

DOI: 10.7500/AEPS20130530014

新型模块化高压大功率 DC-DC 变换器

赵成勇¹, 李路遥¹, 翟晓萌¹, 黄晓明², 陆 翌², 裴 鹏²

(1. 新能源电力系统国家重点实验室, 华北电力大学, 北京市 102206;

2. 国网浙江省电力公司电力科学研究院, 浙江省杭州市 310014)

摘要: 针对高压大功率场合下的直流电压变换需求,提出了一种新型模块化 DC-DC 变换器。该变换器开关频率低、损耗小,内部无线圈,结构简单,采用模块化设计易于扩展,且控制方式简单,适用于电压等级高、传输容量大的直流输电场合。分别设计了单向 DC-DC 变换器和双向 DC-DC 变换器,阐述了 2 种变换器拓扑结构、工作原理以及控制方式,并通过对比介绍了新型变换器的优势。PSCAD/EMTDC 环境下的仿真实验表明,新型 DC-DC 变换器可以很好地实现直流变压功能,直流电压电流波形理想。

关键词: DC-DC 变换器; 拓扑结构; 高压直流输电; 低开关频率

0 引言

文献[1]中提到了需要建设全国性的直流骨干输电网,这样不仅能够有效地开发利用可再生资源,也能够积极推动坚强智能电网的建设。随着直流电网概念的提出,对新一代电网的构想已有阶段性的成果,其中就提到了大容量新型直流输电装备的研究。DC-DC 变换器是直流电网的重要组成部分,一般直流电网中使用的变换器电压等级较高,而现有的高压直流变换器技术不够成熟,因此,急切需要一种可应用于高压大功率场合的 DC-DC 变换器。

由于单个全控型功率器件的耐压水平较低,不能满足高压场合的使用条件^[2-3],为了实现低压功率器件在高压电能变换中的应用,一般采取功率器件的串并联技术、变换器子模块(SM)的串并联技术和多电平技术等。功率器件的串并联技术,是通过串并联低功率开关器件承受高压大电流,从而实现较高等级功率变换的目的^[4]。由于功率器件参数的离散性,需要复杂的动、静态均压电路和均流电路,大大降低了系统的可靠性。变换器子模块串并联组合 DC-DC 变换器^[5-7],通过将多个直流变换器模块的输入和输出进行相互串联或并联来分担负载功率,从而降低功率器件电压和电流应力,现在该技术已较为成熟,但应用于直流电网仍存在问题:一般单个子模块由绝缘栅双极型晶体管(IGBT)和绕组

线圈组成,为了增大子模块的功率密度,会提高 IGBT 的开关频率,则变换器损耗变大。基于多电平技术的 DC-DC 变换器^[8-9],通过设计变换器的拓扑实现高压大功率的能量传输,其具有诸多优势,但随着电压等级的提高,传统基于多电平技术的 DC-DC 变换器电路拓扑和控制复杂程度明显增大,可靠性随之降低,同时开关频率和损耗变大。

本文针对未来直流电网中的高压大功率 DC-DC 变换器要求,提出了一种新型模块化 DC-DC 变换器,并针对不同应用场合,设计了 2 种高压大功率 DC-DC 变换器:单向 DC-DC 变换器和双向 DC-DC 变换器。单向 DC-DC 变换器适用于功率传输方向一定的电压变换场合,造价低,控制方式简单;双向 DC-DC 变换器可实现功率的双向流动,控制方式灵活,但造价较高。本文分别介绍了两者的工作原理以及控制方式,并通过对比找出新型 DC-DC 变换器的优势,最后,对提出的新型拓扑结构进行仿真研究。仿真结果表明,新型模块化 DC-DC 变换器可以实现直流电压变换功能,开关频率低,损耗小,适用于电压等级高、传输容量大的直流输电场合。

1 单向 DC-DC 变换器

1.1 单向 DC-DC 变换器拓扑结构

图 1 所示为单向 DC-DC 变换器的拓扑结构图。单向 DC-DC 变换器的拓扑结构左侧由 4 个桥臂和 2 个平波电抗器 L_{x1} 组成,每个桥臂由若干个相互连接且结构相同的子模块与一个桥臂电抗器 L_1 串联构成,电抗器 L_1 用来抑制桥臂间环流。上下 2 个桥臂为一组,单向 DC-DC 变换器的拓扑结构左侧由

收稿日期: 2013-05-30; 修回日期: 2013-06-13。

国家自然科学基金资助项目(51177042);国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2013AA050105)。

