DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.69 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于效率最大化的交错并联双管正激变换器开关频率调节策略研究

徐岸非[1,2](中国电源学会会员)，罗 帅[1,2]，袁 雷[1,2](中国电源学会会员)，
席自强[3]，丁 炜[4]

(1.湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室，武汉 430068；2.襄阳湖北工业大学产业研究院，襄阳 441100；3.武昌理工学院科大讯飞人工智能学院，武汉 430070；4.中冶南方(武汉)自动化有限公司，武汉 430223)

摘要：以交错并联双管正激变换器为研究对象，在分析其工作模态的基础上，得出了系统效率表达式，给出了效率最优时的输入电压-调制频率对应关系，并通过PSIM软件搭建系统模型进行仿真分析。通过对系统变压器和开关管的功率损耗进行分析，建立了计及损耗的变换器效率表达式。在系统电压闭环控制的基础上提出了1种基于输入电压的频率自适应控制策略使系统效率达到最优。搭建了1台额定功率为3 kW的交错并联双管正激变换器实验平台，验证了理论分析和控制策略的有效性。

关键词：双管正激变换器；损耗分析；频率；自适应

Regulation Strategy for Switching Frequency of Interleaved Parallel Double-tube Forward Converter Based on Maximum Efficiency

XU Anfei[1,2], *Member*, *CPSS*, LUO Shuai[1,2], YUAN Lei[1,2], *Member*, *CPSS*, XI Ziqiang[3], DING Wei[4]

(1. Hubei Key Laboratory of Solar Energy Efficient Utilization and Energy Storage Operation Control, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China; 2. Industrial Research Institute, Hubei University of Technology, Xiangyang 441100, China; 3. Iflytek Artificial Intelligence School, Wuchang University of Technology, Wuhan 430070, China; 4. WISDRI (Wuhan) Automation Co., Ltd., Wuhan 430223, China)

Abstract: An interleaved parallel double-tube forward converter is taken as the research object. First, based on the analysis of its working mode, an expression for the system efficiency is obtained, and the relationship between input voltage and modulation frequency is given. In addition, a system model is built and simulated using the PSIM software. Second, through the analysis of power losses of the transformer and switching tube in the system, an expression for the converter efficiency is established by taking into account the power losses. Third, a frequency adaptive control strategy based on input voltage is proposed, so as to optimize the system efficiency based on the closed-loop control of system voltage. Finally, an experimental platform of an interleaved parallel double-tube forward converter with rated power of 3 kW was set up, and results verified the effectiveness of the theoretical analysis and proposed control strategy.

Keywords: Two-tube forward converter; loss analysis; frequency; self-adaptation

收稿日期：2023-11-01；**录用日期**：2023-12-21；**网络首发日期**：2024-04-28

基金项目：国家自然科学基金资助项目(51507188)；电磁能技术全国重点实验室资助课题(6142217210301)；襄阳湖北工业大学产业研究院重点资助项目(XYYJ2022C11)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51507188; National Key Laboratory of Electromagnetic Energy Technology under the grant 6142217 210301; Key Funded Project of Industrial Research Institute of Hubei University of Technology, Xiangyang under the grant XYYJ2022C11

近年来，随着新能源汽车的发展，DC-DC 变换器作为开关电源的一种，被广泛运用于各种类型的充电装置[1-3]，在新能源汽车行业中有着不可忽视的作用。双管正激变换器作为正激变换器的一种，较好地解决了变换器功率开关管电压应力过高的问题，为提高输入电压创造了条件，但双管正激变换器占空比一般小于 50%，限制了其发展[4-6]。而交错并联控制技术可实现多路双管正激的交错并联，虽增加了开关器件的数量，但降低了开关管的电压应力和热应力，提高了系统的功率密度，使负载侧电压脉动频率加倍，同时加快了输出电流的响应[7-10]。文献[11]通过增加 1 个带有中间抽头的输出平滑电感，实现了系统的软启动，消除了变压器饱和效应，进一步提高了效率；文献[12]介绍了 1 种带功率因数校正的交错并联双管正激变换器，减小了电网污染问题，提高了系统的稳定性。

作为新能源汽车充电装置使用的交错并联双管正激 DC-DC 变换器，其变换效率的研究值得重视。特别是当该变换器应用于输入电压在较大范围内变化的场景如太阳能充电时，其变换效率亦不稳定，但目前对变换器效率的研究尚未广泛开展。本文从工作模态分析入手，构建变换器效率的定量表达式，并探讨在较大输入电压范围内提高工作效率的控制策略。

1 交错并联双管正激变换器结构

交错并联双管正激变换器的拓扑结构如图 1 所示，主要包括输入直流电源、变压器 T_1 和 T_2、功率开关管 Q_1~Q_4、二极管 D_1~D_7、滤波电感 L_f、滤波电容 C_f 及负载。图中：L_{m1}、$L_{\varphi1}$ 分别为变压器 T_1 的励磁电感和一次侧的漏感；L_{m2}、$L_{\varphi2}$ 分别为变压器 T_2 的励磁电感和一次侧的漏感；C_{OSS1}~C_{OSS4} 分别为开关管 Q_1~Q_4 的漏源结电容；D_5、D_6 均为变换器二次侧整流二极管；D_7 为续流管；R 为负载电阻；U_i 为输入直流电压，U_o 为输出直流电压。Q_1、Q_2、D_1、D_2 与变压器 T_1 及二次侧拓扑构成一路双管正激变换器，Q_3、Q_4、D_3、D_4 与变压器 T_2 及二次侧拓扑构成另一路双管正激变换器，变压器的一、二次侧匝比为 $K=N_1/N_2$。

