DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.25 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

阻感负载下 Watkins-Johnson 变换器的减状态二重积分滑模控制

黄 超，刘胜道，李志新，何保委
(海军工程大学电气工程学院，武汉 430033)

摘要：将二重积分滑模 DISM(double integral sliding-mode)控制器引入到四开关 Watkins-Johnson(WJ)变换器的控制策略中，能够提高变换器在双极性电压输出、宽阻感负载工况下的稳定性，但其控制器的直接应用存在状态变量无法测量，需要使用 2 个电流传感器、1 个电压传感器的问题。针对该问题，利用非线性电阻近似代替变换器的输出负载阻抗，建立了适合滑模变结构控制的大信号降阶模型，并在此基础上设计了 1 种改进型的减状态 DISM 控制器。该改进型控制器利用滑模系数的匹配，消除了等效非线性电阻的影响，从而避免了状态变量无法直接测量、使用电压与电流传感器数量较多的问题。仿真与实验结果表明：减状态 DISM 控制器仅需使用 1 个电压传感器，就能使变换器稳定工作在双极性电压输出和宽阻感负载的工况，其输出动态响应性能受工作点变化的影响较小，具有较强的控制性能。

关键词：滑模控制；消磁电源；Watkins-Johnson 变换器；降阶模型

Reduced-state Double Integral Sliding-mode Control for Watkins-Johnson Converter under Resistive-inductive Loads

HUANG Chao, LIU Shengdao, LI Zhixin, HE Baowei
(School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: A double integral sliding-mode (DISM) controller is introduced into the control strategy for a four-switch Watkins-Johnson (WJ) converter, which can improve the stability of the converter under bipolar voltage output and wide resistive-inductive load conditions. However, the direct application of its controller has a problem that the state variables cannot be measured unless two current sensors and one voltage sensor are used. Aimed at this problem, a nonlinear resistance is used to approximately replace the output load impedance of the converter, a large-signal reduced-order model suitable for the control of a sliding-mode variable structure is established, and an improved reduced-state DISM controller is designed accordingly. The improved controller utilizes the matching of sliding-mode coefficients to eliminate the influence of equivalent nonlinear resistance, thus avoiding the problem that the state variables cannot be directly measured unless a large number of voltage and current sensors are used. Simulation and experimental results show that the reduced-state DISM controller only needs to use one voltage sensor to make the converter work stably under the condition of bipolar voltage output and wide resistive-inductive loads, and the dynamic response performance of its output is less affected by changes in the operating point, indicating a strong control performance.

Keywords: Sliding-mode control; degaussing power supply; Watkins-Johnson (WJ) converter; reduced-order model

收稿日期：2022-08-15；**修回日期**：2022-09-15，2022-09-23；
录用日期：2022-11-03；**网络首发日期**：2023-02-01
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51377165)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51377165

在军事领域中，为了降低舰船被磁引信水雷攻击的风险，需要消除船体自身的磁性，运用励磁线圈产生反向磁场从而消除船体的磁性，是 1 种降低风险的有效措施[1-3]。励磁线圈敷设在船体内部，不同船体的线圈匝数不同，线圈在工作过程中等效

为阻感负载，其流过电流的幅值及方向由消磁电源控制[4-5]。这就要求消磁电源具有宽范围阻感负载下，双极性电压输出的能力。

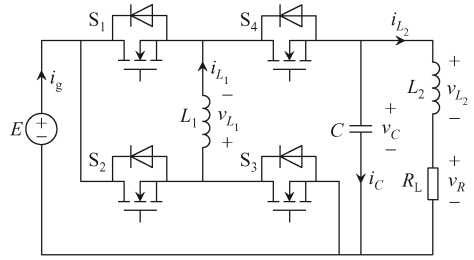
四开关 WJ(Watkins-Johnson)变换器是 1 种二阶升降压变换器，其具有输入输出共地、输出电压正负连续可调的优点，目前主要应用于光伏逆变器系统[6]、LED 驱动电路[7]、车载电源[8]等领域。在将其应用于消磁电源系统后，由于双极性电压输出、宽阻感负载的工况，使得变换器成为了 1 个强非线性系统[9-11]。对于此类系统，基于小信号模型设计的线性控制器，在面对稳态工作点大范围改变时，控制器的鲁棒性能有限[12-14]。而滑模变结构控制是 1 种非线性控制器，适用于工作点大范围变化的电力电子变换器，但其存在开关频率不固定及抖振的问题[15-16]。文献[17-18]利用滞环函数代替滑模控制的符号函数，使开关频率的变化范围得到限制；文献[19]研究了自适应滞环滑模控制，进一步减小了开关频率的变化；文献[20]利用模糊控制实时调整滑模控制中的切换项系数，优化了滑模控制抖振的问题，但模糊控制策略不利于数字或模拟控制器的实现；文献[21]提出 1 种基于PWM(pulse width modulation)的二重积分滑模DISM(double integral sliding-mode)控制器，通过增加二重积分环节，消除了 PWM 型滑模控制中的稳态误差，解决了直接滑模控制中的抖振及开关频率不固定的问题。但在控制器的实际实现中，需要用到的状态变量与变换器阶数相等，这增加了系统中电压电流传感器的数量。

