直流配电网MMC-H型直流变压器回流功率的变频优化

梅 军¹,管 州¹,丁 然¹,范光耀¹,葛 锐¹,王冰冰¹,梁 东²,宗 瑾² (1. 东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096;2. 国网冀北电力有限公司,北京 100054)

摘要:研究适用于直流配电网的模块化多电平换流器H桥(MMC-H)型直流变压器,其由模块化多电平(MMC) 桥臂、H桥和交流变压器组成。MMC采用阶梯波调制,H桥采用方波调制。推导出基于移相控制的传输功率 与回流功率表达式,总结影响回流功率的因素与零回流功率的边界条件。为抑制回流功率,提出了变频优化 策略,通过工作频率的变化来调节移相比落入零回流功率区域,减小回流功率与电流应力。最后,搭建实验 平台对变频优化控制策略进行验证,实验结果表明变频优化控制策略能够调节移相比,降低电流应力与损 耗,提高直流变压器效率。

0 引言

为应对全球气候变化加剧、化石能源枯竭,实现 能源与环境的可持续发展,世界各地大量采用光伏、 风电等可再生能源发电。但可再生能源发电易受到 环境因素影响,出力不稳定,具备间歇性和随机性等 特点,高渗透率的可再生能源发电会影响传统交流 电网的稳定性。而直流配电网可靠性高、控制灵活, 在分布式能源接入方面优势显著,成为配电网的重 要发展方向^[13]。与交流电网中的变压器类似,直流 变压器能够实现不同直流电网间的互联,是构建直 流配电网的重要组成部分。针对直流配电网用直流 变压器,已有专家学者开展研究^[4]。

双有源桥 DAB (Dual Active Bridge) DC / DC 变换器因具有体积小、器件数量少、转换效率高等特 点受到了广泛关注,其在电动汽车、储能等领域均有 应用^[5]。然而,回流功率的存在会降低变换器的效 率^[6]。因此,除传统的单相移控制,为了抑制回流功 率,有学者提出了拓展移相^[7]、双重移相^[8]、三重移 相和混合移相控制^[9-10]。将多个 DC / DC 变换器通 过串 / 并联的方式形成组合变换器能够提升传输功 率,实现不同电网间的友好互联,灵活采用组合变换 器中的串并联结构能够适应不同的应用场合^[11]。但 组合式变换器存在集中电容,因此不具备冗余设计 和故障处理能力^[12]。

而模块化多电平换流器 MMC(Modular Multilevel Converter)克服了电力电子器件的低电压应力 问题,且储能电容分布在子模块当中,具备良好的 故障处理能力。因此,有学者提出了 MMC-DAB型

收稿日期:2019-03-28;修回日期:2019-11-11 基金项目:国家电网公司科技项目(520101170022)

Project supported by the Science and Technology Project of SGCC(520101170022) DC / DC 变换器拓扑结构^[13-14]。若交流变压器一侧 采用MMC桥臂,另一侧采用H桥拓扑,则形成模块 化多电平换流器H桥(MMC-H)型直流变压器拓扑^[4]。 MMC桥臂的使用能够提升电压等级,增大传输功 率,H桥控制简单,可连接较低电压等级。与DAB类 似,该直流变压器可通过移相控制,即直接控制初、 次级相位差,或直接变压控制(DC/AC/DC)实现 传输功率的控制和输出电压的稳定。文献[4]提出 一种新型控制方式,通过控制内外移相实现功率传 输,但该控制方式中采用多个子模块同时开通,通断 瞬间电压变化率较大,不利于变换器的稳定。文献 [15]提出一种基于 MMC 的 DC / DC 固态变压器,该 拓扑采用交流变压器串联和输出并联的方式提高输 出电流,但该拓扑无法实现功率双向流动。文献 [16]提出基于多个DAB级联的模块化高频链直流 变压器,采用多个高频变压器串联和H桥输出并联的 方式,能够实现能量双向流动,但级联H桥调制不同 步,易出现差分环流问题,高频的工作方式虽然有利 于电感和变压器体积的减小,但是降低了传输功率。

传统 DAB 电路都是采用固定工作频率,考虑到 传输功率与频率相关的特点,变频控制策略相应被 提出。文献[17]提出 DAB 的变频控制策略,主要是 针对轻载情况下的频率调节,文献[18]提出在 DAB 中采用变频控制增大零电压切换的范围。

针对以上问题,本文主要研究适用于中低压直 流配电网系统的MMC-H型直流变压器拓扑,中压侧 采用MMC桥臂,可实现低压器件承受较高等级的电 压,而低压侧采用H桥拓扑,控制简单、易实现。分 析该直流变压器运行特性,同时提出一种变频优化控 制(VFOC)策略,通过调节工作频率,抑制回流功率。

1 MMC-H型直流变压器工作原理

图1为MMC-H型直流变压器拓扑。图中,SM为

子模块,T₁、T₂为SM中绝缘栅双极型晶体管(IGBT); u_{pal} 、 u_{pa2} 和 u_{pb1} 、 u_{pb2} 分别为a相和b相的上、下桥臂电 压; L_p 为初级侧桥臂电感; i_L 为初级侧电感电流; L_r 为 变压器漏感; u_p 为初级侧MMC逆变电压;n为变压器 变比; I_{de1} 为初级侧直流电流; U_{de1} 、 U_{de2} 分别为初、次 级侧直流电压; S_1 — S_4 为次级侧IGBT; D_1 — D_4 为次级 侧二极管; u_s 为次级侧调制后与初级侧同频的方波 电压。





