

用于 HVDC 系统互联的高频模块化直流变压器优化控制策略

陈 东¹, 梅 念¹, 孙谦浩², 宋 强², 孟经纬², 王 裕³

(1. 国网经济技术研究院有限公司, 北京 102209; 2. 清华大学 电机系, 北京 100084;

3. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要:针对应用于高压直流输电(HVDC)系统互联的高频模块化直流变压器(HFMDCT),以直流电流纹波及高频环节电流应力大小为优化目标,提出了 HFMDCT 的直流链匹配多电平控制策略。对 HFMDCT 在多电平控制方法下的直流电流纹波机理进行了分析;通过采用拉格朗日因子法得到优化高频环节电流应力的直流链占空比条件,并以此为依据提出了高频变压器变比的设计原则;同时,为了在直流电压变化时仍可以保证 HFMDCT 的运行效率,进一步提出了基于直流链匹配多电平控制策略的直流电流纹波优化控制方法。

关键词:高压直流输电;高频模块化直流变压器;直流电流纹波;匹配多电平控制;电流应力

中图分类号:TM 41;TM 721.1

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.01.004

0 引言

直流变压器是直流电网组网的关键设备^[1-2],其主要功能包括:直流能量与电压变换、直流电流隔离以及直流潮流控制等^[3-5]。文献[6-9]针对应用于直流微电网、不间断电源以及电动汽车系统的直流变压器,详细分析了其控制方法、效率特性、参数设计、拓扑演变以及运行特性等。文献[10-11]以双向全桥 DC/DC 变换器 DAB(Dual-Active-Bridge DC-DC converter)为基本单元,对其输入侧与输出侧分别进行了串联与并联结构的级联,以满足应用于中压直流配电系统的要求。但由于 DAB 中存在直流电容,故上述直流变压器均不具有直流故障切除与隔离功能。鉴于此,文献[12]和文献[13]分别提出了基于开关电容的集成开关电容直流变压器 SCDCT(Switched Capacitor DC Transformer)结构和基于单侧模块化多电平换流器 MMC(Modular Multilevel Converter)的模块化多电平直流变压器结构。但上述结构在低压侧均采用了全桥并联结构,因此其并不适用于高压直流输电 HVDC(High Voltage Direct Current)系统间的组网互联。

应用于 HVDC 互联的直流变压器主要进行功率的双向传输,且对直流电压的变比要求不高,因此目前主要采用具有直流链交互结构的模块化级联拓扑。文献[14-15]对基于三相 MMC 的直流变压器的参数设计与故障处理进行了研究;文献[16]对基于单相 MMC 的直流变压器进行了控制系统与调制方法的详细分析。但由于 MMC 直流链交互结构采用

了大量的电力电子器件,其制造成本很高。为了减少开关器件的数量,文献[17]提出了基于两侧直流链交互结构的高频模块化直流变压器 HFMDCT(High-Frequency Modular DC/DC Transformer)方案。

本文针对文献[17]所提方案的优化控制策略进行了研究。对 HFMDCT 的直流电流纹波产生机理进行了分析与阐述;借助于拉格朗日因子法,对 HFMDCT 的高频环节电流应力优化条件进行了分析,并以此为依据提出了 HFMDCT 的高频交流变压器变比设计原则和直流链匹配多电平控制策略;在此基础上,针对直流电压变化时的直流电流纹波优化问题,以直流能量波动为目标,提出了基于直流链匹配多电平控制策略的直流电流纹波优化控制方法;通过仿真对上述理论分析及优化控制方法进行了验证。

1 HFMDCT 直流电流纹波产生机理

图 1 给出了 HFMDCT 的拓扑。图中, V_{HV1} 和 V_{HV2} 为两侧 HVDC 系统的直流母线电压, I_{HV1} 与 I_{HV2} 为相应的直流电流。由图 1 可知, HFMDCT 由三部

