全面, 且控制相对简单<sup>[3]</sup>。

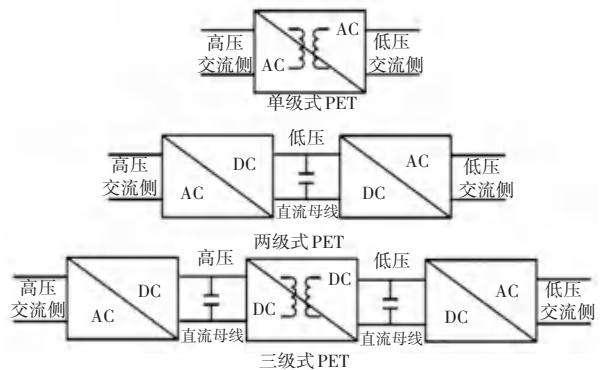


图 1 3 类 PET 拓扑

Fig. 1 Three types of PET topology

采用级联结构的电力电子变压器固然拥有许多传统电力变压器的优点, 但是也有着新问题, 那就是各个模块间的功率和电压平衡。这需要通过控制策

**作者简介:** 崔镜宇(1995-), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 自动化、电力系统、智慧智能等; 王 静(1982-), 男, 学士, 高级工程师, 主要研究方向: 自动化、电力系统、智慧智能等。

**通讯作者:** 王 静 Email: 29108324@qq.com

收稿日期: 2022-07-14

略合理调控各个模块的工作模态来加以解决。考虑到传统的 PI 调节控制方式对工频信号的补偿效果并不好这一现实状况, 本文选择了基于单相  $d-q$  矢量转换理论的共同占空比调节方式。该种控制方式的核心是将工频运动信息通过与指定的矩阵相乘, 从而把在静止坐标系下的工频运动的信息变换为在转动坐标系下的直流信息, 当进行坐标转换后控制对象也将从交流信息转换为直流信息, 就可以使用传统的 PI 调节来对控制目标进行调节和补偿。

## 1 级联 H 桥整流器

由于目前功率开关器件的耐压等级不高, 但是分析后可知, 电力电子变压器的输入整流级采取级联拓扑, 具有结构简单、控制简单、模块化、易扩展等长足优势而获得了广泛应用。运用时若通过适当调节, 就能使系统各个模块的直流输出电压满足一致性要求, 这种设备在运行过程中还可以将交流高压侧的电压均衡地分摊在各个模块上, 进而提高了整个整流器的耐压级别, 并且减少了开关元件的直接并联, 从而能够降低了系统开关元件的保护电路。级联 H 桥整流器设计如图 2 所示。

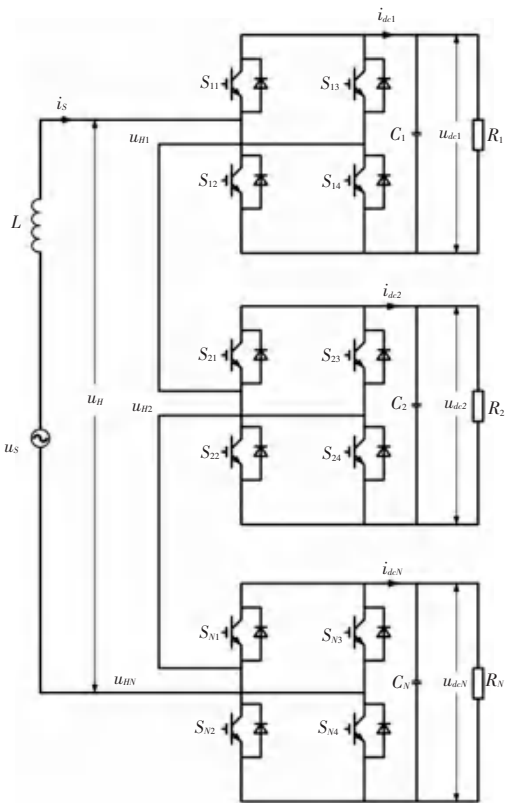


图 2 级联 H 桥整流器

Fig. 2 Cascaded H-bridge rectifier

由于整流装置都是由单元模块级并联组成, 且各个模块的工作状况也基本相同, 故由单元模块

的工况具体分析可知, 在输入侧这种设备与 H 桥模块并联, 从功率平衡原理可知, 交流侧的电压与电流都能够通过功率传递影响直流侧的电压和电流, 同理, 直流侧也能够影响交流侧。故可利用直流侧的参数来改变交流侧的参数, 也可利用交流侧的参数改变直流侧的参数。由开关管状态所产生的整流器六种工作模式在其他多篇文献中均有论述, 这里将不再赘述。

### 1.1 载波移相调制

级联型多电平电路想要取得良好的性能, 还需要有合适的调制方式来与电路进行配合。目前最普遍的调制方法, 是双载波移相 SPWM 调节。考虑系统实现上的可行性, 可以选择通过 1 个调制波和 2 个相位差为  $180^\circ$  的三角载波, 在此基础上建立起基于 PWM 的单极倍频调制方式。载波移相 SPWM 调制波形如图 3 所示。