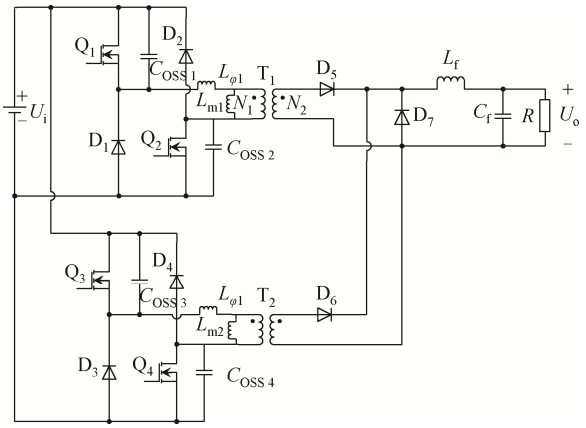


图 1 交错并联双管正激变换器结构图

Fig. 1 Schematic diagram of interleaved parallel two-tube forward converter

假设功率开关管、二极管均为理想元件，导通压降为 0；电感和电容均视作理想器件，且电感足够大，线路阻抗忽略不计。当变换器处于稳态且电感电流连续时，依据伏秒平衡原理，在 1 个开关周期内，电感两端的电压平均值为 0，可得占空比 D 与输入、输出平均电压之间的关系为

$$\frac{U_o}{U_i}=\frac{2D}{K} \tag{1}$$

变换器工作的主要波形如图 2 所示，其在 1 个开关周期 T_s 内有 8 个时段，由于在 1 个开关周期内 2 路开关管交替开通，相当于变换器的开关频率

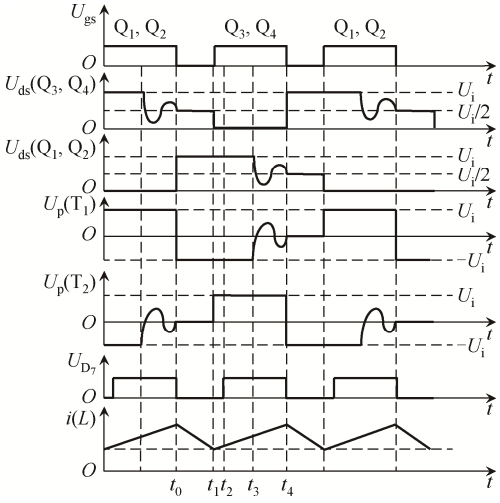


图 2 交错并联双管正激变换器的主要波形

Fig. 2 Main waveforms of interleaved parallel two-tube forward converter

加倍。当变换器中的变压器磁复位过程结束后，变压器的漏感和励磁电感将会与开关管的结电容发生谐振，从而发生能量的转移。

2　理想情况下系统效率分析

变换器的输入电流如图 3 所示，主要分为 3 个阶段：MOS 管导通阶段(T_{on})、磁复位阶段(T_r)及 MOS 管结电容谐振阶段(T_s—T_{on}—T_r)。且由于变压器励磁时间与去磁时间相同，故 T_{on}=T_r。

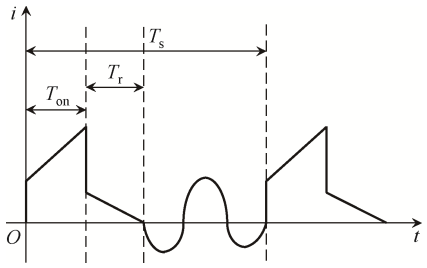


图 3　变换器输入电流波形

Fig. 3 Input current waveforms of converter

根据变换器工作模态，可得输入电流表达式为

$$i=\begin{cases}\dfrac{1}{K}\dfrac{U_o}{R}+\dfrac{U_i}{L_m}t & 0<t<T_{on}\\ -\dfrac{U_i}{L_m}(t-T_{on}) & T_{on}<t<2T_{on}\\ i_c & 2T_{on}<t<T_s\end{cases} \tag{2}$$

式中：L_m 为变压器的励磁电感，且 L_m=L_{m1}=L_{m2}；i_c 为谐振时的输入电流。

单路双管正激变换器的一次侧谐振等效电路如图 4 所示。图中：$C/2$ 为开关管等效结电容；R_1、L_1 分别为变压器的一次侧电抗和漏感；L 为等效电感，L=L_1+L_m。由图 4 可列出数学关系式

$$U_C+\frac{1}{2}R_1C\frac{\mathrm{d}U_C}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{2}LC\frac{\mathrm{d}^2U_C}{\mathrm{d}t^2}=U_i \tag{3}$$

