

电能路由器公共高频母线超瞬态过程机理及抑制措施

文武松¹, 赵争鸣¹, 袁立强^{1*}, 魏树生¹, 姬世奇¹, 康长路², 冯高辉¹

(1. 电力系统及大型发电设备控制和仿真国家重点实验室(清华大学电机系), 北京市海淀区 100084;
2. 山东泰开高压开关有限公司, 山东省 泰安市 271000)

Mechanism and Suppression Strategy of the Ultra-transient Behavior of High-frequency-bus in Electric Energy Router

WEN Wusong¹, ZHAO Zhengming¹, YUAN Liqiang^{1*}, WEI Shusheng¹, JI Shiqi¹,
KANG Changlu², FENG Gaothui¹

(1. State Key Laboratory of Power System and Generation Equipment (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University), Haidian District, Beijing 100084, China; 2. Shandong Taikai High-Volt Switchgear Co., Ltd, Tai'an 271000, Shandong Province, China)

ABSTRACT: The modular multi-active-bridge(MMAB) based high-frequency bus(HFB) topology is preferred to be applied to the electric power router(EER). However, the sudden change of the H-bridge voltage will cause serious free-oscillation of HFB voltage, which is produced by distributed capacitance and inductance of the high-frequency transformer(HFT). The time scale of oscillation is much smaller than that of the H-bridge control period known as the transient behavior. Therefore, it can be regarded as an ultra-transient behavior of the HFB. The ultra-transient process can easily cause electromagnetic interference(EMI) and trigger drive failures, thus damaging the reliability of the system. In this paper, firstly, the distributed parameter network of the oscillation branch was simplified, and the mathematical model of the ultra-transient process was deeply studied. Secondly, based on the mathematical model, the main factors influencing the ultra-transient behavior were analyzed, and through the conversion of time-scale, an oscillation attenuation countermeasure of "uncontrolled rectifier & damping resistor" in parallel on the high-frequency bus was proposed, and the design method of damping resistance was introduced. At the same time, the relationships between the distribution parameters of HFT and the transient process of HFB were presented. Finally, experiments performed on the module-level and device-level prototypes verified the effectiveness and practicality of the proposed theoretical analysis and attenuation strategy.

KEY WORDS: high-frequency-bus; electric energy router; ultra-transient behavior; attenuation strategy

摘要: 作为一种新型拓扑, 基于模块化多源桥的共高频母线结构正被应用于多端口电能路由器领域。由于 H 桥桥臂输出电压突变, 会造成高频变压器内部集成的移相电感和分布电容产生自由振荡, 从而引起高频母线电压出现数 MHz 的超瞬态过渡过程, 极易造成电磁干扰、触发驱动板故障, 对模块规模化的高压大容量电能路由器的可靠性产生严重负面影响。该文首先对振荡支路的分布参数网络进行简化等效, 并建立超瞬态过程的时域模型, 对其产生机理进行了深入研究; 其次, 基于时域模型, 分析这类超瞬态行为的主要影响因素, 并通过时间尺度的转换, 提出一种在高频母线上并联“不控整流+阻尼电阻”的抑制措施, 介绍了阻尼电阻的设计方法; 同时, 给出关键分布参数和瞬态行为的关系, 有助于实现高频变压器参数的提取和科学设计; 最后, 通过模块级、装置级实验分别对两端口和多端口拓扑结构进行验证, 证明理论分析的准确性和抑制措施的有效性、实用性。

关键词: 高频母线; 电能路由器; 超瞬态行为; 衰减对策

0 引言

电能路由器(electric energy router, EER)又称电力电子变压器(power electronic transformer, PET), 具备多端口、多级联、多流向和多形态等特征^[1], 目前正受到研究人员的广泛关注, 并逐步走向工程示范运用^[2-6]。现有典型 EER 拓扑包括共直流母线型和有多源桥(multi-active bridge, MAB)型两种^[5]。

基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB0903203)。
National Key R&D Program of China (2017YFB0903203).

前者的各端口功率通过直流母线电容耦合,功率变换级数多;后者采用多绕组变压器设计,具有更好的功率密度优势,但当工作频率提高时,多绕组变压器的设计会非常困难,同时,该拓扑不便于系统结构模块化和扩容,无法应用于高压大容量场合。为了实现各端口灵活接地和安全运行,文献[5,7]提出一种基于高频汇集母线的四端口电能路由器(high-frequency bus based EER, HFB-EER),其核心为模块化多有源桥(modular multi-active bridge, MMAB)变换器,各端口内 MMAB 子模块由 1 个高频变压器(high-frequency transformer, HFT)和 1 个 H 桥组成,这些子模块的交流侧通过公共低压高频母线并联在一起,实现各端口能量的汇集与耦合。该拓扑具有端口相互隔离、便于模块化设计、可扩展性强、功率变换级数少和效率高等优点。和传统共直流母线 EER^[6,8]中双有源桥(dual active bridge, DAB)DC/DC 变换器类似,MMAB 承担着电气隔离、电压变换和功率双向传输等核心功能。高频母线作为各端口功率交汇耦合的地方,使得系统动力学分析的时间尺度大大缩短。

为了提高 HFB-EER 的传输效率,与高频母线相连接的 H 桥采用 SiC MOSFET 器件设计。由于 SiC 器件的开关速度非常快,导通和关断时间通常仅有几十纳秒,开关行为对寄生参数极其敏感^[9-13],每一次开/关动作都会引起系统中分布参数元件组成的网络产生高频振荡,与 H 桥的控制周期(瞬态行为)相比,表现为超瞬态行为。由开关器件、变压器和相关分布参数引起的电压/电流的振荡和过充不仅增加了额外的应力和对绝缘水平要求,甚至会加速器件老化。同时,还会产生高频损耗和电磁干扰,触发驱动板误动作或报故障,影响整机系统的可靠运行。严重时,畸变的电压和电流波形还会影响到 MMAB 变换器的软开关状态^[14]和功率耦合特性^[5],使系统工作条件更加复杂。所以,此类变换器中的超瞬态行为分析具有重要的理论意义和实用价值。

依据参与瞬态行为的分布参数不同,在 MMAB 变换器内部至少有两类超瞬态。第一类出现在高频 H 桥内部,振荡源自直流母线、器件封装和线路的杂散电感与 MOSFET 输出结电容;第二类发生在高频母线,振荡源为 HFT 移相电感和分布电容。针对第一类超瞬态已经有比较成熟的研究。文献[9-10]通过建立仿真模型,分析杂散电感和结电容对 SiC

MOSFET 开关行为的影响。文献[10]在考虑杂散参数的基础上,分析 SiC MOSFET 开关过程的动态行为,并通过双脉冲实验研究了利用栅极电阻、并联栅-源电容、驱动电压调控其开关行为的有效性和局限性。另外,根据 SiC MOSFET 的数据手册,其输出结电容与漏-源极电压呈现非线性关系。但是,在直流母线电压足够大的情况下,振荡过程中结电容大小基本保持不变,因此,振荡模型的准确性主要与回路杂散电感有关。文献[11]利用开通瞬态过程中的特定阶段波形,配合积分运算对母排杂散电感进行准确提取。文献[12]采用外部插入分立电容来人为地改变开关振荡频率,从而构造出包含电感和电容参数的数学方程组,通过消元法求解方程组,计算出了换流回路的杂散电感。这些研究对 MMAB 中第一类超瞬态过程机理模型的准确建立、抑制方法的改进都提供了有力支撑。

MMAB 中第二类超瞬态行为由 HFT 自身杂散参数引起。文献[15-19]分别在结构设计、自身杂散参数对传输特性的影响、漏感及分布电容的提取以及仿真模型的建立等方面对 HFT 相关问题进行深入研究,但已有文献对第二类超瞬态问题分析甚少。文献[20-21]针对 DAB 中出现的 HFT 振荡问题,指出 H 桥桥臂中点电压上升率(dv/dt)是振荡的激励源,并提出一种通过改变 MOSFET 吸收电容大小,从而减小 dv/dt 以消除振荡的方法。但是,研究表明:高频振荡幅值并非随着 dv/dt 的减小而单调减小,系统存在多个 dv/dt 可以使得振荡幅值取得极小值。因此,吸收电容的大小不好确定,且不适用于模块规模化的工程应用。另外,上述文献分析的前提是 DAB 中 HFT 和移相电感分离的情况,第二类超瞬态行为同时发生在 HFT 的原边和副边。虽然 MMAB 和 DAB 的超瞬态行为均源自 HFT 分布电容和移相电感,但在文献[5]所述 HFB-EER 中,MMAB 内 HFT 采用集成移相电感设计,不考虑线路电感的情况下,HFT 的原边电压由直流母线电压钳位,第二类超瞬态行为出现在 HFT 副边,即公共高频母线上。由于多个端口的功率在此耦合,此类超瞬态行为比较复杂,且对整个系统的负面影响更为恶劣,不仅会产生 EMI 从而引起驱动异常,还会影响多个端口之间的功率传输特性。针对这一结构,文献[22]对其进行了初步研究,主要分析了振荡产生的基本机理,但并未考虑初值的影响,未对超瞬态过程进行时域解析描述,同时,没有给出相

