

论 文

一种新型的模块化多电平型固态变压器及其内模控制策略

韩继业, 李勇*, 曹一家, 罗隆福, 段义隆

湖南大学电气与信息工程学院, 长沙 410082

* E-mail: yongli@hnu.edu.cn

收稿日期: 2015-12-26; 接受日期: 2016-02-24; 网络出版日期: 2016-04-29

国家自然科学基金(批准号: 51377001, 61233008)和科技部国际合作项目(批准号: 2015DFR70850)资助

摘要 针对现有固态变压器拓扑结构存在的局限性及控制方法的不足, 本文提出了一种模块化多电平型固态变压器(MMC solid state transformer, MMC-SST), 并相应介绍了一种内模控制(internal model control, IMC)实现方法。首先分析了MMC-SST系统拓扑与运行特性, 建立了同步旋转坐标系下MMC-SST输入级和输出级的数学模型; 然后根据内模控制的特性, 将内模电流内环与 PI 电压外环相结合, 构造出新的双闭环控制结构, 实现对MMC-SST输入级和输出级的控制; 最后, 基于Matlab/Simulink建立了MMC-SST系统仿真模型, 在网侧电压波动、负荷突变和网侧功率因数变化多种工况进行了性能测试, 结果表明, 本文提出的基于内模控制的MMC-SST能够按照给定的功率因数运行, 并且具有电压、电流动态响应快、抗负载扰动能力强等特点。

关键词 模块化多电平换流器, 固态变压器, 内模控制, 同步旋转坐标系

1 引言

固态变压器(solid state transformer, SST)是一种基于大功率电力电子变换技术来实现电压变换和能量传递的新型智能电力变压器。随着能源互联系统的提出与发展, 固态变压器作为其关键设备-电能路由器, 受到越来越多的关注^[1~3]。

迄今为止, 在SST的拓扑结构实现方案和控制方法上, 国内外已经取得了一定的研究成果。目前, 固态变压器主要有传统两电平或三电平电压源变流器型固态变压器(voltage source converter SST,

VSC-SST)和级联H桥型多电平固态变压器(cascaded H-bridge SST, CHB-SST)^[4~7]。但是, 要将两电平SST应用于中高压场合, 通常需要将输入级中的全控型电力电子器件串(并)联使用, 这就需要解决均压(均流)问题, 目前这还是一个很大的挑战。H桥级联多电平变流器应用到固态变压器中可以满足中高压应用场合的需要, 但其需要大量的全控型开关器件和高频变压器, 而高频变压器作为SST中体积和重量占很大比重的无源器件, 其大量使用不利于提高固态变压器的功率密度^[8]。此外, 控制系统作为固态变压器的又一核心技术, 其好坏将直接影响整个系统的

引用格式: 韩继业, 李勇, 曹一家, 等. 一种新型的模块化多电平型固态变压器及其内模控制策略. 中国科学: 技术科学, 2016, 46: 518~526
Han J Y, Li Y, Cao Y J, et al. A new modular multilevel type solid state transformer with internal model control (in Chinese). Sci Sin Tech, 2016, 46: 518~526, doi: 10.1360/N092015-00335

工作性能。文献[8,9]均采用双闭环 PI 控制器以实现对 dq 轴电流的独立控制, 文献[10]设计了电压电流双环控制策略, 为了优化双环控制的性能, 加入负载电流前馈补偿控制, 进一步消除负载变化引起的直流电压波动。以上文献[8~10]控制器的设计都是基于 dq 旋转坐标系下的数学模型, 虽然系统响应性能良好, 但由于需要交叉解耦, 且反馈解耦效果对参数变化敏感, 所以难以实现完全解耦控制, 控制效果的好坏过度依赖于被控对象的数学模型, 且控制相对复杂。文献[11,12]在两相静止坐标系下设计了 PR 电流内环, 解决了交叉解耦问题, 控制相对简单, 但面向 SST 采用 PR 控制对电网非基频干扰的抑制能力较弱, 鲁棒性不强。

针对现有固态变压器拓扑结构实现方案和控制方法的不足, 本文提出一种模块化多电平型固态变压器拓扑及内模控制实现方法。在拓扑结构方面, 该固态变压器的输入级采用模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC), 根据应用需要可以通过增减每个桥臂串联子模块的个数使其运用于不同电压领域。在控制方法方面, 提出了一种将内模电流内环与 PI 电压外环结合的新型双闭环控制方法。此控制方法可以使电流具有更快速的响应速度以及更强的抗扰动能力。同时, 该控制方法解决了两相旋转坐标系下的交叉解耦问题, 在一定程度上降低了控制系统设计的复杂程度。

2 MMC-SST 拓扑结构及数学建模

MMC-SST 的拓扑结构如图 1 所示。其中, 输入

级采用 MMC 结构, 隔离级采用输入串联输出并联(input series output parallel, ISOP)隔离型 DC-DC 变换器, 输出级采用传统三相电压源型逆变器(voltage source inverter, VSI), 具体如下。

1) 输入级采用 MMC 作为并网变流器, 通过子模块叠加可以提高系统的耐压等级, 使固态变压器(SST)可以应用于中高压、大功率领域; 通过采用载波移相的调制策略可在得到较高等效开关频率的同时, 降低对子模块开关频率的要求, 从而有效地降低了系统向网侧注入的谐波含量和系统的开关损耗; 此外通过对输入级进行适当的控制, 可实现单位功率因数运行或根据电网无功需求, 按照给定的功率因数运行。

