



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103078526 A

(43) 申请公布日 2013. 05. 01

(21) 申请号 201310005770. 0

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2013. 01. 08

H02M 7/12 (2006. 01)

H02M 1/12 (2006. 01)

(71) 申请人 广东志成冠军集团有限公司

地址 523718 广东省东莞市塘厦镇田心工业
区

申请人 华中科技大学

(72) 发明人 张宇

(74) 专利代理机构 北京连城创新知识产权代理
有限公司 11254

代理人 刘伍堂

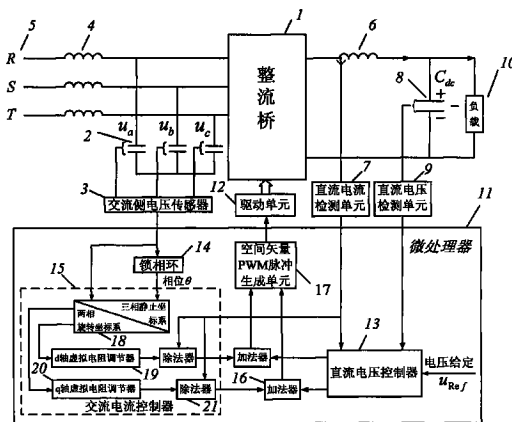
权利要求书2页 说明书4页 附图3页

(54) 发明名称

基于虚拟电阻的电流源型整流器及并网控制
方法

(57) 摘要

本发明公开的是一种基于虚拟电阻的电流源型 PWM 整流器并网控制方法, 并网整流器由市电、交流滤波电感、交流滤波电容、三相电流源型整流桥、直流电感、直流电容以及数字控制器组成。将采样到的交流滤波电容电压送至微处理器进行数字锁相, 锁相完成后将交流滤波电容电压和相位送至交流控制器。交流电流控制器由坐标变换器、虚拟阻抗调节器和除法器构成。坐标变换器将三相交流滤波电容电压变换为两相静止坐标系下的电压, 经虚拟电阻调节器后得到流过虚拟电阻的电流, 再经除法器得交流侧的控制量, 将其叠加到直流侧控制量上, 经 PWM 发生器得到驱动信号后送至驱动板, 信号经驱动板放大后控制三相电流源型整流桥开关管的通断。交流电流控制器中的虚拟电阻调节器在控制效果上等效于在交流电容上直接并联电阻, 可有效地阻尼振荡, 但不会产生损耗, 能有效地抑制并网电流中的高次谐波。该整流器动态响应快速、平稳, 功率因数高, 并网电流总谐波畸变率低, 可应用于不间断电源中。



1. 基于虚拟电阻的电流源型整流器,其特征在于:所述整流器由整流桥、微处理器及整流桥功率器件驱动单元组成,所述的整流桥通过整流桥功率器件驱动单元与微处理器连接通信;所述整流桥的交流侧依次配置有交流滤波电感、交流滤波电容和交流侧电压传感器;在整流桥的直流侧配置有直流电感、直流稳压电容、直流电压检测单元和直流电流检测单元。

2. 如权利要求 1 所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器,其特征在于:所述微处理器内依次配备有锁相环、直流电压控制器、交流电流控制器、加法器和空间矢量 PWM 脉冲生成单元。

3. 如权利要求 1 所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器,其特征在于:所述交流电流控制器内有坐标变换单元、d 轴虚拟电阻调节器、q 轴虚拟电阻调节器和除法器。

4. 如权利要求 3 所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器,其特征在于:所述的虚拟电阻调节器包含高通滤波器和虚拟电导环节。

5. 利用如权利要求 1 所述的基于虚拟电阻的电流源型整流装置实现抑制谐振并降低并网电流总谐波畸变率的控制方法为:

第一步:整流器上电开机后,微处理器封锁脉冲,整流桥的交流侧电压传感器检测交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c ,微处理器采样该电压后对其进行锁相获得交流滤波电容电压的相位;