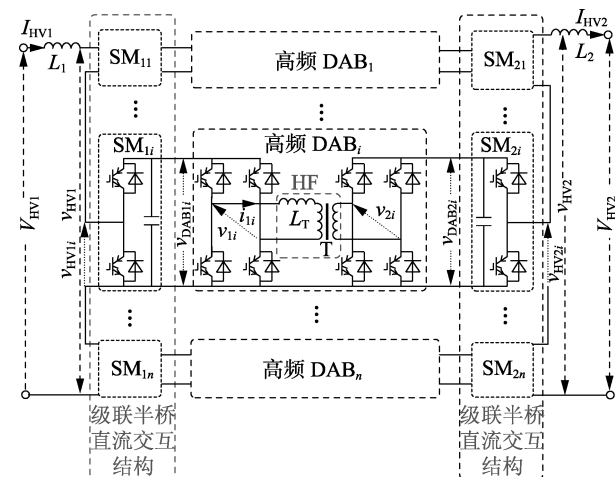


图 1 HFMDCT 的拓扑

Fig.1 Topology of HFMDCT

收稿日期:2017-10-31;修回日期:2018-09-13

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(B3441417K002)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2016YFB0901004) and the Science and Technology Project of SGCC(B3441417K002)

分构成,分别为两侧的级联半桥直流链交互结构模块和作为功率传输核心的高频 DAB 结构模块。直流链交互结构由 n 个半桥子模块(SM)相互连接构成,每个高频 DAB 单元则采用离散的方式通过级联半桥结构进行连接。由于采用直流链交互结构,HFMDCT 具有良好的直流故障处理与冗余结构设计能力。同时为抑制两侧直流电流的纹波,在 HFMDCT 的输入侧与输出侧均采用了串联辅助电感的结构。

图 2 给出了 HFMDCT 直流链多电平控制策略的工作原理,图中 T 为直流链环节的开关周期。在直流链多电平控制策略中,直流链相邻的 2 个半桥子模块间的移相角均为 $2\pi/n$,且每个半桥子模块均以占空比 D 进行开关动作,产生了一组具有等移相角的同占空比方波组,如图 2 中的 v_{HV11} 、 v_{HV12} 、 $\dots$ 、 v_{HV1i} 、 $\dots$ 、 v_{HV1n} 所示。

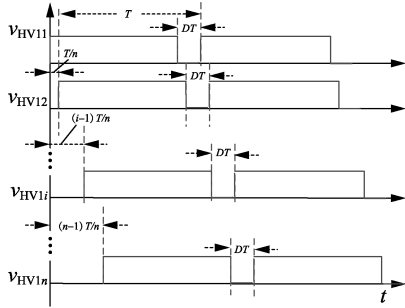


图 2 HFMDCT 直流链多电平控制策略原理图

Fig.2 DC link multilevel control strategy principle diagram of HFMDCT

在该控制方法下,若定义 j_1 、 j_2 分别为满足 $0 \leq j_1 \leq n-1$ 、 $0 \leq j_2 \leq n-1$ 的正整数,则当 V_{HV1} 侧与 V_{HV2} 侧直流链的占空比 D_1 、 D_2 分别满足 $j_1/n \leq D_1 < (j_1+1)/n$ 、 $j_2/n \leq D_2 < (j_2+1)/n$ 时,直流链的输出电压如式(1)所示。

$$\begin{cases} v_{HV1}(t) = \begin{cases} (n-j_1-1)v_{DAB1i} & t \in \left[\frac{i_1 T}{n}, \left(D_1 + \frac{i_1-j_1}{n} \right) T \right) \\ (n-j_1)v_{DAB1i} & t \in \left[\left(D_1 + \frac{i_1-j_1}{n} \right) T, \frac{(i_1+1)T}{n} \right] \end{cases} \\ v_{HV2}(t) = \begin{cases} (n-j_2-1)v_{DAB2i} & t \in \left[\frac{i_2 T}{n}, \left(D_2 + \frac{i_2-j_2}{n} \right) T \right) \\ (n-j_2)v_{DAB2i} & t \in \left[\left(D_2 + \frac{i_2-j_2}{n} \right) T, \frac{(i_2+1)T}{n} \right] \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $i_1 = 0, 1, \dots, n-1$; $i_2 = 0, 1, \dots, n-1$; v_{DAB1i} 和 v_{DAB2i} 为 HFMDCT 两侧直流链交互结构中半桥子模块电容电压的平均值,即中间高频 DAB 单元两侧的直流电压值。由于辅助电感 L_1 与 L_2 两端的电压降平均值在一个周期内为 0,因此 v_{DAB1i} 与 v_{DAB2i} 的计算公式如下:

$$\begin{cases} v_{DAB1i} = V_{HV1} / [n(1-D_1)] \\ v_{DAB2i} = V_{HV2} / [n(1-D_2)] \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、(2)可知,对于确定的占空比 D_1 、 D_2 ,HFMDCT 两侧直流链的输出电压均为周期等于 T/n 的周期性波动电压,且对于同一规律区间的占空比(即占空比 D_1 、 D_2 分别在区间 $[j_1/n, (j_1+1)/n]$ 、区间 $[j_2/n, (j_2+1)/n]$ 内),随着占空比 D 的增大,直流链输出高电平所占一个周期的比例随之减少,高电平的幅值随之增大。

同时,图 1 中 HFMDCT 两侧的直流电流值满足:

$$\begin{cases} L_1 di_{HV1}/dt = V_{HV1} - v_{HV1} \\ -L_2 di_{HV2}/dt = V_{HV2} - v_{HV2} \end{cases} \quad (3)$$

由式(1)~(3)及直流电流纹波波动的周期性可知,当 D_1 、 D_2 分别满足 $j_1/n \leq D_1 < (j_1+1)/n$ 、 $j_2/n \leq D_2 < (j_2+1)/n$ 时,HFMDCT 两侧的直流电流表达式如式(4)所示。

$$\begin{cases} I_{HV1} = \begin{cases} I_{min1} + \frac{(j_1+1-nD_1)v_{DAB1i}}{L_1} \left(t - \frac{i_1 T}{n} \right) \\ t \in \left[\frac{i_1 T}{n}, \left(D_1 + \frac{i_1-j_1}{n} \right) T \right) \\ I_{max1} + \frac{(j_1-nD_1)v_{DAB1i}}{L_1} \left[t - \left(D_1 + \frac{i_1-j_1}{n} \right) T \right] \\ t \in \left[\left(D_1 + \frac{i_1-j_1}{n} \right) T, \frac{(i_1+1)T}{n} \right] \end{cases} \\ I_{HV2} = \begin{cases} I_{min2} + \frac{(j_2+1-nD_2)v_{DAB2i}}{L_2} \left(t - \frac{i_2 T}{n} \right) \\ t \in \left[\frac{i_2 T}{n}, \left(D_2 + \frac{i_2-j_2}{n} \right) T \right) \\ I_{max2} + \frac{(j_2-nD_2)v_{DAB2i}}{L_2} \left[t - \left(D_2 + \frac{i_2-j_2}{n} \right) T \right] \\ t \in \left[\left(D_2 + \frac{i_2-j_2}{n} \right) T, \frac{(i_2+1)T}{n} \right] \end{cases} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $i_1 = 0, 1, \dots, n-1$; $i_2 = 0, 1, \dots, n-1$; I_{min1} 和 I_{max1} 分别为 V_{HV1} 侧的直流电流波动最小值和最大值; I_{min2} 和 I_{max2} 分别为 V_{HV2} 侧的直流电流波动最小值和最大值。虽然上述参数均与 HFMDCT 的传输功率有关,但直流电流纹波的波动幅值只与直流电流最大值及最小值的相对值有关,即:

$$\begin{cases} \Delta I_{HV1} = I_{max1} - I_{min1} = \frac{V_{HV1} T}{L_1} \frac{(j_1+1-nD_1)(nD_1-j_1)}{n^2(1-D_1)} \\ \Delta I_{HV2} = I_{max2} - I_{min2} = \frac{V_{HV2} T}{L_2} \frac{(j_2+1-nD_2)(nD_2-j_2)}{n^2(1-D_2)} \end{cases} \quad (5)$$