应的振荡衰减对策。对比来看，第二类超瞬态行为在共高频母线电能路由器中更复杂，影响更大，是本文的研究重点。

1 电路拓扑及高频母线的超瞬态问题

图 1 为所述 HFB-EER 中 MMAB 变换器的简化拓扑，即一个四端口 DC/DC 变换器。各端口 MMAB 子模块内 HFT 的副边绕组直接连在一起形成公共高频母线，理论上可以在高频母线上并联任意多个子模块，而这些子模块的直流侧可采用串/并联组合扩展成任意电压/功率等级的端口。因此，该拓扑能有效解决端口隔离、模块化设计、功率变换级数优化等问题。

为了简化分析，首先假设母线上仅并联两个子模块——模块 1 和模块 2，如图 2 所示。其中，HFT1 和 HFT2 的变比均为 1:1，内部集成移相电感分别为 L_{s1} 和 L_{s2} ， C_D 为隔直电容， C_{dc} 为直流支撑电容，两模块的直流母线电压分别为 U_{dc1} 和 U_{dc2} ，H 桥桥臂输出电压分别为 u_{h1} 和 u_{h2} ，高频母线电压为 u_{hf} ， i_L 为汇入母线的电流。采用单移相方式(single phase shift, SPS)^[23]进行控制，功率管的控制频率为 20kHz，模块 1 和模块 2 的移相比分别为 d_1 和 d_2 ，移相基准为同步脉冲。当 $U_{dc1}=U_{dc2}=630V$ ， $d_1=0$ ， $d_2=0.14$ 时，两模块变换器的稳态运行波形如图 3 所示。公共母线电压 u_{hf} 出现了高频振荡，振荡峰值达到 1150V 左右，振荡频率为数兆赫兹。由于振荡发生在高频母线上，高振幅的振荡极易引发电磁干扰问题，当该拓扑应用于模块规模化的高压大容量系统时该现象尤为明显，严重影响系统的稳定

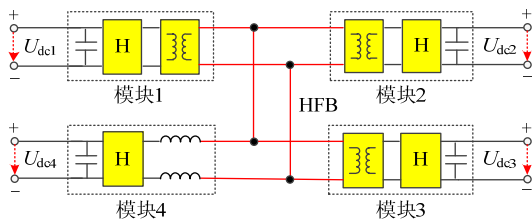


图 1 基于 HFB 的多端口变换器拓扑

Fig. 1 HFB-based multi-port converter topology

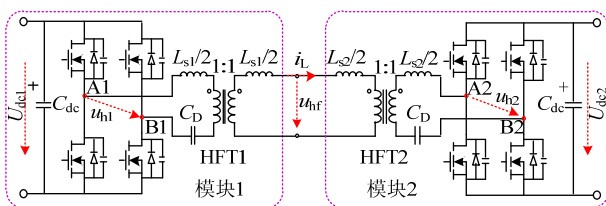


图 2 基于 HFB 的两模块 DC/DC 变换器

Fig. 2 HFB-based two-module converter

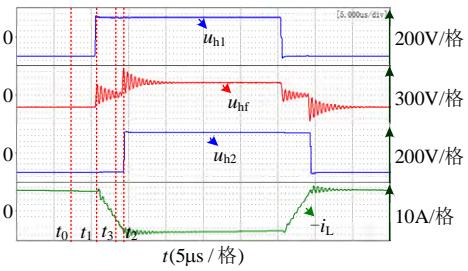


图 3 稳态运行实验波形

Fig. 3 Steady-state waveform

运行。

2 高频母线超瞬态过程的机理分析

从图 2、3 可以看出，HFT 原边 H 桥电压 u_{h1} 和 u_{h2} 均为开关频率的方波，超瞬态行为发生在两者的电平翻转时刻，电压的突变会激发 HFT 的集成移相电感与分布电容组成的网络产生振荡。

2.1 分布参数网络的简化等效

为了分析母线电压的超瞬态行为，需要考虑图 2 所示电路的高频分布参数网络，并对其进行简化等效。由于 HFT 原边隔直电容 C_D 较大，这里看成短路。而在实际应用中，经过合理设计后的高频母排杂散参数也可被忽略^[22]。作为变换器的核心部件，HFT 采用经典的“三电容”模型进行等效^[15]；由于 HFT 励磁电感 L_m 远大于内部集成移相电感 L_s ，励磁电感支路可看作开路；而通过 PSpice 参数扫描发现，当励磁电阻 $R_m > 10k\Omega$ 时，母线电压 u_{hf} 受 R_m 影响很小，可以忽略不计。因此，可得分布参数网络的简化等效模型如图 4 所示，两个 H 桥各用 1 个电压源代替， C_{pi} 、 C_{si} 和 C_{psi} 分别为 HFT i 的原边、副边、原-副边分布电容， R_{si} 为 HFT i 串联电阻。其中， $i=1$ 或 2。

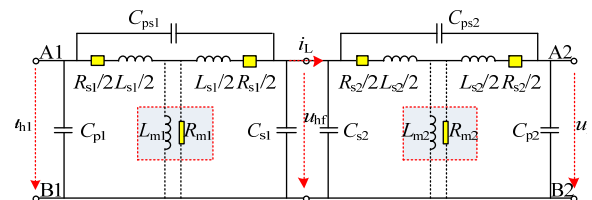


图 4 分布参数网络模型

Fig. 4 Distributed parameter model

2.2 超瞬态过程的数学模型

为了从理论上分析高频母线的超瞬态行为，需要建立其数学模型。基于 2.1 节所述高频分布网络等效模型，首先推导了高频母线电压的复频域描述，其次，根据复频域传递函数及网络的初始条件求解出了高频母线电压的时域解析描述。

2.2.1 高频母线电压的复频域描述

高频母线电压 u_{hf} 同时受 u_{h1} 和 u_{h2} 两个激励源的作用, 仅考虑 u_{h2} 时, 进一步等效后的模型如图 5 所示。其中, HFT 的总分布电容 C_e 为

$$C_e = C_e' + C_{ps2} = C_{s1} + C_{ps1} + C_{s2} + C_{ps2} \quad (1)$$

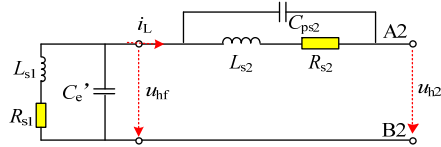


图 5 u_{h2} 独立作用时的等效模型

Fig. 5 Equivalent model when u_{h2} as an independent excitation source

由图 5 可求出频域内的传递函数 $H_2(s)$:

$$H_2(s) = u_{hf}(s) / u_{h2}(s) = \frac{C_{ps2} \cdot s^3 + \kappa_1 \cdot s^2 + (L_{s1} \cdot \kappa_3 + \kappa_2) \cdot s + R_{s1} \cdot \kappa_3}{C_e \cdot s^3 + \kappa_1 \cdot s^2 + (\omega_n^2 + \kappa_2) \cdot s + \omega_n^2 / \tau} \quad (2)$$

同理, u_{h1} 作为激励源时的传递函数 $H_1(s)$ 为

$$H_1(s) = u_{hf}(s) / u_{h1}(s) = \frac{C_{ps1} \cdot s^3 + \kappa_1 \cdot s^2 + (L_{s2} \cdot \kappa_4 + \kappa_2) \cdot s + R_{s2} \cdot \kappa_4}{C_e \cdot s^3 + \kappa_1 \cdot s^2 + (\omega_n^2 + \kappa_2) \cdot s + \omega_n^2 / \tau} \quad (3)$$