图 2 为 MMC-H 型直流变压器的简化原理图。 针对 MMC 桥臂,以 a 相为例进行分析,在桥臂电感 参数合理与设置环流抑制策略的条件下, a 相 p_1, p_2 可看作等电位,将这 2 点短接以简化分析^[19]。次级 侧 H 桥 a 相做相同简化。桥臂简化等效电路如图 2 (a)所示。图中, P 为传输功率, 表示半个周期内瞬 时功率的平均值; P_{bf} 为回流功率, 表示半个周期内 负瞬时功率之和; Δu 为 a 相点 p_1, p_2 的电势差; i_a 为 a 相的相电流; i_{a1}, i_{a2} 分别为 a 相上、下桥臂电流。



Fig.2 Simplified schematic diagram of MMC-H DC transformer

忽略电力电子器件损耗,将MMC-H型直流变压 器按照交流变压器的变比折算到初级侧,则该直流 变压器可等效为初级侧、次级侧及电感L(考虑两相桥臂,L=L_p+L_r),将其进一步简化得到功率传输模型,如图2(b)所示。

2 MMC-H型直流变压器功率求解

2.1 MMC-H型直流变压器运行特性

MMC采用阶梯波调制策略,本文以最近电平逼 近调制为例进行分析,次级侧H桥采用方波调制,得 到与 u_p 同频的方波 u_s 。设 u_p 相位超前 u_s ,直流变压器 交流链波形如图3所示。图中, U_1 、 U_2 分别为初、次 级侧逆变交流电压 u_p 、 u_s 的幅值, $U_1 = U_{de1}, U_2 = U_{de2},$ nU_2 为次级侧 U_2 折算后的电压;T为工作周期的1/2; D为移相比(0 $\leq D \leq 1$); t_d 为半个周期内的移相时间, $t_d = DT$;N为 MMC桥臂 SM 的数量,一般取偶数; t_s 、为 半个周期内电感电流穿过x轴的时间。



图3 MMC-H型直流变压器交流链波形

Fig.3 AC link waveforms of MMC-H DC transformer 根据最近电平逼近调制的定义得:

0.5 Nmsin θ_x = x - 0.5 x = 1, 2, …, N/2 (1)
 其中,θ_x为半个周期内电平阶跃点相位;m为MMC 调制比。

则MMC逆变电压电平阶跃点为:

$$\theta_x = \arcsin[2(x-0.5)/(Nm)]$$
 x=1, 2, ..., N/2 (2)
为方便讨论 取 m=1 则有.

$$\begin{cases} \theta_x = \arcsin\left[2(x-0.5)/N\right] \\ \theta_{N2+x} = \theta_{N2+1-x} \end{cases} x = 1, 2, \cdots, N/2 \quad (3)$$
则半个周期内阶跃点时间可表示为:

$$t_{x} = \begin{cases} \theta_{x} T/\pi & x = 1, 2, \cdots, N/2 \\ T - \theta_{x} T/\pi & x = N/2 + 1, \cdots, N - 1, N \end{cases}$$
(4)

2.2 交流链电压与电流特性

若该直流变压器已稳定运行,根据图 3 中 u_p 的 阶梯波特性,将直流变压器分为N+1种工作状态,列 出的电感电流 i_L 方程如附录A所示,求得各状态下 的 i_L 。

当t_x<t_d时,电感电流为:

$$i_{L}(t_{x}) = -\frac{U_{1}T}{2L} \left(1 - \frac{4}{N} \sum_{h=x}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} - 4 \frac{x-1}{N} \frac{\theta_{x}}{\pi} \right) + \frac{nU_{2}T}{2L} \left(1 - 2D + 2 \frac{\theta_{x}}{\pi} \right)$$
(5)

其中,h为正整数。

当
$$t_x = t_d$$
时,电感电流为:

$$i_{L}(t_{d}) = -\frac{U_{1}T}{2L} \left[1 - \frac{4}{N} \sum_{h=x}^{N2} \frac{\theta_{h}}{\pi} - 4 \frac{x-1}{N} \frac{\theta_{x}}{\pi} - 4 \frac{x}{N} \left(D - \frac{\theta_{x}}{\pi} \right) \right] + \frac{nU_{2}T}{2L}$$
(6)