式中，U_C 为等效电容两端电压。

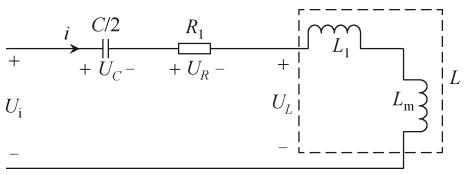


图 4　谐振时一次侧等效电路

Fig. 4 Primary-side equivalent circuit at resonance

由式(3)可列出特征方程，并求得特征根为

$$p_{1,2}=-\frac{R_1}{2L}\pm\mathrm{j}\sqrt{\left(\frac{R_1}{2L}\right)^2-\frac{2}{LC}}=$$
$$-\alpha\pm\mathrm{j}\sqrt{\alpha^2-\omega_o^2}=-\alpha\pm\mathrm{j}\omega_d \tag{4}$$

式中：α 为衰减系数，$\alpha=R_1/(2L)$；ω_o 为固有谐振角频率，$\omega_o=\sqrt{2/LC}$；ω_d 为角频率。

联立式(3)和式(4)求解可得等效电容两端电压的表达式为

$$U_C=\mathrm{e}^{-\alpha t}[A_1\cos(\omega_d t)+A_2\sin(\omega_d t)]+U_i \tag{5}$$

由式(5)可得输入电流为

$$i_c=\frac{1}{2}C\mathrm{e}^{-\alpha t}[(-\alpha A_1+\omega_d A_2)\cos(\omega_d t)+$$
$$(-\alpha A_2-\omega_d A_1)\sin(\omega_d t)] \tag{6}$$

式中，A_1、A_2 均为常数，$A_1=U_i$，$A_2=U_i/\sqrt{8L/(CR_1^2)-1}$。

由此可得周期 T_s 的输入功为

$$W_i=\int_0^{T_s}U_i i\mathrm{d}t=U_i\left[\frac{U_o}{KR}D_1T_s+W_1+W_2+W_3+W_4\right] \tag{7}$$

式中：D_1 为系统 1/2 个周期的占空比，$D_1=T_{on}/T_s$，根据式(1)可确定其数值；$W_1=C/2\cdot(-\alpha A_1+\omega_d A_2)\cdot\{-1/(\alpha^2+\omega_d^2)\cdot\mathrm{e}^{-\alpha T_s}[\alpha\cos(\omega_d T_s)-\omega_d\sin(\omega_d T_s)]\}$；$W_2=C/2\cdot(-\alpha A_1+\omega_d A_2)\{1/(\alpha^2+\omega_d^2)\cdot\mathrm{e}^{-2\alpha D_1T_s}[\alpha\cos(2\omega_d D_1\cdot T_s)-\omega_d\sin(2\omega_d D_1T_s)]\}$；$W_3=C/2\cdot(-\alpha A_2+\omega_d A_1)\{-1/(\alpha^2+\omega_d^2)\cdot\mathrm{e}^{-\alpha T_s}[\alpha\sin(\omega_d T_s)+\omega_d\cos(\omega_d T_s)]\}$；$W_4=C/2\cdot(-\alpha A_2+\omega_d A_1)\{1/(\alpha^2+\omega_d^2)\cdot\mathrm{e}^{-2\alpha D_1T_s}[\alpha\sin(2\omega_d D_1T_s)+\omega_d\cdot\cos(2\omega_d D_1T_s)]\}$。

由于变换器输出电压 U_o 基本为定值，因此周期 T_s 的输出功为 $W_o=U_o^2/R\cdot T_s$。此时系统效率为 $\eta=W_o/W_i$。由式(7)可知，系统效率与输入电压、电路参数、调制周期及调制比等有关。假定 R_1、L_1 及 L_m 不随输入电压变化，可得系统效率对输入电压 U_i 的导数为

$$\frac{\mathrm{d}\eta}{\mathrm{d}U_i}=-\frac{U_o^2T_s}{RW_i^2}\left[\frac{U_o}{KR}D_1T_s+2(W_1+W_2+W_3+W_4)\right] \tag{8}$$

由式(8)计算可得

$$\frac{\mathrm{d}^2\eta}{\mathrm{d}U_\mathrm{i}^2}<0 \tag{9}$$

若令式(8)等于 0，则可得变换器效率最大值。取滤波电感 L_f=11.3 μH，滤波电容 C_f=470 μF，负载电阻 R=0.18 Ω，高频变压器变比为 7:1，系统设计输出电压为 24 V。MOS 管的结电容参数设为 C_{OSS1}=C_{OSS2}=C_{OSS3}=C_{OSS4}=470 pF。利用 MATLAB 求解工具可得出理想状态下、效率最大时，输入电压 U_i 与开关频率的对应曲线如图 5 所示。

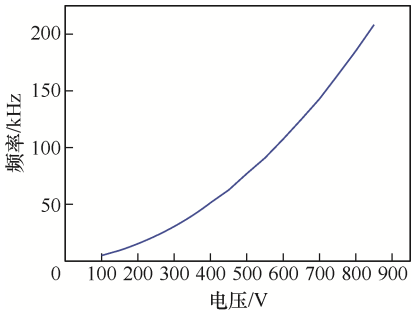


图 5 输入电压与开关频率对应曲线

Fig. 5 Curve of input voltage vs switching frequency

3 计及损耗情况下系统效率分析

第 2 节分析了理想情况下的系统效率，但实际工况下变换器还存在各种损耗，主要包括变压器损耗和开关管损耗，另外，开关管结电容会随输入电压变化，从而导致谐振过程发生变化。因此需要通过进一步分析对系统效率数学关系进行修正。

