

基于 IGBT 混联闭环控制策略的无弧智能直流接触器

方朝林, 许志红

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350116)

摘要:针对机械开关分断电弧造成的触头烧损问题,提出一种基于 IGBT 混联闭环控制策略的无弧智能直流接触器。以单管 IGBT 混联的方式,实现直流接触器无弧分断,同时规避了采用 IGBT 模块体积大、成本高的缺陷。在相应的缓冲电路基础上,辅以静态均流闭环控制策略,解决了 IGBT 混联造成的串联不均压和并联不均流问题,实现了 IGBT 的高效利用,保证触头可靠无弧分断和系统的安全稳定性。在此基础上,通过理论分析得到了缓冲电路参数的相关约束方程,为电路优化提供理论依据,进一步减小了控制模块的成本和体积。实验结果证明所提控制方案简单有效,并具备良好的通用性。

关键词:无弧;智能直流接触器;IGBT;混联;闭环控制

中图分类号:TM 572

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.01.007

0 引言

随着光伏发电、城市轨道交通、地铁与铁路机车等直流行业的快速发展,直流接触器作为一大类控制电器,需求量与日俱增。由于直流电流没有自然过零点,直流接触器触头在开断主电路时,产生的开关电弧难以熄灭并会造成触头烧损,严重时会引起系统母线电压开路、触头温升过高导致熔焊、弧隙间介质恢复强度降低导致电弧重燃等危害,是制约产品电寿命与系统可靠性的主要因素^[1-3]。

由于 IGBT 模块价格昂贵、体积较大、使用灵活性欠缺,直流接触器属于品种规格多、使用环境复杂的控制开关,现有以混合式开关技术解决直流接触器开断过程中发生电弧现象的方案,主要集中于 110 V 低压系统中,而针对 1 000 V 以上系统则鲜有相关文献报告。考虑到成本、体积、灵活性等问题,本文提出一种采用单管 IGBT(1 200 V/60 A)混联的方式来实现直流接触器无弧分断控制。由于 IGBT 自身伏安特性的差异及外部因素的影响,其在混联使用过程中会产生串联不均压和并联不均流现象,极易发生过压或过流而损坏。所以研究无弧智能直流接触器中 IGBT 串联均压及并联均流技术是本文的目的所在,该研究可为直流接触器高电压混合式无弧控制奠定研究基础。

IGBT 串联均压技术主要分为门极无源电阻电容二极管(RCD)有源控制技术、RCD 无源缓冲技

术、有源箝位控制技术 3 种^[4-10]。门极 RCD 有源控制技术通过调节门极电流实现 IGBT 动态均压,但是对应于混合式开关,IGBT 导通时间长,无法实现均压电容电压的动态恒定,电容电压在门极电流的作用下充电至稳态电压值,充电时间长,导致 IGBT 关断时间长、损耗大。有源箝位技术通过箝位二极管防止 IGBT 出现过电压,但是其同样给处于箝位状态的 IGBT 带来较大的损耗。RCD 无源缓冲技术结构简单可靠,通过并联在 IGBT 功率端的无源元件降低电压变化率,实现串联均压,但是当 IGBT 开关过程差异性较大时,其控制效果较不理想。

目前,IGBT 均流措施主要有降额法、发射极电阻反馈法、栅极电阻匹配法以及外加电感平衡法等^[11-14]。降额法简单易行,是混合式开关常采用的方式,但是其大幅降低了 IGBT 的利用率,往往造成极大的浪费;发射极电阻反馈法的缺点在于当反馈电阻较小时,由电流不均引起的反馈较弱,对均流效果改善不明显;栅极电阻匹配法同样简单易行,但是其通用性差,匹配效果随开关管参数不一致而变差;外加电感平衡法主要应用于 IGBT 动态均流,该方法具备较好的通用性,但是对静态均流调节效果差。IGBT 在接触器分断过程中需要承担数毫秒的主回路电流,以提供触头两端足够的零电压恢复时间,在此期间,因支路阻抗和 IGBT 导通压降不匹配导致的静态不均流同样可能导致 IGBT 过流损坏。文献[15-16]通过测量并联 IGBT 静态电流的不平衡,通过预置输出特性改变 IGBT 驱动电压实现静态均流,但是不同型号的 IGBT 的输出特性不一致,控制策略还需完善。

现有对 IGBT 串并联技术的研究主要集中在变流器等应用场合,针对混合式开关的应用场合论述相对较少,特别是 IGBT 混联使用过程中相关参数的约束条件等问题还未得到深入的研究。无弧智能直流接触器中 IGBT 导通时间较长,且工作在低频状

收稿日期:2017-08-06;**修回日期:**2018-07-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51277031);福建省自然科学基金资助项目(2015J01192);福建省科技厅产学研合作项目(2016H6008)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51277031), the Natural Science Foundation of Fujian Province(2015J01192) and the Production Science Cooperation Program of Fujian Provincial Department of Science & Technology(2016H6008)