第二步:整流桥直流侧的直流电压检测单元和直流电流检测单元检测直流侧电压 u_o 和电流 i_{dc} ,微处理器对该电压和电流进行采样后,将其与直流电压给定 u_{ref} 作为微处理器内部直流电压控制器的输入,计算得到直流侧的控制量 u_{dc} ,控制量的计算方法如下:

$$u_{err} = u_{ref} - u_o$$

$$v_o = v_{otemp} + \frac{\omega_n^3 L_{dc} C_{dc}}{311} T_s u_{err}$$

$$u_{dc} = v_o - \frac{2.2\omega_n^2 L_{dc} C_{dc} - 1}{311} u_o - \frac{1.9\omega_n L_{dc}}{311} i_{dc}$$

式中 v_o 和 v_{otemp} 为计算过程中的中间变量, T_s 为采样频率, L_{dc} 、 C_{dc} 分别为直流电感和直流稳压电容值, ω_n 为改造后的直流侧系统的无阻尼振荡频率,一般取值为比直流侧 LC 的谐振频率稍大些。

第三步:交流电流控制器内的坐标变换单元通过坐标变换将三相静止坐标系下的交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c 变换为两相旋转坐标系下的电压 u_d 和 u_q , u_d 和 u_q 的计算方式为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

然后将 u_d 、 u_q 分别作为 d 轴和 q 轴虚拟阻抗调节器的输入,所述 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器都由高通滤波器 $s/(s+\omega_{HP})$ 和电导环节 $1/R_H$ 构成,其中 ω_{HP} 为高通滤波器的转折频率, R_H 为需要实现的与交流滤波电容并联的虚拟电阻,微处理器内 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器的数字算法实现分别为:

$$I_{dDamp}(k) = \frac{2u_d(k) - 2u_d(k-1) + (2 - \omega_{HP}T_s)I_{dDamp}(k-1)}{(2 + \omega_{HP}T_s)R_H}$$

$$I_{qDamp}(k) = \frac{2u_q(k) - 2u_q(k-1) + (2 - \omega_{HP}T_s)I_{qDamp}(k-1)}{(2 + \omega_{HP}T_s)R_H}$$

其中 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器当前拍的输入； $I_{dDamp}(k)$ 、 $I_{qDamp}(k)$ 为虚拟电阻调节器当前拍的输出； $u_d(k-1)$ 、 $u_q(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输入，初始值为 0； $I_{dDamp}(k-1)$ 、 $I_{qDamp}(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输出，初始值为 0； T_s 为采样间隔时间，虚拟电阻调节器的输出经除法器除以直流母线电流后便得到控制量；

第四步：用加法器将交流侧控制量与直流侧控制量相加，得到总控制量后经空间矢量 PWM 脉冲生成单元产生空间矢量 PWM 脉冲，微处理器解除脉冲封锁，微处理器输出的 PWM 脉冲经整流桥功率器件驱动单元放大后控制整流桥各管的通断，随着给定电压的慢慢升高，整流装置平稳启动。

基于虚拟电阻的电流源型整流器及并网控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电流源型整流器稳定控制并实现低并网电流总谐波畸变率的控制方法,属于整流器控制方法的领域。

背景技术

[0002] 传统的 UPS 电源通常采用相控整流器,直流母线电压为 400V 左右。但因其功率因数低,对电网污染大,已逐渐被基于全控器件的高频 PWM 整流器所取代。高频 PWM 整流器分为电压源型和电流源型两种,其中电流源型 PWM 整流器所需要的直流母线电压低于交流侧电压的峰峰值,因此当直流母线电压为 400V 左右时,用电流源型 PWM 变流器可以在保持现有直流母线电压及后级逆变器的前提下,以较低的成本完成 UPS 的升级换代工作,而对于新一代的大功率 UPS 也是很好的选择。