本文以工作在双极性电压输出、宽阻感负载工况下的 WJ 变换器为研究对象，分析了变换器的电路结构与工作原理，推导了阻感负载下四开关 WJ 变换器的大信号降阶数学模型。在此基础上，对文献[21]所研究的控制方案进行改进，将控制表达式中的电容电流替换为电容电压的微分，从而减少了电流传感器的使用。最后结合变换器的大信号降阶模型，设计出了 1 种电压模式的减状态 DISM 控制器，该控制器只需使用 1 个电压传感器就能完成对变换器的控制。实验与仿真结果表明，所设计的减状态 DISM 控制器在应用于舰船消磁电源时，具有出色的控制性能。

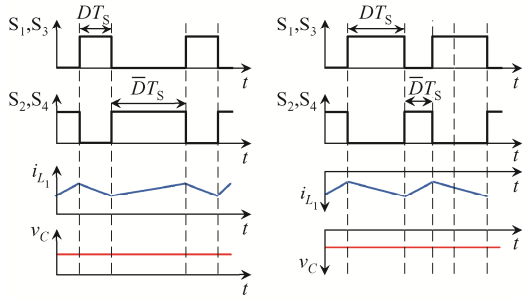
1 感性负载四开关 WJ 变换器数学模型

1.1 工作原理

四开关 WJ 变换器主电路结构如图 1(a)所示，包含输入电压源 E、滤波电感 L_1、滤波电容 C、开关管 S_1~S_4、负载电阻 R_L 和负载电感 L_2。四开关 WJ 变换器的稳态工作波形如图 1(b)所示，变换器稳态占空比为 D，开关周期 T_S，开关管 S_1、S_4 与 S_2、S_3 的驱动波形互补。S_1、S_3 的导通时间为 DT_S，在此期间，输入电源电压施加在电感 L_1 两端，输出负载仅由输出电容供电。S_2、S_4 的导通时间为 $(1-D)T_S$ 或 $\overline{D}T_S$，在此期间，输入电源 E 与电感 L_1 共同为输出电容及负载充电。



(a) 四开关WJ变换器主电路结构



(b) 稳态工作波形

图 1 主电路结构与稳态工作波形

Fig. 1 Main circuit structure, and steady-state working waveforms

1.2 大信号模型推导

为简化分析，假定电源电压 E 保持不变，选择电感电流 i_{L_1}、电容电压 v_C 和负载电感电流 i_{L_2} 作为状态变量，得到四开关 WJ 变换器的大信号方程为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}I_{L_1}}{\mathrm{d}t}=(2E-V_C)\overline{D}-E \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}I_{L_2}}{\mathrm{d}t}=V_C-I_{L_2}R_{\mathrm{L}} \\ C\dfrac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t}=I_{L_1}\overline{D}-I_{L_2} \\ I_{\mathrm{g}}=I_{L_1}(1-2D) \end{cases} \tag{1}$$

式中：I_{L_1}、V_C、I_{L_2} 和 I_{g} 分别为电感电流 i_{L_1}、电容电压 v_C、输出负载电流 i_{L_2} 和输入电源电流 i_{g} 的开关周期平均分量。根据式(1)可求解出 WJ 变换器电压增益 M 和电感平均电流 I_{L_1} 分别为 $M=(2D-1)/(D-1)$ 和 $I_{L_1}=(2EV_C-V_C^2)/(ER_{\mathrm{L}})$。

1.3 大信号降阶模型推导

在变换器启动阶段，负载电感 L_2 的电流初始值为 0，变换器近似工作在空载状态，由于采用四开关管设计，储能电感 L_1 的电流将始终保持连续。在变换器输出电压 v_C 的上升阶段中，输出电压超前于电流，使得负载电感电流逐渐升高。当变换器进入稳态阶段或负载电感 L_2 的感量为 0 时，变换器输出端口为固定的电阻负载。在以上 3 个阶段中，变换器输出端口的电流-电压特性曲线近似为图 2 中 AB 段曲线。