态,各驱动电路间的信号延时差异性较小,因此串联均压措施可采用 RCD 无源缓冲技术。为了实现动态均流措施的通用性,采用外加电感平衡法,利用电感电流不能突变的特性实现电流动态缓冲过程;在 IGBT 开关过程中,若并联支路阻抗一致,则影响动态不均流的因素集中于 IGBT 关断过程不同步,而在缓冲电容的作用下其引起的不均流现象只需外加空芯小电感就能得到较好的控制效果,更不需要考虑磁芯饱和问题。但是上述目标实现的条件是基于并联支路阻抗的一致性,因此,对 IGBT 并联支路采取静态电流闭环控制,通过实时反馈支路电流大小,动态调节静态电流平衡,保证支路阻抗的一致性。

综上所述,基于 IGBT 混联闭环控制策略的无弧智能直流接触器,控制电路简单可靠、体积成本低,控制策略具有较好的通用性。在此基础上,详细分析了缓冲电容和均流电感在 IGBT 关断延时下造成的环路振荡问题,并提出了相应的解决及抑制方法。实验结果证明,所提控制方案在实现触头无弧分断的同时,能够有效抑制 IGBT 开关过程中的串联不均压和并联不均流问题。

1 工作原理

图 1 为无弧智能直流接触器触头系统拓扑结构,图中, n 为并联支路数, m 为同一支路中 IGBT 的

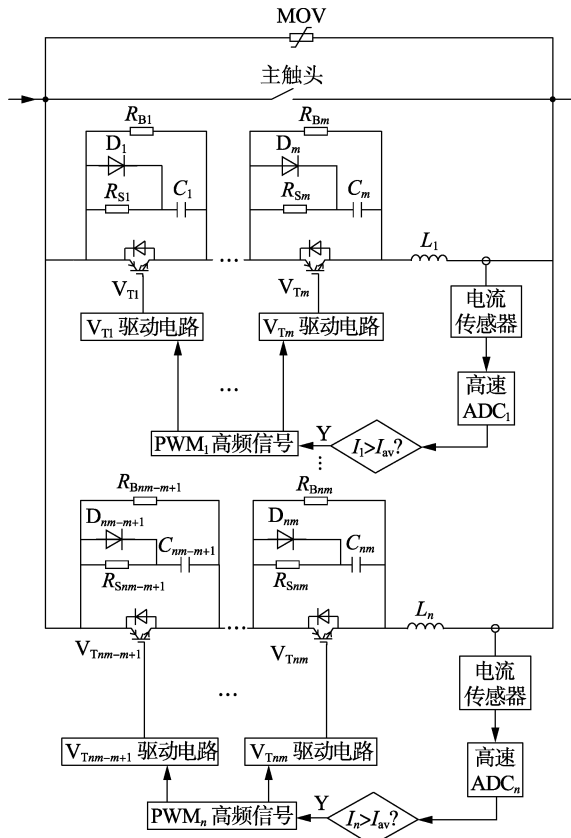


图 1 触头系统控制拓扑

Fig.1 Control topology of contact system

串联个数。无弧智能直流接触器触头系统通过 RCD 无源缓冲电路、空芯电感 $L_k(k=1,2,\dots,n)$ 和静态电流闭环控制实现 IGBT 混联的均压均流。

正常情况下,主回路电流由主触头承担,当直流接触器执行分断操作时,在主触头分离前提前导通 IGBT,此时主触头两端电压几乎为 0,接触电阻远小于 IGBT 导通电阻,换流过程还未开始,所以无需考虑 IGBT 开通过程的均压均流问题;在主触头分断过程中,利用电弧电压的作用完成自然换流过程,实现主触头无弧分断;然后 IGBT 继续导通数毫秒,主触头两端处于零电压恢复过程,在此期间,因内外部因素引起的静态不均流问题,可通过电流闭环反馈改变 IGBT 的驱动电压,实现静态电流的动态平衡;当主触头运动到固定的开距后,PWM 高频信号同步关断,通过缓冲电容 $C_k(k=1,2,\dots,nm)$ 减缓 IGBT 的电压上升率实现串联动态均压,利用串联的空芯电感实现并联动态均流,当 IGBT 关断后,由并联电阻 $R_{Bk}(k=1,2,\dots,nm)$ 实现静态均压。

缓冲电路及电感参数的选择对均压均流控制效果极为重要,为了便于分析,图 1 中 $n=m=2$ 。根据上述工作过程,影响 IGBT 均压均流的过程主要有:在电弧电压作用下的自然换流过程;电弧熄灭后,IGBT 独自承担主回路电流的零电压恢复过程;主触头到达固定开距后的 IGBT 关断过程。

1.1 自然换流过程

对于自然换流过程,主回路电流在电弧电压的作用下开始换流,此时 IGBT 已全部导通,等效为图 2。图中, u_{arc} 为电弧电压; $i_x(x=1,2,h)$ 为对应支路电流; $U_{Ti}(i=1,2,3,4)$ 为 IGBT 饱和压降; R_1, R_2 为线路电阻; L_a, L_b 为线路电感; L_1, L_2 为均流电感。

