

基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及其装置

申请号：[200810032001.9](#)

申请日：2008-08-05

申请(专利权)人 [中南大学](#)
地址 [410083湖南省长沙市岳麓区麓山南路1号](#)
发明(设计)人 [栗梅 孙尧 桂卫华 危韧勇 宋冬然 王辉](#)
主分类号 [H02M5/42\(2006.01\)I](#)
分类号 [H02M5/42\(2006.01\)I](#) [H02M5/443\(2006.01\)I](#)
公开(公告)号 [101409507](#)
公开(公告)日 [2009-04-15](#)
专利代理机构 [长沙市融智专利事务所](#)
代理人 [颜勇](#)



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101409507 B

(45) 授权公告日 2010.08.11

(21) 申请号 200810032001.9 法及其实现. 《微特电机》. 2008, (第 03 期),

(22) 申请日 2008.08.05 审查员 马姗姗

(73) 专利权人 中南大学
地址 410083 湖南省长沙市岳麓区麓山南路 1 号

(72) 发明人 粟梅 孙尧 桂卫华 危韧勇
宋冬然 王辉

(74) 专利代理机构 长沙市融智专利事务所
43114
代理人 颜勇

(51) Int. Cl.
H02M 5/42 (2006.01)
H02M 5/443 (2006.01)

(56) 对比文件
于泳等. 基于双脉冲更新方式的死区补偿方

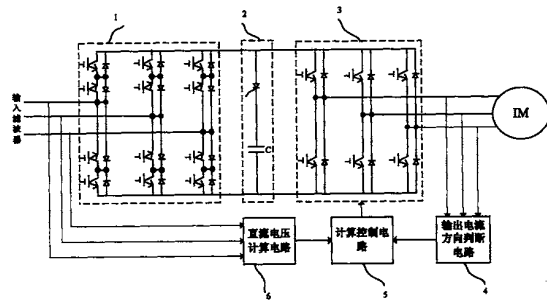
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 3 页

(54) 发明名称

基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及其装置

(57) 摘要

本发明公开了一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及装置。通过分析基于载波调制的双级矩阵变换器正常工况时的逆变级死区效应,即插入死区之后实际开关导通时间以及实际输出电压的变化,在此基础上,提出死区补偿方法。本发明提出的死区补偿方法充分考虑了双级矩阵变换器中的开关器件 IGBT、续流二极管的导通压降和开关器件开通与关断延时时间的影响,推导出的死区补偿公式计算简单,便于工程实现。本发明还根据该死区补偿方法提供了一种具体的死区补偿装置。本发明能克服双级矩阵变换器死区效应,获得更为理想的输出电流。



1. 一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法,其特征在于:先计算整流级输出电压周期平均值为 u_{dc} 和测量逆变级的电流方向,按照以下公式计算死区补偿占空比:

$$d_i = \text{sgn}(i_i) (T_d + T_{on} - T_{off}) / T_s + (u_{i_o} + 0.5 * \text{sgn}(i_i) (u_{c_e} + u_d)) / (u_{dc} - u_{c_e} + u_d) + 0.5, i \in \{a, b, c\}$$

;对应整流级一个开关周期,逆变级分前后两段进行载波调制,前后两段载波的占空比分别为 d_i 与整流级两个电流空间矢量占空比的乘积,即 $d_{v1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$;再根据 $d_{v1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$ 控制 IGBT 的导通和关断,实现双级矩阵变换器的死区补偿;其中 i_i 为逆变级输出电流, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, T_d 为死区时间, T_{on} 为 IGBT 的开通延时时间, T_{off} 为 IGBT 的关断延时时间, T_s 为 IGBT 的开关周期, u_{i_o} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, $u_{i_o} = u_{i_s} - u_{os}$, $i \in \{a, b, c\}$, 其中 u_{i_s} 为逆变级输出参考电压, u_{os} 为零序偏置电压; u_{dc} 为整流级输出电压周期平均值, u_{c_e} 为 IGBT 的导通压降; u_d 为二极管导通压降; a、b、c 分别 a、b、c 三相的标识符。

2. 一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置,所述双级矩阵变换器的主电路由整流级、中间箝位电路和逆变级三部分组成;其特征在於,包括直流电压计算电路、输出电流方向判断电路以及计算控制电路;所述的直流电压计算电路的输入端接整流级的三相输入电压信号,直流电压计算电路的输出端接计算控制电路的一个输入端;输出电流方向判断电路的输入端接逆变级的三相输出电流信号,输出电流方向判断电路的输出端接计算控制电路的另一个输入端,计算控制电路输出控制信号给逆变级电路;

所述的计算控制电路包括死区补偿占空比计算单元,其死区补偿占空比计算公式为:

$$d_i = \text{sgn}(i_i) (T_d + T_{on} - T_{off}) / T_s + (u_{i_o} + 0.5 * \text{sgn}(i_i) (u_{c_e} + u_d)) / (u_{dc} - u_{c_e} + u_d) + 0.5, i \in \{a, b, c\}$$