其中,

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) / (L_{s1} L_{s2} C_e)} \\ \tau = (L_{s1} + L_{s2}) / (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \kappa_1 = (L_{s1} R_{s2} + L_{s2} R_{s1}) / (L_{s1} L_{s2}) \\ \kappa_2 = R_{s1} R_{s2} (L_{s1} L_{s2}) \\ \kappa_3 = 1 / (L_{s1} L_{s2} C_{ps2}) \\ \kappa_4 = 1 / (L_{s1} L_{s2} C_{ps1}) \end{cases} \quad (5)$$

根据 HFT 的实测参数绘制传递函数 $H_2(s)$ 的零极点图如图 6 所示, $H_2(s)$ 有 3 个极点均分布在虚轴左侧, 且 s_1 和 s_2 为一对共轭极点, 当 HFT 串联电阻 R_{si} 逐步变大时, 极点 s_1 和 s_2 的虚部保持不变, 始终与图 5 所示网络模型的自然振荡频率 ω_n 一致。由此, 可以假定传递函数的特征根为:

$$\begin{cases} s_1 = -\alpha + j\omega_n \\ s_2 = -\alpha - j\omega_n \\ s_3 = -\chi \end{cases} \quad (6)$$

根据待定系数法可以求出:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{L_{s2}^2 R_{s1} + L_{s1}^2 R_{s2}}{2(L_{s1} + L_{s2}) L_{s1} L_{s2}} \\ \chi = 1 / \tau \end{cases} \quad (7)$$

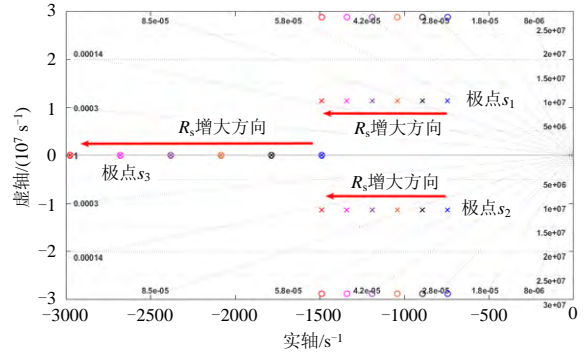


图 6 $H_2(s)$ 的极点随 R_s 变化时的分布情况

Fig. 6 Pole distribution of $H_2(s)$ with R_s

由式(2)和(3)可得频域内系统的零输入响应:

$$u_{hf}^{zi}(s) = \frac{M_{hf}(s)}{D_{en}(s)} - \frac{C_{ps1}}{C_e} \frac{M_{h1}(s)}{D_{en}(s)} - \frac{C_{ps2}}{C_e} \frac{M_{h2}(s)}{D_{en}(s)} \quad (8)$$

$$M_{hf}(s) = (s^2 + \kappa_1 \cdot s + \omega_n^2 + \kappa_2) u_{hf}(0) + (s + \kappa_1) u'_{hf}(0) + u''_{hf}(0) \quad (9)$$

$$M_{h1}(s) = (s^2 + \kappa_1 \cdot s + L_{s2} \cdot \kappa_4 + \kappa_2) u_{h1}(0) + (s + \kappa_1) u'_{h1}(0) + u''_{h1}(0) \quad (10)$$

$$M_{h2}(s) = (s^2 + \kappa_1 \cdot s + L_{s1} \cdot \kappa_3 + \kappa_2) u_{h2}(0) + (s + \kappa_1) u'_{h2}(0) + u''_{h2}(0) \quad (11)$$

2.2.2 高频母线电压的时域解析描述

如图 3 所示, 高频母线电压 u_{hf} 在 t_2 时刻振荡最为严重, 此时的激励源 $u_{h2}(t)$ 可用图 7 所示的分段线性函数^[20]表示:

$$u_s(t) = u_{s1}(t) + u_{s2}(t) + u_{s3}(t) - u_{s4}(t) \quad (12)$$

$$\begin{cases} u_{s1}(t) = U_{dc1} \\ u_{s2}(t) = -U_{dc2} \\ u_{s3}(t) = k_{t2}(t - t_2) \varepsilon(t - t_2) \\ u_{s4}(t) = k_{t2}(t - t_2 - \Delta t) \varepsilon(t - t_2 - \Delta t) \end{cases} \quad (13)$$

式中 k_{t2} 表示 t_2 时刻 u_{h2} 突变时对应的 dv/dt , 即:

$$k_{t2} = 2U_{dc2} / \Delta t \quad (14)$$

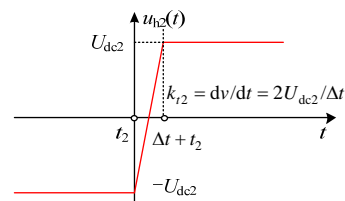


图 7 激励源 $u_{h2}(t)$ 的分段线性化描述

Fig. 7 Piecewise linearization of $u_{h2}(t)$

以 t_2 为起始时刻, 根据式(2)和(6), 可以求出 $u_{s3}(t)$ 单独作用时的零状态响应为:

$$u_{hf3}^{zs}(t) = k_{t2} \{ (\lambda_1 / \omega_n) \cdot \sin(\omega_n t) \cdot e^{-\alpha t} + \beta (1 - e^{-t/\tau}) + R_{s1} \cdot t / (R_{s1} + R_{s2}) \} \quad (15)$$

其中,

$$\begin{cases} \lambda_1 = C_{ps2} / C_e - L_{s1} / (L_{s1} + L_{s2}) \\ \beta = (-L_{s2}R_{s1} + L_{s1}R_{s2}) / (R_{s1} + R_{s2})^2 \end{cases} \quad (16)$$

由延迟性质, $u_{s4}(t)$ 作用时的零状态响应为:

$$u_{hf4}^{zs}(t) = k_{t2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{\lambda_1}{\omega_n} \sin(\omega_n(t - \Delta t)) \cdot e^{-\alpha(t - \Delta t)} + \\ & \beta(1 - e^{-(t - \Delta t)/\tau}) + \frac{R_{s1}(t - \Delta t)}{R_{s1} + R_{s2}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

图 4 对应的集总参数网络模型如图 8 所示, 在 $u_{s1}(t)$ 和 $u_{s2}(t)$ 同时作用时, 系统零状态响应为:

$$u_{hf1}^{zs}(t) + u_{hf2}^{zs}(t) = \frac{L_{s2}U_{dc1} - L_{s1}U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (18)$$

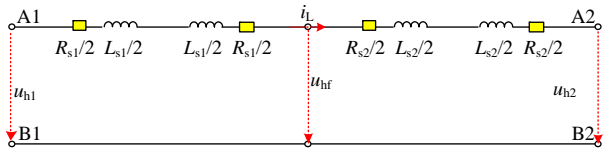


图 8 集总参数网络模型

Fig. 8 Lumped parameter model

由式(12)、(15)、(17)及(18)可知, 以 t_2 为起始时刻, u_{hf} 的零状态响应可表示为:

$$u_{hf,t2}^{zs}(t) = \frac{2R_{s1}U_{dc2}}{R_{s1} + R_{s2}} + \frac{L_{s2}U_{dc1} - L_{s1}U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} + \frac{2k_{t2}\lambda_1}{\omega_n} \cdot \sin\left(\frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) \cos\left(\omega_n t - \frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) e^{-\alpha t} \quad (19)$$

根据电路对称性, t_1 时刻系统零状态响应为:

$$u_{hf,t1}^{zs}(t) = \frac{2R_{s2}U_{dc1}}{R_{s1} + R_{s2}} - \frac{L_{s2}U_{dc1} + L_{s1}U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} + \frac{2k_{t1}\lambda_2}{\omega_n} \cdot \sin\left(\frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) \cos\left(\omega_n t - \frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) e^{-\alpha t} \quad (20)$$

其中:

$$\begin{cases} \lambda_2 = C_{ps1} / C_e - L_{s2} / (L_{s1} + L_{s2}) \\ k_{t1} = 2U_{dc1} / \Delta t \end{cases} \quad (21)$$

