

应用于 HVDC 系统的高频模块化直流变压器 匹配移相控制策略

陈东¹, 梅念¹, 孙谦浩², 孟经纬², 宋强²

(1. 国网北京经济技术研究院, 北京 102209; 2. 清华大学 电机系, 北京 100084)

摘要: 高频模块化直流变压器(HMDCT)是构建直流电网的核心设备。HMDCT 在传统移相(TPS)控制下的高频交流不匹配工作状态会带来较大的高频电流应力与回流功率,降低了 HMDCT 的传输效率,因此解决该技术瓶颈成为进一步促进 HMDCT 在直流电网中应用的关键。鉴于此,提出了一种基于桥臂子模块动态投切技术的 HMDCT 交流链匹配移相(MPS)控制策略。由分析及实验结果可知,当采用交流链 MPS 控制策略时,不论 HMDCT 两端的直流电压变比如何,HMDCT 的交流链电压均能够保持在匹配工作状态;且在传输功率相同同时,相比于 TPS 控制,交流链 MPS 控制具有更小的回流功率及更高的效率。通过样机实验对理论分析的正确性与有效性进行了验证。

关键词: HVDC 系统; 高频模块化直流变压器; 匹配移相控制; 不匹配工作状态

中图分类号: TM 41

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.009

0 引言

高压直流输电(HVDC)系统互联是实现直流电网建设的关键环节^[1-3],而直流变压器是实现不同电压等级 HVDC 系统互联的核心设备^[4-5]。目前,对应用于 HVDC 系统的直流变压器已有相关的研究,文献[6]对基于晶闸管的谐振式直流变压器进行了详细的研究,文献[7]对基于公共交流母线的谐振推免式直流变压器进行了详细的研究,但上述结构均不具有高压与低压的隔离环节,不能够完全满足 HVDC 系统互联时的应用需求^[8];文献[9-11]对基于双主动全桥 DAB(Dual-Active-Bridge)及谐振式 DAB 的直流变压器的控制及运行性能进行了详细研究,但由于 DAB 及谐振式 DAB 的子单元中存在集中电容,该类结构并不具有故障隔离能力;因此,文献[12-13]对 DAB 型直流变压器进行了一系列的拓扑改进,但由于所有的改进均是通过增加转换环节,所以相比于 DAB 型直流变压器,上述改进结构的转换效率均有所降低。鉴于此,部分学者借鉴模块化多电平换流器(MMC)技术的发展,提出了基于 MMC 的模块化直流变压器^[14-16],该直流变压器同时具备了 MMC、DAB 两者的共同优势,如控制调制多样化、结构模块化、直流电压利用率和传输效率高。同时,为了提高直流变压器的功率密度,文献[17]将高频技术应用于基于单相 MMC 结构的直流变压器,提出高频模块化直流变压器 HMDCT(High-

frequency Modular DC Transformer),并对该结构的不同调制方法进行了比较,从而指出:从传输功率及控制复杂的角度来看,传统的基于方波(若有降低高频环节 dv/dt 的需求,可采用角度适当的类方波)的移相控制^[18]更适用于 HMDCT。但传统移相 TPS(Traditional Phase-Shift)控制下的 HMDCT 在两端直流电压变比与高频交流变压器变比不一致时,高频交流环节中会出现很大的回流功率与电流应力,从而严重减小 HMDCT 的功率因数与传输效率。鉴于此,为了改善交流链不匹配的现象,本文提出一种基于子模块在线投切的高频交流链匹配移相 MPS(Matching Phase-Shift)控制策略,并对其进行了详细的分析。由分析及验证结果可知,不论 HMDCT 两端的直流电压变比如何,交流链 MPS 控制均可以保证 HMDCT 高频交流环节的电压匹配,从而减小回流功率,改善 HMDCT 的运行性能。