2 组桥臂组成,称为 A 组桥臂和 B 组桥臂。4 个桥臂具有严格对称性,即各子模块的参数和各桥臂电抗值都是相同的。输入端的平波电抗器用于减少电流纹波。

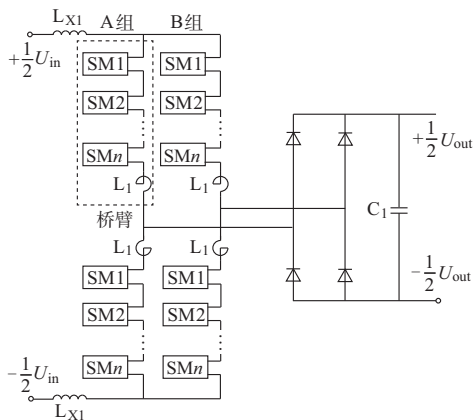


图 1 单向 DC-DC 变换器拓扑
Fig.1 Topology of unidirectional DC-DC converter

桥臂上的子模块拓扑结构如图 2 所示,每个子模块由 2 个作为开关单元的 IGBT 和一个直流储能电容构成, U_{SM} 为子模块的端口输出电压, i_{SM} 为该子模块所在桥臂的电流, U_c 为子模块的电容电压。

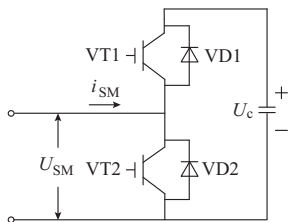


图 2 子模块结构图
Fig.2 Configuration of an SM

每个子模块都是两端元件,通过控制 VT1 和 VT2 的开通和关断,子模块输出电压 U_{SM} 可以同时 2 种电流方向的情况下交替输出电容电压 U_c 与 0^[10]。

以 A 组上桥臂为例,共有 n 个子模块,可将这 n 个子模块输出的总电压等效为可控电压源。若桥臂的子模块数量足够多,通过控制各个子模块的投入和切出,即可输出多种波形的电压。变换器右侧是一个不可控整流电路,保证输出电压的极性不变。

1.2 单向 DC-DC 变换器工作原理

单向 DC-DC 变换器的等值电路图如图 3 所示。由于变换器中 2 组桥臂具有严格的对称性,故以 A 组桥臂为例。图 3 中, u_{A1} 和 u_{A2} 分别为 A 组上、下桥臂等效可控电压源输出电压,表达式如下:

$$\begin{cases} u_{A1} = \sum_{i=1}^n u_{cA1i} S_{A1i} \\ u_{A2} = \sum_{i=1}^n u_{cA2i} S_{A2i} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{cA1i} 和 u_{cA2i} 分别为 A 组上、下桥臂各子模块的电容电压; S_{A1i} 和 S_{A2i} 分别为 A 组上、下桥臂各子模块的开关函数。

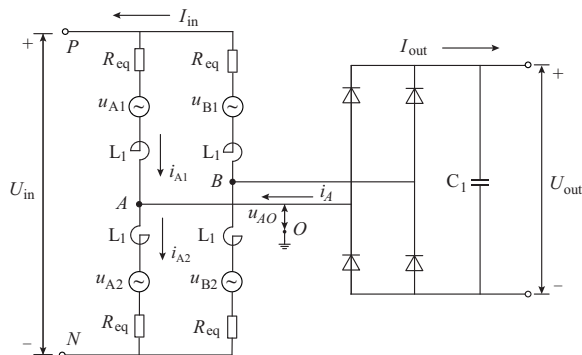


图 3 单向 DC-DC 变换器等值电路图
Fig.3 Equivalent circuit of the unidirectional DC-DC converter

图 3 中, u_{AO} 为 A 点的对地电压,P 点和 N 点相对于参考中性点 O 的电压分别为 $0.5U_{in}$ 和 $-0.5U_{in}$,满足:

$$\begin{cases} u_{A1} = \frac{1}{2} U_{in} - u_{AO} \\ u_{A2} = \frac{1}{2} U_{in} + u_{AO} \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)中的上、下两式相加,得到:

$$u_{A1} + u_{A2} = U_{in} \quad (3)$$

由于该拓扑结构的 2 组桥臂具有严格的对称性,每组桥臂的上、下 2 个桥臂同样也具有严格的对称性,因此,输入端直流电流 I_{in} 在 2 组单元间被均分,A 组桥臂的输出端电流也被上、下 2 个桥臂均分。因此,A 组上、下桥臂电流为:

$$\begin{cases} i_{A1} = -\frac{1}{2} I_{in} - \frac{1}{2} i_A \\ i_{A2} = \frac{1}{2} i_A - \frac{1}{2} I_{in} \end{cases} \quad (4)$$