由上式可知,产生直流电流纹波的主要原因是由于直流链输出总电压的波动。且当 n 倍的占空比为整数时,直流电流的纹波为 0,即此时已完全消除直流电流的纹波,理论上辅助电感的值可以为 0。但由于在 HFMDCT 的实际运行中,传输功率是确定的,因此需要该运行条件下两侧直流链占空比的优化策略。

2 HFMDCT 传输功率模型及直流链匹配多电平控制策略

在 HFMDCT 的功率传输过程中,中间高频 DAB 单元起着传输功率的核心作用。高频 DAB 单元通常采用方波移相控制原理^[2],主要依靠高频 DAB 单元中两侧 H 桥之间移相角的大小和方向控制传输功率的大小和方向,如图 3 所示,图中, T_{hs} 为高频 DAB 的半个开关周期; MT_{hs} 为高频 DAB 的移相角, M 为高频 DAB 2 个全桥之间的调制波移相率。

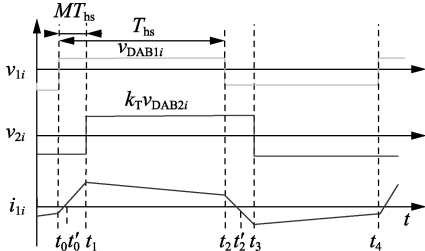


图 3 方波移相控制下的高频 DAB 输出波形

Fig.3 Output waveform of high-frequency DAB under square phase-shift control

根据图 3 所示的波形可知,当 DAB 运行时具有严格的对称性,因此只需要对其半个周期的电流特性进行分析即可。在图 3 中,单个高频 DAB 单元正常运行时交流环节在关键时刻的电流值为:

$$\begin{cases} i_{1i}(t_0) = -\frac{T_{hs} k_T v_{DAB2i}}{2L_T} \left(\frac{v_{DAB1i}}{k_T v_{DAB2i}} + 2M - 1 \right) \\ i_{1i}(t_0') = 0 \\ i_{1i}(t_1) = \frac{T_{hs} k_T v_{DAB2i}}{2L_T} \left[\frac{v_{DAB1i}}{k_T v_{DAB2i}} (2M - 1) + 1 \right] \end{cases} \quad (6)$$

其中, k_T 为高频压变器的变比。

由式(6)可知,高频环节的电流应力为:

$$i_{csT} = \frac{T_{hs} k_T v_{DAB2i}}{2L_T} \left(\frac{v_{DAB1i}}{k_T v_{DAB2i}} + 2M - 1 \right) = \frac{T_{hs} k_T V_{HV2}}{2nL_T (1 - D_2)} \left(\frac{V_{HV1}}{k_T V_{HV2}} \frac{1 - D_2}{1 - D_1} + 2M - 1 \right) \quad (7)$$

同时, HFMDCT 在方波移相控制下的通用传输功率模型为:

$$P_{HFMDCT} = nP_{DABi} = \int_0^T v_{1i} i_{1i} dt =$$

$$\frac{nT_{hs} k_T v_{DAB1i} v_{DAB2i}}{L_T} M(1 - M) = \frac{T_{hs} k_T V_{HV1} V_{HV2} M(1 - M)}{nL_T (1 - D_1) (1 - D_2)} \quad (8)$$

由式(7)、(8)可知,当 HFMDCT 在 HVDC 系统中应用时,其可控的自由变量包括 D_1 、 D_2 与 M 这 3 个。假设 HFMDCT 的传输功率为 P_0 ,则为了得到电流应力最小值的优化条件,根据式(7)与式(8)建立拉格朗日函数如下:

$$L(D_1, D_2, M, \lambda) = i_{csT} + \lambda (P_{HFMDCT} - P_0) \quad (9)$$

其中, λ 为拉格朗日优化系数。由式(9)可知,当传输功率一定时,高频 DAB 交流环节的电流应力达到最小值的条件为:

$$\frac{1 - D_2}{1 - D_1} = \frac{k_T V_{HV2}}{V_{HV1}} \quad (10)$$

根据上述分析,为了减小高频 DAB 环节的电流应力, HFMDCT 的两侧直流链占空比应满足式(10)。本文将满足该条件下的多电平控制策略称之为直流链匹配多电平控制策略,同时,将其他运行状态称之为非匹配多电平控制策略。

