

带耦合电感的交错并联式双向 DC-DC 变换器的改进型降阶建模方法

张煜辰, 马瑞卿, 樊平

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘 要:针对带耦合电感的交错并联式双向 DC-DC 变换器,基于 PWM+移相双自由度调制技术,在传统的降阶平均模型的基础上,提出了一种改进型降阶平均建模方法。新模型考虑了耦合电感的功率损耗、磁芯损耗,以及电路拓扑中电感、电容和开关管等元件的寄生参数,比传统模型更精确,能够反映变换器在宽频域范围内的动态性能。在此基础上,根据电压源负载和电阻负载的不同,分别设计了双闭环和三闭环控制器。将新旧 2 种模型进行理论分析和优势对比,通过一个 1.5 kW 的原理样机对所设计的控制器进行了实验验证。

关 键 词:双向 DC-DC 变换器;交错并联;建模;寄生参数

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1000-2758(2022)05-1046-09

双向 DC-DC 变换器广泛应用于需要双向功率传递的电能量转换设备中,如微电网、可再生能源系统和电动汽车驱动系统等,可作为不同电压等级的直流母线之间的接口变换器,在能源管理系统中起着至关重要的作用。因此双向 DC-DC 变换器近些年来已成为一个热门的研究方向。

本文采用了一种带耦合电感的交错并联式双向 DC-DC(bidirectional interleaved boost with coupled inductors, BIBCI)变换器,其前级为低压侧,是交错并联式的 Boost 结构;后级为高压侧,是全桥结构,且前后级通过耦合电感实现能量传输,该拓扑可用于中高功率能量双向传输的电气设备上。BIBCI 变换器虽然比著名的双有源全桥(dual active bridge, DAB)变换器结构稍微复杂一些,但它拥有以下几个优点^[1-4]:①低压侧的交错并联结构使得电流在连续模式(CCM)运行;②在 2 倍开关频率下可以减小电流纹波;③通过耦合电感实现前后级电气隔离;④能实现升压比灵活变化;⑤所有开关管的零电压开关(ZVS)运行;⑥确保变换器在宽功率范围内的高效率运行。

在实际应用中,通常需要设计合适的控制策略,来调节双向 DC-DC 变换器的输出电压和电流,实现系统的控制目标。但对于设计一个性能良好的闭环控制器而言,首先需要给出变换器的大信号和小信号的数学模型,研究其在某一个稳态工作点的动态特性,这是设计闭环控制器不可或缺的基础。

与 DAB 变换器拓扑类似,BIBCI 变换器采用高频耦合电感在前后级之间实现电气隔离。由于这个基本性质,这种结构很难通过传统的状态空间平均法来建立变换器的模型。为了解决这个问题,有些学者采用了其他一些建模方法如:①降阶平均模型,忽略变压器电流动态特性,仅考虑一个开关周期内的平均功率潮流^[5-7];②广义平均模型,使用傅里叶级数来表示变压器电流的状态变量,可以较准确地预测动态性能^[8];③离散时间模型,采用离散状态方程表示每个开关状态区间内变压器电流动态^[9-11]。

目前,文献[1-2]比较有代表性,基于 PWM+相移调制方式,建立了 BIBCI 变换器的降阶平均模型和小信号模型。然而,在上述模型中,都忽略了耦合

收稿日期:2021-11-05

作者简介:张煜辰(1993—),西北工业大学博士研究生,主要从事双向 DC-DC 变换器建模与控制研究。

通信作者:马瑞卿(1963—),西北工业大学教授,主要从事电源变换技术和永磁电机控制研究。e-mail:marq@nwpu.edu.cn

电感的磁芯损耗和电路拓扑中的大量寄生参数,而这并不能满足大带宽下对变换器性能的分析。

本文提出了一种适用于连续时间模式的 BIBCI 变换器的改进型降阶平均模型。所提出的模型考虑了电路中的许多主要功率损耗(如耦合电感的铜损、开关管的导通损耗、其他电感和电容等效串联电阻(ESR)以及磁芯损耗等)。并基于此种模型,对 BIBCI 变换器进行大信号和小信号分析。

1 BIBCI 变换器

基本的 BIBCI 拓扑是由低压侧的交错并联 Boost 变换器 and 高压侧的全桥结构组成(如图 1 所示),前后侧通过耦合电感相连,耦合电感通过绕组的漏电感提供能量传输的通道并实现电气隔离。值得注意的是,图中的电感 L 不是一个额外的组件,它是在高压侧等效的总漏电感,由 2 个耦合电感的串联组成。详细电路如图 1 所示。