B 组桥臂与 A 组桥臂的工作原理相同。为了使一组桥臂上的电容有充电和放电 2 个过程,A 点的对地电压 u_{AO} 的极性必须不断改变,从而使一组桥臂上的电流方向发生改变,以保证子模块能量守恒从而使电容电压保持恒定。由图 3 可知,当 u_{AO} 和 u_{BO} 为相位互差 180° 的对称方波时,通过不可控整流电路可以得到稳定的直流电压,电压幅值与方波幅值大小相同。若触发产生的方波幅值小于输入

的直流电压 $0.5U_{in}$, 拓扑可实现直流降压目的。

由式(2)可知, A 组上半桥臂电压 $u_{A1} = 0.5U_{in} - u_{AO}$, 其中 U_{in} 为定值, u_{A1} 为不对称方波, 方波的低值为 $0.5U_{in} - 0.5U_{out}$ ($U_{in} > U_{out}$), 高值为 $0.5U_{in} + 0.5U_{out}$ 。同理, A 组下半桥臂输出电压 u_{A2} 也为不对称方波, 幅值相等, 相位相差 180° , u_{A1} 和 u_{A2} 的波形如图 4 所示。

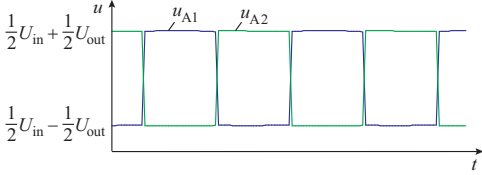


图 4 u_{A1} 和 u_{A2} 方波波形

Fig.4 Square waveforms of u_{A1} and u_{A2}

若采取相应的稳压措施, 各子模块的电容电压近似相等, 大小为 U_c , 则式(1)可简化为:

$$\begin{cases} u_{A1} = N_{A1}U_c \\ u_{A2} = N_{A2}U_c \end{cases} \quad (5)$$

式中: N_{A1} 和 N_{A2} 分别为 A 组上、下桥臂投入的子模块个数。

输入和输出电压的公式为:

$$\begin{cases} U_{in} = nU_c \\ U_{out} = |u_{AO}| \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)和式(6)代入式(2)中可得:

$$U_{out} = \left| \frac{n}{2} - N_{A1} \right| U_c \quad (7)$$

因此, 单向 DC-DC 变换器的变比为:

$$k_1 = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{|n - 2N_{A1}|}{2n} \quad (8)$$

由式(8)可知当输入电压值确定, 通过一定的调制策略改变 N_{A1} 的大小可实现变换器的变比可调。

1.3 单向 DC-DC 变换器调制策略及电容电压平衡控制策略

单相 DC-DC 变换器调制策略相对简单, 以 A 组子模块为例, 在半个周期内 A 组上桥臂投入的子模块个数为:

$$N_{A1}' = \frac{U_{in} - U_{out}}{2U_c} \quad (9)$$

同理, 在另半个周期内 A 相上桥臂投入的子模块个数为:

$$N_{A1}'' = \frac{U_{in} + U_{out}}{2U_c} \quad (10)$$

由对称性可知 B 组上、下桥臂需要投入的子模块个数。当变换器运行时, A 组上桥臂投入的子模块个数在 N_{A1}' 和 N_{A1}'' 之间切换, 每个状态维持的时间相同, 均为半个周期, 状态切换越快, 输入电流

I_{in} 的谐波含量越低, 但损耗变大, 同时桥臂电抗器 L_1 会使输出电压波形产生畸变, 因此需选择合适的方波频率。

由于变换器开关元件的频繁关断会给直流系统带来谐波, 谐波含量与方波 (u_{AO}) 的频率有关, 方波频率越大, 谐波含量越小。若方波频率为 f , 则会产生 $kf/50$ ($k=1, 2, \dots$) 次谐波, 可通过添加平波电抗器来减小电流的波动, 必要时可加装滤波器。