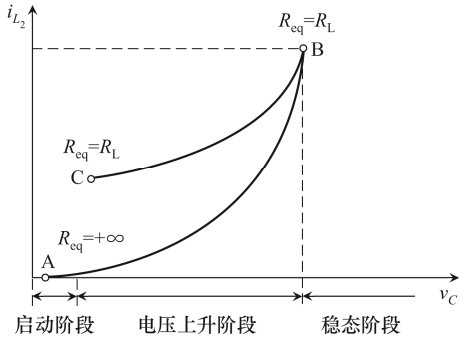


图 2　变换器输出端口电流-电压特性曲线

Fig. 2 *I-V* characteristic curve at converter output port

图 2 中的 CB 段曲线为输出电压从状态 C 改变至状态 B 时，输出端口的电流-电压特性曲线。在这个过程中，输出负载在初、末状态的稳态阻抗值相等，其等效阻抗值呈现出先增加再减小的变化趋势。

在推导大信号降阶模型的过程中，为了保持变换器输出端口的特性，将负载电感 L_2 和负载电阻 R_{L} 等效为 1 个非线性电阻负载 R_{eq}，其伏安特性曲线与图 2 一致，阻值变化的范围为 $R_{\mathrm{eq}}\in[R_{\mathrm{L}},+\infty)$。由此推导得阻感负载四开关 WJ 变换器的大信号降阶模型为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}I_{L_1}}{\mathrm{d}t}=(2E-V_C)\overline{D}-E \\ C\dfrac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t}=I_{L_1}\overline{D}-\dfrac{V_C}{R_{\mathrm{eq}}} \\ I_{\mathrm{g}}=I_{L_1}(1-2D) \end{cases} \tag{2}$$

尽管式(2)中的 R_{eq} 仍是 1 个关于输出电压 v_C 与负载电感 L_2 的函数，但根据文献[21]中对 DISM 控制器原理的推导，R_{eq} 可被视为 1 个不确定的扰动分量，通过确定扰动分量的边界，即 R_{eq} 的阻值变化范围，就能利用滑模系数的匹配将扰动分量消除，从而忽略 R_{eq} 的具体动态特性。因此，式(2)所示的大信号降阶模型仅在 DISM 控制器中有效。

2　减状态 DISM 控制器设计

2.1 减状态 DISM 控制器

对于输出负载不确定的系统，DISM 控制器具有天然的优势。由于大信号降阶模型中忽略了电路状态变量 i_{L_2}，因此可将式(2)表达为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=(2E-v_C)\overline{u}-E \\ C\dfrac{\mathrm{d}v_C}{\mathrm{d}t}=i_{L_1}\overline{u}-\dfrac{v_C}{R_{\mathrm{eq}}} \end{cases} \tag{3}$$

式中，$\overline{u}$ 为开关函数 u 的逆逻辑，u=1 表示开关管 S_1、S_3 导通，S_2、S_4 关断。将式(2)表达为式(3)所示的开关模型形式后，得到的开关模型是 1 个二阶系统，故减少了原 DISM 控制器中电路状态变量的个数。

分别选取开关函数 u 和滑模面方程 S 为

$$u=\frac{1}{2}[1+\mathrm{sgn}(S)] \tag{4}$$

$$S=a_1x_1+a_2x_2+a_3x_3+a_4x_4 \tag{5}$$

式中：a_1、a_2、a_3、a_4 为滑模系数；x_1 为输出电压误差；x_2 为输出电压误差的导数；x_3 为输出电压误

差的积分；x_4 为输出电压误差的二重积分。得到滑模控制的状态方程组为

$$\begin{cases} x_1 = V_{\text{ref}} - \beta v_C \\ x_2 = \dot{x}_1 \\ x_3 = \int x_1 \mathrm{d}t \\ x_4 = \int\left[\int (x_1)\mathrm{d}t\right]\mathrm{d}t \end{cases} \tag{6}$$

式中：V_{ref} 为参考输入电压；β 为输出电压反馈网络的增益比。

分别求状态变量 x_1、x_2、x_3 和 x_4 对时间的导数，得到四开关 WJ 变换器的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dfrac{\mathrm{d}(V_{\text{ref}} - \beta v_C)}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\beta i_C}{C} \\ \dot{x}_2 = \dfrac{\beta i_C}{R_{\text{eq}} C^2} + \dfrac{\beta(v_C - E)\bar{u}}{L_1 C} \\ \dot{x}_3 = V_{\text{ref}} - \beta v_C \\ \dot{x}_4 = \int (V_{\text{ref}} - \beta v_C)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{7}$$

