

「变压器」

基于传统PET的谐振型级联H桥电力电子变压器拓扑分析

文/国网天津市电力公司检修公司 赵颖
天津职业技术师范大学 冯勇鑫

为了减少高频变压器、IGBT等原件的用量，基于传统的PET结构提出了一种谐振型级联H桥电力电子变压器拓扑（H-PET）并建立了数学模型。以PSCAD为仿真平台，并选定定直流电压控制、高频链控制、SM均压控制为控制策略对H-PET进行稳态和动态仿真分析。

为解决现有PET拓扑存在的问题，本文基于现有的PET拓扑结构提出了一种适用于中高压配电网的新型级联型固态变压器拓扑——谐振型级联H桥电力电子变压器拓扑（H-bridge Power Electronic Transformer, H-PET）。给出了这一拓扑的电路结构、工作原理与控制策略，分析了该拓扑所具有的模块、电容与高频变压器数量等，并进行了仿真验证。

H-PET拓扑结构分析

在变压器的一次侧采用H桥有利于提高变压器承受的电压等级，高频链采用谐振设计能有效降低高频链阻抗，无需移相控制等闭环控制即可保证低压直流母线在不同负荷情况下的电压水平。基于上述特点本文设计了如图1所示的谐振型级联H桥电力电子变压器拓扑（H-PET）。该拓扑包含高压侧级联H桥、中间级DC-DC高频链和低压侧直流母线。SM是含有电容的H桥模块， C_m 是SM电容， L_f 是高压交流侧滤波电感， L_H 是高频链谐振电感， C_H 是高频链谐振电容， C_L 是低压侧滤波电容， u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 是高压侧三相电网电压， u_{xn} 是 x （ $x=a, b, c$ ）相第 n （ $n=1 \sim N_m \cdot N_t$ ）个模块输出的电压， I_{sx} 是 x 相网侧电流， I_{Hxk} 是 x 相第 k （ $k=1 \sim N_t$ ）台高频变压器电流， u_{cxn} 是 x 相由上往下第 n 个模块的电容电压。

H-PET拓扑高压侧每相包含多台高频变压器，且高频变压器并联于一组级联H桥模块两端，高频变压器与单个级联H桥模块无需一一对应，因此可通过提高高频变压器容量减少高频变压器数量。与高频变压器对应的H桥数量也有所降低，有利于提高功率密度。

H-PET拓扑中高压侧采用三相星接级联H桥，可将高压侧三相基频交流变换为高频方波。H桥采用星形连接，可减少75%直流电压，进而使高压侧MMC的模块数降低了75%。星形接法无环流，无需安装桥臂环流抑制电抗器。虽然H-PET拓扑使用全桥模块，但全桥模块相对半桥模块体积并非成倍增加，且模块数降低有利于降低控制系统复杂程度。另外H-PET拓扑采用全桥模块电容相对半桥模块电容值差异较小甚至有所降低，可降低模块电容总用量。在低压侧，高频变压器副边H桥并联后形成低压直流母线，可供给直流负荷或加设电压源型换流器实现低压交流输出，若低压侧连接电源并有多余电能发出，可反向输送至高压侧电网。

H-PET拓扑数学模型与控制策略

1. 高频方波周期平均模型

H桥模块的工作状态分为4种：①闭锁状态：T1、T2、T3、T4均关断。②正向投入状态：T1、

T4开通, T2、T3关断。③反向投入状态: T2、T3开通, T1、T4关断。④切除状态: T1、T3关断, T3、T4开通, 或T3、T4关断, T1、T3开通。闭锁状态仅出现在装置启动、退出或故障情况下, 正常运行时, 子模块将根据控制要求在正向投入、反向投入与切除状态之间进行切换。

