

新型注入式电网换相换流器的拓扑及控制

梁欢¹, 杨宝峰², 王伟¹, 武磊¹, 白月光¹

(1. 鄂尔多斯应用技术学院低碳智慧能源技术重点实验室, 内蒙古鄂尔多斯 017000; 2. 内蒙古工业大学电力学院, 呼和浩特 010051)

摘要: 在直流输电领域, 基于谐波注入理论形成的新型注入式电网换相换流器(reinjection line commutated converter, RLCC)相比于传统电网换相换流器(line commutated converter, LCC)具有换流器内部谐波抑制能力、换相失败完全抑制能力和触发角超前滞后双模运行能力等显著优势。针对现有RLCC只具有单一控制变量触发角不能实现有功功率和无功功率解耦控制的问题, 通过在其分流模组各注入支路增设续流二极管并引入调制系数控制变量, 构成一种可实现功率解耦控制的新型RLCC。基于拓扑结构及工作原理, 简要分析交直流侧理论电流波形, 推导新型RLCC稳态数学模型。根据新型RLCC运行特性确定调制系数工作范围、功率运行范围和实现单位功率因数运行的条件。最后, 提出了一种在常规定电流反馈控制基础上结合功率因数前馈控制的功率解耦控制方法, 并通过仿真验证所提控制方法的可行性和正确性。

关键词: 调制系数; 功率解耦控制; 谐波注入; 电流源型换流器

Topology and Control of New Reinjection Line Commutated Converter

LIANG Huan¹, YANG Baofeng², WANG Wei¹, WU Lei¹, BAI Yueguang¹

(1. Key Laboratory of Low-Carbon Smart Energy Technology, Ordos Institute of Technology, Ordos, Inner Mongolia 017000, China; 2. Electric Power Institute, Inner Mongolia University of Technology, Huhhot 010051, China)

Abstract: In the field of direct current transmission, the new reinjection line commutated converter (RLCC) based on the theory of harmonic reinjection has significant advantages over the traditional line commutated converter (LCC), such as internal harmonic suppression ability, complete suppression of commutation failure, and dual-mode operation with leading and lagging trigger angles and so on. Aiming at the problem that the existing RLCC cannot decouple active power and reactive power with a single control variable firing angle, a new type of RLCC that can decouple power control is formed by adding freewheeling diodes to each reinjection branch of its shunt module and introducing modulation coefficient control variables. Based on topological structure and working principle, the theoretical current waveforms of AC and DC side are briefly analyzed. And the steady-state mathematical model of the new RLCC is derived. Based on the operating characteristics of the new RLCC, the working range of modulation coefficients, power operating range, and conditions for achieving unity power factor operation are determined. Finally, based on the current feedback control, a power decoupling control method is proposed combined with power factor feedforward control. The feasibility and correctness of the proposed control method are verified by simulation.

Key words: modulation coefficient; power decoupling control; harmonic reinjection; current-source converter

0 引言

目前根据换流器采用功率器件的不同, 高压直

流输电系统(high voltage direct current transmission, HVDC)主要分为两种技术路径: 一种是基于晶闸管的电网换相换流器(line commutated converter, LCC); 另一种是基于绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[1-3]。但是因为设备技术上的原因, MMC目前电压等级和传输功率相较于LCC均比较小, 已投入使用直流输电

基金项目: 内蒙古自治区高等学校碳达峰碳中和研究专项计划资助项目(STZX202323)。

Foundation item: Supported by the Research Special Program on Carbon Peak and Carbon Neutrality in Inner Mongolia Higher Education Institutions (STZX202323).

工程大多还是基于 LCC^[4-5]。

LCC 因具有损耗小、成本低等优点, 在 HVDC 场合得到广泛应用。但因为半控型器件晶闸管只可控制开通而关断依赖外部条件的特性, LCC 需要借助电网进行换相, 当电网强度较低或者发生交流故障时, 存在换相失败^[6]、交流故障穿越困难^[7]和不能连接无源网络或可再生能源发电系统等问题^[8]。另外 LCC 主要通过调整触发角来对无功功率进行有限度控制, 再考虑换相过程后, 功率因数较低, 无论整流端还是逆变端均需要大量无功功率补偿^[9], 而且其开关频率很低, 存在大量特征次和非特征次谐波, 必须装设容量相当的滤波器来消除, 投资维护昂贵, 占地面积大^[10]。

现有注入式电网换相换流器 (reinjection line commutated converter, RLCC)^[11-12] 通过在 LCC 直流侧级联由逆阻型全控器件组成的分流模组构成, 本质上同属于电流源型换流器, 完全适用于高压直流输电场合。RLCC 先天具备 LCC 适用于超大功率应用的优势, 而且通过向 LCC 注入分流模组处理过的直流电流可以使得 LCC 晶闸管实现零电流换相, 具备关断能力、抑制换相失败和实现超前或滞后功率运行。另外当注入 LCC 直流电流波形越接近理想注入波形时, 交流侧电流更加接近正弦波形, 甚至可以不配置外设滤波装置。不难看出, 相比于 LCC, RLCC 在换相失败抑制、交直流侧电流谐波抑制均有明显提升。虽然分流模组可使得晶闸管具备关断能力, 但是现有 RLCC 实际上依然只能对主桥触发角进行控制, 所以功率控制灵活性存在一定劣势, 限制其发展。

文献[13]将直流电压控制与功率因数校正控制应用到采用全控逆阻功率器件的电流源型换流器 (current source converter, CSC), 虽具备高功率因数运行能力, 但基频调制使得采用全控功率器件的 CSC 只具备单一控制变量触发角, 不能实现功率解耦控制。文献[14]通过对 CSC 进行数学建模, 建立了以电容电压为控制目标的内外环控制策略, 虽可实现有功无功功率解耦控制, 但是受 CSC 电路特性影响, 电容电压幅值相位会同时变化, 有功无功功率势必联动, 也就意味着 CSC 仅能具备部分解耦控制能力。文献[15]中对由 CSC 构成的 HVDC 系统通过控制触发角和直流电流实现功率解耦控制, 实际上该方法应用环境有局限, 只适合某些特定场

合。文献[16-17]对现有 RLCC 进行双桥串联, 建立数学通用模型, 基于反馈线性化思路设计一种全局线性化的双桥有功无功功率解耦策略, 该方法控制非常复杂, 稳定性难以保证, 难以实际应用。

如文献[16]所述, 虽然采用两组现有 RLCC 通过交流侧并联、直流侧串联方式增加另一触发角从而获得双控制变量使得系统控制灵活性有很大改善, 但其控制过于复杂, 应用环境局限。而本文提出的新型 RLCC 是在现有 RLCC 基础上通过改进原有分流模组衍化而来的一种结构, 它在继承现有结构优势的前提下通过新型分流模组 (后称分流模组) 引入调制系数控制变量, 实现网侧电流幅值和相位的独立控制。本文在简要叙述新型 RLCC 拓扑结构之后给出一种其达到最佳运行状态时的可用开关触发脉冲, 得到交直流侧理论电流波形, 根据系统特性推导调制系数运行范围、功率运行范围以及实现单位功率因数运行的条件, 并提出一种可行的有功无功功率解耦控制方法, 最后通过仿真验证电路拓扑及控制方法的可行性与正确性。

