



兰州交通大学
LANZHOU JIAOTONG UNIVERSITY



一种基于直流侧混合电压谐波注入的 低谐波串联 36 脉波整流器

作者：王 英 王亚兰 陈小强 陈 涛 母秀清



- 1 研究意义和现状
- 2 研究技术路线和具体步骤
- 3 理论推导与仿真模型的搭建
- 4 仿真对比结果及其半实物验证

1 研究意义和现状

➤1.1 研究背景和意义

不控型串联型 12 脉波整流器因其结构简单，鲁棒性强等优点常被应用于电动车以及多电飞机电源变电等领域，但应用时网侧及直流输出侧含大量谐波，不符合适用行业标准，故需结合谐波抑制方案对其改进以满足不同工业场合谐波标准。

多脉波整流器谐波抑制方案		
被动型	主动型	
- 在交流侧设置滤波器以补偿网侧谐波 - 仅能抑制电气量部分特征次谐波含量，且易与系统中其他元件的电感电容等形成谐振，造成 2 次谐波污染，在当前 MPRs 谐波抑制场景中应用较少	- 在直流侧构造谐波注入回路以提升交流侧电气量脉波数 - 分为直流侧无源谐波注入，直流侧有源谐波注入及直流侧混合谐波注入方式 - 主电路无需增加额外整流桥	- 单无源谐波抑制方式降谐能力有限，无法满足行业谐波标准 - 双无源谐波抑制方式使用了两台单相变压器，提升降谐能力的同时牺牲了系统经济性和集约性 - 有源谐波抑制方式减少了磁性器件的使用，但使用大量有源器件致系统稳定性降低

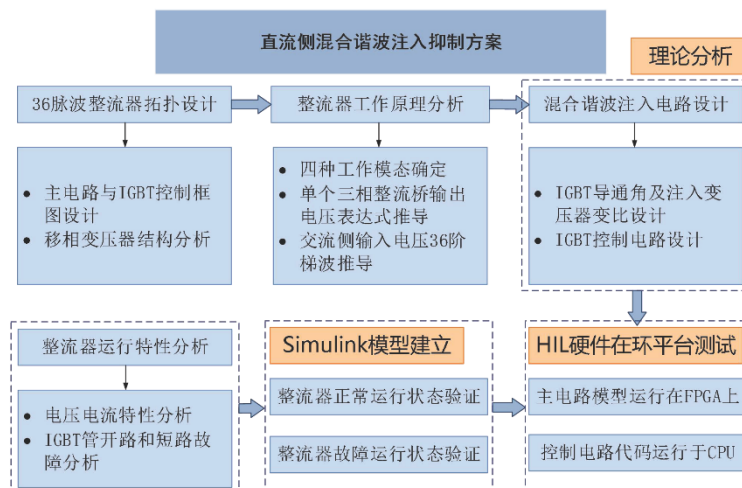
基于直流侧混合谐波抑制技术研究现状，从优化系统结构，提升器件利用率，增强系统稳定性，降低电能畸变出发，提出一种带直流侧混合电压谐波注入电路(Hybrid Voltage Harmonic Injection Circuit, HVHIC)的低谐波串联 36 脉波整流器。



2 研究技术路线和具体步骤

➤2.1 研究技术路线

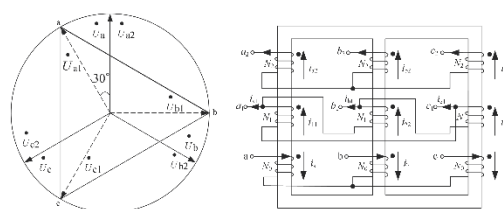
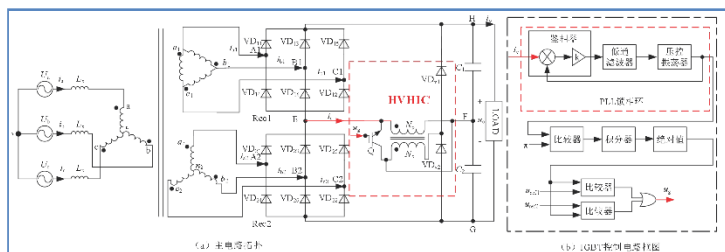
基于直流侧混合电压谐波注入的低谐波串联 36 脉波整流器