;其中 i_i 为逆变级输出电流, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, T_d 为死区时间, T_{on} 为 IGBT 的开通延时时间, T_{off} 为 IGBT 的关断延时时间, T_s 为 IGBT 的开关周期, u_{i_o} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, $u_{i_o} = u_{i_s} - u_{os}$, $i \in \{a, b, c\}$, u_{i_s} 为逆变级输出参考电压, u_{os} 为零序偏置电压; u_{dc} 为整流级输出电压周期平均值, u_{c_e} 为 IGBT 的导通压降; u_d 为二极管导通压降; a、b、c 分别 a、b、c 三相的标识符。

3. 如权利要求 2 所述的基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置,其特征在於,所述的计算控制电路还包括逆变级的对应整流级一个开关周期的前后两段占空比计算单元,其前后两段占空比为 d_i 与整流级两个电流空间矢量占空比的乘积,即 $d_{v1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$ 。

4. 如权利要求 3 所述的基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置,其特征在於,所述的计算控制电路还包括用于将占空比转化成可以直接连接 IGBT 驱动单元的高低电平信号的脉冲信号产生单元。

5. 如权利要求 2 ~ 4 任一项所述的基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置,其特征在於,所述的输出电流方向判断电路由电流互感器、低通滤波器、偏置电路、放大电路和电压比较器依次串联组成。

6. 如权利要求 5 所述的基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置,其特征在於,所述的计算控制电路的主控芯片采用数字信号处理器和 / 或复杂可编程逻辑器件。

基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及其装置

技术领域

[0001] 本发明属于电力电子技术领域,涉及一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及其装置。

背景技术

[0002] 矩阵变换器是近十年来电力电子领域里的研究热点,它具有很多优良特性,能量可以双向流通、输入输出电流正弦、输入功率因数可控,且无需大容量的储能元件、结构紧凑、体积小。特别是最近几年在单级矩阵变换器基础上发展起来的双级矩阵变换器,它不仅具备了单级矩阵变换器的优良特性,而且克服了单级矩阵变换器存在的钳位电路庞大,换流控制复杂等不足,成为目前最有发展潜力的一种电力变换器。

[0003] 双级矩阵变换器常见的拓扑结构如附图 1 所示,主要由整流级、中间箝位电路、逆变级三部分组成。与传统交-直-交变频器相比,双级矩阵变换器没有中间直流大电容,因此整流级和逆变级之间具有很强的耦合作用。整流级的调制主要是保证输入端的功率因数及中间箝位电路直流电压为较大值,逆变级则需要根据变化的直流电压大小调制得到期望的输出电流。和普通逆变器一样,为保证逆变级的安全运行,双级矩阵变换器逆变级的三个桥臂上下开关器件在导通过程中需要插入死区时间,即在上下开关器件交替导通的过程中安排一段时间使这两个开关器件都关闭,从而避免出现同一桥臂两个开关器件同时导通而出现桥臂短路,烧坏开关器件的危险。

[0004] 尽管如此,这一死区时间的插入却使得输出电流波形受到了影响,这是因为在死区时间内,输出电压是不受控的,即在这一小段时间内,输出电压不等于期望输出电压,甚至与期望输出电压极性相反。这一影响在变频器输出频率变低的时候更为突出,因为频率变低时,在一个输出周期内插入了多个死区时间,相应的不受控电压增大。正因为如此,为了获取性能优良的电力变换器,要求对电力变换器进行死区补偿,例如普通的逆变器。但是目前针对双级矩阵变换器的研究中没有涉及到它的死区补偿,而通过研究它的工作原理,可以明确知道双级矩阵变换器中的死区效应对它的性能有着不可忽视的影响;因此,有必要对它的死区效应进行补偿,以获得比较理想的输出电流。

发明内容

[0005] 本发明所要解决的技术问题是,提供一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法及其装置,以克服双级矩阵变换器死区效益,获得更为理想的输出电流。

[0006] 本发明为解决上述技术问题所采用的技术方案是:

[0007] 一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿方法,其特征在于:先计算整流级输

[0008] 出电压周期平均值为 u_{dc} 和测量逆变级的电流方向,按照以下公式计算死区补偿占空比:

[0009]
$$d_i = \text{sgn}(i_i) (T_d + T_{on} - T_{off}) / T_s + (u_{i0} + 0.5 * \text{sgn}(i_i) (u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5,$$

$i \in \{a, b, c\}$; 对应整流级一个开关周期, 逆变级分前后两段进行载波调制, 前后两段载波的占空比分别为 d_i 与整流级两个电流空间矢量占空比的乘积, 即 $d_{y1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$; 再根据 $d_{y1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$ 控制 IGBT (绝缘型双极性晶体管, Insulated-Gate Bipolar Transistor) 的导通和关断, 实现双级矩阵变换器的死区补偿; 其中 i_i 为逆变级输出电流, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, T_d 为死区时间, T_{on} 为 IGBT 的开通延时时间, T_{off} 为 IGBT 的关断延时时间, T_s 为 IGBT 的开关周期, u_{i0} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, $u_{i0} = u_{is} - u_{os}$, $i \in \{a, b, c\}$, 其中 u_{is} 为逆变级输出参考电压, u_{os} 为零序偏置电压; u_{dc} 为整流级输出电压周期平均值, u_{ce} 为 IGBT 的导通压降; u_d 为二极管导通压降; a、b、c 分别 a、b、c 三相的标识符。