[0003] 由于电流源型整流器交流侧使用电感电容滤波,易在交流侧产生谐振,影响并网电流的波形并可能造成停机。相对于电压源型整流器,电流源型整流器的瞬态模型阶数高,耦合性强,而且具有非线性的特点,常用于电压源型整流器的直接电流控制和间接电流控制很难在电流型整流器上直接应用。非线性控制方法在理论上很好地解决了电流源型整流器非线性强耦合的问题,通过闭环控制可对交流侧进行阻尼,但控制性能对系统参数的依赖性强,对参数变化敏感,而且实现复杂。

[0004] 理论上,在交流滤波电容上并联电阻的方式是抑制振荡最简单和有效的方式,但由于电阻会产生功耗而无法实际应用。

发明内容

[0005] 本发明是针对现有技术的不足,在电流源型整流器直流侧闭环控制的基础上,提出的一种在交流侧通过交流量的反馈控制实现虚拟电阻的有源阻尼控制技术,可有效地抑制交流侧电感电容滤波器出现的谐振,并降低了并网电流的总谐波畸变率,且不影响直流侧的稳定性和动态响应特性。

[0006] 本发明所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器由整流桥、微处理器及整流桥功率器件驱动单元组成,所述的整流桥通过整流桥功率器件驱动单元与微处理器连接通信;所述整流桥的交流侧依次配置有交流滤波电感、交流滤波电容和交流侧电压传感器;在整流桥的直流侧配置有直流电感、直流稳压电容、直流电压检测单元和直流电流检测单元。

[0007] 所述微处理器内依次配备有锁相环、直流电压控制器、交流电流控制器、加法器和空间矢量 PWM 脉冲生成单元。

[0008] 所述交流电流控制器内有坐标变换单元、d 轴虚拟电阻调节器、q 轴虚拟电阻调节器和除法器。

[0009] 进一步的,所述的虚拟电阻调节器包含高通滤波器和虚拟电导环节。

[0010] 利用所述的基于虚拟电阻的电流源型整流装置实现抑制谐振并降低并网电流总谐波畸变率的控制方法为:

[0011] 第一步:整流桥上电开机后,微处理器封锁脉冲,整流桥的交流侧电压传感器检测交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c ,微处理器采样该电压后对其进行锁相获得交流滤波电容电压的相位;

[0012] 第二步:整流桥直流侧的直流电压检测单元和直流电流检测单元检测直流侧电压和电流,微处理器对该电压和电流进行采样后,将其与直流电压给定 u_{ref} 作为微处理器内部直流电压控制器的输入,计算得到直流侧的控制量。控制量的计算方法如下:

$$[0013] \quad u_{err} = u_{ref} - u_o \quad (1)$$

$$[0014] \quad v_o = v_{otemp} + \frac{\omega_n^3 L_{dc} C_{dc}}{311} T_s u_{err} \quad (2)$$

$$[0015] \quad u_{dc} = v_o - \frac{2.2\omega_n^2 L_{dc} C_{dc} - 1}{311} u_o - \frac{1.9\omega_n L_{dc}}{311} i_{dc} \quad (3)$$

[0016] 式中 v_o 和 v_{otemp} 为计算过程中的中间变量, T_s 为采样频率, L_{dc} 、 C_{dc} 分别为直流电感和直流稳压电容值, ω_n 为改造后的直流侧系统的无阻尼振荡频率,一般取值为比直流侧电感电容的谐振频率稍大些。

