

双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现

许正平, 李俊

(南京工业大学电气工程与控制科学学院, 江苏 南京 211816)

摘要: 针对变换器传统单移相控制的不足之处, 分析了双重移相控制下双向全桥 DC-DC 变换器的功率传输特性。在变压器匝比不为 1 的条件下, 建立了双重移相控制下变换器的通用低频小信号模型。对比了单移相控制方式, 仿真结果显示了双移相控制有较小的功率损耗。最后, 搭建了实验样机, 实验结果证实了该控制方式的高效性和可行性, 拓宽了变换器变比的选择范围, 具有一定工程应用价值。

关键词: 移相控制; 低频小信号模型; 高效能; 全桥 DC-DC 变换器; 实验样机

Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control

XU Zhengping, LI Jun

(College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of converter under traditional single phase-shift control, this paper analyzes the power transmission characteristics of bidirectional full bridge DC-DC converter with dual phase-shift control. On the condition that ratio of the transformer is not 1, the general low frequency small signal model of converter with dual phase-shift control is built. Compared with single phase-shift control, simulation results show that the loss power of dual phase-shift control is smaller. Finally, the experimental prototype is built, the experimental results confirm the feasibility and efficiency of this control mode. It broadens the range of selection of ratio of the converter, and has certain value in engineering application.

Key words: phase-shift control; low frequency small signal model; high efficient; full bridge DC-DC converter; experimental prototype

中图分类号: TM46

文章编号: 1674-3415(2016)02-0140-07

0 引言

双向全桥 DC-DC 变换器可以实现 DC-DC 变换器的二象限运行。所以其在功能上相当于两个单向 DC-DC 变换器, 因此能够减小系统的体积、质量和成本^[1-5]。目前, 针对双向全桥 DC-DC 变换器, 主要采用移相控制方式。移相控制方式包括传统移相控制和双重移相控制等^[6-8]。

双向全桥 DC-DC 变换器在传统移相控制方式下, 所有功率开关管均具有软开关特性, 然而, 在传统移相控制方式下, 变换器的功率环流及开关管电流应力较大, 不利于变换器效率的提高^[9-10]。因此, 文献[3]提出了双重移相控制方式, 理论与实验均验证了该控制方式对减小变换器的环流功率及功率开关管的电流应力、提高变换器效率的有效性。文献[5]建立了双重移相控制下变换器的小信号等

效模型。但是, 该文小信号模型是在输出电压等于输入电压且变压器变比为 1 的前提下建立的。所以, 本文将在一般情况下对双重移相控制下的变换器进行动态建模, 提高了变换器模型的通用性, 适应了更多的应用场合具有一定工程应用价值。

1 双重移相控制工作原理

图 1 为双向全桥 DC-DC 变换器的典型电路拓扑结构。图中: U_1 和 U_2 为全桥变换器两直流侧电压; L_s 为外加串联电感与变压器漏感之和; 变压器变比为 n ; $S_1 \sim S_4$ 为 H 桥 1 的功率开关管、 $S_5 \sim S_8$ 为 H 桥 2 的功率开关管; C_1 、 C_2 分别为输入输出滤波电容; H 桥 1 和 H 桥 2 的工作频率相同均为 f_s ; 逆变桥 H_1 的输出为 U_{h1} 、逆变桥 H_2 的输出为 U_{h2} ; 通过控制逆变器输出电压 U_{h1} 与 U_{h2} 之间的相角就可以实现对电感 L_s 端电压的控制, 进而可以控制变换