2) 隔离级采用 N 个结构相同的 DC-DC 变换单元通过输入串联输出并联(input series output parallel, ISOP)的方式连接而成, 其中每个 DC-DC 变换单元包括: 单相全桥逆变器、高频变压器(HFT)和单相全桥整流器, 他们通过依次串联的方式组成隔离模块。ISOP 隔离型 DC-DC 变换器的作用是实现直流变压和输入与输出的电气隔离。

3) 输出级主要由三相 DC/AC 逆变器和 LC 滤波支路组成, 其作用是将直流电逆变成三相交流电供给用电负荷或提供一个将多余的风能、太阳能等可再生能源反送回电网的端口。

2.1 MMC-SST 输入级数学建模

图 2 为 MMC-SST 输入级等效电路图。由图可知, 每个桥臂都是由 N 个结构相同的子模块(SM)和一个桥臂滤波电抗器(L)串联构成, 其中每个子模块包括

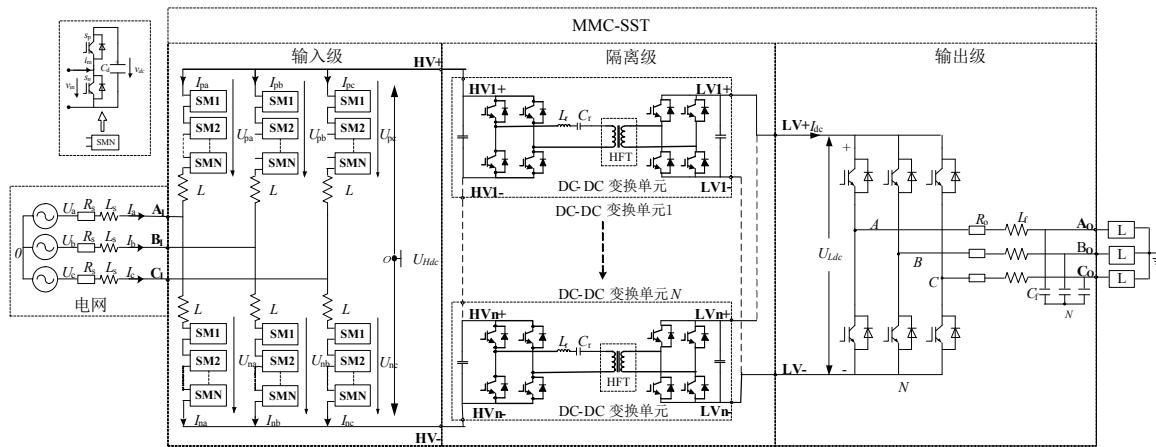


图 1 模块化多电平型固态变压器电路拓扑

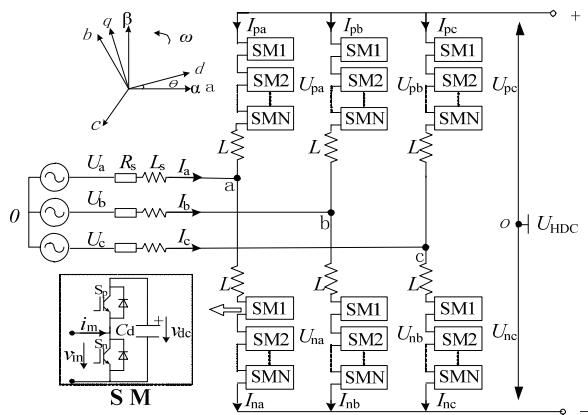


图 2 MMC-SST 输入级等效电路

一组半桥开关和一个直流储能电容。通过控制子模块中上、下两个 IGBT 的通断控制子模块电容投入和切出，从而可以控制 MMC 工作于整流或者逆变方式下。

在图 2 中，根据基尔霍夫电流定律， k ($k=a, b, c$) 相电流可表示为

$$I_k = I_{nk} - I_{pk}. \quad (1)$$

对每相上、下桥臂分别运用基尔霍夫电压定律，可以得到

$$\begin{cases} U_k - \left(\frac{U_{dc}}{2} - U_{pk} \right) = -L \frac{dI_{pk}}{dt} + R_s I_k + L_s \frac{dI_k}{dt}, \\ U_k - \left(\frac{U_{dc}}{2} + U_{nk} \right) = L \frac{dI_{nk}}{dt} + R_s I_k + L_s \frac{dI_k}{dt}, \end{cases} \quad (2)$$

式中， U_k, I_k ($k=a, b, c$) 为网侧电压、电流； U_{dc} 为直流母线电压； R_s, L_s 为线路及 MMC 等效电阻及电感； L 为 MMC 桥臂滤波电感； U_{pk}, U_{nk} 及 I_{pk}, I_{nk} 为 MMC 上、下桥臂电压及电流。

令 $v_k = (U_{nk} - U_{pk})/2, L_0 = L/2 + L_s$ ，结合(2)式可得

$$L_0 \frac{dI_k}{dt} = -R_s I_k + U_k - v_k. \quad (3)$$

将上式经 Park 变换可得 MMC 输入电流在两相同步旋转坐标下的电流动态方程为

$$\begin{cases} L_0 \frac{dI_d}{dt} = -R_s I_d + \omega L I_q + U_d - v_d, \\ L_0 \frac{dI_q}{dt} = -R_s I_q - \omega L I_d + U_q - v_q. \end{cases} \quad (4)$$

