

单相共用模块型柔性多状态开关研究

史明明,刘瑞煌,袁宇波,袁晓冬,张宸宇,缪惠宇

(国网江苏省电力有限公司电力科学研究院,江苏 南京 211103)

摘要:柔性多状态开关(FMS)作为一种新型电力电子装置可连接不同配电网,实现调节功率传输的功能。基于级联型H桥柔性多状态开关(CHB-FMS)提出了一种单相共用模块型柔性多状态开关(SMFMS)拓扑。CHB-FMS模块由整流、隔离及逆变三级构成,新拓扑运用模块共用思想,共用模块仅保留整流级,可节省大量的全桥子模块与DC/DC隔离单元,有效降低了FMS的体积与成本。同时研究了SMFMS拓扑工作原理,建立其数学模型,研究参数设计方法,推导电压、功率控制方程,并提出模块均压策略。最后搭建了由2个模块组成的500 W SMFMS原理性实验样机,进行了不同相位下功率传输以及功率跳变实验,验证了所提拓扑及其控制策略的可行性。

关键词:柔性多状态开关;配电网;级联型H桥;共用模块;双闭环控制

中图分类号:TM72

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202302013

0 引言

当今分布式电源和负荷节点数的快速增长对配电网结构有深远的影响,复杂的功率流向对配电网的可靠性提出了更高的要求^[1-3]。柔性多状态开关(flexible multi-state switch, FMS)是一种应用于配电网的新型电力电子装置^[4],负责连接配电网中的节点,调节功率传输。与常规机械开关相比,柔性开关可实现通、断2种基本状态,无开关次数的限制,可连续调控功率,具有异步互联及故障快速恢复功能^[5],提高了负荷的均衡程度。

研究FMS的拓扑结构具有重要意义,目前FMS的拓扑结构具有多元化特点,在满足应用需求的情况下,需根据不同的电压等级、额定容量、成本、体积等条件选择合适的拓扑^[6]。文献[7]提出了模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)拓扑,该拓扑包含6个桥臂,每个桥臂由多个半桥子模块与1个滤波电感串联组成,拓扑一侧连接三交流端口,另一侧为直流母线。MMC具有高度模块化、易扩展、开关损耗小等优点,常被用于高电压等级的柔性互联场景^[8]。但MMC控制复杂,其环流控制^[9-10]以及子模块直流电压控制^[11]是该拓扑控制的关键,并且MMC模块数量较大,增加了装置的成本和体积。

级联型H桥(cascaded H-bridge, CHB)变换器因其高度模块化且易扩展的特点常用于FMS中。基于级联型H桥柔性多状态开关(CHB-FMS)拓扑由多个转换单元构成,每个转换单元由1个DC/DC隔离

变换器以及2个全桥子模块构成^[12-13]。文献[14]提出了一种应用于6.6 kV电压等级下的两端口CHB-FMS拓扑,并对控制系统进行了详细的设计。文献[15]针对三端口CHB-FMS,提出了一种新型的直流电压控制策略,该策略可调节功率因数,降低开关管的电压应力。同时相比于MMC,CHB-FMS所用子模块数量大幅减小,并具备电气隔离的优势,因此其更适合实际工程应用。但CHB-FMS包含多台高频变压器,增加了装置的成本和体积,同时CHB包括3个级联级变换器,开关频率较大,会造成一定的损耗。

综上所述,由于开关管耐压能力的限制,现有的FMS多采用模块化拓扑,导致FMS装置模块数量多、器件数量多、体积大、成本高、效率低、功率密度低。因此,亟需对FMS拓扑进行优化设计,推演出电路结构更为紧凑的FMS拓扑,从而减小模块数量,节约成本,减小体积,提高设备的功率密度与效率。本文基于背靠背式CHB-FMS的拓扑结构,提出了一种单相共用模块型柔性多状态开关(single-phase shared module flexible multi-state switch, SMFMS),其连接2个电压幅值和相位不同的配电网交流节点。相比于传统的CHB-FMS,该拓扑除了可以实现功率双向流动,由于两端交流侧具有共用模块,还可节省一部分全桥子模块和隔离变压器,节省了空间和成本;同时由于一部分功率从隔离级传输,另一部分直接传输到另一侧,减小了从隔离级传输功率的损耗。本文分析了该拓扑的工作原理,研究了其控制策略,并进行了实验验证。

1 CHB-FMS拓扑结构及其数学模型

1.1 CHB-FMS拓扑结构

本文提出的SMFMS拓扑结构如图1所示。该拓扑两侧连接配电网中的2个交流节点,由于FMS

收稿日期:2022-08-30;修回日期:2023-01-09

在线出版日期:2023-04-27

基金项目:国网江苏省电力有限公司科技项目(J2022083)

Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Jiangsu Electric Co.,Ltd.(J2022083)

一般连接同一配电系统2条馈线的末端节点,实际上2个交流节点的电压幅值与相位接近。该拓扑包含模块1和模块2这2种模块:模块1为非共用模块,每个模块由三级变换器级联,两端为2个全桥子模块变换器,中间的DC/DC隔离单元为1个LC型串联谐振变换器(series resonant converter, SRC);模块2为共用模块,每个模块中只含有1个全桥子模块变换器。模块1两端的全桥子模块交流端口与模块2的全桥子模块交流端口串联,共同支撑起两侧的交流电压,再通过滤波电感与电网相连。

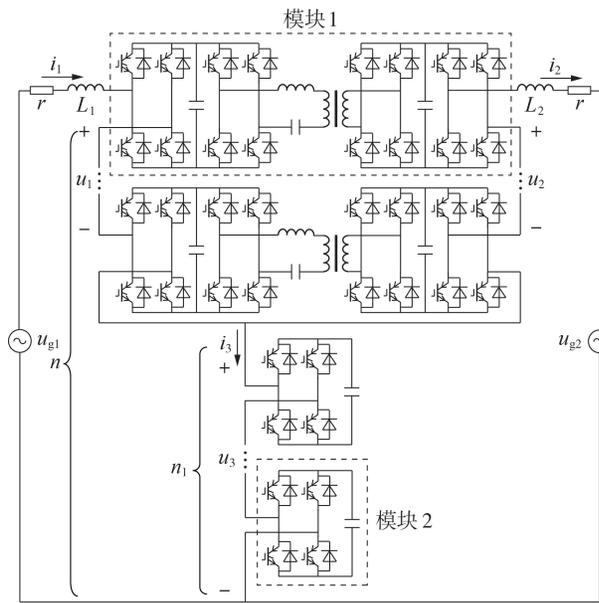


图1 SMFMS拓扑

Fig.1 Topology of SMFMS

SMFMS拓扑共有 n 个模块,其中包括 $n-n_1$ 个模块1和 n_1 个模块2。与传统的CHB-FMS拓扑相比,SMFMS拓扑通过共用模块可以节省一部分全桥子模块以及高频变压器,从而节约成本,减小设备体积。除此之外,该拓扑的有功功率一部分经过隔离单元传输,另一部分直接传输到交流侧,因此可以减小经过隔离单元的开关损耗以及变压器损耗,从而提高整个拓扑功率传输效率。

