

面向中压交直流配电网的高频链直流固态变换器损耗模型和分析

张学^{1,2}, 裴玮^{1,2}, 孔力^{1,2}, 庞云亭^{1,3}, 张国驹³

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049;
3. 北京天诚同创电气有限公司, 北京 100176)

摘要: 高频链直流固态变换器(DCSSC)是中压交直流配电系统的关键设备之一。针对传统方法未考虑硬开关运行问题,本文提出了一种基于输入串联输出并联双有源桥的高频链固态变换器损耗计算方法。分析了高频链直流固态变换器软开关和硬开关工况下的工作原理,给出了不同阶段下开关器件有效导通时间,推导了软开关和硬开关下的电流平均值和有效值解析模型。建立了高频链直流固态变换器的通态损耗和开关损耗模型,给出了改进型高频变压器损耗计算方法。最后通过 Matlab 和 PSIM 仿真软件在开关频率和传输功率变化情况下对高频链固态变换器的各部分损耗分布和系统效率进行了验证和分析。

关键词: 高频链直流固态变换器; 硬开关; 双有源桥变换器; 输入串联输出并联; 损耗模型

DOI: 10.12067/ATEEE1810002 **文章编号:** 1003-3076(2019)08-0043-10 **中图分类号:** TM46

1 引言

能源短缺和环境污染已经成为了世界各国经济快速发展所要面对的主要问题,大力开发和利用可再生能源是缓解上述问题的主要手段。随着可再生能源占常规能源比例不断增强,集成高比例可再生能源电力系统的协同优化运行、规划以及稳定性分析已经成为了新一代电力系统的关键技术挑战^[1,2]。基于高带宽通信技术和电力电子变换技术的高速发展,先后提出了智能电网和能源互联网概念,构建柔性灵活交直流混合配电系统是未来配电网的主要发展趋势^[3-5]。

新一代中压高频链直流固态变换器是交直流混合配电系统关键电能转换设备,其具有能量双向流动、电气隔离以及高变比直流变换等优势,它不仅仅是连接高压直流(High Voltage Direct Current, HVDC)母线和低压直流(Low Voltage Direct Current, LVDC)母线的良好解决方案,同时也是电力电子变压器和能量路由器的重要组成部分^[6-8];通过

LVDC 母线集成逆变器和双向 DC/DC 变换器得到多个不同电压等级的 LVAC 和 LVDC 母线,以便于集成不同类型的可再生能源发电单元、储能单元以及负载单元,同时也能构建多个交直流子网实现多区域互联供电和相互支撑,提高了系统可靠性^[9-10]。高频链直流固态变换器通常以双向 DC/DC 变换器作为模块单元,采用 HVDC 母线侧输入串联以提升电压等级, LVDC 母线侧输出并联方式以提升设备容量^[11,12],目前主要存在基于隔离型全桥变换器^[13]、双有源半桥^[14]以及双有源全桥^[15]形式的高频链直流固态变换器,在此本文以基于双有源桥的直流固态变换器作为主要研究对象。

当前针对直流固态变换器数学建模、控制策略均有涉及,而对于损耗分析涉及较少,目前的相关文献主要是针对单个双有源桥(Double Active Bridge, DAB)变换器独立带载运行时的损耗进行研究^[16-18],文献[17]在通态损耗计算中定义 IGBT 和二极管开关特性相同,存在损耗计算偏差,文献[18]在开关损耗计算中将关断能量曲线等效为线

收稿日期: 2018-10-09
基金项目: 国家科技部重点研发专项(2017YFB0903300)、北京市科技重大专项(D171100004317001)
作者简介: 张学(1986-),男,黑龙江籍,助理研究员,博士研究生,研究方向为电力电子变换器能效分析;
裴玮(1982-),男,江西籍,研究员,博士,研究方向为交直流混合配电网运行控制。

性曲线,计算开关损耗不准确,同时磁心损耗计算采用正弦激励公式,导致计算不准。

根据上述分析可知,传统损耗模型仅考虑 DAB 变换器工作在软开关工况,然而由于传输功率峰谷变化较大,高压直流固态变换器经常会工作在重载或者轻载运行工况,在轻载运行下将会工作在硬开关工况,同时传统损耗模型也未推导出软开关和硬开关下电流平均值和有效值解析表达式,进而难以精确分析直流固态变换器的损耗分布特性。

针对传统方法存在的问题,本文提出了基于输入串联输出并联的双有源桥 (Input Series Output Parallel DAB, ISOP DAB) 的高压直流固态变换器的损耗计算方法,考虑了软开关和硬开关运行工况,详细分析了开关器件的有效导通时间以及开关损耗计算方法,在不同传输功率和开关频率变化情况下对设备损耗和效率进行分析,准确地预测各个损耗成分分布特性。

2 直流固态变换器结构和工作原理

2.1 DCSSC 的拓扑结构

基于 ISOP DAB 的直流固态变换器拓扑结构如图 1 所示。由图 1 可知,高频链直流固态变换器 (DC Solid State Converter, DCSSC) 主要由 n 个 DAB 变换器构成,在高压侧直流母线上采用输入串联,在低压侧直流母线采用输出并联。通过调整 DAB 变换器的移相角实现对功率传输大小和方向进行控制,通过采用电压平衡控制和均流控制能够实现输入侧电压均衡和输出侧环流抑制。

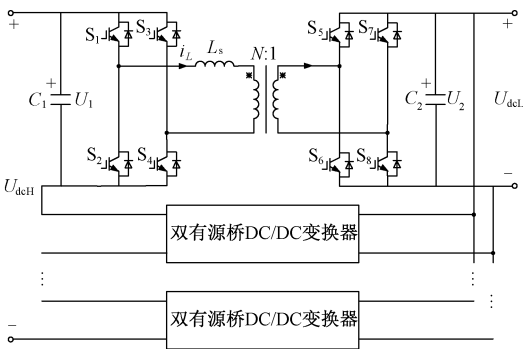


图 1 基于 ISOP DAB 的直流固态变换器拓扑结构
Fig.1 Topology structure for DCSSC based on ISOP DAB

