DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.45 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

直流融冰电流源 PWM 整流器的功率特性分析及有源阻尼与解耦控制研究

曾华荣[1,2]，周天吉[3]，杨 旗[1,2]，许 逵[2,4]，马晓红[2,4]，赵 彪[3]
(1.贵州电网有限责任公司电力科学研究院，贵阳 550002；2.南方电网防冰减灾联合实验室，贵阳 550002；3.清华大学电机工程与应用电子技术系，北京 100084；4.贵州电网有限责任公司凯里供电局，黔东南苗族侗族自治州 556099)

摘要：电流源脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)整流器具有输出电流连续可调、限制短路能力强的优点，适用于输电线路直流融冰的应用场景，但是也存在开关频率较低、滤波器截止频率低、可能引起谐波放大的问题。针对恒电流负载和恒电阻负载，研究电流源 PWM 整流器的有功和无功特性，有助于设计 LC 滤波器，实现整流器的高功率因数。在分析稳定性的基础上，设计有源阻尼和解耦的控制器。与传统的非解耦控制相比，仿真结果表明该方法具有更好的直流暂态特性，可以有效抑制低次的谐波电流，消除可能引起的谐波放大问题。

关键词：电流源 PWM 整流器；功率特性；低次谐波抑制；有源阻尼和解耦控制

Research on Power Characteristics and Active Damping and Decoupling Control of Current Source PWM Rectifier for DC Ice-melting Application

ZENG Huarong[1,2], ZHOU Tianji[3], YANG Qi[1,2], XU Kui[2,4], MA Xiaohong[2,4], ZHAO Biao[3]
(1. Electric Power Research Institute, Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550002, China; 2. Joint Laboratory of Ice Prevention and Disaster Reduction, China Southern Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550002, China; 3. Department of Electrical Engineering and Applied Electronic Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 4. Kaili Power Supply Bureau, Guizhou Power Grid Co., Ltd., Qiandongnan Miao and Dong Autonomous Prefecture 556099, China)

Abstract: A current source pulse width modulation (PWM) rectifier has advantages of continuously adjustable current and strong capability to limit the short-circuit current, which is suitable for DC ice-melting application. However, it still has problems of a low switching frequency and a low filter cut-off frequency, possibly causing the problem of harmonic amplification. The active and reactive characteristics of the current source PWM converter are studied under constant-current load and constant-resistance load conditions, which is helpful in designing an LC filter to realize the high power factor of the rectifier. On the basis of stability analysis, a controller based on active damping and decoupling control is designed. Simulation results show that compared with the traditional non-decoupling control, the proposed method has better DC transient characteristics, so that it can effectively suppress lower-order harmonic current to eliminate the possible problem of harmonic amplification.

Keywords: Current source pulse width modulation (PWM) rectifier; power characteristic; low-order harmonic suppression; active damping and decoupling control

收稿日期：2022-10-15；**修回日期**：2023-01-18，2023-02-14，2023-03-09；**录用日期**：2023-03-23；**网络首发日期**：2023-05-26
基金项目：南方电网重点科技资助项目(066600KK52210005)；国家自然科学基金资助项目(51877116)
This work is supported by the Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd. under the grant 066600KK52210005; National Natural Science Foundation of China under the grant 51877116

冰冻积雪使得高压输电线路覆冰，威胁输电设备的安全性和供电的可靠性，及时去除线路的覆冰具有重要意义。高压输电线路融冰主要包括机械振

动融冰和电加热融冰，电加热融冰具有融冰效率高的特点，适用于长线路快速融冰的应用场景。与交流融冰相比，直流融冰具有更高的效率、更低的无功需求，得到了更广泛的应用[1-3]。

直流融冰可以分为电压源整流器融冰和电流源整流器融冰，以静止同步补偿器 STATCOM(static synchronous compensator)和模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)为代表的电压源融冰装置，通过控制输出电压间接控制融冰电流。电流源整流器可以直接控制融冰电流，实现电流的连续调节，直流侧的大电感有利于限制短路电流，适用于大功率直流融冰的应用场景[4-5]。可控硅整流融冰具有成本低、效率高、体积小和重量轻的优点，但是需要装设较大容量的交流滤波器，而且受谐波影响易发生烧毁滤波器的现象。

与可控硅整流相比，脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)全控整流具有功率因数高、谐波污染低、无源器件体积小和重量轻的优点[6-9]。电流源 PWM 整流器由 Buck 电路演变而来，更适用于降压整流的应用场景，如高压输电线路直流融冰[10]、感应加热电源[11]、风电并网[12]和电机驱动[13]等应用场景[14]。与传统的门极可关断 GTO(gate-turn-off)晶闸管相比，集成门极换流晶闸管IGCT(integrated gate commutated thyristor)具有低损耗、较高开关速度、高可靠关断和易于应用等显著优点，这些优点使得 IGCT 更加适合直流融冰、大功率整流、无功补偿、直流断路器和高压变频器等应用场景[15-16]。

电流源 PWM 整流器的控制目标是维持直流电流恒定及交流功率因数可控。一种控制方法是直接电流控制，即直接控制交流侧电流，如状态反馈控制[17]、模型预测控制[18]和非线性控制[19-21]，其优点是响应速度快；另一种控制方法是间接电流控制，即通过 PWM 脉冲信号产生可控的调制波间接控制交流侧电流[22-24]。