当 $t_x > t_d$ 时,电感电流为: $i_t(t_x) =$

$$\begin{cases} -\frac{U_{1}T}{2L} \left(1 - \frac{4}{N} \sum_{h=x}^{N2} \frac{\theta_{h}}{\pi} - 4 \frac{x - 1}{N} \frac{\theta_{x}}{\pi}\right) + \frac{nU_{2}T}{2L} \left(1 - 2D + 2 \frac{\theta_{x}}{\pi}\right) & x \leq N/2 \\ -\frac{U_{1}T}{2L} \left(-1 + \frac{4}{N} \sum_{h=N+1-x}^{N2} \frac{\theta_{h}}{\pi} + 4 \frac{N - x}{N} \frac{\theta_{N+1-x}}{\pi}\right) + \frac{nU_{2}T}{2L} \left(-1 + 2D + 2 \frac{\theta_{N/2-x+1}}{\pi}\right) & x > N/2 \end{cases}$$

$$(7)$$

同时根据图3可将
$$u_{p}$$
表示为:
$$u_{p}(t) = \begin{cases} 2xU_{1}/N & t_{x} \leq t \leq t_{x+1} \\ 2(N-x)U_{1}/N & t_{N2+x} \leq t \leq t_{N2+x+1} \end{cases}$$
(8)

2.3 传输功率求解

传输功率的求解见附录B,为方便分析,取基准 功率 $P_{N}=nU_{de1}U_{de2}/(8f_{s}L), f_{s}$ 为直流变压器额定工作 频率, $f_{s}=1/(2T)$;传输功率标幺值 P^{*} 为:

$$P^{*} = \begin{cases} 8 \left[-\frac{x}{N} D^{2} + D - \frac{2D}{N} \sum_{h=x+1}^{N^{2}} \frac{\theta_{h}}{\pi} - \frac{1}{N} \sum_{h=1}^{x} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi} \right)^{2} \right] \\ t_{x} \leq DT \leq t_{x+1} \\ 8 \left[-\frac{N/2 - x}{N} (1 - D)^{2} - \frac{2(1 - D)}{N} \sum_{h=x+1}^{N^{2}} \frac{\theta_{h}}{\pi} + \frac{(9)}{1 - D} - \frac{1}{N} \sum_{h=1}^{x} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi} \right)^{2} \right] \\ t_{N/2+x} \leq DT \leq t_{N/2+x+1} \end{cases}$$

2.4 回流功率求解

分析回流功率存在的区域,区域分布如图4所 示。由图可见:当 $U_1 > nU_2$ 时,可能会产生回流功率 区域 I,令该区域的 $i_L \alpha t_y$ 时刻取极小值 $i_L(t_y)$;若 i_L 上升到0前 u_p 仍大于0,则存在功率回流区域 II;若 i_L 下降到0后 u_p 仍大于0,则存在回流功率区域 II. 2.4.1 区域 I 的回流功率抑制

当 $i_L(t_y) \ge 0$ 时,可抑制区域 I 的回流功率为0, 此时有:



图4 回流功率区域分布

Fig.4 Distribution of backflow power area

$$\frac{1}{r} \ge \frac{1 - \frac{4}{N} \sum_{h=y}^{N2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{2(y-1)}{N} \frac{\theta_y}{\pi}}{1 + 2D - 2\theta_y/\pi}$$
(10)

其中,r为直流变压器的电压调节比, $r = U_1/(nU_2) = U_{de1}/(nU_{de2})$ 。

由于2(y-1)/N<1/r <2y/N, r <(1+2D-2\theta_y/\pi)÷

$$\left[1 - \frac{4}{N} \sum_{h=y}^{N2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{2(y-1)}{N} \frac{\theta_y}{\pi}\right]_{\circ}$$

<

方程r=f(D,r),采用迭代法求解,以N=20为例,得到 D与r的曲线,如图5所示。



图 3 7 与 D 天系曲线

Fig.5 Curve of r vs. D

图 5 中,电压调节比最小值 r_{min}=1,因此直流变 压器设计阶段若直接设置电压调节比 r≤1,则可直 接消除回流功率区域 I。

2.4.2 区域Ⅱ回流功率求解

区域 II 回流功率的求解过程详见附录C,取回 流功率基准功率 $P_{bfN}=nU_{de1}U_{de2}/(8f_sL)$,则回流功率 标幺值 P_{bf}^* 为:

$$P_{\rm bf}^* = \frac{a_1 r^2 + b_1 r + c_1}{2 r + (d_1 + 1)} \tag{11}$$

其中,参数 a_1 、 b_1 、 c_1 和 d_1 见附录C。

同时由图4可知,当
$$i_L(t_1) \ge 0$$
时, $P_{bf}=0$,此时 D 满
足 $D \le \left[1 + \frac{2\theta_1}{\pi} - r\left(1 - \frac{4}{N}\sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi}\right)\right]/2$,则 $D_{max} = \left[1 + \frac{2\theta_1}{\pi} - r\left(1 - \frac{4}{N}\sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi}\right)\right]/2_{\circ}$

2.4.3 区域Ⅲ回流功率求解

区域Ш回流功率求解过程详见附录 D, 取 $P_{\text{bfN}} = nU_{\text{del}}U_{\text{de2}}/(8f_sL)$,则回流功率标幺值 P_{bfN}^* 为:

$$P_{\rm bf}^* = \frac{a_2 r^2 + b_2 r + c_2}{2 r - (d_2 + 1)} \tag{12}$$

其中,参数 a_2 、 b_2 、 c_2 和 d_2 见附录D。

同时易求得在满足条件
$$D \ge \left[1 - 2\theta_1/\pi - r\left(1 - \frac{4}{N}\sum_{h=1}^{N^2} \frac{\theta_h}{\pi}\right)\right]/2$$
时, $P_{\rm bf} = 0$, 则可知 $D_{\rm min} = \left[1 - 2\theta_1/\pi - r\left(1 - \frac{4}{N}\sum_{h=1}^{N^2} \frac{\theta_h}{\pi}\right)\right]/2$ 。