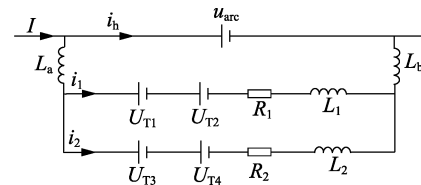


图 2 自然换流过程等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of natural commutation process

则换流过程满足:

$$u_{arc} = U_{T1} + U_{T2} + i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - (L_a + L_b) \frac{di_h}{dt} \quad (1)$$

$$u_{arc} = U_{T3} + U_{T4} + i_2 R_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} - (L_a + L_b) \frac{di_h}{dt} \quad (2)$$

结合式(1)、(2)可知,IGBT 饱和压降、线路电阻及均流电感共同影响支路电流 i_1, i_2 的动态变化。均流电感 L_1, L_2 一般取值相等,所以主要影响因素为 U_{Ti}, R_1, R_2 。

1.2 零电压恢复过程

当换流结束后,电路进入零电压恢复过程,此时

电路满足:

$$U_{T1} + U_{T2} + i_1 R_1 = U_{T3} + U_{T4} + i_2 R_2 \quad (3)$$

则影响静态不均流的因素同样影响动态不均流,所以静态均流是实现动态均流的基础。

根据 IGBT 的输出特性可知,通过改变 IGBT 门射极电压 V_{GE} 的大小可改变其饱和压降,进而改变集电极电流,实现 IGBT 并联均流。

静态均流闭环控制策略时序如图 3 所示。在 t_0 时刻,检测到接触器线圈断电,触发 PWM₁ 与 PWM₂ 以 100% 占空比分别驱动并联 IGBT; t_1 时刻,动静触头分离,主触头电流 i_h 在电弧电压的作用下换流到固态支路,直至 t_2 时刻换流结束。在此期间,通过高速模数转换(ADC)对 i_1 、 i_2 进行采样比较。假设 $i_1 > i_2$, 保持 PWM₂ 占空比不变,逐个周期减小 PWM₁ 的占空比,直至 t_3 时刻, $i_1 = i_2$, V_{GE1} 达到期望值。在 $t_3 \sim t_4$ 期间,时刻保持对支路电流的高速采样,维持 i_1 、 i_2 的动态平衡,同时将该期间的 PWM₁ 占空比取平均值,保存至 E²ROM。在下次换流过程到来之前,即 $t_5 \sim t_6$ 期间,读取上一次的占空比,并以该占空比驱动 IGBT,实现并联支路的动静态均流。

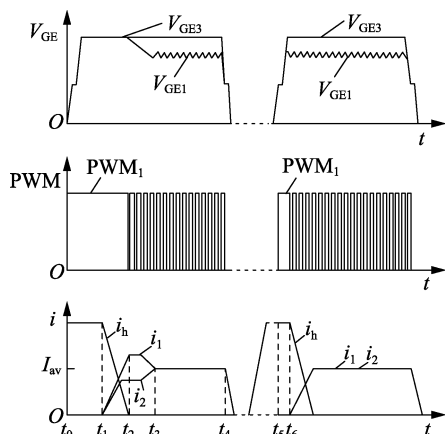


图 3 静态均流闭环控制策略时序

Fig.3 Time-sequence of static current balance closed-loop control strategy

1.3 IGBT 关断过程

IGBT 关断过程等效电路如图 4 所示,图中灰色部分代表没有电流流过。取最严重的不均流情况,

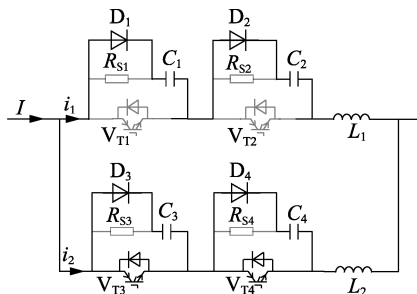


图 4 IGBT 关断过程等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of IGBT turn off process

假设同一支路 IGBT 关断过程同步,支路 1 在前述控制下较支路 2 提前 t_d 时间关断,其余元件参数一致。对于无弧智能直流接触器, t_d 仅为纳秒级,在此期间可认为主回路电流 I 不变。设 $t = 0$ 时刻, VT₁、VT₂ 关断,支路 1 电流 i_1 经缓冲电路对电容 C_1 、 C_2 充电,此时支路 2 中 VT₃、VT₄ 仍然处于导通状态,因此流过 VT₃、VT₄ 的电流将在 C_1 、 C_2 的电压作用下上升,直至 t_d 时刻,设电流瞬态上升值为 i ,总增量为 ΔI ,设为最大动态电流增量,在 $0 \sim t_d$ 期间,满足式(4)、(5)。

$$U_{C1} + U_{C2} + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \int_0^{t_d} i_1 dt + L_1 \frac{di_1}{dt} = 2U_T + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (4)$$

$$\begin{cases} U_{C1} = U_{C2} = U_T \\ i_1 = \frac{I}{2} - i \\ i_2 = I - i_1 \end{cases} \quad (5)$$