式中，i_C 为电感电流。变换器的等效控制输入信号 u_{eq} 可通过求解式 $\dfrac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}t} = 0$ 获得[21]。解得的等效控制输入信号 u_{eq} 为

$$u_{\text{eq}} = 1 + \frac{L_1}{(E - v_C)}\left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC}\right) i_C - \frac{a_3 L_1 C}{a_2 \beta (E - v_C)} \cdot (V_{\text{ref}} - \beta v_C) - \frac{a_4 L_1 C}{a_2 \beta (E - v_C)} \int (V_{\text{ref}} - \beta v_C)\mathrm{d}t \tag{8}$$

式(8)中 u_{eq} 连续，其取值范围为(0,1)。使用连续的占空比控制信号 u_{eq} 代替传统滑模控制中的离散指令 u 之后，并没有改变滑模控制的基本准则，同时还解决了滑模控制中开关频率不固定和抖振的问题。然而，根据文献[21]推导出的等效控制输入信号 u_{eq} 中，仍需要使用状态变量 i_C、v_C，为进一步减少状态变量的个数，本文将状态变量 i_C 替换为 $i_C = C\dfrac{\mathrm{d}v_C}{\mathrm{d}t}$ 的形式。

由于引入了微分环节，系统容易受到高频噪声的影响，故加入一阶低通滤波环节，以增加对高频噪声的衰减。经过拉普拉斯变换后，得到最终的控制表达式为

$$u_{\text{eq}} = \left(1 + \frac{K_1 C v_C s}{N K_1 C s + 1} - K_2 x_1 - \frac{K_3 x_1}{s}\right)\frac{1}{(E - v_C)} \tag{9}$$

式中：N 为缩放因子；K_1、K_2、K_3 为控制系数，$K_1 = L_1\left(\dfrac{a_1}{a_2} - \dfrac{1}{R_{\text{eq}} C}\right)$，$K_2 = \dfrac{L_1 C a_3}{\beta a_2}$，$K_3 = \dfrac{L_1 C a_4}{\beta a_2}$。

式(9)中低通滤波器的时间常数由系数 $K_1 C$ 乘以缩放因子 N 构成，由于控制系数 K_1 的表达式中含有不确定分量 R_{eq}，故代入 R_{eq} 的取值范围到 K_1 的表达式后得到

$$K_1 \in \left(L_1\left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{R_{\text{L}} C}\right), L_1 \frac{a_1}{a_2}\right) \tag{10}$$

式(10)表明滑模控制系数与非线性负载电阻 R_{eq} 相关，为减弱 R_{eq} 对控制器鲁棒性能的影响，并降低变换器输出响应对负载变化的灵敏度，设计滑模系数 $\dfrac{a_1}{a_2} \gg \dfrac{1}{R_{\text{L}} C}$，则 $K_1 \approx L_1 \dfrac{a_1}{a_2}$。

2.2 减状态 DISM 控制器的实现

根据式(9)构建出如图 3 所示的减状态 DISM 控制器结构，图中输出电压 v_C 的采样值与给定电压 V_{ref} 相减得到误差信号 x_1，再通过式(9)的运算得到占空比控制信号 u_{eq}，最后经过 PWM 调制环节后，输出 PWM 波到变换器实现控制。当变换器的输入电压 E 固定时，表达式中的 E 可视作常数，最终得到仅需使用状态变量 v_C 的减状态 DISM 控制器。

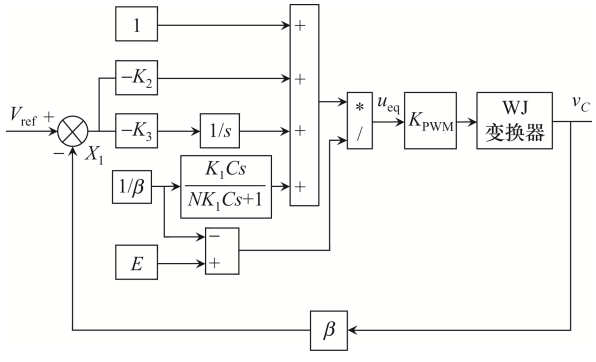


图 3 减状态 DISM 控制器框图

Fig. 3 Block diagram of reduced-state DISM controller

由于式(9)中输出电压的微分环节含有 1 个用于滤除高频干扰的一阶低通滤波器，其具有的相位滞后特性会对变换器的输出动态响应造成一定影

响。根据图 4 所示的一阶低通滤波环节的伯德图，通过调节缩放因子 N，使图中低通滤波器的带宽 ω_c 大于滑模闭环控制带宽 ω_n 的 10 倍及以上，从而能够忽略一阶低通滤波器的相位滞后对变换器输出动态响应造成的影响。