3.1 变压器损耗

变压器的损耗主要由磁心损耗和绕组损耗组成。目前最常用的磁心损耗计算方法是 Steinmetz 经验公式(SE 公式)，即

$$P_{\mathrm{cs1}}=C_\mathrm{m}f^{\alpha}B_\mathrm{m}^{\beta} \tag{10}$$

式中：C_m、α、β 为常数，与变压器材质相关；f 为系统开关频率；B_m 为最大磁感应强度。但变压器的励磁电压必须为正弦波，由于本文中的变压器励磁电压可视为正弦波与方波的叠加，因此可分别求得磁心损耗再相加。励磁电压为方波时，可采用文献[15]中给出的修正 SE 公式，即

$$P_{\mathrm{cs2}}=\frac{\pi}{4}(2-D)C_\mathrm{m}f_\mathrm{d}^{\alpha}B_\mathrm{m}^{\beta} \tag{11}$$

式中，f_d 为谐振频率。因此，总的磁心损耗可表示为

$$P_{\mathrm{cs}}=P_{\mathrm{cs1}}+P_{\mathrm{cs2}} \tag{12}$$

变压器的绕组损耗分为交流损耗和直流损耗。交流损耗是由变压器绕组内的集肤效应和邻近效应导致的，目前主要采用由 Ferreira 提出的交流电阻系数计算公式来求解[16-17]，即

$$P_{\mathrm{r,ac}}=\sum_{h=0}^{\infty}R_{\mathrm{dc}}\left(\frac{R_{\mathrm{ac}}}{R_{\mathrm{dc}}}\right)I_{\mathrm{r1}} \tag{13}$$

式中：h 为谐波次数；R_{dc}、R_{ac} 分别为直流、交流电阻；I_{r1} 为谐振时流过变压器电流的平均值，由式(5)可得其表达式为

$$I_{\mathrm{r1}}=\frac{1}{T}\frac{C}{2}[A_1(\mathrm{e}^{-\alpha T}\cos(\omega_\mathrm{d}T)-1)+A_2\mathrm{e}^{-\alpha T}\sin(\omega_\mathrm{d}T)] \tag{14}$$

直流损耗是由变压器的等效电阻在电路中产生的，变压器等效模型如图 6 所示。图中：L_p、R_p 分别为一次侧的漏感和等效电阻；L_s、R_s 分别为二次侧的漏感和等效电阻；R_m 为变压器的励磁电阻。

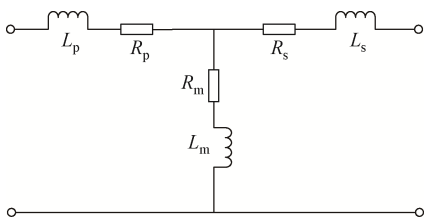


图 6 变压器等效模型

Fig. 6 Equivalent model of transformer

利用 LCR 测试仪可测得变压器一、二次侧的结构参数，R_p+R_s=134.4 mΩ，L_p+L_s=5.3 mH。由于流过变压器励磁电感和励磁电阻的电流均可忽略不计，故变压器直流损耗可表示为

$$P_{\mathrm{r,dc}}=(R_\mathrm{p}+R_\mathrm{s})I_{\mathrm{r2}}^2 \tag{15}$$

式中，I_{r2} 为流过变压器的平均电流。

因此，变压器的绕组损耗为

$$P_\mathrm{r}=P_{\mathrm{r,ac}}+P_{\mathrm{r,dc}} \tag{16}$$

由此可得变压器的总功率损耗为

$$P_{\mathrm{c}}=P_{\mathrm{cs}}+P_{\mathrm{r}} \tag{17}$$

3.2 开关管损耗

MOS 管的损耗主要由通态损耗和开关损耗组成，其中通态损耗是在 MOS 管导通时产生的。MOS 管导通时可等效为 1 个很小的电阻 R_{on}，求解服从欧姆定律。由于变换器运行时 1 组开关管同时导通，故导通损耗为

$$P_{\mathrm{on,m}}=2R_{\mathrm{on}}I_{\mathrm{r2}}^{2} \tag{18}$$

MOS 管的开关损耗可以分为开通损耗和关断损耗。首先分析开通损耗，由于开关管开通过程非常短暂，故假设开关管的开通电流随时间呈线性变化，即

$$i_{\mathrm{mos}}(t)=\frac{t}{t_{\mathrm{on1}}}I_{\mathrm{r2}} \tag{19}$$

式中，t_{on1} 为 MOS 管开通的时间。

由于 1 组开关管同时开通和关断，故开关管结电容的充、放电过程中的平均电流均为额定电流 I_{rms} 的 1/2，所以开关管两端电流和电压分别为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{c,m}}(t)=\dfrac{i_{\mathrm{mos}}(t)}{2} \\ u_{\mathrm{c,m}}=\dfrac{1}{C}\int i_{\mathrm{c,m}}(t)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{20}$$