1 HMDCT 高频交流不匹配现象

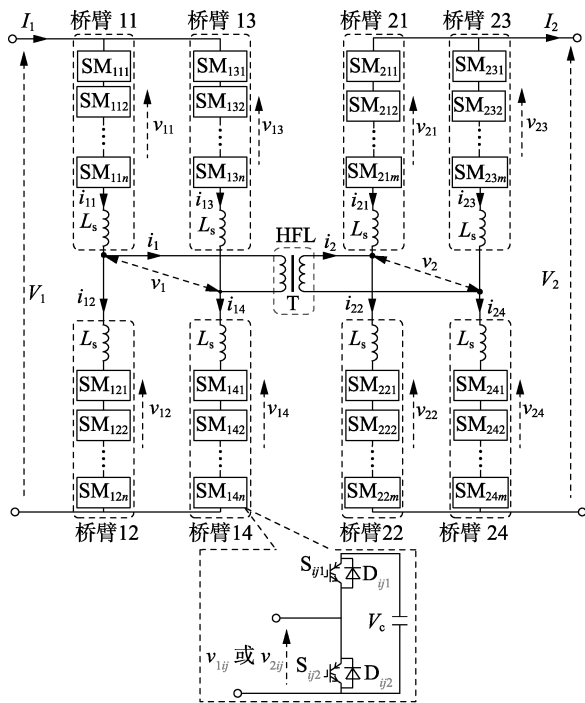
图 1(a)和 1(b)分别给出了 HMDCT 的拓扑结构及其在 TPS 控制下的开关波形图。图 1 中, T_{hs} 为 HMDCT 的开关周期; D 为移相比; k_r 为高频交流变压器的变比; n, m 分别为 HMDCT 的 V_1 侧、 V_2 侧的桥臂子模块数; $0(0)$ 表示桥臂电压为 0 且桥臂中投入的子模块数为 0, $V_1(n)$ 表示桥臂电压为 V_1 且桥臂中投入的子模块数为 n , 其余相似变量的含义与之类似。由于文献[17]已对该拓扑结构及其 TPS 控制原理进行了详细介绍,本文不再赘述。在 TPS 控制下, HMDCT 每个桥臂中所有子模块的开关状态完全相同,且每个桥臂的开关状态通过方波调制进行控制。

在 HMDCT 中,若定义两端直流电压的变比 $k_{DC} =$

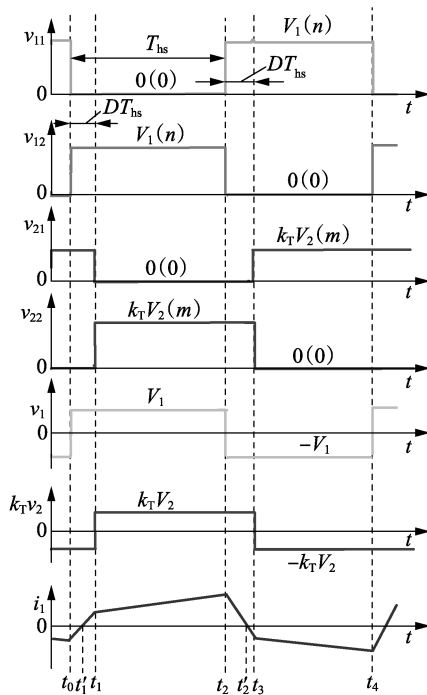
收稿日期:2018-08-31; 修回日期:2019-03-23

基金项目:国家重点研发计划项目(2016YFB0901004); 国家电网公司科技项目(5202011600TV)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2016YFB0901004) and the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China(5202011600TV)



(a) HMDCT 的拓扑结构



(b) TPS 控制下的开关波形

图 1 HMDCT 的拓扑结构及其在 TPS 控制下的开关波形

Fig.1 Topological structure of HMDCT and its switching waveforms under TPS control

$V_1/(k_T V_2) = 1$ 时的状态为直流电压匹配状态, 高频交流电压的幅值变比 $k_{AC} = A(v_1)/A(v_2) = 1$ 时的状态为高频交流匹配状态 ($A(\cdot)$ 为求变量的幅值函数, v_2 为等效到 v_1 侧的值)。则由图 1(b) 可知, 在 TPS 控制下, $k_{DC} = k_{AC}$, 即在 TPS 控制下, 当 HMDCT 的直流电压处于匹配状态时, 其高频交流也处于匹配状态; 当 HMDCT 的直流电压处于不匹配状态时,

其高频交流电压也处于不匹配状态。上述 k_{DC} 与 k_{AC} 的关系说明了在 TPS 控制下 HMDCT 无高频交流电压调节能力, 其高频交流电压的匹配状态完全取决于外部电网电压。同时, 当 HMDCT 应用于直流电网中时, 由于电网中传输功率的变化, 直流母线电压将处于变化的状态, 因此 HMDCT 将更多地工作在直流电压不匹配状态, 从而引起高频交流的不匹配现象。当 HMDCT 的高频交流电压不匹配时, 其高频环节将会出现较大的回流功率与电流应力, 从而减小 HMDCT 的功率传输因数与平均传输效率^[19]。

2 HMDCT 的交流链 MPS 控制策略

2.1 HMDCT 的交流链 MPS 控制策略原理

为了解决上述的不匹配现象, 本文提出一种基于桥臂子模块动态投切技术的高频交流链 MPS 控制策略, 图 2 给出了 MPS 控制下的开关波形。

对比图 2 与图 1(b) 可知, 在 MPS 控制下, 每个周期内 HMDCT 所有桥臂的投入子模块数不再是在 $0 \sim n$ 之间变化, 而是需要根据直流侧电压进行调整。根据直流电压比的不同, MPS 控制具有不同的开关方式, 具体如下。