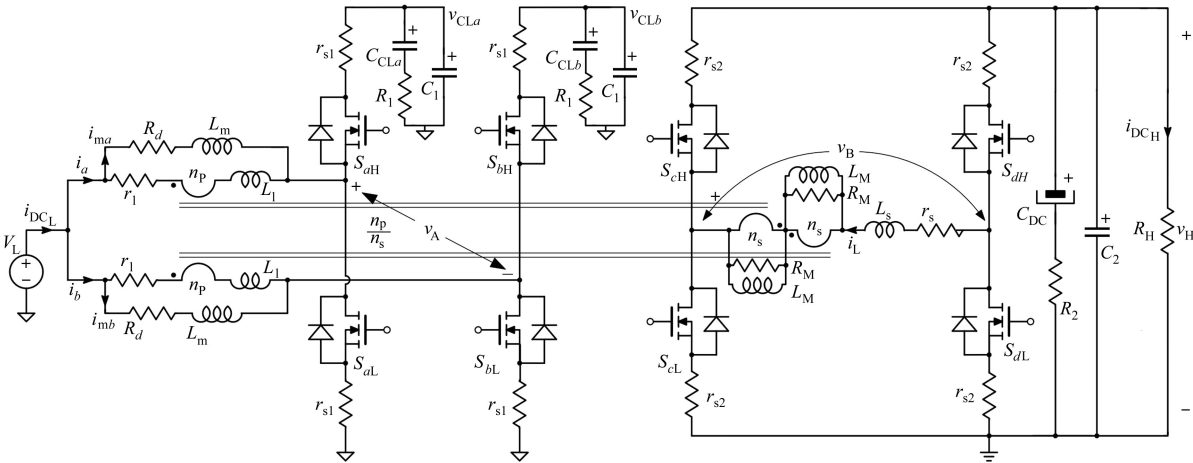


图 1 BIBCI 变换器的详细电路图

前后级的功率传输由施加在等效漏电感 L 上的电压控制,该电压取决于低压侧输入端电压通过耦合电感反映在高压侧的等效电压 v_A ,与高压侧的电压 v_B 之差。其中 v_A 的电压幅值为 V_A ,通过调节前级交错并联 Boost 环节的占空比 D 来控制;而功率传输则通过调节 BIBCI 前后级之间的相移 ϕ 来控制,两者结合即可实现单侧 PWM + 移相调制。这里, v_A 为三电平电压波形, v_B 为方波电压波形。根据 D 与 ϕ 的关系,可以定义变换器的 3 个不同工作区域如下:

- 区域 1: $0 < \phi < |D - 1/2|$
- 区域 2: $|D - 1/2| < \phi < (1 - |D - 1/2|)$
- 区域 3: $(1 - |D - 1/2|) < \phi < 1$

其中: ϕ 为相移; α 为移相角 ($\alpha = \phi\pi$); T 为开关周期的一半。需要注意的是,当 $\phi = 0.5$ 时,此时的传输功率最大[1],所以 ϕ 的运行范围为 $[-0.5, 0.5]$ 。而 D 的运行范围是 $[0, 1]$,因此,在实际工作中,BIBCI 变换器将只会运行在区域 1 和区域 2 中 $\phi < 1/2$ 的部分。以区域 2 为例,开关状态、电流和电压的波形如图 2 所示,其中 i_r 和 i_f 分别表示低压侧和高压侧耦合电感的电流。