器功率的流向和大小^[1-2]。下面的分析以功率由 U_1 侧传输至 U_2 侧为例, 也即 U_{h1} 超前 U_{h2} 的相位。

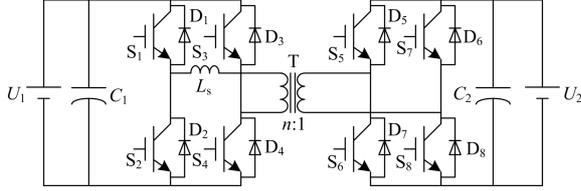


图 1 双向全桥 DC-DC 变换器

Fig. 1 Bidirectional full bridge DC-DC converter

图 2 所示为双重移相控制工作原理波形。 T_{hs} 为半个开关周期; d_1 为半个开关周期内的内移相占空比, d_2 为半个开关周期内的外移相占空比, $0 \leq d_1 \leq d_2 \leq 1$ 。

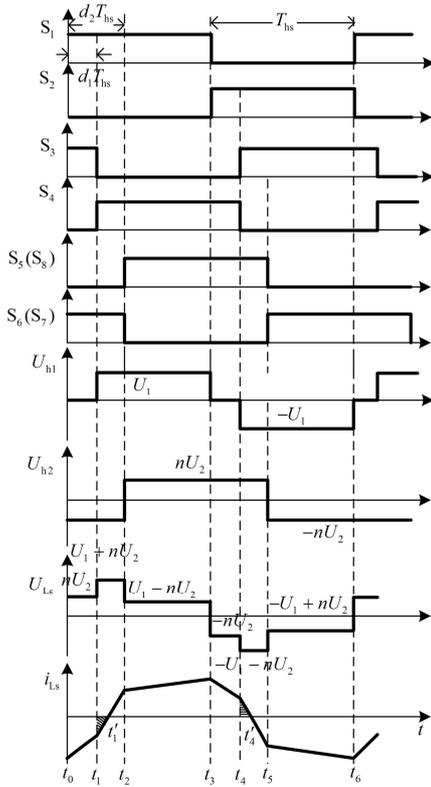


图 2 双重移相控制工作原理图

Fig. 2 Principle diagram of dual phase shifting control

假设变换器已工作于稳定状态, 根据图 2 所示的双移相控制工作原理波形, 将变换器工作模式分为 8 种状态。

模式 1: $t_0 \sim t_1$ 阶段

在 t_0 时刻之前, 开关管 S_2 、 S_3 导通, 电流为负; 在 t_0 时刻, 开关管 S_2 关断, 开关管 S_1 加驱动信号, 由于此时电流仍为负, 因此开关管 S_1 并未导通, 电流经过 D_1 和 S_3 续流, U_2 侧 H 桥经 D_6 及 D_7 续流给 U_2 供电,

电流逐渐减小。高频电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(1)。

$$U_{Ls} = nU_2$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_0) + \frac{nU_2}{L_s}(t - t_0) \quad (1)$$

模式 2: $t_1 \sim t_1'$ 阶段

t_1 时刻, 电感电流仍为负, 开关 S_3 关断, 开关管 S_4 加驱动信号, 开关管 S_4 并未导通, 电流经过二极管 D_4 和 D_1 续流, 电流逐渐减小, 直至 t_1' 时刻, 电感电流过零, 开关管 S_1 和 S_4 开始导通。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(2)。

$$U_{Ls} = U_1 + nU_2$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_1) + \frac{U_1 + nU_2}{L_s}(t - t_1) \quad (2)$$

模式 3: $t_1' \sim t_2$ 阶段

t_1' 时刻, 电感电流过零, H 桥 1 开关管 S_1 和 S_4 导通, H 桥 2 开关管 S_6 和 S_7 导通, 电感电流为正并且逐渐增加。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(3)。

$$U_{Ls} = U_1 + nU_2$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_1') + \frac{U_1 + nU_2}{L_s}(t - t_1') \quad (3)$$

模式 4: $t_2 \sim t_3$ 阶段

t_2 时刻, 开关管 S_6 和 S_7 断开, 开关管 S_5 和 S_8 加驱动信号, 由于此时电感电流为正, 因此开关管 S_5 和 S_8 并未导通, 电感电流通过二极管 D_5 和 D_8 续流, 电流逐渐增大。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(4)。

$$U_{Ls} = U_1 - nU_2$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_2) + \frac{U_1 - nU_2}{L_s}(t - t_2) \quad (4)$$