综上,可得完整回流功率表达式为:

$$P_{bf}^{*} = \begin{cases} \frac{a_{1}r^{2} + b_{1}r + c_{1}}{2r + (d_{1} + 1)} & D > D_{max} \\ 0 & D_{min} \leq D \leq D_{max} \\ \frac{a_{2}r^{2} + b_{2}r + c_{2}}{2r - (d_{2} + 1)} & D < D_{min} \end{cases}$$
(13)

设*Z*=[D_{min} , D_{max}]为零回流功率区域,即当*D*∈*Z* 时, P_{bf} =0。区域*Z*可表示为*Z*=2 θ_1 /π=2 arcsin (1/*N*)/π, 而直流电压调节比*r*的大小影响区域*Z*的上、下限。

取N=2,则P与P_{bf}的表达式分别为:

$$P = \frac{nU_{\rm dc1}U_{\rm dc2}}{2f_s L} \left(-D^2 + D - \frac{\theta_1^2}{\pi^2} \right)$$
(14)

$$P_{\rm bf} = \begin{cases} \frac{nU_{\rm dc1}U_{\rm dc2}}{16f_{\rm s}L} \frac{[r(1+2\theta_{\rm 1}/\pi)+(2D-1-2\theta_{\rm 1}/\pi)]^2}{r+1} \\ D > D_{\rm max} \\ 0 \\ \frac{D}{16f_{\rm s}L} \frac{D}{1-r} \\ \frac{nU_{\rm dc1}U_{\rm dc2}}{16f_{\rm s}L} \frac{[r(1-2\theta_{\rm 1}/\pi)+(2D-1+2\theta_{\rm 1}/\pi)]^2}{1-r} \\ D < D_{\rm min} \\ D_{\rm max} = \left[1+2\theta_{\rm 1}/\pi-r(1-2\theta_{\rm 1}/\pi)\right]/2 \\ D_{\rm min} = \left[1-2\theta_{\rm 1}/\pi-r(1-2\theta_{\rm 1}/\pi)\right]/2 \end{cases}$$

此时 MMC 逆变电压为三电平矩形波,次级侧H 桥逆变出方波,直流变压器与 DAB 电路在拓展移相 控制下的波形一致,而 DAB 电路在拓展移相控制下 的传输功率表达式^[6]与式(14)也一致,从而验证了 MMC-H传输功率表达式的正确性。另外,本文推导 的回流功率表达式更加全面,根据移相比的不同将 回流功率分为3个部分,并且给出了详细的零回流 功率范围。

3 MMC-H型直流变压器功率特性

 P^* 、 P^*_{bf} 随移相比D变化的曲线如图6所示。图中,0 $\leq D \leq 1, r=1, N=20$ 。

由图6可见,P*关于D的曲线为类抛物线,且在 D=0.5时取最大值;随着D的增大,P^{*}_{bf}先减小后增 大,且存在一段P^{*}_{bf}=0的区域Z。此外,轻载时直流 变压器P^{*}_{bf}相对P^{*}较大,因此直流变压器避免轻载 (即移相比D很小)状态。

除电压调节比r外,直流变压器初级侧的调制



Fig.6 Transmission power of MMC-H DC transformer curve

比*m*和SM个数*N*也会影响传输功率。定性分析可知,*m*和*N*对传输功率和回流功率影响很小。

4 MMC-H型直流变压器变频优化控制

MMC-H型直流变压器额定工作频率为 f_s ,上述的分析均以定频 f_s 为前提,事实上P与工作频率 f_s 成反比,改变 f_s 能够改变功率曲线,如图7所示。图中,N=20,r=1。



图7 工作频率为 f_s , $f_s/2$ 与 $2f_s$ 时的功率曲线

Fig.7 Curves of active power varied with operating frequency of f_s , $f_s/2$ and $2f_s$

当传输功率为某一数值P_a时,工作频率为f_s、f_s/2 与2f_s时所对应的移相比分别为D₁、D₂和D₃,且满足 D₃<D₁<D₂。则降低工作频率能够减小D,反之D增 大。而分析零回流功率区域Z可知,频率的变化不 会对区域Z产生影响,因此可通过改变工作频率来 改变D,使D落入零回流功率区域Z,达到P_{bf}=0的 状态。

设置工作频率为 f_{w} ,同时设置变压器工作的频率范围[f_{ww} , f_{ww}],满足:

$$f_{\rm w} = k f_{\rm s} \tag{16}$$

其中,k为频率系数。

传输功率曲线关于 D=0.5 对称,且 D>0.5 时回 流功率恶化,因此限定 D≤0.5。如上所述,额定工作 频率f,下的传输功率P如式(17)所示。

$$P(D) = \frac{nU_{dc1}U_{dc2}}{2f_s L} \left[-\frac{2x}{N} D^2 + D - \frac{4D}{N} \sum_{h=x+1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{2}{N} \sum_{h=1}^{x} \left(\frac{\theta_h}{\pi} \right)^2 \right]$$
(17)