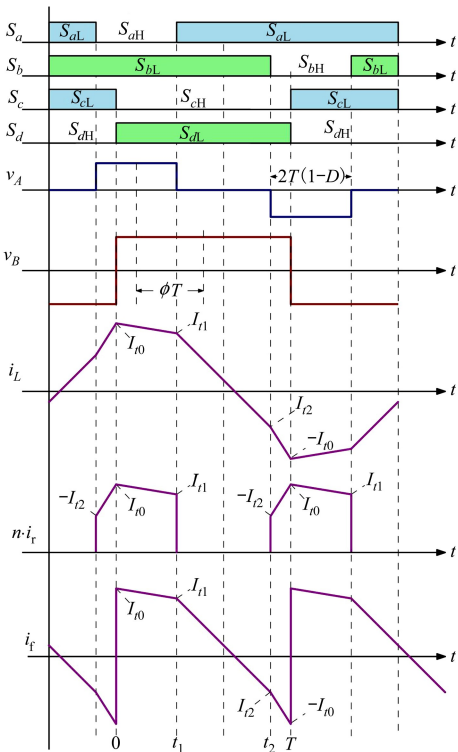


图 2 BIBCI 变换器的主要波形

实际中, BIBCI 拓扑的耦合电感的内阻和开关管导通损耗可以在高压侧等效为一个电阻 R_{eq}

$$R_{eq} = \frac{2r_l + 2r_{s1}}{n^2} + r_s + 2r_{s2} \quad (1)$$

式中, n 为耦合电感的匝数比($n = n_p/n_s$)。此外, 电感 L_{eq} 不是附加组件, 而是由耦合电感反映在高压侧

的等效漏感

$$L_{eq} = \frac{2L_l}{n^2} + L_s \quad (2)$$

根据(1)式和(2)式, 包含 R_{eq} 和 L_{eq} 的 BIBCI 变换器等效拓扑电路如图 3 所示。

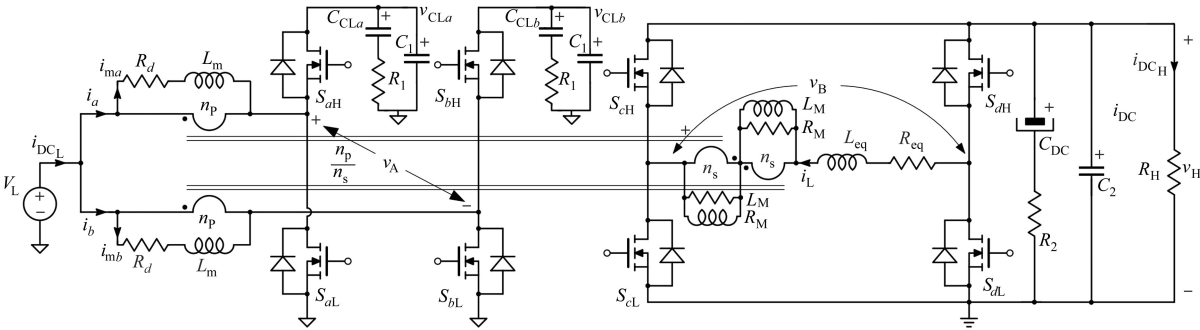


图 3 BIBCI 变换器的等效电路图(包含 R_{eq} 和 L_{eq})

2 改进型降阶模型

本文针对 BIBCI 变换器, 提出一种改进型的降阶状态平均模型。

对于状态平均模型, 由于 BIBCI 变换器前级是由 2 个 Boost 结构作为输入单元, 交错运行, 等效为电流的加倍效应。同时, 2 个 Boost 的电感电流 i_{ma} 和 i_{mb} 在一个开关周期中对称。因此, 平均模型中低压侧电流 i_m 由(3)式给出

$$i_{DC_L} = i_{ma} + i_{mb} = 2 \cdot i_m \quad (3)$$

根据图 3 所示, 建立 BIBCI 变换器改进型降阶模型, 选取钳位电容电压, 高压侧直流电压, 低、高压侧寄生电容电压和低压侧电流分别作为状态变量, 其状态方程用(4)式来描述:

$$\begin{cases} C_{CL} \frac{dv_{CL}}{dt} = \frac{v_{CL} - v_{CCL}}{R_1} \\ C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} = \frac{v_H - v_{C_{DC}}}{R_2} \\ C_1 \frac{dv_{CL}}{dt} = (1 - D)i_m - i_r - \frac{v_{CL} - v_{CCL}}{R_1} \\ C_2 \frac{dv_{DC}}{dt} = i_r - \frac{v_H}{R_H} - \frac{v_H - v_{C_{DC}}}{R_2} \\ L_m \frac{di_m}{dt} = v_L - R_d i_m - v_{CL}(1 - D) \end{cases} \quad (4)$$

式中, $v_{CL}, v_H, v_{CCL}, v_{C_H}$ 分别是施加在电容 C_1, C_2, C_{CL}, C_H 两端的电压。

下面以工作区域 2 为例, 由(5) 式给出分别得到图 2 中的 t_1 和 t_2 时刻为

$$\begin{aligned} t_1 &= \left(\frac{3}{2} - D - \phi \right) T \\ t_2 &= \left(\frac{1}{2} - D + \phi \right) T \end{aligned} \quad (5)$$

为了进一步说明 BIBCI 变换器的动态性能, 通过改进型降阶建模方法构建的 BIBCI 改进型降阶模型如图 4 所示。从图中可以看出, 中间部分为 Boost 变换器模型的典型结构用来描述钳位电容电压 v_{CL} , 而 i_r 和 i_f 作为电流源分别表示为耦合电感的前后级电流。

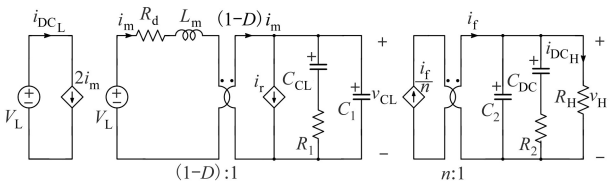


图 4 BIBCI 变换器的改进型降阶模型

需要注意的是, T_s 为开关周期, 而 $T = T_s/2$ 。由于电路中有 R_{eq} 和 L_{eq} , i_r 和 i_f 的实际电流波形, 是分段指数函数, 可以表示为

$$i_r(t) = \begin{cases} \frac{v_{CL}}{n} + v_H - \left(I_{t_2} + \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}} \right) e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(t-t_2+T)} & (t_2 - T \leq t < 0) \\ -\frac{v_{CL}}{n} - v_H + \left(I_{t_0} - \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}} \right) e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}t} & (0 \leq t < t_1) \end{cases} \quad (6)$$

$$i_r(t) = \begin{cases} \frac{v_{CL} - v_H}{n} + \left(I_{t_0} - \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}} \right) e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}t} & (0 \leq t < t_1) \\ -\frac{v_H}{R_{eq}} + \left(I_{t_1} + \frac{v_H}{R_{eq}} \right) e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(t-t_1)} & (t_1 \leq t < t_2) \\ -\frac{v_{CL}}{n} - v_H + \left(I_{t_2} + \frac{v_{CL}}{n} + v_H \right) e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(t-t_2)} & (t_2 \leq t < T) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $0, t_1, t_2$ 时刻的电流值为 $I_{t_0}, I_{t_1}, I_{t_2}$, 分别由以下公式计算可得

$$\begin{aligned} I_{t_0} &= i_f(0) \\ I_{t_1} &= i_f(t_1) \\ I_{t_2} &= i_f(t_2) \end{aligned} \quad (8)$$