当 $k_{DC} \geq 1$ 时, 如图 2(a) 所示, V_2 侧所有桥臂的开关状态与 TPS 控制下的桥臂开关状态相同, 但 V_1 侧所有桥臂的开关状态与 TPS 控制下的桥臂开关状态不同。在 MPS 控制下, 1 个周期内 V_1 侧所有桥臂的投入子模块数在 $(1-\alpha_1)n \sim \alpha_1 n$ 之间切换, 其中 α_1 为 V_1 侧桥臂的子模块投入率, 如式 (1) 所示。

$$\alpha_1 = \frac{k_T V_2 + V_1}{2V_1} \quad (1)$$

在图 2(a) 所示的 MPS 控制原则下, 1 个周期内 HMDCT 的自由桥臂 11 与桥臂 21 的电压分别为:

$$v_{11} = \begin{cases} (V_1 - k_T V_2)/2 & t \in [0, T_{hs}] \\ (V_1 + k_T V_2)/2 & t \in [T_{hs}, 2T_{hs}] \end{cases} \quad (2)$$

$$v_{21} = \begin{cases} k_T V_2 & t \in [0, DT_{hs}] \text{ 且 } ((1+D)T_{hs}, 2T_{hs}] \\ 0 & t \in [DT_{hs}, (1+D)T_{hs}] \end{cases} \quad (3)$$

此时的高频链电压为:

$$\begin{cases} v_1 = v_{12} - v_{11} = \begin{cases} k_T V_2 & t \in [0, T_{hs}] \\ -k_T V_2 & t \in [T_{hs}, 2T_{hs}] \end{cases} \\ v_2 = v_{22} - v_{21} = \begin{cases} -k_T V_2 & t \in [0, DT_{hs}] \text{ 且 } ((1+D)T_{hs}, 2T_{hs}] \\ k_T V_2 & t \in [DT_{hs}, (1+D)T_{hs}] \end{cases} \end{cases} \quad (4)$$

由式 (2) — (4) 可知, 在 $k_{DC} \geq 1$ 时的 MPS 控制下, 任意时刻 HMDCT 的同相桥臂的投入子模块数之和仍为 n 且保持不变; 但 V_1 侧所有桥臂的电压不再是由 0 切换到 V_1 , 而是由 $(V_1 - k_T V_2)/2$ 切换到 $(V_1 + k_T V_2)/2$, 从而保证了高频交流电压 $A(v_1) = A(v_2) =$

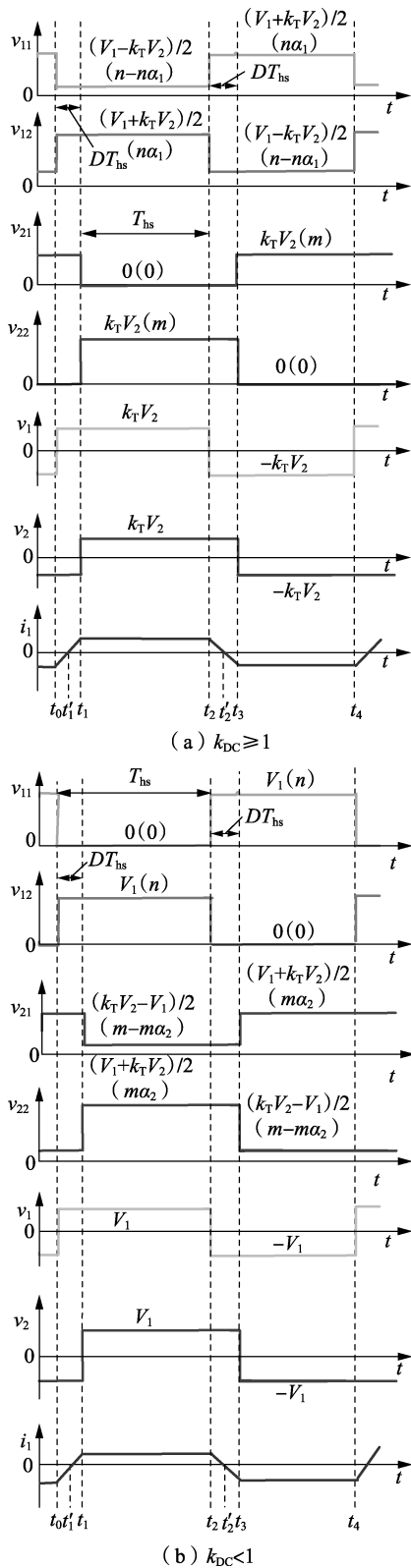


图 2 MPS 下 HMDCT 开关波形

Fig.2 Switching waveforms of HMDCT under MPS control

$k_T V_2$ 。

当 $k_{DC} < 1$ 时,如图 2(b)所示, V_1 侧所有桥臂的开关状态与 TPS 控制下的桥臂开关状态相同,但 V_2 侧所有桥臂的开关状态与 TPS 控制下的桥臂开关状态不同。在 MPS 控制下,1 个周期内 V_2 侧所有桥臂

