

DOI: 10.11985/2021.02.017

基于多周期离散迭代模型的移相全桥倍流同步整流变换器及其稳定性分析

霍陆昱¹ 陈怡霖² 杜海忠¹ 章治国¹

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054;

2. 河南天通电力有限公司 平顶山 467000)

摘要: 移相全桥变换器在小体积隔离型降压场合得到了广泛的应用, 同时为了减少副边大电流压力, 可采用双电感进行倍流整流, 组合成移相全桥倍流整流(Phase-shifted full bridge current-doubling synchronous rectifier, PSFB-CDSR)变换器。通过对其进行模态简化, 提出一种基于多周期离散迭代模型的 PSFB-CDSR 变换器稳定性判别方法。和传统的小信号模型相比, 文章提出的等效模型能够同时描述变换器的各个电感电流和输出电容电压的动态, 具有直观性和准确性; 并在此基础上对移相全桥电流环流中的寄生电阻进行假设, 精准地刻画该寄生电阻对于功率传输特性的影响; 然后考察该模型在离散域中状态方程的特征根变化情况, 得到在不同输入输出条件下对稳定裕度的影响。最后, 仿真结果表明了该等效电路的精确性以及结论分析的正确性。

关键词: 移相全桥; 倍流整流; 离散迭代模型; 特征根; 稳定裕度

中图分类号: TM561

Phase-shifted Full-bridge Current-doubling Synchronous Rectifier Converter and Its Stability Analysis on Multi-cycle Discrete Iterative Model

HUO Luyu¹ CHEN Yilin² DU Haizhong¹ ZHANG Zhiguo¹

(1. College of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054;

2. Henan Tiantong Electric Power Co., Ltd., Pingdingshan 467000)

Abstract: Phase-shifted full-bridge converters have been widely used in small-volume isolated step-down applications. At the same time, in order to reduce the high-current pressure on the secondary side, dual inductors can be used for current doubling rectification, Shifted full bridge current-doubling synchronous rectifier converter (PSFB-CDSR). By simplifying the modal simplification, an equivalent circuit of a PSFB-CDSR converter based on a multi-cycle discrete iterative model is proposed. Compared with the traditional small signal model, the equivalent circuit model proposed in this paper can simultaneously describe the dynamics of each inductor current and output capacitor voltage of the converter, which is intuitive and accurate; and based on this, make assumptions about the parasitic resistance in the phase-shifted full bridge circulating current, and accurately describe the influence of the parasitic resistance on the power transmission characteristics; then the characteristic root of the state equation of the circuit model in the discrete domain is changed to obtain the stability margin under different input and output conditions influences. Finally, simulation results show the accuracy of the equivalent circuit and the correctness of the conclusion analysis.

Key words: Phase-shifted full bridge; current doubling rectification; discrete iterative model; characteristic root; stability margin

1 引言

移相全桥变换器(Phase-shifted full bridge, PSFB)

以其开关管电压应力低、电气隔离易实现、结构简单等特点广泛应用在中小砖型 DC/DC 模块中。通过原边谐振电感(包括变压器漏感)与开关管结电容的谐振, 可以实现原边开关管零电压开通, 通过简单的拓扑结构并采用移相控制方式就可以完成高效率、高功率密度的 DC/DC 能量变换。同时, 副边结

合双电感的倍流整流方式，双电感电流纹波对消，电流均分，输出频率翻倍，使得输出电压纹波减少，滤波器体积变小，且在一定程度上也使得线阻减小，更好地实现热功率的分布，有利于效率的提高^[1-6]。

针对中小功率移相全桥变换器，副边主要有两种整流方式：全桥整流与全波整流。在全桥整流中的两组桥臂替换一组上管或下管为电感，即得到新的倍流整流结构，如图 1a 所示；在全波整流

中进行星形到三角形等效替换，也可得到新的倍流整流结构，如图 1b 所示。相比于传统的两种整流方式，倍流整流每次只有一个二极管导通，且输出电感只分担一半的输出电流，但其电压增益只有全桥整流和中心抽头结构的一半，故更加适合低压大电流环境^[7]。同时本变换器将二极管替换为开关管，采用同步控制策略，避免整流管导通压降带来的损耗^[8]。