1.2 SMFMS简化电路的数学模型

建立SMFMS的简化电路模型如附录A图A1所示,其数学模型见式(1)~(6)。

$$u_{g1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + r i_1 + u_1 + u_3 \quad (1)$$

$$u_{g2} = -L_2 \frac{di_2}{dt} + r i_2 + u_2 + u_3 \quad (2)$$

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (3)$$

$$u_1 = \sum_{i=1}^{n-n_1} s_{1i} U_{dc1} = s'_1 (n-n_1) U_{dc1} \quad (4)$$

$$u_2 = \sum_{i=1}^{n-n_1} s_{2i} U_{dc2} = s'_2 (n-n_1) U_{dc2} \quad (5)$$

$$u_3 = \sum_{i=1}^{n_1} s_{3i} U_{dc3} = s'_3 n_1 U_{dc3} \quad (6)$$

式中: u_{g1} 、 u_{g2} 分别为SMFMS输入、输出侧的交流母线电压; L_1 、 L_2 分别为SMFMS输入、输出侧的滤波电感; r 为等效电阻; u_1 、 u_2 分别为模块1输入、输出侧的交流端口电压; u_3 为模块2的交流端口电压; i_1 — i_3 分别为模块1输入、输出侧的交流电流以及流入模块2的交流电流,三者均为正弦波; s_{1i} — s_{3i} 分别为模块1—3所在桥臂中全桥子模块 i 的电压调制信号; s'_1 — s'_3 分别为模块1—3所在桥臂中全桥子模块电容电压的平均调制信号; U_{dc1} — U_{dc3} 分别为模块1—3所在桥臂中全桥子模块的电容电压。下文中出现的 u_{g1} 、 u_{g2} 、 u_1 — u_3 、 i_1 — i_3 为对应变量的矢量形式。

1.3 SRC的数学模型

SMFMS拓扑的DC/DC隔离单元采用SRC,其拓扑结构见附录A图A2。SRC两端分别与输入、输出侧的全桥子模块直流侧相连。当功率正向传递时,原边的开关管采用50%的占空比互补导通,而副边的开关管不施加触发信号,采用二极管整流模式工作。功率反向传递时副边采取50%占空比互补导通,原边采用二极管整流模式工作。SRC的数学模型见附录A式(A1)、(A2)。

为了实现零电流开关控制,本文设计的SRC工作在欠谐振模式下^[16],即开关频率略小于谐振频率,功率损耗近似为0,线路无功也近似为0,故本文SRC的控制系统中直流电压增益近似为1。

1.4 可行性分析

本节以SMFMS拓扑的矢量图为例,分析SMFMS拓扑的可行性。当传输功率确定时,输入、输出侧的交流电流矢量 i_1 、 i_2 可由式(7)确定。

$$P + jQ = u_{g1} i_1^* = u_{g2} i_2^* \quad (7)$$

式中: P 、 Q 分别为传输有功、无功功率。

基于以下假设分析SMFMS拓扑的工作原理:

- ①拓扑连接的两侧交流节点电压幅值接近,相位不同;
- ②模块1—3所在桥臂的全桥子模块电容电压相同;
- ③SRC的控制系统中直流电压增益为1。

SMFMS拓扑中各电气量的矢量关系图如附录A图A3所示。本文考虑两端交流电网运行于非单位功率因数情况,即 i_1 、 u_{g1} 与 i_2 、 u_{g2} 间分别存在一定的相位差 φ_1 和 φ_2 ;进而根据式(1)、(2)可得 $u_1 + u_3$ 与 $u_2 + u_3$ 。假设输入与输出侧模块1所在桥臂电压调制波的最大调制度分别为 m_1 与 m_2 ,模块2所在桥臂电压的最大调制度为 m_3 ,根据模块2所在桥臂的全桥子模块数 n_1 与全桥子模块电容电压 U_{dc3} ,可得出模块2所在桥臂的交流端口电压最大运行范围为 $m_3 n_1 U_{dc3}$,并以矢量图的原点为圆心, $m_3 n_1 U_{dc3}$ 为半径作出圆弧 C_3 。输入与输出侧交流端口电压的最大范

围分别为 $m_1(n-n_1)U_{dc1}$ 、 $m_2(n-n_1)U_{dc2}$, 分别以 u_1+u_3 、 u_2+u_3 末端为圆心, $m_1(n-n_1)U_{dc1}$ 、 $m_2(n-n_1)U_{dc2}$ 为半径作出圆弧 C_1 、 C_2 。若圆弧 C_1 — C_3 有相交部分, 则相交的阴影区域为拓扑可正常运行的范围。同时, 由于模块 2 所在桥臂的模块均为共用模块, 而共用模块由全桥子模块与电容构成, 没有直接与负载相连, 因此该桥臂模块 2 只产生无功, 所以 u_3 与 i_3 垂直。根据式(3), 可通过 i_1 、 i_2 求出 i_3 。然后根据 i_3 的相位确定 u_3 的相位, 若 u_3 可以落在阴影区域中, 则该工况下 SMFMS 可以正常运行。同时可以通过给定 u_3 的调制度确定 u_3 。进而通过 u_1+u_3 、 u_2+u_3 与 u_3 分别作差确定 u_1 、 u_2 , 从而确定模块 1 输入、输出侧和模块 2 两端的电压调制波。