假定功率由高压侧流向低压侧, 以 x (x 可为a、b、c三相中的任意一相) 相为例进行建模。开关函数 S_{xk} 表示 x 相第 k 台高频变压器对应子模块工作状态, ($S_{xk}=1$) 表示正向投入状态, ($S_{xk}=-1$) 表示反向投入状态, ($S_{xk}=0$) 表示切除状态。根据图1给出的H-PET拓扑关系可得

$$\begin{cases} u_{xn} = S_{xk} u_{cxn} \\ i_{cx} = -S_{xk} (i_{sx} + i_{Hxk}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sx}}{dt} = \frac{1}{L} (-u_{sx} + \sum_n S_{xk} u_{cxn}) \\ \frac{du_{cxn}}{dt} = \frac{1}{C_m} [-S_{xk} (i_{sx} + i_{Hxk})] \end{cases} \quad (2)$$

式(1)、式(2)中各个符号代表的意义已在图1中注明。

由于开关函数 S_{xk} 为不连续函数, 因此上述方程为不连续函数方程。对上述方程求开关周期 T_s 的平均, 得到

$$\begin{cases} \frac{di_{sxT_s}}{dt} = \frac{1}{L} (-u_{sxT_s} + \sum_n (d_{sx} + d_{Hx}) u_{cxnT_s}) \\ \frac{du_{cxnT_s}}{dt} = \frac{1}{C_m} [-(d_{sx} + d_{Hxk}) i_{sxT_s} - (d_{sx} + d_{Hx}) i_{HxkT_s}] \end{cases} \quad (3)$$

式中

$$d_{sx} + d_{Hxk} = d_{xk} = (1 - \delta) M \sin(\omega t + \varphi_x) +$$

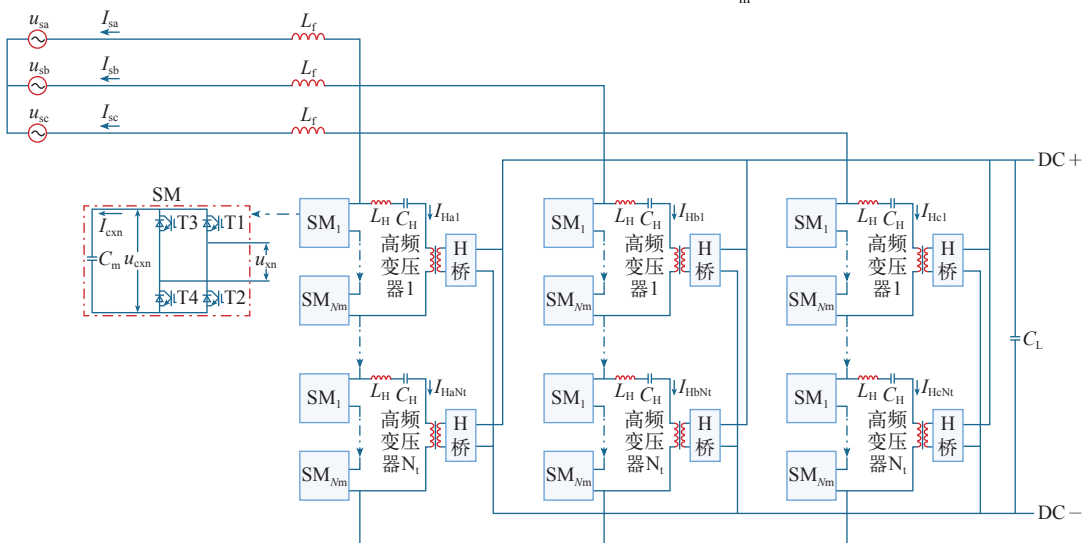


图1 三相H-PET拓扑

$$\delta \sum_{N=0}^{+\infty} \left[u \left(t - NT_H + \frac{T_H}{4} + T_{dxk} \right) - u \left(t - NT_H - \frac{T_H}{4} + T_{dxk} \right) \right] \quad (4)$$