则变频优化控制策略表示为:

$$\begin{cases} f_{w} = f_{s} & D \in Z \\ f_{w} = kf_{s}, \ k = P(D_{max})/P(D) & D > D_{max} \\ f_{w} = kf_{s}, \ k = P(D_{min})/P(D) & D < D_{min} \end{cases}$$
(18)

直流变压器 VFOC 策略的流程图如图 8(a) 所示。 图中, U_{dc2}^* 为输出电压参考值。首先根据 $N \pi r$ 计算 出 $D_{min} \pi D_{max}$,再判断D的范围。若不满足 $D \in \mathbb{Z}$,则根 据式(18)计算出k,当 kf_s 在频率范围[f_{min} , f_{max}]内时, 则以 kf_s 为工作频率,否则以最大或最小频率运行;若 满足 $D \in \mathbb{Z}$,则无需改变工作频率。



Fig.8 Variable-frequency control strategy

VFOC策略框图见图 8(b),其包括电压闭环和 VFOC 控制器,电压闭环的输出值为移相比D,将控 制环得到的D和额定控制频率 f_x 输入 VFOC 控制器 中,通过比较D和Z的上、下限调整D和 f_x ,实现D落 入区域 Z_o

5 实验验证

搭建实验平台,主要参数如下: U_{de1} =80 V; U_{de2} = 40 V;N=4; C_p =2 200 μ F; L_p =1.6 mH; C_s =4 400 μ F; f_s = 400 Hz; L_T =320 μ H;n=2:1。根据上述参数可知,r= $U_{de1}/(nU_{de2})$ =1; D_{min} =0.0948, D_{max} =0.2556;Z=[0.0948, 0.2556],限定D<0.5。同时 f_w 设为中频(小于1 kHz) 附近,这样具备较小的开关损耗且减小了变压器和 电感的体积。

设置负载电阻为15 Ω (功率为106.7W),根据 此参数进行实验得到不同频率下的实验波形,如图 9所示。由图可知,不同工作频率下 u_s 的峰值稳定在 40V,即 U_{d2} 稳定在40V。

如图9(a)所示,当额定工作频率为400 Hz时D 约为0.045,此时u_pi_L为负的面积较大,且i_L有效值为



5.2 A,电流应力较大。若要较好地抑制 P_{bf} ,即令 $D=D_{min}=0.0948$,则 $k=P(D_{min})/P(D)\approx2.0662$,因此 $f_w=kf_s\approx826.49$ Hz。故 f_w 略大于 826 Hz即可满足要求,取 f_w 为 835 Hz,同时选取 f_w 为 500~900 Hz 时的数据进 行对比。如图 9(b)所示,当额定工作频率为 600 Hz 时D约为 0.072,此时 u_pi_L 仍存在为负的阶段, i_L 有效 值降低为 3.5A。如图 9(c)所示,当额定工作频率为 835 Hz 时为最优工作状态,D约为 0.094,处于零回 流工作区域内,此时 u_pi_L 几乎不存在为负的阶段, P_{bf} 明显减小, i_L 有效值为 2.45 A,电流应力明显降低。如 图 9(d)所示,当额定工作频率为 900 Hz 时 $D > D_{min}$, 处于零回流工作区域内, u_pi_L 波形几乎不存在为负的 阶段,回流功率维持在较低水平, i_L 有效值为 2.47 A, 此时,直流变压器的电流应力很小。

图 10 为相同负载功率(功率为 106.7 W)下不同 工作频率的电感电流有效值曲线与效率曲线。由图 可知,随着工作频率的增加,电流有效值逐渐减小, 效率逐渐升高,效率最高达到93%左右。



图 10 电流应力和效率随频率变化曲线



6 结论

本文在MMC-H型直流变压器拓扑的基础上,推 导出传输功率与回流功率表达式,并分析传输功率的 功率特性,总结了回流功率的分布特性及其影响因 素,分析电压调节比的取值范围,凝练零回流功率的 边界条件,为直流变压器的参数设计建立理论基础。

针对MMC-H型直流变压器回流功率问题,提出 VFOC策略,通过工作频率的变化改变移相比,实现 移相比落入零回流功率区域,减小回流功率,降低电 流应力与损耗,提高直流变压器效率,增强直流变压 器的灵活性。实验结果验证了优化策略的正确性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1]郑欢,江道灼,杜翼.交流配电网与直流配电网的经济性比较
 [J].电网技术,2013,37(12):3368-3374.
 ZHENG Huan,JIANG Daozhuo,DU Yi. Economic comparison of AC and DC distribution system[J]. Power System Technology,2013,37(12):3368-3374.
- [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):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.
- [3] 孙鹏飞,贺春光,邵华,等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):64-73.
 SUN Pengfei, HE Chunguang, SHAO Hua, et al. Research status and development of DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(6):64-73.
- [4] 王朝辉,王天威,张军明. 模块化多电平直流变压器研究[J]. 中国电机工程学报,2016,36(1):31-39.
 WANG Zhaohui, WANG Tianwei, ZHANG Junming. Research on modular multilevel DC transformer[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(1):31-39.
- [5] 程红,马志鹏,王聪,等. 基于傅里叶级数建模的双有源桥DC-DC变换器电流有效值分析[J]. 电力自动化设备,2017,37(5): 14-20.
 CHENG Hong, MA Zhipeng, WANG Cong, et al. Effective current analysis based on Fourier series modeling for dual-active-bridge DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(5):14-20.
- [6] ZHAO B, YU Q, SUN W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11):4667-4680.
- [7] SHI H, WEN H, CHEN J, et al. Minimum-backflow-power sche-

me of DAB-based solid state transformer with extended-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3483-3496.