2 研究技术路线和具体步骤

➤2.2 研究具体步骤

1.设计基于直流侧混合电压谐波注入电路的电流源型串联36脉波整流器拓扑



移相变压器相量图及绕组结构

2.分析整流器工作机理

对HVHIC作用下四种工作模态分析，得到三相整流桥输出电压与输出电压 u_o 的数学关系；
结合电路运行机理推导交流侧输入电压阶梯波理论值



2 研究技术路线和具体步骤

➤2.2 研究具体步骤

3.设计混合谐波注入电路

以交流侧输入电压THD最低为目标设计注入变压器变比；
分析IGBT控制原理，设计IGBT触发电路

4.分析整流器运行特性

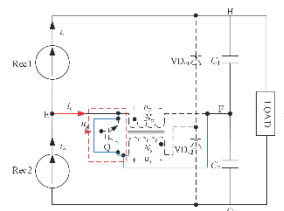
分析交流侧电压电流特性；
分析IGBT开路和短路故障下整流器运行特性

5.Matlab/Simulink建模验证

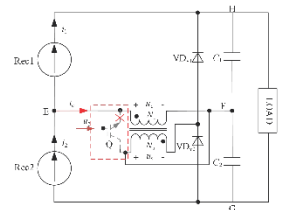
建立基于直流侧HVHIC的串联36脉波整流器模型并进行离线仿真测试；
测试正常运行状态及故障运行状态整流器工作特性

5.HIL硬件在环系统验证

验证正常运行状态整流器工作特性



IGBT短路故障时等效电路



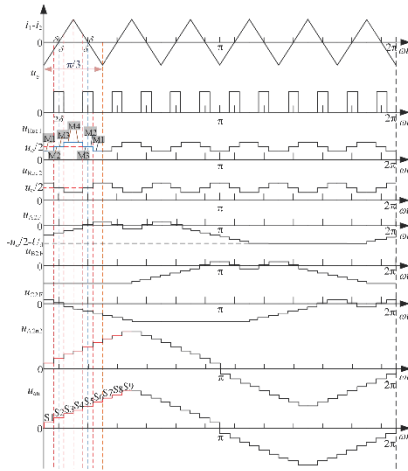
IGBT开路故障时等效电路



3 理论推导与仿真模型的搭建

3.1 基于直流侧HVHIC的串联36脉波整流器数学推导

交流侧输入电压36阶梯波形成过程



整流桥输出电压表达式计算

$$u_{Rec1} = \begin{cases} \frac{1-x}{2} u_o - x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} - \delta) \\ \frac{u_o}{2}, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} - \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} + \delta) \\ \frac{1+x}{2} u_o + x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} + \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} - \delta) \\ \frac{u_o}{2}, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} - \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} + \delta) \\ \frac{1-x}{2} u_o - x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} + \delta, \frac{k+1}{3}\pi) \end{cases}$$

$$u_{Rec2} = \begin{cases} \frac{1+x}{2} u_o + x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3}, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} - \delta) \\ \frac{u_o}{2}, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} - \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} + \delta) \\ \frac{1-x}{2} u_o - x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{12} + \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} - \delta) \\ \frac{u_o}{2}, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} - \delta, \frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} + \delta) \\ \frac{1+x}{2} u_o + x U_d, \omega t \in [\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{4} + \delta, \frac{k+1}{3}\pi) \end{cases}$$

交流侧输入电压 u_{an} 阶梯波值

表 1 u_{an} 在四分之一周期内阶梯波取值
Tab.1 Step wave values of u_{an} in one quarter period

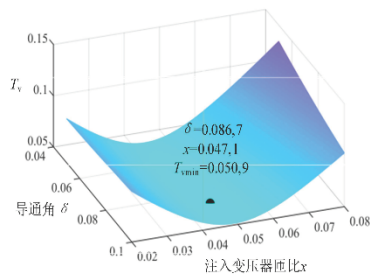
编号	区间	u_{an} 取值
S1	$[7k\pi, 2k\pi+\pi/12-\delta)$	$(\frac{2\sqrt{3}-3}{6}, \frac{2\sqrt{3}+3}{6}) u_o + (\frac{4\sqrt{3}-6}{3}, \frac{2\sqrt{3}+3}{3}) U_d$
S2	$[2k\pi+\pi/12-\delta, 2k\pi+\pi/12+\delta)$	$\frac{2\sqrt{3}-3}{6} u_o + \frac{4\sqrt{3}-6}{3} U_d$
S3	$[2k\pi+\pi/12+\delta, 2k\pi+\pi/6)$	$(\frac{2\sqrt{3}-3}{6}, \frac{2\sqrt{3}+3}{6}) u_o + (\frac{4\sqrt{3}-6}{3}, \frac{2\sqrt{3}+3}{3}) U_d$
S4	$[2k\pi+\pi/6, 2k\pi+\pi/4-\delta)$	$(\frac{1-\sqrt{3}}{6}, \frac{3+\sqrt{3}}{6}) u_o + (\frac{6-2\sqrt{3}}{3}, \frac{\sqrt{3}+3}{3}) U_d$
S5	$[2k\pi+\pi/4-\delta, 2k\pi+\pi/4+\delta)$	$\frac{1-\sqrt{3}}{6} u_o + \frac{6-2\sqrt{3}}{3} U_d$
S6	$[2k\pi+\pi/4+\delta, 2k\pi+\pi/3)$	$(\frac{1-\sqrt{3}}{6}, \frac{3+\sqrt{3}}{6}) u_o + (\frac{6-2\sqrt{3}}{3}, \frac{\sqrt{3}+3}{3}) U_d$
S7	$[2k\pi+\pi/3, 2k\pi+5\pi/12-\delta)$	$(\frac{\sqrt{3}}{6}, \frac{\sqrt{3}}{6}) u_o + (\frac{2\sqrt{3}}{3}, \frac{\sqrt{3}}{3}) U_d$
S8	$[2k\pi+5\pi/12-\delta, 2k\pi+5\pi/12+\delta)$	$\frac{\sqrt{3}}{6} u_o + \frac{2\sqrt{3}}{3} U_d$
S9	$[2k\pi+5\pi/12+\delta, 2k\pi+\pi/2)$	$(\frac{\sqrt{3}}{6}, \frac{\sqrt{3}}{6}) u_o + (\frac{2\sqrt{3}}{3}, \frac{\sqrt{3}}{3}) U_d$