文献[25-26]采用了 abc 静止坐标系状态变量反馈补偿的方法，实现了单位功率因数控制，但该方法不能实现有功和无功功率的独立解耦控制；文献[27]采用了 1 种简单易实现的控制方法，实现了单位功率因数控制，但该方法依赖负载，也不能实现有功和无功功率的独立解耦控制；文献[17]提出 1 种基于 *dq* 轴非线性状态变量反馈控制方法，可以实现有功和无功功率的独立控制，但该方法采用了线性化解耦方法，而且需要增加积分环节构造反馈环，一定程度上增加了实现的难度。

采用 LC 低通滤波器，可以实现电流源 PWM 整流器的辅助换流功能，并滤除 PWM 脉冲调制产生的低次谐波电流。然而，由于 IGCT 的开关频率较低，滤波器的截止频率也较低，极易发生谐波放大现象。放大的谐波，不仅使得电能质量变差，造成系统不稳定，甚至可能损坏整流器，在弱系统应用场景这种情况更加突出[28]。

为了抑制或消除谐波放大，可以采用阻尼控制，包括无源阻尼和有源阻尼控制。无源阻尼控制采用在滤波电感上串联电阻，或者在滤波电容上并联电阻的方法，具有简单有效的优点，但是无源阻尼控制需要额外的电阻，并且会造成能量损失，降低了整流器的效率。有源阻尼控制采用虚拟电阻的方法抑制谐振，包括虚拟滤波电感电阻或者滤波电容电阻[29]，与无源阻尼控制相比，有源阻尼控制不需要额外的电阻，也没有能量损失，具有显著的优点。

基于上述研究现状，本文在 *dq* 旋转坐标系下，分别针对恒定电流负载和恒定电阻负载，开展了电流源 PWM 整流器的有功和无功的功率特性分析。针对 IGCT 电流源 PWM 整流器开关频率低、LC 滤波器截止频率低、可能诱发谐波放大的问题，本文设计了基于有源阻尼和解耦的控制器，并且在理论研究的基础上进行了仿真研究和验证。

1 基于 IGCT 的电流源 PWM 整流器

1.1 PWM 整流器构成

基于 IGCT 的电流源 PWM 整流器如图 1 所示。图中：S_1~S_6 为全控型电力电子开关器件 IGCT；D_1~D_6 为电力电子二极管；L_{dc} 和 R_L 分别为直流负

载电感和电阻；v_{sj} 和 v_{cj}(j=a, b, c)分别为系统电压和滤波电容电压；i_{sj} 和 i_{oj}(j=a, b, c)分别为系统电流和整流器输出电流；v_{dc} 和 i_{dc} 分别为直流电压和电流。S_k 和 D_k(k=1, 2, …, 6)串联连接，构成电流源 PWM 整流器的主电路。电感 L 和电容 C 构成 LC 低通滤波器，滤除较低次的谐波电流，并实现整流器相间换流功能。

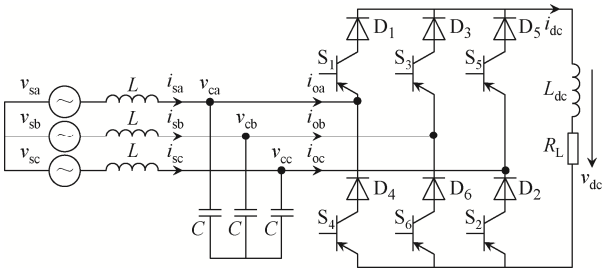


图 1　基于 IGCT 的电流源 PWM 整流器

Fig. 1 IGCT-based current source PWM rectifier

当按照 S_1~S_6 的顺序对 IGCT 进行控制，且采用 PWM 调制时，该整流器可以实现交流到直流的电压变换。此外，如果采用有功和无功功率的解耦控制，还可以实现交流侧的单位功率因数。

1.2 PWM 整流器数学模型

根据基尔霍夫定律，交流侧电压和电流可以分别表示为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_{sj}}{\mathrm{d}t}=v_{sj}-v_{cj} \\ C\dfrac{\mathrm{d}v_{cj}}{\mathrm{d}t}=i_{sj}-i_{oj} \end{cases} \tag{1}$$

同理，直流电压和电流可以分别表示为

$$\begin{cases} L_{dc}\dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t}=v_{dc}-i_{dc}R_L \\ v_{dc}=\sum\limits_{j=a,b,c} v_{cj}S_j \end{cases} \tag{2}$$

式中，S_j 为第 j 相的开关函数。如果忽略高次谐波，且考虑三相电压和电流完全对称，则开关函数 S_j 可以表示为

$$\begin{cases} S_a=m\sin(\omega t+\delta) \\ S_b=m\sin\left(\omega t+\delta-\dfrac{2\pi}{3}\right) \\ S_c=m\sin\left(\omega t+\delta+\dfrac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3}$$