因此，单个周期 T 内 1 组开关管的平均开通损耗为

$$P_{\mathrm{m,op}}=\frac{1}{T}\int_{0}^{t_{\mathrm{on}}} i_{\mathrm{mos}}(t)\cdot u_{\mathrm{c,m}}(t)\mathrm{d}t=\frac{I_{\mathrm{r2}}^{2}t_{\mathrm{on1}}^{2}}{16CT} \tag{21}$$

同理，可求得单个周期内 1 组开关管的平均关断损耗为

$$P_{\mathrm{m,off}}==\frac{I_{\mathrm{r2}}^{2}t_{\mathrm{off1}}^{2}}{48CT} \tag{22}$$

式中，t_{off1} 为 MOS 管关断的时间。

因此，MOS 管的总功率损耗为

$$P_{\mathrm{m}}=P_{\mathrm{on,m}}+P_{\mathrm{m,op}}+P_{\mathrm{m,off}} \tag{23}$$

系统的总功率损耗为

$$P_{\mathrm{all}}=P_{\mathrm{c}}+P_{\mathrm{m}} \tag{24}$$

3.3 开关管结电容分析

第 2 节分析时假定 MOS 管结电容为固定值，而在实际应用中，MOS 管等效结电容 C_{ds} 随漏源两端电压 U_{ds} 呈非线性负相关变化[13-14]。假设 $C_{\mathrm{ds}}=f(U_{\mathrm{ds}})$，则谐振时角频率为

$$\omega_{\mathrm{o}}=\sqrt{\frac{1}{(L_{\mathrm{m1}}+L_{\varphi 1})\cdot\dfrac{1}{2}f(U_{\mathrm{ds}})}} \tag{25}$$

以英飞凌(Infineon)公司的 OptiMOS-BSS126H 6327XTSA2 为例，其结电容曲线如图 7 所示，可知在 200~900 V 段，C_{ds} 随电压变化波动较大。

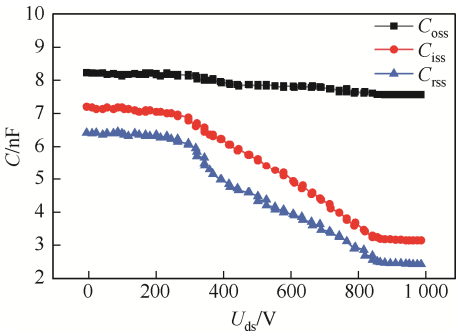


图 7　结电容曲线

Fig. 7 Curve of junction capacitance

由式(7)和式(24)可知在输入电压 U_{i} 变化时，MOS 管结电容亦随之变化，对输入功 W_{i} 也会造成影响。结合以上分析，可知计及损耗和结电容特性的输入功为

$$\begin{aligned} W_{\mathrm{i}}'=W_{\mathrm{i}}+\int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}P_{\mathrm{all}}\mathrm{d}t=W_{\mathrm{i}}+\int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}P_{\mathrm{c}}\mathrm{d}t+\int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}P_{\mathrm{m}}\mathrm{d}t=W_{\mathrm{i}}+ \\ \int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}C_{\mathrm{m}}f^{\alpha}B_{\mathrm{m}}^{\beta}\mathrm{d}t+\int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}\frac{\pi}{4}(2-D)C_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{d}}^{\alpha}B_{\mathrm{m}}^{\beta}\mathrm{d}t+ \\ \int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}\sum_{h=0}^{\infty}R_{\mathrm{dc}}\left(\frac{R_{\mathrm{ac}}}{R_{\mathrm{dc}}}\right)I_{\mathrm{r1}}\mathrm{d}t+\int_{0}^{T_{\mathrm{s}}}(R_{\mathrm{p}}+R_{\mathrm{s}})I_{\mathrm{r2}}^{2}\mathrm{d}t \end{aligned} \tag{26}$$

此时系统效率 $\eta'=W_{\mathrm{o}}/W_{\mathrm{i}}'$。在系统其他参数不变的情况下，令 MOS 管结电容按图 7 所示曲线变化。仍令 $\mathrm{d}\eta'/U_{\mathrm{i}}=0$，利用 MATLAB 求解工具可求得输入电压 U_{i} 与开关频率的对应曲线，如图 8 所示。由图可知，实际工况下输入电压变化时，若令 MOS 管开关频率按图示关系变化，则变换器可恒工作于最大效率。