3 理论推导与仿真模型的搭建

3.1 基于直流侧HVHIC的串联36脉波整流器数学推导

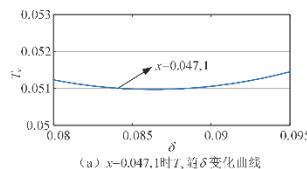
IGBT导通角及注入变压器变比设计



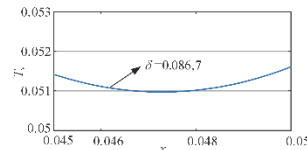
交流侧输入电压 u_{an} 的THD值 (记为 T_v)
计算公式:

$$T_v = \frac{\sqrt{2U_{an}^2 - U_{ms1}^2}}{U_{ms1}}$$

结合串联型36脉波整流器特性, 以交流侧输入电压THD值最小为目标, 优化设计IGBT导通角 δ 及注入变压器匝比 x 的取值。



(a) $x=0.0471$ 时 T_v 随 δ 变化曲线



(b) $\delta=0.0867$ 时 T_v 随 x 变化曲线

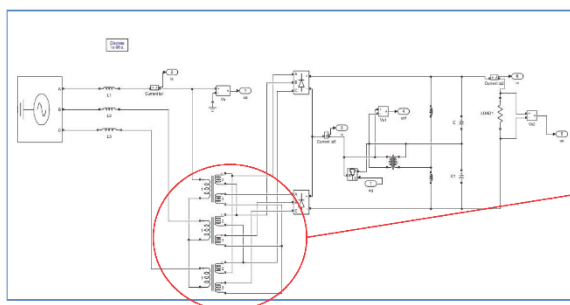
x 和 δ 在一定误差限内变化对 T_v 影响较小, x 与 δ 值的设计存在容许误差限。