2.2 DCSSC 的基本原理

根据图 1 可知,当考虑电感压降时,能够得到电压转换比为:

$$k = \frac{NU_2}{U_1} \tag{1}$$

式中, U_1 为高压侧输入电压; U_2 为低压侧输出电压; N 为变压器匝数比。

在此假设 $k < 1$, 当采用单侧移相调制策略时,能够得到 DAB 变换器的开关信号、高压输入方波电压、副边折算电压以及电感电流如图 2 所示。

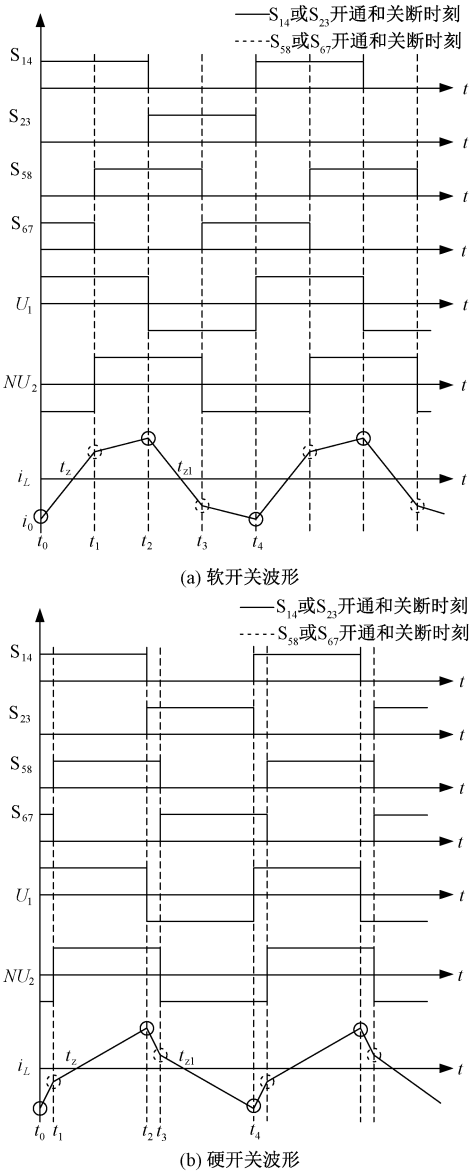


图 2 单侧移相调制的主要波形
Fig.2 Main waveforms of unilateral phase-shift modulation

由图 2 可知,在额定负载或者重载运行条件下,此时电感电流 $i_L(t_0) < 0$ 且 $i_L(t_1) > 0$, DAB 变换器能够实现零电压开通软开关运行,如图 2(a) 所示。在 DAB 变换器轻载运行情况下,此时 $i_L(t_0) < 0$ 且 $i_L(t_1) < 0$, DAB 变换器将会工作在硬开关运行情形,

如图 2(b) 所示。根据图 2(a) 可知,在软开关条件下能够将一个开关周期分为 6 个阶段,包括: $[t_0, t_z]$ 、 $[t_z, t_1]$ 、 $[t_1, t_2]$ 、 $[t_2, t_{z1}]$ 、 $[t_{z1}, t_3]$ 和 $[t_3, t_4]$,不同阶段下各个开关器件有效导通时间如表 1 所示。

表 1 功率正向传输时软开关下开关器件的导通时间

Tab.1 Conduction time of switch devices for soft switching under forward power transmission conditions

	S ₁₄	D ₁₄	S ₂₃	D ₂₃	S ₅₈	D ₅₈	S ₆₇	D ₆₇
$t_0 \sim t_z$	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
$t_z \sim t_1$	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
$t_1 \sim t_2$	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
$t_2 \sim t_{z1}$	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
$t_{z1} \sim t_3$	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
$t_3 \sim t_4$	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

在硬开关条件下,同样可以划分为 6 个阶段,分别为: $[t_0, t_1]$ 、 $[t_1, t_z]$ 、 $[t_z, t_2]$ 、 $[t_2, t_3]$ 、 $[t_3, t_{z1}]$ 和 $[t_{z1}, t_4]$,不同阶段下 DAB 变换器中的各个开关器件有效导通时间如表 2 所示。

表 2 功率正向传输时硬开关下开关器件的导通时间

Tab.2 Conduction time of switch devices for hard switching under forward power transmission conditions

	S ₁₄	D ₁₄	S ₂₃	D ₂₃	S ₅₈	D ₅₈	S ₆₇	D ₆₇
$t_0 \sim t_1$	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
$t_1 \sim t_z$	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
$t_z \sim t_2$	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
$t_2 \sim t_3$	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
$t_3 \sim t_{z1}$	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF
$t_{z1} \sim t_4$	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

根据图 2 得到 DAB 变换器的电感电流为:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{U_1 + NU_2}{L_s}(t - t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{U_1 - NU_2}{L_s}(t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{-U_1 - NU_2}{L_s}(t - t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ i_L(t_3) + \frac{-U_1 + NU_2}{L_s}(t - t_3) & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2)$$

式中, $i_L(t_0) = -i_L(t_2)$; $t_1 - t_0 = D(T_s/2)$; D 为移相比; T_s 为开关周期; $t_2 - t_1 = (1-D)(T_s/2)$; $t_3 - t_2 = D(T_s/2)$ 。