由式(8)—(11)可得 t_1 时刻零输入响应:

$$u_{hf,t1}^{zi}(t) = \frac{e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_n t)}{\tau \omega_n} \cdot \left(\frac{C_{ps1}U_{dc1} + C_{ps2}U_{dc2}}{C_e} - \frac{L_{s2}U_{dc1} + L_{s1}U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} \right) \quad (22)$$

t_2 时刻零输入响应可表示为:

$$u_{hf,t2}^{zi}(t) = 2U_{dc1} \left\{ \left(\frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} - \frac{L_{s2}}{L_{s1} + L_{s2}} \right) + \lambda_2 \cos\left(\omega_n \cdot \frac{T_s}{2} d\right) e^{-\alpha \frac{T_s}{2} d} \right\} e^{-t/\tau} - 2U_{dc1} \lambda_2 \cdot \left[\sin\left(\omega_n \cdot \frac{T_s}{2} d\right) e^{-\alpha \frac{T_s}{2} d} \right] e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_n t) \quad (23)$$

式中: T_s 为 MOSFET 开关周期; d 为 SPS 移相比。

综合上面的分析, t_1 和 t_2 时刻高频母线电压 u_{hf} 的时域解析表述分别为:

$$u_{hf,t1}(t) = u_{hf,t1}^{zs}(t) + u_{hf,t1}^{zi}(t) \quad (24)$$

$$u_{hf,t2}(t) = u_{hf,t2}^{zi}(t) + u_{hf,t2}^{zs}(t) \quad (25)$$

2.3 多端口变换器超瞬态过程的数学模型

当高频母线上并联连接的端口变换器个数为 $n(n \geq 2)$ 时, 其分布参数网络模型如图 9 所示。

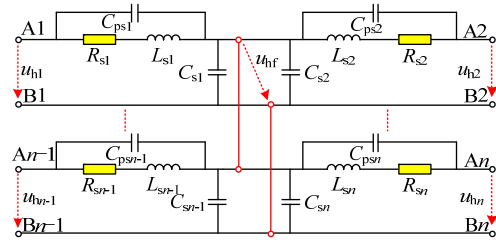


图 9 多端口变换器的分布参数网络模型

Fig. 9 Distributed parameter model of HFB-based multi-port converter

假设各端口变换器内 HFT 的参数一致, 即:

$C_{ps1} = C_{ps2} = \dots = C_{psn} = C_{ps}$, $C_{s1} = C_{s2} = \dots = C_{sn} = C_s$, $L_{s1} = L_{s2} = \dots = L_{sn} = L_s$, $R_{s1} = R_{s2} = \dots = R_{sn} = R_s$ 。当 u_{h1} 独立作用时, 其等效模型如图 10 所示, 其中, $C_{pse} = (n-1)C_{ps}$, $C_{se} = (n-1)C_s$, $L_{se} = L_s / (n-1)$, $R_{se} = R_s / (n-1)$ 。由式(20)可导出高频母线电压的振荡项:

$$\tilde{u}_{hf}^{zs}(t) = \frac{4k_{t1}\lambda_2}{n\omega_n} \sin\left(\frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) \cos\left(\omega_n t - \frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) e^{-\alpha t} \quad (26)$$

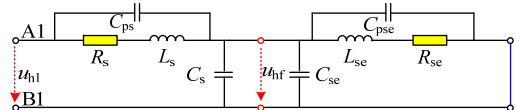


图 10 u_{h1} 独立作用时的等效模型

Fig. 10 Equivalent model when u_{h1} as an independent excitation source

另外, 若存在 $m(m < n)$ 个变换器的 H 桥桥臂输出电压与 u_{h1} 一致, 则

$$\tilde{u}_{hf}^{zs}(t) = \frac{4mk_{t1}\lambda_2}{n\omega_n} \sin\left(\frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) \cos\left(\omega_n t - \frac{\omega_n \Delta t}{2}\right) e^{-\alpha t} \quad (27)$$

可以看出: 此种情况下, 高频母线电压的振荡频率 ω_n 和衰减时间常数 $1/\alpha$ 不受端口变换器个数的影响, 而振荡幅值大小与其有关。

3 分布参数与瞬态行为的关系

基于第 2 节的机理分析可知, 瞬态行为与分布参数密切相关。通过实测的瞬态波形可提取分布参数, 同时, 根据这些关系也可指导 HFT 的设计。

3.1 HFT 集成移相电感 L_{s1} 和 L_{s2}

L_{s1} 和 L_{s2} 不仅参与高频母线的超瞬态过程, 同时, 也对开关频率的瞬态行为起决定性作用, 因此, 可以通过开关频率下的稳态波形进行描述。根据图 8 所示的集总参数网络模型, 忽略 HFT 串联电阻 R_{s1} 和 R_{s2} , 利用图 3 所示的两模块实际运行波形分别求出 t_0 和 t_3 时刻的交流母线电压:

$$u_{hf}^{Lump}(t_0) = \frac{-L_{s2} \cdot U_{dc1} - L_{s1} \cdot U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (28)$$

$$u_{hf}^{Lump}(t_3) = \frac{L_{s2} \cdot U_{dc1} - L_{s1} \cdot U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (29)$$

另外, 在 $t_1 \sim t_2$ 期间, 电流 i_L 的变化率为:

$$A = \frac{di_L}{dt} = \frac{U_{dc1} + U_{dc2}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (30)$$

由(28)—(30)可得 HFT1 和 HFT2 的集成电感:

$$\begin{cases} L_{s1} = -\frac{U_{dc1} + U_{dc2}}{2A \cdot U_{dc2}} \cdot (u_{hf}^{Lump}(t_0) + u_{hf}^{Lump}(t_3)) \\ L_{s2} = -\frac{U_{dc1} + U_{dc2}}{2A \cdot U_{dc1}} \cdot (u_{hf}^{Lump}(t_0) - u_{hf}^{Lump}(t_3)) \end{cases} \quad (31)$$

为了能根据实测波形准确读取 t_0 和 t_3 时刻的交流母线电压, 需保证在这两个时刻 u_{hf} 的振荡分量为 0。根据图 3 及式(23), 若移相比 d 满足:

$$e^{-\alpha(T_s \cdot d/2)} < 2\% \quad (32)$$

认为在 t_3 时刻, 高频振荡已衰减完毕。由此, 可以计算出最小移相比为:

$$(T_s \cdot d_{min}) / 2 = 4 / \alpha \quad (33)$$

3.2 HFT 总分布电容 C_e

根据式(4), 有:

$$C_e = \frac{L_{s1} + L_{s2}}{L_{s1} L_{s2}} \cdot \left(\frac{T_{osc}}{2\pi}\right)^2 \quad (34)$$

式中 T_{osc} 为 u_{hf} 的高频振荡周期。

3.3 HFT 原副边分布电容 C_{ps1} 和 C_{ps2}

由式(19)、(23)、(25)及(33)可知, 当移相比 $d_{min} < d < 0.5$ 时, $u_{hf_{i2}}^z(t)$ 可以忽略, t_2 时刻的 u_{hf} 只含零状态响应项, 且其第一个振荡峰值可表示为:

$$\tilde{u}_{hf_{i2}}^{zs}(t) \Big|_{\text{first}} = 2U_{dc2} \cdot \left(\frac{C_{ps2}}{C_e} - \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}}\right) \quad (35)$$

同理, 由式(20)可以求出 t_1 时刻的 u_{hf} 第一个振荡峰值:

$$\tilde{u}_{hf_{i1}}^{zs}(t) \Big|_{\text{first}} = 2U_{dc1} \cdot \left(\frac{C_{ps1}}{C_e} - \frac{L_{s2}}{L_{s1} + L_{s2}}\right) \quad (36)$$

根据式(35)、(36)及实测的振荡峰值电压即可求

出 HFT 分布电容 C_{ps1} 和 C_{ps2} 。

3.4 高频母线超瞬态过程数学模型的验证

为了验证高频母线超瞬态过程数学模型的正确性, 在 5.1 节的实验平台上获取了 $U_{dc1}=U_{dc2}=630V$, 移相比 $d=0.14$ 时的实验波形。并通过 WAYNE KERR 精密阻抗分析仪 6500B 提取出 HFT 的分布参数, 利用表 1 所列模块及 HFT 的参数对式(24)和(25)所述的 u_{hf} 解析函数进行计算。实验波形和计算波形的比对情况如图 11 所示。对比来看, 两者的直流偏置和振荡幅值均略有差别, 由分布参数的提取误差(直流偏置差异主要由串联电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 误差引起)以及分布参数模型对实际物理现象的简化误差引起。解析计算波形与实验波形较好的一致性验证了本文所建数学模型的合理性和正确性。