[0017] 第三步:交流电流控制器内的坐标变换单元通过坐标变换将三相静止坐标系下的交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c 变换为两相旋转坐标系下的电压 u_d 和 u_q , u_d 和 u_q 的计算方式为:

$$[0018] \quad \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0019] 然后将 u_d 、 u_q 分别作为 d 轴和 q 轴虚拟阻抗调节器的输入,所述 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器都由高通滤波器 $s/(s+\omega_{HP})$ 和电导环节 $1/R_H$ 构成,其中 ω_{HP} 为高通滤波器的转折频率, R_H 为需要实现的与交流滤波电容并联的虚拟电阻,微处理器内 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器的数字算法实现分别为:

$$[0020] \quad I_{dDamp}(k) = \frac{2u_d(k) - 2u_d(k-1) + (2 - \omega_{HP}T_s)I_{dDamp}(k-1)}{(2 + \omega_{HP}T_s)R_H} \quad (5)$$

$$[0021] \quad I_{qDamp}(k) = \frac{2u_q(k) - 2u_q(k-1) + (2 - \omega_{HP}T_s)I_{qDamp}(k-1)}{(2 + \omega_{HP}T_s)R_H} \quad (6)$$

[0022] 其中 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为 d 轴和 q 轴虚拟电阻调节器当前拍的输入; $i_{dDamp}(k)$ 、 $i_{qDamp}(k)$ 为虚拟电阻调节器当前拍的输出; $u_d(k-1)$ 、 $u_q(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输入,初始值为 0; $i_{dDamp}(k-1)$ 、 $i_{qDamp}(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输出,初始值为 0; T_s 为采样间隔时间,虚拟电阻调节器的输出经除法器除以直流母线电流后便得到控制量。

[0023] 第四步:用加法器将交流侧控制量与直流侧控制量相加,得到总控制量后经空间矢量 PWM 脉冲生成单元产生空间矢量 PWM 脉冲,微处理器解除脉冲封锁,微处理器输出的 PWM 脉冲经整流桥功率器件驱动单元放大后控制整流桥各管的通断,随着给定电压的慢慢升高,整流装置平稳启动。

[0024] 本发明的有益效果在于:本发明在不增加硬件成本、不浪费能量的前提下,提出电流源型整流器抑制谐振并降低并网电流总谐波畸变率的控制方法,通过上述的数字控制算

法,等效于在交流侧电容上并联一个电阻,从而可以有效地抑制交流侧电感电容的谐振,并降低并网电流的总谐波畸变率,且不影响直流侧的稳定性和动态响应特性,控制方便,效果明显。

附图说明

[0025] 图 1 为基于虚拟电阻的电流源型整流装置简化电路图;

[0026] 图 2 为电流源型整流装置主电路部分;

[0027] 图 3 为使用虚拟电阻进行有源阻尼的控制框图;

[0028] 图 4 为使用无源阻尼的电流源型整流器原理图;

[0029] 图 5 为使用虚拟电阻的电流源型整流器原理图;

[0030] 图中:1、整流桥;2、交流滤波电容;3、交流侧电压传感器;4、交流滤波电感;5、市电电网;6、直流电感;7、直流电流检测单元;8、直流稳压电容;9、直流电压检测单元;10、负载;11、微处理器;12、整流桥功率器件驱动单元;13、直流电压控制器;14、锁相环;15、交流电流控制器;16、加法器;17、空间矢量 PWM 脉冲生成单元;18、坐标变换器;19、d 轴虚拟电阻调节器;20、q 轴虚拟电阻调节器;21、除法器。

具体实施方式

[0031] 如图 1,本发明所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器为:由整流桥 1、微处理器 11 及整流桥功率器件驱动单元 12 组成,所述的整流桥 1 通过整流桥功率器件驱动单元 12 与微处理器 11 连接通信;在整流桥 1 的交流侧依次配置交流滤波电容 2、交流侧电压传感器 3 以及交流滤波电感 4,交流滤波电感 4 与市电电网 5 相连;在整流桥 1 的直流侧配置有直流电感 6、直流电流检测单元 7、直流稳压电容 8 以及直流电压检测单元 9,直流稳压电容 8 后接负载 10。该电流源型整流装置主电路部分如图 2 所示。