模式 5: $t_3 \sim t_4$ 阶段

t_3 时刻, 开关管 S_1 关断, 开关管 S_2 加驱动信号。由于此时电感电流为正, 因此开关管 S_2 并未导通, 电感电流通过二极管 D_2 和 S_4 续流, 电流逐渐减小。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(5)。

$$U_{Ls} = -nU_2$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_3) + \frac{-nU_2}{L_s}(t - t_3) \quad (5)$$

模式 6: $t_4 \sim t_4'$ 阶段

t_4 时刻, 开关管 S_4 关断, 开关管 S_3 加驱动信号。由于此时电感电流为正, 因此开关管 S_3 并未导通, 电感电流通过二极管 D_3 和 D_2 续流, 电流逐渐减小。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(6)。

$$\begin{aligned} U_{Ls} &= -U_1 - nU_2 \\ i_{Ls}(t) &= i_{Ls}(t_4) + \frac{-U_1 - nU_2}{L_s}(t - t_4) \end{aligned} \quad (6)$$

模式 7: $t'_4 \sim t_5$ 阶段

t'_4 时刻, 电感电流过零, H 桥 1 开关管 S_2 和 S_3 导通, H 桥 2 开关管 S_5 和 S_8 导通, 电感电流为负并且反向增加。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(7)。

$$\begin{aligned} U_{Ls} &= -U_1 - nU_2 \\ i_{Ls}(t) &= i_{Ls}(t'_4) + \frac{-U_1 - nU_2}{L_s}(t - t'_4) \end{aligned} \quad (7)$$

模式 8: $t_5 \sim t_6$ 阶段

t_5 时刻, 开关管 S_5 和 S_8 断开, 开关管 S_6 和 S_7 加驱动信号, 由于此时电感电流为负, 因此开关管 S_6 和 S_7 并未导通, 电感电流通过二极管 D_6 和 S_7 续流, 电流逐渐增大。电感电压 U_{Ls} 及电流 $i_{Ls}(t)$ 可以表示为式(8)。

$$\begin{aligned} U_{Ls} &= -U_1 + nU_2 \\ i_{Ls}(t) &= i_{Ls}(t_5) + \frac{-U_1 + nU_2}{L_s}(t - t_5) \end{aligned} \quad (8)$$

由图 2 可知, $i_{Ls}(t_3) = -i_{Ls}(t_0)$, $i_{Ls}(t_4) = -i_{Ls}(t_1)$, $i_{Ls}(t_5) = -i_{Ls}(t_2)$, $i_{Ls}(t'_1) = i_{Ls}(t'_4) = 0$ 。结合式(1)~式(4)可得

$$\begin{cases} i_{Ls}(t_0) = -\frac{T_{hs}}{2L_s}[(1-d_1)U_1 + (2d_2-1)nU_2] \\ i_{Ls}(t_1) = -\frac{T_{hs}}{2L_s}[(1-d_1)U_1 + (2d_2-2d_1-1)nU_2] \\ i_{Ls}(t_2) = \frac{T_{hs}}{2L_s}[(2d_2-d_1-1)U_1 + nU_2] \\ i_{Ls}(t_3) = \frac{T_{hs}}{2L_s}[(1-d_1)U_1 + (2d_2-1)nU_2] \end{cases} \quad (9)$$

那么, 双移相控制下的传输功率可表示为

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} U_{h1} i_{Ls} dt = \\ & \frac{nU_1 U_2 T_{hs}}{L_s} \left[d_2(1-d_2) + \frac{1}{2} d_1(2d_2-d_1-1) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

回流功率可表示为

$$\begin{aligned} P_{cir} &= \frac{1}{T_{hs}} \int_{t'_1}^{t'_4} U_{h1} |i_{Ls}| dt = \\ & \frac{U_1 T_{hs}}{8L_s(U_1 + nU_2)} [(1-d_1)U_1 + (2d_2-2d_1-1)nU_2]^2 \end{aligned} \quad (11)$$