令 $U_{rd} = U_d - v_d, U_{rq} = U_q - v_q$ ，则

$$\begin{cases} U_{rd} = L_0 \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d - \omega L I_q, \\ U_{rq} = L_0 \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q + \omega L I_d. \end{cases} \quad (5)$$

式中， U_d, U_q 和 I_d, I_q 分别为电网电压和电流在 d 和 q 轴上的分量； v_d, v_q 分别为 MMC 输入端等效电压在 d 和 q 轴上的分量。

2.2 MMC-SST 输出级数学建模

图 3 为 MMC-SST 输出级等效电路图。由图可知，输出级由三相 DC/AC 逆变器和 LC 滤波支路组成。根据基尔霍夫电压定律可得

$$L_f \frac{dI_{ik}}{dt} + R_o I_{ik} = U_{ik} - U_{lk}, \quad (6)$$

式中， U_{ik}, I_{ik} ($k=a, b, c$) 为三相 DC/AC 逆变器输出电压、电流； U_{lk} ($k=a, b, c$) 为三相负载电压。

根据基尔霍夫电压定律，三相 DC/AC 逆变器输出电流在 dq 旋转坐标系下的微分方程为

$$\begin{cases} L_f \frac{dI_{id}}{dt} = -R_o I_{id} + \omega L_f I_{iq} + U_{id} - U_{ld}, \\ L_f \frac{dI_{iq}}{dt} = -R_o I_{iq} - \omega L_f I_{id} + U_{iq} - U_{lq}. \end{cases} \quad (7)$$

同理，根据基尔霍夫电流定律，负载电压在 dq 旋转坐标系下的微分方程为

$$\begin{cases} C_f \frac{du_{id}}{dt} = \omega C_f u_{iq} + I_{id} - I_{ld}, \\ C_f \frac{du_{iq}}{dt} = -\omega C_f u_{id} + I_{iq} - I_{lq}, \end{cases} \quad (8)$$

式中， $I_{id}, I_{iq}, U_{id}, U_{iq}$ 为三相 DC/AC 逆变器输出电流、

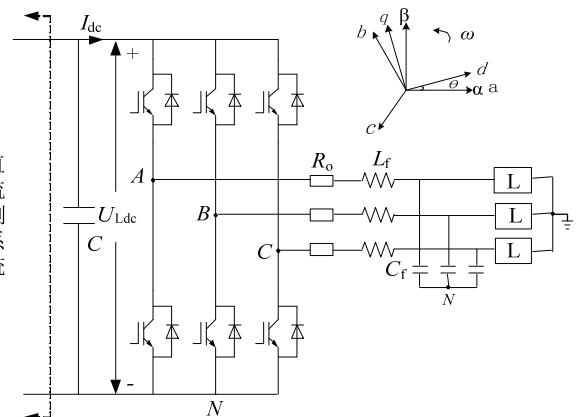


图 3 MMC-SST 输出级等效电路

电压在 dq 旋转坐标系下的 d 轴分量和 q 轴分量, U_{ld} , U_{lq} , I_{ld} , I_{lq} 为负载电压、电流在 dq 旋转坐标系下的 d 轴分量和 q 轴分量, R_o , L_f , C_f 分别为三相 DC/AC 逆变器和输出线路等效电阻、电感和滤波电容.

3 内模控制器原理

内模控制(internal model control, IMC)是一种基于过程数学模型进行控制器设计的新型控制方式, 具有结构简单、跟踪调控性能好、鲁棒性强等优点, 被广泛应用于非线性系统控制领域^[13,14]. 图 4 为内模控制结构框图. 图中, $R(s)$, $Y(s)$ 分别为系统输入和输出信号, $C_M(s)$ 为内模控制器, $G(s)$ 为控制对象, $M(s)$ 为控制对象的内模, $D(s)$ 为扰动, $d(s)$ 为系统输出 $Y(s)$ 与内模输出 $Y_m(s)$ 之差.

由图 4 可知, 内模控制器具有以下性质^[14].

1) 内模控制能对扰动 $D(s)$ 造成的输出偏差进行修正. 例如, 当出现正向幅值扰动 $D(s)$ 时, 控制器输出 $Y(s)$ 增加, 从而误差 $d(s)=Y(s)-Y_m(s)$ 增加, 输入误差 $[R(s)-d(s)]$ 减小, 内模控制器输出 $U(s)$ 减小, 进而控制器输出减小, 有效抑制扰动的影响.

2) 内模控制能对模型与控制对象失配(即 $M(s)\neq G(s)$) 造成的输出偏差进行修正. 例如, 当 $M(s)>G(s)$ 时, 系统输出 $Y(s)$ 大于内模输出 $Y_m(s)$, 误差 $d(s)=Y(s)-Y_m(s)$ 减小, 输入误差 $R(s)-d(s)$ 增大, 系统输出 $Y(s)$ 增大, 误差 $d(s)$ 变大, 输入误差 $[R(s)-d(s)]$ 变小, 从而系统输出变小. 即系统也能对模型不精确所带来的误差进行修正.

3) 当模型与控制对象匹配(即 $M(s)=G(s)$) 且 $C_M(s)=G^{-1}(s)$ 时, 系统对任何干扰 $D(s)$ 都可以加以抑制, 从而实现对输入 $R(s)$ 的无静差跟踪.