其中, U_{C1} 、 U_{C2} 为电容的初始电压; U_T 为 IGBT 的饱和压降; i 为支路电流。

令 $C_1 = C_2 = C$ 、 $L_1 = L_2 = L$, 进行线性化处理得到:

$$\Delta I = \frac{I t_d^2}{2LC + t_d^2} \quad (6)$$

定义 IGBT 动态过电流百分比为 α , 动态过电压百分比为 β , 则有:

$$\alpha = \frac{i_T - I/n}{I/n} = \frac{\Delta I}{I_{av}} \times 100\% \quad (7)$$

$$\beta = \frac{u_{Toff} - U/m}{U/m} = \frac{\Delta U}{U_{av}} \times 100\% \quad (8)$$

其中, i_T 为流过 IGBT 的电流; I_{av} 为并联支路电流平均值; u_{Toff} 为 IGBT 关断电压; U_{av} 为同一支路中串联 IGBT 关断电压平均值; U 为触头系统电压; ΔU 为最大动态电压增量。设 t_{off} 为 2 个串联 IGBT 中关断信号的延时差异, 由 ΔU 可得电容 C 为:

$$C \geq \frac{I_{av} t_{off}}{2\Delta U} \quad (9)$$

根据式(6)~(9)可得 IGBT 均压均流过程中 LC 参数的选择依据和约束关系。

综上所述,静态均流闭环控制策略可为动态均衡调节提供基础,大幅度提高 IGBT 的利用率和可靠性,其适用于不同型号的 IGBT,具有较好的通用性。同时,LC 缓冲元件的约束方程为电路参数优化提供了理论基础,减小了控制模块的体积和成本。

2 仿真分析

以某 1 000 V/100 A 直流接触器开断阻性负载为例,在 PSpice 软件中建立了如图 1 所示的仿真电路。仿真参数设置如下: $n = m = 2$, 分断过程触头电

弧电压为 15 V, $L_a = L_b = 0.2 \mu\text{H}$, α 、 β 的最大值为 5%, t_{off} 、 t_d 的最大值为 200 ns。由前文得 $C = 200 \text{ nF}$ 、 $L \approx 4 \mu\text{H}$ 。

设置 VT_1 、 VT_3 的关断信号比 VT_2 、 VT_4 延时 200 ns, 以验证均压效果。IGBT 串联动态均压仿真波形如图 5 所示。由图 5 可见, 关断过程中, $u_{\text{Toff}2}$ 的最大动态电压增量约为 25 V, 满足最大动态过电压百分比 5%。

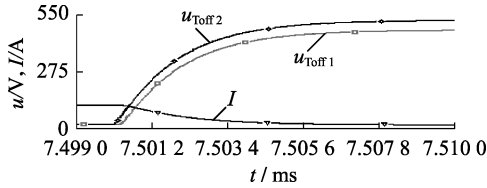


图 5 IGBT 串联动态均压仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of IGBT series dynamic voltage balance

设置 VT_1 、 VT_2 的关断信号比 VT_3 、 VT_4 提前 200 ns, 以验证均流效果。IGBT 并联动态均流仿真波形如图 6 所示。由图 6 可见: $i_{\text{T}3}$ 在 $i_{\text{T}1}$ 下降过程中由于均流电感的作用基本不变, 直到 VT_3 的关断信号到来 $i_{\text{T}3}$ 开始下降, 动态均流效果良好; 而主回路电流 I 在下降后期, 存在一定的波动现象, 其原因在于支路 1 较支路 2 提前关断 200 ns, 导致缓冲电容 C_1 、 C_2 率先充电 200 ns, 在该充电电压的作用下, 缓冲电路与均流电感之间存在振荡。

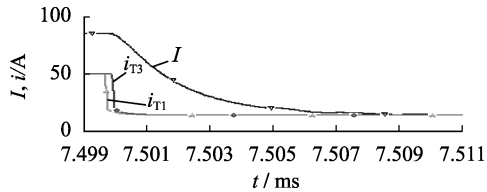


图 6 IGBT 并联动态均流仿真波形

Fig.6 Simulative waveforms of IGBT parallel dynamic current balance

缓冲电路与均流电感之间的振荡波形如图 7 所示。由图 7 可见, 在 IGBT 关断过程中, 2 个并联支路由于振荡电流 i_c 的作用存在较大的不均流现象, 其最大偏差约为 $2I_{\text{CM}}$, I_{CM} 为 i_c 的峰值, 其大小可由式 (10) 决定。

$$I_{\text{CM}} = \frac{U_{\text{CM}} \sqrt{C/4}}{\sqrt{2L}} \quad (10)$$

$$U_{\text{CM}} = \frac{2}{C} \int_0^{t_d} i_1 dt = \frac{t_d}{C} (I - \Delta I) \quad (11)$$

将相关数据代入式 (10)、(11), 得 $U_{\text{CM}} = 97.5 \text{ V}$ 、 $I_{\text{CM}} = 7.7 \text{ A}$, 与仿真结果基本一致。当并联支路关断差异性较大时, 振荡电流的存在不仅增大了并联支路的动态不均流现象, 严重时可能导致二极管过流损坏, 而且高频的大电流振荡信号会造成较强的电