下面讨论 SMFMS 的功率因数范围, 当输出侧无功为 0、输出电流 i_2 幅值由 -5 A 变化到 5 A 时, 假设 SMFMS 的变换效率为 100% , 则可得该情况下输入侧功率因数范围如附录 A 图 A4(a) 阴影所示, 阴影部分内任意一点与圆心连线, 连线与横坐标轴夹角的余弦值即为功率因数。举实例进行说明, 假设输出侧需要的有功功率为 0.6 p.u., 且功率传输无损耗, 即输入侧有功功率也为 0.6 p.u., 则输入侧的功率因数范围如附录 A 图 A4(b) 所示。根据附录 A 图 A3 可得此工况下 i_1 的相位范围, 与虚线阴影部分求出交集, 交集中任意一点的余弦值即为 SMFMS 所能运行的功率因数。

2 控制策略

根据第 1 节分析, 为了维持系统的稳定, SMFMS 需要实现以下控制目标: ①可控制拓扑传输的有功、无功功率; ②维持非共用模块电压的稳定; ③维持共用模块电压的稳定。

首先需要求出 SMFMS 各个桥臂电压的调制波, 由于正弦调制波具有矢量特性, SMFMS 拓扑采用正弦脉宽调制策略。在每个桥臂全桥子模块数均确定的情况下, 附录 A 图 A3 中的阴影部分即为可运行范围。而 u_3 调制波的相位可以通过 i_1 、 i_2 确定, u_3 的调制度可以根据阴影部分的范围给定。 u_1 、 u_2 的调制波可由 u_1+u_3 与 u_2+u_3 的调制波分别与 u_3 的调制波作差得出。SMFMS 的总控制框图如图 2 所示。图中: U_{dcavg} 为所有全桥子模块电容电压平均值; U_{dc1avg} 、 U_{dc3avg} 分别为模块 1、2 所在桥臂上全部模块电压平均值; U_{dcref} 为所有全桥子模块电容电压平均值的参考值; U_{dc3ref} 为模块 2 所在桥臂上模块电压平均值的参考值; U_{dc1i} 、 U_{dc3i} 分别为模块 1、2 中全桥子模块 i 电容电压; P_{ref} 为传输有功功率的参考值; i_{1ref} 、 i_{2ref} 分别为 i_1 、 i_2 的参考值; M_1 — M_3 分别为 u_1 — u_3 的调制波; ω 为电网角频率; θ 为 u_{g2} 超前于 u_{g1} 的相位; α^* 为稳态时

u_3 调制波的参考相位; $\Delta\alpha$ 为 u_3 调制波相位的修正值。

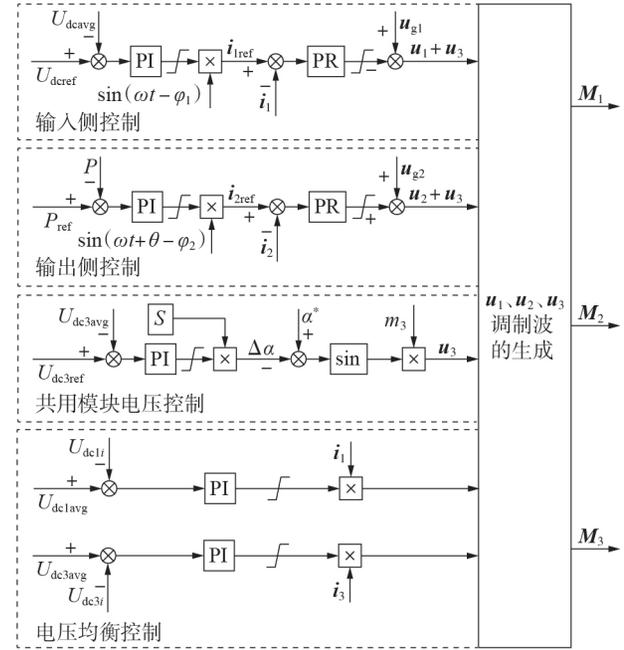


图 2 SMFMS 控制框图

Fig.2 Block diagram of SMFMS control

2.1 主控制策略

图 2 中, 外环控制器将模块直流电压均值与给定值作差, 再通过比例积分 (proportional integral, PI) 控制器产生内环输入电流给定值的有效值, 之后, 输入电流给定值的有效值与 u_{g1} 相位的单位正弦函数相乘得到输入电流内环给定值, 经过比例谐振 (proportional resonance, PR) 控制器再叠加 u_{g1} 得到 u_1+u_3 的调制波。 u_1 的调制波由 u_1+u_3 的调制波与 u_3 的调制波在一定比例下相减得到, 具体表达式为:

$$(n-n_1)U_{dc1}M_1+n_1U_{dc3}M_3=nU_{dcavg}M_{13} \quad (8)$$

式中: M_{13} 为 u_1+u_3 的调制波。由于本文中模块电容电压均相等, 因此可化简为:

$$(n-n_1)M_1+n_1M_3=nM_{13} \quad (9)$$

输出侧控制策略与输入侧相似, 外环控制器将传输功率与给定值作差, 经过 PI 控制器产生输出内环电流给定值的有效值, 之后用有效值与参考相位的单位正弦函数相乘得到输入电流内环给定值, 经过 PR 控制器再叠加 u_{g2} 得到 u_2+u_3 的调制波。 u_2 的调制波由 u_2+u_3 的调制波与 u_3 的调制波相减得到, 具体表达式如式(10)所示。

$$(n-n_1)M_2+n_1M_3=nM_{23} \quad (10)$$

2.2 共用模块控制策略

本节分析共用模块电容的能量变换, 从而对共用模块的电压控制环进行设计。假设 u_{g1} 的相位为 0° , SMFMS 电压电流示意图如图 3 所示。图中: α 为 u_3 超前于 u_{g1} 的相位。

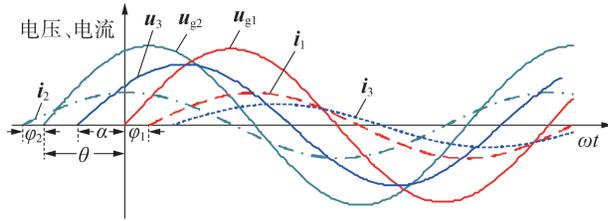


图3 SMFMS电压电流示意图

Fig.3 Schematic diagram of voltage and current of SMFMS

流入共用模块的电流 i_3 为:

$$i_3(t) = I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) - I_2 \sin(\omega t + \varphi_2 + \theta) \quad (11)$$