表 1 模块参数

Table 1 Module parameters

参数	取值
HFT1 集成移相电感 L_{s1}	36.5uH
HFT2 集成移相电感 L_{s2}	45.3uH
HFT1 原副边分布电容 C_{ps1}	18.4pF
HFT2 原副边分布电容 C_{ps2}	15.2pF
HFT 总分布电容 C_e	253.8pF
模块直流母线电容 C_{dc}	1mF
HFT1 等效串联电阻 R_{s1}	0.1Ω
HFT2 等效串联电阻 R_{s2}	0.1Ω
功率管开关频率 f_s	20kHz
HFT 的匝比	1:1

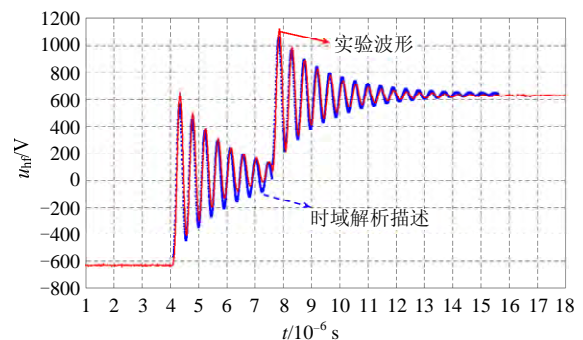


图 11 $U_{dc1}=U_{dc2}=630V$, $d=0.14$ 时振荡波形对比

Fig. 11 Comparison waveform when

$$U_{dc1}=U_{dc2}=630V \text{ and } d=0.14$$

4 超瞬态过程的影响因素及抑制措施

4.1 影响因素

第 2 节的分析结果表明, 在图 3 中的 t_2 时刻 u_{hf} 出现最大峰值, 此时振荡表现最为恶劣, 对系统的安全运行影响最为严重。 t_2 时刻, u_{hf} 的时域解析描述如式(19)、(23)和(25)所述。

4.1.1 H 桥的桥臂输出电压变化率 dv/dt

根据式(19)可知，高频振荡幅值与 u_{h2} 的变化率 dv/dt (即 k_2)有关。当 u_{h2} 的上升或下降时间 Δt 满足如下关系时，高频振荡幅值为零。

$$\Delta t = 2N \sqrt{\frac{L_{s1}L_{s2}C_e}{L_{s1} + L_{s2}}} \pi \quad (N=1, 2, 3, \dots) \quad (37)$$

可见，振荡幅值与桥臂输出电压的变化率呈非线性关系，存在多个零振幅点。

4.1.2 u_{hf} 初值或 SPS 的移相比 d

根据式(23)可知，高频振荡幅值与 t_2 时刻 u_{hf} 的初值有关，且初值大小随 SPS 移相比 d 而改变。不考虑小移相比下死区效应的影响^[24]， u_{hf} 的峰值 $|u_{hf}|_{max}$ 随移相比 d 的变化趋势如图 12 所示。

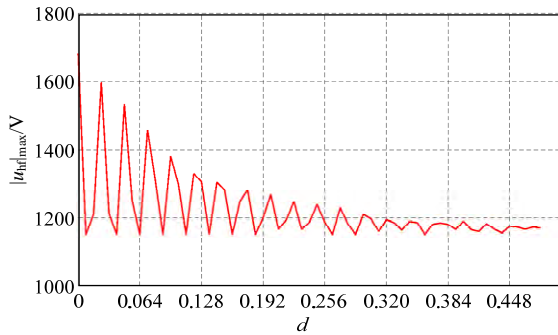


图 12 u_{hf} 的峰值与移相比 d 的关系

Fig. 12 Relationship between $|u_{hf}|_{max}$ and d

可以看出， u_{hf} 的峰值与 SPS 移相比 d 呈现非线性关系，随着移相比 d 的增大，峰值电压会逐步减小，当 $d > d_{min}$ 时， u_{hf} 的零输入响应可以忽略，其峰值大小可由式(35)和(36)表述。

4.1.3 HFT 的分布电容 C_e 和 C_{ps}

HFT 的分布电容和移相电感满足如下关系：

$$\frac{C_{ps2}}{C_e} < \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (38)$$

由式(19)可知， u_{hf} 的峰值随着 C_{ps2} 的增大而减小，随着 C_e 的增大而变大。其中，峰值电压 $|u_{hf}|_{max}$ 随分布电容 C_e 的变化趋势如图 13 所示。

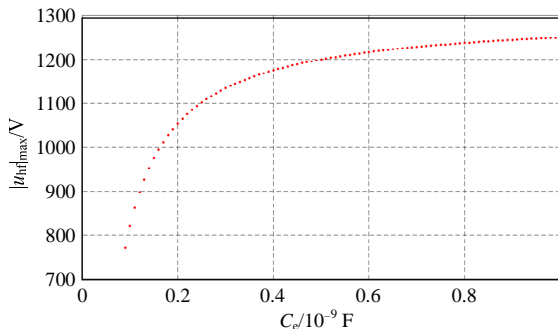


图 13 u_{hf} 的峰值与分布电容 C_e 的关系

Fig. 13 Relationship between $|u_{hf}|_{max}$ and C_e

4.2 抑制措施

对于交流母线电压的超瞬态行为，可以从 HFT 的设计上合理布局，规避分布参数带来的不利影响，但这会增大 HFT 的设计难度，甚至会降低 HFT 的可靠性，实际工程中更多是针对已有 HFT 上出现的超瞬态现象采取必要的措施进行抑制。另外，衰减对策的设计必须要考虑实际装置的结构、运行工况等因素，尤其是在模块规模化的中压大容量多端口功率变换装置中，超瞬态过程的抑制会更加复杂。

根据 4.1.1 节所述，改变 H 桥桥臂输出电压的变化率 dv/dt ，理论上可将交流母线电压的振幅降为零，且这一目的可通过对 MOSFET 的驱动或吸收电路^[20]进行调整来实现。但由于高频振荡的幅值与电压变化率 dv/dt 之间为非线性关系，驱动电路的设计或吸收电容的选取难度均较大，且在模块化的大容量 HFB-EER 中，模块之间的一致性很难保证。因此，该方法的实用性不强。根据 4.1.3 节所述，减小分布电容 C_e 或增大 C_{ps} 都能对振荡起到衰减作用，但在已有装置上试图减小 HFT 的分布电容无法实现，而在 HFT 原副边并联电容虽能起到增大 C_{ps} 的作用，但在 HFT 的原副边之间并联电容很难满足绝缘要求。因此，改变 HFT 分布电容的衰减对策也不可取。

交流母线上的超瞬态行为是由 H 桥桥臂输出电压的突变引起，本质上反应的是 HFT 集成移相电感和其分布电容之间自由振荡的过渡过程。在公共高频母线上并联特定的 LRC 网络，利用阻抗匹配的方法可以对超瞬态过程产生抑制作用，但由于该方法存在延迟效应，无法对振荡初期的最大峰值进行衰减，效果并不明显。由式(19)及(23)可以看出，通过改变振荡网络中的阻尼电阻大小可以减小其衰减时间常数，从而达到抑制振荡的作用。而最便捷的实现方法是在其高频母线上并联阻尼电阻 R_{yz} ，如图 14 所示。

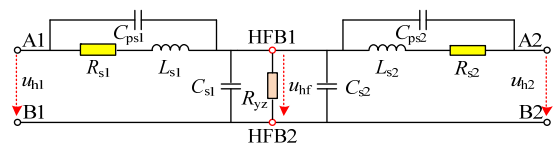


图 14 含阻尼电阻的分布参数网络模型

Fig. 14 Distributed parameter model with damping resistance

当 $R_{yz} \gg R_{si}(i=1, 2)$ 时， R_{si} 可以忽略。此时，图 14 所示模型的传递函数可表示为：

$$\frac{u_{hf}(s)}{u_{h2}(s)} = \frac{C_{ps2}}{C_e} \cdot \frac{s^2 + 1/(C_{ps2}L_{s2})}{s^2 + s/(C_eR_{yz}) + \omega_n^2} \quad (39)$$

其中, R_{yz} 应满足式(40), 否则系统将退化为过阻尼二阶系统, 不利于超瞬态过程的抑制。

$$R_{yz} > 1/(2C_e\omega_n) \quad (40)$$

同时, 上述系统的衰减时间常数可表示为:

$$\tau_{yz} = 2C_eR_{yz} \quad (41)$$

可以看出, R_{yz} 越小, 抑制效果越好。理论上, 要完全抑制超瞬态过程, 应保证在第一个振荡波的 1/4 周期时刻 $u_{hf}(t)$ 的指数衰减因子约为零, 即:

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{2\pi}{\omega_n} = 4\tau_{yz} \quad (42)$$

综合式(40)和(42), 可得阻尼电阻的最小值为:

$$(R_{yz})_{\min} = 1/(2C_e\omega_n) \quad (43)$$

由于 R_{yz} 会增加额外损耗, 其选取应在抑制效果和损耗之间折中考虑。以表 1 所示的参数为例, 根据式(43)计算出 $(R_{yz})_{\min}$ 为 140Ω 。采用 PSpice 参数扫描, 可得 $R_{yz}-|u_{hf}|_{\max}$, $R_{yz}-P_{\text{loss}}$ 的关系如图 15 所示。其中, P_{loss} 为 $d=0.32$ (额定工况)^[25] 时 R_{yz} 的损耗, 仿真时 $U_{dc1}=U_{dc2}=650V$ 。可以看出, 在 R_{yz} 取值为 140Ω 以下时, 振荡衰减趋于稳定, 这一结论与前面理论分析相符。同时, 根据图中电压线与功率线的交点, 阻尼电阻可折中取为约 280Ω 。

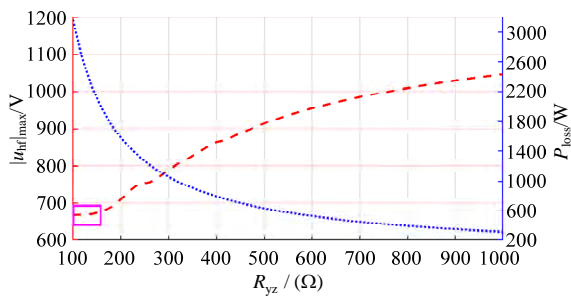


图 15 $R_{yz}-|u_{hf}|_{\max}$, $R_{yz}-P_{\text{loss}}$ 的关系

Fig. 15 Relationship of $R_{yz}-|u_{hf}|_{\max}$ and $R_{yz}-P_{\text{loss}}$

另外, 由于无感电阻成本较高, 且阻值/功率选择、安装困难, 实际工程中, 所用阻尼电阻 R_{yz} 往往含有串联电感 L_{yz} 。图 16 为 L_{yz} 取不同值时的参数扫描结果, 可以看出, L_{yz} 会减弱抑制效果。

综合来看, 要对高频母线的超瞬态过程(极小时间尺度的行为)进行抑制, 若直接采用相同时间尺度的措施, 对器件参数要求太高。这里, 可以对时间尺度进行变换, 在 HFB 和阻尼电阻之间加入不控整流桥, 构成一个“不控整流+阻尼电阻”的振荡

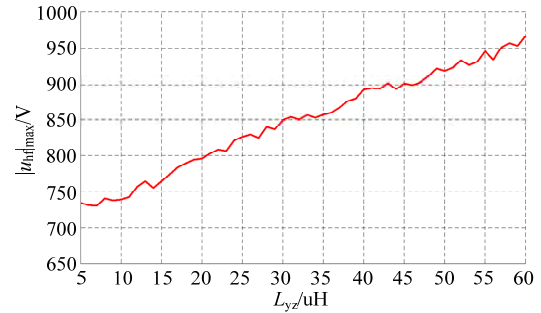


图 16 阻尼电阻的串联电感 L_{yz} 与最大振幅的关系

Fig. 16 Relationship between $|u_{hf}|_{\max}$ and L_{yz}

抑制装置, 如图 17 所示。该方案通过将高频行为转化成低频行为, 可以有效减弱等效串联电感的影响。此方案同样适用于多端口拓扑。

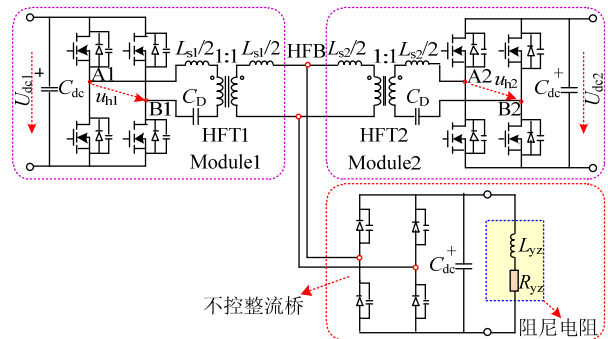


图 17 高频振荡衰减装置

Fig. 17 Oscillation suppression device

5 实验验证

下面从模块级实验及 HFB-EER 装置实验两个方面对本文所提振荡衰减对策进行验证。

5.1 模块级实验

搭建的基于 HFB 的两模块 DC/DC 变换器平台如图 18 所示。与图 17 对应, 每个模块内含独立的模块控制板, 用于控制本模块的运行, 各模块控制板通过光纤与主控制器相连, 接收主控制器下发的同步信号和移相比, 从而实现两模块 DC/DC 变换器的开环控制。

图 19(a)、(b)、(c)分别为高频母线上不加抑制措施、并联 250Ω 电阻、并联“不控整流+ 250Ω 电阻”

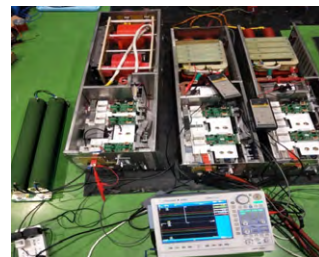
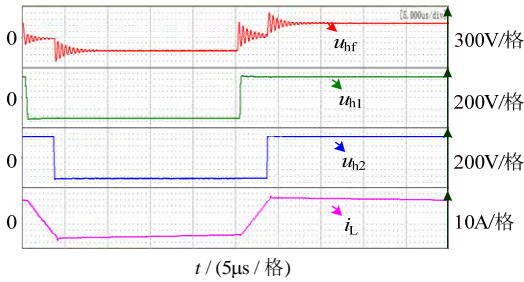
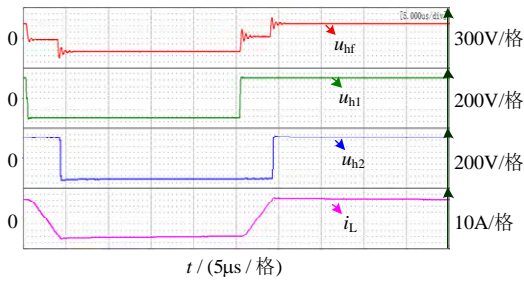


图 18 模块级实验平台

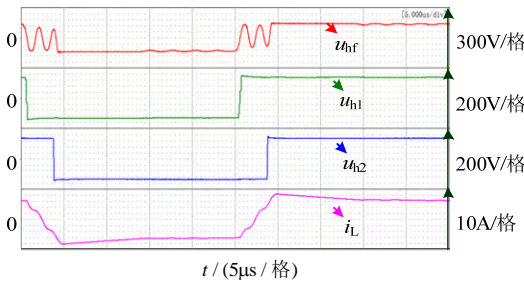
Fig. 18 Module-scale experiment platform



(a) 高频母线上不加抑制措施



(b) 高频母线上并联250Ω电阻



(c) 高频母线上并联“不控整流桥+250Ω电阻”

图 19 $U_{dc1}=U_{dc2}=650V, d=0.14$ 两模块稳态运行波形

Fig. 19 Steady-state waveform when $U_{dc1}=U_{dc2}=650V$ and $d=0.14$

的实验波形。

3 种情况下的结果对比见表 2，可以看出，并联电阻能较好的抑制高频母线电压振荡，加抑制装置效果最为明显，与理论分析结论相符。

表 2 实验结果对比 1

Table 2 Comparison of experiment results

实验项目	u_{hf} 峰值/V
不加抑制措施	1206
并联 250Ω电阻	941
并联“不控整流+250Ω电阻”	697

5.2 装置级实验

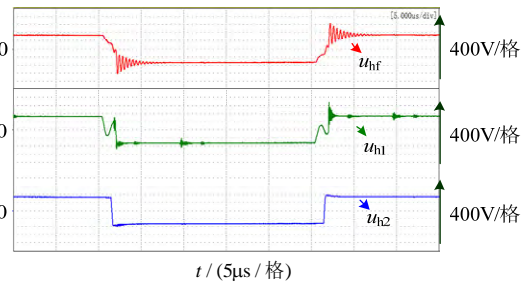
本文所提方法在实际工程中也得到了应用，如图 20 所示为文献[5]所提的 10kV/2MW 四端口 HFB-EER 工业样机。

