

变频+移相控制的双有源串联谐振 DC-DC 变换器的小信号建模

韩伟健¹, 马瑞卿¹, 刘青²

(1.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072; 2.帕多瓦大学 信息工程学院, 意大利 帕多瓦 35131)

摘要:变频+移相双自由度控制技术能够实现双有源串联谐振 DC-DC 变换器在宽范围工况下的零电压开通,从而有效提升变换器的工作效率和可靠性。提出了变频+移相控制下双有源串联谐振 DC-DC 变换器的小信号连续域模型,为研究在该控制机制下变换器的动态特性和闭环控制器的设计提供依据。所建立的模型基于广义平均建模法,选取输出电压的直流分量和电感电流、谐振电容电压的基波分量作为状态变量,准确描述了谐振腔对变换器动态特性的影响。在此基础上设计了输出电压闭环调节器,实现了变换器在 ZVS 变频+移相控制下的稳定运行。理论分析通过 Matlab/PLECS 仿真和 1 台 800 W 原理样机进行了验证。

关键词:DC-DC 变换器;双有源;串联谐振;小信号建模;变频;移相

中图分类号:TM46 **文献标志码:**A **文章编号:**1000-2758(2019)04-0830-08

双向 DC-DC 变换器广泛应用于需要功率双向传输的场合中,如电动汽车、直流微/纳米电网、不间断供电系统等。作为直流总线与储能单元之间的关键接口,双向 DC-DC 变换器在系统能量管理和控制中发挥着举足轻重的作用,受到了国内外学者的广泛关注,成为一个热门的研究方向。

双有源串联谐振 DC-DC 变换器(dual active bridge series resonant DC-DC converter, DABSRC)适用于中、高功率双向能量传输的应用场合。其主要特点包括:①电路结构双向对称,兼备升/降压能力;②谐振电容能够阻隔直流电流分量,限制异常情况下的故障电流^[1];③其固有的谐振特性为变换器的设计和控制提供了更高的灵活性。对于双向 DC-DC 变换器而言,特别是在高电压、高功率(>1 kW)应用中,通常希望有源功率器件尽可能地实现软开关运行。一方面,软开关可以有效降低开关损耗,提升变换器的效率。另一方面,软开关可以抑制开关瞬间的电压变化率,减小电磁干扰。此外,软开关还有助于降低功率管在开关瞬间的电压振铃,提高变换器的可靠性^[2]。然而,受到环境因素和储能单元

充放电的影响,双向 DC-DC 变换器通常工作于较宽的电压范围和负载范围。这对实现 DABSRC 的软开关运行提出了挑战。采用定频移相控制的 DABSRC 在轻载和半载情况下工作在硬开关状态^[3]。以降低谐振电流有效值为目标,采用移相+PWM 的控制策略能够有效地改善变换器的工作效率,但仍无法实现变换器在宽范围条件下的软开关运行^[4-5]。为了实现 DABSRC 在宽电压和宽负载范围工况下的软开关运行,文献[6]提出了一种变频+移相控制的零电压开关(zero voltage switching, ZVS)控制器,有效地扩展了变换器的软开关范围。

在实际应用中,双向 DC-DC 变换器的输出电压或电流需要通过闭环控制进行动态地调节。对于一个稳定的闭环控制器设计而言,小信号模型提供了变换器在某一个稳态工作点的动态特性,是闭环控制器设计的重要依据。目前,DABSRC 的小信号建模主要是采用相量变换的方法^[7-8]。例如,文献[8]建立了 PWM+移相控制下 DABSRC 的小信号相量模型。在此基础上,文献[9]提出了 DABSRC 的增益可调控制策略来优化变换器的带宽。但是,上述

文献中所提出的模型仅适用于固定开关频率的变换器中,对变频+移相控制的 DABSRC 并不适用。

由于双向 DC-DC 变换器的负载类型可以是恒压型负载也可以是阻性负载。本文的分析讨论主要针对阻性负载,但对于恒压型负载的情况,本文所提出的建模方法同样适用。本文基于广义平均建模法^[10-11],考虑谐振电感和谐振电容在开关频率处的动态特性,针对文献[6]中提出的 ZVS 控制策略,建立了变频+移相控制下 DABSRC 的小信号连续域模型,并在此基础上设计了闭环控制器。所建立的模型为闭环控制器的设计提供了有效的依据。仿真和实验结果验证了模型的准确性。