传输功率一定时, 由于内移相占空比 d_1 的存在, 使得回流功率减小甚至为零^[4-7]。因此, 与单移相控制相比, 双移相控制具有较小的回流功率, 有利于变换器效率提高。

2 变换器小信号动态建模

依据图 2, 可以将一个开关周期内变换器的工作模式划分为 6 个阶段, 现选取电感电流 i_{Ls} 、输入输出电压 u_1 及 u_2 作为状态变量, 根据各阶段的工作特性列出相应的状态方程组如下所示。其中, u_s 、 R_s 、 R 分别为电源电压、电源内阻、负载电阻。

阶段 1($0 \sim d_1 T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_1 及 S_3 导通, H 桥 2 的开关管 S_6 及 S_7 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(12)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{n}{L_s} \\ 0 & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ -\frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

阶段 2($d_1 T_{hs} \sim d_2 T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_1 及 S_4 导通, H 桥 2 的开关管 S_6 及 S_7 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(13)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{n}{L_s} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ -\frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (13)$$

阶段 3($d_2 T_{hs} \sim T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_1 及 S_4 导通, H 桥 2 的开关管 S_5 及 S_8 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(14)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{n}{L_s} \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ \frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

阶段 4($T_{hs} \sim T_{hs} + d_1 T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_2 及 S_4 导通, H 桥 2 的开关管 S_5 及 S_8 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(15)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{n}{L_s} \\ 0 & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ \frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

阶段 5($T_{hs}+d_1T_{hs} \sim T_{hs}+d_2T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_2 及 S_3 导通, H 桥 2 的开关管 S_5 及 S_8 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(16)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} & -\frac{n}{L_s} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ \frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (16)$$

阶段 6($T_{hs}+d_2T_{hs} \sim 2T_{hs}$): 此阶段 H 桥 1 的开关管 S_2 及 S_3 导通, H 桥 2 的开关管 S_6 及 S_7 导通, 可得此阶段的状态方程组为式(17)。

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{Ls}}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} & \frac{n}{L_s} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_s} & 0 \\ -\frac{n}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ls} \\ u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{u_s}{C_1 R_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (17)$$

式(12)~式(17)为变换器在双重移相控制下各个阶段的数学模型。本文采用开关周期平均法建立变换器等效模型, 电容电压 u_1 、 u_2 满足小信号低频扰动条件, 而电感电流 i_{Ls} 不符合常规开关周期平均法的要求。根据文献[5]中提出的降阶方法, 本文将消去变量电感电流 i_{Ls} , 完成变换器的小信号建模。由于双重移相控制工作波形的对称性, 现只考虑半个开关周期内的情况。依据式(1)~式(9)可得双向 DCDC 变换器各阶段的电感电流表达式, 如式(18)所示。其中, $K = \frac{T_{hs}}{2L_s}(u_1 - 3u_1d_1 + 2nu_2d_2 - nu_2)$ 。

$$i_{Ls} = \begin{cases} \frac{nu_2}{L_s}t - K + \frac{u_1}{L_s}d_1T_{hs} & t \in (0, d_1T_{hs}) \\ \frac{u_1 + nu_2}{L_s}t - K & t \in (d_1T_{hs}, d_2T_{hs}) \\ \frac{u_1 - nu_2}{L_s}t - K + \frac{nu_2}{L_s}2d_2T_{hs} & t \in (d_2T_{hs}, T_{hs}) \end{cases} \quad (18)$$