如果考虑磁芯磁化电感 L_M 和磁芯损耗等效电阻 R_M 。可以推导出一个开关周期 ($2T$) 内的平均电流值 I_f 为

$$I_f = \frac{1}{2T} \left(2 \int_0^{t_1} i_f d\tau + 2 \int_{t_1}^{t_2} i_f d\tau + 2 \int_{t_2}^T i_f d\tau - \int_0^{2T} i_M d\tau - \frac{v_H}{R_M} \right) \quad (9)$$

式中, i_M 是通过 L_M 的电流, 其平均值在开关周期 T_s 内为零。

$$\int_0^{T_s} i_M d\tau = 0 \quad (10)$$

将(10)式代入(9)式, 则 I_f 可简化为

$$I_f = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} i_f d\tau + \int_{t_1}^{t_2} i_f d\tau + \int_{t_2}^T i_f d\tau \right) - \frac{v_H}{R_M} \quad (11)$$

因此, 根据(6)~(11)式, 并且考虑磁芯磁化电感 L_M 的磁芯损耗等效电阻 R_M , 在一个周期 T 内的电流平均值 I_r 和 I_f 的推导过程如表达式(12)~(13)所示。

$$I_r = \frac{2n}{T} \left(\int_{t_2-T}^0 i_r d\tau + \int_0^{t_1} i_r d\tau \right) = \frac{2n}{T} \left[\frac{v_{CL}}{n} + v_H - \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}}(T - t_2) + \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}}t_1 + \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \left(I_{t_0} + \frac{v_{CL}}{n} + v_H \right) \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(T-t_2)} - 1 \right) - \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \left(I_{t_1} - \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}} \right) \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}t_1} - 1 \right) \right] \quad (12)$$

$$I_f = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} i_f d\tau + \int_{t_1}^{t_2} i_f d\tau + \int_{t_2}^T i_f d\tau \right) - \frac{v_H}{R_M} = \frac{1}{T} \left[\frac{v_{CL}}{n} + v_H - \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \left(I_{t_0} - \frac{v_{CL} - v_H}{R_{eq}} \right) \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}t_1} - 1 \right) - \frac{v_H}{R_{eq}}(t_2 - t_1) - \frac{L}{R_{eq}} \left(I_{t_1} + \frac{v_H}{R_{eq}} \right) \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(t_2-t_1)} - 1 \right) - \frac{v_{CL}}{n} + v_H - \frac{L}{R_{eq}} \left(I_{t_2} + \frac{v_{CL}}{n} + v_H \right) \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}(T-t_2)} - 1 \right) \right] - \frac{v_H}{R_M} \quad (13)$$

综合上述分析过程,将(5)~(13)式代入(4)式,得到了一种改进型降阶建模方法下 BIBCI 变换器的数学模型。接下来,考虑稳态工作点处的小信号扰动并进行线性化处理,可以进一步得出小信号模型。

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,以及控制-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。

假设控制变量 D, ϕ 和状态变量 $v_{CL}, v_H, v_{CCL}, v_{CDC}$ 和 i_m 的稳态值加上各自叠加的小交流扰动,即

$$\begin{aligned} D &= D_{op} + \hat{d} \\ \phi &= \Phi_{op} + \hat{\phi} \\ v_{CL} &= V_{CL} + \hat{v}_{CL} \\ v_H &= V_H + \hat{v}_H \\ v_{CCL} &= V_{CCL} + \hat{v}_{CCL} \\ v_{CDC} &= V_{CDC} + \hat{v}_{CDC} \\ i_m &= I_m + \hat{i}_m \end{aligned} \quad (14)$$

将(14)式代入(4)式中,可推导出平均模型的小信号状态方程如(15)式所示。

$$\begin{cases} C_{CL} \frac{d\hat{v}_{CL}}{dt} = \frac{\hat{v}_{CL} - \hat{v}_{CCL}}{R_1} \\ C_{DC} \frac{d\hat{v}_{DC}}{dt} = \frac{\hat{v}_H - \hat{v}_{DC}}{R_2} \\ C_1 = \frac{d\hat{v}_{CL}}{dt} = (1-D)\hat{i}_m - \hat{i}_r - I_m\hat{d} - \frac{\hat{v}_{CL} - \hat{v}_{CCL}}{R_1} \\ C_2 = \frac{d\hat{v}_H}{dt} = \hat{i}_f - \frac{\hat{v}_H}{R_H} - \frac{\hat{v}_H - \hat{v}_{CDC}}{R_2} \\ L_m \frac{d\hat{i}_m}{dt} = \hat{v}_L - R_d\hat{i}_m + V_{CL}\hat{d} \end{cases} \quad (15)$$