1 DABSRC 的 ZVS 变频+移相控制

本文所讨论的 DABSRC 为非隔离半桥拓扑,如图 1 所示。半桥拓扑通常适用于几百瓦至几千瓦的功率范围^[12-13]。该变换器主要由原边半桥电路(功率管 S_1, S_2)、副边半桥电路(功率管 S_3, S_4)和 LC 串联谐振电路组成。定义原边和副边的直流母线电压分别为 V_g 和 V_o 。

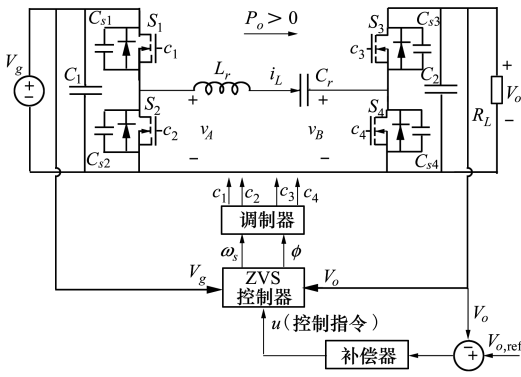


图 1 非隔离半桥 DABSRC 及 ZVS 变频 + 移相控制框图

在 ZVS 变频 + 移相控制中,开关频率 ω_s 大于谐振频率 ω_r ,并用于控制功率的传输。同时根据 V_g, V_o 的状态以及 ω_s 的大小对移相角 ϕ 进行调整,从而实现所有功率管的 ZVS。图 2 给出了原、副边桥臂中点的电压 v_A, v_B ,以及谐振电感电流 i_L 和谐振电容电压 v_C 的波形,同时还显示了控制变量 ω_s 和 ϕ 。不考虑导通损耗,DABSRC 的输出功率 P_o 可通过基波近似方法得出^[6]

$$P_o = \frac{V_g^2}{Z_0} \frac{2rM}{\pi^2(1-r^2)} \sin\phi \quad (1)$$

式中, $r \triangleq \frac{\omega_r}{\omega_s} < 1$ 为谐振频率与开关频率之比。 M

$\triangleq \frac{V_o}{V_g}$ 为电压转换比, $Z_0 \triangleq \sqrt{\frac{L}{C}}$ 为特征阻抗。从(1)式中可以看出,变换器功率传输的方向仅依赖于 ϕ 的极性,如果 $\phi > 0$,则 $P_o > 0$,功率从 V_g 侧传递至 V_o 侧,反之, $P_o < 0$,功率从 V_o 侧传递至 V_g 侧。

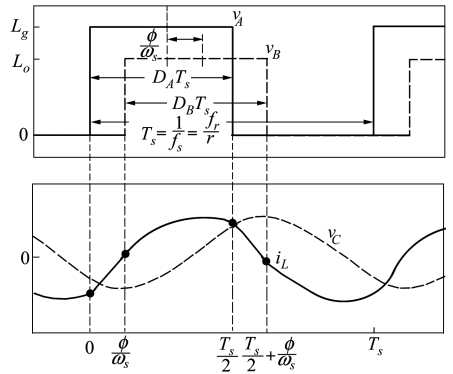


图 2 桥臂中点输出电压和电感电流、谐振电容电压波形,以及相关的控制变量($D_A = D_B = 50\%$)

在降压工作模式 ($M < 1$) 下,ZVS 变频+移相控制的闭合形式表达式为^[6]

$$r = u, \quad \phi = \max\{\phi_{con}, \phi_m\} \quad (2)$$

式中, u 为控制指令, ϕ_{con} 和 ϕ_m 的表达式为

$$\phi_{con} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{r} \arcsin\left(M \sin \frac{r\pi}{2} + 2J_{sw} \cos \frac{r\pi}{2}\right) \quad (3)$$

$$\phi_m = \arccos(M) \quad (4)$$

式中, J_{sw} 为常量,表示预设的副边开关电流的标么值(电流基值为 $I_b = V_g/Z_0$)。

ZVS 变频 + 移相控制的框图如图 3a) 所示。图中, u 为控制输入量,输出电压 v_o 为输出量,开关频率 ω_s 和移相角 ϕ 的大小根据(2)式得到。通过该控

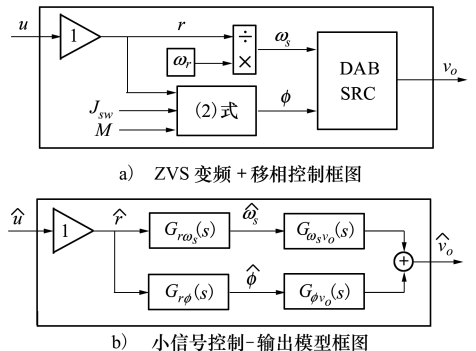


图 3 控制及模型框图

制策略,可以实现 DABSRC 的宽范围 ZVS 运行。具体分析讨论可参考文献[6]。

在实际应用中,变换器的输出电压或电流需要通过闭环控制器进行调节。为了确保系统稳定,通常需要设计一个线性补偿器(如比例-积分(PI)补偿器)来提供足够的稳定裕度,如图 1 所示。