式中：m 为电流调制比；ω 为基波角频率；δ 为整流器输出电流 i_{oa} 与滤波电容电压 v_{ca} 的相角差。

分别对交流电压和电流进行 abc 到 dq 的坐标变换，得到系统电压的 dq 轴分量 v_{sd} 和 v_{sq}，滤波电容电压的 dq 轴分量 v_{cd} 和 v_{cq}，系统电流的 dq 轴分量 i_{sd} 和 i_{sq}，以及整流器输出电流的 dq 轴分量 i_{od} 和 i_{oq}。则式(1)和式(2)可以分别表示为

$$\begin{pmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{pmatrix}=-\begin{pmatrix} L\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & -\omega L \\ \omega L & L\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} \tag{4}$$

$$\begin{pmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{pmatrix}=-\begin{pmatrix} C\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & -\omega C \\ \omega C & C\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \tag{5}$$

令 m_d 和 m_q 分别为 d 轴和 q 轴的电流调制比，即

$$\begin{cases} m_d=\dfrac{i_{od}}{i_{dc}} \\ m_q=\dfrac{i_{oq}}{i_{dc}} \end{cases} \tag{6}$$

则直流侧电压和电流可以表示为

$$L_{dc}\frac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t}=\frac{3}{2}(m_d v_{cd}+m_q v_{cq})-i_{dc}R_L \tag{7}$$

2　有功无功特性分析

假设仅考虑基波交流电压和电流，且三相完全对称，则交流电压和电流可以用相量分别表示，根据基尔霍夫定律可得

$$\begin{cases} \dot{I}_s=\dfrac{\mathrm{j}\omega C\dot{V}_s+\dot{I}_o}{1-\omega^2 LC} \\ \dot{V}_c=\dfrac{\dot{V}_s-\mathrm{j}\omega L\dot{I}_o}{1-\omega^2 LC} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\dot{I}_s$ 为系统电流相量；$\dot{V}_s$ 为系统电压相量；$\dot{I}_o$ 为输出电流相量；$\dot{V}_c$ 为输出电压相量。

进一步可以得到交流侧的视在功率为

$$S=P+\mathrm{j}Q=3\dot{V}_s\overset{*}{I}_s \tag{9}$$

式中：$\overset{*}{I}_s$ 为系统电流共轭相量。

因此，可以得到有功和无功功率的表达式分别为

$$P=\frac{3}{2}\frac{mV_sI_{dc}(\cos\theta)}{1-\omega^2LC} \tag{10}$$

$$Q=\frac{3}{2}\left[\frac{mV_sI_{dc}(\sin\theta)}{1-\omega^2LC}-\frac{\omega CV_s^2}{1-\omega^2LC}\right] \tag{11}$$

式中：V_s为交流电压的有效值；I_{dc}为直流电流的有效值；θ为交流系统电压和电流的相角差。

2.1 恒流负载特性

分析式(10)和式(11)可知

$$\begin{cases}(Q+Q_0)^2+P^2=\left[\dfrac{3mV_sI_{dc}}{2(1-\omega^2LC)}\right]^2\\ Q_0=\dfrac{3\omega CV_s^2}{2(1-\omega^2LC)}\end{cases} \tag{12}$$

由式(12)可知，当I_{dc}恒定时，有功和无功特性为圆，圆心为$(0,-Q_0)$，与LC滤波器参数相关。当L和C分别为3 mH和160 μF时，可以求得Q_0=5.27 Mvar。

圆的半径与电流I_{dc}有关，I_{dc}越大，圆越大。当L和C分别为3 mH和160 μF，且I_{dc}分别为600、800和1 000 A时，圆的半径分别为7.71、10.28和12.86 MW。此外，整流器的输出电流还受电力电子开关器件的额定值限制，实际的有功和无功特性为电流限幅和功率圆的重叠部分，如图2所示。

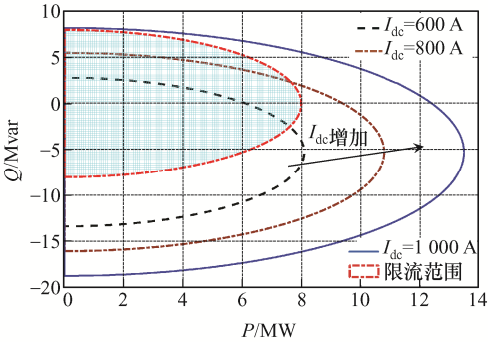


图2 恒流时有功和无功特性

Fig. 2 Active and reactive characteristics in constant-current mode

2.2 恒阻负载特性

当恒定电阻负载时，忽略整流器的损耗，即交流侧有功功率等于直流侧有功功率，$P=I_{dc}^2R_L$，由此可以求得

$$I_{dc}=\frac{3}{2}\frac{mV_s(\cos\theta)}{(1-\omega^2LC)R_L} \tag{13}$$

将式(13)代入式(10)和式(11)，可以得到

$$P=\frac{9}{8}\frac{m^2V_s^2[1+\cos(2\theta)]}{R_L(1-\omega^2LC)^2} \tag{14}$$

$$Q=\frac{3}{2}\frac{mV_sI_{dc}(\sin\theta)-\omega CV_s^2}{1-\omega^2LC}=\frac{9}{8}\frac{m^2V_s^2\sin(2\theta)}{R_L(1-\omega^2LC)^2}-\frac{3}{2}\frac{\omega CV_s^2}{1-\omega^2LC} \tag{15}$$