根据式(2)能够计算得到:

$$i_L(t_1) = \frac{U_1}{4f_s L_s}(2D - 1 + k) \quad (3)$$

$$i_L(t_2) = \frac{U_1}{4f_s L_s}[1 + (2D - 1)k] \quad (4)$$

$$i_L(t_0) = \frac{-U_1}{4f_s L_s}[1 + (2D - 1)k] \quad (5)$$

式中, f_s 为开关频率; L_s 为串联电感。

3 高频链直流固态变换器的损耗模型

通常情况下高频链直流固态变换器在运行中需要采用电压平衡控制和均流控制,因此损耗模型可以等效为计算多个 DAB 变换器的损耗。DCSSC 损耗主要包括:通态损耗、开关损耗以及高频变压器损耗,下面分别对其进行分析。

3.1 DCSSC 的通态损耗

根据图 2 工作原理分析可知,DAB 变换器中 IGBT 和二极管有效导通时间将会根据软开关和硬开关条件的不同存在较大的差别,为了精确计算通态损耗,下面分别进行分析。

(1) 软开关情形下的通态损耗

根据图 2(a) 和表 1 可知,假设过零点时间为 t_z 和 t_{z1} ,由于在 t_z 和 t_{z1} 时刻电感电流为零,因此根据式(2)~式(5)能够计算过零点为:

$$t_z = \frac{1 + (2D - 1)k}{4f_s(1 + k)} + t_0 \quad (6)$$

$$t_{z1} = \frac{1 + (2D - 1)k}{4f_s(1 + k)} + t_2 \quad (7)$$

根据图 2(a) 可以得到软开关下不同时间阶段内的电流平均值为:

$$I_{r1_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_z} i_L(t) dt = -\frac{U_1(1 + 2kD - k)^2}{32f_s^2 L_s(1 + k)} \quad (8)$$

$$I_{r2_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_z}^{t_1} i_L(t) dt = \frac{U_1(2D - 1 + k)^2}{32f_s^2 L_s(1 + k)} \quad (9)$$

$$I_{r3_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_L(t) dt = \frac{U_1 D}{8f_s L_s}(1 + k)(1 - D) \quad (10)$$

式中, I_{r1_av} 、 I_{r2_av} 和 I_{r3_av} 分别为软开关情况下阶段 1、2 和 3 的电流平均值。

同理,进一步能够得到软开关下不同阶段的电流有效值为:

$$I_{r1_rms}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_z} i_L^2(t) dt = \frac{U_1^2(1 + 2kD - k)^3}{192f_s^2 L_s^2(1 + k)} \quad (11)$$

$$I_{r2_rms}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_z}^{t_1} i_L^2(t) dt = \frac{U_1^2(2D + k - 1)^3}{192f_s^2 L_s^2(1 + k)} \quad (12)$$

$$I_{r3_rms}^2 = \frac{U_1^2(1 - D)}{96f_s^2 L_s^2}(4D^2 + 4k^2 D^2 + 4kD^2 - 2D - 2k^2 D + 4kD - 2k + 1 + k^2) \quad (13)$$

式中, I_{r1_rms} 、 I_{r2_rms} 和 I_{r3_rms} 分别为软开关情况下阶段 1、2 和 3 的电流有效值。

根据上述分析, 高压 H 桥变换器中 IGBT 和二极管的通态损耗分别为:

$$P_{THrcon} = V_{CE0} (|I_{r2_av}| + |I_{r3_av}|) + (I_{r2_rms}^2 + I_{r3_rms}^2) R_T \quad (14)$$

$$P_{DHRcon} = V_{F0} |I_{r1_av}| + I_{r1_rms}^2 R_F \quad (15)$$

式中, V_{CE0} 和 V_{F0} 分别为 IGBT 的擎住电压和二极管的门槛电压; R_T 和 R_F 分别为 IGBT 和二极管的正向导通电阻。

低压 H 桥变换器 IGBT 和二极管的通态损耗分别为:

$$P_{TLrcon} = \frac{N}{k} V_{CE0} |I_{r5_av}| + \frac{N^2}{k^2} I_{r5_rms}^2 R_T \quad (16)$$

$$P_{DLrcon} = V_{F0} \frac{N}{k} (|I_{r3_av}| + |I_{r4_av}|) + \frac{N^2}{k^2} (I_{r3_rms}^2 + I_{r4_rms}^2) R_F \quad (17)$$

式中, $|I_{r4_av}| = |I_{r1_av}|$; $|I_{r5_av}| = |I_{r2_av}|$; $I_{r4_rms}^2 = I_{r1_rms}^2$; $I_{r5_rms}^2 = I_{r2_rms}^2$ 。

(2) 硬开关情形下的通态损耗

根据图 2(b) 和表 2 以及式(2)~式(5)能够计算过零点为:

$$t_z = \frac{2D - 1 + k}{4f_s(k - 1)} + t_1 \quad (18)$$

$$t_{z1} = \frac{2D - 1 + k}{4f_s(k - 1)} + t_3 \quad (19)$$

根据图 2(b) 可以得到硬开关下不同时间阶段内的电流平均值为:

$$I_{h1_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt = \frac{U_1 D(D - 1)(1 - k)}{8f_s L_s} \quad (20)$$

$$I_{h2_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_z} i_L(t) dt = \frac{U_1 (2D - 1 + k)^2}{32f_s L_s (k - 1)} \quad (21)$$

$$I_{h3_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_z}^{t_2} i_L(t) dt = \frac{U_1 (1 + 2kD - k)^2}{32f_s L_s (1 - k)} \quad (22)$$

式中, I_{h1_av} 、 I_{h2_av} 和 I_{h3_av} 分别为硬开关情况下阶段 1、2 和 3 的电流平均值。

同理, 也可以进一步得到硬开关下不同阶段的电流有效值为:

$$I_{h1_rms}^2 = \frac{U_1^2 D}{96f_s^2 L_s^2} (4k^2 D^2 - 6k^2 D + 3k^2 + 12kD - 6k - 4kD^2 + 4D^2 - 6D + 3) \quad (23)$$

$$I_{h2_rms}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_z} i_L^2(t) dt = \frac{U_1^2 (2D - 1 + k)^3}{192f_s^2 L_s^2 (k - 1)} \quad (24)$$

$$I_{h3_rms}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_z}^{t_2} i_L^2(t) dt = \frac{U_1^2 (1 + 2kD - k)^3}{192f_s^2 L_s^2 (1 - k)} \quad (25)$$