对于 DC-DC 变换器而言,小信号模型是补偿器设计的重要依据。本文以输出电压闭环控制为例,建立 ZVS 变频+移相控制的 DABSRC 小信号模型。根据图 3a)所示的控制框图,考虑稳态工作点处的小信号扰动并进行线性化处理,可以进一步得出该控制机制下小信号控制输入 \hat{u} 到小信号输出电压 \hat{v}_o 的线性模型框图,如图 3b) 所示。

图 3b) 中传递函数 $G_{r\omega_s}(s)$ 表示频率比 r 与开关频率 ω_s 的关系,可通过 r 的定义得到,其表达式为

$$G_{r\omega_s}(s) = -\frac{1}{R^2}\omega_r \quad (5)$$

式中, R 表示频率比的稳态值。

传递函数 $G_{r\phi}(s)$ 表示频率比 r 到移相角 ϕ 的关系,可由(2)式得到

$$G_{r\phi}(s) = \left. \frac{d\phi}{dr} \right|_{r=R} \quad (6)$$

$G_{\omega_s v_o}(s)$ 和 $G_{\phi v_o}(s)$ 分别表示开关频率-输出电压和移相角-输出电压的小信号传递函数,描述了 DABSRC 的输出电压在稳态工作点相对于开关频率和移相角小信号扰动的动态特性。这 2 个传递函数的推导是本文的研究重点,以下将重点展开。

2 DABSRC 的广义平均模型

假设 DABSRC 的输入电压 V_g 保持恒定,选择电感电流 i_L 、谐振电容电压 v_c 和输出电压 v_o 作为状态变量。根据图 2 所示的开关状态,DABSRC 的状态方程可以表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L(\tau)}{d\tau} = -\frac{R_{\text{par}}}{L}i_L(\tau) - \frac{v_c(\tau)}{L} - \frac{v_o(\tau)s_2(\tau)}{L} + \frac{V_g}{L}s_1(\tau) \\ \frac{dv_c(\tau)}{d\tau} = \frac{1}{C}i_L(\tau) \\ \frac{dv_o(\tau)}{d\tau} = \frac{1}{C_2}i_L(\tau)s_2(\tau) - \frac{1}{R_L C_2}v_o(\tau) \end{cases} \quad (7)$$

式中, R_{par} 表示 LC 谐振电路和开关管导通电阻的集中等效电阻。 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为原、副边半桥电路的开关函数,根据图 2,其表达式为

$$s_1(\tau) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \tau < \frac{T_s}{2} \\ 0 & \frac{T_s}{2} \leq \tau \leq T_s \end{cases}$$

$$s_2(\tau) = \begin{cases} 1 & \frac{\phi}{\omega_s} \leq \tau < \frac{T_s}{2} + \frac{\phi}{\omega_s} \\ 0 & 0 \leq \tau < \frac{\phi}{\omega_s} \text{ 或 } \frac{T_s}{2} + \frac{\phi}{\omega_s} \leq \tau \leq T_s \end{cases}$$

从(7)式中可以看出,变换器的状态方程是时变、非线性的。为了得到时不变、线性模型,需要采用状态平均法对(7)式进行平均。广义上讲,状态平均的基本思路是:在时间间隔 $t - T_s \leq \tau \leq t$,将状态变量 $x(\tau)$ 用傅里叶级数的形式进行表示,即

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega_s\tau} \quad (8)$$

式中,复数 $\langle x \rangle_k(t)$ 为傅里叶级数中的第 k 项系数,它的表达式为

$$\begin{aligned} \langle x \rangle_k(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) e^{-jk\omega_s\tau} d\tau = \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) \cos(k\omega_s\tau) d\tau - \\ &= j \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) \sin(k\omega_s\tau) d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

传统的状态平均方法只考虑状态变量的直流分量,因此仅适用于状态变量纹波较小的场合。然而,在 DABSRC 中,电感电流为交流量,并且谐振电容电压的交流分量为主要成分。广义平均方法采用更多的傅里叶级数项来表示状态变量,从而获得更高的准确性。为了准确描述 DABSRC 的动态特性,在本文中,用第 $k = \pm 1$ 项,即基波分量来描述状态变量 i_L 和 v_c ,用 $k = 0$ 项来描述状态变量 v_o 。