[0010] 一种基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置, 所述双级矩阵变换器的主电路由整流级、中间箝位电路和逆变级三部分组成; 其特征在于, 包括直流电压计算电路、输出电流方向判断电路以及计算控制电路; 所述的直流电压计算电路的输入端接整流级的三相输入电压信号, 直流电压计算电路的输出端接计算控制电路的一个输入端; 输出电流方向判断电路的输入端接逆变级的三相输出电流信号, 输出电流方向判断电路的输出端接计算控制电路的另一个输入端, 计算控制电路输出控制信号给逆变级电路。

[0011] 所述的计算控制电路包括死区补偿占空比计算单元, 其死区补偿占空比计算公式为:

[0012] $d_i = \text{sgn}(i_i) (T_d + T_{on} - T_{off}) / T_s + (u_{i0} + 0.5 * \text{sgn}(i_i) (u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5$, $i \in \{a, b, c\}$; 其中 i_i 为逆变级输出电流, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, T_d 为死区时间、 T_{on} 为 IGBT 的开通延时时间, T_{off} 为 IGBT 的关断延时时间, T_s 为 IGBT 的开关周期, u_{i0} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, $u_{i0} = u_{is} - u_{os}$, $i \in \{a, b, c\}$, u_{is} 为逆变级输出参考电压, u_{os} 为零序偏置电压; u_{dc} 为整流级输出电压周期平均值, u_{ce} 为 IGBT 的导通压降; u_d 为二极管导通压降; a、b、c 分别 a、b、c 三相的标识符。

[0013] 所述的计算控制电路还包括逆变级的对应整流级一个开关周期的前后两段占空比计算单元, 其前后两段占空比为 d_i 与整流级两个电流空间矢量占空比的乘积, 即 $d_{y1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$ 。

[0014] 所述的计算控制电路还包括用于将占空比转化成可以直接连接 IGBT 驱动单元的高低电平信号的脉冲信号产生单元。

[0015] 所述的输出电流方向判断电路由电流互感器、低通滤波器、偏置电路、放大电路和电压比较器依次串联组成。

[0016] 所述的计算控制电路的主控芯片采用数字信号处理器和 / 或复杂可编程逻辑器件。

[0017] 双级矩阵变换器的调制策略分整流级和逆变级两级调制, 死区效应主要是由于逆变级插入的死区时间而产生, 因此死区补偿靠通过对逆变级的调制来实现。

[0018] 整流级调制的目的是产生三相平衡正弦的输入电流 (这里正弦波所指的是整流级的输入电流的波形, 由于输入电流经整流级, 其波形会随整流级的拓扑结构及调制策略而改变, 即输入电流波形由整流级调制决定), 同时保证输入功率因数可控, 取输入电压输入电流同相位时, 则 $\theta = \theta_A$, 整流级采用电流空间矢量调制策略, 输入电流空间矢量六个扇区的占空比计算统一表示如下:

[0019] $d_y = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6)$, $d_o = \cos(\theta - k\pi/3)$

[0020] 其中, d_v 和 d_o 分别为扇区中两个电流空间矢量的占空比, θ 为扇区角, k 表示第几扇区。

[0021] 逆变级采用基于载波的调制策略。首先求出期望电压和调制电压之间的关系式, 实际输出电压与开关理想导通时间 d_i 的关系式; 然后再将调制电压取为实际输出电压, 确定 d_i , d_i 即为所需的死区补偿占空比。同时为了保持和整流级的同步, 对应整流级一个开关调制周期, 逆变级需要分前后两段进行载波调制, 前后两段载波周期分别为调制周期内整流级两个电流矢量的作用时间, 占空比分别为 d_i 与整流级两个电流空间矢量占空比的乘积。

[0022] 本发明的有益效果有:

[0023] 本发明分析了基于载波调制的双级矩阵变换器正常工况时的逆变级死区效应, 即插入死区之后实际开关导通时间以及实际输出电压的变化, 在此基础上, 提出死区补偿方法及其装置。本发明提出的死区补偿方法充分考虑了双级矩阵变换器中的开关器件 IGBT、续流二极管的导通压降和开关器件开通与关断延时时间的影响, 推导出的死区补偿公式计算简单, 便于工程实现。本发明提出的用于死区补偿的载波调制和传统的载波调制不同, 它借助的是载波调制的原理, 但采取的是另外一种实施方法: 首先根据期望电压和调制电压之间的关系求出调制电压, 再根据实际输出电压与开关理想导通时间的关系式确定所需施加的占空比。本发明能克服双级矩阵变换器死区效应, 获得更为理想的输出电流。对本基于载波调制的双级矩阵变换器的死区补偿装置进行了相关实验, 实验及实验结果描述如下:

[0024] 实验在一套 3.7Kw 的双级矩阵变换器试验样机上进行, 样机的控制器由一块数字信号处理器 (DSP) 和一块复杂可编程逻辑控制器 (CPLD) 组成, DSP 负责输入电压采样、接收输出电流方向采集电路传送的高低电平信号、占空比计算等任务, CPLD 用于产生整流级、逆变级的驱动脉冲。矩阵变换器输入三相电压线电压有效值为 140 伏, 调制系数为 0.5, 调制频率为 5KHZ, 输出频率为 10Hz。逆变级采用的功率开关器件为富士 IGBT (1MBH60D-100), 死区设置时间为 6.0us, 载波形状采用的是等腰三角形方式, 零序电压取 0。图 7 和图 8 分别为数字示波器显示的补偿前后逆变级 a 相的输出电压、电流波形, 通过对图 7 和图 8 的 FFT 分析可知, 输出电压基波幅值从补偿前的 57.45V 增大到补偿后的 65.69V, 谐波畸变率 THD 从 60.38% 下降到 45.96%; 输出电流基波幅值从补偿前的 1.136A 增大到补偿后的 1.787A, 谐波畸变率 THD 从 10.74% 下降到 2.93%, 5 次、7 次谐波含有率分别从 9.07%、4.50% 下降到 0.18%、0.81%。从以上 FFT 分析以及从图中电流波形的直观效果可以看出, 本专利提出的双级矩阵变换器基于载波调制的死区补偿方法能有效改善输出电流质量, 适合工程应用。

附图说明

[0025] 图 1 为双级矩阵变换器拓扑结构示意图;

[0026] 图 2 为双级矩阵变换器整流级电流空间矢量调制原理图;

[0027] 图 3 为逆变级 a 相实际输出电压波形 (其中 (a) 为电流正向的情况, (b) 为电流反向的情况);

[0028] 图 4 为死区补偿方案示意图;

[0029] 图 5 为计算控制电路示意图;

[0030] 图 6 为逆变级输出电流方向判断电路框图;

[0031] 图 7 为补偿前的逆变级 a 相的输出电压和电流实测波形；

[0032] 图 8 为补偿后的逆变级 a 相的输出电压和电流实测波形。

具体实施方式

[0033] 下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

[0034] 实施例 1：

[0035] 如图 1 所示，双级矩阵变换器由整流级 1、箝位电路 2、逆变级 3 组成，具体调制分整流级和逆变级两级实现。死区效应主要是由于逆变级插入的死区时间而产生，因此死区补偿靠通过对逆变级的调制来实现。下面主要讨论逆变级的基于载波调制的死区补偿。

[0036] 1 整流级调制

[0037] 双级矩阵变换器整流级调制的目的是产生幅值较大的上正下负的中间直流电压的同时，保证三相输入电流平衡正弦且输入功率因数可控，本文取输入电压输入电流同相位。整流级采用电流空间矢量调制策略，其类似电压空间矢量合成，参考图 2 计算占空比为

$$[0038] \quad d_v = \sin(k * \pi / 3 - \theta - \pi / 6) \quad (1)$$

$$[0039] \quad d_o = \cos(\theta - k * \pi / 3) \quad (2)$$

[0040] 其中， d_v 和 d_o 分别为扇区中两个电流空间矢量的占空比， θ 为扇区角（电流参考矢量的绝对相角）， k 表示第几扇区。

[0041] 为了保证整流调制无显式的零矢量，将式 (1) 和 (2) 进行归一化操作，得

$$[0042] \quad d_{r1} = d_v / (d_r + d_o) \quad (3)$$

$$[0043] \quad d_{o1} = d_o / (d_r + d_o) \quad (4)$$

[0044] 图 2 中相位角 θ 的参考矢量表示输入电流矢量在第一扇区的情况，中间平均直流电压为

$$[0045] \quad u_{dc} = u_{AB}d_{v1} + u_{AC}d_{o1} \quad (5)$$

[0046] 其中， u_{dc} 为中间平均直流电压， u_{AB} 和 u_{AC} 为输入线电压。

[0047] 2 逆变级调制

[0048] 载波调制的基本原理是：将希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形（PWM 为脉宽调制）。载波调制的核心是载波和调制波的生成。本发明提出的用于死区补偿的载波调制和传统的载波调制不同，它借助的是载波调制的原理，但采取的是另外一种实施方法：首先根据期望电压和调制电压之间的关系求出调制电压，再根据实际输出电压与开关理想导通时间的关系式确定所需施加的占空比。下面结合图 1- 图 5 详细说明它的原理及实施步骤。

[0049] 2.1 调制电压 u_{io} 的求取

[0050] 在图 1 中，根据 Kirchhoff 电压定理，可得方程

$$[0051] \quad u_{io} = u_{is} - u_{os}, \quad i \in \{a, b, c\} \quad (6)$$

[0052] 其中， o 点电势是虚拟的直流电压中点电势， s 点电势为输出三相负载的中性点， u_{io} 为输出 a、b、c 三相的调制电压（调制波）， u_{is} 为输出参考电压， u_{os} 为零序信号（偏置电压），物理上为 o 点和 s 点的电势差。