分析式(14)和式(15)可知

$$\begin{cases}(Q+Q_0)^2+(P-P_0)^2=\left[\dfrac{9m^2V_s^2}{8R_L(1-\omega^2LC)^2}\right]^2\\ P_0=\dfrac{9m^2V_s^2}{8R_L(1-\omega^2LC)^2}\\ Q_0=\dfrac{3\omega CV_s^2}{2(1-\omega^2LC)}\end{cases} \tag{16}$$

由式(16)可知，当R_L恒定时，有功和无功特性为圆，圆心为$(P_0,-Q_0)$，不仅与LC滤波器参数相关，而且与电阻R_L的大小有关。当L和C分别为3 mH和160 μF，且R_L分别为4、6和8 Ω时，可以求得P_0分别为20.66、13.77和10.33 MW，Q_0=5.27 Mvar。

圆的半径与电阻R_L有关，R_L越小，圆越大。当L和C分别为3 mH和160 μF，且R_L分别为4、6和8 Ω时，可以分别求得半径为20.66、13.77和10.33 MW。考虑到整流器电力电子开关器件电流的限制，其有功和无功特性如图3所示。

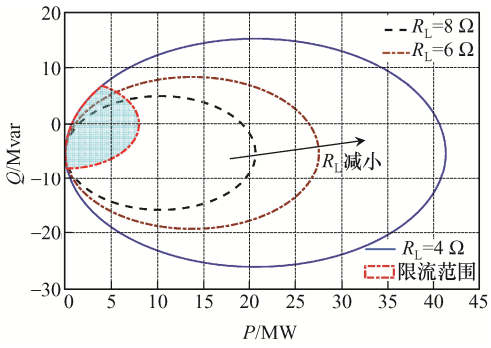


图3 恒阻时有功和无功特性

Fig. 3 Active and reactive characteristics in constant-resistance mode

由上述特性分析可知，电流源PWM整流器输出的无功功率不仅受装置电流的限制，还受融冰电

流 I_{dc} 和融冰线路电阻 R_L 的影响。当融冰电流较小或线路的电阻非常大时，电流源 PWM 整流器输出的无功功率不足以补偿 LC 滤波器消耗的无功功率，不能实现较高功率因数运行。因此，根据线路的融冰电流和电阻范围，合理设计电流源 PWM 整流器和 LC 滤波器可实现整流器的高功率因数。

3　有源阻尼及解耦控制

与 IGBT 相比，IGCT 具有较低的通态损耗和开通损耗，但是关断损耗和门极驱动损耗较高，适用于较低开关频率应用场景。一般开关频率不易高于 400 Hz，这使得 LC 滤波器的截止频率也较低，一般选择基波频率和开关器件频率的中间值，即(50+400)/2≈230 Hz。由于滤波器的截止频率较低，受系统背景谐波电压影响，容易引起谐波放大现象，本文采用有源阻尼和解耦控制，在不增加 IGCT 开关频率的前提下，可以有效抑制可能发生的谐波放大现象。

为了使得并网电流的谐波满足 IEEE 1547 标准，并且抑制 LC 低通滤波器的谐振尖峰，本文采用电容电压反馈的有源阻尼控制，模拟实际阻尼电阻抑制谐振，且不产生额外的有功损耗，系统网侧电流到电流源 PWM 整流器输出电流的传递函数为

$$G_{ii}(s)=\frac{1}{LCs^2+(R_{L_1}C+L/R_C)s+1} \tag{17}$$

式中：R_{L_1} 和 R_C 分别为滤波电感串联虚拟电阻和滤波电容并联虚拟电阻；s 为微分算子。

根据二阶电路特性，系统的阻尼系数 ζ 和谐振频率 ω_n 可分别表示为

$$\begin{cases}\omega_n=\sqrt{1/LC}\\ \zeta=\dfrac{R_{L_1}}{2}\sqrt{\dfrac{C}{L}}+\dfrac{1}{2R_C}\sqrt{\dfrac{L}{C}}\end{cases} \tag{18}$$

有源阻尼 LC 滤波器的幅频特性如图 4 所示，当滤波电感为 3 mH、滤波电容为 160 μF 时，LC 低通滤波器的谐振频率为 229.84 Hz。当阻尼系数(G=1/R_C)增加时，谐振点的幅值快速降低，当阻尼系数为 0.10 时，谐振的尖峰可以得到有效抑制。