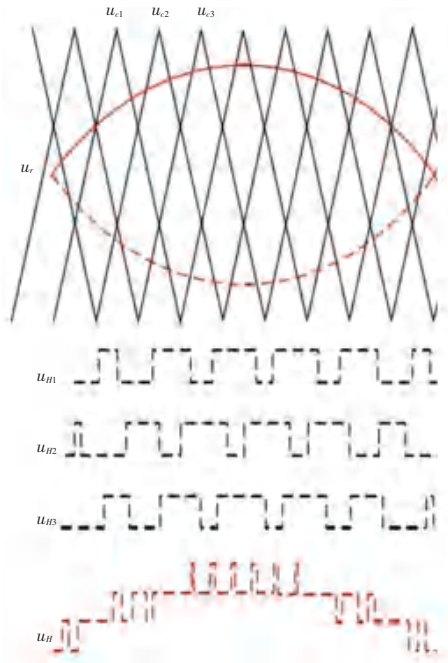


图 3 载波移相 SPWM 调制波形

Fig. 3 Carrier phase shifted SPWM modulation waveform

在图 3 中,  $u_r$  是调制波数据信号,  $u_{c1}$ ,  $u_{c2}$  和  $u_{c3}$  是 3 个模块的载波数据信号。  $u_{H1}$ ,  $u_{H2}$  和  $u_{H3}$  是输出 PWM 波,  $u_H$  是从这 3 个模块生成的阶跃波。

一个模块 H 桥的交流侧电压能够形成 3 种电平, 依次是  $u_{dc}$ 、0 以及  $-u_{dc}$ 。基于这种方式进行调节时, 级联变换器的交流侧电压可通过电势差  $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$  以及  $u_{H3}$  叠加得出, 因为这 3 个模块的输出电势差存在一定的夹角, 这样在控制过程中, 其交流侧输出电势差以  $u_{dc}$  为基本单元变换, 如此一来就可得到所需要的七电平输出波形。载波移相调制技术通过

增大等效开关频数,从而明显提高了交流侧的输入输出电流波形品质,同时大大减少了交流侧滤波电感的容积,并还降低了整个系统的开关能量损失。

## 1.2 主电路的参数设计

整流级主电路中需要设定的参数,主要是交流侧的升压电感和直流侧的滤波电容。交流侧的电感对整个系统的影响权重非常高,对此可做阐释分述如下<sup>[4]</sup>:

(1)将网侧电压和整流桥交流侧电压隔离,通过施加控制可以改变单位功率因数。

(2)用于电路的储能电感,使级联H桥整流电压器能够实现升压。

(3)完成交流侧电流滤波,使交流侧电流能够正弦化。

(4)改善控制器的阻尼特性和稳定性。

对交流侧电子传感器的设计,主要是从系统的反应快速性及纹波的抑制上进行评测。研究时若考虑电流纹波的大小,电感值应尽量选取大值;若考量系统响应的快速性,电感值应尽量选取小值<sup>[5]</sup>。

由电流的暂态波形,可得最大电压输入斜率出现在交流侧或电感电流的零点处,此时对电流的跟踪响应较为缓慢,就可用响应速度方法来得出电子感应峰值。图4中,是当电感电流为零时的某个开关电源时间内的电感电压和电流间的波形。基于网侧单位功率因数进行控制调节时,对应的电网电压为零,因此某个开关电源时间内比较于网侧电流时间为短,这样就可把该开关电源时间内的电网电压大致地看成零。

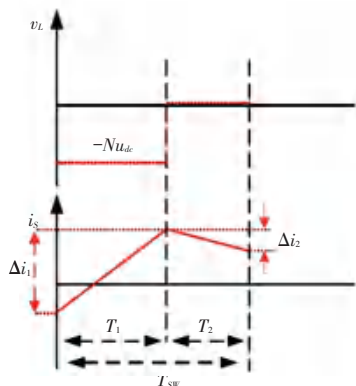


图4 一个周期电流电压波形

Fig. 4 Current and voltage waveform in one cycle

在稳态情况下,在  $0 < t < T_1$  的区域内,电感电流波形的平均斜率为:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\Delta i_1}{T_1} = \frac{u_s - u_H}{L_s} \approx \frac{-N u_{dc}}{L_s} \quad (1)$$

在  $T_1 < t < T_2$  期间,

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\Delta i_2}{T_2} = \frac{u_s - u_H}{L_s} \approx 0 \quad (2)$$

为满足系统高速响应的特点,必须符合:

$$\frac{|\Delta i_1| - |\Delta i_2|}{T_{sw}} \geq \frac{I_m \sin \omega T_{sw}}{T_{sw}} \approx I_m \omega \quad (3)$$