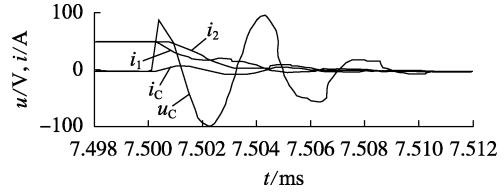


图 7 环路振荡仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of loop oscillation

磁干扰, 影响控制系统, 从而危及整个系统的安全。因此, 在关断过程中抑制振荡的产生十分必要。

由上述分析可知, 若并联支路关断过程同步, 则不会出现振荡现象。单管 IGBT 结电容很小, 并不足以引起太大的关断延时差异。而对于多管混联的 IGBT, 独立的驱动信号将达到数百纳秒, 因此, 对驱动信号进行同步处理可以减小振荡幅值。

由于器件参数和驱动线路阻抗引起的关断不同步, 根据振荡形成机理, 可在 LC 振荡回路增加阻尼, 令其在关断初期快速地消耗该部分能量, 抑制回路持续振荡。基于此, 可将原缓冲电阻 R_s 修改为 R'_s 和 R''_s , 利用 R''_s 快速吸收振荡能量, 如图 8 所示。

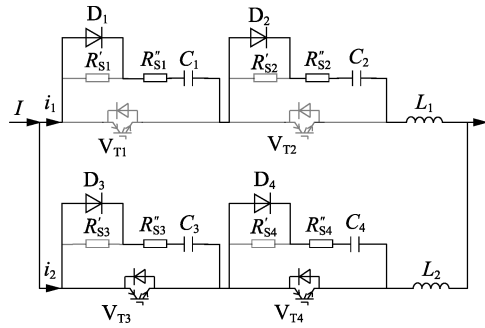


图 8 环路振荡抑制电路

Fig.8 Loop oscillation suppression circuit

同样设置支路 1 比支路 2 提前 200 ns 关断。图 9 为在不同 R''_s 下的振荡电流 i_c 。由图 9 可见, 随着 R''_s 阻值的增大, 回路阻尼增加, 振荡能量消耗加快。

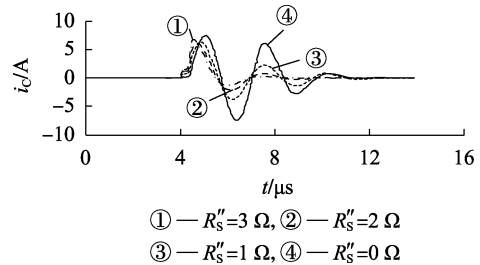


图 9 不同 R''_s 下的振荡电流 i_c 对比

Fig.9 Comparison among waveforms of i_c under different values of R''_s

另一方面, 由于 R''_s 的电阻特性, 在 IGBT 关断过程中, 并联支路的动态不均流将增大。不同 R''_s 阻值下支路 2 的 IGBT 电流和支路电流波形如图 10 所示。由图 10 可见, 随着 R''_s 阻值的增大, IGBT 与并联支路的过电流增大, 且关断时间变长, 但在较大范

围内依然能够满足动态过电流百分比。比较图 10 (a)、(b) 可知,当支路电流满足期望值时,IGBT 电流也一定满足期望值。由于实际使用中,单管 IGBT 的电流不易测量,因此,下文实验中将以支路电流作为评价指标。

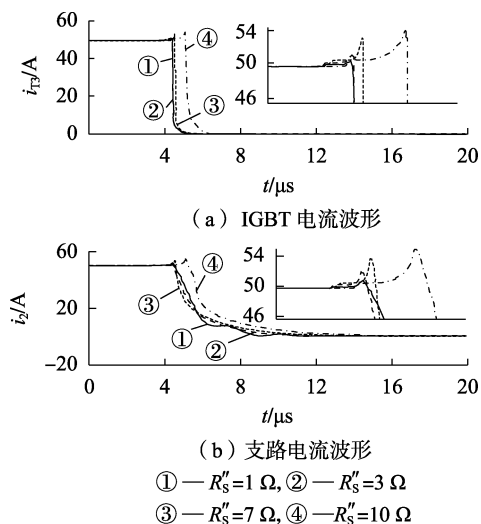


图 10 不同 R_s'' 阻值下 i_{T3} 和 i_2 波形

Fig.10 Waveforms of i_{T3} and i_2 under different values of R_s''

3 实验分析

按照图 1 建立实验电路,验证无弧智能直流接触器的灭弧可靠性及 IGBT 均压均流的控制效果。实验参数为: $n=m=2$;交流三相电源经过整流滤波后得到平稳的直流电源,电压值为 540 V;阻性负载电流为 100 A;假设 t_{off} 、 t_d 最大值为 100 ns,可得均流电感 $L_1=L_2=2\ \mu\text{H}$,缓冲电容 $C=100\ \text{nF}$,电阻 $R_s=10\ \Omega$;IGBT 型号为 IGW60T120,二极管选用超快恢复二极管 MUR60120, $f_{\text{PWM}}=2\ \text{MHz}$ 。