广义状态平均法涉及以下 2 个重要的关系式:

1) 状态变量 x 的第 k 项系数的微分

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (10)$$

式中, $\left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t)$ 表示状态变量微分的平均。

2) 2 个状态变量 x 、 y 的第 k 项系数的乘积

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (11)$$

由于傅里叶系数中第 1 项和第-1 项是共轭的,因此,进一步可得

$$\langle xy \rangle_0 = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2(\langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_{1I}) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \langle xy \rangle_{1R} &= \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_0 \\ \langle xy \rangle_{1I} &= \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (13)$$

式中,下标 R 和 I 分别表示复数的实部和虚部。

对状态方程(7)利用关系(10)式和(11)式进行平均,可得

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_{1R} &= -\frac{R_{\text{par}}}{L} \langle i_L \rangle_{1R} + \omega_s \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{L} \langle v_c \rangle_{1R} - \\ &\frac{\langle s_2 \rangle_{1R}}{L} \langle v_o \rangle_0 + \frac{V_g}{L} \langle s_1 \rangle_{1R} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_{1I} &= -\omega_s \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{R_{\text{par}}}{L} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{L} \langle v_c \rangle_{1I} - \\ &\frac{\langle s_2 \rangle_{1I}}{L} \langle v_o \rangle_0 + \frac{V_g}{L} \langle s_1 \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_{1R} = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle_{1R} + \omega_s \langle v_c \rangle_{1I} \quad (16)$$

$$\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_{1I} = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle_{1I} - \omega_s \langle v_c \rangle_{1R} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle v_o \rangle_0 &= \frac{2}{C_2} \langle s_2 \rangle_{1R} \langle i_L \rangle_{1R} + \\ &\frac{2}{C_2} \langle s_2 \rangle_{1I} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{R_L C_2} \langle v_o \rangle_0 \end{aligned} \quad (18)$$

开关函数 $s_1(\tau)$ 和 $s_2(\tau)$ 的 $k = 1$ 项傅里叶系数为

$$\begin{aligned} \langle s_1 \rangle_1 &= -j \frac{1}{\pi} \\ \langle s_2 \rangle_1 &= -\frac{1}{\pi} \sin\phi - j \frac{1}{\pi} \cos\phi \end{aligned} \quad (19)$$

综上所述,DABSRC 的状态平均方程可表示为

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}x + \mathbf{B} \quad (20)$$

式中

$$\mathbf{x} = [\langle i_L \rangle_{1R} \quad \langle i_L \rangle_{1I} \quad \langle v_c \rangle_{1R} \quad \langle v_c \rangle_{1I} \quad \langle v_o \rangle_0]^T$$

$$\mathbf{A} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{par}}}{L} & \omega_s & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{\pi L} \sin\phi \\ -\omega_s & -\frac{R_{\text{par}}}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{\pi L} \cos\phi \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega_s & 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi C_2} \sin\phi & -\frac{2}{\pi C_2} \cos\phi & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 R_L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_g}{\pi L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

对于给定的稳态控制变量 $\omega_s = \Omega_s, \phi = \Phi$, DABSRC 的稳态工作点 $\mathbf{X} = [I_{L1R}, I_{L1I}, V_{C1R}, V_{C1I}, V_o]^T$ 可以从方程 $\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B} = \mathbf{0}$ 得出。

3 小信号模型

闭环控制器的设计和稳定性分析需要得到小信号控制-输出传递函数,它反映了变换器在稳态工作点对控制扰动的小信号动态响应。在稳态工作点处,当开关频率 ω_s 或移相角 ϕ 出现小扰动时,即

$$\begin{aligned} \omega_s &= \Omega_s + \hat{\omega}_s \\ \phi &= \Phi + \hat{\phi} \end{aligned} \quad (21)$$

状态变量 \mathbf{x} 将偏离稳态工作点 \mathbf{X} , 即

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}} \quad (22)$$

式中, $\hat{\mathbf{x}}$ 为小信号状态变量。将(21)和(22)代入状态平均方程(20)并进行线性化,可以得到变频控制下的小信号状态方程为

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_s \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_s \hat{\omega}_s \quad (23)$$

式中

$$\mathbf{A}_s = \mathbf{A} |_{(\omega_s = \Omega_s, \phi = \Phi)}$$

$$\mathbf{B}_s = [I_{L1I} \quad -I_{L1R} \quad V_{C1I} \quad -V_{C1R} \quad 0]^T$$

同理,可得移相控制下的小信号状态方程为

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_s \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_\phi \hat{\phi} \quad (24)$$

式中, $B_\phi = \begin{bmatrix} \frac{V_o}{\pi L} \cos\Phi \\ -\frac{V_o}{\pi L} \sin\Phi \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{\pi C_2} I_{LIR} \cos\Phi + \frac{2}{\pi C_2} I_{LII} \sin\Phi \end{bmatrix}$.