的投入子模块数在 $(1-\alpha_2)n \sim \alpha_2 n$ 之间切换,其中 α_2 为 V_2 侧桥臂的子模块投入率,如式(5)所示。

$$\alpha_2 = \frac{k_T V_2 + V_1}{2k_T V} \quad (5)$$

在图 2(b)所示的 MPS 控制原则下,1 个周期内 HMDCT 的自由桥臂 11 与桥臂 21 的电压分别为:

$$v_{11} = \begin{cases} 0 & t \in [0, T_{hs}) \\ V_1 & t \in [T_{hs}, 2T_{hs}] \end{cases} \quad (6)$$

$$v_{21} = \begin{cases} (V_1 + k_T V_2)/2 & t \in [0, DT_{hs}) \& ((1+D)T_{hs}, 2T_{hs}] \\ (k_T V_2 - V_1)/2 & t \in [DT_{hs}, (1+D)T_{hs}] \end{cases} \quad (7)$$

此时的高频链电压为:

$$\begin{cases} v_1 = v_{12} - v_{11} = \begin{cases} V_1 & t \in [0, T_{hs}) \\ -V_1 & t \in [T_{hs}, 2T_{hs}] \end{cases} \\ v_2 = v_{22} - v_{21} = \begin{cases} -V_1 & t \in [0, DT_{hs}) \& ((1+D)T_{hs}, 2T_{hs}] \\ V_1 & t \in [DT_{hs}, (1+D)T_{hs}] \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

由式(6)–(8)可知,在 $k_{DC} < 1$ 时的 MPS 控制下,任意时刻 HMDCT 的同相桥臂的投入子模块数之和同样仍为 n 且保持不变;但 V_2 侧所有桥臂的电压不再是由 0 切换到 V_1 ,而是由 $(k_T V_2 - V_1)/2$ 切换到 $(V_1 + k_T V_2)/2$,从而保证了高频交流电压 $A(v_1) = A(v_2) = V_1$ 。

2.2 MPS 控制下 HMDCT 的高频交流特征分析

由上述分析可得 MPS 控制下 HMDCT 高频交流电压的傅里叶级数模型为:

$$\begin{cases} v_1(t) = \begin{cases} \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4k_T V_2}{k\pi} \sin(k\omega_0 t) & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4V_1}{k\pi} \sin(k\omega_0 t) & k_{DC} < 1 \end{cases} \\ v_2(t) = \begin{cases} \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4k_T V_2}{k\pi} \sin(k\omega_0 t - kD\pi) & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4V_1}{k\pi} \sin(k\omega_0 t - kD\pi) & k_{DC} < 1 \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\omega_0 = \pi/T_{hs}$ 为 HMDCT 的开关角频率。

由 HMDCT 高频电流的对称性可得:

$$i_1(t) = \begin{cases} \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{8k_T V_2}{k^2 \pi \omega_0 L} \sin\left(\frac{kD\pi}{2}\right) \sin\left(k\omega_0 t - \frac{kD\pi}{2}\right) & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{8V_1}{k^2 \pi \omega_0 L} \sin\left(\frac{kD\pi}{2}\right) \sin\left(k\omega_0 t - \frac{kD\pi}{2}\right) & k_{DC} < 1 \end{cases} \quad (10)$$

其中, L 为 HMDCT 高频环节的等效漏电感值。

同时 HMDCT 有功功率的傅里叶级数模型为:

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} v_1(t) i_1(t) dt = \sum_{k=1,3,5,\dots} P_k = \begin{cases} \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{8(k_T V_2)^2}{k^3 \pi^2 \omega_0 L} \sin(kD\pi) & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{8V_1^2}{k^3 \pi^2 \omega_0 L} \sin(kD\pi) & k_{DC} < 1 \end{cases} \quad (11)$$

从图 2 中可以看出,在功率传输的过程中,HMDCT 的高频环节存在回流功率阶段(如图 2 中的 $t_0 \sim t_1'$ 阶段),且该回流功率与 HMDCT 的电流应力大小和效率密切相关,为了表征该回流功率的大小,定义 HMDCT 的高频交流传输功率因数 λ 为:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + (Q_1 + Q_2)^2}} \quad (12)$$

其中, S 为高频环节的视在功率; Q 为高频环节的无功功率; Q_1 、 Q_2 为无功功率的不同组成部分。在此定义下,功率因数的大小直接决定了回流功率的大小。

HMDCT 高频环节的无功功率由同频率电压与电流产生的无功量 Q_1 和不同频率电压与电流产生的无功量 Q_2 这 2 个部分分量组成。二者在 MPS 控制下的傅里叶级数模型分别如式(13)、式(14)所示。

$$Q_1 = \sum_{g=1,3,5,\dots} Q_{1g} = \begin{cases} \sum_{g=1,3,5,\dots} \frac{8(k_T V_2)^2 [1 - \cos(gD\pi)]}{g^3 \pi^2 \omega_0 L} & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{g=1,3,5,\dots} \frac{8V_1^2 [1 - \cos(gD\pi)]}{g^3 \pi^2 \omega_0 L} & k_{DC} < 1 \end{cases} \quad (13)$$

$$Q_2 = \sum_{\substack{h,g=1,3,5,\dots \\ h \neq g}} Q_{2h} = \begin{cases} \sum_{\substack{h,g=1,3,5,\dots \\ h \neq g}} \frac{16(k_T V_2)^2 \sin(hD\pi/2)}{hg^2 \pi^2 \omega_0 L} & k_{DC} \geq 1 \\ \sum_{\substack{h,g=1,3,5,\dots \\ h \neq g}} \frac{16V_1^2 \sin(hD\pi/2)}{hg^2 \pi^2 \omega_0 L} & k_{DC} < 1 \end{cases} \quad (14)$$