式中: I_1 、 I_2 分别为 i_1 、 i_2 的幅值。

共用模块的交流端口开关频率谐波,可得共用模块交流端口正弦电压为:

$$u_3(t) = U_3 \sin(\omega t + \alpha) \quad (12)$$

式中: U_3 为 u_3 的幅值。

因此可推出共用模块电容一个周期的能量变换 W_{s3} 为:

$$\begin{aligned} W_{s3} &= \int_0^T U_3 I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) \sin(\omega t + \alpha) dt - \\ &\int_0^T U_3 I_2 \sin(\omega t + \alpha) \sin(\omega t + \varphi_2 + \theta) dt = \\ &\frac{U_3 T}{2\omega} [I_1 \cos \varphi_1 \cos \alpha - I_1 \sin \varphi_1 \sin \alpha - \\ &I_2 \cos(\varphi_2 + \theta) \cos \alpha - I_2 \sin(\varphi_2 + \theta) \sin \alpha] \quad (13) \end{aligned}$$

式中: T 为周期时间。令:

$$\begin{aligned} A &= I_1 \cos \varphi_1 \cos \alpha - I_1 \sin \varphi_1 \sin \alpha - \\ &I_2 \cos(\varphi_2 + \theta) \cos \alpha - I_2 \sin(\varphi_2 + \theta) \sin \alpha \quad (14) \end{aligned}$$

在电容一个周期内,模块电压均衡条件为 $W_{s3} = 0$,由于 $U_3 T$ 为固定值,此时 $A = 0$,因此可得稳态时 u_3 调制波的参考相位 α^* 为:

$$\alpha^* = \arctan \frac{I_1 \cos \varphi_1 - I_2 \cos(\varphi_2 + \theta)}{I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin(\varphi_2 + \theta)} \quad (15)$$

令 $W_{s3} > 0$,即 $A > 0$,可得:

$$\begin{aligned} [I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin(\varphi_2 + \theta)] \sin \alpha < \\ [I_1 \cos \varphi_1 - I_2 \cos(\varphi_2 + \theta)] \cos \alpha \quad (16) \end{aligned}$$

由于 $-90^\circ < \alpha < 90^\circ$, $\cos \alpha > 0$,可得:

$$\begin{aligned} [I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin(\varphi_2 + \theta)] \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} < \\ [I_1 \cos \varphi_1 - I_2 \cos(\varphi_2 + \theta)] \quad (17) \end{aligned}$$

令:

$$B = I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin(\varphi_2 + \theta) \quad (18)$$

根据上述推导设计图2所示共用模块电压控制环。将共用模块的电压给定值与共用模块电压均值作差,差值通过PI控制器与式(18)的正负信号值 S ($S = \pm 1$)相乘,从而产生 u_3 调制波相位的修正值 $\Delta\alpha$ 。 u_3 调制波的参考相位值 α^* 与 $\Delta\alpha$ 相减产生 u_3 调制波的相位,确定调制度 m_3 ,从而产生 u_3 的调制波。

2.3 模块电压均衡控制策略

SMFMS的全桥子模块电压均衡控制与CHB-FMS类似,其控制目标为均衡桥臂内的各个全桥子模块电压以保证系统的电压稳定。模块电压均衡策略框图如图2所示,模块1所在桥臂上的每个全桥子模块电容电压与该桥臂所有模块电容电压的平均值作差,所得结果通过PI控制器产生的修正值与该桥臂电流相乘,得出全桥子模块电容电压的修正调制波,将其叠加在该桥臂的主调制波上。

3 全桥子模块数量优化设计

由于SMFMS拓扑结构的特殊性,在模块电压大小确定后可得出模块1、2中全桥子模块数量的最优组合,从而最大限度地节约拓扑成本,减小设备体积,提升效率。

本节的优化目标为全桥子模块数量最少,由于所提拓扑每相对称,对单相拓扑进行分析。分析前做出如下假设:①模块1与模块2中各全桥子模块的电容电压相等;②忽略交流电感,使 $u_1 + u_3$ 近似等于 u_{g1} , $u_2 + u_3$ 近似等于 u_{g2} ;③ u_{g1} 与 u_{g2} 之间相位差为 θ ;④输入侧功率因数角为 φ_1 ,输出侧功率因数角为 φ_2 。

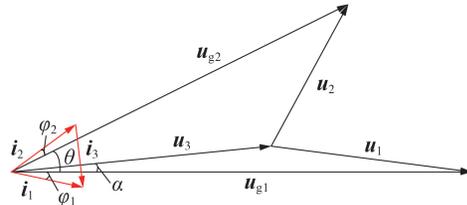


图4 模块设计矢量图

Fig.4 Vector diagram of module design

根据图4所示矢量关系,全桥子模块总数可简化为仅包含未知量 U_3 的表达式。将实际工况代入后,可求出表达式的最优解,进而得出全桥子模块总数。全桥子模块数量优化模型见附录A式(A3)~(A13)。接下来以一个实际工况案例分析CHB-FMS、背靠背式MMC以及本文SMFMS拓扑所需的全桥子模块总数,该案例参数如附录A表A1所示。

以每个桥臂电压调制波的调制度均不小于0.85进行设计,为方便对比,设全桥子模块的电容电压均相同,器件承受电压电流峰值近似,SMFMS与CHB-FMS中SRC的参数近似。由此可得:SMFMS共需要15个模块(11个共用模块,4个非共用模块);传统的CHB-FMS和背靠背式MMC中单相桥臂均需13个模块。CHB-FMS、背靠背式MMC以及本文所提SMFMS拓扑中所需元器件数量对比见表1。由表可知,SMFMS在成本、体积和元器件数量上有较大的优势,其损耗相对CHB-FMS较小。并且由附录A图A5可得,相较于CHB-FMS,SMFMS效率提升了0.72%。

表 1 3种FMS元器件数量对比
Table 1 Quantity comparison of three FMSs' components

变换器种类	电感数量	电容数量	全桥/半桥子模块数量	绝缘栅双极型晶体管数量	高频变压器数量
CHB-FMS	6	78	156	624	39
背靠背式MMC	12	312	312	624	0
SMFMS	6	57	81	324	12