为了实现变换器各桥臂上子模块电容电压平衡, 本文采取如下具体做法: 控制与监测系统周期性地检测同一个桥臂内的各子模块电容电压和桥臂电流, 然后通过软件对子模块电容电压进行排序, 最后根据桥臂电流的方向有选择性地投入或切换相应的子模块。这种方法操作简单, 易于在硬件上实现。子模块电容电压排序的频率 f_1 决定了 IGBT 的开关频率, 一般情况下, 在桥臂子模块导通个数的切换时刻需进行排序运算, 但是有时为了防止电容的波动过大, 可以适当提高电容电压排序的频率, 即 $f_1 \geq f$ 。

2 双向 DC-DC 变换器

2.1 双向 DC-DC 变换器拓扑结构

单向 DC-DC 变换器的功率传输方向是固定的, 适用于特定的电压变换场合, 例如传统直流输电, 其功率传输方向不变。对于某些需要功率双向流动的场合, 例如电压源换流器型高压直流输电 (VSC-HVDC), 此时单向 DC-DC 变换器不能满足要求, 则需要功率可双向流动的 DC-DC 变换器。

图 5 为双向 DC-DC 变换器拓扑结构图。

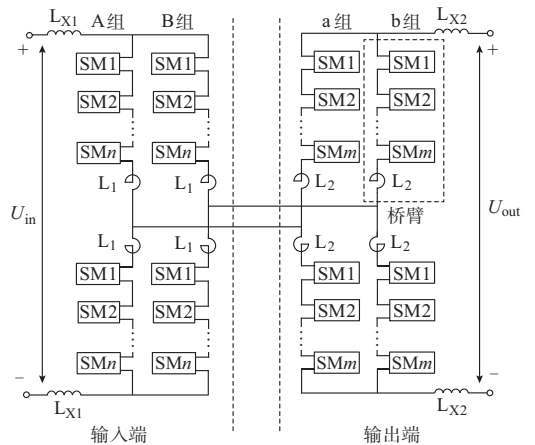


图 5 双向 DC-DC 变换器拓扑

Fig.5 Topology of bidirectional DC-DC converter

该变换器拓扑输入端与单向 DC-DC 变换器相同, 将输出端的不可控整流电路改为模块化结构。由于单向 DC-DC 变换器输出端的二极管限制了电

流的方向,因而其只能以一边作为电源侧向另一边供电。双向 DC-DC 变换器两端均采用模块化设计,通过一定的控制策略可以使两端电容同时进行充放电,实现功率的双向流动,但是造价方面相对于单相 DC-DC 变换器较高。

双向 DC-DC 变换器拓扑输入端上、下桥臂投入运行的子模块个数均为 $n = U_{in}/U_c$, 输出端上、下桥臂投入运行的子模块个数均为 $m = U_{out}/U_c$ 。两端均留有一部分子模块作为冗余,用于故障情况下的故障恢复,或是通过改变两端子模块的个数实现变压器的变比可调。

2.2 双向 DC-DC 变换器工作原理

由于双向 DC-DC 变换器拓扑具有严格的对称性,以输入端 A 组为例,各电流的方向见图 6。图中, L_1 为桥臂电抗器 L_1 的电感值。

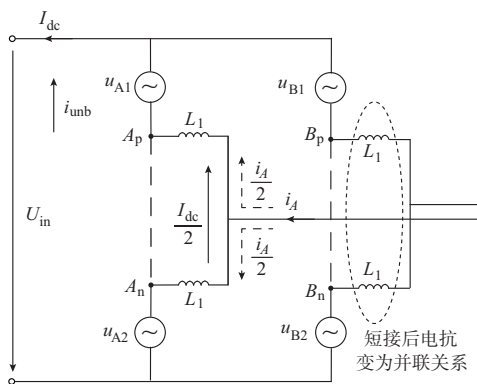


图 6 双向 DC-DC 变换器输入端简化原理图
Fig.6 Simplified diagram of input terminal of bidirectional DC-DC converter

考虑运行时产生的交流环流 i_{unb} , 则 A 组上、下桥臂电流分别为^[11-12]:

$$i_{A1} = -\frac{I_{dc}}{2} - i_{unb} - \frac{i_A}{2} \quad (11)$$

$$i_{A2} = -\frac{I_{dc}}{2} - i_{unb} + \frac{i_A}{2} \quad (12)$$

由式(11)和式(12)可得点 A_p 和点 A_n 之间的电压。稳态情况下直流电流流过电抗不会引起压降, $i_A/2$ 在上、下 2 个桥臂电抗器上的压降相互抵消, 所以点 A_p 与 A_n 的电压差为:

$$\Delta u = u_{A_p} - u_{A_n} = -2j\omega L_1 i_{unb} \quad (13)$$

由于运行时电抗器对环流抑制较好, 因此 Δu 很小, 并且其平均值为 0, 所以可以近似认为:

$$u_{A_p} = u_{A_n} \quad (14)$$

同理, B 组的 2 个点 B_p 与 B_n 电位也相等。由等效原理, 可在理论分析中将等电位点虚拟短接, 如图 6 所示, 短接后上、下桥臂的电抗器可以看成是并联关系, 电抗值变为原来的一半, 从而简化分析。