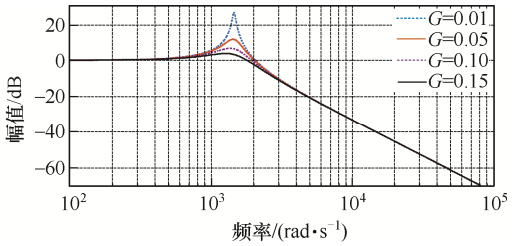


图 4　有源阻尼 LC 滤波器的幅频特性

Fig. 4 Amplitude-frequency characteristics of LC filter with active damping

根据式(4)和式(5)，可以采用有功和无功解耦的双闭环控制，依次计算滤波电容电压和输出电流的参考值。其中，外环为系统电流闭环控制，分别对系统电流 i_{sd} 和 i_{sq} 进行比例积分 PI(proportional-integral)控制，得到滤波器电压的参考值 v_{cd}^* 和 v_{cq}^*。内环为滤波电容电压闭环控制，分别对电容电压 v_{cd} 和 v_{cq} 进行 PI 控制(也可以采用 P 控制)，并对滤波电容电压进行高通滤波后，进行有源阻尼(阻尼系数为 G)，得到整流器输出电流的参考值 i_{od}^* 和 i_{oq}^*。进一步经 dq 到 abc 的坐标变换，得到整流器输出电流参考值 i_{oa}^*、i_{ob}^* 和 i_{oc}^*，再进行脉冲调制，驱动全控型电力电子开关器件，如图 5 所示。以上有功和无功功率解耦双闭环控制，输入参考值分别为 i_{sd}^* 和 i_{sq}^*，分别为系统电流的有功和无功电流参考值，i_{sd}^* 由直流电流 I_{dc} 的闭环控制得到，i_{sq}^* 由无功功率闭环控制或者功率因数控制得到。

由图 5 可见，系统仍然具有非线性和强耦合特性，不能实现 dq 轴的完全独立控制，当忽略耦合项及系统电压的影响时，以 d 轴为例，可以得到电流参考值到输出电流值的框图，如图 6 所示。图中：T_d 为采样和控制延时；k_{p1} 和 k_{i1} 分别为外环控制的比例系数和积分系数；k_{p2} 为内环控制的比例系数；G 为有源阻尼系数。

由图 6 可以进一步得到系统电流参考值 i_{sd}^* 到系统电流 i_{sd} 的传递函数为

$$G=\frac{sk_{p1}k_{p2}+k_{p2}k_{i1}}{s^2\{s^2LCT_d+sLC+[L(k_{p2}-G)+T_d]\}} \tag{19}$$

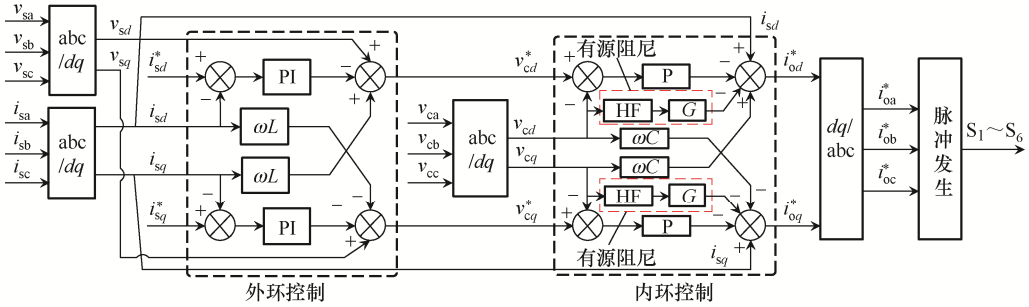


图 5 有源阻尼及解耦控制框图

Fig. 5 Block diagram of active damping and decoupling control

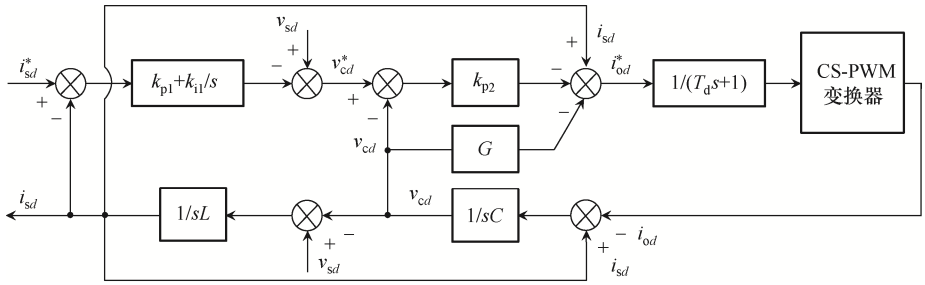


图 6 *d* 轴系统电流的控制框图

Fig. 6 Block diagram of *d*-axis current control of system

考虑 T_d=30 μs 时，$LCT_d \ll LC \ll T_d$，忽略传递函数分母中较小的高阶量 s^4LCT_d 后，系统为典型 II 型系统。为简化控制器参数的设计并优化控制环路的稳定性，设置内环比例系数 k_{p2} 和有源阻尼反馈系数 G 相同，可以消去 $s^2L(k_{p2}-G)$项，使得有源阻尼系数不影响控制环路。选取频宽为 5 rad/s，根据自动控制原理“振荡指标法”的闭环幅频特性峰值最小原则，确定控制和阻尼参数，见表 1，进一步得到系统的开环伯德图，如图 7 所示。图中：

表 1 主电路及控制参数

Tab. 1 Parameters of main circuit and control

参数	数值
交流电压 V_s/kV	10
直流电流 I_{dc}/A	0~1 000
额定容量/MVA	8
滤波电感 L/mH	3
等效电阻/Ω	0.01
滤波电容 C/μF	160
直流电感 L_{dc}/mH	40
外环比例系数 k_{p1}	0.75
外环积分系数 k_{i1}	0.35
内环比例系数 k_{p2}	0.10
有源阻尼系数 G	0.10