式中, I_{h1_rms} 、 I_{h2_rms} 和 I_{h3_rms} 分别为硬开关情况下阶段 1、2 和 3 的电流有效值。

根据上述分析, 高压 H 桥变换器 IGBT 和二极管的通态损耗可以表示为:

$$P_{THhcon} = V_{CE0} |I_{h3_av}| + I_{h3_rms}^2 R_T \quad (26)$$

$$P_{DHHcon} = V_{F0} (|I_{h1_av}| + |I_{h2_av}|) + (I_{h1_rms}^2 + I_{h2_rms}^2) R_F \quad (27)$$

低压侧 H 桥变换器 IGBT 和二极管的通态损耗分别为:

$$P_{TLhcon} = V_{CE0} \frac{N}{k} |I_{h2_av}| + \frac{N^2}{k^2} I_{h2_rms}^2 R_T \quad (28)$$

$$P_{DLhcon} = V_{F0} \frac{N}{k} (|I_{h3_av}| + |I_{h4_av}|) + \frac{N^2}{k^2} (I_{h3_rms}^2 + I_{h4_rms}^2) R_F \quad (29)$$

式中, $|I_{h4_av}| = |I_{h1_av}|$; $I_{h4_rms}^2 = I_{h1_rms}^2$ 。

根据上述分析, 得到软开关和硬开关通态损耗分别为:

$$P_{rcon} = 4n(P_{THrcon} + P_{DHRcon} + P_{TLrcon} + P_{DLrcon}) \quad (30)$$

$$P_{hcon} = 4n(P_{THhcon} + P_{DHHcon} + P_{TLhcon} + P_{DLhcon}) \quad (31)$$

式中, P_{rcon} 和 P_{hcon} 分别为软开关通态损耗和硬开关通态损耗。

3.2 DCSSC 的开关损耗

根据图 2 可知, 在软开关工作模式下, 其二极管开通/关断和 IGBT 开通均为自然换流, 不存在开关损耗, 只有 IGBT 在关断时刻将会存在损耗。高压侧变换器 IGBT 在 t_2 时刻关断, 低压侧变换器 IGBT 在 t_1 时刻关断, 如图 2(a) 所示。在硬开关工作模式下, 高压侧 IGBT 开通、二极管开通/关断情况下可以自然换流, 而 IGBT 关断时存在关断损耗; 低压变换器 IGBT 关断和二极管开通时无损耗, 而 IGBT 开通和二极管关断存在损耗。低压变换器 IGBT 在 t_1 时刻开通, 二极管在 t_1 时刻关断, 如图 2(b) 所示。

根据图 2 可知, 能够得到高压侧和低压侧变换器的桥臂电流平均值和有效值为:

$$I_{ph_av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_L(t) dt = \frac{DU_1(1-D)k}{4L_s f_s} \quad (32)$$

$$I_{ph_rms}^2 = \frac{T_s^2 U_1^2}{96L_s^2} (k^2 - 8D^3 k + 12kD^2 - 2k + 1) \quad (33)$$

$$|I_{pl_av}| = N |I_{ph_av}| / k \quad (34)$$

$$I_{pl_rms}^2 = N^2 I_{ph_rms}^2 / k^2 \quad (35)$$

式中, I_{ph_av} 和 I_{pl_av} 分别为高、低压侧变换器桥臂电流平均值; $I_{ph_rms}^2$ 和 $I_{pl_rms}^2$ 分别为高、低压侧变换器桥臂电流有效值。

IGBT 的开通能量、关断能量以及二极管的反向恢复能量可以表示为:

$$E_{T_{off}} = a_1 I_c^2 + a_2 I_c + a_3 \quad (36)$$

$$E_{T_{on}} = b_1 I_c^2 + b_2 I_c + b_3 \quad (37)$$

$$E_{D_{rec}} = c_1 I_c^2 + c_2 I_c + c_3 \quad (38)$$

式中, a_1 、 a_2 、 a_3 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 c_1 、 c_2 和 c_3 为 IGBT 和二极管损耗曲线的拟合系数; I_c 为桥臂电流。

当功率正向传输时, IGBT 的开通、关断损耗以及二极管的反向恢复损耗为:

$$P_{TH_off} = (a_1 I_{ph_rms}^2 + a_2 I_{ph_av} + a_3) \frac{V_{CEH}}{V_{ref}} \quad (39)$$

$$P_{TL_on} = (b_1 I_{pl_rms}^2 + b_2 I_{pl_av} + b_3) \frac{V_{CEL}}{V_{ref}} \quad (40)$$

$$P_{TL_off} = (a_1 I_{pl_rms}^2 + a_2 I_{pl_av} + a_3) \frac{V_{CEL}}{V_{ref}} \quad (41)$$

$$P_{DL_rec} = (c_1 I_{pl_rms}^2 + c_2 I_{pl_av} + c_3) \frac{V_{CEL}}{V_{ref}} \quad (42)$$

式中, V_{ref} 为参考电压; V_{CEH} 和 V_{CEL} 分别为高压和低压变换器 IGBT 的实际电压。

根据式 (39) ~ 式 (42) 能够得到开关损耗为:

$$P_{Pr_sw} = 4f_s (P_{TH_off} + P_{TL_off}) \quad (43)$$

$$P_{Ph_sw} = 4f_s (P_{TH_off} + P_{TL_on} + P_{DL_rec}) \quad (44)$$

式中, P_{Pr_sw} 和 P_{Ph_sw} 分别为软开关和硬开关模式下的开关损耗。

3.3 高频变压器损耗

为了计算高频变压器的损耗, 其 T 型等效电路如图 3 所示。

图 3 中 R_{T1} 和 L_{T1} 为一次侧绕组和漏感, R'_{T2} 和 L'_{T2} 为二次侧折算到一次侧的绕组和漏感, R_{Tm} 和 L_{Tm} 为励磁绕组和电感。高频变压器损耗主要分为铜耗和铁耗, 由于励磁绕组较大, 因此励磁电流较小, 励磁绕组损耗忽略, 因此变压器的铜耗为:

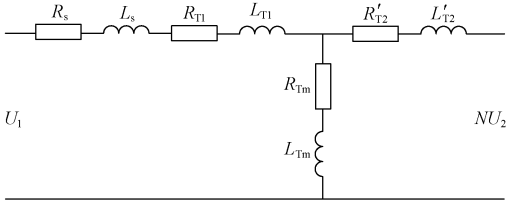


图 3 变压器的 T 型等效电路

Fig.3 T type equivalent circuit of transformer

$$P_{T_{cu}} = (R_{T1} + R'_{T2}) I_{L_{rms}}^2 \quad (45)$$

式中, $I_{L_{rms}}$ 为流过高频变压器的电流有效值。

串联电感损耗主要来源于其寄生电阻的损耗, 可以表示为:

$$P_{L_s} = R_s I_{L_{rms}}^2 \quad (46)$$

式中, R_s 为串联电感的寄生电阻。

基于 Steinmetz 公式的磁心损耗为^[19,20]:

$$P_{Te} = k_e f_s^\alpha B_m^\beta V_e \quad (47)$$

式中, k_e 、 α 和 β 为与磁心材料相关的系数; B_m 为最大磁通密度; V_e 为变压器体积。

峰值磁通密度可以表示为^[21]:

$$B_m = \frac{U_{1m}}{4f_s N_1 A_{Tr}} \quad (48)$$

式中, A_{Tr} 为磁心截面积; U_{1m} 为原边电压峰值; N_1 为原边匝数。

将式 (48) 代入式 (47) 能够得到:

$$P_{Te} = k_e f_s^{\alpha-\beta} \left(\frac{U_{1m}}{4N_1 A_{Tr}} \right)^\beta V_e \quad (49)$$

由于传统 Steinmetz 公式仅适用于正弦波激励信号, 而 DAB 变换器变压器两侧为高频方波信号, 改进后的 Steinmetz 等式为^[22]:

$$P_{Te} = \left[\frac{2}{\pi^2 D(1-D)} \right]^{\alpha-1} k_e f_s^{\alpha-\beta} \left[\frac{U_{1m}}{4N_1 A_{Tr}} \right]^\beta V_e \quad (50)$$

根据式 (50) 可知, 为了计算磁心损耗, 需要根据磁心类型得到 k_e 、 α 和 β 系数, 再通过厂家数据手册得到磁心面积和体积。 k_e 、 α 和 β 系数与材料类型、频率有关, 典型的铁氧体磁心参数如表 3 所示^[19]。

表 3 铁氧体磁心的典型参数

Tab.3 Typical parameters of ferrite core			
频率/kHz	k_e	α	β
$f < 100$	0.158	1.36	2.86
$100 \leq f < 500$	0.0434	1.63	1.62
$f \geq 500$	7.36×10^{-7}	3.47	2.54

根据式(50)并结合表 3 可以看出,在激励信号频率较小时,得到 $\alpha<\beta$,此时随着频率增加,磁心损耗减小;当随着频率增加后,得到 $\alpha>\beta$,此时磁心损耗将会根据频率的增加而增加。

高频变压器和串联电感的总体损耗为:

$$P_T = P_{Tcu} + P_{Te} + P_{Ls}$$

(51)

4 理论计算和仿真结果分析

为了验证本文所提出损耗模型的有效性和正确性,在此以容量为 $1\text{MV}\cdot\text{A}$ 的高频链直流固态变换器为例,其主电路拓扑结构如图 1 所示。在实际运行中,高频链直流固态变换器工作在功率控制模式,同时低压输出侧采用功率均衡控制策略。通过 Matlab 软件编程对所提出的损耗模型进行理论计算和分析,主电路参数如表 4 所示。在 IGBT 型号选取中,考虑 2 倍电压和 1.5 倍电流余量,选取额定电压/电流为 $3.3\text{kV}/200\text{A}$ 的 Infineon IGBT 模块,其型号 FF200R33KF2C。

表 4 高频链直流固态变换器的主要参数

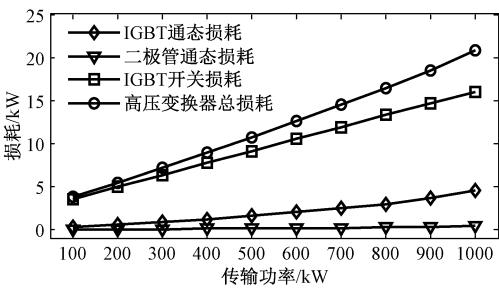
Tab.4 Main parameters of high-frequency link DCSSC

参数	数值	参数	数值
直流母线 U_{dch}/kV	16	设备容量 $S_N/(\text{MV}\cdot\text{A})$	1
输入电压 U_1/kV	1.6	输出电压 U_2/kV	0.75
开关频率 f_s/kHz	5	模块个数 n	10
串联电感 $L_s/\mu\text{H}$	560	串联电感电阻 $R_s/\text{m}\Omega$	25
滤波电容 C_1/mF	5	滤波电容 C_2/mF	5
变压器匝比 N	150:75	原边绕组 $R_{T1}/\text{m}\Omega$	25
副边绕组 R'_{T2}/Ω	0.02	原边漏感 $L_{T1}/\mu\text{H}$	20
副边漏感 $L'_{T2}/\mu\text{H}$	10	励磁电感 $L_{Tm}/\mu\text{H}$	800