- [8] BAI H, MI C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control [J].IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6):2905-2914.
- [9] WU K, SILVAC W D, DUNFORD W G. Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge DC-DC converter with triple phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4):2007-2017.
- [10] SHEN Y, SUN X, LI W, et al. A modified dual active bridge converter with hybrid phase-shift control for wide input voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(10):6884-6900.
- [11] 陈武,阮新波,颜红.DC/DC多模块串并联组合系统控制策略[J].电工技术学报,2009,24(7):93-102.
 CHEN Wu,RUAN Xinbo,YAN Hong. Control strategy for DC/DC multiple modules series-parallel combined systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 93-102
- [12] 陈东,梅念,孙谦浩,等.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[J].电力自动化设备,2019,39(6): 61-67.
 CHEN Dong, MEI Nian, SUN Qianhao, et al. Matching phaseshift control strategy of high-frequency modular DC transformer for HVDC system[J]. Electric Power Automation Equip-
- [13] ADAM G P, GOWAID I A, FINNEY S J, et al. Review of DC-DC converters for multi-terminal HVDC transmission networks[J]. IET Power Electronics, 2016,9(2):281-296.

ment, 2019, 39(6): 61-67.

- [14] KENZELMANN S, RUFER A, DUJIC D, et al. Isolated DC / DC structure based on modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1):89-98.
- [15] ZHANG L, ZHAO Z, QIN J. Efficiency optimization design of DC-DC solid state transformer based on modular multilevel converters [C] //Energy Conversion Congress and Exposition. Cincinnati, USA: IEEE, 2017:3508-3513.
- [16] ZHAO B, SONG Q, LI J, et al. Modular multilevel high-frequency-link DC transformer based on dual active phase-shift principle for medium-voltage DC power distribution application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3): 1779-1791.
- [17] HILTUNNEN J, VAISANEN V, JUNTUNEN R, et al. Variablefrequency phase shift modulation of a dual active bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12):7138-7148.
- [18] HE X F, ZHANG Z, CAI Y Y, et al. A variable switching frequency hybrid control for ZVS dual active bridge converters to achieve high efficiency in wide load range[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014. Fort Worth, USA; IEEE, 2014:1095-1099.
- [19] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社,2013: 55-56.

作者简介:



梅军

梅 军(1971—),男,江苏淮安人,副教授,博士,通信作者,主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用、电能质量、光 伏发电和数字化变电站(E-mail:mei_jun@seu.edu.cn);

管 州(1993—),男,安徽池州人,硕 士研究生,主要研究方向为模块化多电平与 直流变压器(E-mail:guanzhou162275@126. com)。

(编辑 王欣竹)

MEI Jun¹, GUAN Zhou¹, DING Ran¹, FAN Guangyao¹, GE Rui¹, WANG Bingbing¹, LIANG Dong², ZONG Jin²

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd., Beijing 100054, China)

Abstract: The MMC-H (Modular Multilevel Converter-H-bridge) DC (Direct Current) transformer suitable for DC distribution system is studies, which is composed of MMC arm, H-bridge and AC transformer. MMC utilizes staircase modulation and H-bridge adopts square-wave modulation. Besides, the formula of transmission power and backflow power based on phase-shift control are derived, and the factors that affect the backflow power and the boundary conditions of zero backflow power are summarized. In order to suppress the backflow power, a variable-frequency optimization strategy is proposed. The phase-shift ratio can be adjusted to fall into the zero backflow power zone through variable operating-frequency strategy, so as to reduce the backflow power and current stress. Finally, an experimental prototype is built to verify the feasibility of variable-frequency optimization strategy. The experimental results show that the variable-frequency optimization strategy can adjust the phase-shift ratio, reduce the current stress and loss, and improve the efficiency of DC transformer.

Key words: modular multilevel converter; DC transformer; power formula; zero backflow power zone; variablefrequency optimization

(上接第13页 continued from page 13)

Fault ride through strategy of unified power flow controller based on current limiting reactor and its coordination with protection

ZHENG Tao¹, TANG Zhe¹, ZHANG Zihang¹, LI Houyuan¹, WANG Yunpeng¹, QI Huanhuan²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

 State Key Laboratory of Advanced Power Transmission Technology, Global Energy Interconnection Research Institute Co., Ltd., Beijing 102200, China)

Abstract: The response characteristics of UPFC (Unified Power Flow Controller) based on MMC (Modular Multilevel Converter) in case of failure of UPFC access line are analyzed in detail, and an FRT (Fault Ride Through) strategy based on CLR (Current Limiting Reactor) is proposed, which can make MMC at the shunt side being unblocked during external fault of UPFC by limiting the fault current passing through the DC link bus. On this basis, a coordination scheme of the FRT strategy of UPFC with the line distance protection is provided, which can effectively eliminate the adverse effects on the line distance protection. Simulation experiments are carried out in PSCAD / EMTDC, and the results verify the effectiveness of the proposed FRT strategy and coordination scheme.