根据图 4 所示的控制结构图, 结合梅森公式, 可得

$$Y(s)=\frac{C_M(s)G(s)R(s)+(1-C_M(s)M(s))D(s)}{1+C_M(s)(G(s)-M(s))}. \quad (9)$$

由上式可知, $G(s)=M(s)$ 时, 若 $1-C_M(s)M(s)=0$,

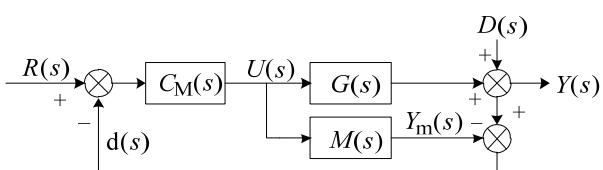


图 4 内模控制结构图

即 $C_M(s)=M^{-1}(s)$, 此时模型与对象完全匹配, 输出 $Y(s)=R(s)$, 系统输出仅与输入有关, 不受任何干扰影响, 系统的鲁棒性强. 然而上述匹配系统对模型误差非常敏感, 在实际系统中很难实现. 为此, 需要引入合适参数的滤波器矫正电路, 以降低该系统对模型误差的敏感度, 增强系统的鲁棒性.

4 MMC-SST 控制策略

4.1 输入级控制策略

MMC-SST 系统采用内模内环和 PI 外环相结合的新型双闭环控制方案. 具体而言, 输入级 MMC 外环采用 PI 控制器来控制直流电压, 内环采用内模控制器来实现对交流电流无静差跟踪控制. 此外, 本文采用基于载波移相技术的电容电压平衡控制策略^[15], 以实现输入级 MMC 相间均压控制和子模块均压控制.

结合(5)式和图 4 内模控制结构图, 如果输入 $R(s)$ 为电流给定 $R(s)=(i_d^*, i_q^*)^T$, $U(s)$ 为 MMC 输入电压, $Y(s)$ 为交流侧输入电流, 则

$$Y(s)=U(s)G(s), \quad (10)$$

式中, $Y(s)=(i_d(s), i_q(s))^T$, $U(s)=(U_{rd}(s), U_{rq}(s))^T$,

$$G(s)=\begin{pmatrix} R+sL & -\omega L \\ \omega L & R'+sL \end{pmatrix}^{-1}.$$

由上述内模控制的特点可知, 若模型与控制对象(MMC)匹配时, 选择 $C_M(s)=M^{-1}(s)$, 可对输入进行无静差跟踪, 所以令

$$C_M(s)=M^{-1}(s)=\begin{pmatrix} R'+sL' & -\omega L' \\ \omega L' & R'+sL' \end{pmatrix}, \quad (11)$$

式中, R', L' 分别为输入侧电阻和电感的估计值.

由(11)式可知, $C_M(s)$ 的形式在实际中是无法实现的, 必须加入低通滤波器, 通过调节低通滤波器的结构和参数来使系统稳定. 由于三相 MMC 电磁时间常数比机电时间常数小得多, 所以电流环在高频下可近视为一阶系统. 鉴于此, 本文引入低通滤波器

$$L(s)=\frac{\lambda}{s+\lambda}\mathbf{I}, \quad (12)$$

式中, λ 为闭环带宽, \mathbf{I} 为单位矩阵.

选择 $L(s)$ 的目的是使 $C_M(s)$ 变为有理. λ 为低通滤波器的参数, 是内模控制器唯一设计参数. 引入低通滤波器后, 内模控制器 $C_M(s)=M^{-1}(s)L(s)$.

图 5 为内模控制器的等效控制框图。其中

$$F(s) = \frac{C_M(s)}{I - C_M(s)M(s)} = \lambda \begin{pmatrix} L' + R'/s & -\omega L'/s \\ \omega L'/s & L' + R'/s \end{pmatrix} \quad (13)$$

式中，主对角线上元素为电流控制器传递函数表达式，反对角线上元素则为内模解耦网络的传递函数。

对于外环电压的 PI 控制，则有

$$I_d^* = K_{p1}(U_{dc}^* - U_{dc}) + K_{I1} \int (U_{dc}^* - U_{dc}) dt, \quad (14)$$

式中， U_{dc} 为 MMC 直流电压， U_{dc}^* 为 MMC 直流电压参考， K_{p1} 和 K_{I1} 分别为 MMC 电压外环 PI 控制器的比例系数和积分系数。

参照(5), (13), (14)式和内模控制器的特点可得基于 PI 电压外环和内模电流内环控制的 MMC 控制框图如图 6 所示。其中，IMC 环节如图 7 所示。