3 种不同情况下实验结果及对比如图 21、表 3 所示。阻尼电阻选为 250Ω，在高频母线上并联抑制装置的情况下， u_{hf} 峰值电压仅为 700V，振荡得到了有效衰减，但直接并联 250Ω电阻的抑制效果

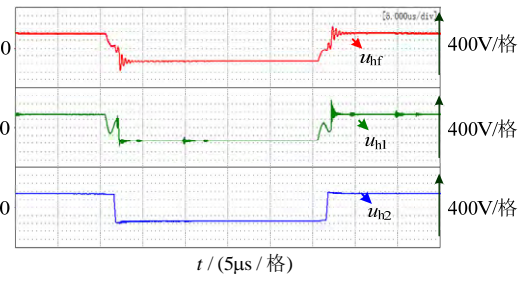


图 20 四端口 HFB-EER 工业样机

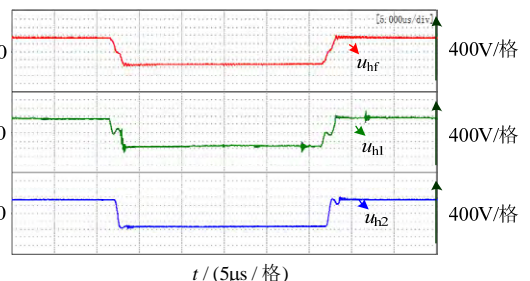
Fig. 20 Industrial prototype of the four-port HFB-EER.



(a) 高频母线上不加抑制措施



(b) 高频母线上并联250Ω电阻



(c) 高频母线上并联“不控整流桥+250Ω电阻”

图 21 $U_{dc1}=U_{dc2}=650V, d=0$ 两端口稳态运行波形

Fig. 21 Steady-state waveform when $U_{dc1}=U_{dc2}=650V$ and $d=0$

表 3 实验结果对比 2

Table 3 Comparison of experiment results

实验项目	u_{hf} 峰值/V
不加抑制措施	1237
并联 250Ω电阻	1026
并联“不控整流+250Ω电阻”	700

不明显，峰值电压达 1026V。同时，从图 21 还可看出，在小移相比时，H 桥桥臂电压存在第一类振荡现象，且由于死区效应，电压出现了“翻转”^[24]，如图 21(c)所示，加入抑制装置后，对第一类振荡也起到了抑制作用。

6 结论

对于以 MMAB 为核心的共高频母线多端口电能路由器, 由于 H 桥桥臂输出电压突变, 会造成 HFT 内部集成的移相电感和分布电容产生自由振荡, 从而引起高频母线电压出现数兆赫兹的超瞬态过渡过程, 高峰值振荡会直接影响系统的安全稳定运行。本文主要以两模块为例, 对高频母线超瞬态过程机理进行了建模和数学分析, 推出了其时域解析表达式; 并列出了分布参数与瞬态行为的关系, 通过实验波形与解析计算的对比验证了模型的正确性。分析表明, 超瞬态过程不仅与桥臂电压变化率 dv/dt 有关, 还与分布电容大小、电压初值或 SPS 移相比有关。由于该类超瞬态行为本质上是一种阶跃响应的振荡过渡过程, 对振荡初始波峰的抑制至关重要, 最有效的方法是加入阻尼电阻以加快振荡的衰减。因此, 本文通过对时间尺度的转换, 提出了一种在高频母线上并联“不控整流+阻尼电阻”的抑制措施, 并介绍了阻尼电阻的设计方法, 通过测试平台和 10kV/2MW HFB-EER 工业样机验证了理论分析的正确性和抑制措施的有效性。

本文的模型分析和抑制措施还可推广应用于共高频母线的多端口变换器中, 同时, 对工程应用中 HFT 的前期分布参数设计也可提供有力指导。但是, 还存在两点不足:

1) 加入的阻尼电阻会产生功率损耗、减小系统效率。后期应考虑回馈型抑制的设计, 如将不控整流的输出接上装置的冷却系统等。

2) 虽然对四端口模型进行了分析, 但基于各端口参数一致的情况。在实际多端口装置中, 模块参数会存在较大差异, 对于参数的提取和模型的精确计算难度会很大。

参考文献

- [1] 赵争鸣, 冯高辉, 袁立强, 等. 电能路由器的发展及其关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3823-3834.
ZHAO Zhengming, FENG Gaohui, YUAN Liqiang, et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3823-3834(in Chinese).
- [2] ZHAO Chuanhong, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer-medium voltage prototype [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3257-3268.
- [3] WANG Dan, TIAN Jie, MAO Chengxiong, et al. A 10kV/400V 500kVA electronic power transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6653-6663.
- [4] LIU Tao, YANG Xu, CHEN Wenjie, et al. Design and implementation of high efficiency control scheme of dual active bridge based 10kV/1MW solid state transformer for PV application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4223-4238.
- [5] 文武松, 赵争鸣, 莫昕, 等. 基于高频汇集母线的电能路由器能量自循环系统及功率协同控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(11): 2328-2338.
WEN Wusong, ZHAO Zhengming, MO Xin, et al. Energy self-circulation scheme and power coordinated control of high-frequency-bus based electric energy router[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(11): 2328-2338(in Chinese).
- [6] 李子欣, 王平, 楚遵方, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2592-2601.
LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. Research on medium- and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer[J]. Power System Technology, 2013, 37(9): 2592-2601(in Chinese).
- [7] 张春朋, 李凯, 赵争鸣, 等. 一种全隔离型多端口换流器: 中国, 108667271A[P]. 2018-10-16.
ZHANG Chunpeng, LI Kai, ZHAO Zhengming, et al. Full-isolation type multi-port current converter: CN, 108667271A[P]. 2018-10-16(in Chinese).
- [8] HUANG A Q, CROW M L, HEYDT G T, et al. The future renewable electric energy delivery and management(FREEDM) system: the energy internet[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(1): 133-148.
- [9] 巴腾飞, 李艳, 梁美. 寄生参数对 SiC MOSFET 栅源极电压影响的研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 64-73.
BA Tengfei, LI Yan, LIANG Mei. The effect of parasitic parameters on gate-source voltage of SiC MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 64-73(in Chinese).
- [10] 曾正, 余跃, 欧开鸿, 等. 探头影响 SiC MOSFET 暂态稳定的阻抗建模[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2983-2995.
ZENG Zheng, YU Yue, OU Kaihong, et al. Impedance-based transient stability modeling of SiC MOSFET influenced by probes[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2983-2995(in Chinese).
- [11] 曾正, 邵伟华, 陈昊, 等. 基于栅极驱动回路的 SiC MOSFET 开关行为调控[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1165-1176.
ZENG Zheng, SHAO Weihua, CHEN Hao, et al. On-off behavior control of SiC MOSFET by gate drive loops[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1165-1176(in Chinese).
- [12] 冯高辉, 袁立强, 赵争鸣, 等. 基于开关瞬态过程分析的母排杂散电感提取方法研究[J]. 中国电机工程学报,