Key words: FACTS; unified power flow controller; fault ride through; current limiting reactor; distance protection; relay protection

附录 A

$$\begin{cases} i_{L}(t_{1}) = i_{L}(t_{0}) + nU_{2}\theta_{1}T/(L\pi) \\ \vdots \\ i_{L}(t_{x}) = i_{L}(t_{x-1}) + [2(x-1)U_{1}/N + nU_{2}](\theta_{x-1}/\pi - \theta_{x-2}/\pi)T/L \\ i_{L}(t_{d}) = i_{L}(t_{x}) + [2(x-1)U_{1}/N + nU_{2}](D - \theta_{x-1}/\pi)T/L \\ i_{L}(t_{x+1}) = i_{L}(t_{d}) + [2(x-1)U_{1}/N - nU_{2}](\theta_{x}/\pi - D)T/L \\ \vdots \\ i_{L}(t_{N/2+1}) = i_{L}(t_{N/2}) + (U_{1} - nU_{2})(1 - 2\theta_{N/2}/\pi)T/L \\ \vdots \\ i_{L}(t_{N/2+x}) = i_{L}(t_{N/2+x-1}) + \\ \{[1 - 2(x-1)/N]U_{1} - nU_{2}\}(\theta_{x}/\pi - \theta_{x-1}/\pi)T/L \\ \vdots \\ i_{L}(t_{N+1}) = i_{L}(t_{N}) - nU_{2}\theta_{1}T/(L\pi) \end{cases}$$
(A1)

根据对称性可知 $i_L(t_{N+1}) = -i_L(t_0)$, 则:

h

$$i_{L}(t_{N+1}) = -\frac{U_{1}T}{2L} \left(-1 + \frac{4}{N} \sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} \right) + \frac{nU_{2}T}{2L} (-1 + 2D)$$
(A2)

$$\mathbf{M} \Rightarrow \mathbf{B}$$

当
$$t_x \leq DT \leq t_{x+1}(x=0, 1, \dots, N/2)$$
时, 由此可得:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_p(t) i_L(t) dt$$

$$= \frac{1}{T} \left[\sum_{h=1}^{N/2} \frac{2hU_1}{N} \frac{i_L(t_h) + i_L(t_{h+1})}{2} \left(\frac{\theta_{h+1}}{\pi} T - \frac{\theta_h}{\pi} T \right) + \sum_{h=N/2+1}^N \frac{2(N-h)U_1}{N} \frac{i_L(t_h) + i_L(t_{h+1})}{2} \left(\frac{\theta_{h+1}}{\pi} T - \frac{\theta_h}{\pi} T \right) \right]$$

$$= \frac{nU_1U_2}{2f_sL} \left[-\frac{2x}{N} D^2 + D - \frac{4D}{N} \sum_{h=x+1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{2}{N} \sum_{h=1}^x \left(\frac{\theta_h}{\pi} \right)^2 \right]$$

$$= \frac{nU_{dc1}U_{dc2}}{2f_sL} \left[-\frac{2x}{N} D^2 + D - \frac{4D}{N} \sum_{h=x+1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{2}{N} \sum_{h=1}^x \left(\frac{\theta_h}{\pi} \right)^2 \right]$$

$$\stackrel{(B1)}{=} t_{N/2+x} \leq DT \leq t_{N/2+x+1}(x=0, 1, \dots, N/2)$$
It, 同理可得:

$$P = \frac{nU_{dc1}U_{dc2}}{f_sL} \left[-\frac{N/2 - x}{N} (1 - D)^2 + \frac{1 - D}{2} - \frac{2(1 - D)}{N} \sum_{h=x+1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi} - \frac{1}{N} \sum_{h=1}^x \left(\frac{\theta_h}{\pi}\right)^2 \right]$$
(B2)

附录 C

假设电感电流在周期 T 内在 t_x 时刻首次上升到 0,且满足 $t_{d1} \le t_x (= \theta_x T / \pi) \le t_{d1+1} (d_1$ 为正整数),一般情况下满足 $t_{d1+1} \le DT$ 。如图 3 所示,则有:

$$\begin{cases} i_L(t_{d1}) < 0\\ i_L(t_{d1+1}) > 0 \end{cases}$$
(C1)

根据三角形相似定理可得:

$$\frac{\left|i_{L}(t_{d1})\right|}{i_{L}(t_{d1+1})} = \frac{t_{x}' - t_{d1}}{t_{d1+1} - t_{x}'} = \frac{\theta_{x}' - \theta_{d1}}{\theta_{d1+1} - \theta_{x}'}$$
(C2)