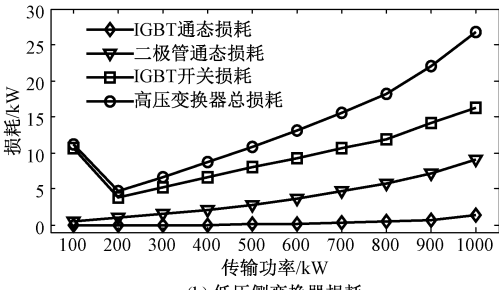
4.1 传输功率变化的损耗分析

研究传输功率变化对直流固态变换器损耗的影响,其参数如表 4 所示。设置功率由 100kW 变化 1MW ,变化步长为 100kW ,得到的计算结果如图 4 所示。根据图 4 可知,随着传输功率逐渐增加,系统效率上升后逐渐减小,在 500kW 附近处获得最大效率为 95.19% 。在高压侧变换器中,由于 IGBT 的有效导通时间较大,因此 IGBT 通态损耗大于二极管通态损耗;相反在低压 H 桥变换器中,由于二极管导通时间较长,二极管通态损耗大于 IGBT 通态损耗,计算结果与理论分析一致。在开关损耗中,当传输功率较小时,系统处于轻载运行,此时工作在硬开关模式,根据前面分析可知低压变换器 IGBT 存在开通损耗、二极管存在反向恢复损耗,进而导致轻载时开关损耗更大,如图 4(b) 所示。与通态损耗相

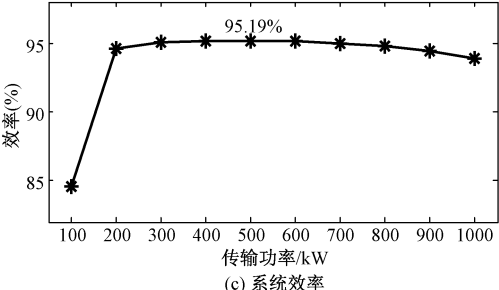
比,系统开关损耗占总损耗比例更大,随着功率增加,通态损耗和变压器损耗增加,开关损耗占比将会逐渐减小。在高频变压器损耗对比中,可以看出改进方法和传统方法得到的结果基本一致,其原因在于磁心损耗主要和开关频率相关。



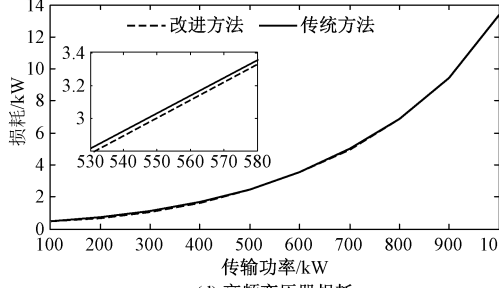
(a) 高压侧变换器损耗



(b) 低压侧变换器损耗



(c) 系统效率



(d) 高频变压器损耗

图 4 传输功率变化时 DCSSC 的损耗分布和效率

Fig.4 Loss distribution and efficiency of DCSSC under transmission power change conditions

4.2 开关频率变化的损耗分析

研究开关频率对高频链直流固态变换器损耗的影响。假设传输功率为 1MW ,设置开关频率由 4.6kHz 增加至 5.3kHz ,每次增加 0.1kHz ,得到的损

耗计算结果如图 5 所示。

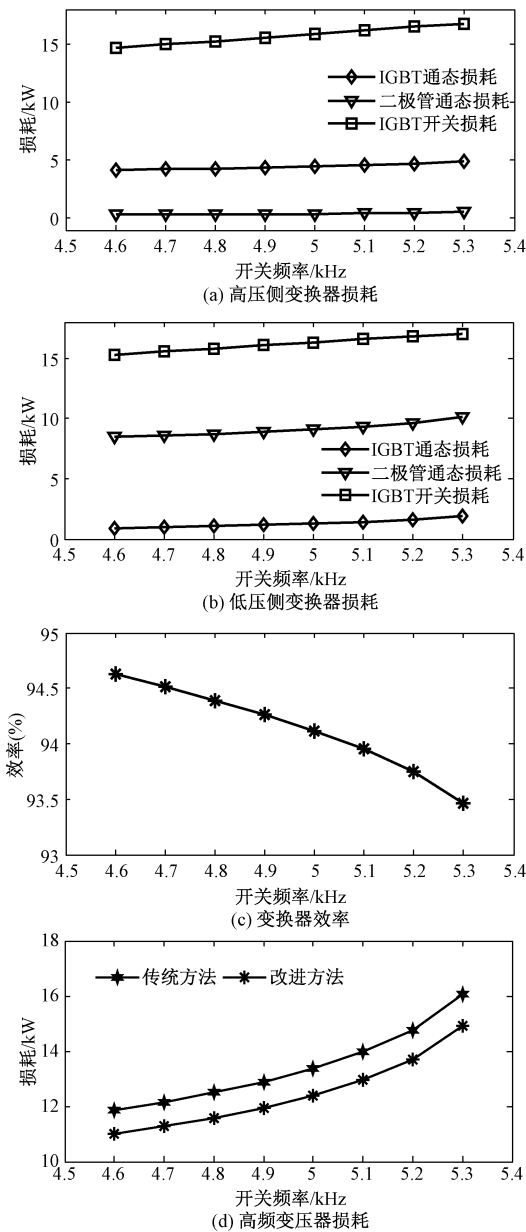


图 5 开关频率变化下的 DCSSC 损耗分布和效率
Fig.5 Loss distribution and efficiency of DCSSC under switch frequency change conditions

当开关频率逐渐增加时,IGBT 和二极管的通态损耗逐渐增加,其变化幅度影响很小;而 IGBT 的开关损耗变化明显,增加幅度较大。高频变压器损耗同样随着开关频率增加而增加,其系统的效率逐渐越低。