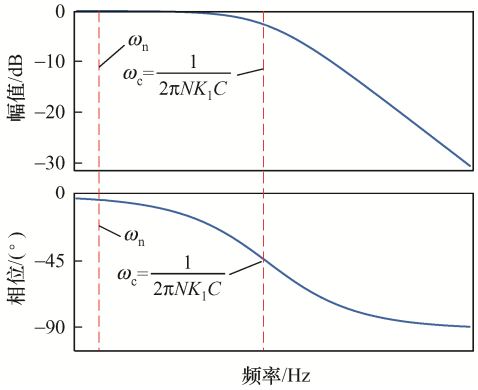


图 4　一阶低通滤波器伯德图

Fig. 4 Bode plot of first-order low-pass filter

2.3　减状态 DISM 控制器参数设计

在滑模控制下，变换器的输出动态响应由滑模面方程的系数 a_1、a_2、a_3 和 a_4 决定。为了得到规定的变换器输出动态响应，令式(5)的 S=0，求解出参考电压与输出电压的关系表达式，再经拉普拉斯变换后得到

$$\frac{v_C(s)}{v_{\mathrm{ref}}(s)}=\frac{\beta\dfrac{a_4}{a_2}}{s^3+\dfrac{a_1}{a_2}s^2+\dfrac{a_3}{a_2}s+\dfrac{a_4}{a_2}} \tag{11}$$

利用劳斯−赫尔维茨(Routh-Hurwitz)稳定性判据，进一步求得 a_1、a_2、a_3 和 a_4 需满足的条件为

$$\begin{cases}a_{n=1,2,3,4}>0\\ a_1a_3>a_2a_4\end{cases} \tag{12}$$

将式(11)表达为具有 2 个复数极点、1 个实数极点的三阶系统形式，即

$$\frac{v_C(s)}{v_{\mathrm{ref}}(s)}=\frac{\omega_n^2s_0}{(s+s_0)(s^2+2\zeta\omega_ns+\omega_n^2)} \tag{13}$$

式中：s_0 为选定的右半平面实数极点；ζ 为系统阻尼比；ω_n 为滑模闭环控制带宽。

联立式(11)、式(12)和式(13)可得

$$\begin{cases}\dfrac{a_4}{a_2}=\dfrac{s_0\omega_n^2}{\beta}\\ \dfrac{a_3}{a_2}=2s_0\zeta\omega_n+\omega_n^2\\ \dfrac{a_1}{a_2}=2\zeta\omega_n+s_0\end{cases} \tag{14}$$

在控制器的设计中，通过选取参数 s_0、ζ 和 ω_n，并根据式(9)与式(14)，即可求解出滑模控制方程系数 K_1、K_2 和 K_3。

3　全状态 DISM 控制器分析

若直接使用式(1)所示的全阶大信号模型，将其表达为开关模型后，重复 2.1 节的推导步骤，得到全状态 DISM 控制器的等效控制输入信号 u_{eq} 为

$$u_{\mathrm{eq}}=1+\frac{L_1}{(E-v_C)}\left(\frac{a_1i_C}{a_2}-\frac{v_{L_2}}{L_2}\right)-\frac{a_3L_1C}{a_2\beta(E-v_C)}\cdot(V_{\mathrm{ref}}-\beta v_C)-\frac{a_4L_1C}{a_2\beta(E-v_C)}\int(V_{\mathrm{ref}}-\beta v_C)\mathrm{d}t \tag{15}$$

式(15)与式(8)相比，还需额外引入负载电感电压 v_{L_2} 才能完成对变换器的控制，而负载线圈的电感 L_2 作为寄生参数，无法在实际电路中直接测量到其电感电压 v_{L_2}。尽管可以通过测量负载电感电流 i_{L_2} 的方式来间接计算出电压 v_{L_2}，但这需要在电路中多加入 1 个电流传感器，导致闭环系统最终需要使用 1 个电压传感器与 2 个电流传感器。因此，减状态 DISM 控制器比全状态 DISM 控制器更适合在工程中应用。

4　时域仿真与实验验证

4.1　时域仿真

在 PLECS 中搭建仿真电路，仿真和实验所用的电路参数见表 1。选取参数 s_0=−1 910、ζ=0.01、ω_n=2×10^4 和 N=0.01，并根据式(9)与式(14)求解出仿真所用的控制方程系数 K_1=0.021、K_2=2.77、K_3=2 640，一阶低通滤波环节的带宽 ω_c=1.14×10^6，其

结果远大于滑模闭环控制带宽 ω_n。

表 1 仿真和实验参数

Tab. 1 Simulation and experimental parameters

参数	数值
输入电压 E/V	48
输出电压 V_C/V	30(−30 ~ 30)
开关频率 f_s/kHz	200
滤波电容 C/μF	660
滤波电感 L_1/μH	10
负载电感 L_2/mH	1(0 ~ 1)
负载电阻 R_L/Ω	6(6 ~ 20)