结合式(18), 消去变量 i_{Ls} , 可得变换器降阶后的状态方程组, 如式(19)、式(20)所示。

$$C_1 \frac{du_1}{dt} = \begin{cases} \frac{u_s - u_1}{R_s} & t \in (0, d_1T_{hs}) \\ \frac{u_s - u_1}{R_s} - \frac{u_1 + nu_2}{L_s}t + K + \frac{u_1}{L_s}d_1T_{hs} & t \in (d_1T_{hs}, d_2T_{hs}) \\ \frac{u_s - u_1}{R_s} - \frac{u_1 - nu_2}{L_s}t + K + \frac{u_1}{L_s}d_1T_{hs} - \frac{nu_2}{L_s}2d_2T_{hs} & t \in (d_2T_{hs}, T_{hs}) \end{cases} \quad (19)$$

$$C_2 \frac{du_2}{dt} = \begin{cases} -\frac{n^2u_2}{L_s}t + nK - \frac{u_2}{R} & t \in (0, d_1T_{hs}) \\ -\frac{nu_1 + n^2u_2}{L_s}t + nK + \frac{nu_1}{L_s}d_1T_{hs} - \frac{u_2}{R} & t \in (d_1T_{hs}, d_2T_{hs}) \\ \frac{nu_1 - n^2u_2}{L_s}t - nK - \frac{nu_1}{L_s}d_1T_{hs} + \frac{n^2u_2}{L_s}2d_2T_{hs} - \frac{u_2}{R} & t \in (d_2T_{hs}, T_{hs}) \end{cases} \quad (20)$$

依据式(19)、式(20), 结合开关周期平均法建立变换器动态模型, 进一步采用低频小信号扰动法, 实现变换器动态模型的线性化。为了简化分析, 现设定 $R_s=0$, $u_s=u_1$ 。由于变量 u_1 、 u_2 满足低频小信号扰动条件, 根据开关周期平均法的定义并结合式(20), 利用半个开关周期内变量 u_2 的净变化表示 $\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}$ 的导数^[2], 则用 $\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}$ 表示的状态方程表示为式(21)。

$$C_2 \frac{d\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}}{dt} = \frac{nT_{hs}}{2L_s}(-d_1^2 - 2d_2^2 - d_1 + 2d_2 + 2d_1d_2)\langle u_1 \rangle_{T_{hs}} - \frac{\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}}{R} \quad (21)$$

现在变换器静态工作点附近对输入输出变量 $\langle u_1 \rangle_{T_{hs}}$ 、 $\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}$ 和移相占空比控制量 d_1 、 d_2 施加低频小信号扰动 \hat{u}_1 、 \hat{u}_2 和 \hat{d}_1 、 \hat{d}_2 , 如式(22)所示。其中, U_1 、 U_2 和 M_1 、 M_2 分别为 d_1 、 d_2 和 $\langle u_1 \rangle_{T_{hs}}$ 、 $\langle u_2 \rangle_{T_{hs}}$ 的稳态值。

$$\begin{cases} \langle u_1 \rangle_{T_{hs}} = U_1 + \hat{u}_1 \\ \langle u_2 \rangle_{T_{hs}} = U_2 + \hat{u}_2 \\ d_1 = M_1 + \hat{d}_1 \\ d_2 = M_2 + \hat{d}_2 \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)代入式(21), 依据小信号假设, 忽略非线性二阶及以上交流项^[5], 由此可得双重移相控制的变换器的稳态及动态小信号模型, 如式(23)所示。

$$\begin{cases} U_2 = \frac{nT_{hs}}{2L_s}(-M_1^2 - 2M_2^2 - M_1 + 2M_2 + 2M_1M_2)RU_1 \\ C_2 \frac{d\hat{u}_2}{dt} = \frac{nU_1T_{hs}}{2L_s}[(2M_2 - 2M_1 - 1)\hat{d}_1 + (2M_1 - 4M_2 + 2)\hat{d}_2] - \frac{\hat{u}_2}{R} \end{cases} \quad (23)$$