根据(23)式和(24)式,可以得到 DABSRC 在任意稳态工作点处的小信号开关频率 - 输出电压传递函数 $G_{\omega_{svo}}(s)$ 和移相角 - 输出电压传递函数 $G_{\phi v_o}(s)$ 。

4 ZVS 变频+移相控制小信号模型

根据图 3b) 所示的 ZVS 变频+移相控制的 DABSRC 小信号模型框图,小信号控制 \hat{u} - 输出电压 \hat{v}_o 的传递函数可表示为

$$G_{wv_o}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{u}} = G_{r\omega_s}(s)G_{\omega_{svo}}(s) + G_{r\phi}(s)G_{\phi v_o}(s) \tag{25}$$

若不加入补偿器,则闭环控制系统的环路增益为传递函数 $G_{wv_o}(s)$,其频率特性如图 4 所示。变换器的稳态工作点为 $V_g = 200 \text{ V}$, $f_s = 54 \text{ kHz}$, $\phi = 45^\circ$, $R_L = 45 \text{ }\Omega$, $J_{sw} = -0.129$ 。从幅频和相频曲线中可以看出,在 $f_s - f_r = 12.7 \text{ kHz}$ 频率处存在一个谐振点,并且相位发生了 -180° 的跳变。由于在谐振点处的幅值大于 0 dB ,根据奈奎斯特稳定性判据可知,在该稳态工作点处变换器是不稳定的。为此必须设计合理的补偿器,例如一个低增益的 PI 补偿器,将

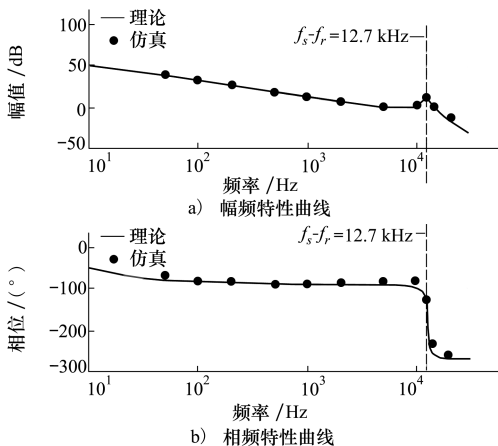


图 4 不加入补偿器时,闭环控制系统的环路增益频率特性

谐振点处的幅值抑制到 0 dB 线以下。同时还可以得出,受谐振点的影响,DABSRC 的带宽通常不高。

需要说明的是,由于 DABSRC 的结构对称性,建立的小信号模型适用于任意方向的功率传输。

5 仿真和实验验证

5.1 仿真验证

为了对所建立的小信号模型进行验证,在 Matlab/Simulink/PLECS 中建立了 DABSRC 的仿真模型,变换器的参数如表 1 所示。首先,对小信号控制-输出电压 $G_{wv_o}(s)$ 的频率特性进行了仿真验证。在仿真过程中,在稳态控制输入信号 U 上叠加小信号扰动 $\Delta u = U_m \sin(2\pi f_m)$,其中 f_m 为扰动频率, U_m 为扰动幅值。通过采集控制指令 u 和输出电压 v_o ,并进行快速傅里叶变换分析,便可得到在给定扰动频率 f_m 下,输出电压的增益和相位。仿真得到的数据如图 4 所示,可以看出,仿真结果与所建立的理论模型具有很好的一致性,验证了模型的准确性。同时,仿真结果也有效地验证了 $G_{wv_o}(s)$ 中 $f_s - f_r$ 频率处谐振点的存在。

表 1 双有源串联谐振变换器参数

| 参数 | 值 | 参数 | 值 |
|---------------------------|-------------|------------------------|------|
| 输入电压 V_g/V | 100~200 | 谐振电容 C_r/nF | 225 |
| 输出电压 V_o/V | 100~200 | 谐振频率 f_r/kHz | 41.3 |
| 最大功率 $P_{o,max}/\text{W}$ | 800 | 输出电容 $C_o/\mu\text{F}$ | 470 |
| 谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$ | 66 | 寄生电阻 R_{par}/Ω | 0.32 |
| 功率开关管 | IPW60R160C6 | | |