设置支路 1 的驱动信号超前支路 2 的驱动信号 100 ns,以验证前述缓冲支路与均流电感的振荡过程。未引入静态均流闭环控制策略时,控制电路在 540 V/30 A 的实验条件下所得的波形如图 11 所示。

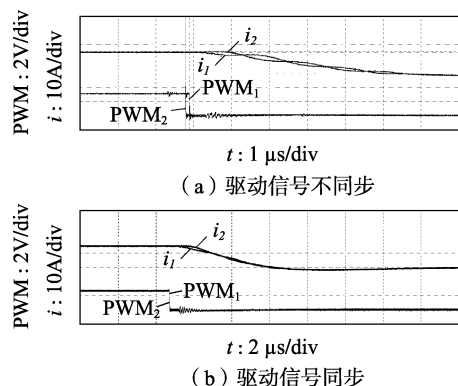


图 11 未引入静态均流闭环控制策略时的实验波形

Fig.11 Experimental waveforms without static current balance closed-loop control strategy

图 11(a) 为支路 1、2 驱动信号相差 100 ns 时的波形,由图可见,在驱动信号关断后,支路电流 i_1 、 i_2 在整个关断过程中持续振荡。图 11(b) 为驱动信号同步后的波形,由图可知,驱动信号关断后振荡程度较小,动态均流效果得到明显改善。因此,后续实验均采用 PWM 驱动信号同步处理。

在支路 2 串入阻值为 50 mΩ 的电阻,以验证静态均流控制策略的有效性,实验波形如图 12 所示。

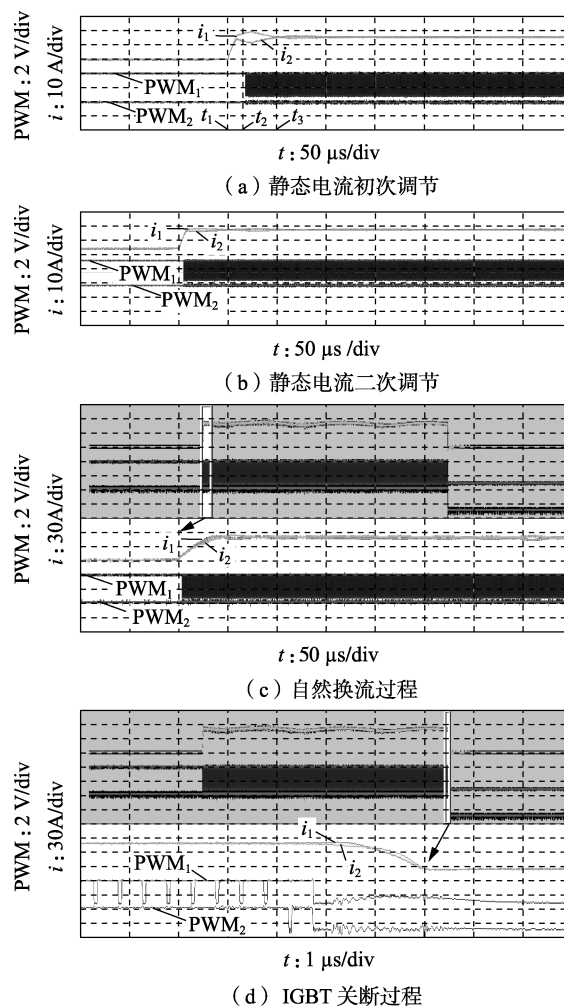


图 12 静态电流闭环控制实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of static current closed-loop control

如图 12(a) 所示,系统电流 30 A, t_1 时刻换流开始,在 t_1-t_2 期间,由 ADC 模块经过数个周期的采样比较,判断 i_1 、 i_2 的大小,由于支路 2 串入 50 mΩ 的电阻,因此 $i_1 > i_2$ 。在 t_2 时刻, PWM_1 开始调节占空比,降低 V_{GE1} ,直至 t_3 时刻, $i_1 = i_2$,得到期望的 PWM_1 占空比。在 IGBT 关断前,对支路电流采取闭环控制,维持静态电流的动态平衡,在此期间,计算并保存 PWM_1 占空比的平均值,为下一次换流过程提供占空比基准。图 12(b) 为下一次换流过程开始后,以上一次保存的 PWM_1 占空比驱动支路 1 的 IGBT 后得到的实验波形,由图可见过电流百分比明显减