1 新型 RLCC 拓扑结构及工作原理

图 1 所示即为本文提出的可实现有功无功功率解耦控制的新型 RLCC 拓扑结构 (为清楚论述, 以注入三电平为例说明)。该拓扑由一个并联 12 脉波 LCC 主桥、一个级联在 LCC 直流侧的新型分流模组和 LC 滤波器组成。晶闸管主桥由一个移相变压器和两组并联的三相桥组成, 连接到 Y 型绕组的三相桥被定义为 Y 桥, 连接到 D 型绕组的三相桥被定义为 D 桥。分流模组的每一注入支路由两个逆阻型功率器件、一个注入电感和一个续流二极管组成, 然后按照图 1 所示并联到 LCC 主桥直流侧, 通过与主桥晶闸管同步调制共同形成分时动态结构。相比现有 RLCC, 因为续流二极管的存在, 新型 RLCC (下文简称 RLCC) 分流模组调制系数具备控制能力, 从而具备主桥触发角和调制系数双控制变量, 获得功率解耦能力。

图 1 中: 移相变压器的原边和副边绕组匝比分别为 k_b : 1(Y)、 k_b : $\sqrt{3}$ (D), 且 Y 型绕组电压矢量超前于 D 型绕组电压矢量 30° 。主桥功率器件为半控型器件晶闸管, 分流模组功率器件为带

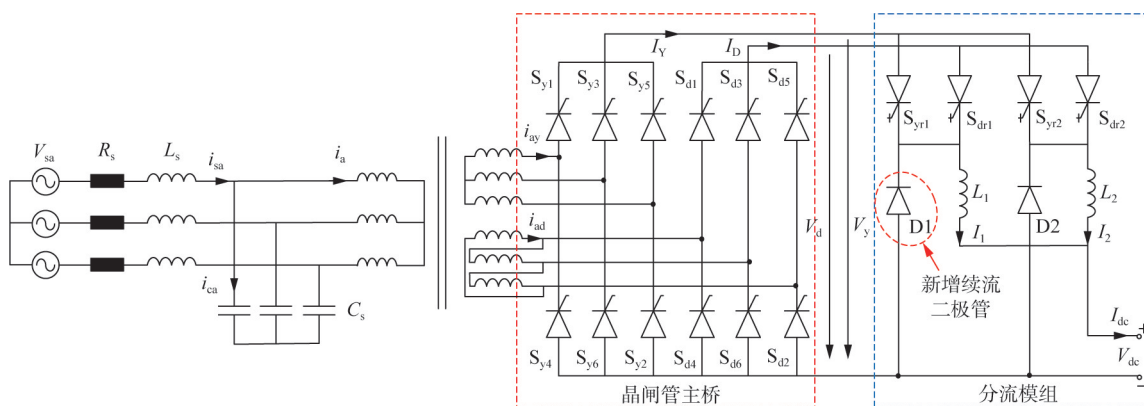


图1 新型RLCC电路拓扑
Fig. 1 Circuit topology of new RLCC

有反向电压阻断能力的逆阻型全控型器件,例如IGCT或者IGBT串联二极管。 V_{sa} 为电网A相电压, i_{sa} 、 i_{ca} 和 i_a 分别为网侧A相电流、A相电容电流和移相变压器原边A相电流。 i_{ay} 和 i_{ad} 分别为移相变压器副边Y桥A相电流和D桥A相电流。 I_Y 和 I_D 分别为Y桥和D桥的注入直流电流, I_1 和 I_2 分别为1、2条注入支路电流, I_{dc} 为输出直流电流。 V_Y 和 V_d 分别为Y桥和D桥直流电压, V_{dc} 为RLCC输出直流电压。 S_{y1} — S_{y6} 和 S_{d1} — S_{d6} 分别为Y桥和D桥的功率器件晶闸管, 全控型器件IGCT S_{yr1} 、 S_{yr2} 、 S_{dr1} 、 S_{dr2} 分别为分流模组的注入开关, D1、D2为注入支路续流二极管, L_1 和 L_2 分别为注入支路电感。 R_s 、 L_s 和 C_s 分别为网侧线路、移相变压器等效电阻、等效电感和滤波电容。 k_n 为移相变压器原副边绕组匝比。

要使得 RLCC 正常运行, 各开关元件的通断要遵循严格的触发时序: 主桥晶闸管采用 120° 导电模式, 开关频率为 50 Hz, 按 D6-Y1-D1-Y2-D2-Y3-D3-Y4-D4-Y5-D5-Y6-D6 每隔 30° 切换。分流模组各全控器件开关频率为 300 Hz; 一定时间周期内, 分流模组各开关需要遍历所有设定开关组合状态, 根据调制系数 M_i 设定值的不同, 分流模组各注入支路对边功率器件在处于互补状态和处于同时关闭状态切换。

图2是主桥触发角一定、调制系数 M_r 为1时(以 M_r 为1的情况说明, $0 < M_r \leq 1$)的一种可用开关触发脉冲。图中 e_1 表示分流模组各逆阻型功率器件每一调制信号段(例如 S_{y1})在一个周期内最高电平从一个方向到所在调制信号段对称轴位置的可缩短电角度, M_r 等于1时, e_1 等于0。

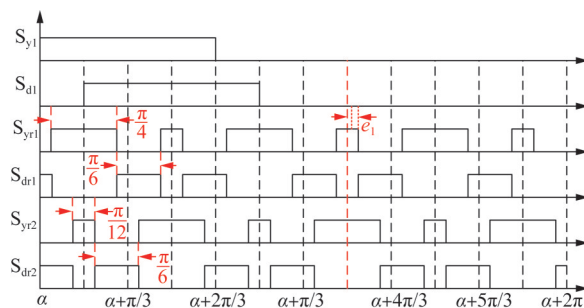


Fig. 2 One available switching trigger pulses control

当RLCC按照图2所示开关触发脉冲运行时,交直流侧理论电流波形如图3所示。

结合图1，对照图3分析可知，RLCC具备如下几种特性。

1)换流器内部谐波抑制能力。不同于LCC只能利用移相变压器消除如图3(d)和图3(e)所示的 i_{ad} 和 i_{ay} 中幅值相等、相位相反的 $6(2l\pm1)$ ($l=1, 2, \dots$)次谐波电流以外, RLCC还可以利用分流模组将如图3(a)所示恒定输出直流电流 I_{dc} 调制为两个如图3(b)和图3(c)带有零电流区间, 相位相差 30° , 开关频率均为300 Hz的三阶梯注入直流电流 I_Y 和 I_D 。这个过程中, 原存在于LCC输出直流电流 I_{dc} 的 $12l\pm1$ ($l=1, 2, \dots$)次的幅值相等且相位相同谐波也被消除, 最终使得RLCC交流侧最高次特征谐波为第23和25次谐波电流, THD(total harmonic distortion)值仅为7.3%, 相比于LCC的15.3%有显著改变。且如果能将分流模组注入支路数提高到6条或更高, 最终RLCC交流侧最高次特征谐波最低为第71和73次谐波电流, THD值下降到2.3%以内, 无需额外配置交流滤波。