为了进一步验证模型在闭环控制器设计方面的有效性,分别设计了 2 个 PI 补偿器,其参数分别为,补偿器 A: $k_p = 0.2, k_i = 10$; 补偿器 B: $k_p = 0.1, k_i = 10$,其中 k_p 为比例系数, k_i 为积分系数。图 5 给出了加入这 2 个补偿器之后的环路增益在 $(f_s - f_r)$ 附近的幅频特性。

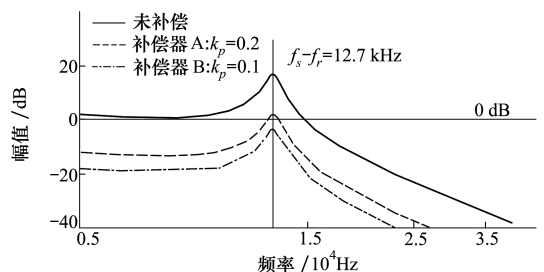


图 5 加入 PI 补偿器之后的环路增益幅频曲线

从图中可以看出,使用补偿器 A ($k_p = 0.2, k_i = 10$) 的环路增益在谐振点处超过了 0 dB 线,而使用补偿器 B ($k_p = 0.1, k_i = 10$) 的环路增益在谐振点处小于 0 dB。图 6 分别给出了在电压闭环控制下,输出电压 v_o 和电感电流 i_L 的仿真波形。在仿真中,输

入电压 $V_g = 200\text{ V}$,输出电压参考为 140 V ,负载电阻 $R_L = 45\ \Omega$ 。仿真结果表明,当 $k_p = 0.1$ 时,变换器运行稳定。相比较而言,当 $k_p = 0.2$ 时,输出电压和电感电流出现了明显振荡,变换器不稳定。该仿真结果与理论分析一致。

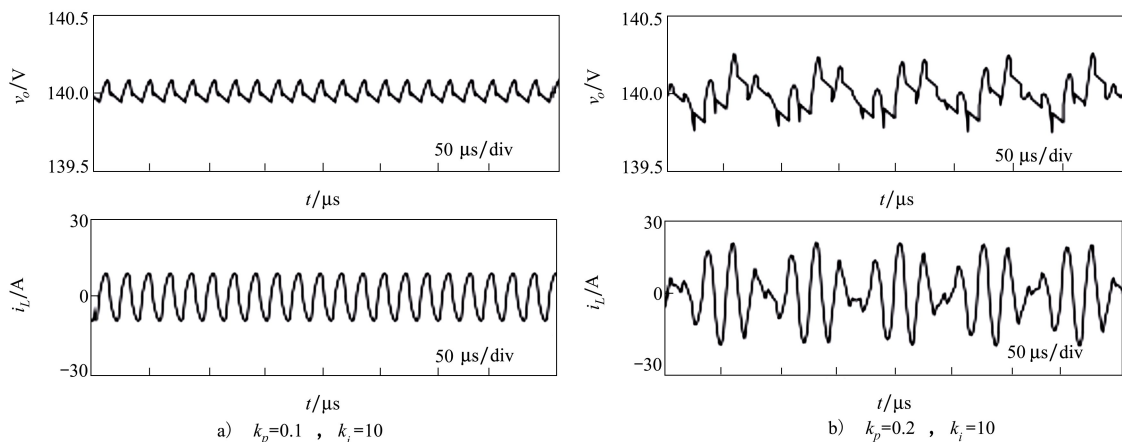


图 6 闭环控制下,输出电压和电感电流的仿真波形

采用补偿器 B,图 7 为正、反向功率传输时变换器的仿真波形。功率正向传输时, V_g 侧接 200 V 电源, V_o 侧接 $45\ \Omega$ 电阻负载;功率反向传输时, V_g 侧接 $45\ \Omega$ 电阻负载, V_o 侧接 200 V 电源。参考电压设置为 140 V 。可以看出,同一组补偿器参数适用于不同的功率流向,从而验证了建立的小信号模型可用于任意功率流向的动态性能分析。

变化的影响。因此,在实验中,所设计的 PI 补偿器参数为 $k_p = 0.03, k_i = 10$,具备 15 dB 的幅值裕度和 75° 的相角裕度,变换器的带宽为 200 Hz 。