[0053] 从方程 (6) 可知，调制电压由输出参考电压和零序信号相减而成，因此，调制电压由选取的零序电压和输出参考电压决定。零序电压 u_{os} 取值范围较大，在本发明中零序电压

取零。输出参考电压最大幅值不能超过输入电压幅值的 $\sqrt{3}/2$ 倍。

[0054] 2.2 死区补偿占空比的求取

[0055] 用于死区补偿的占空比求取原理为：通过分析加入死区之后，求出实际输出电压与开关理想导通时间的关系式；将实际输出电压取 2.1 节所述的调制电压值 u_{i0} ，然后根据关系式求出理想开关导通时间，此时理想开关导通时间已经加入了死区补偿；然后再将开关导通时间除以调制周期即得到死区补偿的占空比。下面的推导用于对实际输出电压与开关理想导通时间的关系式以及死区补偿占空比求取。

[0056] 由于整流级输入电流空间矢量的调制在不同扇区之间具有相似性，为结合前面所述，在这里仍然分析输入电流空间矢量在第一扇区时的情况。假设此时整流级一个开关周期为 T_s ，线电压 u_{AB} ， u_{AC} 持续的时间分别为 $d_{v1}T_s$ ， $d_{o1}T_s$ ，整流级输出电压周期平均值为 u_{dc} 。如图 1 所示，分析此时逆变级 a 相输出电压，按 a 相电流方向从桥臂流向负载（正向）和电流从负载流向桥臂（反向）的两种情况分析。如图 3 所示：图 3(a) 为 a 相电流正向时输出电压的波形，图 3(b) 为反向情况。图 3 中虚线表示理想输出电压波形，实线表示实际获得的电压波形。

[0057] 如图 3(a) 所示，a 相电流为正向时，上管断开电流经下桥臂并联二极管续流，由于二极管导通压降 u_d ，使得 a 相输出电压 u_{ao} 为

$$[0058] \quad u_{ao} = -u_{dc}/2 - u_d \quad (7)$$

[0059] 当上管经过死区时间 T_d 和开通延时 T_{on} 后导通，电流经上管流向负载，此时由于上管的导通压降 u_{ce} ，使得 u_{ao} 为

$$[0060] \quad u_{ao} = u_{dc}/2 - u_{ce} \quad (8)$$

[0061] 此时，a 相实际输出正脉冲的时间 T'_a 比理想要求的输出正脉冲时间 T_a 短，二者的关系为

$$[0062] \quad T'_a = T_a - (T_d + T_{on} - T_{off}) \quad (9)$$

[0063] 其中， T_d 为死区时间， T_{on} 为开通延时时间， T_{off} 为关断延时时间。

[0064] 如图 3(b) 所示，a 相电流为反向时，下管导通，电流经下管流向负载，由于下管的导通压降 u_{ce} 和二极管导通压降 u_d ，使得 a 相输出电压 u_{ao} 为

$$[0065] \quad u_{ao} = -u_{dc}/2 + u_{ce} \quad (10)$$

[0066] 当下管经过关断延时 (T_{off}) 后关断，电流经上桥臂并联二极管续流，此时由于二极管导通压降 u_d ，使得 u_{ao} 为

$$[0067] \quad u_{ao} = u_{dc}/2 + u_d \quad (11)$$

[0068] 此时，a 相实际输出正脉冲的时间 T'_a 比理想要求的输出正脉冲时间 T_a 长，二者的关系为

$$[0069] \quad T'_a = T_a + (T_d + T_{on} - T_{off}) \quad (12)$$

[0070] 利用伏秒平衡定理，联立式 (7) 和式 (8) 得

$$[0071] \quad T_s u_{ao} = (u_{dc} - u_{ce} + u_d) (T'_a - T_s/2) - T_s (u_{ce} + u_d) / 2 \quad (13)$$

[0072] 联立式 (10)、(11) 得：

$$[0073] \quad T_s u_{ao} = (u_{dc} - u_{ce} + u_d) (T'_a - T_s/2) + T_s (u_{ce} + u_d) / 2 \quad (14)$$

[0074] 为得到实际输出电压统一表达式，引入符号 $\text{sgn}(i_a)$ ，当 a 相电流为正时， $\text{sgn}(i_a) = 1$ ，为反时 $\text{sgn}(i_a) = -1$ ，联立式 (13) 和 (14)，得

$$[0075] \quad T'_{a} = T_s(u_{a0} + 0.5 * \text{sgn}(i_a)(u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5T_s \quad (15)$$

[0076] 同理,三相实际输出正脉冲的时间(用 T'_{i} 表示)和实际输出电压的关系可表示如下:

$$[0077] \quad T'_{i} = T_s(u_{i0} + 0.5 * \text{sgn}(i_i)(u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5T_s, i \in \{a, b, c\} \quad (16)$$