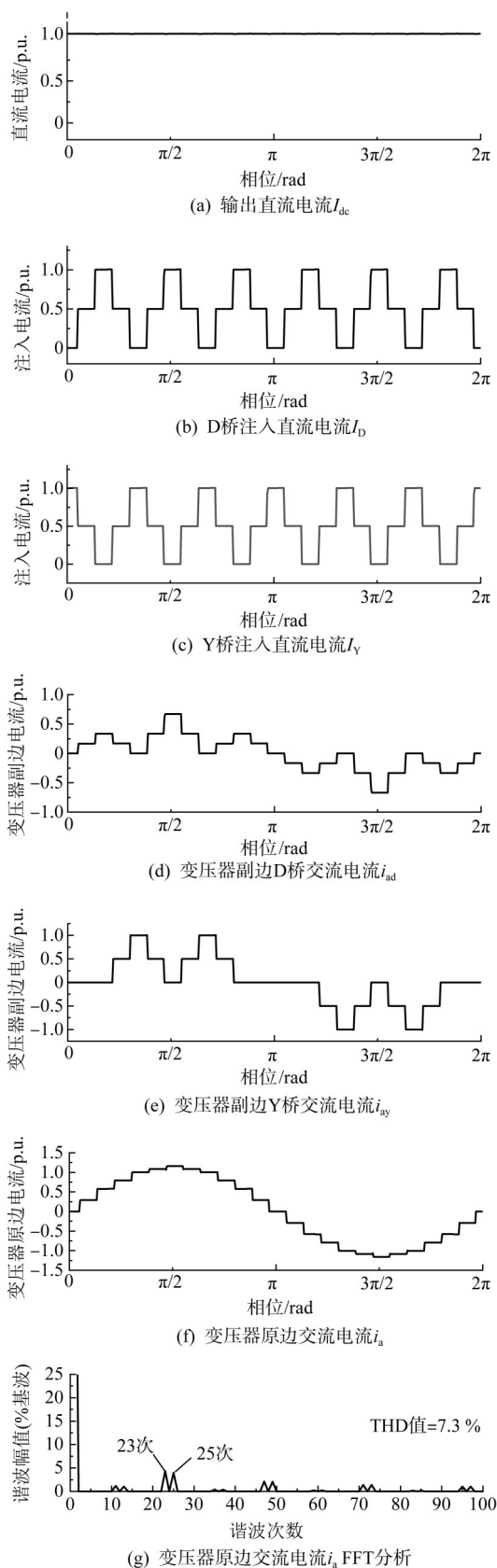


图3 交直流侧理论电流波形

Fig. 3 Theoretical AC and DC current waveforms

2) 换相失败完全抑制能力(运行于逆变状态时)。半控器件晶闸管关断的根本条件是其导通电流小于维持电流。而如LCC这类采用晶闸管的换流器是通过电网提供一定时间和幅值的反向电压作用,使得正处于开通状态的换相晶闸管在反向电压作用下导通电流逐渐降低,当导通电流小于其维持电流时实现关断。当交流故障引起电压跌落时,导致反向电压不足又重新导通,就会发生换相失败。不难看出,施加反压是一种可使得晶闸管强迫关断的外部手段,本质上是这种外部手段满足了一定时间晶闸管导通电流小于维持电流的根本条件。如果以其他技术手段可以将晶闸管的导通电流降低到维持电流以下,那么从原理上讲就可以实现晶闸管受控关断。在RLCC中,当注入开关 S_{yr1} 和 S_{yr2} 均关闭时,直流电流全部流入D桥,即 $I_D=I_{dc}$, $I_Y=0$,此时Y桥开关器件正在进行零电流换相;同理当注入开关 S_{yr1} 和 S_{yr2} 均关闭时,D桥开关器件正在进行零电流换相。这种利用分流模组为晶闸管主桥提供周期性零电流区间,使得晶闸管能够在电流过零点实现强迫换相,不再依赖电网电压,实现晶闸管主动可控关断。

3) 触发角超前滞后双模运行能力。常规LCC因为只能控制晶闸管导通而不能控制其关断,所以只能工作于第一二象限,理论移相范围仅为 $0^\circ \sim 180^\circ$,此时系统可实现有功功率的双向传输,但只能吸收无功功率,常需要加装额外无功功率补偿装置。而当分流模组运行使得晶闸管具备主动关断能力后,RLCC既可以电流超前、也可滞后电压运行,从而实现了四象限运行,使得有功功率和无功功率均可双向传送。

4) 有功/无功功率解耦控制能力。图3所示为分流模组调制系数为1时的系统交直流侧电流波形,此时每条注入支路对边功率器件总是处于完全互补状态,即 $I_{dc}=I_Y+I_D$ 。而当调制系数 M_r 降低以后,总会存在某条注入支路同时关断的状态,这个状态持续的时间取决于其自身的大小。在这段时间内,输出直流电流 I_{dc} 通过所在注入支路注入电感、续流二极管和负载进行续流。调制系数数值的改变也间接调节着交流侧电流幅值大小,使得RLCC具备功率解耦控制能力。另外调制系数也表征着分流模组消除 12 ± 1 次谐波的能力,必要时需配置一定容量滤波装置。

2 RLCC 数学模型

表 1 所示为分流模组调制系数 M_r 变化时注入电流瞬时值表。

表 1 调制系数可变时注入电流瞬时值表

Tab. 1 Reinjection current instantaneous value table at adjustable modulation coefficient

电角度	I_D/I_{dc}	I_Y/I_{dc}
$0 \sim \pi/24 - e_1$	0	M_r
$\pi/24 - e_1 \sim \pi/8 - 3e_1$	0	$M_r/2$
$\pi/8 - 3e_1 \sim \pi/24 + 3e_1$	0	0
$\pi/24 + 3e_1 \sim \pi/8 + e_1$	$M_r/2$	0
$\pi/8 + e_1 \sim \pi/6$	M_r	0
$\pi/6 \sim 5\pi/24 - e_1$	M_r	0
$5\pi/24 - e_1 \sim 7\pi/24 - 3e_1$	$M_r/2$	0
$7\pi/24 - 3e_1 \sim 5\pi/24 + 3e_1$	0	0
$5\pi/24 + 3e_1 \sim 7\pi/24 + e_1$	0	$M_r/2$
$7\pi/24 + e_1 \sim \pi/3$	0	M_r

由表 1 可知, 当 e_1 小于 $\pi/72$ 时, 电角度区间 $(\pi/8 - 3e_1) \sim (\pi/24 + 3e_1)$ 和 $(7\pi/24 - 3e_1) \sim (5\pi/24 + 3e_1)$ 均不存在。因为在此条件下, $(\pi/8 - 3e_1)$ 大于 $(\pi/24 + 3e_1)$, $(7\pi/24 - 3e_1)$ 也大于 $(5\pi/24 + 3e_1)$ 。但是因为 I_Y 和 I_D 在该条件下为 0, 对下述理论推导没有影响。

对照图 2, 可知其与调制系数 M_r 关系为:

$$e_1 = \frac{\pi}{24} (1 - M_r) \quad (1)$$

设 I_{dcM} 为分流模组调制系数为 M_r 时的直流电流。根据表 1 可知, 在相同触发角、负载条件下, I_{dcM} 与分流模组调制系数 M_r 等于 1 时的 I_{dc} (除理论分析外, I_{dc} 均代表任意工况下直流电流) 关系式为:

$$I_{dcM} = \frac{\pi}{3} \int_0^{\frac{\pi}{3}} (I_Y + I_D) d(\omega t) = \frac{(15 - 2e_1)I_{dc}}{15} \quad (2)$$

式中 ω 为电网频率。

将式(1)代入式(2), 可得:

$$I_{dcM} = M_r I_{dc} \quad (3)$$

当 RLCC 按照图 2 所示触发时序运行时, 移相变压器副边电流 i_{ay} 、 i_{ad} 和两组主桥直流侧电流 I_Y 、 I_D 满足式(4)~(5), 移相变压器原边电流 i_a 可表示为式(6) (以 A 相为例)。

$$i_{ay}(\omega t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \\ I_Y(\omega t), & \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ 0, & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ -I_Y(\omega t), & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6} \\ 0, & \frac{11\pi}{6} \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (4)$$

$$i_{ad}(\omega t) = \begin{cases} I_D(\omega t)/3, & 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3} \\ 2I_D(\omega t)/3, & \frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3} \\ I_D(\omega t)/3, & \frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi \\ -I_D(\omega t)/3, & \pi \leq \omega t < \frac{4\pi}{3} \\ -2I_D(\omega t)/3, & \frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3} \\ -I_D(\omega t)/3, & \frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

$$i_a(\omega t) = \frac{1}{k_n} [i_{ay}(\omega t) + \sqrt{3} i_{ad}(\omega t)] \quad (6)$$