依据式(23), 可以得出输出和内移相占空比及输出和外移相占空比的传递函数 $G_{\hat{d}_1\hat{u}_2}(s)$ 、 $G_{\hat{d}_2\hat{u}_2}(s)$, 如式(24)所示。

$$\begin{cases} G_{\hat{d}_1\hat{u}_2}(s) = \frac{\hat{u}_2}{\hat{d}_1}|_{\hat{d}_2=0} = \frac{(2M_2 - 2M_1 - 1)T_{hs}}{2L_s/R} \frac{nU_1}{sC_2R + 1} \\ G_{\hat{d}_2\hat{u}_2}(s) = \frac{\hat{u}_2}{\hat{d}_2}|_{\hat{d}_1=0} = \frac{(2M_1 - 4M_2 + 2)T_{hs}}{2L_s/R} \frac{nU_1}{sC_2R + 1} \end{cases} \quad (24)$$

3 仿真及实验分析

为验证本文建模方法及所建立小信号模型的正确性和通用性, 搭建了变换器仿真系统, 其主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值
输入电压 u_1/V	300
输出电压 u_2/V	72
工作频率 f/kHz	20
负载电阻 R/Ω	5.9
串联电感 L_s/mH	0.409
储能电容 $C_1/\mu F$	2 000
储能电容 $C_2/\mu F$	2 000
变压器匝数比 n	3

由式(24)可知, 系统降阶后的输出与外移相占空比模型为一阶惯性环节, 本文采用 PI 控制器实现对变换器的控制。具体方法为在优化给定内移相占空比的条件下经 PI 控制器调节外移相占空比的大小以实现变换器输出电压的稳定^[11-12]。

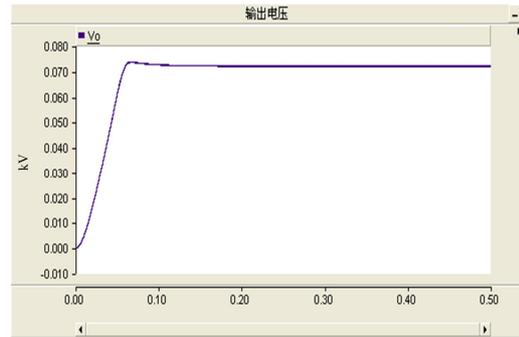
为验证本文所述控制策略的优越性, 搭建了单移相控制和双重移相控制下的全桥 DCDC 变换器

的仿真系统。

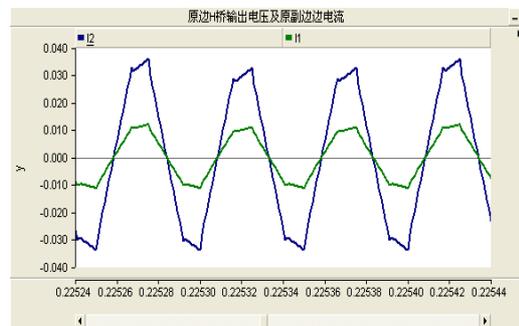
图 3 为单移相控制下变换器闭环控制系统输出电压 V_o 、隔离变压器原副边电流 i_1 、 i_2 的波形、输入瞬时功率 P_i 和输出功率 P_o 的波形; 图 4 为双重移相控制下变换器闭环控制系统输出电压 V_o 、隔离变压器原副边电流 i_1 、 i_2 的波形、输入瞬时功率 P_i 和输出功率 P_o 的波形。

仿真结果显示了两种控制方式均能满足输出要求, 即都能完成给定功率的输出; 然而, 对比图 3 与图 4 中(c)不难发现图 4 中系统输入瞬时功率的负值部分明显小于图 3 中系统输入瞬时功率的负值部分, 这部分对应着系统所需提供的额外功率。因此, 在给定输出功率下, 这就提高了对电源容量, 磁性元件、电力电子器件等的要求。所以, 本文所用的控制策略能够有效地降低额外功率, 对提高变换器效率、降低电力电子器件的应力方面具有显著的改善效果。