图 5 为额定负载下(R_L=6 Ω、L_2=1 mH)，变换器输出以 12 V 为步进，在−30 V 至 30 V 之间往返阶跃的电压波形，图中状态 1、状态 2、状态 3 和状态 4 分别对应阴影区域的波形细节展开图。可以看出，输出电压在递增的过程中，其电压超调量逐渐增加，从状态 1 的 0.61 V 改变至状态 2 的 1.13 V。输出电压在递减的过程中，其电压超调量逐渐减小，从状态 3 的 0.61 V 减小至状态 4 的 0.20 V。因此，减状态 DISM 控制器鲁棒性能受输出电压变化的影响较小。

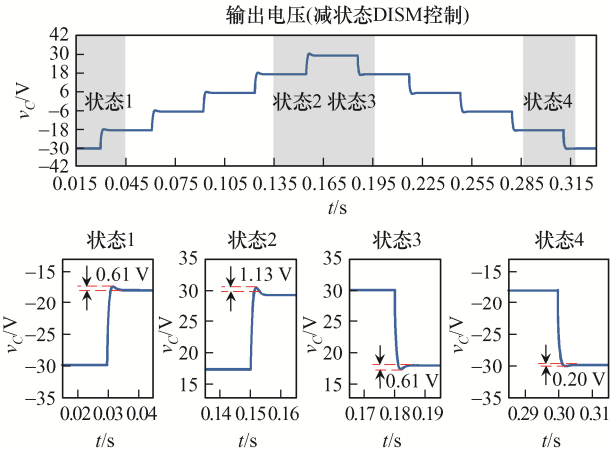


图 5 输出阶跃电压波形

Fig. 5 Waveforms of output step voltage

4.2 实验验证

为了验证以上理论分析和仿真的正确性，采用表 1 中的电路参数，搭建如图 6 所示的四开关 WJ 变换器实验样机，验证变换器在不同工作点的鲁棒性能及其输出响应性能的变化。由于实际电路受寄生参数及控制器离散化带来的影响，因此需进一步减少系统控制带宽并增大系统的阻尼比，最终实验选取的参数 s_0=−2×10^4、ζ=1、ω_n=2×10^3 和 N=0.01，并根据式(9)与式(14)求解出控制方程系数 K_1=0.24、K_2=0.55、K_3=528，一阶低通滤波环节的带宽 ω_c=1×10^5，其结果远大于滑模闭环控制带宽 ω_n。

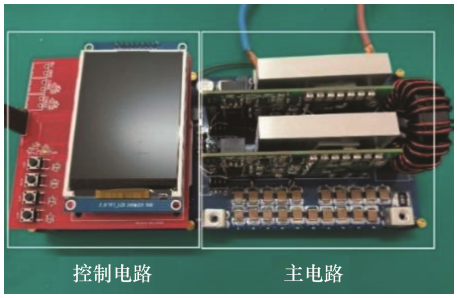


图 6 四开关 WJ 变换器实验平台

Fig. 6 Experimental platform of four-switch WJ converter

图 7 为额定负载下(R_L=6 Ω、L_2=1 mH)，变换器输出以 12 V 为步进，在−30 V 至 30 V 之间往返变化的输出电压 v_C 及输出电流 i_{L_2} 的波形。可以看出，在−30 V 阶跃至 30 V 及 30 V 阶跃至−30 V 的过程中，变换器输出电压始终保持在过阻尼响应状态，其调节时间均维持在 15 ms 左右。图 8(a)、(b)分别为 2 种不同负载参数下(R_L=6 Ω、L_2=0 mH；R_L=20 Ω、L_2=0 mH)，重复图 7 实验的测试波形。结合图 7 的测试结果可以看出，在负载参数变化后，其输出仍保持在过阻尼响应状态，但由于负载电感 L_2 变为 0 后，电感电流 i_{L_2} 的上升时间不再受到负载电感的影响，故其波形的调节时间缩短至 12 ms。实验结果表明：减状态 DISM 控制器的鲁棒性能受变换器工作点变化的影响较小。