为了计算模型的小信号增益,函数 $\hat{i}_r$ 和 $\hat{i}_f$ 需要从选定的稳态工作点 $\mathbf{X} = [V_{CL}, V_H, V_{CCL}, V_{CDC}, I_m]$ 中得到:

$$\begin{aligned} \hat{i}_r &= \left. \frac{\partial I_r}{\partial D} \right|_{OP} \hat{d} + \left. \frac{\partial I_r}{\partial \phi} \right|_{OP} \hat{\phi} + \left. \frac{\partial I_r}{\partial v_{CL}} \right|_{OP} \hat{v}_{CL} + \left. \frac{\partial I_r}{\partial v_H} \right|_{OP} \hat{v}_H = \\ &h_r \hat{d} + k_r \hat{\phi} + g_r \hat{v}_{CL} + j_r \hat{v}_H \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_f &= \left. \frac{\partial I_f}{\partial D} \right|_{OP} \hat{d} + \left. \frac{\partial I_f}{\partial \phi} \right|_{OP} \hat{\phi} + \left. \frac{\partial I_f}{\partial v_{CL}} \right|_{OP} \hat{v}_{CL} + \left. \frac{\partial I_f}{\partial v_H} \right|_{OP} \hat{v}_H = \\ &h_f \hat{d} + k_f \hat{\phi} + g_f \hat{v}_{CL} + j_f \hat{v}_H \end{aligned} \quad (17)$$

经过上述一系列的计算,其中对 $h_r, k_r, g_r, j_r, h_f, k_f, g_f, j_f$ 的计算过程将被省略。基于上述表达式,可以立即推导出 BIBCI 变换器的小信号模型,其状态方程可表示为

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}_s \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_s \mathbf{u} \quad (18)$$

式中

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{v}_{CCL} \quad \hat{v}_{CDC} \quad \hat{v}_{CL} \quad \hat{v}_H \quad \hat{i}_m]^T \quad (19)$$

$\mathbf{A}_s =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1 R_1} & 0 & \frac{1}{C_1 R_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2 R_2} & 0 & \frac{1}{C_2 R_2} & 0 \\ \frac{1}{C_{CL} R_1} & 0 & A_1 & -\frac{j_r}{C_{CL}} & \frac{1-D_{op}}{C_{CL}} \\ 0 & \frac{1}{C_{OC} R_2} & \frac{g_f}{C_{DC}} & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1-D_{op}}{L_m} & 0 & -\frac{R_d}{L_m} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$A_1 = -\left(\frac{1}{C_{CL} R_1} + \frac{g_r}{C_{CL}} \right)$$

$$A_2 = \frac{1}{C_{DC}} \left(j_f - \frac{1}{R_m} - \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_H} \right)$$

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{h_r + I_m}{C_{CL}} & -\frac{k_r}{C_{CL}} & \frac{V_{CL}}{L_m} \\ 0 & 0 & -\frac{h_f}{C_{CL}} & -\frac{C_H}{R_H} & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{u} = [\hat{d} \quad \hat{\phi}]^T \quad (22)$$

根据以上公式推导, BIBCI 变换器的改进降阶模型的控制-输出传递函数,可以由(23)式计算得到,即

$$\mathbf{G} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_s)^{-1} \mathbf{B}_s \quad (23)$$

式中: s 是拉普拉斯变换符号; $\mathbf{I}$ 是 5×5 的单位矩阵。

4 控制器设计

考虑到应用场合为微电网或车载电力系统, BIBCI 变换器的后级可以连接电压源负载或者阻性负载,如图 5 所示,根据不同类型的负载设计出相应的控制器。

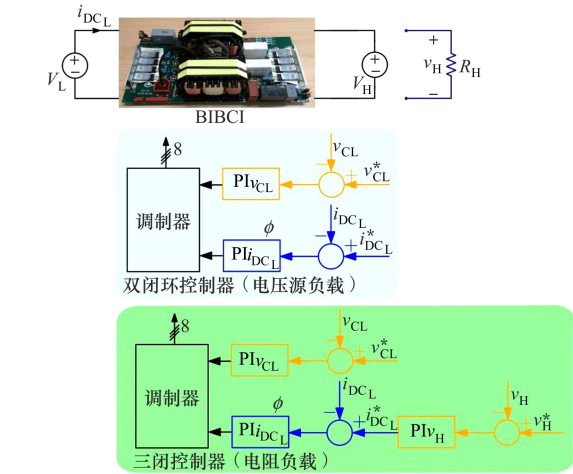


图 5 控制器结构

当变换器的负载为电压源负载时,采用双闭环控制器。从图 5 中可以看出,2 个比例积分(PI)调节器被放置在 2 个平行的控制环路中:由占空比驱动的钳位电容电压环和由移相角驱动的低压侧电流环。根据前文所提出改进型降阶模型,设计相应的 PI 调节器。通过在 2 个闭环调节器上设置不同的带宽,主动解耦这 2 个控制环路。其中,钳位电容电压环的带宽较大,设为 1~2 kHz;而低压侧电流环的带宽较小,设为几百赫兹。