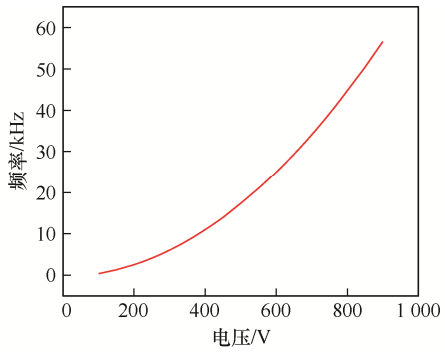


图 8 损耗情况下输入电压与开关频率对应曲线

Fig. 8 Curve of input voltage vs switching frequency in the case of power loss

4 频率自适应控制策略

4.1 固定频率仿真结果

在 PSIM 中搭建了仿真模型，采用某品牌 MOS 管结电容-结电压曲线，开关频率 f_s 固定为 10 kHz，仿真结果如图 9 所示。图中：$U_{g1,2}$、$U_{g3,4}$ 分别为 2 组开关管的驱动电压；U_{ds} 为 MOS 管漏源两端电压；U_p 为变压器一次侧电压；i_L 为电感电流。图 9 仿真波形与图 2 基本相似，数据结果见表 1。由表 1 可以看出，在输入电压变化的情况下，变换器效率亦随之变化，该结论与第 3 节所述相符。

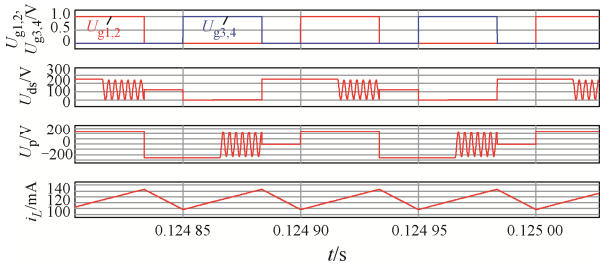


图 9 系统仿真结果

Fig. 9 Simulation results of system

表 1 不同输入电压下系统效率

Tab. 1 System efficiency under different input voltages

U_i/V	C/pF	W_i/kJ	W_o/kJ	η/%
250	470	610	566	92.78
500	300	642	598	93.15
750	180	657	619	94.21
900	110	661	628	95.00

4.2 频率自适应仿真结果

对图 8 所示曲线进行数值拟合，可得输入电压与开关频率的关系式，从而形成基于效率最大化的频率自适应控制策略，其原理框图如图 10 所示。

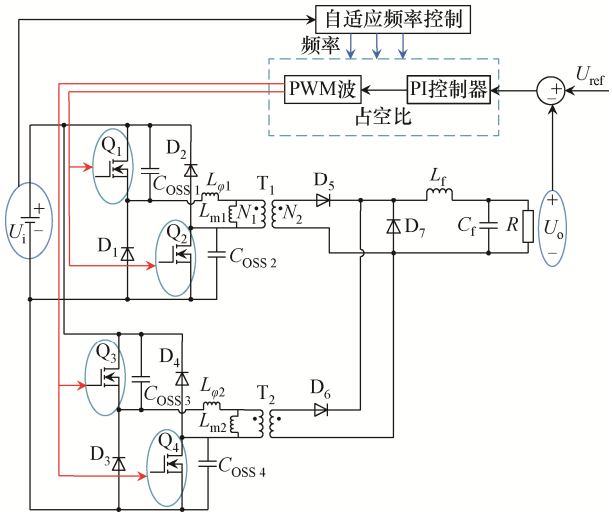


图 10 系统频率自适应控制框图

Fig. 10 Block diagram of adaptive frequency control of system

为使变换器系统效率尽可能保持在 95%及以上，在考虑系统损耗的前提下，提出了 1 种最优频率自适应控制策略。通过改变系统的开关频率来提高系统的效率，由第 3 节的损耗分析可以发现系统的损耗与频率存在一定的关系，在 PSIM 软件下对系统进行仿真，测得不同输入电压在不同系统频率下的效率，并进行曲线拟合，结果如图 11 所示。可以看出，系统在不同的输入电压情况下，效率也不同。综上可得输入电压 U_i 与开关周期 T_s 的对应曲线如图 12 所示。

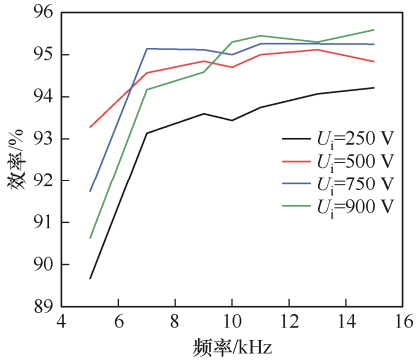


图 11 不同电压在不同频率下效率曲线

Fig. 11 Efficiency curves under different voltages and frequencies

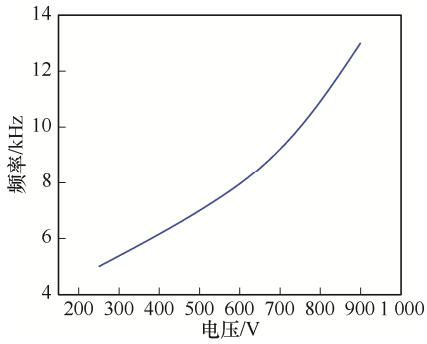


图 12　输入电压与开关频率对应曲线

Fig. 12 Curve of input voltage vs switching frequency

5　实验验证

为验证理论分析的准确性，搭建了 1 台输出功率为 600 W 的交错并联双管正激变换器试验样机，实验平台如图 13 所示。变压器变比为 7:1，滤波电感 L_f=11.3 μH，滤波电容 C_f=11 000 μF，电子负载设为恒电阻 R=1.2 Ω，输出电压设置为 24 V。