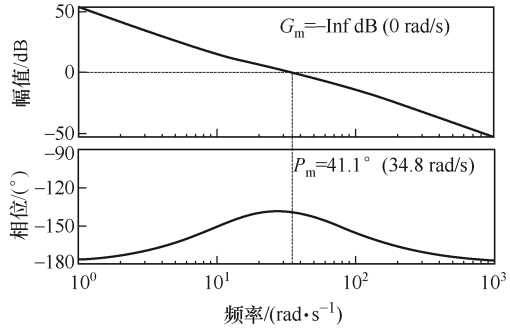


图 7 系统的伯德图

Fig. 7 Bode diagram of system

G_m 为增益裕度，Inf 表示无穷大；系统的相位裕度 P_m 为 41.1°，系统稳定。

4 有源阻尼及解耦控制仿真研究

基于上述有源阻尼和解耦控制，本文在 Simulink 中搭建仿真模型，并开展仿真研究，电流源 PWM 整流器的主电路参数和控制参数见表 1。

4.1 直流特性仿真

电流源 PWM 整流器输出直流电流的仿真波形如图 8 所示，当 t=1 s 时，电流参考值由 1 000 A 变为 600 A；当 t=2 s 时，电流参考值从 600 A 变为

1 000 A。当采用非解耦控制时，无论电流是增加还是减小，均存在约 100 ms 的振荡过渡过程，过冲电流的超调值超过 200 A；当采用解耦控制时，电流均可以平滑输出，谐波的峰峰值为 60 A，占额定电流的 6%，小于 10%的设计要求。其中，I_{dc} 和 I_{dcm} 分别为直流电流和其平均值。

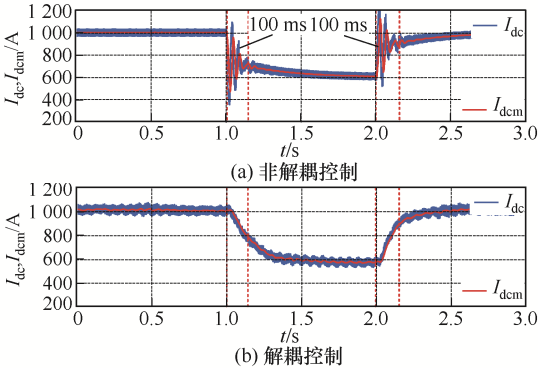


图 8　直流电流仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of DC current

4.2　交流特性仿真

电流源 PWM 整流器交流侧的有功功率、无功功率和功率因数曲线如图 9 所示。t=1 s 后，系统开始有源阻尼和解耦的闭环控制，补偿后的无功功率设定值为 0，有功功率设定值为 8 MW，功率因数为 1，此时电流源 PWM 整流器满功率运行，且为单位功率因数。

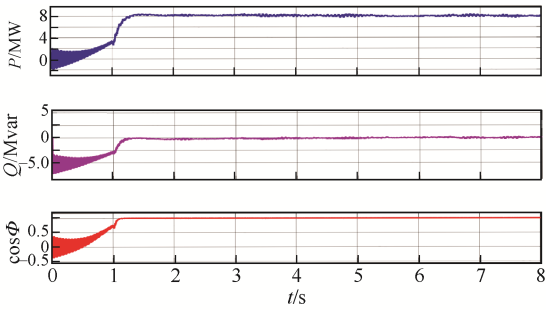


图 9　有功功率、无功功率和功率因数曲线

Fig. 9 Curves of active power, reactive power and power factor

电流源 PWM 整流器的交流电压、输出电流和系统电流的仿真波形如图 10(a)所示，整流器的输出电流为脉冲波，峰值为 1 000 A，滤波后的系统电流为正弦波，且电流与电压同相位，峰值为 700 A。交流电网提供的系统电流的快速傅里叶分析结果如图 10(b)所示，电流的总谐波畸变率为 4.47%，低于 5%的设计要求。

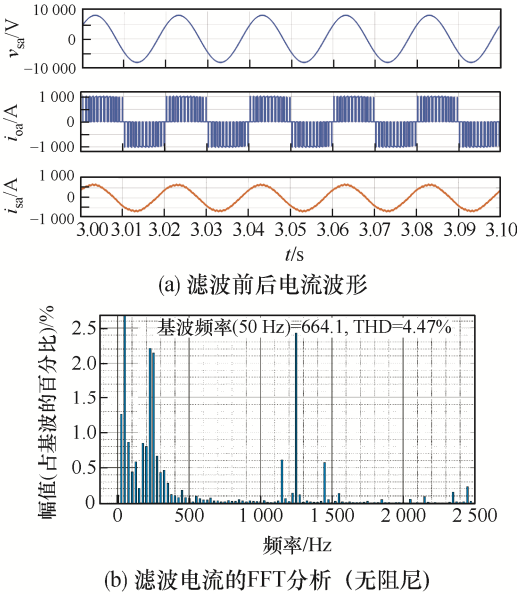


图 10　系统电流及 FFT 分析(无阻尼)

Fig. 10 System current and FFT analysis (without damping)

采用有源阻尼控制时，系统电流的FFT分析结果，以及有源阻尼抑制特定谐波电流的对比分析如图 11 所示。由图 11(a)可见，当采用有源阻尼控制时，系统电流的总谐波畸变率由 4.47%降低为 1.52%，远低于未采用有源阻尼控制的情况，总谐