由式(8)、(10)可知,在直流链匹配移相控制下, HFMDCT 的自由变量由 3 个变为了 2 个,且传输功率模型可以简化为:

$$P_{HFMDCT} = \frac{T_{hs} V_{HV1}^2 M(1 - M)}{nL_T (1 - D_1)^2} \quad (11)$$

或者简化为:

$$P_{HFMDCT} = \frac{T_{hs} k_T^2 V_{HV2}^2 M(1 - M)}{nL_T (1 - D_2)^2} \quad (12)$$

选取直流链两电平控制策略的功率最大值^[12]作为基准值,对式(11)进行标准化可得:

$$p_{HFMDCT} = 4M(1 - M) / (1 - D_1)^2 \quad (13)$$

由式(13)可知,当 D_1 为定值时, HFMDCT 的最大传输功率在 $M = 0.5$ 时取到,具体如下:

$$p_{HFMDCTmax} = 1 / (1 - D_1)^2 \quad (14)$$

当 M 为定值时, HFMDCT 的传输功率随着 D_1 的增大而增大,这是直流链交互结构直流升压功能在传输功率中的体现。

3 HFMDCT 高频 DAB 交流变压器变比设计方法与直流电流纹波优化控制策略

当 HFMDCT 在 HVDC 系统中应用时,为了尽可能地减小直流纹波电流与高频 DAB 交流环节的电流应力,在选取高频变压器的变比时应满足:

$$k_T = mV_{HV1} / V_{HV2} \quad (15)$$

其中, m 或 $1/m$ 为正整数。在该设计参数下, 通常可以在保证两侧直流电流纹波为 0 的同时将高频交流环节的电流应力降到最低, 提高运行效率与性能。但由于 HVDC 在实际运行中会存在直流电压的变化, 因此应时刻检测 HFMDCT 的直流电压并根据直流电压的值调节两侧直流链的占空比以优化直流电流纹波。

假设两侧直流电压的变化率分别为 V_{HV1}^* 与 V_{HV2}^* , 则直流电压变化后的电压比 R_V 由 $k_T V_{HV2}/V_{HV1}$ 变为 $k_T V_{HV2}(1+V_{HV2}^*)/[V_{HV1}(1+V_{HV1}^*)]$, 此时两侧直流链的占空比可能不能同时满足两侧直流电流纹波同时为 0 的条件。在该情况下, 为了考虑直流电压变化的影响, 本文采用 HFMDCT 两侧功率波动和作为优化目标。在 HFMDCT 中, 直流电压发生变化后的功率波动和为:

$$\Delta P = V_{HV1} \Delta I_{HV1} (1+V_{HV1}^*) + V_{HV2} \Delta I_{HV2} (1+V_{HV2}^*) \quad (16)$$

其中, ΔI_{HV1} 、 ΔI_{HV2} 为 HFMDCT 两侧直流电流纹波的波动幅值, 可由式 (5) 求得。

HFMDCT 基于直流链匹配多电平控制策略的直流电流纹波优化策略流程如图 4 所示。

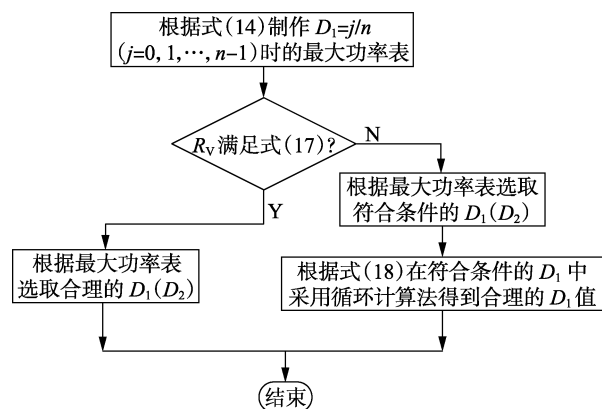


图 4 HFMDCT 直流电流纹波优化策略

Fig.4 Optimization strategy of DC current ripple for HFMDCT

由图 4 可知, 该策略对于直流电压发生变化后的情况分为以下的 2 种处理方式。

a. 改变后的两侧直流电压满足:

$$m(1+V_{HV2}^*)/(1+V_{HV1}^*) = m_1 \quad (17)$$

其中, m_1 或 $1/m_1$ 为正整数。在该情况下, 电压改变后的直流链占空比仍可以使两侧直流电流纹波均为 0, 此时只需要通过读表选取最大传输功率满足条件的占空比 D_1 (D_2) 即可实现直流电压改变后的电流纹波优化。

b. 改变后的两侧直流电压不满足式 (17)。在该情况下, 首先应根据最大传输功率选取功率符合条件的占空比范围, 然后根据式 (18) 所示的判别条件求出满足条件的占空比 D_1 。

$$\min \{ \Delta P \} = \min \left\{ V_{HV1}^2 T(j_1+1-nD_1) \times \frac{(nD_1-j_1)(1+V_{HV1}^*)}{n^2 L_1 (1-D_1)} + V_{HV2}^2 T(mj_1+1-n+mn-mnD_1) \times \frac{(n-mn+mnD_1-mj_1)(1+V_{HV2}^*)}{mn^2 (1-D_1) L_2} \right\} \quad (18)$$

其中, $\min \{ \cdot \}$ 为求最小值函数。

4 仿真验证

为了对本文的理论分析与优化策略进行验证, 搭建了 HFMDCT 的仿真模型, 模型参数如下: 两侧直流电压比为 0.9, 高频变压器的变比 $k_T = 0.9$, 直流链子模块数为 3, 直流链控制方法为多电平控制, DAB 开关频率为 20 kHz, 直流链开关频率为 2 kHz。

4.1 直流链匹配多电平控制策略验证

图 5 给出了直流链非匹配多电平控制策略 ($D_1 = 1/2, D_2 = 1/2$; $D_1 = 2/3, D_2 = 1/2$; $D_1 = 2/3, D_2 = 1/3$) 与直流链匹配多电平控制策略 ($D_1 = 1/3, D_2 = 1/3$) 下 HFMDCT 传输相同有功功率时的仿真波形。图 5 中, 取直流电压基准值为 V_{HV2} , 直流电流基准值为 V_{HV2} 侧的直流电流, 高频环节电流基准值为 $D_1 = 2/3, D_2 = 1/3$ 时的高频电流最大值。图中, 纵坐标为标幺值, 高频电流为第一个子模块中高频 DAB 高频环节的电流值, 后同。从图 5(a) 可知, 当直流链的占空比不满足 $nD(3 \times 0.5 = 1.5)$ 为整数时, 直流电流纹波较大且直流链输出电压波动周期为 T/n (500/3 ms), 但由于该运行状态下高频 DAB 两侧的直流电压匹配, 因此高频电流应力较小; 从图 5(b)、(c) 可知, 当直流链的占空比满足 $nD(3 \times 1/3 = 1$ 或 $3 \times 2/3 = 2)$ 为整数时, 直流电流纹波为 0, 此时直流链的输出电压保持恒定, 但由于该运行状态下高频 DAB 两侧的直流电压不匹配, 因此高频电流较大。上述 3 种情况说明, 在直流链非匹配多电平控制策略下, 直流电流纹波与高频电流应力可能得到部分优化, 但两方面不能得到同时优化。对比图 5(d) 与图 5(a)~(c) 可知, 在直流链匹配多电平控制策略下, 不仅两侧直流电流纹波可以降为 0, 且高频链电流应力在 4 种情况下也最小。

为了验证直流链匹配多电平控制策略对高频交流电流应力的优化过程。图 6 给出了传输功率一定时, $D_1 = 1/3$ 和 $D_1 = 2/3$ 时的高频电流应力随 D_2 的变化曲线 (以 $D_1 = 1/3, D_2 = 1/3$ 的电流应力为基准值)。由图 6 可知, 当 $D_1 = 1/3$ 时, 高频电流应力的最低点在 $D_2 = 1/3$ 时 (匹配工作点); 而当 $D_1 = 2/3$ 时, 高频电流应力的最低点在 $D_2 = 2/3$ 时 (匹配工作点); 当 HFMDCT 的工作点不在匹配工作点时, 其高