4 仿真实验

4.1 仿真设计

为了验证所提SMFMS拓扑以及控制策略的可行性,本节基于MATLAB/Simulink仿真平台对图1所示SMFMS拓扑进行仿真,仿真参数见附录A表A2。

4.2 稳态仿真

SMFMS拓扑的稳态仿真结果如图5所示。输入侧电压幅值为8165 V,电流幅值为81.65 A;同时电压、电流相位相同,满足功率因数为1的控制要求;输入侧电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为0.69%,波形质量好。输出侧电压幅值为8165 V,电流幅值为81.65 A,同时输出侧电压、电流相位相同,输出侧电流相位超前输出侧 30° ,满足控制要求;输出侧电流的THD为1.07%,波形质量满足

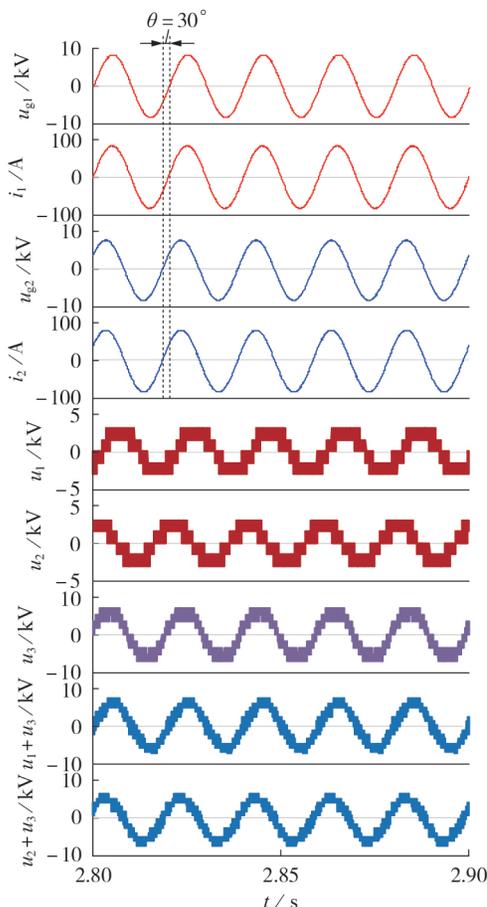


图5 SMFMS稳态仿真结果

Fig.5 Steady-state simulative results of SMFMS

要求。由于模块1数量为2个,模块2数量为4个,所以 u_1 和 u_2 电平数为5, u_3 电平数为9,并且 u_2 超前于 u_3 , u_3 超前于 u_1 。输出侧交流端口电压相位超前输入侧,输入、输出交流端口电压均为13电平。由稳态仿真结果可以得出,SMFMS拓扑可以实现与传统CHB-FMS相同的功能,即其可以取代传统的CHB-FMS进行功率传输。

4.3 动态仿真

为了验证拓扑及控制的动态特性,本节对该拓扑进行了动态仿真,动态仿真波形见图6。1.5~2 s时传输功率的控制目标为1 MW,2~2.5 s时将控制目标更改为0.5 MW,2.5 s后再将控制目标更改为1 MW。从传输功率曲线可以看出:该拓扑功率动态跟踪性能良好,1.5~2 s输入、输出电流幅值均为81.65 A,2~2.5 s时幅值减半,2.5 s后恢复初值,满足控制要求;并且拓扑动态响应较快。

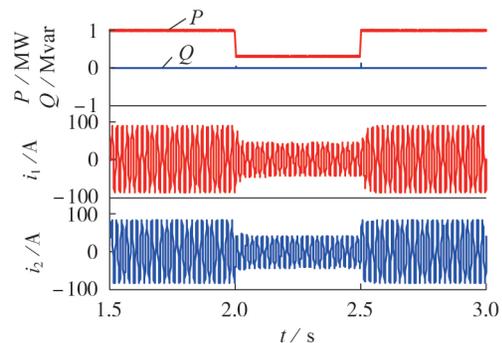


图6 SMFMS动态仿真结果

Fig.6 Dynamic-state simulative results of SMFMS

5 实验验证

搭建附录A图A6所示的实验样机,该样机的额定功率为500 W,模块1、2各1个。ITECH IT7600交流可编程电源连接SMFMS拓扑的输入侧,输出侧连接2个1000 W的负载电阻。实验采用的开关管共有20个,均为英飞凌公司的绝缘栅双极型晶体管,型号为IKW50N60T(600 V/50 A)。全桥子模块电容共有3个,选用1000 μ F/450 V直插式电解电容。SRC中的谐振电容选用1 μ F/1500 V的薄膜电容。其余参数设计如附录A表A3所示。

由于实验采用电阻负载,为了保证两端交流电压不变,在实验控制中将输出级的双闭环的功率外环改为交流电压外环。附录A图A7(a)为稳态输入、输出侧的电压、电流波形。由图可知:输入侧电压 u_{g1} 与输出侧电压 u_{g2} 幅值相同,输出侧电压相位超前于输入侧电压 30° ;同时输入侧电流与输出侧电流幅值也相同,输出侧电流相位超前输入侧电流 30° 。附录A图A7(b)为稳态条件下非共用模块的电容电压与共用模块的电容电压的波形,额定条件下均稳定在100 V。实验结果与仿真结果一致,证明了

本文所提拓扑控制策略的正确性。

除了稳态实验,本节通过投切负载电阻改变系统所接入的负载,进行动态实验。附录A图A7(c)为半载到满载跳变的实验波形,从跳变开始到系统再次稳定的时间为0.863 s,输出电压最终保持不变,输入、输出电流幅值增长为原来的2倍。附录A图A7(d)为满载跳变到半载的实验波形,从跳变到稳定的时间为1.14 s,输出侧电压最终保持不变,输入、输出侧电流幅值降为原来的1/2。实验结果证明SMFMS拓扑动态性能良好,有一定的实用价值。