其中,  $I_m$  为交流侧电感电流的最大值;  $\Delta i_1$  与  $\Delta i_2$  是在  $T_1$  与  $T_2$  时间范围内的电流变化物理量。若将式(1)、式(2)代入式(3),就可得出电感的最大值,即:

$$L_s \leq \frac{N u_{dc} T_1}{I_m \omega T_{sw}} \quad (4)$$

当PWM的占空比  $T_1/T_{sw}$  到达峰值时,则  $T_1 = T_{sw}$ , 对系统产生了最迅速的电流跟踪反馈。所以,最大电感应在此取极小值,式(4)也可以变换为:

$$L_s \leq \frac{N u_{dc}}{I_m \omega} \quad (5)$$

再从电感电流的暂态状态分析方法得出,高电流谐波传动峰值通常发生在电感电流的峰值附近,此时根据电流纹波条件就可计算出电感取值的最小值。图5为电感电流在最大处时的一开关电源时间内的电感电压与电感电流之间的变化波形。在以网侧单元功率因数工作的情形下进行数据分析,此时局域网电压即为最大,若某一开关电源时间内相较于网侧的电压时间过短,可将该开关电源周期内的电压近似看作最大  $u_{sm}$ 。

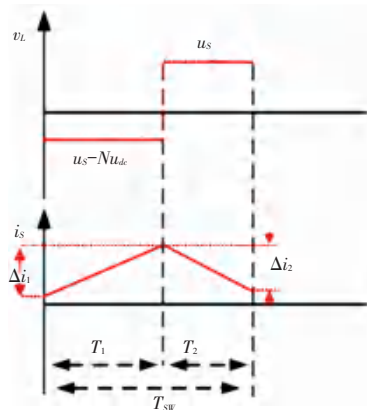


图5 电感电压和电感电流的波形

Fig. 5 Waveform of inductive voltage and inductive current

在稳态条件下,在  $0 < t < T_1$  时间范围内,电感电流波形的平均斜率为:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\Delta i_1}{T_1} = \frac{u_s - u_H}{L_s} \approx \frac{u_{sm} - N u_{dc}}{L_s} \quad (6)$$

在  $T_1 < t < T_2$  期间,电感电流波形的平均斜率为:



$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\Delta i_2}{T_2} = \frac{u_s - u_H}{L_s} \approx \frac{u_{Sm}}{L_s} \quad (7)$$

由于上述分析都是基于稳态条件下的, 其电流变量必须满足:

$$|\Delta i_1| = |\Delta i_2| \quad (8)$$

将式(6)、式(7)代入式(8), 可得出 PWM 循环的开启时间  $T_1$  和关闭时间  $T_2$  符合下式:

$$(N u_{dc} - u_{Sm}) T_1 = u_{Sm} T_2 \quad (9)$$

另外,  $T_1 + T_2 = T_{Sw}$ , 可以把  $T_2$  用  $T_{Sw} - T_1$  替换, 即可得出:

$$T_1 = \frac{u_{Sm} T_{Sw}}{N u_{dc}} = \frac{u_{Sm}}{N u_{dc} f_{Sw}} \quad (10)$$

假定控制系统中容许最大纹波的输出为  $\Delta i_{max}$ , 则电感值必须取适当大来符合式(10), 并保证最大纹波波动幅值永远不大于  $\Delta i_{max}$ 。则有:

$$L_s \geq \frac{(N u_{dc} - u_{Sm}) u_{Sm}}{\Delta i_{max} N u_{dc} f_{Sw}} \quad (11)$$

所以, 根据式(4)和式(11)都可以求得交流侧电感的取值区域, 即:

$$\frac{(N u_{dc} - u_{Sm}) u_{Sm}}{\Delta i_{max} N u_{dc} f_{Sw}} \Delta L_s \leq \frac{N u_{dc} T_1}{I_m \omega T_{Sw}} \quad (12)$$

参考工程实际经验, 控制纹波电流幅度最高为输入正弦交流电流最大峰值的 5%。

通过级联 H 桥整流器时选择的双载波移相 SPWM 调制方式以及单级倍频调制方式可确定出这种级联整流设备的等效开关管电源频率  $f_{Sw}$ , 为 6 倍开关管开关频率。

根据式(12)进行分析, 同时设置一定的冗余, 这样可确定出交流侧电感 500 mH。

直流侧的电容同样对整个系统有着非常大的影响, 对其主要作用可给出剖析阐述如下<sup>[6]</sup>:

(1) 作为能量储存器件, 保持交流侧与直流侧间的能量平衡。

(2) 在直流侧负载突变时一定程度上抑制直流侧电压的变化, 维持系统的稳定性。

(3) 作为直流侧的滤波器, 进行谐波抑制。

因此, 工程设计中直流电容器的技术参数重点考察抑制谐波和动态特性相关因素。

直流侧电容器放电操作时会形成相应的电流波形, 因此假设直流电压纹波取为额定电流最大值的百分之一, 此时直流侧电容器的取值必须符合:

$$C \geq \frac{I_{dmax}}{\omega \Delta u_{dc}} \quad (13)$$

其中,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 50$  Hz;  $\Delta u_{dc} = u_{dc} \cdot 1\%$ ,  $u_{dc}$  为