解得:

$$\theta_{x} = \frac{|i_{L}(t_{d1})|\theta_{d1+1} + i_{L}(t_{d1+1})\theta_{d1}}{|i_{L}(t_{d1})| + i_{L}(t_{d1+1})}$$
(C3)

则回流功率可表示为:

-1-

$$P_{\rm bf} = \frac{1}{T} \int_{h}^{t_x} u_{\rm p}(t) |i_L(t)| dt$$

$$= -\frac{1}{T} \left\{ \left[\sum_{h=1}^{d_{\rm l}-1} \frac{2(h-1)U_1}{N} \frac{i_L(t_h) + i_L(t_{h+1})}{2} \left(\frac{\theta_{h+1}}{\pi} T - \frac{\theta_h}{\pi} T \right) \right] + \frac{2hU_1}{N} \frac{i_L(t_{d1}) + i_L(t_x)}{2} \left(\frac{\theta_x}{\pi} T - \frac{\theta_{d1}}{\pi} T \right) \right\}$$

$$= \frac{nU_1U_2}{8f_{\rm s}L} \frac{a_{\rm l}r^2 + b_{\rm l}r + c_{\rm l}}{2r + (d_{\rm l}+1)} = \frac{nU_{\rm dcl}U_{\rm dc2}}{8f_{\rm s}L} \frac{a_{\rm l}r^2 + b_{\rm l}r + c_{\rm l}}{2r + (d_{\rm l}+1)}$$
(C4)

其中, $r = \frac{U_1}{nU_2} = \frac{U_{dc1}}{nU_{dc2}}$ 。

$$a_{\rm l} = 1 + \frac{16}{N^2} \sum_{h=1}^{d_{\rm l}} \left(\frac{\theta_h}{\pi}\right)^2 + \frac{32}{N^2} \sum_{h=1}^{N/2} \left(\frac{\theta_h}{\pi} \sum_{j=h+1}^{N/2} \frac{\theta_j}{\pi}\right) - \frac{8}{N} \sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_h}{\pi}$$
(C5)

$$b_{1} = 4D - \frac{16D}{N} \sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} - 2 - 8 \frac{N/2 - d_{1}}{d_{1}N} \sum_{h=1}^{d_{1}} \frac{\theta_{h}}{\pi} + \frac{8}{N} \sum_{h=d_{1}+1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} + 8 \frac{d_{1}+1}{d_{1}N} \sum_{h=1}^{d_{1}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi}\right)^{2} + \frac{16}{d_{1}N} \sum_{h=1}^{d_{1}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi} \sum_{j=h+1}^{N/2} \frac{\theta_{j}}{\pi}\right)$$
(C6)

$$c_{1} = 1 + \frac{4}{d_{1}} \sum_{h=1}^{d_{1}} \frac{\theta_{h}}{\pi} + \frac{4}{d_{1}} \sum_{h=1}^{d_{1}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi}\right)^{2} - \frac{8D}{d_{1}} \sum_{h=1}^{d_{1}} \frac{\theta_{h}}{\pi} + 4D^{2} - 4D$$
(C7)

附录 D

求解方式与区域 II 一致,省略求解过程,同样假设电感电流时间 T 内在 t_x 时刻首次下降到 0,且满足 $t_{d2} \leq t_x (= \theta_x T / \pi) \leq t_{d2+1} (d_2$ 为正整数),则区域III内的回流功率表达式

$$P_{\rm bf} = \frac{nU_{\rm dc1}U_{\rm dc2}}{8f_sL} \frac{a_2r^2 + b_2r + c_2}{2r - (d_2 + 1)} \tag{D1}$$

其中, $r = \frac{U_1}{nU_2} = \frac{U_{dc1}}{nU_{dc2}}$ 。

$$a_{2} = -1 - \frac{16}{N^{2}} \sum_{h=1}^{d_{2}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi}\right)^{2} - \frac{32}{N^{2}} \sum_{h=1}^{N/2} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi} \sum_{j=h+1}^{N/2} \frac{\theta_{j}}{\pi}\right) + \frac{8}{N} \sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi}$$
(D2)

$$b_{2} = -4D + \frac{16D}{N} \sum_{h=1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} + 2 - 8 \frac{N/2 + d_{2}}{d_{2}N} \sum_{h=1}^{d_{2}} \frac{\theta_{h}}{\pi} - \frac{8}{N} \sum_{h=d_{2}+1}^{N/2} \frac{\theta_{h}}{\pi} + 8 \frac{d_{2}+1}{d_{2}N} \sum_{h=1}^{d_{2}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi}\right)^{2} + \frac{16}{d_{2}N} \sum_{h=1}^{d_{2}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi} \sum_{j=h+1}^{N/2} \frac{\theta_{j}}{\pi}\right)$$
(D3)

$$c_{2} = -1 + \frac{4}{d_{2}} \sum_{h=1}^{d_{2}} \frac{\theta_{h}}{\pi} - \frac{4}{d_{2}} \sum_{h=1}^{d_{2}} \left(\frac{\theta_{h}}{\pi}\right)^{2} - \frac{8D}{d_{2}} \sum_{h=1}^{d_{2}} \frac{\theta_{h}}{\pi} - 4D^{2} + 4D$$
(D4)