式中, T_H 为高频方波周期, T_{dxk} 为 x 相第 k 台高频变压器对应SM输出的高频方波, 其初相位对应的时

$$\text{延为 } R(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \frac{1}{2} & t = 0, d_{xk} \text{ 是 } x \text{ 相第 } k \text{ 台高频变压器} \\ 1 & t > 0 \end{cases}$$

对应SM的开关占空比, d_{sx} 是 d_{xk} 中工频正弦部分, d_{Hxk} 是 d_{xk} 中高频方波部分, φ_x 为 d_{sx} 初相位。

式(3)中包含高频方波成分, 故方程仍不连续, 须对式(3)求高频方波周期平均。因为相电压输出中高频方波可以相互抵消, 故

$$\sum (d_{sx} + d_{Hxk}) \langle u_{cxn} \rangle_{T_s} = n d_{sx} \langle u_{cxn} \rangle_{T_s}$$

因为 T_H 较小, 则电容电压在 T_H 内变化较小, 故可作为常量分析。此外, 由于 $T_H \ll T_s$, 则 i_{sx} 、 d_{sx} 在 T_H 内变化较小, 也可作为常量处理。正常工作时 i_{Hxk} 、 d_{Hxk} 在一个方波周期的均值为0。基于以上分析, 结合式(1)~式(3)可得出H-PET拓扑高压侧输出电流、电压与基频调制信号的关系, 如式(5)和式(6)所示。

$$\frac{d \langle i_{sx} \rangle_{T_s}}{dt} \approx \frac{1}{L} \left(-\langle u_{sx} \rangle_{T_s} + n \langle d_{sx} \rangle_{T_H} \langle u_{cxn} \rangle_{T_s} \right) \quad (5)$$

$$\frac{d \langle u_{cxn} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_m} \left(-d_{sx} \langle i_{sx} \rangle_{T_s} - d_{sx} \langle i_{Hxk} \rangle_{T_s} - d_{Hxk} \langle i_{sx} \rangle_{T_s} - \right.$$

$$d_{Hk} \langle i_{Hk} \rangle_{T_s} \approx -\frac{1}{C_m} \langle d_{sx} \langle i_{sx} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} - \frac{1}{C_m} \langle d_{Hk} \langle i_{Hk} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} \quad (6)$$

因高频链采用谐振设计能有效降低高频链阻抗,故本文高频链采用谐振设计。由于功率由高压侧流向低压侧,则 i_{Hk} 与 d_{Hk} 同相位,因此可得

$$\langle d_{Hk} \langle i_{Hk} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} = \langle \delta \langle i_{Hk} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} \quad (7)$$

将式(7)带入式(6)可得出H-PET拓扑高压侧模块电容电压变化规律,如式(8)所示。

$$\frac{d \langle u_{cn} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H}}{dt} \approx -\frac{1}{C_m} \langle d_{sx} \langle i_{sx} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} - \frac{1}{C_m} \langle \delta \langle i_{Hk} \rangle_{T_s} \rangle_{T_H} \quad (8)$$

综上所述,式(5)和式(8)表示了H-PET拓扑高压侧级联H桥的高频方波周期平均模型,其中式(5)表示了H-PET高压侧输出电流与基频调制信号的关系,式(8)表示了H-PET拓扑高压侧模块电容电压变化规律。此外,若功率反向流动,由于电路为双向对称电路,且控制策略相同,上述推导仍然成立。

2. H-PET拓扑控制策略

H-PET拓扑控制包括:①定直流电压控制。②高频链控制。③SM均压控制。

(1) 定直流电压控制

基于前文给出的H-PET拓扑高频方波周期平均模型,可建立稳态工作点小信号模型,进而求

得系统传递函数,最终得到定直流电压控制策略与控制参数。

(2) 高频链控制

高频链通过一次侧、二次侧输出同相双极性方波,可实现能量的双向流动。高频链采用串联谐振,减小了阻抗,采用开环控制,可降低控制难度。高频链串联谐振时,此时电流为正弦,正弦电流与二次侧方波电压作用,会导致低压直流母线电压产生波动。本文采用一次侧高频方波之间移相 $2\pi/[3 \times (N/2)]$ 的方法(相位相反的一对高频方波需相移相同角度),有效降低了低压直流母线电压纹波。