每个 H 桥模块直流侧容量压力; 还有  $I_{dmax} = \sqrt{2} I_s$ ,  $I_{dmax}$  为直流侧容量输出的峰值,  $I_s$  对应于网侧电流的有效值。H 桥模块在进行控制调节时应用了 PWM 整流技术, 在直流侧输出的信号中存在频率较高的电压纹波。根据实际的应用经验可知, 这种纹波波动对直流侧电压的电压稳定性会产生不良影响, 这样就有必要引入直流侧的电容器进行抑制。一般情况下, 直流侧电压纹波应低于给定值的 0.15 倍, 而本文中选取电压纹波峰值约为直流侧电压的给定值 0.1 倍。在分析时, 依据上述约束条件, 直流侧电容值必须达到<sup>[7]</sup>:

$$C \geq \frac{I_s}{2f_r \Delta V_{dc}} \quad (14)$$

其中, 若  $f_r$  表示为直流侧电压二次的纹波信号, 则  $f_r = 100$  Hz,  $\Delta u_{dc} = u_{dc} \cdot 15\%$ 。

充分结合系统工况后, 为直流电容考虑相当裕量, 取值为 1 000  $\mu$ F。

## 2 理论分析

### 2.1 单相 $d-q$ 矢量变换

要把静态坐标系下的交流信号改变为转动坐标系下的直流信息, 就必须实现  $\alpha - dq$  变换, 但是进行  $\alpha\beta - dq$  变换至少需要两相电路, 而研发设计的电力电子变压器是单相电路, 故需要再找到一相电路。为此, 本文选择引入一个虚拟相, 通过把原电路相位滞后  $90^\circ$  得到一个与原电路正交的虚拟电路。

当获得与原来集成电路正交的集成电路后, 通过  $\alpha - dq$  转换矩阵将静止位置改变到转动位置下, 控制信号也从交流转为了直流, 之后就能够通过传统的 PI 控制方式, 对集成电路加以控制和补偿, 使原集成电路获得了期望的效果。

经过解析后可以得出, 在  $d$  轴上的电流分数为有功电流分数, 在  $q$  轴上的电流分数为无功压力分数, 从而达到了有功电量与无功电量之间的解耦控制<sup>[8]</sup>。

### 2.2 $d-q$ 控制解耦

采用单相  $d - q$  矢量变换的共同占空比控制时对应的原理如下, 进行采样获得系统侧的电压  $u_s$  和电流  $i_s$  以及模块 1 的  $V_{c1}$ , 对这 3 个变量进行控制调节, 设置双闭环控制模式, 内环针对网侧的电流进行控制, 在调节时应用了 PI 补偿器, 这样就可调节网侧电流的相位, 以及系统功率因数, 为系统的高效运行提供支持。本系统进行控制时, 调节网侧电流与网侧电压相位保持一致。外环主要是针对模块 1 直流侧电压

进行调节,这可通过PI补偿器实现。其余2个模块在控制过程中应用了模块1同样的控制信号。这种模式下,各模块的占空比和直流侧电压的保持一致。

图6显示出对应的控制策略实现流程情况。由图6可知,采样确定出交流网侧的电压 $u_s$ 与电流 $i_s$ ,进行锁相处理而得到网侧交流电压频率和相位等相关参数。对电压 $u_s$ 与电流 $i_s$ ,进行延时 $90^\circ$ 处理,得到虚拟相,再经过 $\alpha\beta - dq$ 变换得到旋转坐标系下的电压电流。电压外环对比直流侧电压 $V_{cl}$ 与设定值,确定出差值后,进行PI调节而获得内环 $d$ 轴 $i_d$ 的给定信号 $i_d^*$ ,此外还根据功率因数约束条件进行分析,而得到 $i_q$ 的给定信号 $i_q^*$ ,由于运行过程中保持单位功率因数,因而设置 $i_q^*$ 为0。经过电流内环调控后,输出有功和无功占空比分量 $d_d$ 和 $d_q$ ,再经过 $\alpha\beta - dq$ 逆变换得到在静止坐标系下的共同占空比 $d_\alpha$ 与 $d_\beta$ ,舍弃掉虚拟相的共同占空比 $d_\beta$ 。