[0032] 所述的微处理器 11 内有直流电压控制器 13、锁相环 14、交流电流控制器 15、加法器 16 以及空间矢量 PWM 脉冲生成单元 17。

[0033] 所述的交流控制器 15 内有坐标变换器 18、d 轴虚拟电阻调节器 19、q 轴虚拟电阻调节器 20 以及除法器 21。

[0034] 利用本发明所述的基于虚拟电阻的电流源型整流器实现网控制的方法为:整流器上电开机后,交流侧电压传感器 3、直流电流检测单元 7 和直流电压检测单元 9 开始分别检测交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 、 u_c 以及直流母线电流和直流母线电压。微处理器 11 对检测单元检测到的信号进行采样,得到各信号在微处理器内的数字量。使用锁相环 14 对交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c 进行锁相,得到交流滤波电容电压的相位 θ 。将直流母线电流、直流母线电压和直流电压给定 u_{ref} 作为直流电压控制器 13 的输入,计算得到直流侧的控制量。直流侧控制量的计算方法如 (1)、(2) 和 (3) 式所示。将交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 、 u_c 和相位 θ 作为交流控制器 15 的输入,计算得到交流侧的控制量。直流侧控制量与交流侧控制量经加法器 16 相加后得到总控制量,将总控制量作为空间矢量 PWM 脉冲生成单元 17 的输入,调制后得到 PWM 脉冲。微处理器 11 解除脉冲封锁后开始输出 PWM 脉冲,PWM 脉冲经整流桥功率器件驱动单元 12 放大后控制整流桥 1 各管的通断,整流器开始工作。随着给定电压的慢慢升高,直流装置平稳启动。

[0035] 其中交流控制器实现的具体过程为：通过坐标变换器 18 将三相静止坐标系下的交流滤波电容电压 u_a 、 u_b 和 u_c 变换为两相旋转坐标系下的电压 u_d 和 u_q 。

[0036] 将 u_d 、 u_q 分别作为 d 轴虚拟电阻调节器 19 和 q 轴虚拟电阻调节器 20 的输入。使用虚拟电阻进行有源阻尼的控制原理框图如图 3 所示，图中虚线框内的虚拟电阻调节器由高通滤波器 $s/(s+\omega_{HP})$ 和电导环节 $1/R_H$ 构成，其中 ω_{HP} 为高通滤波器的转折频率， R_H 为需要实现的与交流滤波电容并联的虚拟电阻。虚拟电阻调节器在微处理器内的数字算法实现如公式 (5) 和 (6) 所示，其效果相当于在交流滤波电容边上并一个电阻，如图 4 所示。

[0037] 式中 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 为虚拟电阻调节器当前拍的输入； $I_{dDamp}(k)$ 、 $I_{qDamp}(k)$ 为虚拟电阻调节器当前拍的输出； $u_d(k-1)$ 、 $u_q(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输入，初始值为 0； $I_{dDamp}(k-1)$ 、 $I_{qDamp}(k-1)$ 为虚拟电阻调节器上一拍的输出，初始值为 0； T_s 为采样间隔时间。虚拟电阻调节器的输出经除法器 21 除以直流母线电流后便得到交流侧的控制量。交流调制量控制整流桥开关管通断，桥臂流过附加的电流 $I_{kDamp}(k)$ ，如图 5 所示，实现了虚拟电阻的引入。

[0038] 本发明所述的方案是在整流装置直流侧闭环控制的基础上，对交流侧进行基于有源阻尼的开环控制，实现了交流侧滤波器谐振的抑制和并网电流总谐波畸变率的降低，且不影响直流侧的稳态特性和动态响应。