其中, g 为高频电压的角频率次数; h 为高频电流的角频率次数。

根据式(11)可知, MPS 控制下 HMDCT 的有功传输功率中也只包含了奇数次谐波分量,且谐波幅值与谐波次数成反比。同时根据式(13)与(14)可知,高频环节无功功率幅值的最大分量是由基波电

压与基波电流产生的,其余电压与电流分量产生的无功功率随着谐波次数的增加而迅速减小。

由式(11)~(14)及傅里叶级数的性质,可得 MPS 控制下 HMDCT 的传输功率因数为:

$$\lambda = \frac{\sum_{k=1,3,5,\dots} P_k}{\sqrt{\sum_{g=1,3,5,\dots} (P_g^2 + Q_{1g}^2) + \sum_{\substack{h,g=1,3,5,\dots \\ h \neq g}} Q_{2h}^2}} \quad (15)$$

2.3 MPS 与 TPS 控制下 HMDCT 的高频交流特性比较分析

与式(11)~(15)的分析类似,可得 HMDCT 在 TPS 控制下有功功率、无功功率的傅里叶级数模型为:

$$\begin{cases} P' = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{8k_T V_1 V_2}{k^3 \pi^2 \omega_0 L} \sin(kD\pi) \\ Q'_1 = \sum_{g=1,3,5,\dots} \frac{8V_1 [V_1 - k_T V_2 \cos(gD\pi)]}{g^3 \pi^2 \omega_0 L} \\ Q'_2 = \sum_{\substack{h,g=1,3,5,\dots \\ h \neq g}} \frac{8V_1 \sqrt{k_T V_2 \cos(hD\pi)} - V_1}{hg^2 \pi^2 \omega_0 L} \end{cases} \quad (16)$$

因此,根据式(11)~(16),可得 MPS 与 TPS 控制下 HMDCT 的传输功率及传输功率因数随移相比 D 的变化关系曲线,如图 3 所示(图中的传输功率为标么值,以 MPS 控制下的最大传输功率为基准值)。图中, p_M 、 p_T 分别为 MPS、TPS 控制下 HMDCT 的传输功率; λ_M 、 λ_T 分别为 MPS、TPS 控制下 HMDCT 的传输功率因数。从图 3 可知,假定 HMDCT 的传输功率均为 p_0 ,则 MPS 控制下的 HMDCT 传输功率为 λ_1 , TPS 控制下的传输功率为 λ_2 ,即此时 MPS 控制具有比 TPS 控制更高的传输功率因数。事实上,通过对图 3 进行不同传输功率的逐步分析可知,对于任一传输功率, MPS 控制都将具有比 TPS 控制更高的传输功率因数,因此 MPS 控制具有更小的回流功率与更高的传输效率。同时,与 TPS 控制不同, MPS 控制在 HMDCT 的轻功率运行状态下仍能保持很高

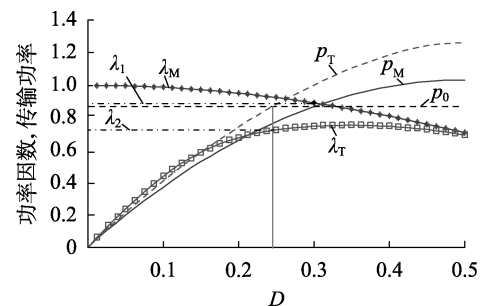


图 3 MPS 与 TPS 控制下传输功率、功率因数随 D 的变化曲线

Fig.3 Curves of transmission power and power factor vs. D under MPS and TPS control

的传输功率因数,因此 MPS 控制可以进一步提高 HMDCT 的整体运行性能与平均传输效率。

3 实验验证

为了对 MPS 控制的效率改善性能进行验证,搭建了 HMDCT 的实验样机,样机参数为:额定功率为 1.5 kW,变压器漏感为 40 μH ,桥臂电感为 30 mH, $V_1=300\text{ V}$, $V_2=300\text{ V}$,高频变压器变比为 1:1,开关频率为 20 kHz,轮换周期系数为 2, V_1 侧桥臂子模块数为 4, V_2 侧桥臂子模块数为 4, V_1 侧子模块电容值为 4.7 mF, V_2 侧子模块电容值为 4.7 mF。