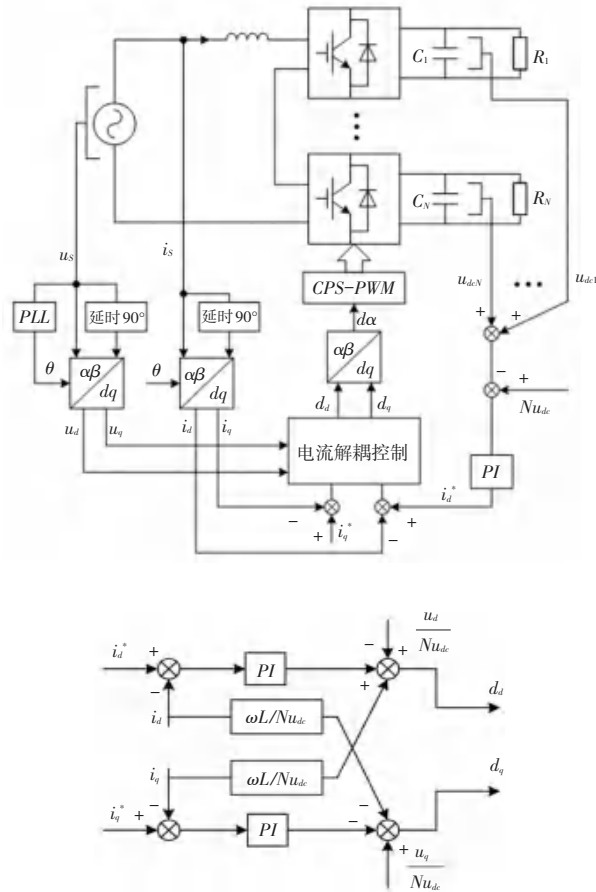


图6 电流解耦策略

Fig. 6 Current decoupling strategy

在控制过程中载波移相调制SPWM的驱动信号设置参考文献[8]~[10]。

根据文献[8]的研究可知, $i_d$ 和 $i_s$ 存在耦合,这样在控制时如未进行解耦,则控制效果会受到明显

的影响,因而采取了适当的解耦措施,相关情况参见图6。

### 3 双闭环控制系统设计

#### 3.1 电流内环控制器设计

从结构组成看,电流 $i_d$ 和 $i_q$ 存在一定对称关系,在控制过程中选择的策略相一致,PI调节器保持一致,因而在研究过程中基于 $i_d$ 为例进行实证分析,说明电流控制器的设计思路和流程。电流内环的控制框图如图7所示。

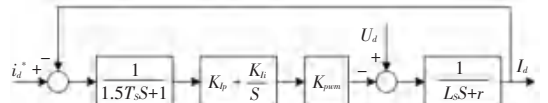


图7 电流内环控制框图

Fig. 7 Current inner loop control block diagram

分析图7可知, $T_s$ 为开关周期, $K_p$ 和 $K_i$ 为比例和积分增益,为简化分析过程,通过 $1.5 T_s$ 来代替脉宽调制与采样的延时。假设系统运行时保持稳定,没有计入扰动 $u_d$ 以及寄生电阻因素的影响,这种条件下根据控制框图进行分析,可确定出如下的开环传递函数:

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{pwm}(K_p S + K_i)}{(1.5 T_s S + 1) L_s S^2} \quad (15)$$

基于上述函数进行分析可知,选择积分增益 $K_i = 0$ ,则可将一组零极点消除,这种条件下此函数可改写为:

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{pwm} K_p}{(1.5 T_s S + 1) L_s S} \quad (16)$$

带入如下的参数: $K_{pwm} = 100, L_s = 500 \text{ mH}, T_s = 10^{-4} \text{ s}$ 。计算分析可确定出没有进行补偿处理条件下的开环传递函数,如下所示:

$$G_{oi}(s) = \frac{200}{S(1.5 \times 10^{-4} S + 1)} \quad (17)$$

#### 3.2 电压外环控制器设计

在设计获得内环的控制器后,对电压外环的控制器进行设计,图8显示出其框图情况。

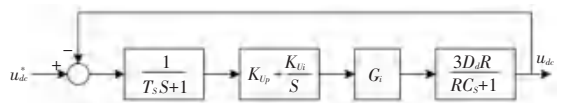


图8 电压外环框图

Fig. 8 Voltage outer loop block diagram

图8中, $D_d = \frac{\sqrt{2} u_s}{3 u_{dc}}$ ,带入 $R = 480 \Omega, C =$

1 000  $\mu\text{F}$ , 这样就可以确定出没有调控的电压环开环函数, 推得的数学公式具体如下:

$$G_{vo} = \frac{1\ 400}{S(1.5 \times 10^{-4}S + 1) + 14\ 000} \cdot \frac{3 \times 0.88 \times 480}{480 \times 10^{-3}S + 1} \cdot \frac{1}{10^{-4}S + 1} \quad (18)$$

### 4 仿真实验

本节将对控制电路中的各个环节进行实际电路实现, 并展示本文设计的整流器在 PSIM 中的仿真以及在 Matlab 中的系统稳定性判断结果。

#### 4.1 虚拟相产生电路

虚拟相采用将原信号相位延时  $90^\circ$  来产生, 本文在进行相位延时处理时, 应用了双运放全通滤波器电路, 可具体划分为滤波和放大电路两部分, 分别控制相位超前  $90^\circ$ , 以及输出信号反相, 在应用过程中将二者组合起来进行相位延时控制, 控制相位完成  $90^\circ$  的延时。