[0078] 另外,联立式(9)和(12)可得到 a 相实际输出正脉冲的时间和理想输出正脉冲的时间之间的关系:

$$[0079] \quad T'_{a} = T_a - \text{sgn}(i_a)(T_d + T_{on} - T_{off}) \quad (17)$$

[0080] 三相实际输出正脉冲的时间和理想输出正脉冲的时间之间的关系:

$$[0081] \quad T'_{i} = T_i - \text{sgn}(i_i)(T_d + T_{on} - T_{off}), i \in (a, b, c) \quad (18)$$

[0082] 联立式(16)、(18)得到实际输出电压和理想正脉冲输出时间之间的关系

$$[0083] \quad T_i = \text{sgn}(i_i)(T_d + T_{on} - T_{off}) + T_s(u_{i0} + 0.5 * \text{sgn}(i_i)(u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5T_s \quad (19)$$

[0084] 令死区补偿占空比为 d_i ,根据式(19),得

$$[0085] \quad d_i = \text{sgn}(i_i)(T_d + T_{on} - T_{off}) / T_s + (u_{i0} + 0.5 * \text{sgn}(i_i)(u_{ce} + u_d)) / (u_{dc} - u_{ce} + u_d) + 0.5,$$

$$[0086] \quad i \in \{a, b, c\} \quad (20)$$

[0087] 由式(20)可知,死区补偿占空比与电流 i_i 的方向、死区时间 T_d 、开通延时时间 T_{on} 、关断延时时间 T_{off} 、开关周期 T_s 、IGBT 导通压降 u_{ce} 、直流电压 u_{dc} (即整流级输出电压周期平均值)、二极管导通压降 u_d 有关。这些参数中,电流方向需要实时测量,死区时间和开关周期根据需要人为确定,其它参数与器件本身特性相关。

[0088] 2.3 逆变级载波调制

[0089] 逆变级的调制要配合整流级的调制,即对应整流级一个开关周期,逆变级需要前后两段进行载波调制。为叙述简洁,这里仍取输入电流空间矢量在第一扇区时的情况来讲述。假设整流级一个开关周期为 T_s ,线电压 u_{AB} , u_{AC} 持续的时间分别为 $d_{y1}T_s$ 和 $d_{o1}T_s$,则逆变级前后两段载波周期分别应为 $d_{y1}T_s$ 和 $d_{o1}T_s$,根据前文 2.2 节所述,死区补偿后的占空比为 d_i ,则前后两段载波占空比应为 $d_{y1}d_i$ 和 $d_{o1}d_i$ 。

[0090] 2.4 逆变级死区补偿实施方案

[0091] 如图 4 所示,双级矩阵变换器在图 1 双级矩阵变换器拓扑结构基础上增加了三个部分:直流电压计算电路 6、输出电流方向判断电路 4 和计算控制电路 5。在实际实施过程中,直流电压大小的可以通过实时检测得到,即便通过计算得到也可以在计算控制电路 5 中执行,这样相比于不加死区补偿的双级矩阵变换器控制系统,死区补偿方案在硬件上只多了输出电流方向判断电路。

[0092] 如图 5 所示,计算控制电路由 DSP1 和 CPLD2 组成,DSP1 主要完成采集输出电流方向判断单元传过来的单元信号、根据式(5)计算直流电压 u_{dc} 、根据式(20)计算死区补偿后的开关器件占空比 d_i ,其中死区补偿后的开关器件占空比的计算按照前面 2.2 节所述进行。而 CPLD2 用于将 DSP1 传送过来的占空比转化成可以直接连接 IGBT 驱动单元的高低电平信号。

[0093] 如图 6 所示,输出电流方向判断单元由电流互感器 1、低通滤波器 2、偏置电路 3、放大电路 4 以及电压比较器 5 组成。电流互感器 1 将输出交流电流转换成幅值较低的直流电压值,低通滤波器 2 用来过滤夹杂在直流电压中的高频成分,偏置电路 3 则用于将直流电压转换成在零点附近变化的交流电压,放大电路 4 将偏置电路 3 传送过来的较低电压放大,放