由图 7 可知，由于 R' , L' 分别为 MMC 输入侧的电感和电阻的估计值，当系统确定时其值基本也是确

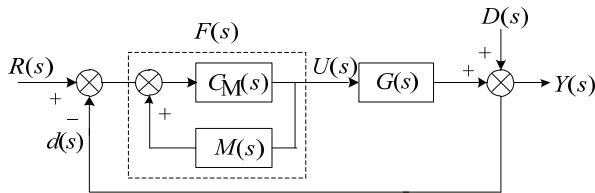


图 5 内模控制框图等效图

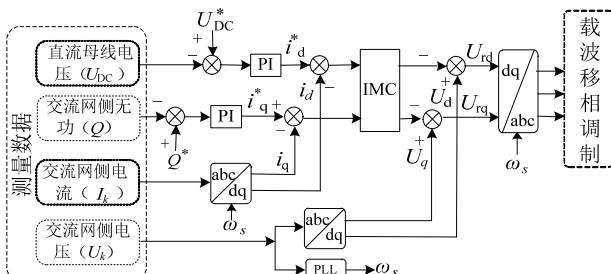


图 6 高压侧 MMC 的控制策略

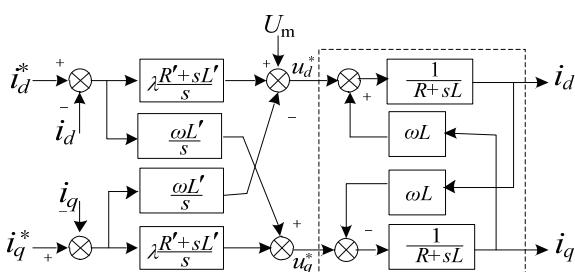


图 7 内模解耦实现图

定的。因此 λ 为内模控制器唯一设计参数。在一定程度上， λ 越大，电流内环响应速度越快。所以 λ 的调试方向也比较明确。

由图 5 可知，当 MMC 内环电流采用内模控制器后，电流环的传递函数为

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{R(s)} &= \frac{C_M(s)G(s)}{I + C_M(s)[G(s) - M(s)]} \\ &= \frac{M(s)G(s) \frac{\lambda}{s + \lambda} I}{I + M(s) \frac{\lambda}{s + \lambda} [G(s) - M(s)] I}. \end{aligned} \quad (15)$$

若模型估计准确(即 $M(s)=G(s)$)则由(15)式可得

$$Y(s) = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\lambda}{s + \lambda} & 0 \\ 0 & \frac{\lambda}{s + \lambda} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix}. \quad (16)$$

由(16)式可知，电流 d 和 q 轴分量实现了完全解耦。即使参数不匹配，只要选择合适的带宽 λ ，也可以保证较好的解耦效果^[16]。

4.2 隔离级控制策略

隔离级采用 N 个结构相同的 DC-DC 变换单元通过 ISOP 的方式连接而成，其中每个 DC-DC 变换单元都是由一个单相全桥逆变器、一个高频变压器和一个单相全桥整流器串联组成的。目的是实现直流变压和输入与输出的电气隔离。MMC-SST 输入级输出的直流高压首先通过 N 个结构相同的单相全桥逆变器调制成高频方波，再通过高频变压器耦合到副方，最后通过 N 个结构相同的单相全桥整流器整流为低压直流。由图 1 可知，隔离级在结构上完全对称，从而可以实现电能的双向传输。

由于 MMC-SST 隔离级的 N 个 DC-DC 变换器是通过输入串联输出并联的方式连接而成，每个 DC-DC 变换器可以通过并联在一起的低压直流母线交换能量，因此采用开环的控制策略就可以实现高压直流侧和低压直流侧能量的自动均衡。文中 N 个结构相同的 DC-DC 变换器逆变器和整流器均采用 PWM 控制，驱动信号为 50% 占空比的互补触发脉冲。

DC-DC 变换器由于采用 ISOP 连接方式，各变换单元可能存在高频变压器参数不匹配和直流侧电压不相等的问题，引起各变换单元之间功率分配不均衡并产生环流，严重时将导致整个系统崩溃。为了解决这一问题，本文采用了一种有功功率均衡控制策

略^[17]. 此外, 为了降低系统损耗, 通过合理设置串联谐振电路(L_r 和 C_r)使全控型开关器件处于零电流开关状态(ZCS)^[18,19].

4.3 输出级控制策略

MMC-SST 输出级外环采用 PI 控制器控制输出稳定的工频交流电压, 内环采用内模控制器对滤波电感的反馈电流和负载电流前馈补偿电流进行无静差跟踪控制, 使其兼有较大的限流能力、较好的动态响应性能和较强的抗负载扰动能力. 同时, 为了提高逆变器直流电压利用率, 减小开关损耗, 本文采用空间电压矢量调制技术(space vector pulse width modulation, SVPWM)^[20].

电压外环采用 PI 调节, 结合(8)式可得外环电压的控制方程:

$$\begin{cases} I_{id}^* = \left(K_{uPo} + \frac{K_{ulo}}{s} \right) (u_{id}^* - u_{id}) - \omega C_f u_{iq} + I_{id}, \\ I_{iq}^* = \left(K_{uPo} + \frac{K_{ulo}}{s} \right) (u_{iq}^* - u_{iq}) + \omega C_f u_{id} + I_{iq}, \end{cases} \quad (17)$$

式中, K_{uPo} , K_{ulo} 分别为 DC/AC 逆变器电压外环 PI 调节器的比例系数和积分系数; i_{id}^* , i_{iq}^* 分别为 i_{id} , i_{iq} 分量的参考值; u_{id}^* , u_{iq}^* 分别为 u_{id} , u_{iq} 分量的参考值.

根据(7), (13), (17)式和第 3 节所述内模控制器的特点, 得如图 8 所示的基于 PI 电压外环和内模电流内环控制的 VSI 控制框图. 图中, IMC 环节和图 7 基本相同.