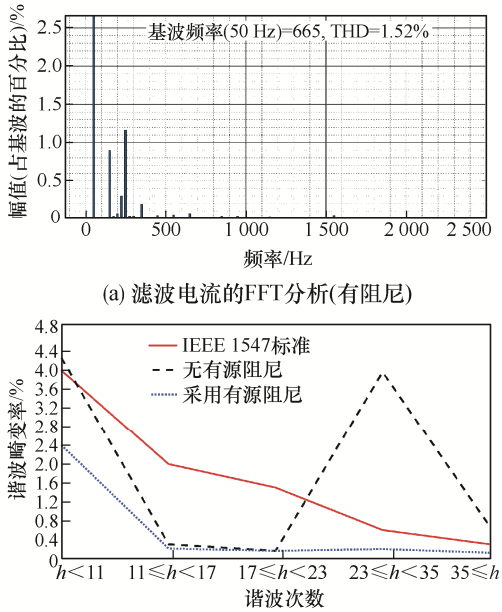


图 11　系统电流 FFT 分析(采用有源阻尼)

Fig. 11 FFT analysis of system current (with active damping)

波畸变率降低了 65.99%。由图 11(b)可见，与未采用有源阻尼相比，采用有源阻尼可以有效抑制较低次的谐波电流，对于小于 11 次的谐波电流，谐波的幅值降低了 40%，对于 23~35 次的谐波电流，谐波幅值降低了 97.5%，对于 35 次及以下的谐波电流均具有较好的抑制效果。

5 结语

本文研究了电流源 PWM 整流器针对恒流和恒阻负载的有功和无功特性，设计了 LC 滤波器，可实现整流器的高功率因数；分析了系统的稳定性，设计了有源阻尼和解耦的控制器，并进行了仿真研究。仿真结果表明，该方法具有更好的直流暂态特性，可以有效抑制低次的谐波电流，消除低 LC 滤波器截止频率可能引起的谐波放大问题。

参考文献：

[1] 赵国帅, 李兴源, 傅闯, 等. 线路交直流融冰技术综述[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(14): 148-154.
Zhao Guoshuai, Li Xingyuan, Fu Chuang, et al. Summary of AC/DC deicing technology for transmission lines [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(14): 148-154. (in Chinese)

[2] 巢亚锋, 岳一石, 王成, 等. 输电线路融冰、除冰技术研究综述[J]. 高压电器, 2016, 52(11): 1-9, 24.
Chao Yafeng, Yue Yishi, Wang Cheng, et al. De-icing techniques for ice-covered transmission lines: A review [J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(11): 1-9, 24. (in Chinese)

[3] 杨国林, 蒋兴良, 王茂政, 等. 输电线路单导线覆冰形状对直流大电流融冰时间的影响[J]. 电工技术学报, 2024, 39(9): 2916-2924.
Yang Guolin, Jiang Xingliang, Wang Maozheng, et al. The impact of ice accumulation shape on the DC high current ice-melting time for a single conductor on power transmission line [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(9): 2916-2924. (in Chinese)

[4] 马晓红, 杨柳青, 许逵, 等. 基于 STATCOM 的直流融冰控制系统与策略[J]. 南方电网技术, 2020, 14(7): 10-16.
Ma Xiaohong, Yang Liuqing, Xu Kui, et al. DC de-icing control system and strategy based on STATCOM [J]. Southern Power System Technology, 2020, 14(7): 10-16. (in Chinese)

[5] 梅红明, 刘建政. 新型模块化多电平直流融冰装置[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(16): 96-102.
Mei Hongming, Liu Jianzheng. A novel DC ice-melting equipment based on modular multilevel cascade converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(16): 96-102. (in Chinese)

[6] 史伟伟, 蒋全, 胡敏强, 等. 三相电压型 PWM 整流器的数学模型和主电路设计[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2002, 32(1): 50-55.
Shi Weiwei, Jiang Quan, Hu Minqiang, et al. Mathematical model and main circuit design of three-phase voltage-source PWM rectifier [J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2002, 32(1): 50-55. (in Chinese)

[7] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用, 2007, 26(5): 65-68.
Zhang Xianping, Li Yaxi, Pan Lei, et al. Analysis and design of LCL type filter for three phase voltage source rectifier [J]. Electrotechnical Application, 2007, 26(5): 65-68. (in Chinese)

[8] 姚为正, 王兆安. 三相大功率 PWM 整流电路的研究[J]. 湖南工程学院学报(自然科学版), 2001, 11(1): 1-4.
Yao Weizheng, Wang Zhaoan. Research on three phase large capacity PWM rectifier [J]. Journal of Hunan Insitute of Engineering, 2001, 11(1): 1-4. (in Chinese)

[9] 何黎鹏, 郭强, 肖蕙蕙, 等. 含负载前馈补偿的电流型 PWM 整流器改进无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 501-513.
He Lipeng, Guo Qiang, Xiao Huihui, et al. Improved deadbeat control of current-source PWM rectifiers with load feed-forward compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 501-513. (in Chinese)

[10] 许逵, 马晓红, 饶崇林, 等. 全桥 MMC 型和晶闸管整流型直流融冰技术的研究与比较[J]. 南方电网技术, 2020, 14(4): 45-53.