大后的电压最后通过过零电压比较器 5, 得到与双级矩阵变换器输出电流方向对应的高低电平。

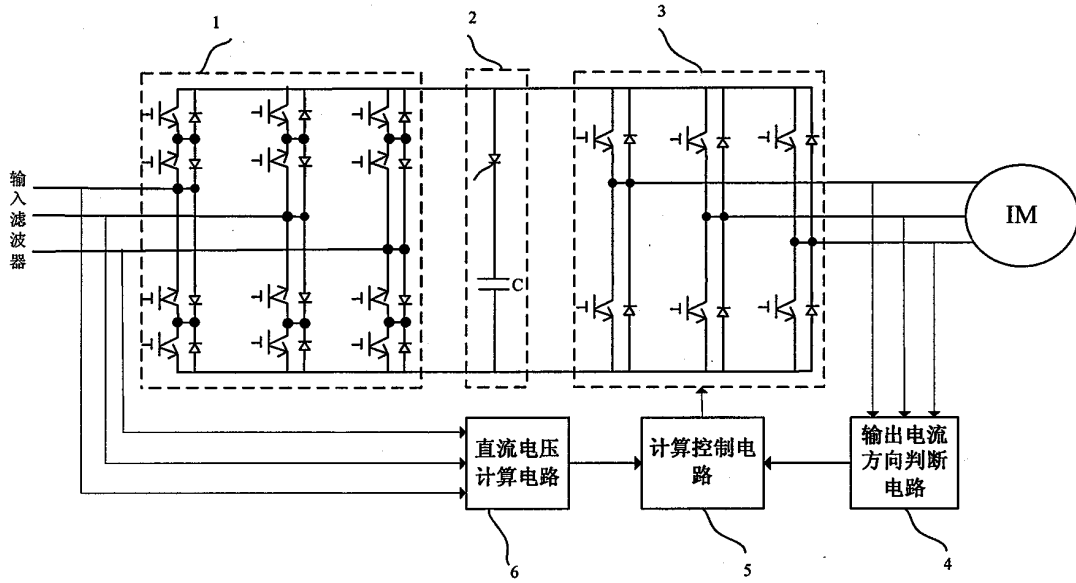


图 1

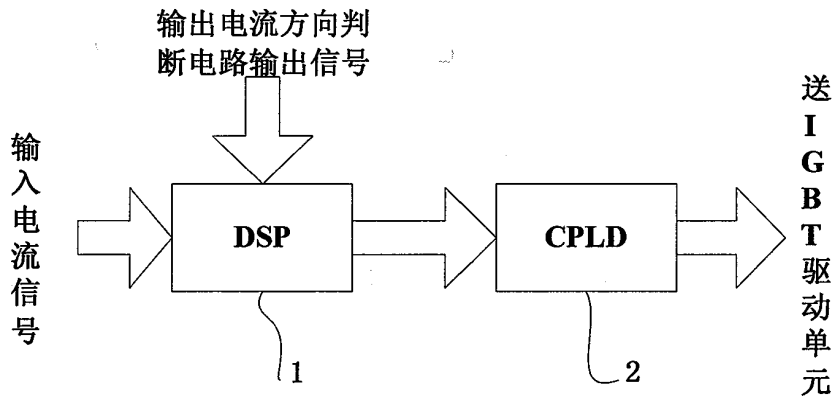


图 2

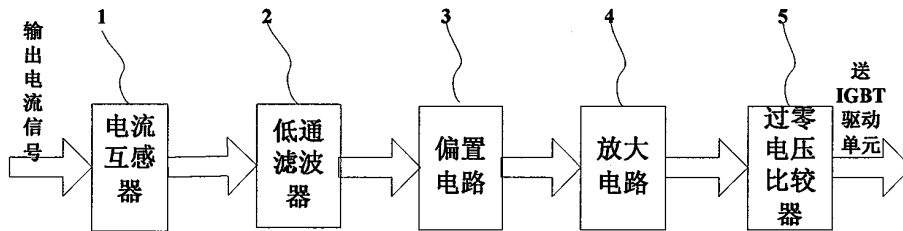


图 3

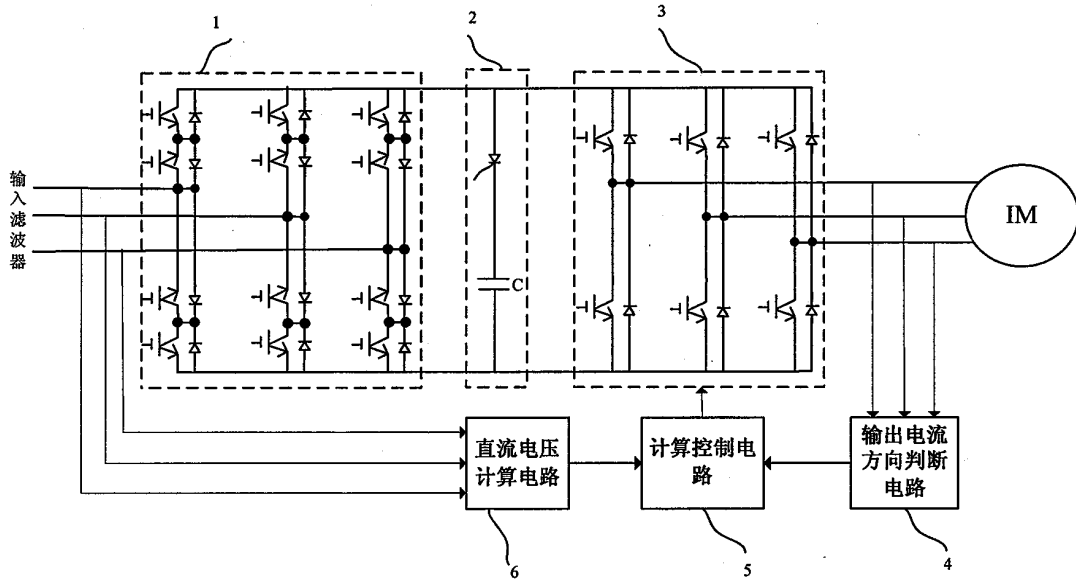