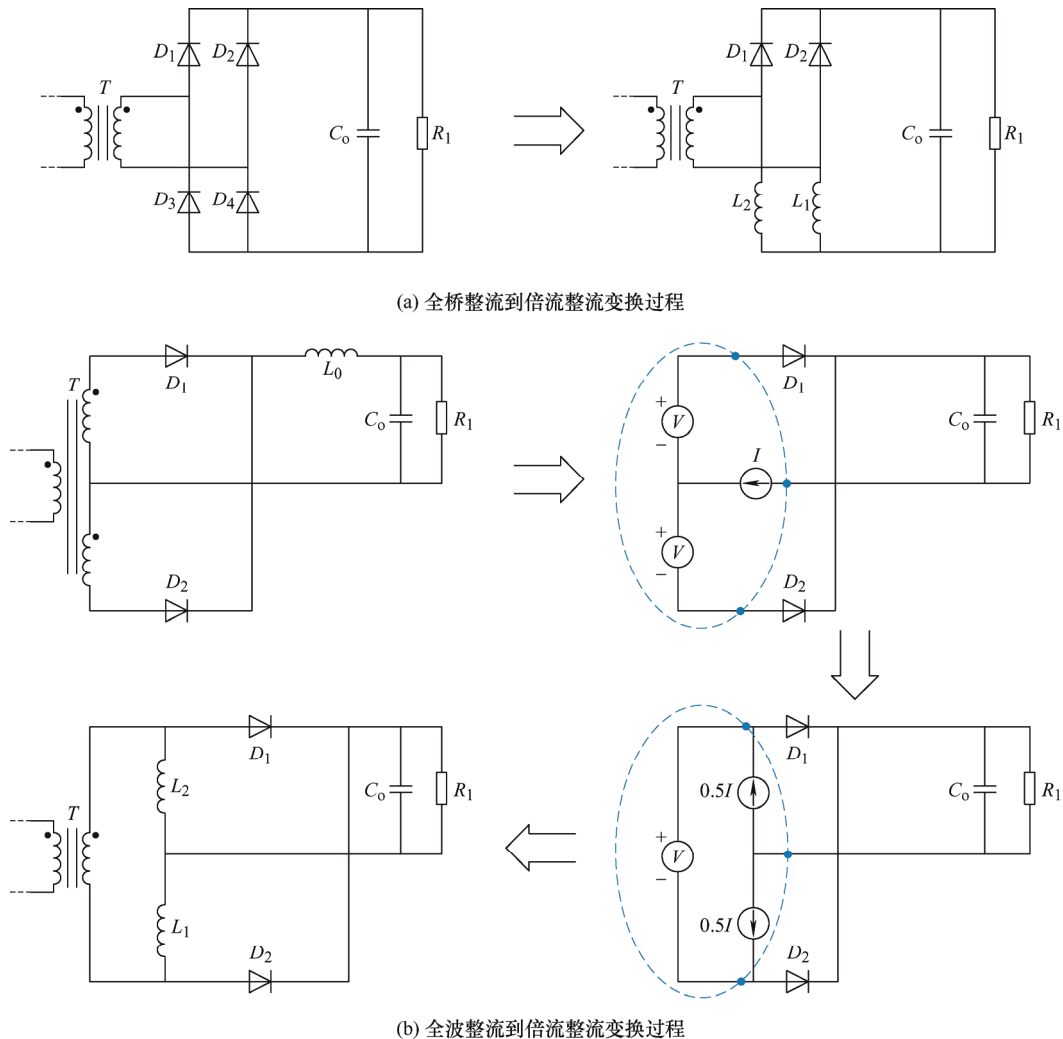


图1 倍流整流结构的两种演化过程

由于本文所提出的 PSFB-CDSR 变换器采用高频变压器实现输入输出端口的隔离，其电感电流是一个纯粹的交流量，不满足平均建模方法所需的小纹波假设^[9]，所以根据系统状态变量在相邻采样点之间的转移函数，得到离散迭代模型^[10]，其中考虑到变换器的一个周期内的主要子模态，具有较高的精度。文献[11-13]中采用该方法对 DAB 变换器进行研究。文献[14-15]介绍了 PSFB 的基于 PWM 开关的小信号分析，其中获得了变换器交流模型作为 PWM 降压变换器的等效模型，这种方法是基于输

入电压和滤波电感电流变化而导致占空比调制的简化分析，但是该模型没有考虑转换器损耗的影响，因而没有考虑转换器效率，最终得到的是基于几个理想假设的一个相对简单的 PSFB 变换器小信号模型。

文献[16]对 PSFB 变换器进行进一步的小信号分析，所提出的小信号分析采用基于离散数据采样的非常规平均方法。但是生成的动态模型是非常复杂的，不能通用。相较于以前的简单模型，使用此方法没有讨论该模型的其他优点，而且寄生参数的

影响也被忽略了。近年来，引入了基波分析来对 PSFB 进行分析，例如文献[17]侧重通过基波分析法，引入变压器电压作为中间变量进行傅里叶分解，从而间接得到推导出控制-输出传递函数模型，但是其中只保留了基波和一次谐波，会带来较大误差。

本文在离散时间域建立起 PSFB-CDSR 变换器的迭代模型，相较于传统电路模型，未使用小信号假设，也避免了模型降阶，完整地保留了全部的电路特征，同时考虑谐振电感回路上的寄生电阻对于系统稳定性的影响，得到考虑损耗的系统稳定条件，更加真实地反映电路的工作状态，从而准确地判断控制系统参数设计的可行性。最后通过仿真，验证了本文离散迭代模型的正确性。

2 移相全桥倍流同步整流变换器分析

2.1 工作原理分析

图 2 为本文提出的移相控制全桥与副边倍流同步整流相结合的拓扑。电路主要有三个单元组成：第一部分为逆变桥部分，包括开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 以及各个上面集成的体二极管 $D_1 \sim D_4$ 与结电容 $C_1 \sim C_4$ ；第二部分为磁网络部分，包括变压器 T 和谐振电感 L_r (包含变压器的漏感)；第三部分为倍流桥部分，两组桥臂分别由滤波电感 L_1 、 L_2 与整流下管 SR_1 、 SR_2 组成，并最终与滤波电容 C_o 和负载 R_1 相并联。

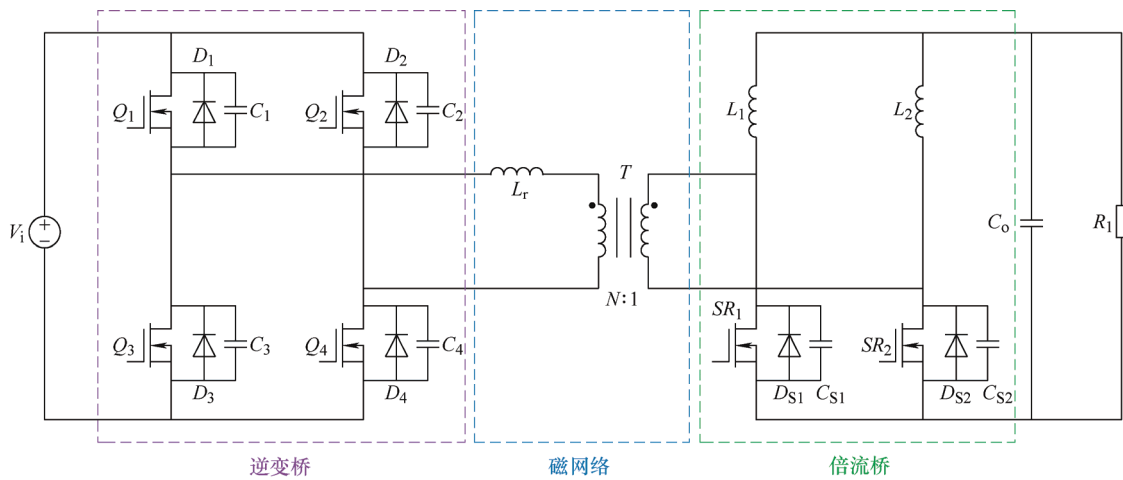
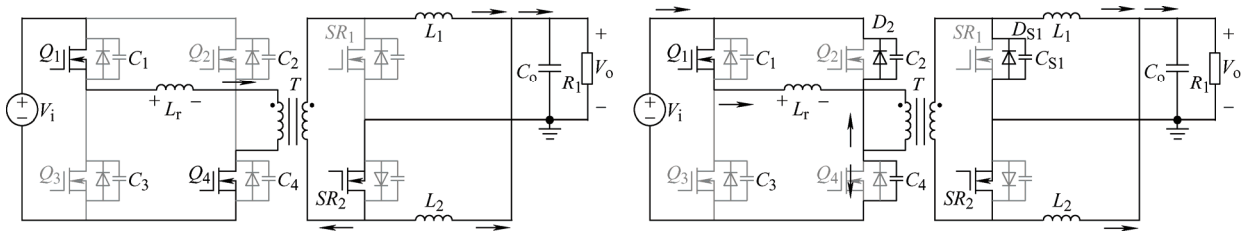