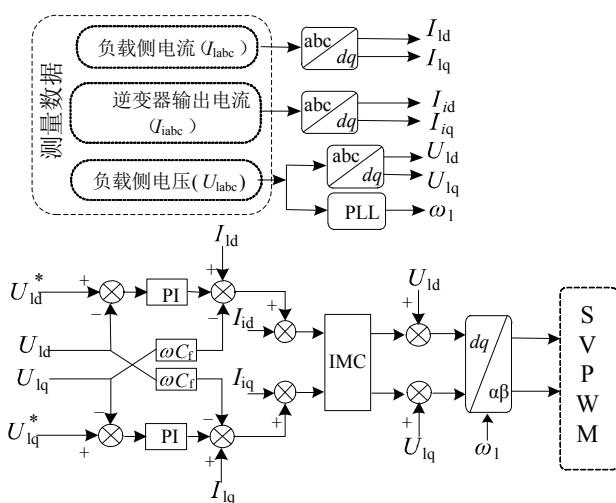


图 8 低压侧逆变器的控制策略

5 仿真测试

基于 MATLAB/Simulink, 搭建了如图 1 所示的系统仿真模型, 其中输入级 MMC(每个桥臂含有 6 个子模块)采用基于载波移相的电容电压平衡控制策略, 开关频率为 1 kHz. 输入级、隔离级和输出级分别采用本文提出的控制策略. 考虑网侧电压幅值突变、负载突变和系统功率因数变化 3 种工况, 以验证本文提出的拓扑和新型控制方法的有效性. MMC-SST 输入侧交流电压为 10 kV, 系统额定容量设计为 2 MVA, 高压直流电压参考值选为 18 kV, 低压侧直流电压为 0.7 kV, 低压输出侧交流电压为 0.38 kV. 具体仿真参数如表 1~3 所示.

表 1 MMC-SST 输入级的参数

参数	数值
交流系统电阻 (Ω)	0.1
交流系统电感 (mH)	2
每个桥臂滤波电感值 (mH)	8
子模块中电容值 (uF)	50
子模块电容电压参考值 (kV)	3
PWM 载波频率 (kHz)	1

表 2 MMC-SST 的隔离级参数

参数	数值
高压侧电容值 (uF)	50
高压侧电容电压 (kV)	3
高压侧谐振电感值 (mH)	30
高压侧谐振电容值 (uF)	8.44
高频变压器(MFT)额定频率 (kHz)	10
高频变压器(MFT)额定变比	3000:700
低压侧电容值 (uF)	20
低压侧电容电压 (V)	700

表 3 MMC-SST 的输出级参数

参数	数值
电压频率 (Hz)	50
输出电阻 (Ω)	1
滤波电感值 (mH)	3
滤波电容值 (mF)	1.2
逆变器 PWM 载波频率 (Hz)	8000

5.1 网侧电压幅值突变

输入级保持功率因数为 1, 即 $Q^*=0$, 系统只发出有功功率, 输出级始终带三相平衡负载. 网侧电压幅值在 0.25 和 0.35 s 分别偏移到额定电压的 80% 和

120%，以考核系统在网侧电压幅值突变情况下的动态性能和控制效果。

由图 9(a)可见, 网侧电压、电流具有良好的瞬态响应速度, 且始终保持同相位运行, 体现出内模电流控制器良好的动态性能和抗扰动能力, 并且能实现恒功率因数运行。由图 9(b)可以看出高压直流母线处的电压在网侧电压幅值突变时有微小的波动, 但能很快恢复稳定, 由此可见外环电压控制和内环电流控制能够很好的配合以实现直流电压的动态稳定控制。由图 9(c)可以看出输出侧电压波形始终保持正弦波, 完全不受网侧电压幅值突变的影响。以上结果表明 MMC-SST 在网侧电压幅值突变时具有良好的工作特性。

5.2 负载容量突变

输入级保持功率因数为 1, 即 $Q^*=0$, 系统只发出有功功率, 仿真开始时 MMC-SST 带功率因数为 0.8 的额定阻感性负载运行, 0.25 s 时突减 50% 负载, 0.3 s 时恢复额定运行, 0.35 s 时突增 20% 负载运行。图 10 分别给出了负载容量突变时, MMC-SST 网侧电压、电流的变化情况, 高压直流母线的电压波形以及低压侧输出相电压波形。由仿真结果可以看出, MMC-SST 在负载突变时, 网侧电压和电流波形平衡且一直保持单位功率因数; 高压直流母线电压与输出侧交流电压波形在负载突变时有微弱波动但能很快恢复稳定。以上结果表明该系统在负载扰动时具有良好的瞬态响应速度和很强的抗扰动能力。

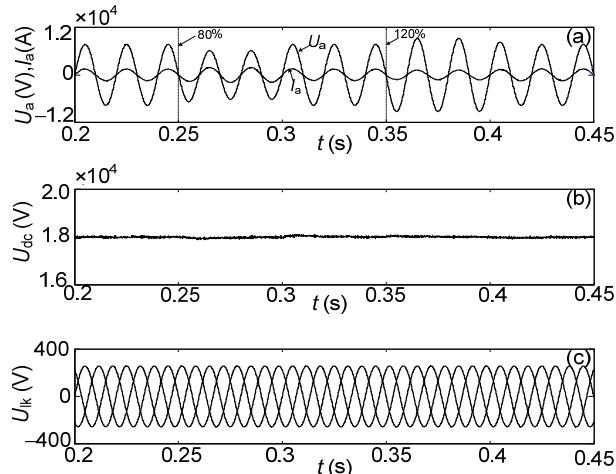


图 9 PCC 处电压突变时的系统响应曲线

(a) 网侧 A 相电压、电流; (b) 高压直流母线电压; (c) 负载侧电压

5.3 网侧功率因数变化

通过改变输入级有功功率与无功功率来验证 MMC-SST 在网侧不同功率因数条件下的稳态和动态性能。输入级直流电压给定值始终为 18 kV, 输出级带三相平衡负载。0.4 s 之前负载为 1.9 MW, 0.4 s 时变为 2 MW。初始状态时输入级无功给定值为 0.625 Mvar, 即网侧功率因数为 0.95(吸收无功); 0.3 s 时无功功率给定值变为 -0.65 Mvar, 即网侧功率因数为 0.95(发出无功); 0.4 s 时无功给定值为 0, 即网侧单位功率因数运行。图 11 分别给出了网侧功率因数变化时, MMC-SST 网侧电压、电流的变化情况, 高压直流母线的电压波形、输入级无功变化情况以及低压侧输出相电压波形。