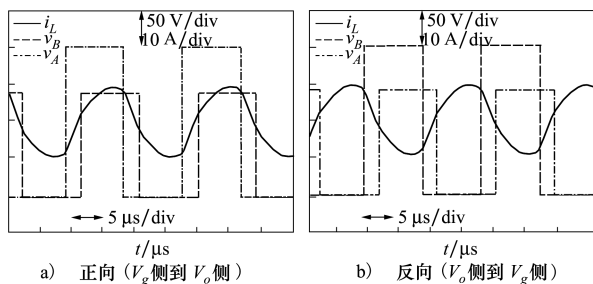


图 7 闭环控制下,功率正向和反向传输时的稳态波形

5.2 实验验证

搭建了一台最大输出功率为 800 W 的非隔离半桥 DABSRC 原理样机,样机参数与仿真模型一致(参见表 1),如图 8 所示。样机的控制算法通过微控制器 TMS320F28377S 实现,输出电压 v_o 的采样与开关周期同步,电压闭环的控制周期为 $20\ \mu\text{s}$ 。在实际应用中,PI 补偿器的设计要使系统具有足够的裕度,以克服参数的变化、输入/输出电压范围和负载

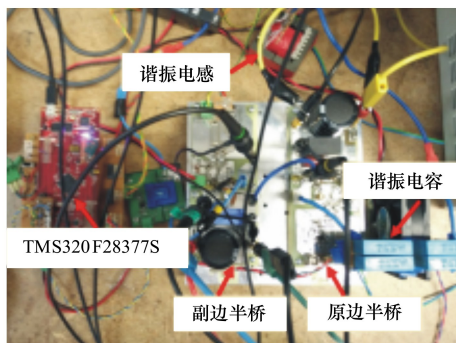


图 8 DABSRC 原理样机图片

采用所设计的 PI 补偿器,对 ZVS 变频+移相控制的 DABSRC 进行闭环控制。图 9 给出了输入电压 200 V ,输出电压 140 V ,突加负载 ($217\sim 436\text{ W}$) 和突卸负载 ($436\sim 217\text{ W}$) 的实验波形。负载的突变通过使用机械开关旁路负载电阻实现。此外,图 9 中还给出了频率比 r 和移相角 ϕ 的动态变化过程。从实验结果可以看出,当负载剧烈变化时,变换器的控制参数平滑调节,变换器运行稳定,并且表现