图 2 PSFB-CDSR 变换器

分析假设电路工作在连续导通工作模式 (Continuous conduction mode, CCM)，且输出电感 L_1 、 L_2 和输出电容 C_o 足够大，可近似考虑成 2 个电流源和 1 个电压源。开关管均为理想元件，其结电容取标称值的 4/3，且视为不变^[18]，其他寄生参数的影响不予考虑。文中假设的变压器励磁电感足够大，故在分析中可以省略励磁电流的影响，谐振电感 L_r 包括了变压器的漏感与外加电感^[19-20]。设定每组桥臂上下管的驱动信号为互补方式(之间设置有 4% 的死区)，固

定占空比 D 均为 48%，上管先于下管导通，于是可定义两组桥臂上管之间的导通时差即为两桥臂的移相角 θ ，其取值范围在 $0 \sim D$ 之间。副边倍流桥的同步整流 SR_1 的驱动信号与 Q_2 同时开启，与 Q_3 同时关断，同样地，整流管 SR_2 的驱动信号也表现为与 Q_1 和 Q_4 的逻辑或关系。为深入分析该变换器详细的 CCM 模式运行情况，将 PSFB-CDSR 变换器主要划分为 10 个模式，如图 3 所示，部分关键的时序波形如图 4 所示，具体分析如下。



(a) 模式1 $[t_1 \sim t_2]$ $Q_1 Q_4$ 功率传输模式

(b) 模式2 $[t_2 \sim t_3]$ Q_2 零电压开通

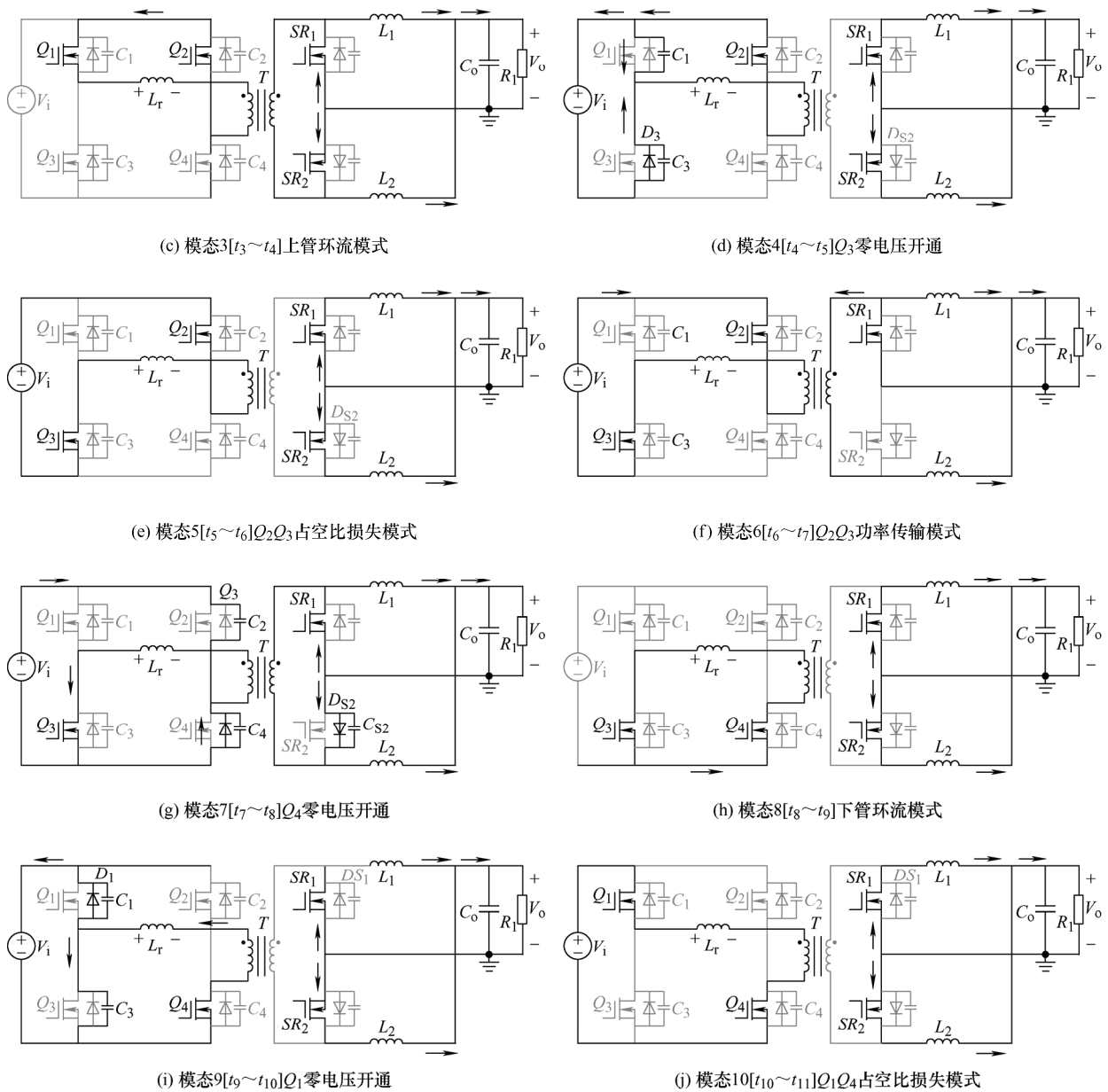


图3 PSFB-CDSR 变换器单个周期内工作模式

(1) 模式 1 $[t_1 \sim t_2]$: 如图 3a 所示, 输入电压 V_i 通过 MOS 管 Q_1 与 Q_4 进行功率传输, 对谐振电感 L_r 充电, 并通过变压器将能量传输到副边。对于负载电阻 R_1 来说, 副边侧由两条回路对其供电。通过 $T-L_1-R_1-SR_2$ 回路, 输出滤波电感电流 i_1 线性增大; 通过 $L_2-R_1-SR_2$, 输出滤波电感电流 i_2 缓慢递减, 两者电流叠加, 即为输出电流。