图 7 为双向 DC-DC 变换器功率传输模型(以 A 组为例)。图中, L_2 为桥臂电抗器 L_2 的电感值。

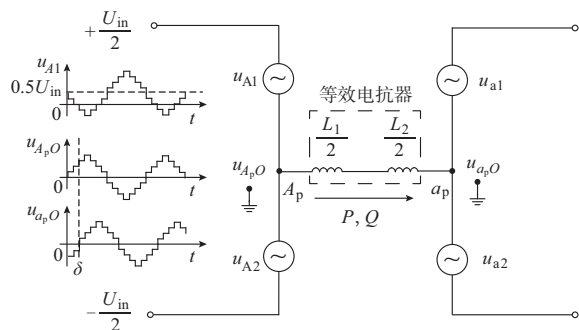


图 7 双向 DC-DC 变换器功率传输模型
Fig.7 Power transmission model of bidirectional DC-DC converter

由于双向 DC-DC 变换器拓扑的输出端不是简单的整流电路, 具有一定的调节能力, 为中间产生的波形提供了多种可能性, 不同的波形会给电路带来一定的好处, 若只是产生方波, 虽然调节方式简单, 但是当需要输出的电压较大时, 由于电压跃变大, 开关应力较大。若采用阶梯波形, 如图 7 所示, 虽然控制上会略显麻烦, 但较缓的电压变动会使输出的电流波动减小, 谐波含量也会相应减小。

利用最近电平逼近法控制 A 组桥臂上子模块的投切, 得到可控电压源 u_{A1} 和 u_{A2} 的大小, 将点 A_p 与 A_n 点短接, 如图 7 所示, 再参照式(2)得 u_{A_pO} , 同理可得 u_{a_pO} , u_{a_pO} 滞后 u_{A_pO} 的角度为 δ 。因此, 当不计电抗器的电阻时, 点 A_p 对地电压 u_{A_pO} 的基频分量幅值 $U_{A_p,1}$ 与点 a_p 对地电压 u_{a_pO} 的基频分量幅值 $U_{a_p,1}$ 共同作用于等效电抗器(其电抗值为 X_L), 并决定了两端传输的有功功率 P 和无功功率 Q 。

$$X_L = \omega \left(\frac{L_1}{2} + \frac{L_2}{2} \right) \quad (15)$$

$$P = \frac{U_{A_p,1} U_{a_p,1}}{X_L} \sin \delta \quad (16)$$

$$Q = \frac{U_{A_p,1} (U_{A_p,1} - U_{a_p,1} \cos \delta)}{X_L} \quad (17)$$

由式(16)可知, 有功功率的传输主要取决于 $U_{a_p,1}$ 相对于 $U_{A_p,1}$ 的移相角度 δ 。当 $\delta > 0^\circ$ 时, DC-DC 变换器的有功功率由 A_p 点传到 a_p 点; 当 $\delta < 0^\circ$ 时, 有功功率的传输方向相反。因此, 只需要调节 δ 就可以控制功率的流动方向, 也就实现了功率的双向流动。

双向 DC-DC 变换器的变比为:

$$k_2 = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{m}{n} \quad (18)$$

当输入和输出端的电压减小时, 可以闭锁部分

子模块完成直流电压变换;当输入和输出端的电压变大时,可适当投入作为冗余的子模块。因此,通过一定的控制策略,在一定范围内变压器变比可调。

2.3 双向 DC-DC 变换器的控制策略

双向 DC-DC 变换器可应用于双端以及多端直流输电系统,包括各端为传统电网换相换流器结构或 VSC 结构。当系统中一端换流站输出电压较低或较高时,可以通过双向 DC-DC 变换器进行升降压来实现电压的匹配。以双向 DC-DC 变换器应用于双端柔性直流输电系统为例,其控制策略如图 8 所示。