对于 v_{CL} 环,令 $v_{CL}^* = n \cdot V_H$ (设为 100 V),使前级的钳位电容电压和高压侧输出电压保持匹配,采用的大带宽调节器,控制速度快,不受 i_{DC_L} 环的影响,无论 i_{DC_L} 怎样波动, v_{CL} 始终保持不变,为耦合电感电流提供稳定的前级电压。而 i_{DC_L} 环带宽小,可以认为在 v_{CL} 电压恒定的情况下,控制电流双向流通,最终实现 2 个环路在频域上的解耦。

当负载为电阻负载时,如图 5 所示,采用三闭环控制器,在低压侧电流环的基础上,再加一个高压侧电压环作为外环,其带宽设为最低。 v_H 环 PI 调节器的设计是一项相对简单的任务,由于前 2 个控制环路已经闭环,变换器的动态特性就像一个可控电流

源,为高压侧直流母线供电。最终,设计 v_H 环的带宽为 100 Hz。因此,高压端口的开环动态特性与简单的电流馈电电容器(即一阶系统)非常接近。

5 实验验证

5.1 实验平台

为了对所提出的改进型降阶模型和所设计的控制器进行验证,搭建了如图 6 所示的实验平台。

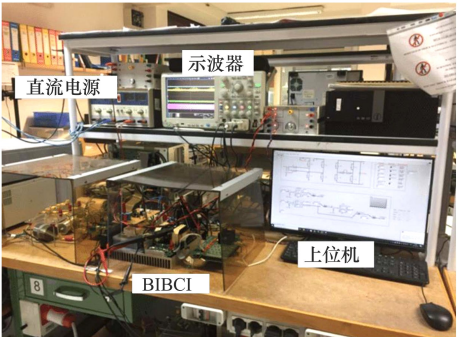


图 6 BIBCI 变换器的原理样机

其中,控制电路将采用美国国家仪器公司生产的 NI sbRIO-9606 型板卡,其控制核心是 Spartan-6 LX45 型 FPGA 芯片。控制算法是在内置 FPGA 芯片上实现的,该芯片通过 NI LabVIEW 软件进行编程和管理。表 1 列出了 BIBCI 变换器的关键参数,其他一些寄生参数如(24)式所示。

表 1 BIBCI 变换器的重要参数

参数	值
电源电压(低压侧) V_L/V	48
额定高压侧电压 V_H/V	400
额定功率 P/W	1 500
额定钳位电容电压 V_{CL}/V	100
开关频率 f_{sw}/kHz	20
匝数比 n	0.25
boost 电感 $L_m/\mu H$	35
钳位电容 $C_{CL}/\mu F$	6.8
高压直流电容 $C_{DC}/\mu F$	50
负载电阻 R_H/Ω	108

$$\begin{aligned} r_{s1} &= 1\text{ m}\Omega & r_{s2} &= 10\text{ m}\Omega & L_1 &= 8\text{ }\mu\text{H} \\ L_s &= 20\text{ }\mu\text{H} & R_1 &= 0.5\text{ }\Omega & R_2 &= 0.5\text{ }\Omega \\ C_1 &= 50\text{ }\mu\text{F} & C_2 &= 200\text{ }\mu\text{F} & R_d &= 0.2\text{ }\Omega \\ R_M &= 2\text{ }000\text{ }\Omega & L_M &= 1.5\text{ mH} \\ r_l &= 20\text{ m}\Omega & r_s &= 68\text{ m}\Omega \end{aligned} \tag{24}$$

5.2 模型实验验证

以下对 2 种 BIBCI 变换器的模型进行分析,并与实际实验的测量结果进行比较:

- 1) 传统的降阶平均模型,在文献[1-2]中提出;
- 2) 本文提出的改进型降阶平均模型。

首先,根据 2 种建模方法,分别建立了数学模型,并计算出小信号模型和控制-输出传递函数。然后进行频域分析,根据 2 种模型得到的传递函数,在 MATLAB 软件中,分别绘制出相应的波特图,再与通过原理样机实际测量得到的结果进行对比和验证。

在实验中,当 BIBCI 原理样机运行在额定工作点时,给占空比和相移上分别施加小信号扰动,其扰动信号 $\hat{d}$ 和 $\hat{\phi}$ 为随时间变化的正弦函数,如公式 (25) 所示

$$\hat{d} = D_m \sin(2\pi f_d t)$$
$$\hat{\phi} = \Phi_m \sin(2\pi f_\phi t)$$

(25)