- 2014, 34(36): 6442-6449.
FENG Gaohui, YUAN Liqiang, ZHAO Zhengming, et al. A novel stray inductance extraction method for bus bars based on turn-on/off transient process[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36): 6442-6449(in Chinese).
- [13] 郑丹, 张少昆, 李磊, 等. SiC MOSFET 开关损耗测试方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2975-2982.
ZHENG Dan, ZHANG Shaokun, LI lei, et al. Research on switching losses testing method for SiC MOSFET[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2975-2982(in Chinese).
- [14] 谢宗奎, 柯俊吉, 赵志斌, 等. 碳化硅 MOSFET 换流回路杂散电感提取方法的优化[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 4919-4927.
XIE Zongkui, KE Junji, ZHAO Zhibin, et al. Optimized extraction method of stray inductance in commutation path for silicon carbide MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(21): 4919-4927(in Chinese).
- [15] LEIBL M, ORTIZ G, KOLAR J W. Design and experimental analysis of a medium-frequency transformer for solid-state transformer applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 110-123.
- [16] 刘晨, 齐磊, 崔翔, 等. 寄生参数对大功率高频变压器传输特性的影响机理及优化方法[J]. 华北电力大学学报, 2017, 44(2): 7-14.
LIU Chen, QI Lei, CUI Xiang, et al. Impact mechanism and optimization of parasitic parameters on transfer characteristics of high-power high-frequency transformers [J]. Journal of North China Electric Power University, 2017, 44(2): 7-14(in Chinese).
- [17] 袁立强, 谷庆, 李婧, 等. 基于开关瞬态波形提取高频隔离变压器漏感参数[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 8-16.
YUAN Liqiang, GU Qing, LI Jing, et al. Leakage inductance extraction of high frequency isolation transformer based on switching transient waveform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 8-16(in Chinese).
- [18] LIU Chen, QI Lei, CUI Xiang, et al. Wideband mechanism model and parameter extracting for high-power high-voltage high-frequency transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3444-3455.
- [19] LIU Chen, QI Lei, CUI Xiang, et al. Experimental extraction of parasitic capacitances for high-frequency transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4157-4167.
- [20] 刘晨. 高压高频变压器宽频建模方法及其应用研究[D]. 北京: 华北电力大学(北京), 2017.
LIU Chen. Wideband modeling method and its application of high-voltage high-frequency transformers[D]. Beijing: North China Electric Power University(Beijing), 2017(in Chinese).
- [21] 崔彬, 李欣阳, 薛芑, 等. 双主动全桥变换器的高频振荡影响因素[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2020, 60(6): 530-536.
CUI Bin, LI Xinyang, XUE Peng, et al. Factors influencing high frequency oscillations in dual active bridge converters[J]. Journal of Tsinghua University: Science & Technology, 2020, 60(6): 530-536(in Chinese).
- [22] CUI Bin, XUE Peng, JIANG Xiaohua. Elimination of high frequency oscillation in dual active bridge converters by dv/dt optimization[J]. IEEE Access, 2019, 7: 55554-55564.
- [23] 魏树生, 赵争鸣, 文武松, 等. 共交流母线多端口变换器高频振荡特性分析[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2020, 60(9): 751-762.
WEI Shusheng, ZHAO Zhengming, WEN Wusong, et al. Analysis of the high-frequency oscillation characteristics of a multi-port converter with an AC link[J]. Journal of Tsinghua University: Science & Technology, 2020, 60(9): 751-762(in Chinese).
- [24] 文武松, 赵争鸣, 聂金铜, 等. 基于系统功率平衡的电力电子变压器中双有源桥二次侧母线电压波动抑制策略[J]. 电网技术, 2020, 44(8): 2971-2978.
WEN Wusong, ZHAO Zhengming, NIE Jintong, et al. Control of dual active bridge in the power electronic transformer based on system power balance[J]. Power System Technology, 2020, 44(8): 2971-2978(in Chinese).
- [25] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Dead-time effect of the high-frequency isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter: comprehensive theoretical analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1667-1680.
- [26] 李婧, 袁立强, 谷庆, 等. 一种基于损耗模型的双有源桥 DC-DC 变换器效率优化方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 66-76.
LI Jing, YUAN Liqiang, GU Qing, et al. An efficiency optimization method in dual active bridge DC-DC converter based on loss model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 66-76(in Chinese).



文武松

在线出版日期: 2020-12-15。

收稿日期: 2020-09-25。

作者简介:

文武松(1982), 男, 博士研究生, 研究方向为大容量电力电子变换系统、电力电子变压器设计与控制, wenwusong@163.com;

*通信作者: 袁立强(1976), 男, 副研究员, 博士生导师。主要研究方向包括: 大功率电力电子技术、电力电子变压器/电能路由器、光伏发电、电力电子设计自动化等, ylq@tsinghua.edu.cn。

(责任编辑 邱丽萍)

Mechanism and Suppression Strategy of the Ultra-transient Behavior of High-frequency-bus in Electric Energy Router

WEN Wusong¹, ZHAO Zhengming¹, YUAN Liqiang^{1*}, WEI Shusheng¹, JI Shiqi¹,
KANG Changlu², FENG Gaohui¹

(1. State Key Laboratory of Power System and Generation Equipment(Department of Electrical Engineering, Tsinghua University); 2. Shandong Taikai High-Volt Switchgear Co., Ltd)

KEY WORDS: high-frequency-bus; electric energy router; ultra-transient behavior; attenuation strategy

The modular multi-active-bridge (MMAB) (as shown in Fig. 1) based high-frequency bus (HFB) topology is preferred to be applied to the electric power router (EER). However, the sudden change of the H-bridge voltage will cause serious free-oscillation of HFB voltage, which is produced by distributed capacitance and inductance of the high-frequency transformer (HFT). The time scale of oscillation is much smaller than that of the H-bridge control period which is known as transient behavior, so it can be regarded as an ultra-transient behavior of the HFB. The ultra-transient process can easily cause electromagnetic interference (EMI) and trigger drive failure, thus damaging the reliability of the system. In order to solve this problem, the mechanism of the ultra-transient process is analyzed, and a feasible oscillation-suppression scheme is proposed in this paper.

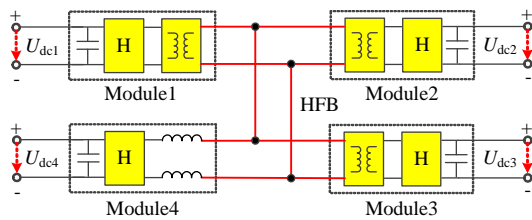


Fig. 1 MMAB-based multi-port converter topology

Firstly, the distributed parameter network of the oscillation branch is simplified, and the mathematical model of the ultra-transient process is deeply studied. Secondly, based on the mathematical model, the relationships between the distribution parameters of HFT and the transient process of HFB are presented, which can be used for the extraction and design of the distribution parameters of HFT. Thirdly, through the analysis of the influencing factors of the super-transient behavior, it is found that this type of ultra-transient behavior is essentially a step-response transition process, which is crucial to the suppression of the initial oscillation peak. The most effective method is to add a damping resistor to accelerate the decay of the oscillation.

With the conversion of time-scale, an oscillation attenuation countermeasure of "uncontrolled rectifier & damping resistor" in parallel on the high-frequency bus is proposed, as shown in Fig. 2, and the design method of damping resistance is introduced. Finally, experiments verify the effectiveness and practicality of the proposed theoretical analysis and attenuation scheme, which is demonstrated in Fig. 3 and Fig. 4.

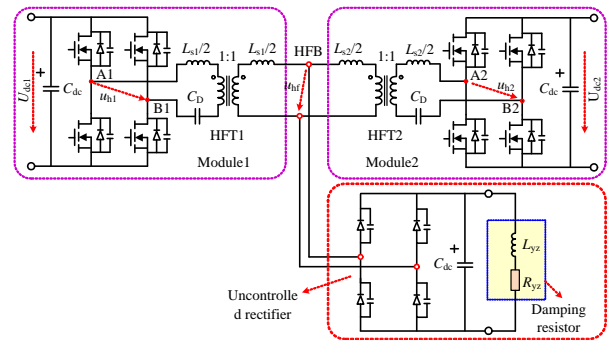


Fig. 2 Proposed oscillation-suppression scheme

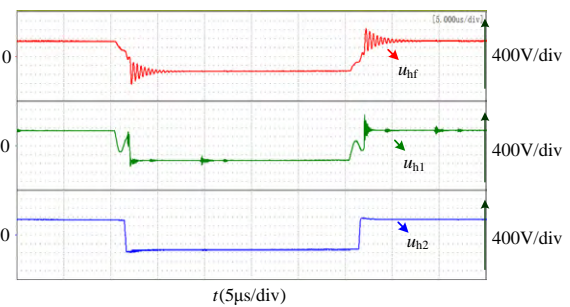


Fig. 3 Experimental waveforms without oscillation-suppression

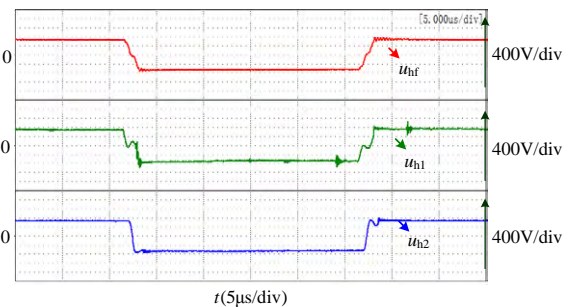


Fig. 4 Experimental waveforms with the proposed oscillation-suppression scheme