图 4 与图 5 分别给出了当 $V_1=300\text{ V}$ 、 $V_2=150\text{ V}$ 时 HMDCT 在 TPS 与 MPS 控制下传输额定功率的运行波形。

由图 4 可知,在 TPS 控制下 HMDCT 的高、低压侧直流电压 V_1 、 V_2 和直流电流 I_1 、 I_2 均保持良好的运行状态,但由于运行过程中子模块电容电压的波动,两侧直流电流中均会出现纹波,且由于实验中两侧电源的不同以及两侧电流大小的不同, I_1 与 I_2 的纹波略有不同,但上述现象均未影响 HMDCT 的正常运行。同时由于 TPS 控制下的桥臂不具备电压调

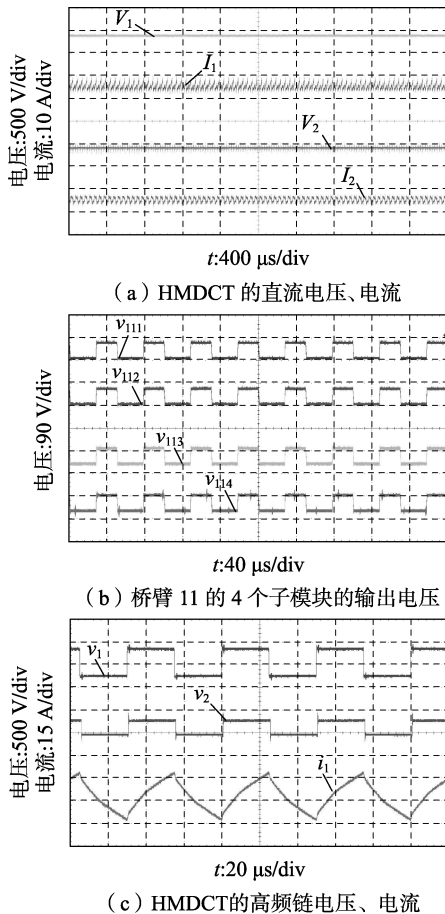


图 4 $V_1=300\text{ V}$ 、 $V_2=150\text{ V}$ 时 TPS 控制下 HMDCT 的实验结果

Fig.4 Experimental results of HMDCT under TPS control when $V_1=300\text{ V}$ and $V_2=150\text{ V}$

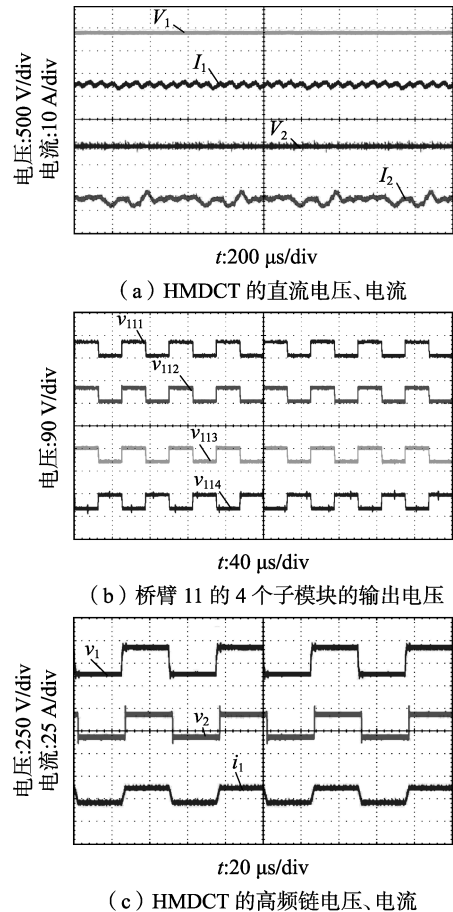


图 5 $V_1=300\text{ V}$ 、 $V_2=150\text{ V}$ 时 MPS 控制下 HMDCT 的实验结果

Fig.5 Experimental results of HMDCT under MPS control when $V_1=300\text{ V}$ and $V_2=150\text{ V}$

节功能,HMDCT 的高频交流电压将直接由直流电压的幅值决定,即此时 $k_{\text{DC}}=k_{\text{AC}}=2$,HMDCT 的高频环节处于不匹配运行状态,电流应力约为 15 A。

由图 5 可知,与 TPS 控制类似,MPS 控制下 HMDCT 的高、低压侧直流电压 V_1 、 V_2 和直流电流 I_1 、 I_2 均保持良好的运行状态,但由于控制方法的不同,桥臂子模块的电容电压波动不同, I_1 与 I_2 的纹波与 TPS 控制下相比均略有改变,但 HMDCT 仍可正常运行。且由于采用 MPS 控制, V_1 侧每个桥臂中将有 1 个子模块的开关状态与其余 3 个子模块的开关状态相反,从而保证了 V_1 侧的高频交流电压幅值 $A(v_1)$ 为 $300-2\times 75=150(\text{V})$,即此时 $k_{\text{DC}}=2$ 而 $k_{\text{AC}}=1$,HMDCT 的高频环节处于匹配运行状态,电流应力约为 10 A,相比于 TPS 控制明显减小。