图 4

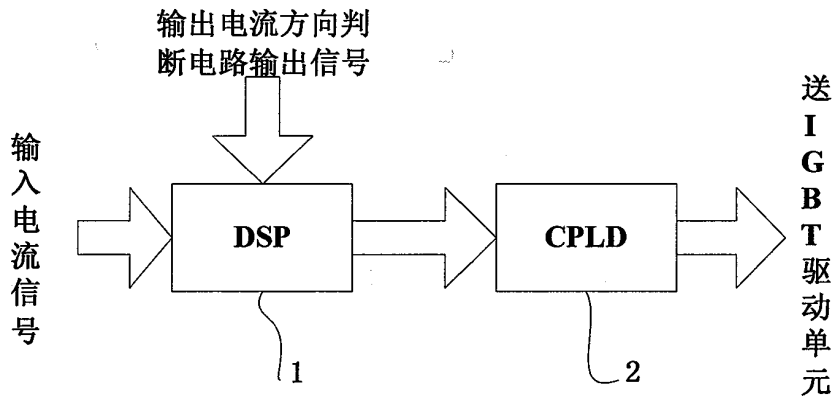


图 5

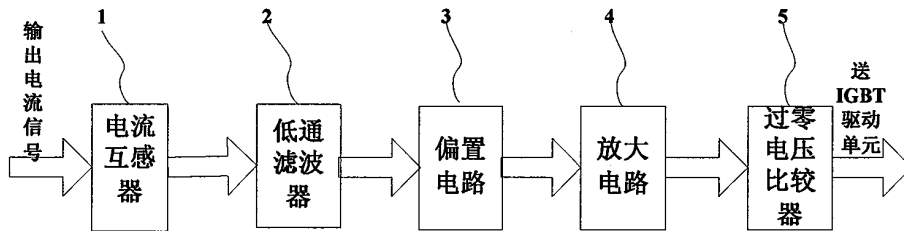


图 6

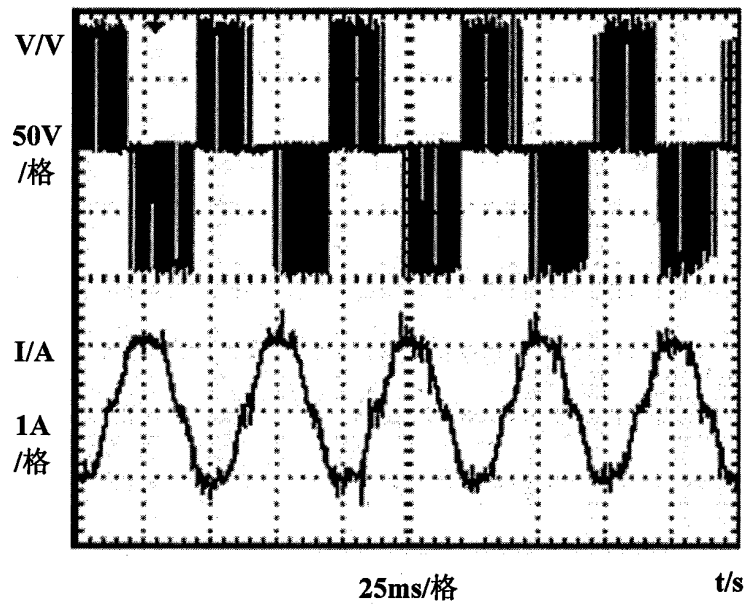


图 7

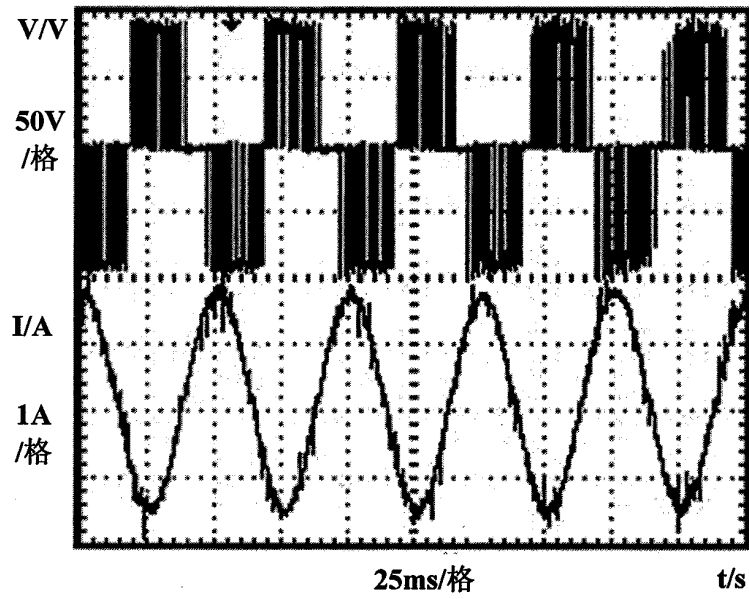


图 8