(2) 模式 2 $[t_2 \sim t_3]$: 如图 3b 所示, L_r 、 C_4 、 C_2 与原边等效串联电感(即副边滤波电感反射到原边的等效值 $N^2 L_1$)发生滞后桥臂谐振, 给 C_2 放电的同时给 C_4 充电, 直到 C_4 上电压等于输入电压, 两者能量交换完成, Q_2 的体二极管导通, 此时开通 Q_2 , 即实现了 ZVS 开通。同时由于原

边变压器两端电压降为 0, 相当于短路, 副边滤波电感 L_1 开始放电, 同步整流管 SR_1 上结电容 C_{S1} 也跟随进行放电。

(3) 模式 3 $[t_3 \sim t_4]$: 如图 3c 所示, 在 t_3 时刻 Q_3 两端电压已为 0, i_p 经由 $Q_1-L_r-T-Q_2$ 回路进行自由环流, 实际中由于线路中存在一定寄生电阻, 电流缓慢衰减, 原边变压器两端电压在此阶段被钳位至 0, 相当于短路。副边两同步整流管同时导通, 由 L_1 和 L_2 放电为负载提供能量。

(4) 模式 4 $[t_4 \sim t_5]$: 如图 3d 所示, 在 t_3 时刻 Q_1 关断, 结电容 C_1 、 C_3 与电感 L_r 发生滞后桥臂谐振, C_3 在谐振中放电, C_1 在谐振中被充电, 副边 L_1 通过 SR_1 进行放电, SR_2 在 t_4 时刻已关断, L_2 通过 SR_2

的体二极管 D_{S2} 放电，两电感继续为负载提供能量，不参与此谐振过程。

(5) 模态 5 [$t_5 \sim t_6$]：如图 3e 所示，因为副边 L_1 和 L_2 仍处于放电续流阶段，原边变压器仍相当于短路，因为谐振电感 L_r 上的电流不能突变，在输入电源 V_i 的作用下，电感电流 i_r (变压器原边电流 i_p) 完成过零变负的整个过程，过零前为能量回馈过程，过零后为谐振电感充电过程。

至此，PSFB-CDSR 变换器已完成前半周期运行，后半周期变压器原边电流反向，向副边传输能量， L_2 充能， L_1 并联在负载两侧放电，之后进行下管环流，副边双电感释放能量，对负载供电，完成与前五个模态相似的过程，在此不再赘述。

2.2 迭代模型分析

根据以上分析可以将 PSFB-CDSR 变换器单周期内的十个模态进行化简，按照时间上的占比可以将零电压开通阶段发生的模态省略，具体精简为四个主要模态，如图 5 所示，然后根据统一状态方程的描述公式

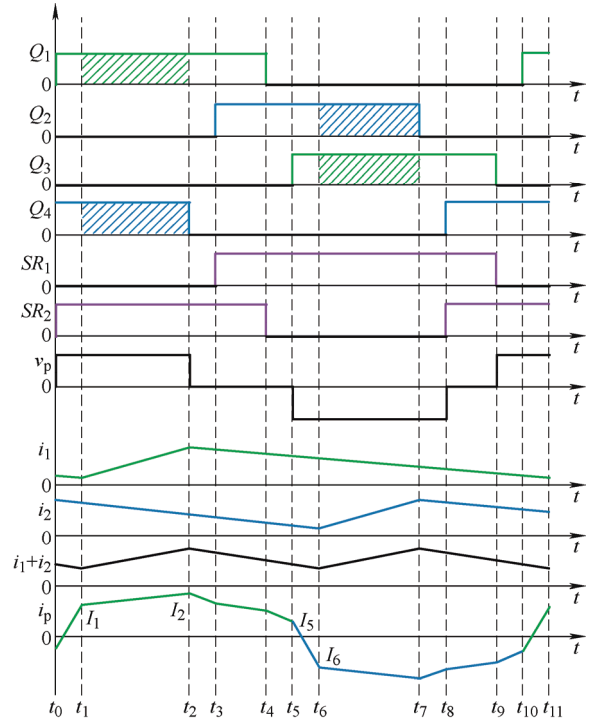


图 4 PSFB-CDSR 变换器单个周期内工作时序

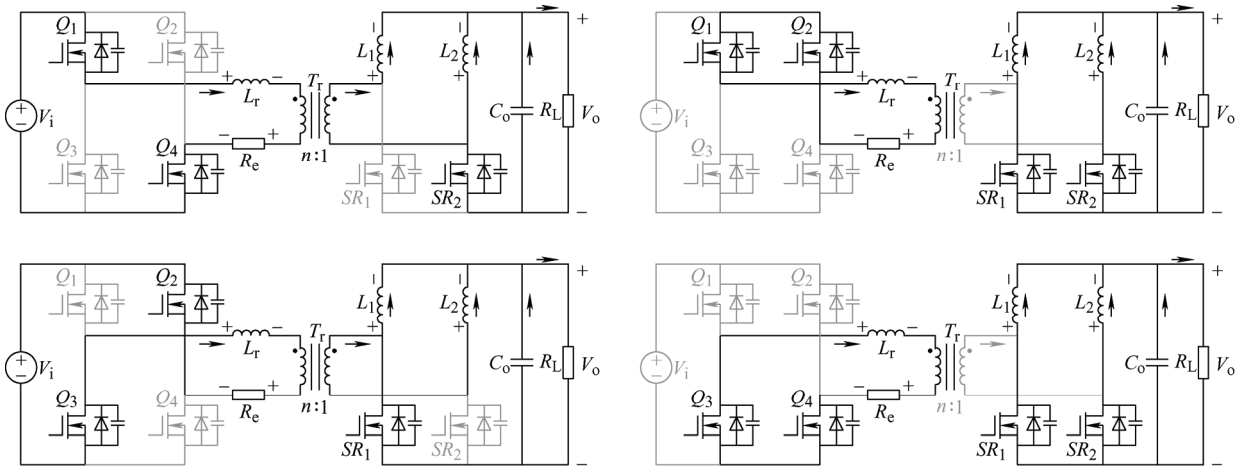


图 5 PSFB-CDSR 变换器的四个关键模态

$$\frac{dx}{dt} = A_k x(t) + B_k v_i \quad k = \{1, 2, 3, 4\} \quad (1)$$

式中， $x = [i_r(t) \quad i_1(t) \quad i_2(t) \quad v_o(t)]^T$ 表示系统的状态变量，选择流经谐振电感 L_r 的电流 $i_r(t)$ 、流经滤波电感 L_1 上的电流 $i_1(t)$ 、流经滤波电感 L_2 上的电流 $i_2(t)$