将表 1 注入电流瞬时值代入式(4)~(5), 得到移相变压器副边电流瞬时值, 对该瞬时值进行傅里叶级数展开, i_{ay} 、 i_{ad} 的傅里叶级数展开系数 I_{ayn} 、 I_{adn} 分别为:

$$I_{adn} = \frac{16M_r I_{dc}}{3n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi M_r}{12}\right) \times \cos\left(\frac{n\pi M_r}{24}\right) \quad (7)$$

$$I_{ayn} = \frac{8M_r I_{dc}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(\frac{n\pi M_r}{12}\right) \times \cos\left(\frac{n\pi M_r}{24}\right) \quad (8)$$

式中 n 为谐波次数。

将式(7)~(8)代入式(6), 可得 i_a 傅里叶级数系数 I_{an} 为:

$$I_{an} = \frac{8M_r I_{dc}}{k_n n \pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(\frac{n\pi M_r}{12}\right) \times \cos\left(\frac{n\pi M_r}{24}\right) \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) + 1 \right] \quad (9)$$

当 n 为 1 时, I_{an} 的基波 I_{a1} 峰值为:

$$I_{a1} = \frac{8\sqrt{3} M_r I_{dc}}{k_n \pi} \sin\left(\frac{\pi M_r}{12}\right) \cos\left(\frac{\pi M_r}{24}\right) \quad (10)$$

RLCC 交流侧电流 i_a 有效值 I_{arms} 为:

$$I_{\text{arms}} = \begin{cases} \frac{M_r I_{\text{dc}}}{k_n} \sqrt{\frac{(2 + \sqrt{3}) M_r}{4} - \frac{\sqrt{3}}{6}}, & \frac{2}{3} \leq M_r \leq 1 \\ \frac{M_r I_{\text{dc}}}{k_n} \sqrt{\frac{M_r}{2}}, & 0 < M_r < \frac{2}{3} \end{cases} \quad (11)$$

3 RLCC 运行控制特性

3.1 RLCC 开环运行交流侧电流分析

当 RLCC 工作在触发角为 0° 、 L_s 等于 0.15 p. u.、 C_s 等于 0.25 p. u. 的条件下, 只改变调制系数 M_r , 可以得到表 2。图 4 也是在此条件下得到的只通过调制系数 M_r 进行交流侧电压电流相量图。 I_a 为 Y 桥交流侧电流向量 I_{ay} 和 D 桥交流侧电流向量 I_{ad} 经移相变压器合成的交流电流向量, 网侧电流向量 I_{sa} 为电容电流向量 I_{ca} 和交流侧电流向量 I_a 的矢量和。 V_{sa} 为电源电压向量, V_{ca} 、 V_{cb} 和 V_{cc} 为交流侧三相电容电压向量, V_{ya} 、 V_{yb} 和 V_{yc} 为移相变压器副边 Y 型绕组三相相电压相量, V_{dab} 、 V_{dca} 和 V_{dbc} 为移相变压器副边 D 型绕组三相线电压向量。 θ 为电源电压相量 V_{sa} 和网侧电流相量 I_{sa} 夹角。

表 2 网侧电流 i_{sa} 质量、相位信息表

Tab. 2 Network side current i_{sa} quality, phase information table

调制系数 M_r	$\theta/(^\circ)$	网侧电流 i_{sa} THD 值/%
1	12.9	0.53
0.9	16.52	2.02
0.8	20.67	4
0.7	26.2	6.67
0.6	34	9.6
0.5	44	11.7
0.4	56	11.6
0.3	69	9.04
0.2	80	4.93
0.1	87	1.39

由表 2 和图 4 分析可知, 即使在调制系数 M_r 为 1 的情况下, 直流电流 I_{dc} 具有最大值的时候, 电容电流向量 I_{ca} 的相位超前作用也能使得网侧电流向量 I_{sa} 超前电源电压向量 V_{sa} 。而当调制系数逐渐降低时, 直流电流 I_{dc} 幅值降低使得交流侧电流向量 I_a 在网侧电流向量 I_{sa} 的影响愈加减弱, 相位超前更为严重。另外从滤除谐波角度来看, 调制系数 M_r 等于

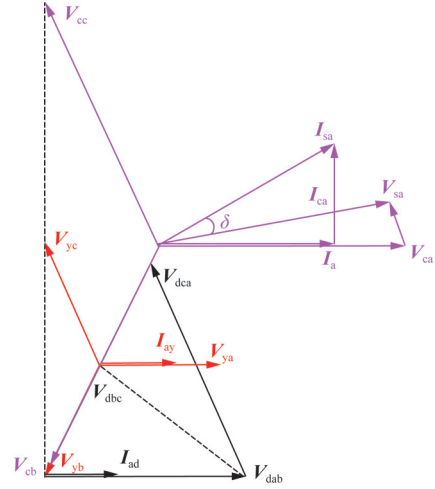


图 4 通过调制系数 M_r 控制的交流侧电压电流相量图

Fig. 4 Phase diagram of AC-side voltage and current controlled by modulation coefficient M_r

0.5 时, 分流模组表现最差, 在 0.7 到 1 和 0.1 到 0.2 之间, 谐波表现均较理想。但是考虑到最终要使 RLCC 具备单位功率因数运行和电流滞后电压运行的能力, 调制系数 M_r 的取值的范围如果取得太小, 就不能提供足够的滞后分量来补偿电容电流向量 I_{ca} 的超前分量, 所以合理的运行范围确定在 0.7 到 1 之间。同时不难看出, 电容最小值的选取要满足滤除谐波的要求, 但是也不能过大, 电容电流向量 I_{ca} 如果成为网侧电流向量 I_{sa} 的主导电流会使得控制失效。而从表 2 RLCC 网侧电流 i_{sa} 来看, 电容值选取是比较合理的。

3.2 RLCC 功率运行范围

对照图 4 相量图, 利用基尔霍夫电压、电流定律 (KVL、KCL) 对图 1 所示 RLCC 交流侧可列写下方程 (以 A 相为例)。

$$\begin{cases} I_{a1} = I_{sa} - I_{ca} \\ I_{ca} = j\omega C_s V_{ca} \\ V_{sa} = V_{ca} + j\omega L_s I_{sa} \end{cases} \quad (12)$$

以电容电压向量 V_{ca} 相位为基准, 当 RLCC 触发角为 α 时, 可得其交流侧电流向量 I_a 基波分量 I_{a1} 为:

$$I_{a1} = k I_{\text{dc}} \angle -\alpha \quad (13)$$

式中 k 为 $4\sqrt{6} k_n^{-1} \pi^{-1} \sin(\pi M_r/12) \cos(\pi M_r/24)$, 为分析问题, 调制系数 M_r 为一定值。

由式 (12) — (13) 可得网侧电流向量 I_{sa} 为:

$$I_{sa} = A I_{\text{dc}} \cos \alpha + j(B - A I_{\text{dc}} \sin \alpha) \quad (14)$$

式中 $A = k/(1 - \omega^2 L_s C_s)$; $B = \omega C_s V_{sm}/(1 - \omega^2 L_s C_s)$, 其中 V_{sm} 为电网 A 相电压 V_{sa} 有效值。

根据瞬时功率理论可得电网向 RLCC 输送的有功功率 P 、无功功率 Q 分别为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} u_{sd} i_{sd} = \frac{3}{2} V_s A I_{dc} \cos \alpha \\ Q = -\frac{3}{2} u_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} V_s (A I_{dc} \sin \alpha - B) \end{cases} \quad (15)$$