通过仿真分析, 确定出相位延时电结果, 如图 9 所示。图 9 中,  $i_a, i_m$  分别对应于输入和输出信号, 分析可知二者存在相位差  $90^\circ$ 。

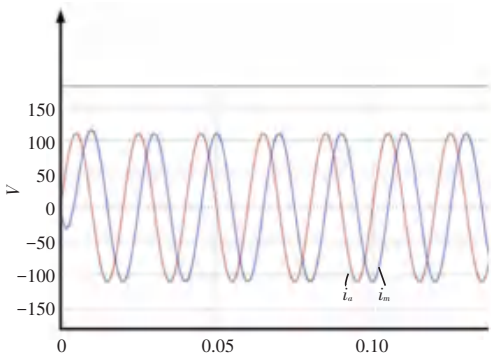


图 9 虚拟相电路仿真结果

Fig. 9 Simulation results of virtual phase circuit

#### 4.2 电路仿真结果

在以上设计基础上确定出主电路参数, 汇总后结果参见表 1。

表 1 级联 H 桥整流器主电路参数

Tab. 1 Main circuit parameters of cascaded H-bridge rectifier

参数名称	取值
电源电压幅值 $u_{sm}$	10 kV
传输功率 $P$	100 kW
交流输入频率 $f$	500 mHz
直流侧电容 $C$	1 000 $\mu\text{F}$
PWM 开关频率 $f_s$	10 kHz
输出电压给定值 $V_{cref}$	4 kV
负载电阻 $R$	480 $\Omega$

#### 4.2.1 交流侧电流电压波形

通过仿真分析, 确定出时间变化过程中, 交流侧电压  $u_s$  与电流  $i_s$  的波形图, 如图 10 所示。根据所得结果可发现, 相应的电流波形都保持为正弦波, 几乎不含谐波。在稳态条件下电压  $u_s$  与电流  $i_s$  保持同相位, 运行时保持单位功率因数条件下, 设备加入后会使得无功损耗降低, 有利于改善电能传输效率。

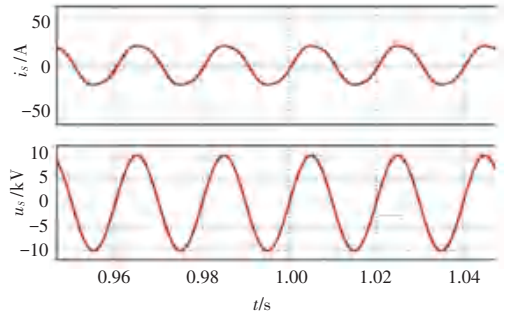


图 10 交流侧电压电流波形

Fig. 10 Waveform of voltage and current at AC side

由图 10 中可以看出, 交流网侧电流  $i_s$  峰值为 20 A, 与理论计算相符。

#### 4.2.2 级联模块交流侧电压波形

由第 2 节论述的载波移相 SPWM 调制方法可知, 级联模块交流侧的 SPWM 波形应为七电平阶梯波, 仿真分析所得结果如图 11 所示, 对应的阶梯波峰值为 12 000 V。对比分析可知七电平波形很趋近于正弦波, 这样也使得系统的电路谐波含量明显降低, 传输效率改善。

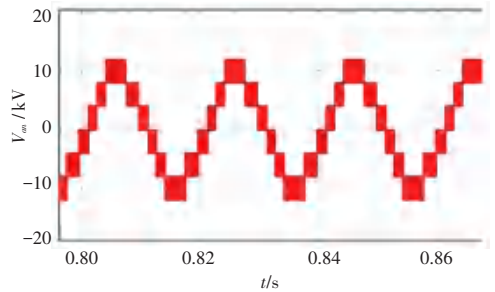


图 11 级联模块交流侧电压波形

Fig. 11 Voltage waveform of cascaded module at AC side

#### 4.2.3 直流侧电压波形

进行仿真分析后确定出其波形情况如图 12 所示。图 12 中,  $V_{dc1}$  的波形曲线为棕色,  $V_{dc2}$  的波形曲线为蓝色,  $V_{dc3}$  的波形曲线为绿色。根据前文论述可知各模块的带载保持一致, 因而对应的直流侧电压都为 4 000 V。在控制过程中基于 PWM 整流, 可判断出直流电压中含有 100 Hz 纹波。

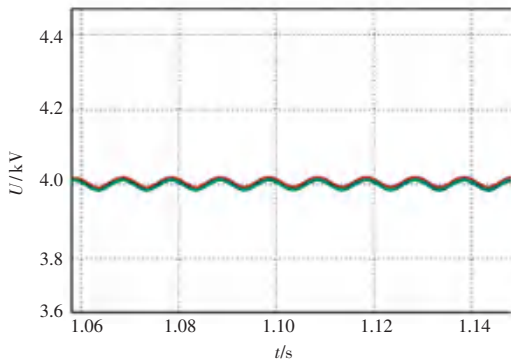


图 12 直流侧电压波形

Fig. 12 Voltage waveform at DC side

#### 4.2.4 电流内环稳定性验证

由于这种系统的内环为一个典型 I 型系统,使得这种系统模型需要满足的条件为,对数幅频曲线以  $-20 \text{ dB/dec}$  的斜率穿过  $0 \text{ dB}$  线,尽可能满足稳定性要求,使低频段增益较高,这样可以高效消除稳态误差,中频段有适当的宽度,这样就能改善系统动态性能,为其平稳可靠运行提供支持。