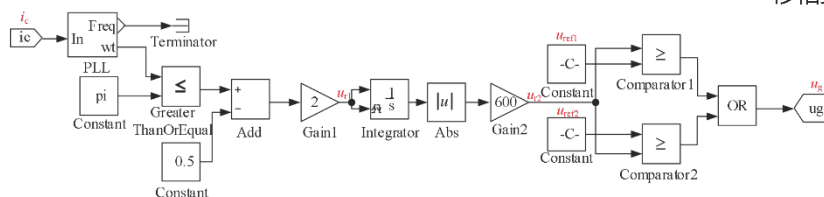
3 理论推导与仿真模型的搭建

3.2 仿真模型搭建

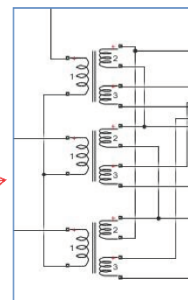
整流器主电路模型



IGBT控制模型

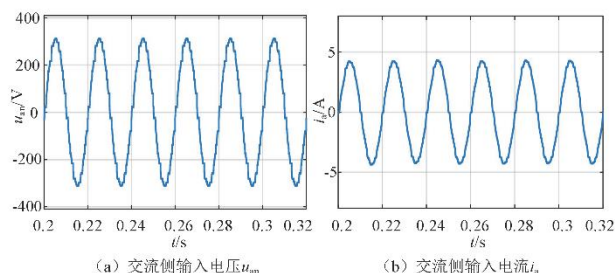


移相变压器

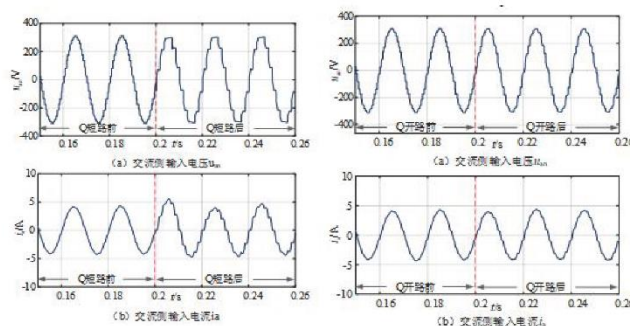


4 仿真对比结果及其半实物验证

4.1 Matlab/Simulink平台仿真结果对比



正常运行状态仿真波形



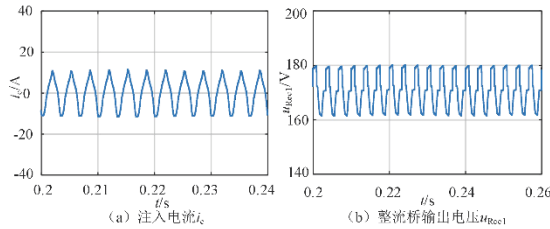
故障状态仿真波形

观察可知，由于IGBT存在通态压降，交流侧输入电压 u_{an} 在不同模式（2和3）的导通时间存在差异，但波形特征仍为接近正弦的36阶梯波。由于输入电感 L_s 的存在，交流侧输入电流 i_a 波形畸变低于 u_{an} ， u_{an} 和 i_a 的THD值分别为5.07%和3.28%，与理论值接近。

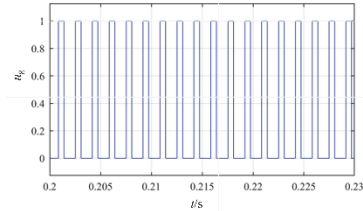
当整流器在 $t=0.2s$ 发生短路故障时，整流器将以基础12脉波整流器特性运行，交流侧输入电压的阶梯数将由36降至12，交流侧电压和电流畸变增大，对应的THD值分别为10.53%和8.76%；当整流器在 $t=0.2s$ 发生开路故障时，整流器将以24脉波整流器特性运行，交流侧输入电压的阶梯数将由36降至24，交流侧电压和电流畸变增大，对应的THD值分别为6.25%和4.82%。

4 仿真对比结果及其半实物验证

➤4.1 Matlab/Simulink平台仿真结果对比



i_c 为频率300Hz的三角波，与理论波形一致。
 u_{Rec1} 呈现三阶梯特性，且其电平值与理论分析一致。

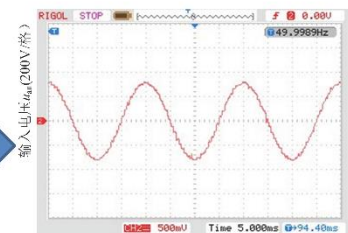
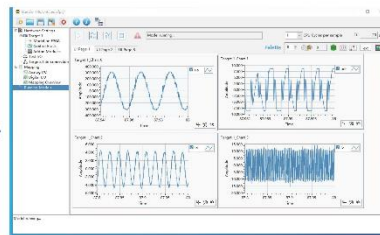
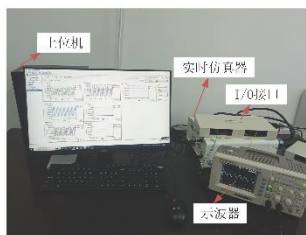


u_g 波形频率为600Hz， u_g 送至管Q栅极，可使整流器按理论分析的四种工作模式切换运行。



4 仿真对比结果及其半实物验证

➤4.2 HIL硬件在环平台验证



主电路模型运行于FPGA上；控制电路模型编译后运行于CPU上

对应的部分测试波形（交流侧 u_{an} 和 i_a ）特征与理论分析及 Simulink 仿真波形一致，且符合低谐波特性。



作者简介

王英 男，1978年生，副教授，研究方向为电能质量管理及能源互联。

王亚兰 女，1995年生，硕士研究生，研究方向为电能变换及谐波抑制。

陈小强 男，1966年生，教授，博士生导师，研究方向为电能质量分析与控制。

陈涛 男，1995年生，博士研究生，研究方向为电能质量管理。

母秀清 女，1985年生，硕士，研究方向为为电气化铁路车网耦合系统稳定性分析。



兰州交通大学
LANZHOU JIAOTONG UNIVERSITY



兰州交通大学
LANZHOU JIAOTONG UNIVERSITY



感谢您的观看！

作者：王 英 王亚兰 陈小强 陈 涛 母秀清