通过实验验证了SMFMS拓扑可实现不同的交流配电网端口互联,同时可以控制功率传输,实现柔性合环的功能,进一步证明了所提拓扑控制策略的正确性,并分析了其动态性能。

6 结论

本文提出了一种适用于配电网的SMFMS拓扑,建立SMFMS拓扑数学模型,并提出了适用于该拓扑的控制策略。该拓扑相比于传统的CHB-FMS可以节省大量的模块以及高频变压器,从而节约了成本,减小了体积,提高了功率密度与效率。最后通过实验进行验证,验证了所提拓扑以及控制策略的正确性。实验结果表明SMFMS拓扑电气量的波形质量以及动态性能较好。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 杨万里,涂春鸣,兰征,等. 基于储能型柔性多状态开关的直流微电网与交流配电网柔性互联策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 254-260.
YANG Wanli, TU Chunming, LAN Zheng, et al. Flexible interconnection strategy between DC microgrid and AC distribution grid based on energy storage flexible multi-state switch[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 254-260.
- [2] 段青,沙广林,盛万兴,等. 配电网柔性互联系统多模式运行及其调控策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(11): 9-24.
DUAN Qing, SHA Guanglin, SHENG Wanxing, et al. Multi-mode operation and its control strategy of flexible interconnected system for distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(11): 9-24.
- [3] 林湘宁,李卓,叶雨晴,等. 基于并查集的柔性多状态开关定容方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(6): 1-8.
LIN Xiangning, LI Zhuo, YE Yuqing, et al. Sizing method of flexible multi-state switches based on union-find set[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(6): 1-8.
- [4] 杨勇,李继红,周自强,等. 智能配电柔性多状态开关技术、装备及示范应用[J]. 高电压技术, 2020, 46(4): 1105-1113.
YANG Yong, LI Jihong, ZHOU Ziqiang, et al. Technology, equipment and demonstration application of flexible multi-state switch in intelligent distribution network[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(4): 1105-1113.
- [5] 杨欢,蔡云旖,屈子森,等. 配电网柔性开关设备关键技术及其发展趋势[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 153-165.
YANG Huan, CAI Yunyi, QU Zisen, et al. Key techniques and development trend of soft open point for distribution net-

work[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 153-165.

- [6] 陈志业. 面向中低压配电网的柔性多状态开关拓扑选型研究[D]. 杭州:浙江大学, 2020.
CHEN Zhiye. Research on topology selection analysis of flexible multi-state switch for medium and low voltage distribution network[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [7] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multi-level converter topology suitable for a wide power range[C]// Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy: IEEE, 2003: 1-6.
- [8] 阳岳希,杨杰,贺之渊,等. 基于MMC的背靠背柔性直流输电系统控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(4): 120-124, 157.
YANG Yuexi, YANG Jie, HE Zhiyuan, et al. Control strategy of MMC based back-to-back HVDC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(4): 120-124, 157.
- [9] 吉宇,郑建勇,梅军,等. MMC-HVDC的环流抑制和并网控制策略[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2015, 45(2): 289-294.
JI Yu, ZHENG Jianyong, MEI Jun, et al. Circulation current suppressing and grid-connected strategy of MMC-HVDC[J]. Journal of Southeast University(Natural Science Edition), 2015, 45(2): 289-294.
- [10] 杨晓峰,林智钦,周楚尧,等. 模块化多电平换流器MMC的环流抑制技术综述[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 58-68.
YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHOU Chuyao, et al. Survey of circulating current suppressing technologies in MMC[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6): 58-68.
- [11] ANTONOPOULOS A, ANGQUIST L, HARNEFORS L, et al. Optimal selection of the average capacitor voltage for variable-speed drives with modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 227-234.
- [12] 孙玉巍. 级联式电力电子变压器控制技术研究[D]. 北京:华北电力大学(北京), 2018.
SUN Yuwei. Control techniques for the cascaded power electronic transformer[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2018.
- [13] 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.
JI Zhendong. Research on key techniques of cascaded power electronic transformer[D]. Nanjing: Southeast University, 2015.
- [14] AKAGI H, KITADA R. Control and design of a modular multilevel cascade BTB system using bidirectional isolated DC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2457-2464.
- [15] OUYANG S D, LIU J J, YANG Y, et al. DC voltage control strategy of three-terminal medium-voltage power electronic transformer-based soft normally open points[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3684-3695.
- [16] 薛晨扬. 适用于中压直流配电网的直流变压器研究[D]. 南京:东南大学, 2019.
XUE Chenyang. Study on DC transformer for medium voltage DC distribution network[D]. Nanjing: Southeast University, 2019.

作者简介:



史明明(1986—),男,工程师,博士,研究方向为新能源发电技术、电能质量分析与控制(E-mail: simon8612@126.com)。

(编辑 王欣竹)

(下转第166页 continued on page 166)

- [16] 范书静. LCC-S型多负载动态无线供电系统的研究[D]. 济南:山东大学,2021.
FAN Shujing. Research on LCC-S multi-load dynamic wireless power supply system[D]. Jinan:Shandong University,2021.

作者简介:

殷金安(2000—),男,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输、高频谐振变换器(E-mail:yinjinan@nuaa.edu.cn);



殷金安

陈乾宏(1974—),女,教授,博士研究生导师,主要研究方向为磁集成、无线电能传输、高功率密度变换器技术(E-mail:chenqh@nuaa.edu.cn);

尹艳浩(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输(E-mail:dwc-shao@nuaa.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Modification of small signal model and improvement of control strategy for post-stage voltage regulator in dynamic IPT system

YIN Jin'an¹, CHEN Qianhong¹, YIN Yanhao¹, HE Mingliang¹, LIU Lidong²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211116, China;

2. Hengdian Group DMEGC Magnetics Co., Ltd., Dongyang 322118, China)

Abstract: For the mono-rail dynamic wireless power transfer system, considering the influence of the discontinuous current of the rectifier and the parasitic parameters of the secondary resonant circuit, the relationship between the rectified voltage and the load is analyzed. It is pointed out that the large range of rectified voltage fluctuation caused by load changes brings challenges to the modeling and closed-loop parameter design of the post-stage voltage regulator. In order to describe the small signal model of the post-stage voltage regulator more accurately, the influence of secondary side resonant circuit is considered, and the amplitude / frequency correction coefficient is introduced to correct the low-frequency gain and the mid-frequency resonant peak frequency of the small signal model of the post-stage voltage regulator. On this basis, in order to further improve the dynamic response capability of the system to variable loads, a rectifier voltage feedforward link is added. Simulative and experimental results verify the correctness of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed scheme.