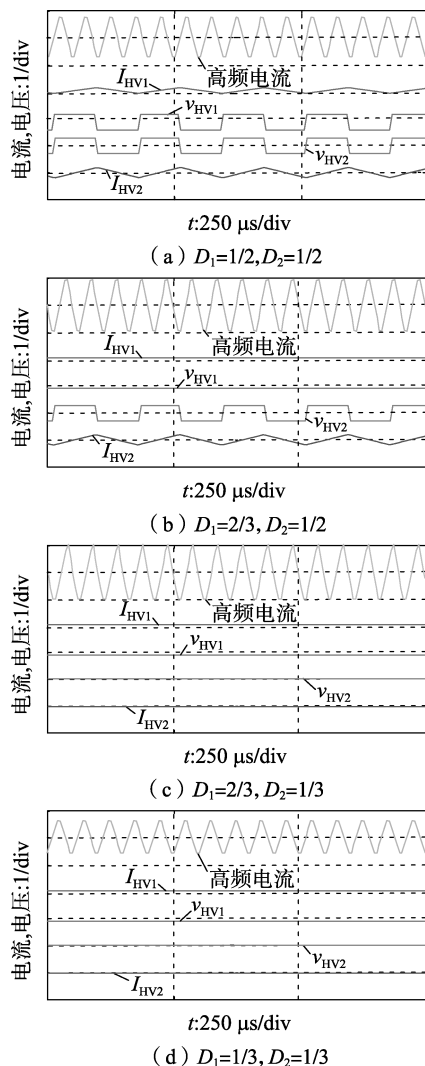


图 5 HFMDCT 直流链匹配多电平策略仿真结果

Fig.5 Simulative results of DC link matching multilevel control strategy for HFMDCT

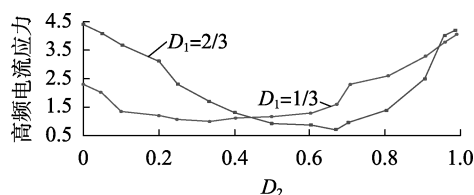


图 6 高频电流应力优化过程

Fig.6 Optimization process of high-frequency current stress

频链电流应力都将逐渐增大。

4.2 直流电压变化后直流电流纹波优化策略验证

在直流链匹配多电平控制策略下,当直流电压发生变化后,图 7 给出了直流电流纹波优化策略的仿真结果。从图 7 可知,当 HFMDCT 两端直流电压变化后 ($V_{HV1}^* = 5\%$, $V_{HV2}^* = 10\%$),两侧的直流链占空比经过优化策略计算得到 $D_1 = 2/3$ 、 $D_2 = 2/3$,由于此时两端占空比仍满足直流电流纹波为 0 的条件,因此从仿真结果可知直流链输出电压仍保持恒定值,高频电流应力仍保持较小值;与直流电压变化前相