式中: u_{sd} 、 i_{sd} 和 i_{sq} 分别为电网电压 d 轴分量、网侧电流 d 轴分量和 q 轴分量; V_s 为电网 A 相电压 V_{sa} 峰值。

对式(15)进行化解, 可得到触发角 α 对 P 和 Q 的限制公式为:

$$\tan \alpha = \frac{Q + \frac{3}{2} B V_s}{P} \quad (16)$$

由式(16)可见, 触发角 α 对 P 和 Q 的约束曲线为一条斜率为 $\tan \alpha$, 经过点 Q_0 ($P = 0$, $Q = -3BV_s/2$) 的直线。理论上, RLCC 运行于整流状态时, 触发角 α 运行范围为 $-90^\circ \sim 90^\circ$, 逆变状态时, 触发角 α 运行范围为 $90^\circ \sim 270^\circ$ 。考虑到 RLCC 在触发角边界运行时, 直流电压波动幅度较大问题, 可以适当缩小 α 的范围。当 RLCC 最小允许直流电压取为额定电压的 70%, 触发角 α 的范围在整流时可取为 $-45^\circ \sim 45^\circ$, 逆变时取值为 $135^\circ \sim 225^\circ$ 。

类似地, 对式(15)进行化解还可以得到直流电流 I_{dc} 对 P 和 Q 的限制公式:

$$I_{dc}^2 = \left(\frac{2P}{3AV_s} \right)^2 + \left(\frac{2Q}{3AV_s} + \frac{B}{A} \right)^2 \quad (17)$$

由式(17)可知, 直流电流 I_{dc} 对 P 和 Q 的限制曲线为一圆心为 Q_0 ($P = 0$, $Q = -3BV_s/2$), 半径为 $3AV_s I_{dc}/2$ 的圆。为了防止换流器过载, 直流电流 I_{dc} 的允许最大值设定为额定直流电流 I_{dcN} 的 1.05 倍; 根据 3.1 节 RLCC 开环运行交流侧电流分析可知, RLCC 正常运行调制系数 M_r 最小设定值为 0.7, 所以直流电流 I_{dc} 的允许最小值设定为额定直流电流 I_{dcN} 的 0.7 倍。

此外, 视在功率 S_N 对 P 和 Q 的限制公式为:

$$P^2 + Q^2 \leq S_N^2 \quad (18)$$

根据上述分析可得如图 5 所示 RLCC 功率运行范围图。圆 C_1 、 C_2 分别为最大和最小直流电流限制

曲线; 圆 C_3 为 RLCC 视在功率限制曲线; 直线 L_1 — L_4 为触发角 α 对 RLCC 的限制曲线。其中, 直线 L_1 斜率为 $\tan \alpha_1$ ($\alpha_1 = -45^\circ$), 直线 L_2 斜率为 $\tan \alpha_2$ ($\alpha_2 = 45^\circ$), 直线 L_3 斜率为 $\tan \alpha_3$ ($\alpha_3 = 225^\circ$), 直线 L_4 斜率为 $\tan \alpha_4$ ($\alpha_4 = 135^\circ$)。

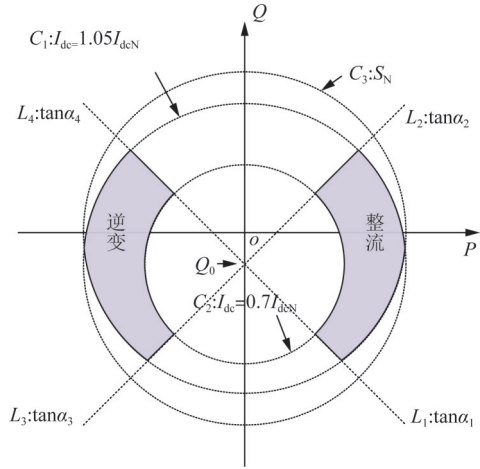


图 5 RLCC 功率运行范围

Fig. 5 Power operation range of RLCC

3.3 RLCC 单位功率因数运行条件

图 6 为同时对主桥触发角和调制系数进行控制的交流侧电压电流相量图。不难看出, 一定条件下, 在增大调制系数且同时增大触发角的时候就会实现单位功率因数运行。

要实现单位功率因数运行, 需满足如下运行

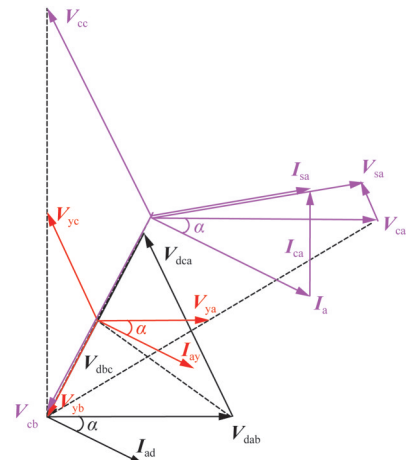


图 6 调制系数和主桥触发角同时控制的交流侧电压电流相量图

Fig. 6 Phase diagram of AC-side voltage and current with simultaneous control of the modulation coefficient and the trigger angle of the main bridge

条件。

1) RLCC 交流侧电流不能太小。

在轻载条件下, 即使调制系数 M_r 调到最大值 1, 交流侧电流也很小, 此时网侧电流的主导电流是电容电流, 很小的交流侧电流难以提供足以补偿超前电容电流的滞后分量。要满足这个条件, 需保证式(19)有解。

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{I_{ca}}{I_a} \approx \sin^{-1} \frac{\omega C_s V_{sa}}{M_r k_n^{-1} I_{dc}} \quad (19)$$

而当交流侧电流很小时, 电容电流幅值大于交流电流幅值, 式(19)无解。

2) RLCC 直流侧平均电压值 V_{dc} 不能接近最大值。根据式(20)可知, 如果 RLCC 运行在直流电压最大值附近会导致触发角与调制系数缺少调节空间, 不能提供足够滞后分量。

$$V_{dc} = \frac{15V_L}{k_n \pi} \sin\left(\frac{\pi M_r}{12}\right) \cos\left(\frac{\pi M_r}{24}\right) \cos \alpha \quad (20)$$

式中: V_L 为电源线电压; α 为主桥触发角。

4 功率解耦控制

图 7 即为在前述 RLCC 运行控制分析基础上提出的功率解耦控制策略。和以往常用的定电流控制相比, 该方法不仅利用了类似的定电流反馈控制对 RLCC 触发延迟角 α 进行控制, 而且还利用功率因数前馈控制对调制系数 M_r 进行调节, 克服了现有 RLCC 有功功率、无功功率无法实现解耦控制的缺陷。此外该控制不仅能实现换流器单位功率因数运行, 还可以实现网侧电流超前或滞后电网电压运行。

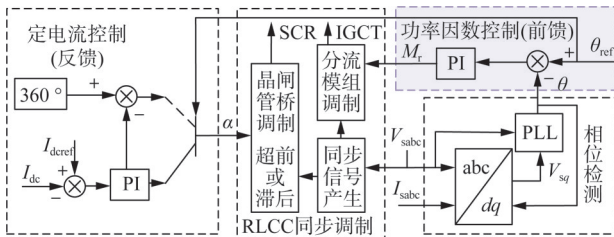


图 7 功率解耦控制方法

Fig. 7 Power decoupling control method

在前馈功率因数控制回路中, 相位检测模块将电网电压和网侧电流的实时相位角 θ 与参考相位角 θ_{ref} 对比得到误差信号, 然后通过 PI 被用于控制调制系数 M_r , 当参考相位角 θ_{ref} 设置为 0 时, 表明该拓扑正运行于单位功率因数工况下, 利用前馈控制实