(3) SM均压控制

H-PET拓扑低压侧并联,在各台高频变压器之间,SM具有自均压能力。但从属于每台高频变压器的 N_m 个SM之间,不具有自均压能力,故从属于每台高频变压器的 N_m 个SM之间,采用传统级联H桥模块有功矢量均压控制法进行均压。

仿真验证

基于本文提出的H-PET拓扑结构和所建立的数学模型,采用了定直流电压控制、高频链控制和SM均压控制策略,在PSCAD中建立了如图1所示的H-PET仿真模型,模型中相关参数如表1所示。设定电容电压波动峰值百分比 $\varepsilon = 0.005$,所带负载额定功率为125 kW,进行了仿真研究。

表1 H-PET拓扑仿真模型参数

高压交流侧线电压有效值/kV	SM电容电压额定值 U_c /V	SM电容值 C_m /μF	每相高频变压器数 N_t
10	2 042	630.8	2
每台高频变压器对应SM数 N_m	高频变压器原边电压/V	高频变压器副边电压/V	高频变压器铜损/pu
3	2 042	700	0.006
高压侧滤波电感 L_f /mH	高频链谐振电容 C_H /μF	高频链谐振电感 L_H /mH	低压直流母线电容 C_L /μF
40	1	0.025	9 000
SM调制策略	SM开关频率/Hz	高频链方波频率/Hz	低压直流母线负载功率/kW
SPWM载波移相	1 200	1 000	125

H-PET低压直流侧带125 kW额定负载时的高压侧三相电流稳态仿真结果如图2所示。高压侧三相电流的总谐波失真THD为1.3%,输出波形为规则正弦波,符合电网规定。

H-PET低压直流侧带125 kW额定负载时的直流母线电压稳态仿真结果如图3所示。低压直流母线电压稳态均值约为695 V,稳态误差5 V,稳态误

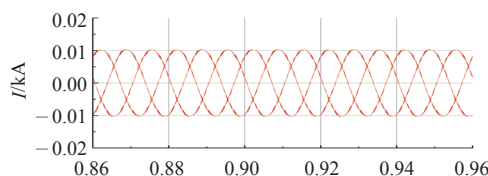


图2 10 kV交流侧三相电流稳态仿真结果

差率为0.71%,误差符合规定。造成误差的主要原

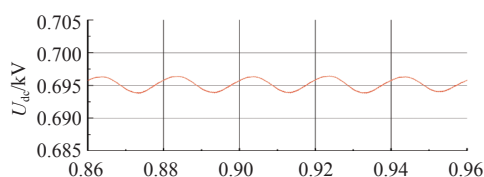


图3 700 V直流母线电压稳态仿真结果

因是高频变压部分的铜损。低压直流母线纹波电压峰值约为1.3 V,纹波系数为0.186%,直流电压品质良好,符合电网规定。

H-PET低压直流侧带125 kW额定负载时A相高频变压器1对应的3个模块电容电压稳态仿真结果如图4所示。软件计算结果表明模块电容电压波动范围为 ± 10.33 V,纹波系数小于0.506%,各个模块均压效果良好,与设定值0.51%的误差仅为0.98%,误差很小,验证了理论分析的正确性。

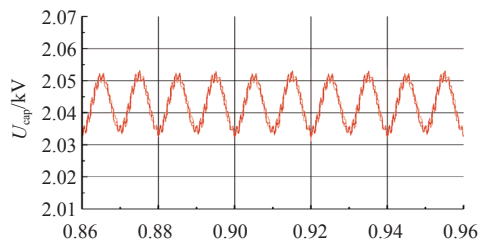


图4 SM电容电压稳态仿真结果

H-PET低压直流侧带125 kW额定负载时各台高频变压器对应的SM总电压仿真结果如图5所示。分析结果表明从属于不同高频变压器的SM之间电压差最大值约为0.8%,各台高频变压器之间SM均压良好,符合电网规定。