仿真分析后,基于 Matlab 绘制出伯德图,具体如图 13 所示。

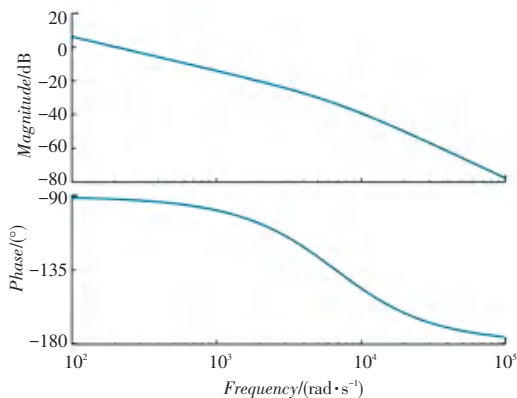


图 13 初始伯德图

Fig. 13 Initial Bode diagram

在分析开环传递函数稳定性时,选择了奎斯特准则,同时联合伯德图进行判断,可得出系统满足稳定性要求。根据伯德图所得结果可发现,在低频段系统的增益低,如此将导致系统运行时出现静差。穿越频率较低,这对其动态性是不利的,因而应该进行一定补偿操作。

根据前文分析结果可知,系统在控制时,需要加入比例环节进行补偿,这样就可以达到较高的动态性。根据此要求而设置了一个比例增益  $K_p = 70$ 。通过 PI 调节器进行补偿处理后,确定出系统的伯德图,如图 14 所示。

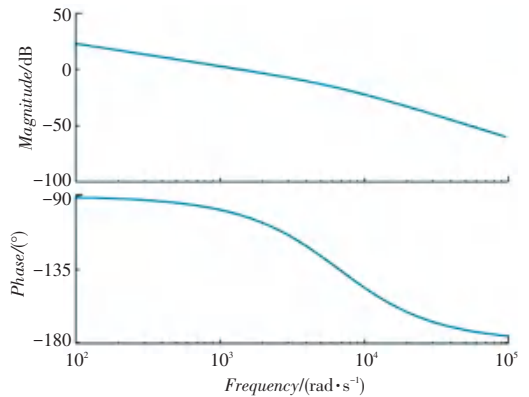


图 14 引入 PI 调节后伯德图

Fig. 14 Bode diagram after introducing PI regulation

分析图 14 可知,通过 PI 补偿处理后,低频增益大幅度增加,基本上可实现无静差控制目的,系统的稳定性也有一定幅度提高,同时其穿越频率增大,这也说明加入比例调节后,系统的动态性也得以改善。

#### 4.2.5 外环稳定性验证

图 15 显示出加入 PI 前的系统伯德图情况。分析图 15 可知,这种条件下系统的低频增益很低,就使得输出电压存在明显的偏差,同时中频带宽有限,这也制约了系统的动态性,因而应该加入 PI 环节进行补偿。

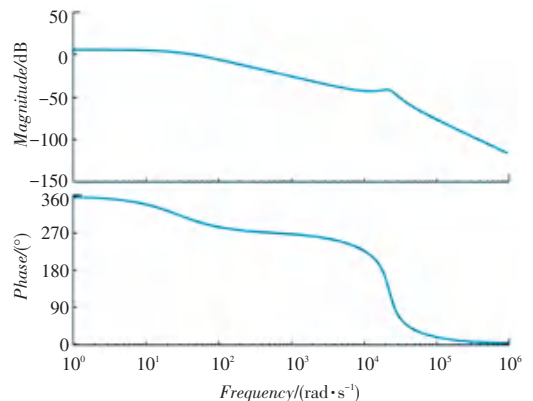


图 15 初始伯德图

Fig. 15 Initial Bode diagram

在进行调节时为消除低频极点的干扰,应该向其中加入低频零点,此外还需要设置比例增益,从而满足低频增益相关的要求。在研究过程中设置电压补偿环节为:

$$k_{Up} = 40, k_{Ui} = 30$$

在此条件下进行仿真分析,确定出补偿后伯德图,具体情况如图 16 所示。对比分析可知这种条件下低频增益大幅度提高,可满足无静差控制相关要求,动态性也有一定幅度改善。