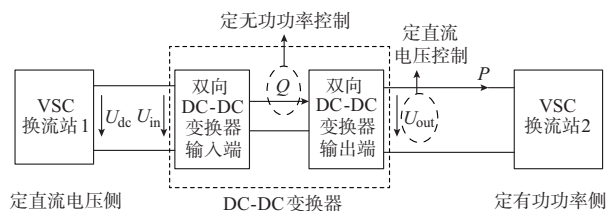


图 8 双向 DC-DC 变换器控制策略

Fig.8 Control strategy of bidirectional DC-DC converter

一般柔性直流输电线路两端换流站采取定直流电压控制、定有功功率控制相结合的方法,来平衡直流系统中传输的功率。假设换流站 1 采取定直流电压控制使输出电压稳定为 U_{dc} ,直接与双向 DC-DC 变换器相连并经过升压后将能量传输到换流站 2。这样保证了接入系统中双向 DC-DC 变换器一端的电压恒定,即 U_{in} 近似等于 U_{dc} 。为了保证双向 DC-DC 变换器的功率平衡,即注入的有功功率等于输出的有功功率和变换器内部的功率损耗之和,双向 DC-DC 变换器需要采取一定的控制策略。本文对双向 DC-DC 变换器的输出端采取定直流电压控制,即维持输出端电压 U_{out} 稳定,这样保证了输出端电容释放的能量与吸收的能量相等。同时,双向 DC-DC 变换器内部产生的无功功率过大也会引起桥臂电流升高,导致电容电压不稳定、损耗变大等问题,因此还需要采取定无功功率控制。

参照柔性直流输电的定直流电压控制^[13-14],可知输出端 $u_{ap,0}$ 的基波相电压 $u_{ap,1}$ 的幅值满足:

$$U_{ap,1} = \frac{M}{2} U_{out} \quad (19)$$

式中: M 为调制度。

设输入端 $u_{Ap,0}$ 的基波相电压 $u_{Ap,1}$ 相角为 0° ,幅值大小不变, $u_{ap,1}$ 相对于 $u_{Ap,1}$ 的移相角度为 δ ,通过对 DC-DC 变换器采取定直流电压和定无功功率控制可以得到相应的调制度 M 和移相角 δ 这 2 个物理量,再将其输入到触发脉冲发生环节以实现变换器的控制调节。

3 新型模块化 DC-DC 变换器的优势

传统基于多电平技术的 DC-DC 变换器随着电压等级的提升,电路拓扑和控制复杂程度明显增大,可靠性随之降低;同时由于其不是标准的模块化结构,扩展性不强,因此不适用于高压直流输电场合。

技术较为成熟的变换器子模块串并联组合 DC-DC 变换器有望应用于输入电压较高、输出功率较大的场合。输入串联输出并联(ISOP)组合 DC-DC 变换器的拓扑结构见附录 A 图 A1,通过一定的均压、均流控制策略实现了降压功能^[15]。

本文提出的模块化 DC-DC 变换器与 ISOP 组合 DC-DC 变换器相比有多方面优势。

1)经济性方面,虽然新型 DC-DC 变换器子模块数及使用的 IGBT 数较多,造价高,但相比于 ISOP 组合 DC-DC 变换器省去了中间的变压线圈,体积相应减少,散热也减少。

ISOP 组合 DC-DC 变换器存在绕组线圈,一般通过提高开关频率来减小磁性元件的体积,从而提高整个系统的功率密度,ISOP 组合 DC-DC 变换器的开关频率可以达到 10 kHz 以上,损耗较大。本文提出的新型 DC-DC 变换器的开关频率大大降低,可控制在 200~600 Hz 范围内,因此在高压大功率输电情况下,系统的损耗会大幅度减小,更适用于直流输电场合。由于新型 DC-DC 变换器不存在变压线圈,变比大小会受到一定限制,因此发生故障时,变换器的输入、输出端无法隔离,可通过在中间加装交流断路器解决。

2)在转化效率方面,由于新型 DC-DC 变换器系统等效开关频率大幅降低,且没有铁磁元件的存在,系统结构简单,可将损耗控制在 2% 以内,因此在传输相同功率时,转化效率高于 ISOP 组合 DC-DC 变换器。