出良好的动态特性。

图 10 给出了 DABSRC 在不同负载下的稳态实验波形。可以看出,在功管开通时刻,功率管的漏源电流均小于 0,表明所有功率管均实现 ZVS 运行。

从而进一步证明,依据所提出的小信号模型所设计的闭环 PI 补偿器与 ZVS 控制器匹配良好,变换器工作稳定,具有很好的稳态特性。

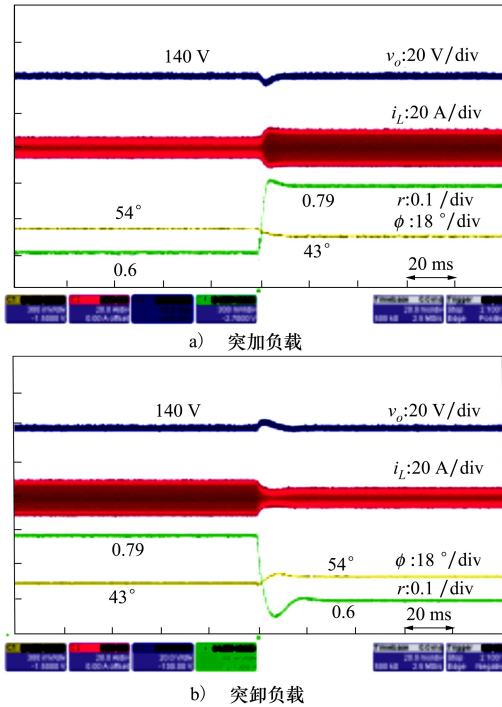


图 9 负载变化时,输出电压、电感电流以及控制变量的动态实验波形

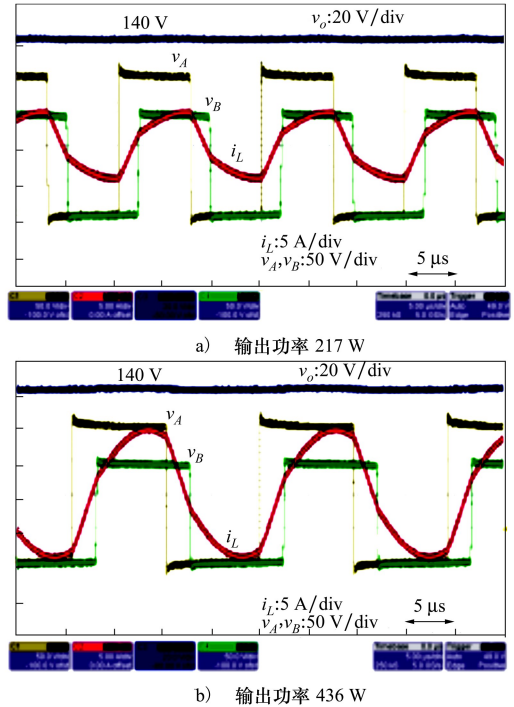


图 10 输出电压、电感电流和桥臂中点输出电压的稳态实验波形

6 结 论

本文针对双有源串联谐振 DC-DC 变换器,基于广义平均建模方法,提出了在 ZVS 变频+移相控制下变换器的小信号模型,为闭环控制系统的环路设计提供了有力依据。所建立的模型为 5 阶系统,准确反映了谐振电感和谐振电容的基波分量对变换器

动态特性的影响。理论分析表明,由于 DABSRC 频率响应中谐振峰值的存在,闭环控制系统的幅值裕度是影响系统稳定性和限制带宽的主要因素。根据所提出的模型,设计了 DABSRC 的输出电压闭环控制器,实现了变换器的稳定可靠运行,并使其具有良好的动态和稳态性能。仿真和实验结果均验证了模型的准确性和有效性。

参考文献:

[1] LENKE R, MURA F, DONCKER R W D. Comparison of Non-Resonant and Super-Resonant Dual-Active ZVS-Operated High-Power DC-DC Converters[C]//13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009

[2] CHUNG H, HUI S Y R, TSE K K. Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique[J]. IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, 1998, 40(3): 282-287

[3] LI X, BHAT A K S. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter[J]. IEEE Trans Power Electron, 2010, 25(4): 850-862

[4] CORRADINI L, SELTZER D, BLOOMQUIST D, et al. Minimum Current Operation of Bidirectional Dual-Bridge Series

- Resonant DC/DC Converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(7): 3266-3276
- [5] HU S, LI X, BHAT A K S. Operation of a Bidirectional Series-Resonant Converter with Minimized Tank Current and Wide ZVS Range[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2019, 34(1): 904-915
- [6] Han W, Corradini L. Wide-Range ZVS Control Technique for Bidirectional Dual-Bridge Series Resonant DC-DC Converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2019, 34(10): 10256-10269
- [7] RIM C T, CHO G H. Phasor Transformation and Its Application to the DC/AC Analyses of Frequency Phase-Controlled Series Resonant Converters(SRC)[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1990, 5(2): 201-211
- [8] SELTZER D, CORRADINI L, BLOOMQUIST D, et al. Small Signal Phasor Modeling of Dual Active Bridge Series Resonant DC/DC Converters with Multi-Angle Phase Shift Modulation [C] // 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011
- [9] SELTZER D, BLOOMQUIST D, ZANE R, et al. Gain-Scheduled Control of Multi Angle Phase Shift Modulated Dual Active Bridge Series Resonant DC/DC Converters[C] // 2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, 2012: 1-7
- [10] SANDERS S R, NOWOROLSKI J M, LIU X Z, et al. Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1991, 6(2): 251-259
- [11] QIN H, KIMBALL J W. Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(4): 2078-2084
- [12] ERICKSON R W, MAKSIMOVIĆ D. Fundamentals of Power Electronics[M]. 2nd ed. Springer, 2001
- [13] XIANGLI K, LI S, SMEDLEY K M. Decoupled PWM Plus Phase-Shift Control for a Dual-Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2018, 33(8): 7203-7213

Small-Signal Model for Dual Active Bridge Series Resonant DC-DC Converters with Variable-Frequency and Phase-Shift Modulation

HAN Weijian¹, MA Ruiqing¹, LIU Qing²

(1.School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;)
(2.Department of Information Engineering, University of Padova, Padova, 35131, Italy)

Abstract: Variable frequency and phase shift modulation can achieve zero-voltage switching (ZVS) of dual active bridge series resonant DC-DC converters(DABSRCs) over a wide operating range so as to effectively improving system efficiency and reliability. In order to study the dynamics of DABSRCs and provide the basis for the closed-loop compensator design, a continuous-time small-signal model is proposed. The generalized average modelling approach is adopted, in which the DC component of the output voltage and the fundamental component of the inductor current and resonant capacitor voltage are selected as the state variables, precisely describing impacts of the resonance on the system dynamics. On the above-mentioned basis, a closed-loop compensator is designed, which achieves the stable operation with the ZVS variable frequency and phase shift modulation. The analysis results are verified by the simulation and experimental results.

Keywords: DC-DC converters; dual active bridge; series resonant; small-signal modeling; variable frequency; phase shift