现了 RLCC 的高功率因数运行控制。而在反馈回路中, 直流电流实时检测值 I_{dc} 与参考电流值 I_{dcref} 对比得到的误差信号通过 PI 控制触发延迟角, 能够实现触发角在第一四象限切换运行, 发出无功, 而无需从电网吸收无功功率。

例如, 当负载改变使得网侧电流超前于电网电压时, 相位误差信号就会产生并经 PI 调节产生更高调制系数, 这会使得直流电流增大。接着, 直流电流误差信号经 PI 调节会使得触发角同时增大以保证直流电流实时值保持在直流电流参考值附近。触发角的增大也会减小电网电压和网侧电流相位角。这个过程会一直进行到单位功率因数实现, 这时电网电压与网侧电流同相, 且运行到了一个新的稳定点。

需要指出的是, 因为调制系数改变的实现是建立在直接控制直流电流幅值、间接控制网侧电流幅值的事实上的, 所以该控制方案从本质上来说采用的是一种是对直流电流进行双重控制的思路。此外, 该控制方法不需要任何系统参数, 如线路电感或滤波电容值。由于电力系统运行导致的线路电感变化或滤波电容大小的变化不会影响系统实现单位功率因数或最大功率因数的过程, 这在实践中是可取的。

5 仿真实验

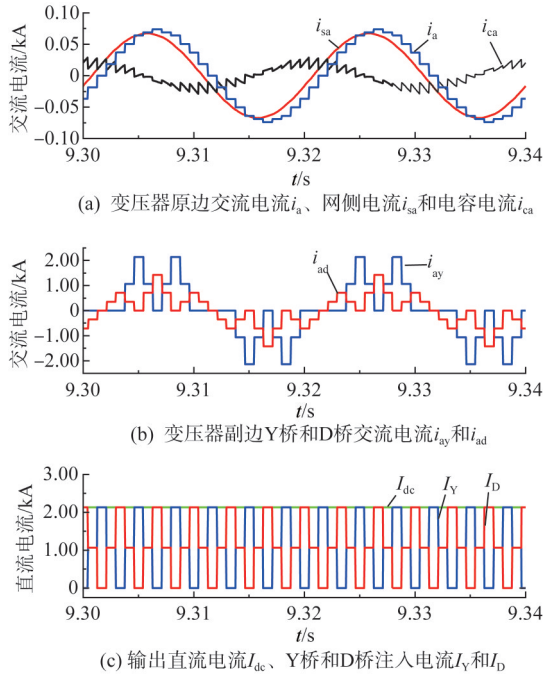
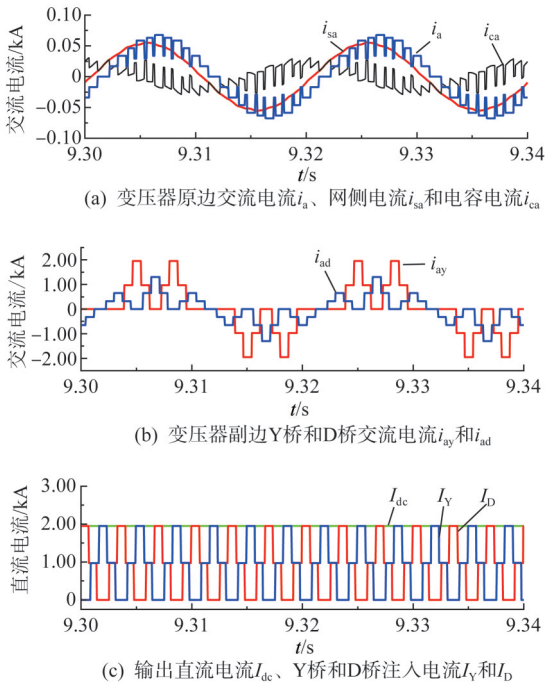
为验证上述理论分析的正确性, 基于仿真平台搭建 RLCC 系统仿真模型。仿真参数如表 3 所示。

当 RLCC 运行在此条件且调制系数 M_r 分别为 1 和 0.9 时, 交直流侧电流仿真波形如图 8—9 所示。

表 3 仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters

参数	数值
电网线电压 V_L /kV	10
电网频率/f/Hz	50
RLCC 设备容量 S_N /MVA	1
移相变压器变比 k_n :1	33:1
网侧电感 L_s /mH	47.7
滤波电容 C_s /μF	8
注入电感 L /mH	50
负载电感 L_{load} /mH	5
负载电阻 R_{load} /Ω	0.15
触发角 α /(°)	30

图 8 调制系数 M_r 为 1 时交直流侧电流仿真波形Fig. 8 Simulation waveforms of AC-DC side current when modulation coefficient M_r is 1图 9 调制系数 M_r 为 0.9 时交直流侧电流仿真波形Fig. 9 Simulation waveforms of AC-DC side current when modulation coefficient M_r is 0.9

对比图 8—9, 可发现当触发角一定时, 在调制系数 M_r 从 1 降低到 0.9 过程中, 分别向 Y 桥和 D 桥注入的直流电流 I_Y 和 I_D 幅值从大约 2.13 kA 降低到

约 1.93 kA, 降低幅度是调制系数 M_r 为 1 时的 0.9 倍, 交流侧电流 i_a 和网侧电流 i_{sa} 幅值也变为原来的 0.9 倍。这一点证明了调制系数 M_r 的引入起到了直接改变直流电流幅值的作用, 从而在不改变交流侧电流相位的前提下, 间接改变网侧电流幅值。

另外根据谐波分析可知, 引入调制系数后的分流模组不仅使得交流侧电流具备了独立调节能力, 并且当调制系数 M_r 为 1 时, 分流模组对直流电流的

处理使得交流侧电流最低特征谐波为 23 次, 交流侧电流 i_a 的 THD 值仅为 7.6 % 左右。相比于传统 12 脉波晶闸管整流器, THD 大幅降低, 当网侧配置少量滤波后, 网侧电流 i_{sa} THD 值仅为 0.57 %, 即使调制系数 M_r 为 0.9 时, 分流模组消除谐波能力减弱的情况下, 网侧电流 THD 值也仅为 2.32 % 左右。在调制系数理论变化范围内, 交流侧谐波性能完全可达到并网要求。

图 10 所示为 RLCC 分别采用常规定电流控制以及前述功率解耦控制策略的相关物理量对比图(常规定电流控制下各物理量下标均标有符号 t)。工况设定为直流电流参考值 I_{dref} 从 1.8 kA 升高到 2 kA, 持续 3 s 后降为 1.8 kA; 相位角参考值 θ_{ref} 设定为 0, 以实现单位功率因数运行。

由图 10 可知, 当 RLCC 仅采用定电流控制时(相关物理量下标用 t 加以区分), 在直流电流实时值 I_{det} 由 1.8 kA 升高到 2 kA 过程中, 有功功率 P_t 、无功功率 Q_t 也分别从 0.6 MW、0.24 Mvar 变化到 0.75 MW、0.18 Mvar, 可见仅能控制主桥触发角 α_t 的定电流控制无法实现功率解耦, 控制灵活性较差。此外, 相位角 θ_t 一直大于 0.25 rad, 处于低功率因数运行状态, 需从电网吸收大量无功功率。

而当 RLCC 采用前述功率解耦控制策略后, 在直流电流实时值 I_{dc} 由 1.8 kA 升高到 2 kA 过程中, 有功功率 P 也同样可从 0.6 MW 变化到 0.75 MW。但是分流模组调制系数 M_r 由于受到功率因数前馈控制调节, 无功功率 Q 、相位角 θ 分别被控制在 0 Mvar、0 rad, 不仅实现了 RLCC 有功功率和无功率解耦控制, 而且还可处于单位功率因数运行状态。