同时,图 5(d)中给出了采用传统和改进方法的高频变压器损耗计算结果,两种结果的差异主要源于磁心损耗计算方法不同。从图 5(d)中可以看出采用改进方法得到的磁心损耗更小,因此修正后的

总损耗更小,计算得到的系统效率更高。

4.3 仿真和理论计算结果对比分析

为了进一步验证所提出损耗模型的有效性和可行性,在此采用 PSIM 仿真软件搭建基于 ISOP-DAB 的高频链直流固态变换器的仿真模型,在此采用功率控制模式,通过控制移相比来调节输出功率大小,不同移相比下的系统的电压和电流波形如图 6 所示。

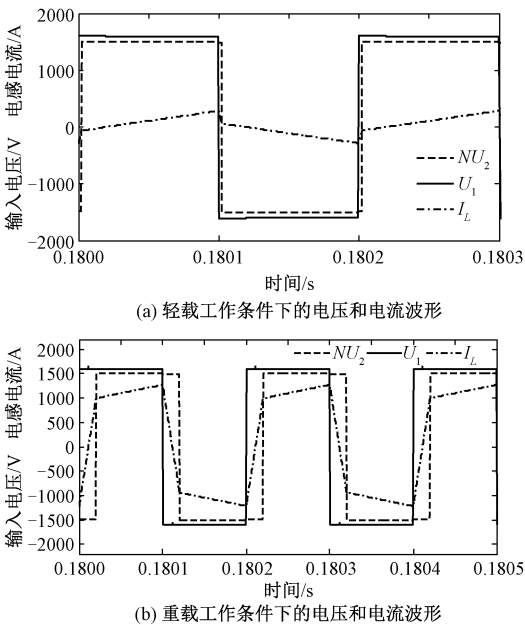


图 6 轻载和重载工作条件下的电压和电流波形
Fig.6 Voltage and current waveforms under light load and heavy load working conditions

由图 6 可知,为了便于观察电感电流,将其放大了 20 倍。当移相比 D 较小时,系统的传输功率也较小,此时系统处于轻载运行工况,如图 6(a)所示,此时得到的电压和电流波形与图 2(b)基本一致,系统工作在硬开关状态。当移相比 D 增加时,系统的传输功率和电感电流相应增加,此时得到的电压和电流波形与图 2(a)基本一致,系统工作在软开关状态。

为了验证所提出损耗模型的有效性,通过 PSIM 仿真模型在多个输出功率点进行仿真测试得到数据,并将其通过 Matlab 软件进行处理,并绘制图形,所得到的理论计算和仿真模型对比结果如图 7 所示。

根据图 7 对比可以看出,在通态损耗对比上,理论计算和仿真测试得到的结果基本一致,误差很小。根据开关损耗对比得知,首先在传输功率很小时,系

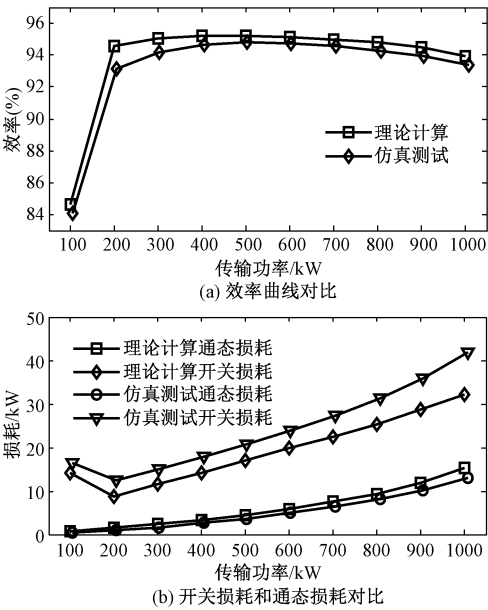


图 7 仿真和理论计算的结果

Fig.7 Results of simulation and theoretical calculation

统工作在轻载运行工况,此时从电压和电流波形得出其工作在硬开关运行模式,因此轻载情况下的开关损耗较大。而随着移相比 D 增加,系统的传输功率增加,系统逐渐过渡到软开关工作模式,此时开关损耗先逐渐降低,主要是因为软开关模式能够降低开关损耗。随着传输功率进一步增加,输入电流增加,因此开关损耗也随着增加。在效率对比上,理论计算和仿真测试结果均在传输功率为 500kW 附近时能够获得最大效率。综上所述,理论计算和仿真模型得到的通态损耗、开关损耗以及效率变化趋势基本一致,仿真结果验证了所提出损耗模型的有效性和准确性。

5 结论

针对传统损耗计算方法未考虑硬开关运行工况问题,本文提出了基于 ISOP DAB 的高频链直流固态变换器的损耗计算方法。与传统方法相比,所提出的损耗模型考虑了软开关和硬开关运行模式,详细分析了软开关和硬开关工况下 IGBT 和二极管的导通区间,推导了不同运行工况下开关损耗的计算方法,能够准确计算开关器件的通态损耗和开关损耗。在变压器磁心损耗计算中对传统的 Steinmetz 公式进行了修正,给出了非正弦下高频变换器磁心损耗计算方法。最终通过 Matlab 和 PSIM 仿真软件对容量为 1MV·A 的高频链直流固态变换器在传输功率和开关频率变化情况下进行了算例分析,

通过理论计算和仿真结果对比验证了所提出损耗模型有效性。

参考文献 (References):

[1] 康重庆, 姚良忠 (Kang Chongqing, Yao Liangzhong). 高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架 (Key scientific issues and theoretical research framework for power systems with high proportion of renewable energy) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (9): 2-11.

[2] 姚良忠, 朱凌志, 周明, 等 (Yao Liangzhong, Zhu Lingzhi, Zhou Ming, et al.). 高比例可再生能源电力系统的协同优化运行技术展望 (Prospects of coordination and optimization for power systems with high proportion of renewable energy) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (9): 36-43.