以及输出滤波电容上的电压 $v_o(t)$ ；下标 k 表示对应的第 k 个子状态。考虑到变换器原边存在环流情况存在，本文假设变压器原边侧的回路上等效寄生电阻的存在，对应化简的四个子状态，系统的状态矩阵 A_k 和输入矩阵 B_k 为

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_r + L} & 0 & 0 & \frac{-N}{L_r + L} \\ \frac{-NR_e}{L_r + L} & 0 & 0 & \frac{-N^2}{L_r + L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{-N}{C_o} & 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r + L} \\ \frac{N}{L_r + L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_e}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{C_o} & \frac{1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{L_r - L} & 0 & 0 & \frac{-N}{L_r - L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{NR_c}{L_r - L} & 0 & 0 & \frac{N^2}{L_r - L} \\ \frac{-N}{C_o} & 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \quad B_3 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_r - L} \\ 0 \\ N \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} & \frac{-1}{C_o} & \frac{1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \quad B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

式中, R_c 为原边侧等效寄生电容, R_l 表示为负载电阻, L 为倍流桥上两电感的值, 即 $L=L_1=L_2$, N 为变压器的变比。

由于 DSP 基本实现以 PWM 方式触发 ADC 采样处理, 所以本文设置的采样点在每个子周期开始时刻, 以此可以求得系统在相邻采样点之间转移函数的方式建立起的离散迭代模型。通过对每一个子状态的状态方程进行积分并逐一对四个子状态进行迭代^[10, 15-17]。可以得到这种情况下两个相邻采样点之间状态变量的转移函数为

$$x[n+1] = G_p(\theta)x[n] + H_p(\theta)v_i \quad (2)$$

式中, 转移函数中的状态矩阵 G_p 和输入矩阵 H_p 的求取方法一般分为 Z 变换法与递推法, 但是 Z 变换法只能适用于线性定常离散系统, 本文采取递推法进行求解^[21], 其过程如图 6 所示, 由四个子模态转移函数的迭代关系, 最终得到相邻两个采样周期 $x[n]$ 与 $x[n+1]$ 的转态转移函数, 其中, 转移函数中的状态矩阵 G_p 和输入矩阵 H_p 分别表示为

$$\begin{cases} G_p(\theta) = \exp(A_1\theta T)\exp(A_2(1-\theta)T)\exp(A_3\theta T)\exp(A_4(1-\theta)T) \\ H_p(\theta) = \exp(A_1\theta T)\exp(A_2(1-\theta)T)\exp(A_3\theta T) \int_0^{(1-\theta)T} \exp(A_4 t) dt B_4 + \exp(A_1\theta T)\exp(A_2(1-\theta)T) \int_0^{\theta T} \exp(A_3 t) dt B_3 + \exp(A_1\theta T) \int_0^{(1-\theta)T} \exp(A_2 t) dt B_2 + \int_0^{\theta T} \exp(A_1 t) dt B_1 \end{cases}$$

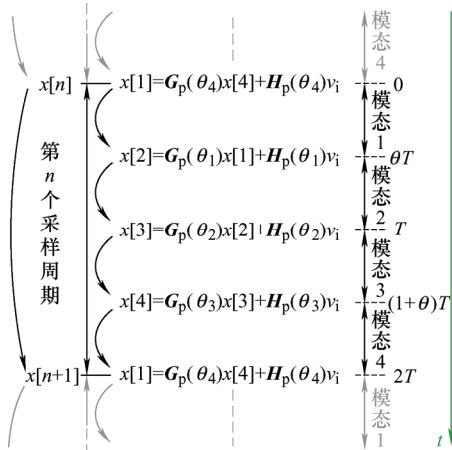


图 6 关键子状态变量周期转移关系

3 稳定边界分析

为了调节输出电压或控制传输功率, 必须使变换器工作在稳定状态, 闭环系统的稳定性受到变换器硬件参数、端口电压、负载和控制器增益等系统多方面的影响。其中, 控制器的参数对整个系统的动态性能和稳定性有巨大影响。如果参数设计不当, 则闭环系统会出现明显的振荡现象, 显著增大原器件的电压、电流应力, 并导致损耗增加或器件损坏, 严重影响变换器的正常运行。

本节对电压闭环控制的 PSFB-CDSR 变换器系统展开讨论, 并应用如图 7 所示经典的环路系统, 以输出电压作为参考, 校正系统设置为比例控制器, 且考虑到了数字控制器的一拍延时现象^[22]。将系统的输入电压考虑为常量, 通过多维空间坐标轴的变换, 可以将移相角作为变换器模型输入与校正系统输出对接, 并根据上文所求出迭代模型, 与控制器的迭代方程联立, 可以得到方程组为

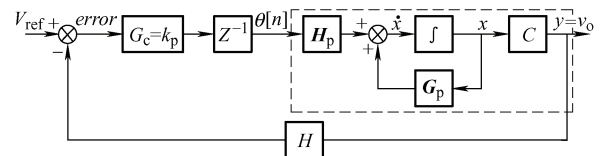


图 7 PSFB-CDSR 变换器的闭环系统结构

$$\begin{cases} i_r[n+1] = g_{p[1,1]}i_r[n] + g_{p[1,2]}i_1[n] + g_{p[1,3]}i_2[n] + g_{p[1,4]}v_o[n] + \frac{\partial h_{p[1,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \theta[n] \\ i_1[n+1] = g_{p[2,1]}i_r[n] + g_{p[2,2]}i_1[n] + g_{p[2,3]}i_2[n] + g_{p[2,4]}v_o[n] + \frac{\partial h_{p[2,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \theta[n] \\ i_2[n+1] = g_{p[3,1]}i_r[n] + g_{p[3,2]}i_1[n] + g_{p[3,3]}i_2[n] + g_{p[3,4]}v_o[n] + \frac{\partial h_{p[3,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \theta[n] \\ v_o[n+1] = g_{p[4,1]}i_r[n] + g_{p[4,2]}i_1[n] + g_{p[4,3]}i_2[n] + g_{p[4,4]}v_o[n] + \frac{\partial h_{p[4,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \theta[n] \\ \theta[n+1] = k_p \times (V_{ref} - v_o[n]) \end{cases} \quad (3)$$