式中: D_m 和 Φ_m 分别是占空比和相移的幅值,均设定为工作点幅值的 2%。而 f_d 和 f_ϕ 分别是扰动的频率。

通过波特图对 2 种模型的频域性能进行分析和验证。首先,从图 7a) 中可以看出,对于钳位电容电压与占空比之间的传递函数 $G_{v_{CL-D}}$ 而言,将波特图和实验测得结果进行比较,2 种模型的理论计算值在大部分频率范围内和实测结果都符合得比较好。

然而,对于相移与低压侧电流之间的传递函数 $G_{i_{m-\phi}}$ 而言,2 种模型与实测结果的差异是显而易见的。如图 7b) 所示,绿线(改进型降阶模型)的幅度比红线(降阶平均模型)在低频段高了大约 10 dB,中频段高了 20 dB 左右。同时,传统降阶平均模型的没有显示出高频段的共振峰。

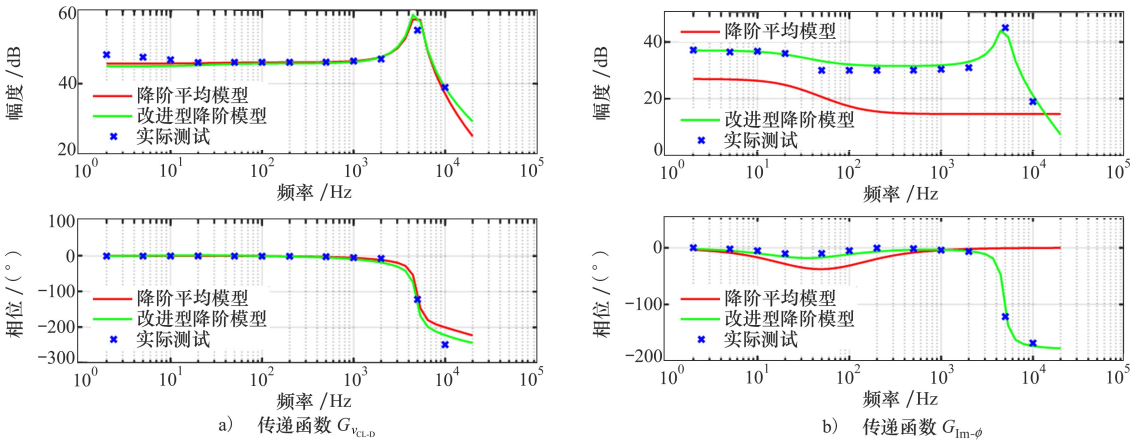


图 7 传递函数的波特图

综上所述,通过改进型降阶模型得到的传递函数与实际测量的传递函数之间的匹配良好,从而证明了理论分析的准确性和有效性。而且所提出的改进型降阶模型具有良好的高阶特性,与传统的降阶平均模型相比,能够更准确地反映出高频响应性能。

5.3 控制器实验验证

如前所述, BIBCI 变换器可以作为微电网的储能系统和高压直流母线之间的接口变换器,实现能量双向流通。

首先验证电压源负载时所设计的双闭环控制器,选用超级电容作为能量的发出/吸收装置。在

BIBCI 变换器低压侧连接一个超级电容,是由 Maxwell 公司生产的,型号为 BMOD0130P056B03,其工作电压为 0~56 V,容值为 130 F。高压侧并联一个 100 Ω 电阻和一个 400 V 的外部电源。

v_{CL} 环的 PI 调节器参数为 $k_{pv_{CL}} = 0.01, k_{iv_{CL}} = 3\,000\,(\text{V} \cdot \text{s})^{-1}$; i_{DC_L} 环参数为 $k_{pi_{m}} = 0.001\,\text{A}^{-1}, k_{ii_{m}} = 3\,000\,(\text{A} \cdot \text{s})^{-1}$ 。图 8 展示了一个调制周期内 v_A, v_B 和耦合电感电流 i_L 的波形。图 9 展示了双闭环控制器的实验测试时的波形,将参考值 v_{CL}^* 和设 $i_{DC_L}^*$ 为 100 V 和 -5 A,此时高压侧外部电源对超级电容进行充电。

最后,去掉高压侧的外部电源,对基于 v_{CL}, i_{DC} , v_H 的三闭环控制器进行电阻负载测试。图 10 展示了突加负载测试的实验结果,其中参考值 v_{CL}^*, v_{DC}^* 和