由图 11(a)可知, 在 0.3 s 以前无功功率率给定为 0.625 MVar, 此时电压超前电流, 0.3 s 时无功功率给定减少为 -0.625 MVar, 此时电压相位滞后电流, 0.4 s 时无功功率给定变为 0, 此后电压电流同相位, 且电压电流始终保持较高的波形质量和良好的瞬态性能。由图 11(b)可知, 网侧功率因数发生变化时, 母线电压波动很小。由图 11(c)可知, 网侧无功在无功功率给定变化后迅速跟踪且没有超调。由图 11(d)可以看出输出侧电压波形始终保持良好正弦波。以上结果表明系统电压电流及功率均可在极短时间内重新达到稳态, 由此可见基于 IMC 控制的 MMC-SST 系统在网侧功率因数变化时具有很好的工作性能。

在 dq 旋转坐标系下, 采用 PI 电流内环控制方案

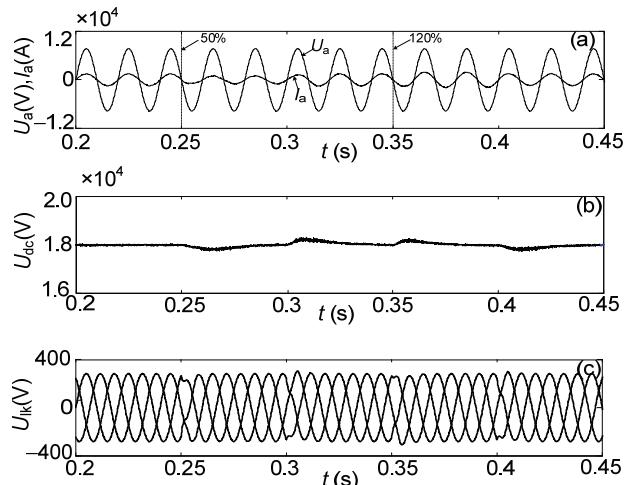


图 10 负载突变时的系统响应曲线

(a) 网侧 A 相电压、电流; (b) 高压直流母线电压; (c) 负载侧电压

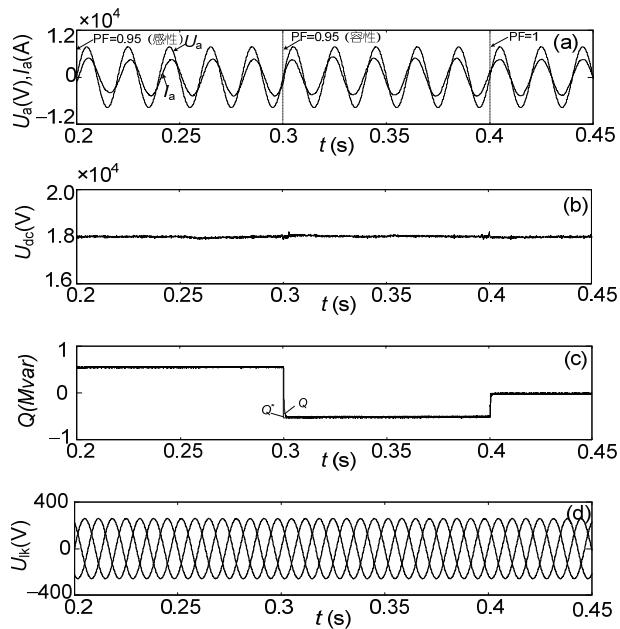
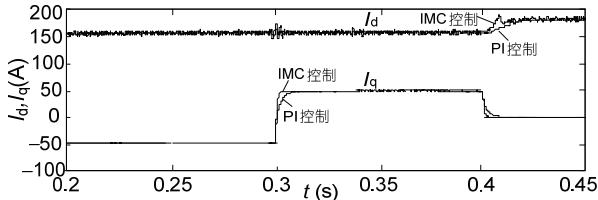


图 11 网侧功率因数变化时的系统响应曲线

(a) 网侧 A 相电压、电流; (b) 高压直流母线电压; (c) 网侧无功功率;
(d) 负载侧电压

图 12 IMC 与 PI 控制输入级 dq 电流波形对比

是 SST 输入级和输出级最常用的控制方法。图 12 对输入级采用 IMC 控制和采用 PI 控制时 dq 电流分量在 5.3 所述工况下的跟踪效果进行了对比。由图 12

可以看出, 输入级在增减有功、无功功率给定时, 采用 IMC 控制方式比采用 PI 控制方式电流内环响应速度更快。0.3 s 时, 整流侧无功功率给定发生阶跃突变, 由图 12 可以看出输入级 PI 控制的 d 轴电流波动明显, 而 IMC 控制方式下的电流非常平稳, 由此可见 IMC 控制方式可以实现 dq 电流解耦控制且抗扰动性能比 PI 控制方式强。综合以上分析, 可以明显地看出采用 IMC 内环控制方法的 MMC-SST 控制器较传统 PI 内环控制器具有更快的响应速度和更强的抗干扰能力。