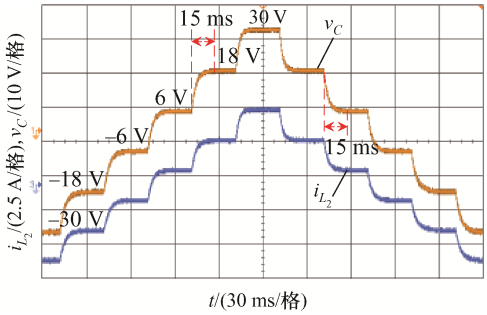
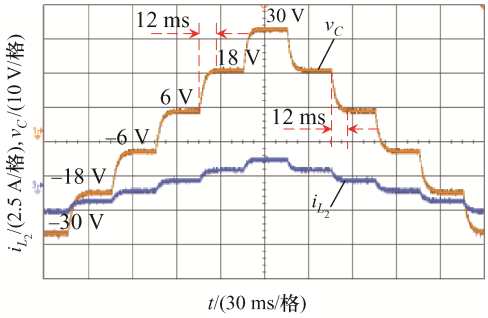
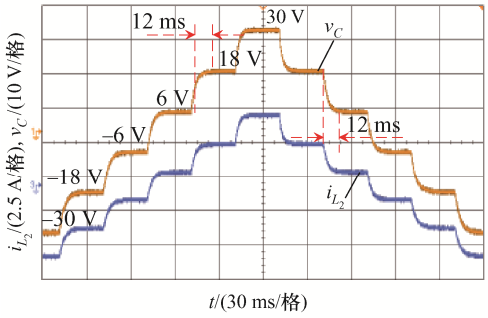


图 7 额定负载时输出阶跃电压电流波形

Fig. 7 Waveforms of output step voltage and current under rated load



(a) R_L=6 Ω, L_2=0 mH



(b) R_L=20 Ω, L_2=0 mH

图 8　不同负载下输出阶跃电压电流波形

Fig. 8 Waveforms of output step voltage and current under different loads

消磁电源在特定工作状态下需要输出正弦电压，其频率通常低于 1 Hz。为了验证变换器输出低频正弦电压的能力，图 9 与图 10 分别为额定负载下(R_L=6 Ω、L_2=1 mH)，变换器输出频率为 0.33 Hz、幅值 30 V 的正弦电压波形及其电压波形的谐波分布。从图 9 中可以看出，变换器输出的正弦交流波形十分平滑，在波形的过零点附近没有振荡或畸变产生。根据图 10 的谐波分析结果，输出电压波形中含有的直流分量与二次谐波分量所占的比例分别为 1.50%及 1.75%，其总电压谐波失真为 2.70%，实验结果表明，减状态 DISM 控制器具有较强的输出谐波抑制能力。

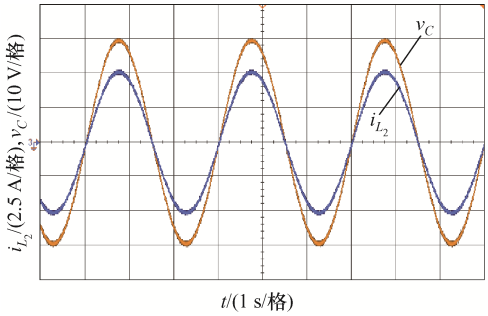


图 9　输出正弦电压电流波形

Fig. 9 Waveforms of output sinusoidal voltage and current

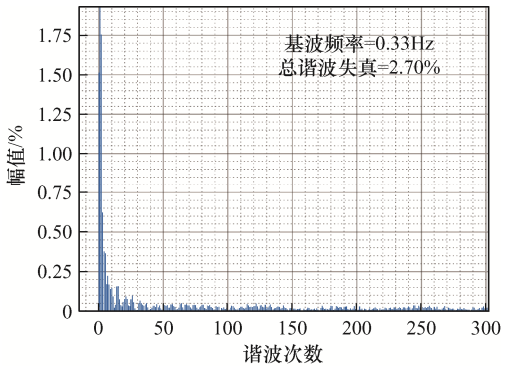


图 10　谐波分布

Fig. 10 Distribution of harmonics

5　结语

本文分析了双极性电压输出、阻感负载工况下，四开关 WJ 变换器的工作模态，推导了变换器的大信号降阶数学模型。基于大信号降阶模型，设计了 1 种减状态 DISM 控制器，其与全状态 DISM 控制器相比，减少了 2 个状态变量的使用。仿真和实验结果表明，在双极性电压输出、宽阻感负载的工况中，变换器在减状态 DISM 控制器作用下，其输出的动态响应性能稳定，证明了通过非线性电阻模拟负载电感的伏安特性来获得大信号降阶模型的合理性。由于减状态 DISM 控制器仅使用 1 个电压传感器，且控制性能优异，因此在实际工程中也具有较强的应用价值。

参考文献：

[1] 王锴松, 周国华, 刘月林, 等. 地磁模拟法测量舰船感应磁场的数值模拟[J]. 兵工学报, 2022, 43(3): 617-625.
Wang Kaisong, Zhou Guohua, Liu Yuelin, et al. Numerical simulation of measuring ship's induced magnetic field by geomagnetic field simulation method [J]. Acta Armamentarii, 2022, 43(3): 617-625. (in Chinese)