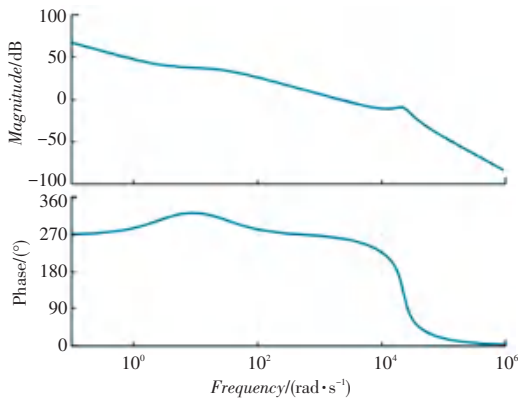


图 16 补偿后伯德图

Fig. 16 Bode diagram after compensation

## 5 结束语

随着人们对用电需求的上升,传统的火力发电使用的化石能源越来越多,对于环境造成的影响越来越大,所以人们对于风电、光伏等清洁能源的研究力度也日趋加大。为了使清洁能源能够大规模地并网,已有研究者提出了智能电网和能源互联网的概念。而新型电力电子变压器无疑是智能电网和能源互联网中比较重要的设备。

本文对级联 H 桥整流器主电路以及工作模式进行了分析,提出了级联 H 桥整流器使用的载波移相

SPWM 调制法。并对主电路的主要元器件进行了参数设计。详细地讨论了级联 H 桥整流器使用的基于单相  $d-q$  变换的共同占空比控制方法。介绍了控制电路中各个控制模块的电路实现,并展示了相关的仿真结果,对前文理论设计的正确性进行了验证。

## 参考文献

- [1] 李子欣,高范强,赵聪,等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(05):1274-1289.
- [2] 李子欣,王平,楚遵方,等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术,2013,37(09):2592-2601.
- [3] QINHengsi, KIMBALL J W. Solid-state transformer architecture using AC-AC dual-active-bridge converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013 60(9):3720-3730.
- [4] 庞浩帅. 级联型电力电子变压器输入级控制策略研究[D]. 兰州:兰州理工大学,2019.
- [5] 季振东. 级联型电力电子变压器关键技术研究[D]. 南京:东南大学,2015.
- [6] 尹相卿. 新一代电压平衡控制大功率级联 H 桥整流器[J]. 工矿自动化,2013,39(11):23-27.
- [7] 滕飞,郝正航,陈卓,等. 基于虚拟相引入的 CHB 整流器控制策略[J]. 电网与清洁能源, 2021, 37(08):14-22.
- [8] 刘炜. 单相 PWM 整流器 dq 变换的控制方法研究[D]. 重庆:重庆大学,2017.
- [9] 张燕飞. 级联型电力电子变压器控制策略研究[J]. 科技创新与应用,2016(33):220.
- [10] 崔蒙. 级联型电力电子变压器控制策略研究[J]. 电子测试, 2016(21):135,139.

(上接第 135 页)

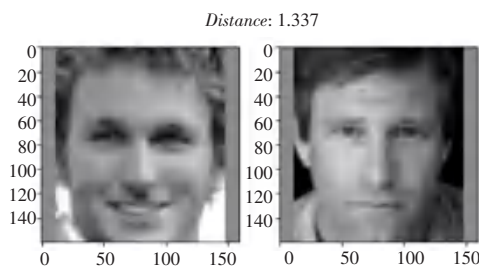


图 15 不同人脸预测

Fig. 15 Different face prediction

## 4 结束语

本文对已有的 CASIA-WebFace 数据集进行数据清洗和标注,以获得所需的训练数据,而后通过构建一个 Mobilenets,来进行模型训练,并采用 CNN 算法,通过 FaceNet 预测显示的 Distance 值与事先设置的阈值对比情况,验证人脸图像特征,从而达到人

脸识别的目的。仿真结果表明,该算法在人脸识别方面取得了较好的效果。

## 参考文献

- [1] 房梦玉,马明栋. 改进的 PCA-LDA 人脸识别算法的研究[J]. 计算机技术与发展, 2021, 31(02): 65-69.
- [2] 郭磊,周文杰,高少伟. 基于 PCA 算法的人脸识别技术研究[J]. 现代信息科技,2021,5(05): 108-112,117.
- [3] 宋佳霏,宁欣霞,杨贺群,等. 基于密集卷积神经网络的全卷积池化算法[J]. 智能计算机与应用,2021, 11(03): 66-69.
- [4] 孔令军,刘伟光,周耀威,等. 一种基于深度可分离卷积的轻量级人体关键点检测算法[J]. 无线电工程, 2022, 52(01): 76-82.
- [5] 张颖. 基于 FaceNet 改进的人脸识别算法[J]. 电子技术, 2022, 51(03): 25-27.
- [6] 李志华,张见雨,魏忠诚. 基于 MTCNN 和 Facenet 的人脸识别系统设计[J]. 现代电子技术,2022,45(04): 139-143.
- [7] 李子青实验室. CASIA-WebFace dataset [EB/OL]. [2014] [https://drive.google.com/file/d/1Of\\_EVz-yHV7QVWQGihYfvtny9Ne8qXVz/view](https://drive.google.com/file/d/1Of_EVz-yHV7QVWQGihYfvtny9Ne8qXVz/view).