比,不同之处在于直流链输出电压的值不同,且直流链中每个子模块的电容电压值均高于变化前,两侧直流电流值均小于变化前的值。

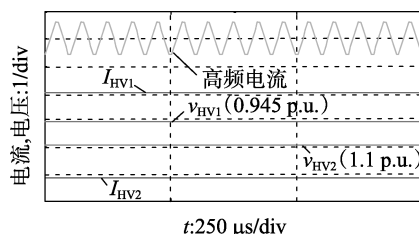


图 7 HFMDCT 直流电流纹波优化策略仿真结果

Fig.7 Simulative results of DC current ripple optimization strategy for HFMDCT

5 结论

本文对应用于 HVDC 系统互联的 HFMDCT 在多电平控制策略下的运行特性进行分析。不同于已有文献对控制策略实现与本身规律的分析^[17],本文主要对 HFMDCT 两侧直流链的占空比配合规律进行分析,在详细理论分析的基础上,提出了优化以上两方面运行特性的直流链匹配多电平控制策略与优化直流电压改变后直流电流纹波的方法,并通过仿真验证了优化策略的正确性。本文所提优化策略与方法适用于任何电压等级与子模块数的 HFMDCT,可以为 HFMDCT 在直流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] 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 [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 139-145.
- [2] 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):1-7.
SUN Qianhao, WANG Yu, SONG Qiang, et al. Dual-active-bridge DC/DC converter comparison and analysis in DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 1-7.
- [3] 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.
- [4] 赵成勇,李路遥,翟晓萌,等. 新型模块化高压大功率 DC/DC 变换器[J]. 电力系统自动化,2014,38(4):72-78.
ZHAO Chengyong, LI Luyao, ZHAI Xiaomeng, et al. A new type of modular high-voltage high-power DC-DC converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(4): 72-78.
- [5] 李国庆,边竞,王鹤,等. 一种基于 MMC 的新型直流潮流控制器[J]. 电网技术,2017,41(7):2107-2114.
LI Guoqing, BIAN Jing, WANG He, et al. A new type DC flow controller based on MMC [J]. Power System Technology, 2017, 41(7): 2107-2114.
- [6] 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.
- YUAN Yisheng, GONG Changwei. Resonant push-pull DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(10): 83-87.
- [7] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.
- [8] 晏坤, 王辉, 漆文龙, 等. 微电网储能系统中基于 PWM 加双移相控制的双向 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.
- [9] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wanhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [10] ZUMEL P, ORTEGA L, LAZARO A, et al. Control strategy for modular dual active bridge input series output parallel[C]//2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Salt Lake City, UT, USA: IEEE, 2013: 1-7.
- [11] MOHAMMADPOUR A, PARSA L, TODOROVIC M H, et al. Series-input parallel-output modular-phase DC-DC converter with soft switching and high frequency isolation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 111-119.
- [12] ZHAO Biao, SONG Qiang, LI Jianguo, et al. High-frequency-link DC transformer based on switched capacitor for medium-voltage DC power distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4766-4777.
- [13] WANG Yu, SONG Qiang, ZHAO Biao, et al. Analysis and optimization of modulation strategy based on dual-phase-shift for modular multilevel high-frequency-link DC transformer in medium-voltage DC distribution network[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(2): 253-261.
- [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[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] ZHAO Biao, SONG Qiang, LI Jianguo, 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.
- [17] ZHAO Biao, SONG Qiang, LI Jianguo, et al. A modular multilevel DC-link front-to-front DC solid-state transformer based on high-frequency dual active phase shift for HVDC grid integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 64(11): 8919-8927.

作者简介:



陈 东

陈 东 (1971—), 女, 湖北武汉人, 高级工程师, 主要研究方向为高压直流输电技术;

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

孙谦浩 (1993—), 男, 山西运城人, 博士研究生, 通信作者, 主要研究方向为直流输电技术及大功率 AC/DC、DC/DC 变换技术 (E-mail: sxsunqianhao@163.com);

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电技术和大功率电力电子技术;

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;

王 裕 (1984—), 男, 广东惠州人, 副教授, 博士, 主要研究方向为直流配电网及智能功率转换技术。

Optimization control strategy of high-frequency modular DC/DC transformer for HVDC system integration

CHEN Dong¹, MEI Nian¹, SUN Qianhao², SONG Qiang², MENG Jingwei², WANG Yu³

(1. State Grid Economic and Technological Research Institute Co., Ltd., Beijing 102209, China;

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

3. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In order to optimize the DC current ripple and high-frequency link current stress of HFMDCT (High-Frequency Modular DC/DC Transformer) for interconnected HVDC (High Voltage Direct Current) systems, a novel DC link matching multilevel control strategy is proposed. The DC current ripple mechanism of HFMDCT under the multilevel control method is analyzed. Then, the DC link duty cycle condition that optimizes the high-frequency link current stress is obtained using Lagrange method. On this basis, the design principle of high-frequency transformer ratio is proposed. At the same time, in order to ensure the operational efficiency of HFMDCT particularly under the variation of DC voltage, a DC current ripple optimization control method based on DC link matching multilevel control strategy is proposed.

Key words: HVDC power transmission; HFMDCT; DC current ripple; DC link matching multilevel control; current stress