3)在均压控制方式上,如果 ISOP 组合 DC-DC 变换器由 N 个子模块组成,通常其控制电路需要 $N-1$ 个均压环和一个共用的输出电压环^[5-7]。对于 N 个电压环的输出信号通过一定的加减处理后与 N 个锯齿波交截,产生各个子模块的占空比信号。 N 个锯齿波通过外同步电路相差 $360^\circ/N$,以实现 N 个子模块的交错控制。这种方式虽然能够达到每个子模块的单独控制,但需要 N 个锯齿波与输出信号相比较,计算复杂,在高压应用场合中 N 越大,系统的均压控制速度越慢。

新型 DC-DC 变换器利用最近电平逼近法确定需要导通的子模块个数,再通过排序均压法确定需

要导通的子模块序号,均压方式简单,省去了锯齿波发生装置,减小了控制系统的复杂程度。

4 仿真分析

1) 单向 DC-DC 变换器模型仿真

本文在 PSCAD/EMTDC 仿真环境下建立了基于半桥模块化的单向 DC-DC 变换器模型。其中变换器每组由 20 个子模块构成,上、下桥臂各 10 个。输入端:直流侧电压为 100 kV,平波电抗器的电感值为 5 mH。输出端:直流侧电压为 40 kV,平波电容值为 30 mF。变换器桥臂电抗器的电感值为 0.1 mH,触发的方波频率为 50 Hz,传输功率为 20 MW。

图 9(a)为单向 DC-DC 变换器输入端电流波形,当新型 DC-DC 变换器投入使用时,会给直流线路电流带来少量谐波,在使用平波电抗器的情况下电流波动在 $\pm 0.5\%$ 范围内。图 9(b)为单向 DC-DC 变换器输入端和输出端电压波形,可知输入、输出电压值较为稳定,输出电流值 $I_{out}=0.5$ kA,因此该模型实现了 100 kV 到 40 kV 的直流变换。图 9(c)为单向 DC-DC 变换器输入和输出功率的对比图,可知损耗控制在 0.3% 左右,该变换器功率损耗较低。

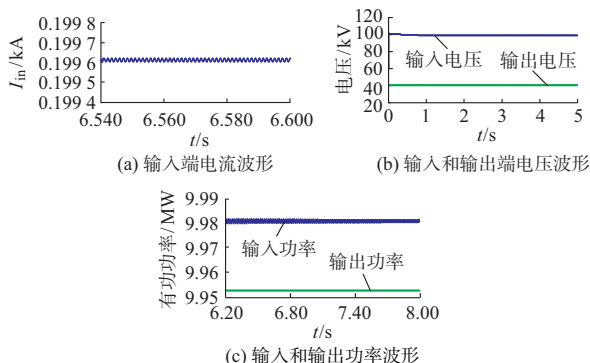


图 9 单相 DC-DC 变换器模型仿真结果
Fig.9 Simulation results of unidirectional DC-DC converter model

2) 双向 DC-DC 变换器

基于 PSCAD 搭建双向 DC-DC 变换器模型,变换器输入端每组由 8 个子模块构成,上、下桥臂各 4 个;输出端每组由 20 个子模块构成,上、下桥臂各 10 个。输入端:直流侧电压为 40 kV,平波电抗器的电感值为 10 mH,桥臂电抗器的电感值为 0.24 mH。输出端:直流侧电压为 100 kV,平波电容值为 30 mF,桥臂电抗器的电感值为 0.12 mH,传输功率为 10 MW。

图 10(a)为双向 DC-DC 变换器低压侧的输入

电流波形,在使用平波电抗器的情况下电流波动在 $\pm 0.9\%$ 范围内。图 10(b)为双向 DC-DC 变换器输入端与输出端电压,可见输入和输出端的电压值稳定,该变换器实现了功率由低压侧向高压侧传输。图 10(c)为双向 DC-DC 变换器输入和输出功率的对比图,可见该变换器的损耗较低,经过计算损耗控制在 1.83% 左右。

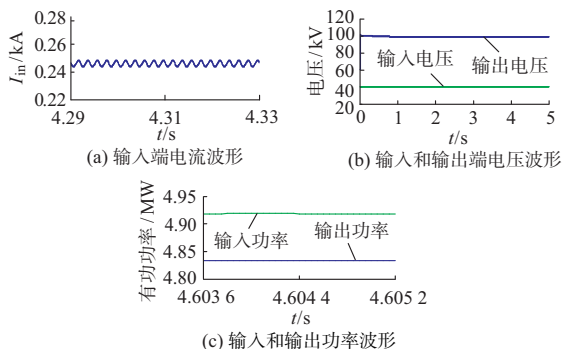


图 10 双向 DC-DC 变换器仿真结果
Fig.10 Simulation results of bidirectional DC-DC converter model