式中, k_p 为控制器的比例系数; V_{ref} 为参考输出电压。

可以将所得方程组提取出系数矩阵, 即系统的雅可比矩阵, 然后对该矩阵的特征值进行求解, 最终来判定系统的稳定性。其雅可比矩阵和特征方程表示如下

$$J = \begin{bmatrix} g_{p[1,1]} & g_{p[1,2]} & g_{p[1,3]} & g_{p[1,4]} & \frac{\partial h_{p[1,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \\ g_{p[2,1]} & g_{p[2,2]} & g_{p[2,3]} & g_{p[2,4]} & \frac{\partial h_{p[2,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \\ g_{p[3,1]} & g_{p[3,2]} & g_{p[3,3]} & g_{p[3,4]} & \frac{\partial h_{p[3,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \\ g_{p[4,1]} & g_{p[4,2]} & g_{p[4,3]} & g_{p[4,4]} & \frac{\partial h_{p[4,1]}(\theta)v_i}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & -k_p & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

本文提出的 PSFB-CDSR 变换器的设计参数如表 1 所示。由此在限制系统其他参数不变的情况下, 且固定 $R_c=200 \text{ m}\Omega$, $R_l=0.6 \text{ }\Omega$, $V_{ref}=12 \text{ V}$ 参数不变, 调整校正系统的参数 k_p , 观察其对系统稳定性的影响, 系统特征根轨迹随着 k_p 增大而变化的情况如图 8 所示。由于系统的雅可比矩阵为 5 阶矩阵, 因此得到 5 个特征根: p_1 、 p_2 、 p_3 、 p_4 和 p_5 。其中 p_1 、 p_2 和 p_3 为单根, p_4 和 p_5 为共轭复根, p_1 、 p_3 和共轭根都对 k_p 参数变化表现明显, 并且这些根都随着 k_p 的增大由单位圆内部逐渐向着穿出圆外的方向运动, 而靠近零点的特征根 p_2 则几乎保持不变。在 $k_p>0.414$ 时, 特征根 p_3 穿出单位圆外。定义使得 $|p|=1$ 的 k_p 为临界参数, 用 $k_{p,ed}$ 表示。当 $k_p>0.414$ 时, 系统不能以周期 1 稳定运行, 当 $k_p<0.414$ 时, 系统能够稳定运行。

表 1 PSFB-CDSR 变换器电路设计参数

参数	数值	参数	数值
输入电压 v_i/V	48	全桥管输出电容 $C_{oss}/\mu\text{F}$	630
滤波电感 $L_1/\mu\text{H}$	12	变压器变比 N	1
滤波电感 $L_2/\mu\text{H}$	12	开关频率 f/kHz	100
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	1	移相桥占空比 D	0.48
输出滤波电容容量 $C_o/\mu\text{F}$	400	移相桥桥臂死区 D_{death}	0.02

通常比例参数 k_p 设置较小, 系统的稳定裕度较宽, 但是同时也带来动态响应速度较慢的问题。为此要使系统能够及时地跟踪参考值, 需要在保证系统稳定的前提下尽可能增大 k_p 。除此之外, 硬件参数以及电路的工作条件一般认为在硬件设计完成和电路测试完成后基本保持不变, 但是变换器的输出电压和输

出负载通常会随着不同的工况而发生较大的变化, 所以必须要分析这两项条件变化对于系统稳定性产生的影响, 直接用于指导变换器的设计。

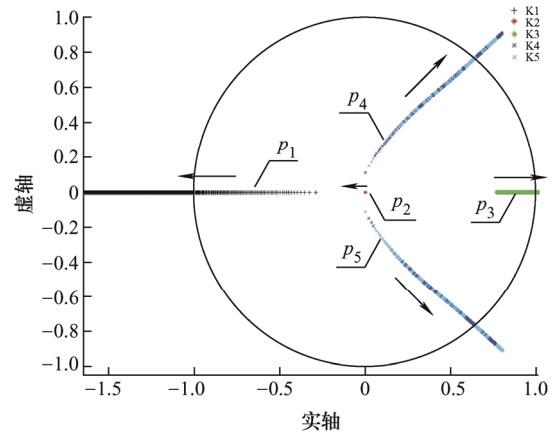
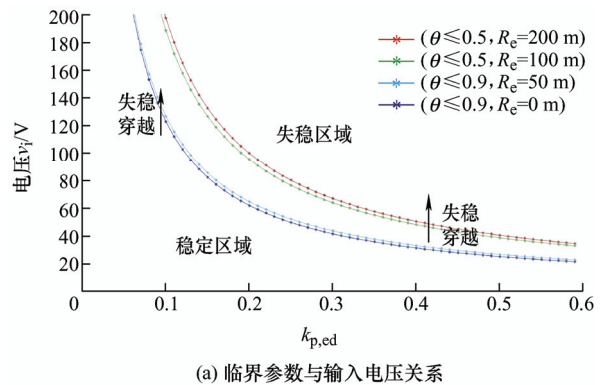
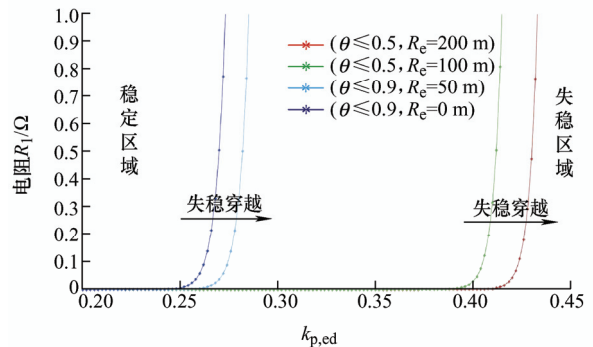


图 8 特征根随 k_p 系数增大趋势轨迹

改变不同的输入电压或输出负载参数, 固定其他参数, 可以得出变换器运行的临界曲线, 如图 9 所示。图 9a 为临界参数随输入电压变化的关系曲线, 固定 $R_l=0.6 \text{ }\Omega$, 边界曲线右上方为失稳区域, 左下方为稳定区域, 图 9 中对比了无寄生电阻, 寄生电阻分别为 $50 \text{ m}\Omega$ 、 $100 \text{ m}\Omega$ 和 $200 \text{ m}\Omega$ 四种情况下的结果, 可以看出临界 $k_{p,ed}$ 总体随输入电压的增大而减少, 虽然从局部看来线路中存在的寄生电阻越大, 得到的稳定区域面积就越大, 但事实上在线阻为 $100 \text{ m}\Omega$, 移相角大于 0.6 时, 就已有特征根整