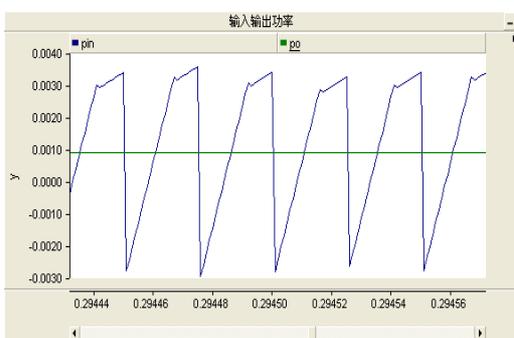
为验证上述分析的正确性, 搭建了实验样机(直流输入电压为 50 V; 输出电压为 9 V; 变压器匝比为 3; 原边交流电感为 0.4 mH; 输出负载 6 Ω), 实验结果如图 5 所示。其中, 通道 CH1 为原边逆变输出电压波形; 通道 CH2 为原边逆变输出电流; 通道 MATH 为原边逆变瞬时输出功率。由实验波形可以看出, 相同的传输功率下, 本文控制方式对于电源容量的要求较低, 具有较高的传输效率等优点。



(a) 输出电压波形



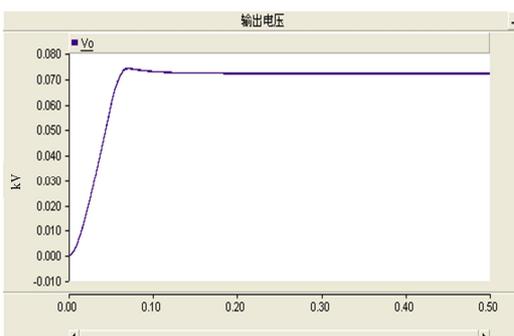
(b) 原副边电流波形



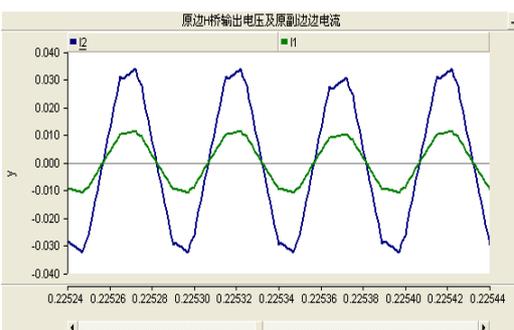
(c) 输入输出功率波形

图 3 单移相控制仿真结果

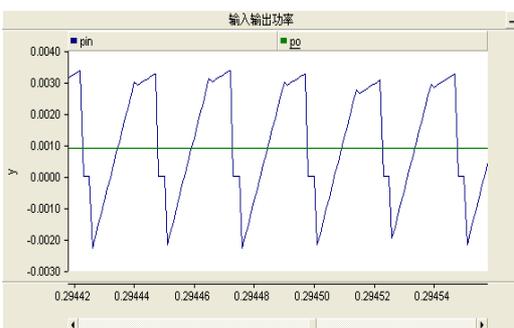
Fig. 3 Simulation results with single phase-shift control