Xu Kui, Ma Xiaohong, Rao Chonglin, et al. Research and comparison of DC deicing technologies based on full bridge MMC and thyristor rectifier [J]. Southern Power System Technology, 2020, 14(4): 45-53. (in Chinese)

[11] 张伟军. 电流型 PWM 整流器及在感应加热方面的应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2007.
Zhang Weijun. Current source PWM rectifier and its application in induction heating [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2007. (in Chinese)

[12] Popat M, Wu Bin, Zargari N R. A novel decoupled interconnecting method for current-source converter-based offshore wind farms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(10): 4224-4233.

[13] Zhu Ning, Xu D, Wu Bin, et al. Common-mode voltage reduction methods for current-source converters in medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 995-1006.

[14] 赖臻, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合滤波电感的电流源型双有源桥式直流变换器的研究[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 11-20.
Lai Zhen, Zeng Jun, Liu Junfeng. Study on current-fed dual-active-bridge DC-DC converter based on coupling filter inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 11-20. (in Chinese)

[15] 刘文华, 胡雨辰, 刘炳, 等. IGCT 和 IEGT: 适用于 STATCOM 的新型大功率开关器件[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(23): 66-70.
Liu Wenhua, Hu Yuchen, Liu Bing, et al. IGCT and IEGT: New high power silicon switches suitable for STATCOM [J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(23): 66-70. (in Chinese)

[16] 刘文华, 宋强, 严干贵, 等. 采用 IGCT 电压型三电平逆变器的高压变频调速器[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(20): 61-65.
Liu Wenhua, Song Qiang, Yan Gangui, et al. Medium voltage drive with NPC three-level inverter using IGCTs [J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(20): 61-65. (in Chinese)

[17] Espinoza J R, Joos G. State variable decoupling and power flow control in PWM current source rectifiers [C]// Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Orlando, FL, USA, 1995: 686-691.

[18] Liu Y H, Watson N R, Zhou K L, et al. Converter system nonlinear modelling and control for transmission applications: Part II: CSC systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1391-1401.

[19] 朱晓荣. 电流型 PWM 整流器及其非线性控制策略的研究[D]. 保定: 华北电力大学(保定), 2009.
Zhu Xiaorong. Research on current source PWM rectifier and its nonlinear control strategy [D]. Baoding: North China Electric Power University(Baoding), 2009. (in Chinese)

[20] 李萍, 王久和. 三相混合整流器直流电压控制与能效优化策略[J]. 燕山大学学报, 2018, 42(2): 159-167, 176.
Li Ping, Wang Jiuhe. Strategy for DC bus voltage control and energy efficiency optimization of hybrid rectifier [J]. Journal of Yanshan University, 2018, 42(2): 159-167, 176. (in Chinese)

[21] 杨道宽, 王久和, 李建国. 不平衡电网下 Vienna 整流器混合无源控制研究[J]. 燕山大学学报, 2019, 43(5): 408-416.
Yang Daokuan, Wang Jiuhe, Li Jianguo. Research on hybrid passivity based control of Vienna rectifier under unbalanced grids [J]. Journal of Yanshan University, 2019, 43(5): 408-416. (in Chinese)

[22] Hiti S, Vlatkovic V, Borojevic D, et al. A new control algorithm for three-phase PWM Buck rectifier with input displacement factor compensation [C]// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC '93. Seattle, WA, USA, 1993: 648-654.

[23] 李玉玲. 电流型 PWM 整流器及其控制策略的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.
Li Yuling. Research on current source PWM rectifier and its control strategy [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2006. (in Chinese)

[24] 吴奎华, 李玉玲, 林平, 等. 基于间接电流控制的电流型 PWM 整流器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2008, 20(3): 62-65.
Wu Kuihua, Li Yuling, Lin Ping, et al. Current source PWM rectifier based on indirect current control [J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities for

Electric Power System and Its Automation, 2008, 20(3): 62-65. (in Chinese)

[25] Sato Y, Kataoka T. State feedback control of current-type PWM AC-to-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(6): 1090-1097.

[26] Wang X, Ooi B T. Real-time multi-DSP control of three-phase current-source unity power factor PWM rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(3): 295-300.

[27] Zargari N, Joos G. An on-line operated near unity power factor PWM rectifier with minimum control requirements [C]// Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Bologna, Italy, 1994: 593-598.

[28] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.

[29] Xu Jinming, Xie Shaojun, Tang Ting. Improved control strategy with grid-voltage feedforward for LCL-filter-based inverter connected to weak grid [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(10): 2660-2671.



曾华荣

作者简介：

曾华荣(1969—)，男，本科，教授级高级工程师。研究方向：输变电设备智能运维及防冰减灾技术。E-mail：1720583957@qq.com。

周天吉(2001—)，男，通信作者，博士研究生。研究方向：电力电子变换技术，新型功率半导体技术。E-mail：16619716369@163.com。

杨旗(1990—)，男，博士，工程师。研究方向：输变电设备智能运维及防冰减灾技术。E-mail：yangqi_cqu@163.com。

许逵(1984—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：输变电设备智能运维及防冰减灾技术。E-mail：269536174@qq.com。

马晓红(1978—)，女，硕士，教授级高级工程师。研究方向：输变电设备智能运维及防冰减灾技术。E-mail：47972569@qq.com。

赵彪(1987—)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子变换技术，新型功率半导体技术。E-mail：zhaobiao@tsinghua.edu.cn。

(责任编辑：耿越)