如图 11 所示为 RLCC 采用功率解耦控制策略进行无功功率切换运行相关物理量变化图。工况为直流电流参考值 I_{dref} 恒为 1.8 kA, 网侧电流相位

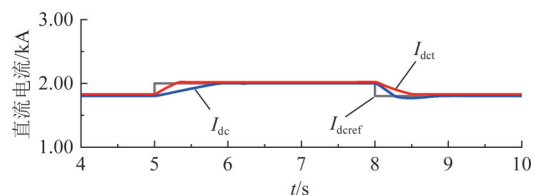
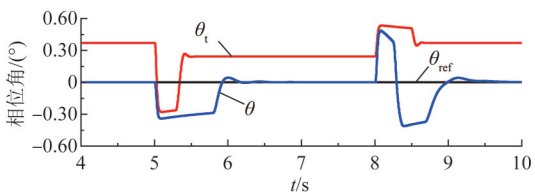
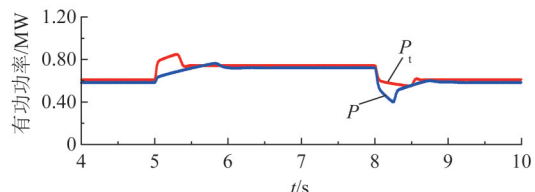
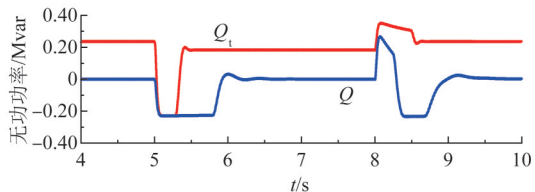
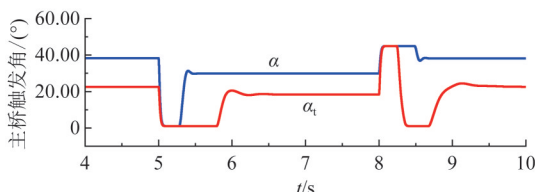
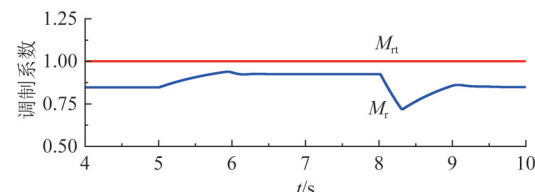
(a) 直流电流实时值 I_{dct} 、 I_{dc} 对比和参考值 I_{dcref} (b) 电源电压侧电流相位角 θ_t 、 θ 对比和参考 θ_{ref} (c) 有功功率实时值 P_t 、 P 对比(d) 无功功率实时值 Q_t 、 Q 对比(e) 主桥触发角 α_t 、 α 对比(f) 调制系数 M_n 、 M_r 对比

图 10 两种控制策略相关物理量对比仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms of the relative physical quantities of two control strategies

参考值 θ_{ref} 从起始值 -0.5 rad 开始, 持续 4 s 后变为 0 rad,

再经 2.5 s 之后变为 0.3 rad。不难看出, 在保

证有功功率 P 恒定不变前提下, 由于分流模组使得主桥晶闸管具备零电流关断能力, RLCC 无功功率 Q 可实时跟踪相位参考值变化, 在向电网吸收、发出无功任意切换, 极大提高功率控制灵活性, 这是 LCC 难以实现的。

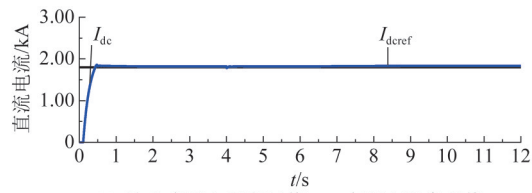
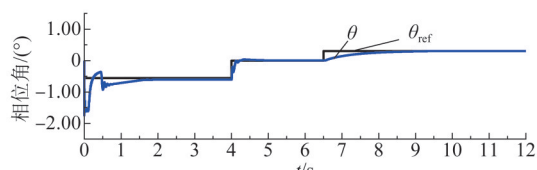
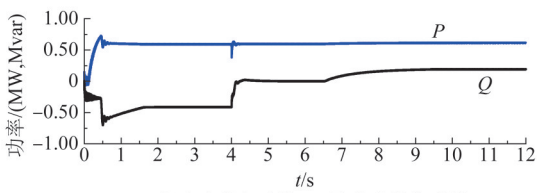
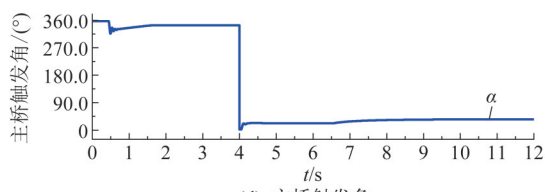
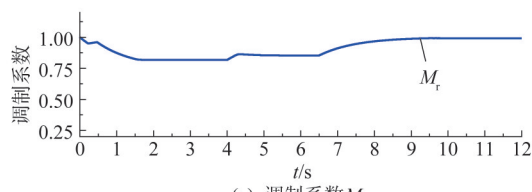
(a) 输出直流电流实时值 I_{dc} 、直流电流参考值 I_{dcref} (b) 电源电压侧电流相位角 θ 、相位角参考值 θ_{ref} (c) 有功功率实时值 P 、无功功率实时值 Q (d) 主桥触发角 α (e) 调制系数 M_r

图 11 无功功率切换运行仿真波形

Fig. 11 Simulation results of reactive power switching operation

从单位功率因数运行和无功功率切换运行两种工况可知, 该功率解耦控制策略稳定可靠, 适用性强, 可以实现预定控制目标, 但是也可以看出, 该方案过渡过程性能具备进一步优化空间。

6 RLCC 应用前景分析

6.1 RLCC 应用基础

RLCC 应用于高压直流输电领域, 目前主要技术瓶颈在于分流模组所采用逆阻型功率器件承压不够以及多器件串联均压设计研究尚浅。近年来, 清华大学成功研制如图 12 所示 IGCT-plus 器件, 该器件耐压为 4.5 kV, 关断电流为 5 kA, 直流连续电流可达 3 kA, 10 ms 浪涌过电流能力为 35 kA, 已经实现多项直流电网工程应用。



图 12 IGCT-plus 功率器件
Fig. 12 IGCT-plus power device

图 13 所示是一种基于 IGCT 的采用紧凑化压接结构的大组件串联模块, 如在高压领域应用, RLCC 可基于 IGCT 并参考该方法进行分流模组功率器件均压设计^[18-20]。

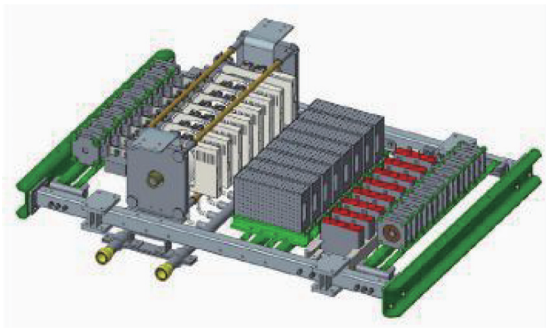


图 13 大组件逆阻型 IGCT 压装结构
Fig. 13 Large assembly reverse blocking IGCT structure

6.2 RLCC、MMC 和 LCC 技术对比

以构建真双极直流输电系统为例, 在同等交流电网电压、直流线路电压及传输容量的情况下, 对 RLCC、LCC 和 MMC 3 种方案时的功率半导体器件数量、无源器件数量、有功无功解耦特性、运行效率、故障穿越能力等多个方面作技术经济性对比分析, 如表 4 所示。