Key words: dynamic wireless power transfer; parasitic parameters; rectified voltage; small signal model; control strategy

(上接第160页 continued from page 160)

Research on single-phase shared modular flexible multi-state switch

SHI Mingming, LIU Ruihuang, YUAN Yubo, YUAN Xiaodong, ZHANG Chenyu, MIAO Huiyu

(Electric Power Research Institute of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China)

Abstract: Flexible multi-state switch (FMS), as a new type of power electronic device, can be connected to different distribution networks to realize the function of regulating power transmission. Based on cascaded H-bridge flexible multi-state switch (CHB-FMS), a single-phase shared modular FMS topology is proposed. The CHB-FMS module is composed of three stages: rectifier, isolator and inverter. The new topology uses the idea of module sharing, and the shared modular only retains rectifier stage, which can save a lot of full bridge modules and DC/DC isolation modules, and effectively reduce the volume and cost of FMS. The working principle of single-phase shared modular FMS topology is studied, its mathematical model is established, the parameter design method is studied, the voltage and power control equations are derived, and the module voltage equalization strategy is proposed. Finally, a 500 W single-phase shared modular FMS principle experimental prototype consisting of two modules is built, the power transmission and power jump experiments under different phases are realized, and the feasibility of the proposed topology and its control strategy is verified.

Key words: flexible multi-state switch; distribution network; cascaded H-bridge; shared modular; double closing-loop control

附录 A

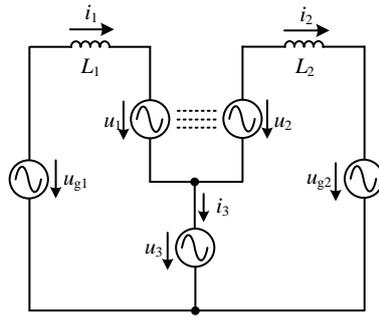


图 A1 SMFMS 简化电路

Fig. A1 Simplified equivalent circuit of SMFMS

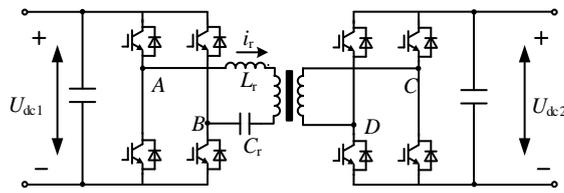


图 A2 SRC 拓扑

Fig. A2 Topology of SRC

SRC 的电压增益表达式 U_R 为:

$$U_R = \frac{U_{dc2}}{U_{dc1}} = \frac{w_R^2}{w_R^2 (P_R + 1) + j \cdot Q_R (w_R^2 - 1)} \quad (A1)$$

其中, w_R 为开关频率与谐振频率的比, U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为原副边直流电压, P_R 代表线路中的损耗, Q_R 为线路中的无功。

SRC 的谐振频率 f_r 如式(A2)所示:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (A2)$$

其中, L_r 为谐振电感, C_r 为谐振电容。

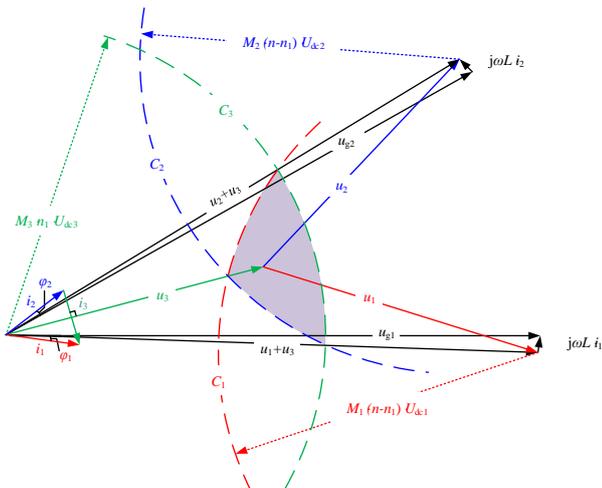
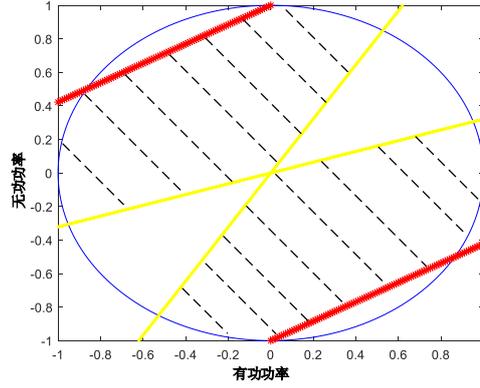
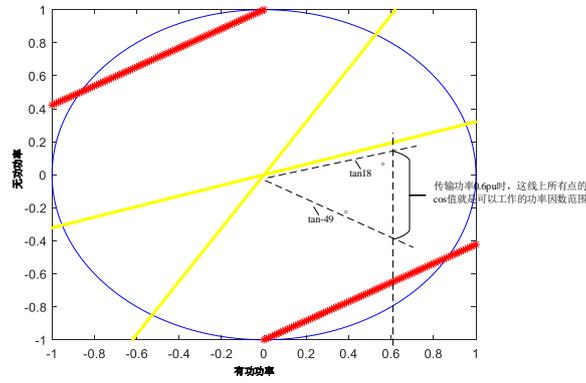


图 A3 SMFMS 拓扑矢量图

Fig.A3 Vector diagram of SMFMS



(a) 功率因数总范围



(b) 传输功率为 0.6 p.u.时功率因数

注：过圆心黄色直线是 i_3 的角度范围，不过圆心的红色星线是 i_3 的幅值约束。

图 A4 拓扑功率因数范围

Fig.A4 Power Factor Range

由于模块电容电压已经确定，因此全桥模块数量只与 u_1 、 u_2 、 u_3 的幅值有关。从图 4 可以看出，为了做到模块数量最少，优化目标可用式(A3)表达。

$$\min G = U_1 + U_2 + U_3 \quad (A3)$$

其中， U_1 、 U_2 、 U_3 是 u_1 、 u_2 、 u_3 的幅值。

首先设置 α 角 ($-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$) 如图 4 上标注。

根据余弦定理可得

$$I_3 = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1I_2 \cos(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)} \quad (A4)$$

根据正弦定理可得

$$\frac{I_3}{\sin(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)} = \frac{I_1}{\sin(\frac{\pi}{2} - \theta + \alpha - \varphi_2)} \quad (A5)$$