小。换流开始后,同样对支路电流采取闭环控制,防止系统电流改变而引起的不均流情况。

将主回路电流调节至接触器额定电流 100 A,得到的实验波形如图 12(c) 所示,图中下半部分波形为上半部分高亮方框内波形的放大,后同。由图可见,自然换流时间约为 $4\text{ }\mu\text{s}$,在自然换流期间,触头电弧尚处于起弧初期,即可实现主触头无弧分断。在换流过程初期,通过电流传感器的反馈量,设定 IGBT 承担主回路电流的时间起点,利用软件延时,以触头达到其开距为时间终点,将该段时间(约为 10 ms)作为主触头的零电压恢复时间,确保 IGBT 关断后,主触头不重燃。结合图 12(c)、(d) 可知,在整个 IGBT 导通期间,静态平均电流差值约为 2.8 A ,支路电流最大动态增量约为 4 A ,总电流低于单管 IGBT 的额定值 60 A ,即采用静态均流策略控制后,动态均流同样可以控制在期望值范围内。

采用含有静态均流闭环控制的同步驱动,支路 2 没有串联 $50\text{ m}\Omega$ 电阻,即正常情况下采取 RCD 缓冲控制电路的实验波形如图 13 所示。由图 13 可见,在 t_1 时刻,IGBT 集射极电压在缓冲电容的作用下减速上升,在 t_1-t_2 期间,2 条支路中串联的 IGBT 动态均压效果良好,曲线基本重合;同时, i_1 、 i_2 动态过电流百分比基本为 0,静态平均电流差值仅为 2 A 左右。

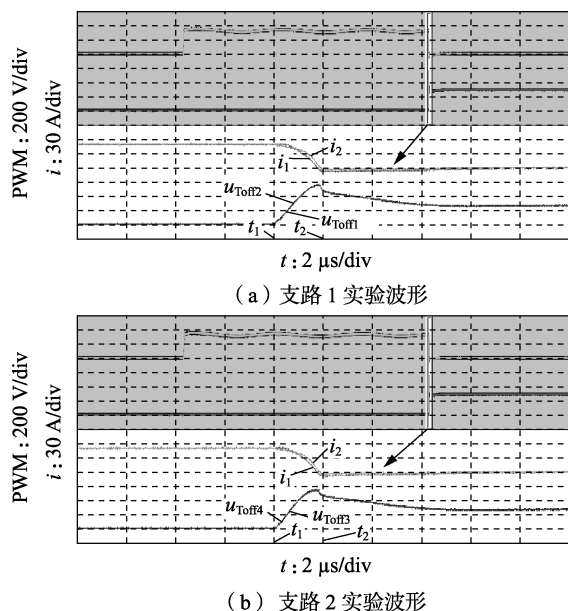


图 13 RCD 缓冲作用下均压均流实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of voltage balance and current balance under RCD buffer

为了进一步减小成本和体积,令图 8 的 $R'_s=R_s$,将动态均压电路 RCD 缓冲改为 RC 缓冲,增大振荡回路阻尼,得到的均压均流实验波形如图 14 所示。由图可见, t_1 时刻,电流开始通过电阻 R_s 对缓冲电容进行充电,此时由于没有超快恢复二极管的作用,

IGBT 集射极电压在电阻 R_s 的作用下快速上升,但是在驱动关断信号同步处理下, t_1-t_2 期间,支路 1 中 u_{Toff1} 与 u_{Toff2} 的动态均压效果依旧良好, i_1 最大动态电流增量为 500 mA ,支路动态过电流百分比仅为 1%。

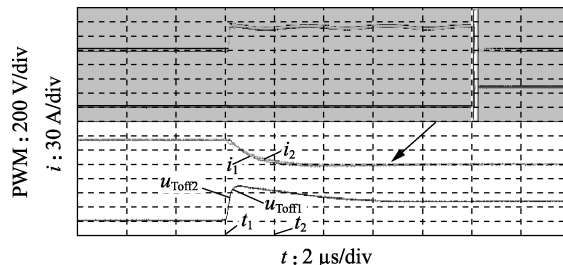


图 14 RC 缓冲作用下的均压均流实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of voltage balance and current balance under RC buffer

上述实验结果表明,通过静态均流闭环控制策略能够自校正并联支路电流的静态平衡,为电感 L 提供动态均流的基础;同时,通过增大回路阻尼和 PWM 同步驱动信号,有效抑制了缓冲电容与均流电感的振荡过程,控制效果良好。

4 结论

a. 基于 IGBT 混联闭环控制策略的无弧智能直流接触器,有效解决了分断电弧造成的触头烧损。通过静态均流闭环控制策略,实时调节并联支路阻抗的一致性,为动态均衡调节提供基础,实现了 IGBT 的均压均流和高利用率;

b. 通过理论分析,得到了接触器分断过程中影响 IGBT 不均流的因素,推导出缓冲电容和均流电感的相关约束方程,在此基础上,进一步分析了关断信号不同步引起的环路振荡问题,通过驱动信号同步处理和增大回路阻尼的措施,有效抑制了振荡现象,提高系统的安全可靠性;

c. 实验结果表明本文控制方案简单有效、成本较低、体积较小,并且具备较好的通用性。

参考文献:

- [1] 王晨,庄劲武,江壮贤,等. 新型混合型限流断路器在直流电力系统中的限流特性研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(5): 90-93.
WANG Chen,ZHUANG Jinwu,JIANG Zhuangxian,et al. Research of current limiting characteristics for hybrid current limiting circuit breaker in DC power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(5): 90-93.
- [2] 林莘,李鑫涛,王飞鸣,等. 触头烧损对 SF₆ 断路器介质恢复特性的影响[J]. 高电压技术,2014,40(10): 3125-3134.
LIN Xin,LI Xintao,WANG Feiming,et al. Dielectric recovery characteristics of SF₆ circuit breaker considering contact burning loss [J]. High Voltage Engineering,2014,40(10): 3125-3134.
- [3] 蓝磊,陈功,文习山,等. 基于动态电阻测量的 SF₆ 断路器触头

- 烧蚀特性[J]. 高电压技术, 2016, 42(6): 1731-1738.
- LAN Lei, CHEN Gong, WEN Xishan, et al. Erosion characteristics of SF₆ circuit breaker contacts based on dynamic contact resistance measurement[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(6): 1731-1738.
- [4] JI S, LU T, ZHAO Z, et al. Series-connected HV-IGBTs using active voltage balancing control with status feedback circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4165-4174.
- [5] 侯凯, 李伟邦, 范镇淇, 等. 基于有源电压控制法和无源缓冲法的 IGBT 串联均压技术[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(19): 116-121.
- HOU Kai, LI Weibang, FAN Zhenqi, et al. Voltage-sharing of series connected IGBTs based on active voltage control and passive RCD technique[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(19): 116-121.
- [6] CLAUS D, SCHONDORF R. IGBT series connection under active voltage control with temporary clamp[C]//European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, UK: IEEE, 2011: 465-470.
- [7] NING D, TONG X, MING S, et al. The experiments of voltage balancing methods in IGBTs series connection[C]//Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Chengdu, China: IEEE, 2010: 1-4.
- [8] MARIN A, POPESCU M O. Analysis of switching in an AC hybrid contactor[C]//8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering. Bucharest, Romania: IEEE, 2013: 1-4.
- [8] BARAIA I, BARRENA J A, ABAD G, et al. An experimentally verified active gate control method for the series connection of IGBT/diodes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 1025-1038.
- [9] 张帆, 杨旭, 任宇, 等. 一种适用于固态直流断路器的 IGBT 串联均压电路[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 656-663.
- ZHANG Fang, YANG Xu, REN Yu, et al. Voltage balancing circuit for series-connected IGBTs in solid-state breaker[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(3): 656-663.
- [10] SASAKI M, NISHIO H, NG W T. Dynamic gate resistance control for current balancing in parallel connected IGBTs[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013: 244-249.
- [11] 张成, 孙驰, 马伟明, 等. 基于电路拓扑的 IGBT 并联均流方法[J]. 高电压技术, 2013, 39(2): 505-512.
- ZHANG Cheng, SUN Chi, MA Weiming, et al. Paralleling current sharing method of parallel IGBTs based on circuit topology[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(2): 505-512.
- [12] ALVAREZ R, BERNET S. Sinusoidal current operation of delaytime compensation for parallel-connected IGBTs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 50(5): 3485-3493.
- [13] 王雪松, 赵争鸣, 袁立强, 等. 应用于大容量变换器的 IGBT 并联技术[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 155-162.
- WANG Xuesong, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. Parallel technique for IGBT modules applied in high-power converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 155-162.
- [14] LIZAMA I, ALVAREZ R, BERNET S, et al. Static balancing of the collector current of IGBTs connected in parallel[C]//IECON 2014. Dallas, TX, USA: IEEE, 2014: 1827-1833.
- [15] CHEN N, CHIMENTO F, NAWAZ M, et al. Dynamic characterization of parallel-connected high-power IGBT modules[C]//Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, Colorado, USA: IEEE, 2013: 4263-4269.

作者简介:



方朝林

方朝林(1990—),男,福建漳州人,硕士研究生,主要研究方向为智能电器及其在线监测(E-mail: 894474459@qq.com);

许志红(1963—),女,山西临汾人,教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为智能电器及其在线监测(E-mail: 641936593@qq.com)。

Arcless intelligent DC contactor based on IGBT hybrid connection closed-loop control strategy

FANG Chaolin, XU Zhihong

(School of Electrical Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: Arcless intelligent DC contactor based on IGBT hybrid connection closed-loop control strategy is proposed to solve the problem of contact burning loss caused by breaking arc of mechanical switches. The arcless breaking of DC contactor is realized in the way of single tube IGBT hybrid connection, which avoids the defects of large volume and high cost of IGBT modules. Based on the corresponding buffer circuit, the static current balance closed-loop control strategy is adopted to solve the problem of voltage imbalance and current imbalance caused by IGBT hybrid connection, which realizes the high utilization rate of IGBT and guarantees the reliable arcless breaking and stability of system. On this basis, the relevant constraint equations of the buffer circuit parameters are obtained by theoretical analysis, which provides the theoretical basis for the circuit optimization and further reduces the cost and volume of the control module. Experimental results show that the proposed control scheme is simple and effective, and has good versatility.

Key words: arcless; intelligent DC contactor; Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT); hybrid connection; closed-loop control