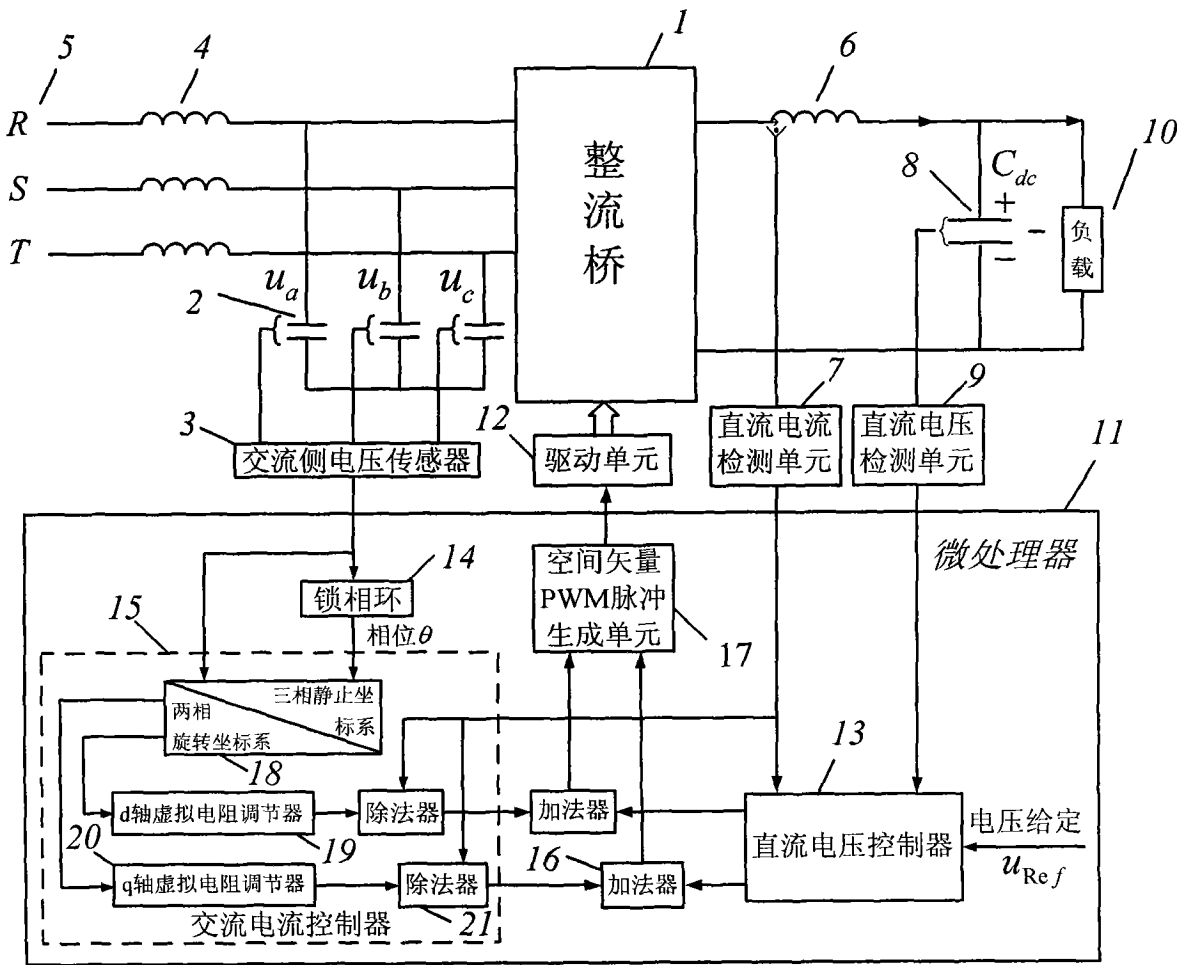


图 1

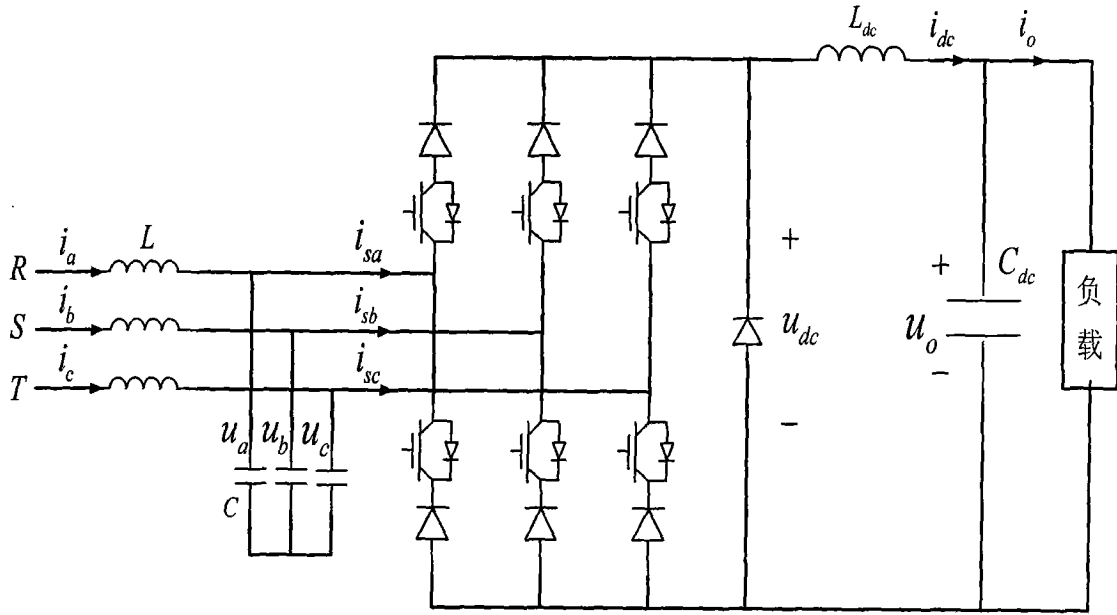


图 2

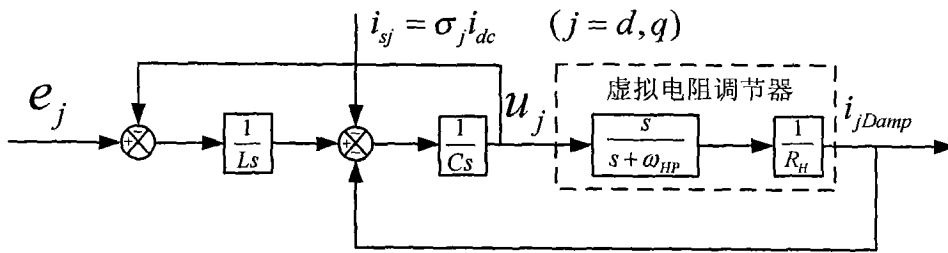