5 结语

本文设计了 2 种模块化高压大功率 DC-DC 变换器的拓扑结构,并分别介绍了其工作原理、控制策略以及电容电压平衡控制策略;同时,建立了单向 DC-DC 变换器和双向 DC-DC 变换器的电磁暂态模型。仿真结果表明,DC-DC 变换器可以稳定运行,实现直流电压的变换功能,控制策略可靠,电容均压效果好,开关频率低,损耗小。

附录见本刊网络版 (<http://aeaps.sgepri.sgcc.com.cn/aeaps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 温家良,吴锐,彭畅,等.直流电网在中国的应用前景分析[J].中国电机工程学报,2012,32(13):7-12.
WEN Jialiang, WU Rui, PENG Chang, et al. Analysis of DC grid prospects in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(13): 7-12.
- [2] 陈曦.模块化高压输出直流电源的研究[D].南京:南京航空航天大学,2011.
- [3] 姚远.高输入电压大容量双向功率变换器技术研究[D].南京:南京航空航天大学,2009.
- [4] GERSTER C, HOFER P, KARRER N. Gate-control strategies for snubberless operation of series connected IGBTs [C]// Proceedings of 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 23-27, 1996, Baveno, Italy: 1739-1742.
- [5] 庄凯,阮新波.输入串联输出并联变换器的输入均压稳定性分析

- [J].中国电机工程学报, 2009, 29(6): 15-20.
- ZHUANG Kai, RUAN Xinpo. Stability analysis of input-voltage sharing for input-series output-parallel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 15-20.
- [6] FAN Ha, LI H. High frequency high efficiency bidirectional DC-DC converter module design for 10 kVA solid state transformer[C]// Proceedings of 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 21-25, 2010, Palm Springs, CA, USA: 210-215.
- [7] AYYANAR R, GIRI R, MOHAN N. Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converters using dynamic input-voltage reference scheme[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(6): 1462-1473.
- [8] WEI Q, PENG F Z, SHEN M S, et al. 3X DC-DC multiplier/divider for HEV systems[C]// Proceedings of 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 15-19, 2009, Washington, DC, USA: 1109-1114.
- [9] KHAN F H, TOLBERT L M. A multilevel modular capacitor clamped DC-DC converter [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2007, 43(6): 1628-1638.
- [10] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平变换器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-54.
- ZHAO Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-54.
- [11] 管敏渊, 徐政. 模块化多电平换流器型直流输电的建模与控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(19): 64-65.
- GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(19): 64-65.
- [12] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.
- TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.
- [13] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [14] 刘钟淇, 宋强, 刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 53-58.
- LIU Zhongqi, SONG Qiang, LIU Wenhua. VSC-HVDC system based on modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 53-58.
- [15] 张容荣, 阮新波, 陈武. 输入并联输出串联变换器系统的控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(8): 86-89.
- ZHANG Rongrong, RUAN Xinbo, CHEN Wu. Control strategy for input-parallel output-series converter systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(8): 86-89.

赵成勇(1964—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 高压直流输电与柔性直流输电技术、电能质量分析与控制、电力系统实时数字仿真建模。E-mail: chengyongzhao@ncepu.edu.cn

李路遥(1988—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 高压直流输电与柔性输配电技术。

翟晓萌(1988—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 高压直流输电与柔性直流输电技术。

(编辑 万志超)

A New Type of Modular High-voltage High-power DC-DC Converter

ZHAO Chengyong¹, LI Luyao¹, ZHAI Xiaomeng¹, HUANG Xiaoming², LU Yi², QIU Peng²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. Electric Power Research Institute of State Grid Zhejiang Electric Power Corporation, Hangzhou 310014, China)

Abstract: A new-type modular DC-DC converter is proposed for the demand for high-voltage high-power DC conversion. With a lower switching frequency and smaller power loss, a simple structure without any internal transformer coil, the new converter has a simpler control mode and is easy to extend. It is suitable for the DC power transmission with a higher voltage level and larger transmission capacity. For both unidirectional and bidirectional DC-DC converters designed, a detailed description is made of the converter topology, working principles as well as control strategy. It is shown by simulation results in the PSCAD/EMTDC environment that the new type of DC-DC converter can better realize the function of the DC transformer with ideal DC voltage and current than do its counterparts.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51177042) and National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2013AA050105).

Key words: DC-DC converter; topology structure; high-voltage direct current transmission; low switching frequency