图 6 给出了 $V_1=300\text{ V}$ 和 $V_2=150\text{ V}$ 时不同传输功率下 TPS 及 MPS 控制的效率曲线(图中传输功率为标么值)。由图 6 可知,由于在所给的电压条件下,TPS 控制下的 HMDCT 存在不匹配现象,因此其效率将很低;同时随着传输功率偏离额定功率,TPS 控制的传输效率仍在降低,这是因为在轻功率下 TPS 控制的功率因数很低,回流功率更加严重,从而

造成 HMDCT 的损耗增大,效率下降;而在 MPS 控制下 HMDCT 一直保持着较高的传输效率,且传输效率平稳,在轻功率传输时也并未出现明显的效率下降现象。上述实验结果与理论分析一致,验证了本文所提 MPS 控制在 HMDCT 中应用的优越性。

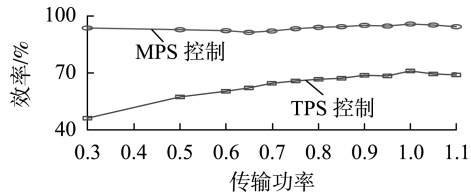


图 6 $V_1 = 300 \text{ V}$ 、 $V_2 = 150 \text{ V}$ 时 TPS 与 MPS 控制下 HMDCT 的效率曲线比较

Fig.6 Comparison of efficiency curves of HMDCT under TPS and MPS control when $V_1 = 300 \text{ V}$ and $V_2 = 150 \text{ V}$

4 结论

本文针对应用于 HVDC 系统互联的 HMDCT 的控制方法进行了研究,所得结论如下:

(1) 本文提出了基于桥臂子模块动态切换的 HMDCT 高频交流链 MPS 控制策略以解决 HMDCT 的不匹配现象技术瓶颈;

(2) 基于傅里叶级数模型,对 MPS 与 TPS 控制进行了详细的比较分析,从理论上证明了 MPS 控制的优越性与可行性;

(3) 搭建了 HMDCT 的实验样机,并对所提 MPS 控制策略及理论分析进行了验证,理论及样机实验均表明所提 MPS 控制可以使 HMDCT 具有更高的功率因数、更小的回流功率、更小的电流应力以及更低的传输损耗;

(4) 所提 MPS 控制使得 HMDCT 在传输不同功率时具有平稳的效率,从而提高了 HMDCT 在直流电网中应用时的平均效率,同时也可作为 HMDCT 传输轻功率时提高效率的一种有效的方法,为其在电网中的应用提供参考,促进 HVDC 系统的组网建设。

参考文献:

- [1] 汤广福,罗湘,魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报,2013,33(10):8-17.
TANG Guangfu, LUO Xiang, WEI Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10):8-17.
- [2] 安婷, Bjarne Andersen, Norman MacLeod, 等. 中欧高压直流电网技术论坛综述[J]. 电网技术,2017,41(8):2407-2416.
AN Ting, Bjarne Andersen, Norman MacLeod, et al. Overview of sino-european HVDC grid technical forum [J]. Power System Technology, 2017, 41(8):2407-2416.
- [3] 杜翼,江道灼,尹瑞,等. 直流配电网拓扑结构及控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):139-145.
DU Yi, JIANG Daozhuo, YIN Rui, et al. Topological structure and control strategy of DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1):139-145.
- [4] 孙谦浩,王裕,宋强,等. 应用于直流配电网的双向全桥直流变换器比较分析[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):49-56.
SUN Qianhao, WANG Yu, SONG Qiang, et al. Analysis and comparison of dual-active-bridge DC/DC converters in DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10):49-56.
- [5] 肖皓中,许建平,陈章勇,等. 副边双谐振软开关全桥直流变压器研究[J]. 电力自动化设备,2014,34(2):132-136.
XIAO Haozhong, XU Jianping, CHEN Zhangyong, et al. Research of secondary dual resonant full-bridge DC-DC transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2):132-136.
- [6] JOVICIC D, OOI B T. Theoretical aspects of fault isolation on high-power direct current lines using resonant direct current/direct current converters [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2011, 5(2):153.
- [7] 袁义生,龚昌为. 一种谐振型推挽式直流变换器[J]. 电力自动化设备,2012,32(10):83-87,93.
YUAN Yisheng, GONG Changwei. Resonant push-pull DC-DC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(10):83-87, 93.
- [8] 王新颖,汤广福,魏晓光,等. MMC-HVDC 输电网用高压 DC/DC 变换器隔离需求探讨[J]. 电力系统自动化,2017,41(8):172-178.
WANG Xinying, TANG Guangfu, WEI Xiaoguang, et al. Discussion on isolation requirement of high voltage DC/DC converter for MMC-HVDC transmission systems [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(8):172-178.
- [9] 孙谦浩,宋强,王裕,等. 基于 RT-LAB 的高频链直流变压器实时仿真研究[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(5):80-87.
SUN Qianhao, SONG Qiang, WANG Yu, et al. Real-time simulation research of high frequency link DC solid state transform based on RT-LAB [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5):80-87.
- [10] 赵彪,宋强,刘文华,等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报,2014,34(25):4295-4303.
ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25):4295-4303.
- [11] 晏坤,王辉,漆文龙,等. 微电网储能系统中基于 PWM 加双重移相控制的双向 DC/DC 变换器研究[J]. 电力自动化设备,2015,35(4):44-52.
YAN Kun, WANG Hui, QI Wenlong, et al. Bidirectional DC/DC converter based on PWM plus dual phase-shift control for microgrid storage system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4):44-52.
- [12] WANG Y, SONG Q, SUN Q H, et al. Multilevel MVDC link strategy of high-frequency-link DC transformer based on switched capacitor for MVDC power distribution [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4):2829-2835.
- [13] 李建国,赵彪,宋强,等. 适用于中高压直流电网的开关电容接入式直流变压器[J]. 电工技术学报,2018,33(4):817-825.
LI Jianguo, ZHAO Biao, SONG Qiang, et al. DC transformer based on switched capacitor in high and medium voltage DC power system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4):817-825.
- [14] 姚良忠,杨晓峰,林智钦,等. 模块化多电平换流器型高压直流变压器的直流故障特性研究[J]. 电网技术,2016,40(4):