图 3

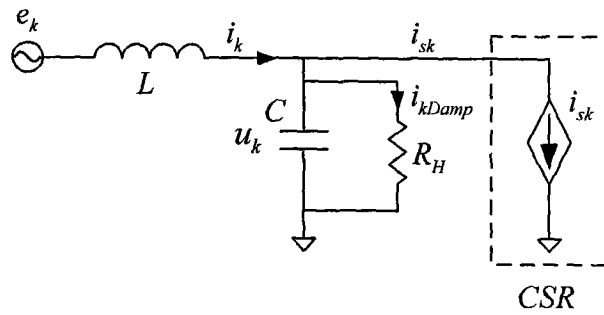


图 4

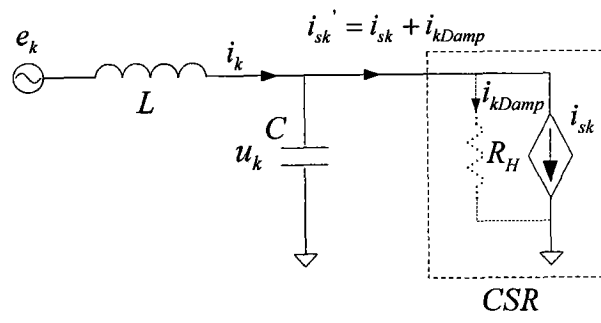


图 5