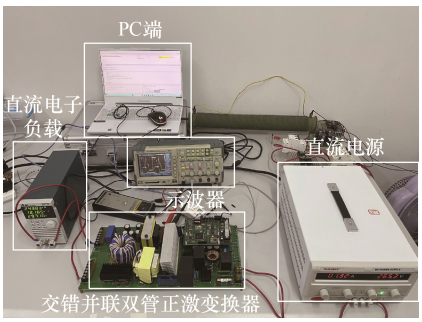
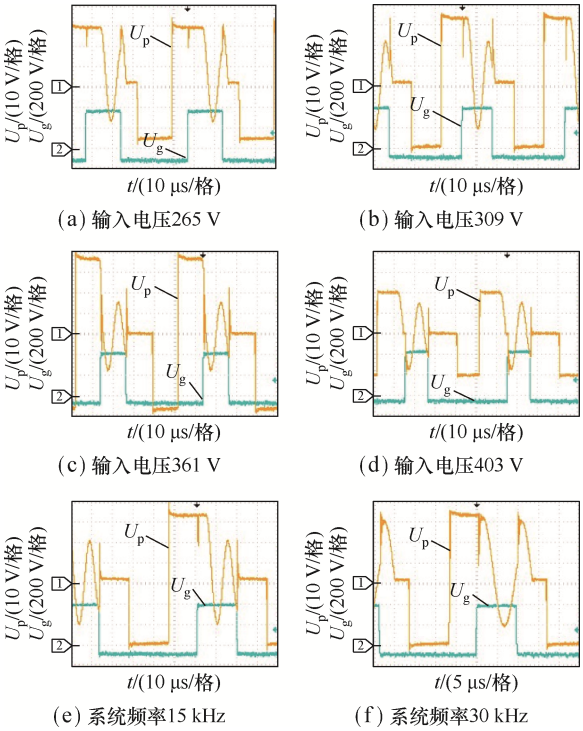


图 13　实验平台

Fig. 13 Experimental platform

系统开关频率 f_s 设为 20 kHz，当输入电压变化时，实验测得的波形如图 14 所示，图 14(a)、(b)、(c)、(d)分别为输入电压为 265、309、361、403 V 且系统频率为 20 kHz 时测得波形，图 14(e)、(f)分别为系统频率为 15、30 kHz 且输入电压均为 309 V 时测得波形。图中，U_g 为 1 组开关管的 PWM 信号。可以看出，变压器的一次侧发生了谐振现象，产生了能量变化。在系统频率不变时，随着输入电压的增加，变换器谐振现象越明显；在输入电压不变时，随着系统频率的升高，变换器谐振周期越短。



(a) 输入电压265 V　(b) 输入电压309 V

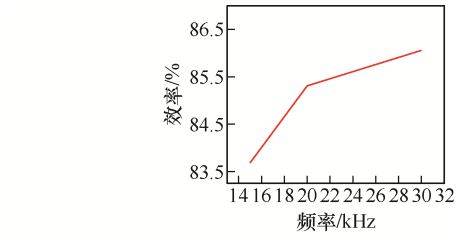
(c) 输入电压361 V　(d) 输入电压403 V

(e) 系统频率15 kHz　(f) 系统频率30 kHz

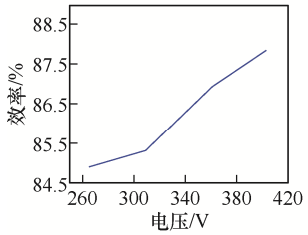
图 14　系统实测波形

Fig. 14 Measured waveforms of system

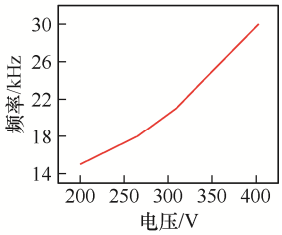
图 15 为测得的系统效率曲线，其中图 15(a)为输入电压保持不变时，系统效率随开关频率变化的情况，图 15(b)为开关频率保持不变时，系统效率随输入电压变换的情况。其结果与图 11 所示的不同频率下效率曲线的结果基本吻合。在不同输入电压 U_i 与开关频率下重复实验，可得最优效率对



(a) 输入电压保持在309 V



(b) 频率保持在20 kHz



(c) 不同输入电压与开关频率

图 15　系统效率曲线

Fig. 15 Curves of system efficiency

应曲线如图 15(c)所示。

6 结论

本文基于效率最大化目标对交错并联双管正激变换器进行了深入分析，取得结论如下。

(1)得到了变换器输入能量的定量表达式，证明了输入能量与输入电压、输出电压、电路参数及谐振频率有关。

(2)基于理想状态下输入能量定量表达式得出了效率最大时输入电压与开关频率的数学关系，证明了当输入电压升高时，需提高开关频率以保证效率最优。

(3)推导了计及损耗和开关管结电容特性时的系统效率表达式，得出了效率最大时输入电压与开关频率的数学关系，并通过 PSIM 仿真验证在满足前述电压频率关系时系统效率可达 95%以上。