6 结论

1) 针对现有固态变压器拓扑结构实现方案和控制方法方面的不足, 本文提出了一种模块化多电平型固态变压器(MMC-SST)及其内模控制(IMC)策略, 并详细分析了其拓扑结构与运行特性。

2) 本文在介绍 MMC-SST 拓扑结构和运行特性的基础上, 建立了同步旋转坐标系下输入级和输出级的数学模型; 基于内模控制基本原理, 通过引入一阶低通滤波器, 设计出了 IMC 电流内环与 PI 外环相结合的新双闭环控制器, 以实现对输入级和输出级的控制。

3) 基于本文提出的 MMC-SST 拓扑与控制策略, 建立了相应的系统仿真模型, 分别对网侧电压幅值突变、负载突变和网侧功率因数变化 3 种工况进行了仿真研究。结果表明基于内模控制的 MMC-SST 能够按照给定的功率因数运行, 且具有电压、电流动态响应快, 抗负载扰动能力强等特点。通过与传统 PI 控制方式对比可以看出, 内模控制具有更快速的响应速度, 以及更强的扰动抑制能力。采用内模控制方法, 避免了两相旋转坐标系下的交叉解耦问题, 在一定程度上也降低了控制系统设计的复杂程度。

参考文献

- 1 刘振亚. 全球能源互联网. 北京: 中国电力出版社. 2015
- 2 姚建国. 需求侧互动响应: 能源互联网的重要一环. 国家电网, 2014, 9: 50–51
- 3 杨青. 如何构建全球能源互联网. 能源评论, 2014, 9: 22–27
- 4 张明锐, 刘金辉, 金鑫. 应用于智能微网的 SVPWM 固态变压器研究. 电工技术学报, 2012, 27: 90–95
- 5 Contreras J P, Ramirez J M. Multi-fed power electronic transformer for use in modern distribution systems. IEEE T Smart Grid, 2014, 5: 1532–1541
- 6 Zhao T, Wang G, Zeng J, et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer. IEEE Appl Power Electr Conf Exposition, 2010, 21: 761–767
- 7 Wang L, Zhang D L, Wang Y, et al. Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded H-Bridge inverters for microgrid applications. IEEE T Power Electr, 2016, 31: 3289–3301

- 8 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. 电网技术, 2013, 37: 2592–2601
- 9 盛万兴, 段青, 梁英, 等. 面向能源互联网的灵活配电系统关键装备与组网形态研究. 中国电机工程学报, 2015, 35: 3760–3769
- 10 张明锐, 徐而峰. P-Q 模式固态变压器的工作特性分析及实现. 电力自动化设备, 2012, 32: 67–71
- 11 孙一莹, 赵成勇, 赵静, 等. 基于两相静止坐标系的 MMC-HVDC 系统稳态控制策略. 电网技术, 2013, 37: 1384–1388
- 12 张建坡, 赵成勇, 敬华兵. 比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究. 中国电机工程学报, 2013, 33: 53–62
- 13 Liu J, Huang M Z, Wang Y. Research on vector-control system of pmsm based on internal model control of current loop. In: The Special Sessions of the 2nd International Workshop on Computer Science and Engineering, Qingdao, 2009. 297–301
- 14 周渊深. 感应电动机交-交变频调速系统的内模控制技术. 北京: 电子工业出版社, 2005
- 15 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制. 中国电机工程学报, 2011, 31: 48–55
- 16 宋文祥, 尹赞. 一种基于内模控制的三相电压型 PWM 整流器控制方法. 电工技术学报, 2012, 27: 94–101
- 17 Zhao T F, Wang G F, Zeng J, et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Palm Spring, USA, 2010. 761–767
- 18 Steiner M, Reinold H. Medium frequency topology in railway applications. In: Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg Denmark, 2007. 1–10
- 19 Ortiz G, Biela J, Bortis D, et al. 1 megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12 kV to 1.2 kV DC-DC, converter for renewable energy applications. In: Proceedings of The 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, Japan, 2010: 3212–3219
- 20 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2005

A new modular multilevel type solid state transformer with internal model control method

HAN JiYe, LI Yong, CAO YiJia, LUO LongFu & DUAN YiLong

College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China

To overcome the limitation of the existing topologies and control strategies of Solid State Transformers, a Modular Multilevel Converter type solid state transformer (MMC-SST) topologies and its corresponding internal model control (IMC) method is introduced in this paper. Firstly, the structure and operation characteristics of MMC-SST were analyzed, and accordingly its mathematical model of input and output-stage in synchronous rotating d-q frame was established. Secondly, a new kind of dual-loop control structure was developed by combining the IMC current inner loop and PI voltage outer loop, according to the characteristics of IMC. Lastly, a simulation model of MMC-SST was established based on Matlab/Simulink, the grid side voltage amplitude mutation, load capacity transient and grid side power factor change in various conditions are simulated. Results show that the MMC-SST based on internal model control can run under different power factor, as well as the fast transient response of voltage and current, strong ability to resist load disturbance characteristics, and can improve the robustness of the system.

modular multilevel converter, solid state transformer, internal model control, synchronous rotating coordinate

doi: 10.1360/N092015-00335