- 1051-1058.
- YAO Liangzhong, YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, et al. DC fault characteristics of modular multilevel converter based HVDC transformer [J]. *Power System Technology*, 2016, 40(4): 1051-1058.
- [15] 林智钦, 王志冰, 杨晓峰, 等. 模块化多电平高压 DC/DC 变换器的电感参数设计 [J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(9): 2470-2477.
- LIN Zhiqin, WANG Zhibing, YANG Xiaofeng, et al. Inductance parameter design for modular multilevel high voltage DC/DC converters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(9): 2470-2477.
- [16] 孙谦浩, 李亚楼, 孟经纬, 等. 基于移相控制的高频链模块化多电平直流变压器分布式控制管理策略及轮换电容电压平衡方法 [J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(5): 1310-1318.
- SUN Qianhao, LI Yalou, MENG Jingwei, et al. Distributed control strategy and alternate modulation balance algorithm of high-frequency-link modular multilevel DC transformer based on phase-shifting principle [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(5): 1310-1318.
- [17] ZHAO B, SONG Q, LI J G, et al. High-frequency-link modulation methodology of DC-DC transformer based on modular multilevel converter for HVDC application; comprehensive analysis and experimental verification [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(5): 3413-3424.
- [18] KRISMER F, KOLAR J W. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(3): 881-891.
- [19] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(12): 6488-6494.

作者简介:



陈 东

陈 东 (1971—), 女, 湖北武汉人, 高级工程师, 主要研究方向为直流输配电技术;

梅 念 (1982—), 女, 湖北随州人, 高级工程师, 博士, 主要研究方向为直流输配电技术;

孙谦浩 (1993—), 男, 山西运城人, 博士研究生, 通信作者, 主要研究方向为柔性直流输配电建模仿真及其关键换流器技术 (E-mail: sxsunqianhao@163.com);

孟经纬 (1990—), 男, 辽宁本溪人, 硕士研究生, 主要研究方向为柔性直流输电技术;

宋 强 (1975—), 男, 吉林长春人, 副教授, 博士研究生导师, 博士, 主要研究方向为柔性直流输配电技术和大功率电力电子技术。

Matching phase-shift control strategy of high-frequency modular DC transformer for HVDC system

CHEN Dong¹, MEI Nian¹, SUN Qianhao², MENG Jingwei², SONG Qiang²

(1. State Power Economic Research Institute, Beijing 102209, China;

2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: HMDCT (High-frequency Modular DC Transformer) is the core equipment of constructing DC power grid. When HMDCT is under the TPS (Traditional Phase-Shift) control, the mismatching working state of its high-frequency AC link will cause high-frequency current stress and backflow power, which decreases the transmission efficiency of HMDCT. Therefore, the key to further promote the application of HMDCT in DC power grid is to solve this technical bottleneck. In view of this, an AC link MPS (Matching Phase-Shift) control strategy of HMDCT based on the dynamic switching technology of bridge arm sub-modules is proposed. The analysis and experimental results show that, when HMDCT is under the AC link MPS control, the AC link voltage of HMDCT can be maintained in the matching working state regardless of the DC voltage ratio at both ends of HMDCT. When the transmission power is the same, compared with the TPS control, the AC link MPS control has smaller backflow power and higher efficiency. The correctness and validity of the theoretical analysis are verified by the prototype experiment.

Key words: HVDC system; HMDCT; matching phase-shift control; mismatching working state