(4)搭建额定功率 3 kW 试验样机，经多组实验，验证了当样机输入电压在 200~400 V 之间变化时，所提频率调节策略可使系统效率保持在 86%以上。

参考文献：

[1] 王圣, 庄柯, 徐静馨. 全球绿色电力及我国电力低碳发展分析[J]. 环境保护, 2022, 50(19): 37-41.
Wang Sheng, Zhuang Ke, Xu Jingxin. Analysis on global green electricity and low carbon developments of power industry in China [J]. Environmental Protection, 2022, 50(19): 37-41. (in Chinese)

[2] 余炽业, 何志辉, 宋跃. DC-DC 开关电源模块并联供电系统[J]. 电源技术, 2012, 36(6): 851-854.
Yu Chiye, He Zhihui, Song Yue. A DC-DC parallel switches power system [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2012, 36(6): 851-854. (in Chinese)

[3] Zhang M T, Jovanovic M M, Lee F C Y. Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 690-698.

[4] 李心怡. 基于 APFC 的双管正激变换器设计[D]. 长沙: 湖南大学, 2021.
Li Xinyi. Design of a dual-tube forward converter based on APFC [D]. Changsha: Hunan University, 2021. (in Chinese)

[5] 皇金锋. 双管正激变换器的建模与补偿网络设计[J]. 电源技术, 2012, 36(8): 1164-1166.
Huang Jinfeng. Modeling and control of isolated DC-DC converter [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2012, 36(8): 1164-1166. (in Chinese)

[6] 谭林丰. 基于双管正激变换器的高压电容器充电电源研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
Tan Linfeng. Research on high voltage capacitor charging power supply based on double-transistor forward converter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016. (in Chinese)

[7] 郝木凯, 王伟胜, 吴梓群, 等. 交错并联 Buck-Boost 变换器多模式控制研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(11): 110-112.
Hao Mukai, Wang Weisheng, Wu Ziqun, et al. Research on multi-mode control of interleaved Buck-Boost converter [J]. Power Electronics, 2022, 56(11): 110-112. (in Chinese)

[8] 杨正龙. 3 kVA 交错并联双管正激变换器的研究与开发[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2002.
Yang Zhenglong. Research and development of 3 kVA two-transistor forward converter with interleaving technology [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2002. (in Chinese)

[9] 杨小宸. 新型交错并联双管正激软开关变换器的研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2017.
Yang Xiaochen. Research on novel soft-switching interleaving double-switch forward converter [D]. Shenyang: Northeastern University, 2017. (in Chinese)

[10] 姚志刚, 张煜欣, 刘涛, 等. 三相交错并联三电平 DC-DC 变换器的 ZVS 控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(13): 4256-4264.
Yao Zhigang, Zhang Yuxin, Liu Tao, et al. ZVS control of an interleaved three-phase three-level DC-DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4256-4264. (in Chinese)

[11] 褚恩辉, 张化光, 刘秀翀, 等. 新型交错并联双管正激

软开关变换器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(33): 22-27.
Chu Enhui, Zhang Huaguang, Liu Xiuchong, et al. Novel interleaving double switch forward soft switching converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(33): 22-27. (in Chinese)

[12] 赵彤. 带有 PFC 的交错并联双管正激变换器的设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
Zhao Tong. The design of interleaving two-transistor forward converter with power factor correction [D]. Xi'an: Xidian University, 2021. (in Chinese)

[13] 姚常智, 张昊东, 申宏伟, 等. SiC MOSFET 驱动特性及器件国产化后的影响分析[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 138-145.
Yao Changzhi, Zhang Haodong, Shen Hongwei, et al. Driving characteristics of SiC MOSFET and influence analysis after device localization [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 138-145. (in Chinese)

[14] 陈魁昊, 刘旭. 考虑寄生电容和电感影响的 SiC MOSFET 三相全桥损耗计算方法[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 295-305.
Chen Kuihao, Liu Xu. Loss calculation method for SiC MOSFET in three-phase full-bridge considering parasitic capacitance and parasitic inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 295-305. (in Chinese)

[15] 陈彬, 李琳, 赵志斌. 双向全桥 DC-DC 变换器中大容量高频变压器绕组与磁心损耗计算[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 123-133.
Chen Bin, Li Lin, Zhao Zhibin. Calculation of high-power high-frequency transformer's copper loss and magnetic core loss in dual-active-bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 123-133. (in Chinese)

[16] Ferreira J A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(1): 127-131.

[17] 吴俊娟, 程亚伟, 燕祥伟, 等. 串联谐振型三相双有源桥变换器损耗分析[J]. 太阳能学报, 2022, 43(2): 149-156.
Wu Junjuan, Cheng Yawei, Yan Xiangwei, et al. Power loss of series resonant three-phase dual active bridge converter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(2): 149-156. (in Chinese)



徐岸非

作者简介：

徐岸非(1981—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，硕士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：20602728@qq.com。

罗帅(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1531811259@qq.com。

袁雷(1984—　)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子技术应用。E-mail：leiyuan@hbut.edu.cn。

席自强(1982—　)，男，博士，教授。研究方向：电力系统及其自动化。E-mail：19821037@hbut.edu.cn。

丁炜(1981—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：自动化控制技术。E-mail：10210@wisdri.com。

(责任编辑：郭凯凯)