因此求得

$$\cos(\theta - \alpha + \varphi_2) = \frac{I_1 \sin(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)}{I_3} = \frac{I_1 \sin(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1I_2 \cos(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)}} \quad (A6)$$

从而得到

$$\alpha = \theta + \varphi_2 - \arccos\left(\frac{I_1 \sin(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1 I_2 \cos(\theta + \varphi_1 + \varphi_2)}}\right) \quad (\text{A7})$$

根据不同三角形中的余弦定理可得

$$U_1 = \sqrt{(U_{g1})^2 + (U_3)^2 - 2U_{g1}U_3 \cos \alpha} \quad (\text{A8})$$

$$U_2 = \sqrt{U_3^2 + U_{g2}^2 - 2U_3U_{g2} \cos(\theta - \alpha)} \quad (\text{A9})$$

此时

$$G = U_1 + U_2 + U_3 = \sqrt{(U_{g1})^2 + (U_3)^2 - 2U_{g1}U_3 \cos \alpha} + \sqrt{U_3^2 + U_{g2}^2 - 2U_3U_{g2} \cos(\theta - \alpha)} + U_3 \quad (\text{A10})$$

在上式中，只有 U_3 为变量，需要求得在满足上述约束的条件下， G 取最小值时的 U_3 。因此求得满足下式的 U_3 ：

$$\frac{dG}{dU_3} = 0 \quad (\text{A11})$$

由于算式较复杂，难以求出 U_3 的算式表达式，可以根据实际工况代入其他参数的具体数值来求解，但是此时的 U_3 只代表 u_3 的理想幅值，并没有考虑到模块电压值固定带来的取整问题以及调制比问题，仍需要对求得 U_1 、 U_2 、 U_3 进行处理，求出模块 1、模块 2 的数量的参考值，如下式所示：

$$N_{nm}^* = \max \left\{ \text{ceil} \left(\frac{U_1}{M_1 U_{dc1}} \right), \text{ceil} \left(\frac{U_2}{M_2 U_{dc2}} \right) \right\} \quad (\text{A12})$$

$$N_{sm}^* = \text{ceil} \left(\frac{U_3}{M_3 U_{dc3}} \right) \quad (\text{A13})$$

其中， N_{nm} 为模块 1 的数量， N_{sm} 为模块 2 的数量， ceil 函数为向上取整， \max 函数为取最大值函数。

表 A1 案例参数

Table A1 Parameters of case

参数	数值
输入侧电压	10∠0° kV
输出侧电压	10∠30° kV
模块直流电压	750 V
额定传输功率	1 MV · A

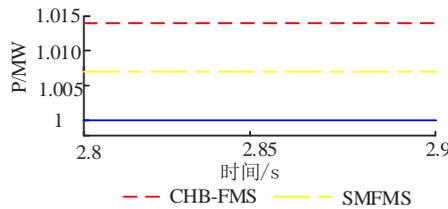


图 A5 功率损耗对比

Fig. A5 Power loss comparison

表 A2 仿真参数

Table A2 Parameters of simulation

参数	数值	参数	数值
输入侧交流线电压	10 kV	开关频率	5 kHz
输出侧交流线电压	10 kV	桥臂模块数	6
系统频率	50 Hz	共用模块数	4
两侧相位差	30°	高频变压器变比	1:1
目标传递功率	1 MW	谐振腔电感	57 μH
交流侧滤波电感	10 mH	谐振腔电容	1 μF
子模块电容值	1 000 μF	SRC 开关频率	20 kHz
子模块电容电压值	1 600 V		

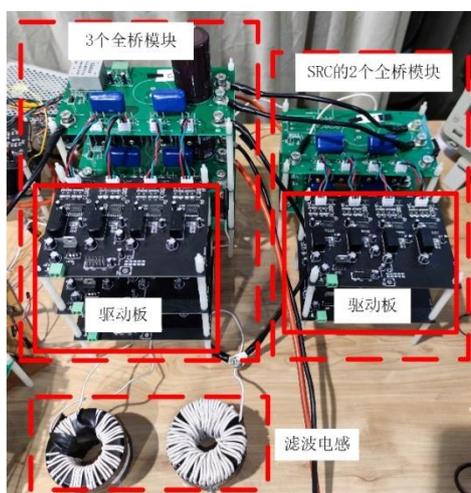


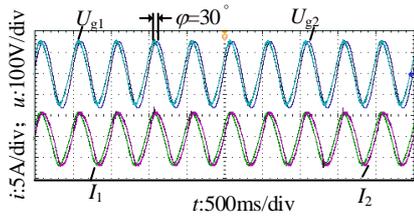
图 A6 SMFMS 实验样机

Fig. A6 Experimental prototype of SMFMS

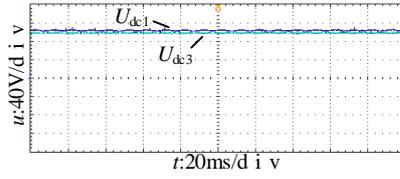
表 A3 实验参数

Table A3 Parameters of experiment

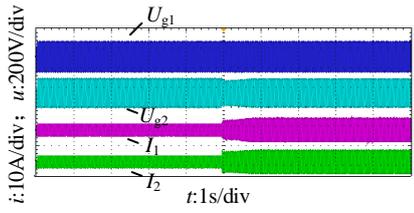
参数	数值
输入侧交流电压	160∠0° V
输出侧交流电压控制目标	160∠30° V
输出侧负载电阻	25/50Ω
交流侧滤波电感	2.5mH
目标传输功率	500W/250W
SRC 谐振电感	57uH
SRC 谐振电容	1uF
变压器变比	1:1
子模块电容值	1mF
每个模块的直流电压	100V
单相总模块数	2
模块 1 数	1
模块 2 数	1



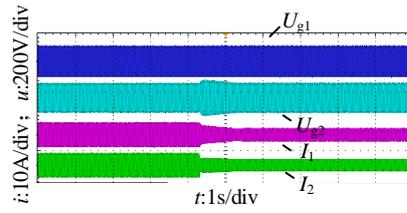
(a) 稳态下输入输出电压电流波形



(b) 稳态下非共用模块与共用模块电容电压



(c) 半载到满载动态实验



(d) 满载到半载动态实验

图 A7 单相拓扑实验波形

Fig. A7 Experimental waveforms of single-phase topology