[3] 孔力, 裴玮, 叶华, 等 (Kong Li, Pei Wei, Ye Hua, et al.). 交直流混合配电系统形态、控制与稳定性研究 (Review of pattern, control and stability for hybrid AC/DC distribution power systems) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (9): 1-10.

[4] 盛万兴, 段青, 孟晓丽, 等 (Sheng Wanxing, Duan Qing, Meng Xiaoli, et al.). 电力电子化进程下的交直流无缝混合灵活配电系统研究 (Research on the ac&dc seamless-hybrid fluent power distribution system following the power electronics evolution) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (7): 1877-1889.

[5] 严太山, 程浩忠, 曾平良, 等 (Yan Taishan, Cheng Haozhong, Zeng Pingliang, et al.). 能源互联网体系架构及关键技术 (Research of energy sub grid for the future energy internet) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2016, 40 (1): 105-113.

[6] 吴争, 孔力, 袁晓冬, 等 (Wu Zheng, Kong Li, Yuan Xiaodong, et al.). 基于电力电子变压器的交直流混合可再生能源关键技术 (Key technology of AC/DC hybrid renewable energy based on power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (2): 1-10.

[7] She Xu, Huang Alex Q, Burgos Rolando, et al. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1 (3): 186-198.

- [8] 刘向龙,刘友波,张宸宇,等 (Liu Xianglong, Liu Youbo, ZHANG Chenyu, et al.). 基于电力电子变压器的交直流混合配电网功率-电压协调控制 (Coordinating voltage regulation for AC-DC hybrid distribution network with multiple power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (2): 35-43.
- [9] 兰征,涂春鸣,肖凡,等 (Lan Zheng, Tu Chunming, Xiao Fan, et al.). 电力电子变压器对交直流混合微网功率控制的研究 (The power control of power electronic transformer in hybrid AC-DC microgrid) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnology Society), 2015, 30 (23): 50-57.
- [10] 刘海军,李刚,王志凯,等 (Liu Haijun, Li Gang, Wang Zhikai, et al.). 面向中高压智能配电网的电力电子变压器建模方法与控制策略研究 (Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2017, 45 (2): 85-93.
- [11] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, 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.
- [12] Zumel Pablo, Ortega Leonardo, Lázaro Antonio, et al. Modular dual-active bridge converter architecture [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52 (3): 2444-2455.
- [13] Wang Dan, Tian Jie, Mao Chengxiong, et al. A 10kV/400V 500kV·A electronic power transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (11): 6653-6663.
- [14] Fan Haifeng, Li Hui. A distributed control of input-series-output-parallel bidirectional DC-DC converter modules applied for 20kV·A solid state transformer [A]. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2011. 939-935.
- [15] 赵彪,宋强,刘文华,等 (Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al.). 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器 (High-frequency-link DC Solid state transformers for flexible DC distribution) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (25): 4295-4303.
- [16] Krismer Florian, Kolar Johann 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.
- [17] 高宁,李睿,陈强,等 (Gao Ning, Li Rui, Chen Qiang, et al.). 双级式中频隔离型储能变流器的直流母线电压优化控制 (Optimized DC-link voltage control for double-stage medium frequency isolated power conversion system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (17): 4477-4485.
- [18] 李婧,袁立强,谷庆,等 (Li Jing, Yuan Liqiang, Gu Qing, et al.). 一种基于损耗模型的双有源桥 DC-DC 变换器效率优化方法 (An efficiency optimization method in dual active bridge DC-DC converter based on loss model) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnology Society), 2017, 32 (14): 66-76.
- [19] Ayachit Agasthya, Kazimierzczuk Marian K. Steinmetz equation for gapped magnetic cores [J]. IEEE Magnetics Letters, 2016, 7: 1302704.
- [20] 陈彬,李琳,赵志斌 (Chen Bin, Li Lin, Zhao Zhibin). 双向全桥 DC-DC 变换器中大容量高频变压器绕组与磁心损耗计算 (Calculation of high-power high-frequency transformer's copper loss and magnetic core loss in dual-active-bridge DC-DC converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnology Society), 2017, 32 (22): 123-133.
- [21] Fan Haifeng, Li Hui. High-frequency transformer isolated bidirectional DC-DC converter modules with high efficiency over wide load range for 20kV·A solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (12): 3599-3608.
- [22] Sippola Mika, Sepponen Raimo E. Accurate prediction of high-frequency power-transformer losses and temperature rise [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (5): 835-847.

**Loss model and analysis of high-frequency-link DC solid state converter
for medium voltage AC/DC distribution grid**

ZHANG Xue^{1,2}, PEI Wei^{1,2}, KONG Li^{1,2}, PANG Yun-ting^{1,3}, ZHANG Guo-ju³

- (1. Institute of Electrical Engineering,Chinese Academy of Sciences,Beijing 100190,China;
- 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
- 3. Beijing Etechwin Electric Co., Ltd., Beijing 100176, China)

Abstract: The high-frequency-link DC solid state converter (DCSSC) is one of the key equipment in the medium voltage AC/DC distribution system. In view of the fact that traditional methods do not consider hard switching operation mode, a loss calculation method is proposed for DCSSC based on input series output parallel (ISOP) dual active bridge (DAB). The operation principle of high-frequency-link DCSSC is analyzed under soft switching and hard switching conditions, the effective conduction time of switch devices under different stages is given, and the analytic model of the current average and RMS values of soft switch and hard switch are derived. The model of conduction loss and switching loss is established, and the improved loss calculation method of high frequency transformer is given. Finally, the loss distribution and system efficiency of high-frequency link DCSSC are verified and analyzed by Matlab and PSIM simulation software under switching frequency and power transmission change condition.

Key words: high-frequency-link DC solid state converter(DCSSC); hard switching; dual active bridge(DAB) converter; input series parallel output(ISOP); loss model