(a) 临界参数与输入电压关系



(b) 临界参数与负载电阻关系

图 9 不同输入输出条件的临界参数曲线

体穿出单外圆外，系统已无法稳定工作，所以将移相角限制在了 0.5 以内。图 9b 为临界参数随负载电阻变化的关系曲线，固定 $v_i=48\text{ V}$ ，边界曲线左上方为稳定区域，右下方为失稳区域，同样对比了四种寄生电阻的情况，当闭环系统在某一个确定的 (k_p, R_l) 的组合下稳定工作时，若负载电阻减小，则有可能自下向上越过稳定边界，使得变换器失去稳定；若负载电阻增大，即对应 (k_p, R_l) 点自上而下移动，则系统始终保持稳定^[8]。

因此 PSFB-CDSR 变换器在闭环控制器设计的时候，需要考虑到最恶劣的工况，即根据可能出现的最大输入电压进行设计。对于负载电阻较小时，变换器输出的功率较大，存在可能使系统穿越稳定边界，所以需要根据最大负载进行设计。

4 仿真验证与分析

为了验证本文所提模型的有效性，在 Saber 中搭建功率以及逻辑驱动电路，在 Matlab 中搭建控制器系统进行联合仿真。电路参数与表 1 所设计参数相同，固定负载电阻 $R_l=0.6\ \Omega$ ，寄生电阻 $R_e=200\text{ m}\Omega$ ， $V_{ref}=12\text{ V}$ ， $k_p=0.2$ ，改变输入电压 v_i 分别为 48 V、72 V、96 V、20 V、144 V。根据之前模型计算结果，各种输入电压的临界参数 k_p 如表 2 所示。

表 2 不同输入电压下临界参数

参数	数值				
输入电压 v_i/V	48	72	96	120	144
比例参数 k_p/min	0.414	0.276	0.208	0.166	0.138

由图 10 可知，输入电压从 48 V 开始，每隔 1 ms 进行一次跃变，增加 24 V，在当输入电压增加到 96 V 之后，输出电压与变压器原边电流，即谐振电感电流，已经明显出现振荡现象。因为控制器只有比例环节，未设置积分环节，所以系统会出现一定的静差，图 10 中表现为 2 V 左右，但不影响系统的稳定性分析^[8]。

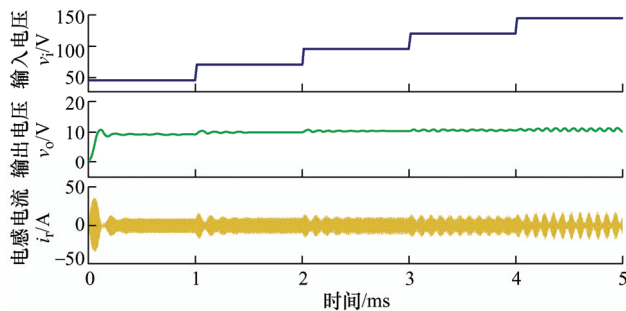


图 10 不同输入输出条件的临界参数曲线

其他参数不变，图 11 对比了输入电压为分别 48 V 和 144 V 两种条件下的输出电压和谐振电感的电流波形，图 12 对比了两种条件下的滤波电感电流与输出电流。在输入 48 V 条件下输出电压稳定，纹波较小，且谐振电感电流波形与上一周期一致，两滤波电感电流 i_1 和 i_2 将电流均分，叠加在一起纹波对消，使输出电流 i_o 纹波减小；而在输入 144 V 条件下，输出电压出现明显振荡，纹波电压已达到 0.9 V，谐振电感电流已无法与上一周期达到一致，且滤波电感电流也出现低频量扰动，最终使电流纹波急剧增大，系统已经失稳。

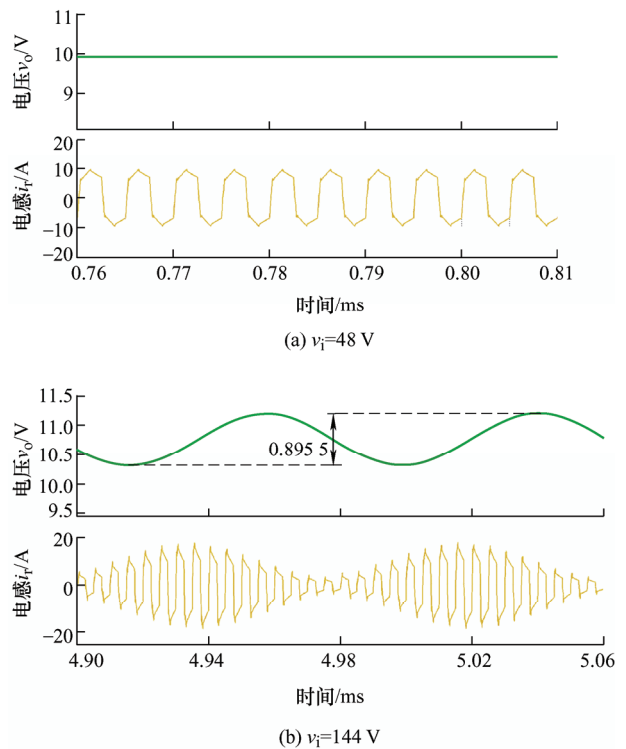
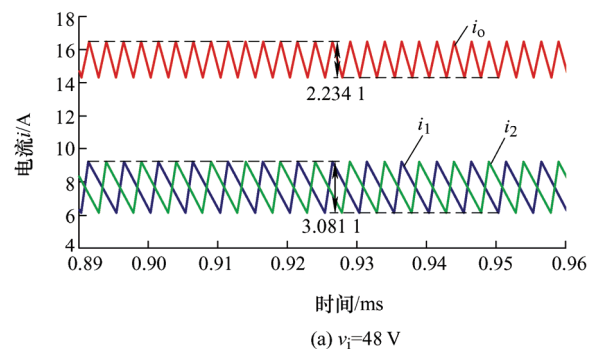