v_H^* 分别为 100 V 和 400 V,高压侧负载电阻 R_H 从 360 Ω 突加到 180 Ω 。

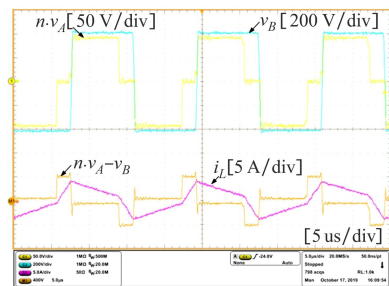


图 8 每个调制周期的波形

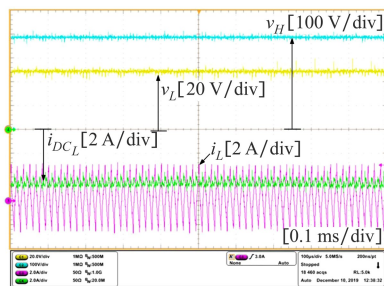


图 9 双闭环控制器实验测试

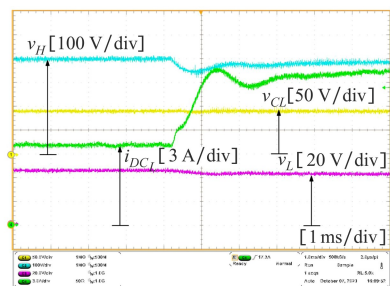


图 10 三闭环控制器下突加负载测试

6 结 论

本文针对 BIBC 变换器,在 PWM+移相双自由度调制方式下,提出了一种改进型降阶模型,并进行了理论分析。与传统的降阶平均模型相比,新模型考虑了耦合电感的功率损耗、磁芯损耗,以及电路拓扑中电感、电容和开关管等元件的寄生参数。所建立的新模型比传统降阶模型更复杂,也更精确完善,能够准确反映电路中元器件寄生参数和功率损耗对

变换器动态特性的影响。对改进型降阶模型进一步分析,推导出小信号模型和控制-输出的传递函数。在此基础上,根据电压源负载和电阻负载的不同,分别设计了双闭环和三闭环的控制器结构。

实验表明,新模型与传统降阶模型相比较,更加符合实际测量的结果,能够更好地反映宽频域范围内的变换器的特性,从而证明了新模型的准确性。然后在原理样机上对所设计的控制器进行了稳态和瞬态条件下的实验测试,结果验证了控制器的有效性。

参考文献:

[1] SPIAZZI G, BUSO S, BIADENE D, et al. High efficiency battery charger for photovoltaic inverters[C]//2017 IEEE Southern Power Electronics Conference, Puerto Varas, 2017: 1-6

[2] SPIAZZI G, BUSO S. Small-signal modeling of the interleaved boost with coupled inductors converter[C]//2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, 2013: 456-461

[3] TONIOLO F, LIU Q, CALDOGNETTO T, et al. Digital current control for a bidirectional interleaved boost converter with coupled inductors[C]//15th Brazilian and 5th Southern Power Electronics Conferences, 2019

[4] SPIAZZI G, BUSO S. Analysis of the interleaved isolated boost converter with coupled inductors[J]. IEEE Trans on Ind Electron, 2015, 62(7): 4481-4491

[5] RODRIGUE A, SEBASTIAN J, LAMAR D. An overall study of a dual active bridge for bidirectional DC/DC conversion[C]//2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010:1129-1135

[6] BAI H, MI C, WANG C, et al. The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual active-bridge converter [C]//2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, 2008: 2840-2845

[7] BAI H, NIE Z, MI C. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25(6): 1444-1449

[8] QIN H, KIMBALL J. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(4): 2078-2084

[9] ZHAO C, ROUND S, KOLAR J. Full-order averaging modeling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters[J]. IET Power Electronics, 2010, 3(4): 400-419

[10] SHI L, LEI W, LI Z, et al. Bilinear discrete-time modeling and stability analysis of the digitally controlled dual active bridge

converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(11): 8787-8799

- [11] KRISMER F, KOLAR. Bilinear discrete-time modeling and stability analysis of the digitally controlled dual active bridge converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(11): 8787-8799

Improved reduce-order modeling of bidirectional interleaved boost with coupled inductors converter

ZHANG Yuchen, MA Ruiqing, FAN Ping

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In this paper, an improved reduced-order average modeling method for the bidirectional interleaved boost with coupled inductors (BIBCI) converter is proposed, based on the PWM and phase-shift dual-degree-of-freedom modulation and traditional reduced-order average model. Considering the power loss of the coupled inductor, the core loss, and the parasitic parameters of the inductors, capacitors, and switches in the circuit topology, the new model reflects the dynamic performance of the converter in a wide frequency domain more accurately than the traditional model. The small-signal model and transfer function are further deduced to provide a basis for the design of closed-loop controllers and have good engineering practicability. According to voltage source load or resistive load, the double-loop or triple-loop controller is designed correspondingly. The two models are theoretically analyzed and compared, and the proposed controller is verified by a 1.5 kW prototype.

Keywords: bidirectional DC-DC converter; interleaved; modeling; parasitic parameters

引用格式: 张煜辰, 马瑞卿, 樊平. 带耦合电感的交错并联式双向 DC-DC 变换器的改进型降阶建模方法[J]. 西北工业大学学报, 2022, 40(5): 1046-1054

ZHANG Yuchen, MA Ruiqing, FAN Ping. Improved reduce-order modeling of bidirectional interleaved boost with coupled inductors converter[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2022, 40(5): 1046-1054 (in Chinese)