[2] 刘月林, 吴轲娜, 周国华. 基于磁滞回线的船材退磁过程理论分析[J]. 磁性材料及器件, 2022, 53(1): 64-69.
Liu Yuelin, Wu Kena, Zhou Guohua. Theoretical analysis of demagnetization process of ship material based on

hysteresis loop [J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2022, 53(1): 64-69. (in Chinese)

[3] 郭成豹, 周炜昶. 舰船消磁绕组磁特征数值计算与验证研究[J]. 兵工学报, 2017, 38(10): 1988-1994.
Guo Chengbao, Zhou Weichang. Numerical simulation and verification of magnetic signatures of ship degaussing coils [J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(10): 1988-1994. (in Chinese)

[4] 王震. 基于改进蛙跳算法的潜艇消磁电流优化方法研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2020.
Wang Zhen. Research on optimizing method of degaussing current of submarine based on improved shuffled frog leaping algorithm [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2020. (in Chinese)

[5] 蒋岑熙. 高精度电流消磁电源研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
Jiang Cenxi. Research on degaussing power supply with high precision current [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019. (in Chinese)

[6] Mishra S, Adda R, Joshi A. Inverse Watkins-Johnson topology-based inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(3): 1066-1070.

[7] Hu Liang, Wei Xueye, Luo Yuan, et al. Synchronous high step-down ratio non-isolated LED constant current driver based on improved Watkins-Johnson topology [J]. IEEE Access, 2019, 7: 18345-18353.

[8] Darroman Y, Ferre A. 42-V/3-V Watkins-Johnson converter for automotive use [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 592-602.

[9] Shoyama M, Ninomiya T. Common-mode noise reduction in the Watkins-Johnson converter [C]// 2007 7th Internatonal Conference on Power Electronics. Daegu, Korea, 2007: 1083-1086.

[10] Ionici C. A new step-up Watkins-Johnson type converter [C]// 2020 International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC). Timisoara, Romania, 2020: 1-4.

[11] 胡良. Watkins-Johnson 衍生拓扑及其应用研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2019.
Hu Liang. Watkins-Johnson derivative topology and its application [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019. (in Chinese)

[12] Wang Jun, Burgos R, Boroyevich D. Switching-cycle state-space modeling and control of the modular multi-level converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 1159-1170.

[13] Wu T F, Chen Yukai. Modeling PWM DC/DC converters out of basic converter units [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5): 870-881.

[14] Luo Fanglin, Ye Hong. Small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 69-79.

[15] Wang Zuo, Li Shihua, Li Qi. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC-DC Buck converters with mismatched disturbances [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(2): 1204-1213.

[16] Qureshi M A, Ahmad I, Munir M F. Double integral sliding mode control of continuous gain four quadrant quasi-Z-source converter [J]. IEEE Access, 2018, 6: 77785-77795.

[17] Yao Xuliang, Sun Ya. Sliding mode control of DC-DC Buck converter based on hysteresis modulation [C]// 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Beijing, China, 2014: 1-4.

[18] 肖蕙蕙, 陈敏, 陈艳, 等. Buck 变换器多幂次趋近律滑模控制研究[J]. 电源学报, 2019, 17(6): 34-40.
Xiao Huihui, Chen Min, Chen Yan, et al. Research on sliding mode control with multipower approaching law for Buck converter [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(6): 34-40. (in Chinese)

[19] 孟凡刚, 王琳, 高蕾, 等. 一种用于 Buck 变换器的自适应滞环滑模控制方法[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(9): 1-6.
Meng Fangang, Wang Lin, Gao Lei, et al. Adaptive hysteresis sliding mode control method for Buck converter [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(9): 1-6. (in Chinese)

[20] 焦尚彬, 张磊, 刘丁, 等. 基于增量式切换项的模糊滑模高频开关电源控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(22): 5311-5318.
Jiao Shangbin, Zhang Lei, Liu Ding, et al. Fuzzy sliding mode control of high frequency switching power supply based on incremental switch item [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(22): 5311-5318. (in Chinese)

[21] Tan S C, Lai Y M, Tse C K. Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 600-611.



黄超

作者简介：

黄超(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：高精度消磁电源。E-mail：huangchao10010@163.com

刘胜道(1998—)，男，博士，副研究员。研究方向：舰船消磁。E-mail：18986151073@189.cn

李志新(1998—)，男，通信作者，硕士，讲师。研究方向：高精度消磁电源。E-mail：01021332@163.com

何保委(1998—)，男，博士研究生。研究方向：舰船消磁。E-mail：hebaowei188@163.com

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：湖北文明网