表 4 RLCC、LCC 和 MMC 方案对比

Tab. 4 Comparison among RLCC, LCC and MMC

内容	RLCC	LCC	MMC
功率器件	较多	少	多
功率模块储能电容数量	无	无	多
交流滤波器	LC 滤波(少量)	滤波器组	直流分量 L
无功补偿需求	无	高	无
直流滤波器	大电抗	大电抗	无或小电抗
功率解耦特性	解耦	不解耦	解耦
运行范围	四象限	两象限	四象限
换流器损耗	0.7~1.2	0.7	大于 1.2
交流故障穿越能力	强	弱	强
黑启动能力	有	无	有
换相失败风险	无	有	无
占地面积	较小	大	小
过流能力	强	强	弱

与 LCC 相比, RLCC 不仅继承了其晶闸管器件高耐压、高功率密度等优点, 而且通过引入分流模组晶闸管具备关断能力, 不再依赖电网换相, 根本上克服了换相失败问题, 可以与新能源系统连接, 不再需要大量滤波装置和无功补偿, 这是 LCC 完全做不到的。从经济性而言, 因 RLCC 采用主桥并联结构, 可能与 MMC 造价相当。

与 MMC 相比, RLCC 不需配置子模块储能电容, 功率密度较大。基于半桥子模块构建的 MMC 无法清除直流侧故障, 如果选用全桥子模块, 经济性更为劣势。而 RLCC 本质属于电流源型换流器, 同样具备很强的短路耐受能力, 可穿越直流故障。

6.3 RLCC 应用场景

通过对 RLCC 系统特性进行分析, 其主要应用场景如下。

1) 构建电流源型混合直流输电系统

基于 LCC 的高压直流输电系统因为整流逆变均采用 LCC, 所以存在换相失败、无法对弱交流系统供电等缺陷。为解决此问题, 目前存在由整流端沿用 LCC, 而逆变侧采用 MMC 等电压源型换流器构成的混合直流输电系统, 但是存在着直流侧故障难以清除、整流逆变难以协调控制等问题。而 RLCC 同属于电流源型换流器, 控制可沿用成熟控制方式, 且不存在如 LCC 等固有缺陷, 非常适合构建电流源型混合直流输电系统。

2) 孤岛送电、海上风电等

与 MMC 相比, RLCC 不仅可实现向孤岛送电, 而且不需要采用大量电容器。另外 RLCC 在直流侧具有大电感, 具有很强短路耐受能力, 可轻易穿越直流故障, 而 MMC 只有在采用全桥子模块才具有此能力, 因此 RLCC 在孤岛送电、海上风电等场合均具有一定应用潜力。

7 结论

通过对 RLCC 的数学模型、运行状态分析以及提出的功率解耦控制策略, 可得相关结论如下。

1) 新型 RLCC 在引入调制系数和增设网侧滤波之后, 可独立控制交流侧电流幅值和相位, 具备有功无功解耦控制能力, 但是调制系数的引入也使得 RLCC 功率运行范围减小。

2) 分流模组的直流电流处理能力使得主桥晶闸管可以实现强迫换相, 无需额外配置无功补偿装置。当调制系数为 1 时, 分流模组将恒定直流电流处理成等阶梯三角波可以有效消除交流侧电流谐波, THD 值可达到 7.3 %。

3) 提出的功率解耦控制方法控制思路简单, 无须任何系统参数, 可以成功实现单位功率因数运行, 电压超前或滞后电流运行等各种工况。

本文以实现 RLCC 功率解耦控制为目标, 在对 RLCC 工作原理、数学模型和运行状态分析之后, 提出一种功率解耦控制方法, 具有一定工程应用价值。

参考文献

- [1] 张勇军, 刘子文, 肖晃庆. 高压直流输电原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2022.
- [2] 葛俊, 贺之渊, 杨杰, 等. 先进输电技术的发展与趋势[J]. 新型电力系统, 2023, 1(2): 132 - 144.
GE Jun, HE Zhiyuan, YANG Jie, et al. The development and trends of advanced transmission technology [J]. New Power System, 2023, 1(2): 132 - 144.
- [3] HAO X, DUAN X Z, LI Y H. Incorporating complex inter-inverter interactions into strength assessment for emerging hierarchical-infeed LCC-UHVDC systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(2): 1663 - 1775.
- [4] 李子欣, 徐飞, 赵成勇, 等. 面向高压直流输电的电流源型主动换相换流器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1053 - 1069.
LI Zixin, XU Fei, ZHAO Chengyong, et al. Research review of current-source type actively commutated converter for high voltage direct current transmission systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1053 - 1069.
- [5] 文俊, 殷威扬, 温家良, 等. 高压直流输电系统换流器技术综述[J]. 南方电网技术, 2015, 9(2): 16 - 24.
WEN Jun, YIN Weiyang, WEN Jialiang, et al. Overview of converter technology in high voltage direct current transmission systems [J]. Southern Power System Technology, 2015, 9(2): 16 - 24.
- [6] 汤奕, 郑晨一. 高压直流输电换相失败影响因素研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 499 - 513.
TANG Yi, ZHENG Chenyi. A review of research on factors affecting commutation failure in high-voltage direct current transmission [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 39(2): 499 - 513.
- [7] GUO C Y, YANG Z Z, JIANG B S, et al. An evolved capacitor-commutated converter embedded with antiparallel thyristors based dual-directional full-bridge module [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 928 - 937.
- [8] XUE Y, ZHANG X P, YANG C H. AC filterless flexible LCC hvdc with reduced voltage rating of controllable capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(5): 5507 - 5518.
- [9] XUE Y, ZHANG X P. Reactive power and AC voltage control of LCCHVDC system with controllable capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 32(1): 753 - 764.
- [10] RAO H, ZHOU Y B, XU S K, et al. Key technologies of ultra-high voltage hybrid lcc-vsc mtdc systems [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2019, 5(3): 365 - 373.
- [11] LIU Y H. Multi-level voltage and current reinjection ac-dc conversion [D]. New Zealand: Phd Thesis, University of Canterbury, 2003.
- [12] 杨宝峰, 吴振军, 刘永和, 等. 一种新型并联三电平注入式电流源型变换器拓扑[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 67 - 72.
YANG Baofeng, WU Zhenjun, LIU Yonghe, et al. A new topology of three-level reinjection current source converter in parallel [J]. Transactions of Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 365 - 373.
- [13] 栾轲栋, 李耀华, 李子欣, 等. 适用于高压直流输电的组合型基频开关主动换相换流器功率因数控制策略研究[J]. 电工电能新技术, 2022, 41(6): 1 - 9.
LUAN Kedong, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Power factor control method of combined actively commutated converter with switching frequency of 50 Hz for HVDC applications [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2022, 41(6): 1 - 9.
- [14] 陈龙龙, 魏晓光, 张闻闻, 等. 可控电流源型换流器功率解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3619 - 3632.
CHEN Longlong, WEI Xiaoguang, ZHANG Wenwen, et al. Power decoupling control strategy of controllable current source converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3619 - 3632.
- [15] ZHAO C Y, XIA J H, GUO C Y, et al. An improved control strategy for current source converter-based HVDC using fundamental frequency modulation [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 133(1): 4859 - 4869.
- [16] LIU Y H, ARRILLAGA J, MURRAY N, et al. Derivation of a four-quadrant control system for MLCR-HVDC conversion [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(4): 2223 - 2231.

(下转第 87 页 Continued on Page 87)