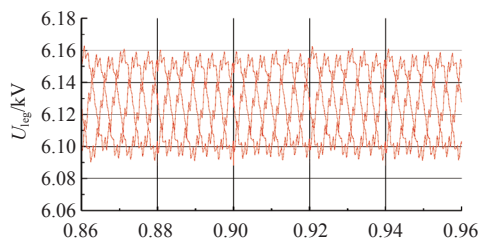


图5 各台高频变压器对应SM总电压稳态仿真结果

H-PET低压直流侧带125 kW额定负载时高频变压器一次侧电流与二次侧电压(二者在一个图中较好显示)稳态仿真结果如图6所示。可以看出,电压与电流同相位,无功功率小,低压侧H桥可实现ZCS (Zero Current Switch) 开关,开关损耗小。由于会有少量其他频率电流通过串联LC流入高频变压器,电流方均根值为0.011 3 kA,是额定值的110.7%,不会对高频变压器工作造成较大影响,符合电网规定。

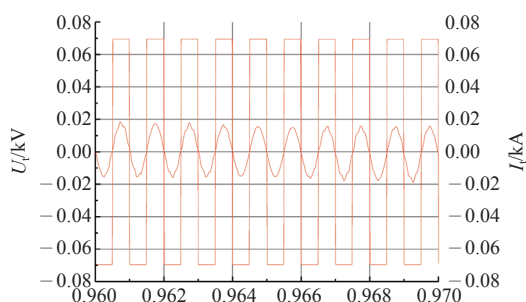


图6 高频变压器原边电流、副边电压稳态仿真结果

低压直流侧负载由额定功率跌落0.67 pu时低压直流母线电压动态仿真结果如图7所示。低压直流侧负荷在1.018 s时跌落了0.67 pu,受到高频链谐振电感 L_H 续流影响,直流母线电压有峰值约为728 V (104%)的动态过程,动态过程时间约为80 ms,对负荷影响较小,符合电网规定。

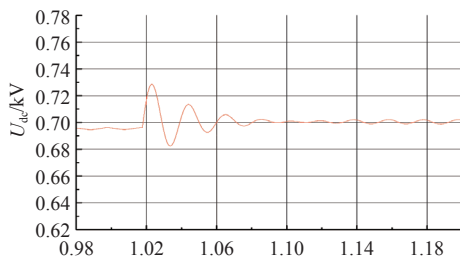


图7 直流负荷跌落0.67 pu时直流母线电压动态仿真结果

低压直流负荷功率阶跃0.67 pu时低压直流母线电压动态仿真结果如图8所示。受到高频链谐振电感 L_H 续流影响,低压直流母线电压动态过程中有峰值34 V (4.8%)跌落,动态过程时间约为70 ms,对低压直流侧负荷影响较小,符合电网规定。

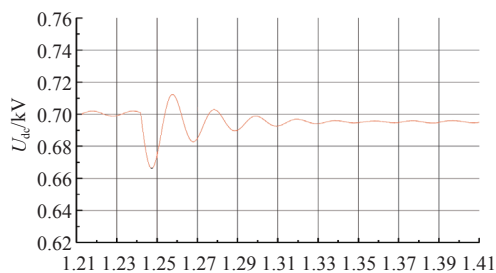


图8 直流负荷阶跃0.67 pu时直流母线电压动态仿真结果

综上所述,本文所建立的H-PET拓扑结构各项仿真指标均符合电网要求,验证了所建立的拓扑和模型的正确性,对新型电力电子变压器的研发提供一定的理论和仿真指导。若需进一步改善动态特性,可考虑增大低压直流母线电容 C_H ,或提升高频方波频率减小谐振电感 L_H 。EA

(收稿日期:2017.08.17)

(编辑:白文亭)