图 11 输出电压 v_o 和谐振电感 i_l 波形

通过上述分析，对于闭环工作的 PSFB-CDSR 变换器，如果出现输入电压增大，则可能使系统失稳，与上文分析一致。相反地，增大控制器中 k_p 参数也会使得整个系统失去稳定。



(a) $v_i=48\text{ V}$

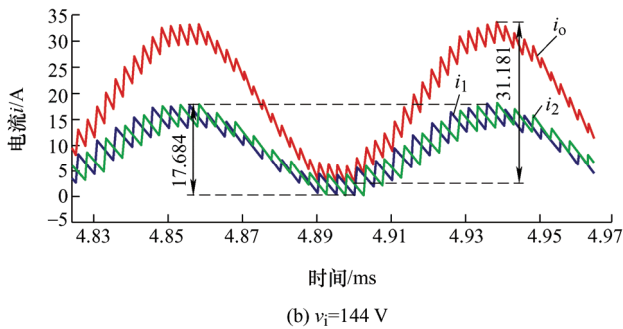


图 12 滤波电感电流 i_1 、 i_2 和输出电流 i_o 波形

5 结论

本文从 PSFB-CDSR 变换器的工作原理出发, 对其复杂模态进行简化, 建立能够精准刻画变换器储能器件状态转移特性的等效模型, 具有直观性和准确性; 并在此基础上对原边移相全桥电流环流中存在的寄生电阻进行分析, 精准地刻画该寄生电阻对于功率特性以及稳态特性的影响; 然后考察等效电路模型在离散域中状态方程的特征根变化情况, 得到在不同输入输出条件下对稳定裕度的影响。最后, 通过仿真结果表明了该等效电路的精确性以及结论分析的正确性。

参 考 文 献

- [1] KIM J W, KIM D Y, KIM C E, et al. A simple switching control technique for improving lightload efficiency in a phase-shifted full-bridge converter with a server power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1562-1566.
- [2] CHEN Z, LIU S, SHI L. Improved zero-voltage-switching pulse width modulation full bridge converter with self-regulating auxiliary current[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(2): 287-296.
- [3] 丁奇, 杨海涛, 刘聪. 平均电流控制型移相全桥 DC/DC 变换器设计方法的研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(9): 32-37.
DING Qi, YANG Haitao, LIU Cong. Research on the design method of average current-controlled phase-shifted full-bridge DC/DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2018, 13(9): 32-37.
- [4] 陈慧, 吴新科, 彭方正. 具有串并联自调整型倍流整流结构的交错并联移相全桥变流器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 434-441.
CHEN Hui, WU Xinke, PENG Fangzheng. An interleaved phase shift full-bridge converter with series-parallel auto regulated current doubler rectifier structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 434-441.
- [5] 高帅, 张兴, 赵文广, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率控制策略[J]. 电气工程学报, 2019, 14(2): 24-29.
GAO Shuai, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Minimum return power control strategy of dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2): 24-29.
- [6] GU Bin, LAI J S, KEES N, et al. Hybrid-switching full-bridge DC/DC converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1132-1144.
- [7] LEE W, KIM C, MOON G, et al. A new phase-shifted full-bridge converter with voltage doubler type rectifier for high-efficiency PDP sustaining power module[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2450-2458.
- [8] 霍陆昱. 基于数字控制的移相全桥倍流同步整流变换器研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2020.
HUO Luyu. Research on phase-shifted full-bridge current-doubling synchronous rectifier converter based on digital control[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2020.
- [9] KRISMER F, KOLAR J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2756-2768.
- [10] VERGHESE G C, ELBULUK M E, KASSAKIAN J G. A general approach to sampled-data modeling for power electronic circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1986, PE-1(2): 76-89.
- [11] 童安平, 钱语安, 杭丽君, 等. 基于离散迭代模型的 DAB 变换器等效电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1138-1150.
TONG Anping, QIAN Yuan, HANG Lijun, et al. Research on equivalent circuit of DAB converter based on discrete iterative model[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1138-1150.
- [12] 雷涛, 李龙春, 邬岑颖, 等. 双有源桥 DC-DC 暂态直流偏置分析和抑制策略研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(7): 8-15.

- LEI Tao, LI Longchun, WU Cenyong, et al. Dual active bridge DC-DC transient DC bias analysis and suppression strategy research[J]. Journal of Electrical Engineering, 2018, 13(7): 8-15.
- [13] SHI L, LEI W, HUANG J, et al. Full discrete-time modeling and stability analysis of the digital controlled dual active bridge converter[C]// Power Electronics & Motion Control Conference. IEEE, 2016.
- [14] SABATE J A, VLATKOVIC V, RIDLEY R B, et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter[C]// Proc. 5th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 11-16, 1990: 275-284.
- [15] VLATKOVIC V, SABATE J A, RIDLEY R B, et al. Small signal analysis of the phase-shifted PWM converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1992, 7(1): 128-135.
- [16] SCHUTTEN M J, TORREY D A. Improved small-signal analysis for the phase-shifted PWM power converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2003, 18(2): 659-669.
- [17] MALLIK A, KHALIGH A. Variable switching frequency state feedback control of a phase shifted full bridge DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6523-6531.
- [18] JANG Y, JOVANOVIC M M, CHANG Yuming. A new ZVS-PWM full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1122-1129.
- [19] ZHANG Xin, CHUNG H S H, RUAN Xinbo, et al. ZCS full-bridge converter without voltage overstress on the switches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 686-698.
- [20] SHI Jianjiang, LUO Jie, HE Xiangning. Common duty ratio control of input series output parallel connected phase shift full bridge DC/DC converter modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3318-3329.
- [21] ZHANG Kai, SHAN Zhenyu, JATSKEVICH J. Large-and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1964-1974.
- [22] MATTAVELLI P, SPIAZZI G, TENTI P. Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 140-147.
-
- 作者简介: 霍陆昱, 男, 1993 年生, 硕士研究生。主要研究方向为电力电子拓扑及其控制技术。
E-mail: 1219051368@qq.com
- 陈怡霖, 女, 1995 年生。主要研究方向为电力电子拓扑设计。
E-mail: 924427205@qq.com
- 杜海忠, 男, 1995 年生, 硕士研究生。主要研究方向为电力电子拓扑及其控制技术。
E-mail: 838872578@qq.com
- 章治国(通信作者), 男, 1977 年生, 博士, 教授。主要研究方向为电力电子拓扑与控制、微电网及其装备技术。
E-mail: zzg@cqut.edu.com