(a) 输出电压波形



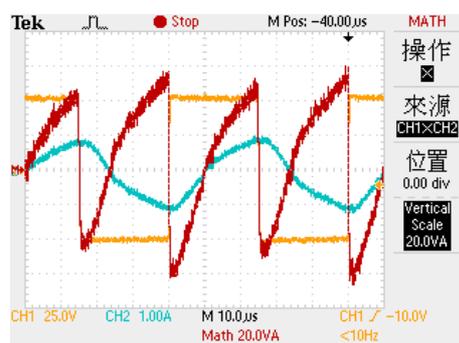
(b) 原副边电流波形



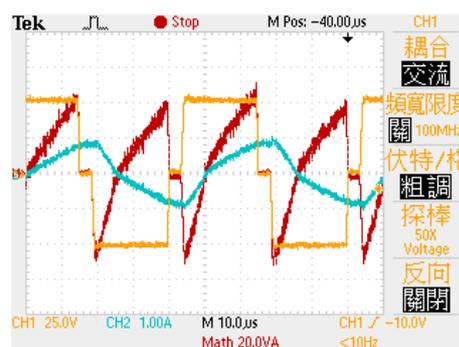
(c) 输入输出功率波形

图 4 双移相控制仿真结果

Fig. 4 Simulation results with double phase-shift control



(a) 传统控制方式波形



(b) 高效能控制方式波形

图 5 两种控制方式下实验结果

Fig. 5 Experimental results with two kinds of control mode

4 结论

本文通过对双重移相控制下双向全桥 DCDC 变换器的工作模式的分析, 结合开关周期平均建模法, 建立了双重移相控制下双向全桥 DCDC 变换器的通用小信号线性模型。为验证所建模型的正确性, 搭建了仿真系统和实验样机, 并且对比了单移相控制, 结果均显示了本文所提控制策略对改善系统性能的有效性。搭建了实验样机, 实验结果验证了本文分析的正确性和可行性, 拓宽了变换器变比的选择范围, 具有一定工程应用价值。

参考文献

- [1] BAI H, CHRIS M. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [2] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [3] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣. 双重移相控制的双向全 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43-50.

ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Bi-directional

- full-bridge DC-DC converters with dual phase shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 43-50.
- [4] 张晓峰, 吕征宇. 混合动力车用全数字电流控制型双向DC-DC变换器[J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 84-89.
ZHANG Xiaofeng, LÜ Zhengyu. Digital-current-controlled bi-directional DC-DC converter in the hybrid electric vehicle[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 84-89.
- [5] 程红, 高巧梅, 朱锦标, 等. 基于双重移相控制的双向全桥DC-DC变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 245-253.
CHENG Hong, GAO Qiaomei, ZHU Jinbiao, et al. Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converters based on dual phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 245-253.
- [6] 李立, 刘刚. 多电池组储能系统双向DC-DC换器的研制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 90-94.
LI Li, LIU Gang. Development of bi-directional DC-DC converter in multiple battery energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 90-94.
- [7] MI C, BAI H, WANG C, et al. Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 507-517.
- [8] 王若醒, 吴迎霞, 杨恢宏, 等. 两级式T型三电平光伏逆变器的关键技术研究及实现[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 58-62.
WANG Ruoxing, WU Yingxia, YANG Huihong, et al. Research on key technologies of double-stage T-type three-level photovoltaic inverter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 58-62.
- [9] 王晓毛, 梅桂华, 谢应耿. 基于高频开关电源的方向注入式直流平衡装置的研究及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(8): 139-144.
WANG Xiaomao, MEI Guihua, XIE Yinggeng. Research and application of reverse injection DC-balancing device based on high-frequency switch power supply[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(8): 139-144.
- [10] 王璐, 周海潇, 罗建, 等. 感应电动机电源切换的UPS逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(24): 49-55.
WANG Lu, ZHOU Haixiao, LUO Jian, et al. Control strategy of UPS for the inductor motor[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(24): 49-55.
- [11] 武琳, 刘志刚, 洪祥. 隔离式双向全桥DC-DC变换器的功率控制特性比较与分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 179-187.
WU Lin, LIU Zhigang, HONG Xiang. Comparison and analysis of power control characteristic for isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 179-187.
- [12] 彭永龙, 黄潇潇, 李亚斌. 三相BUCK型SVPWM整流器LC振荡阻尼混合控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(1): 90-95.
PENG Yonglong, HUANG Xiaoxiao, LI Yabin. Damping of LC oscillation using a hybrid combination approach for three-phase BUCK-type SVPWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(1): 90-95.

收稿日期: 2015-04-04; 修回日期: 2015-05-19

作者简介:

许正平(1990-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为功率变换技术及应用; E-mail: 904071354@qq.com

李俊(1972-), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术及应用。

(编辑 姜新丽)