

数模混合控制双 Buck 逆变器研究

单任仲, 洪峰, 王慧贞, 秦海鸿

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

摘要:对一种新颖数模混合控制双 Buck 逆变器(Dual Buck Inverter, 简称 DBI)进行了研究。该逆变器克服了传统逆变器的直通问题, 功率开关管和功率二极管可分别得到最优设计。电压环采用瞬时值反馈数字控制, 克服了模拟器件参数不一致, 以及运放温漂等缺点, 具有很好的稳定性; 电流环采用半周期电流滞环模拟控制, 使系统在正常工作下无偏置电流, 进一步提高了效率, 具有优良的动态性能。试验证明, 滞环电流控制 DBI 可以工作在较高的开关频率下, 在减小滤波器器件体积重量的同时, 仍可获得理想的输出波形和整机效率, 因此具有广泛的工业应用价值。

关键词:逆变器; 反馈控制; 数字控制/滞环控制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2007)02-0021-03

Digitally and Analogically Hybrid Controlled Dual Buck Half Bridge Inverter

SHAN Ren-zhong, HONG Feng, WANG Hui-zhen, QIN Hai-hong

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A novel Digital-Analog (D/A) hybrid controlled dual Buck half bridge inverter is proposed in the paper. This topology overcomes the shoot-through problem in conventional inverters, and can realized optimum design of all power device. Voltage loop adopts instantaneous feedback digital control, which eliminates common problems in analog devices such as parameter diversity, temperature drift and etc. Current loop adopts half-circle hysteresis current analogic control, which eliminates the bias current in this inverter. Experimental results reveal that HCDBI can work under high switching frequency and achieve high overall efficiency, and prove it to be a very promising inverter topology in the industry.

Keywords: inverter; feedback control; digital control/hysteresis control

1 引言

目前, 逆变器研究的主要发展方向是实现其小型化, 模块化, 高效化和数字化, 而实现小型化和模块化的主要措施是提高开关频率, 减小无源器件的体积和重量。但是, 由于功率器件开关性能的非理想化, 而高开关频率会带来较大的开关损耗, 影响系统效率。因此, 许多研究者已开展了对逆变器软开关技术的研究, 引入了辅助网络, 以改善主功率管的开关状态, 使主管在零电流或零电压状态下开关动作, 减少了主管的开关损耗^[1]。但是, 为此却付出了需增加由电感、电容和有源或无源功率半导体器件构成的辅助网络的代价。由于辅管和辅助元件的应力往往很大, 在很多情况下都超过了主管, 导致辅助网络元件的设计难度增大, 而这些元件的失效率普遍较高, 因此逆变器软开关技术的工程应用仍存在许多问题尚待进一步解决。为此, 基于功率半导体制造技术和工艺发展, 以及 CoolMOS 功率开关器件和 SiC 肖特基势垒二极管产品的市场化, 对一种新型逆变器拓扑半桥(Dual Buck Inverter, 简称 DBI)进行了研究。

定稿日期: 2006-06-30

作者简介: 单任仲(1982-), 男, 浙江奉化人, 硕士。研究方向为电力电子功率变换器、航空电源。

在该 DBI 控制中采用了数字电压外环及模拟电流滞环相结合的数模混合控制方案^[2]。采用该方案设计制作了一台 DBI 的原理样机, 其实验结果表明, 该逆变器的输出电压精度和整机效率较高, 动态响应快, 可靠性高, 抗干扰能力较强, 能够在较大范围内实现变频输出。

2 DBI 及滞环控制原理

2.1 DBI 模态分析

图 1 示出 DBI 的主电路原理图。它由 VS_1, VD_1, L_1, C_f 和 VS_2, VD_2, L_2, C_f 两个类似 Buck 桥臂网络的变换器组成。该逆变器采用电压、电流双闭环控制, 其电压环采用数字 PI 控制, 具有良好的稳态精度; 电流环采用电感电流滞环控制, 提高了系统的动态性能。图 2 示出滞环电流控制逆变器

图 1 DBI 的主电路

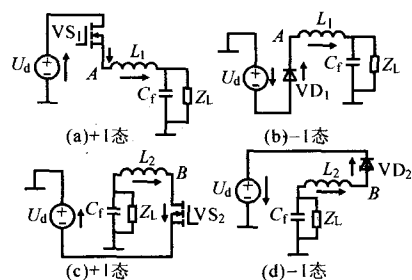


图 2 4 个工作模式

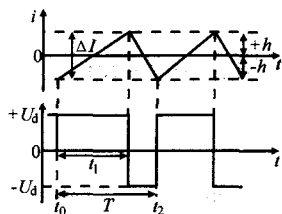
(HCDBI)的 4 个工作模式。表 1 给出滞环控制模式下 DBI 功率管开关组合状态与电感电流 i_{L1}, i_{L2} 和桥臂输出电压 U_A, U_B 的关系。

表 1 各模式中开关管的工作状态与 i_{L1}, i_{L2} 和 U_A, U_B 的关系

模式	i_{L1}	i_{L2}	VS_1	VS_2	VD_1	VD_2	U_A	U_B
+1 态	>0	=0	1	0	0	0	+ U_d	—
-1 态	>0	=0	0	0	1	0	- U_d	—
+1 态	=0	>0	0	0	0	1	—	+ U_d
-1 态	=0	>0	0	1	0	0	—	- U_d

2.2 两态滞环控制原理分析

图 3 示出两态滞环电流控制原理。滤波电感 L 上电流 i_L 与电流基准,即电压误差信号相减得到



电流误差信号 i_e, i_e 再经滞环比较器得到 PWM 信号,经隔离放大驱动功率管控制 i_L 在设定的正负环宽内 ($\pm h$)。当

图 3 两态滞环电流控制原理 i_e 大于正环宽 $+h$ 时,滞环比较器输出低电平,逆变桥输出 -1 态, i_L 下降,其工作模式见图 2a; 当 i_e 低于负环宽 $-h$ 时,滞环比较器输出高电平,逆变器输出 +1 态, i_L 上升,从而保持 i_e 始终限定在 $\pm h$ 内。

在逆变器电路中, i_L 在逆变桥的输入电压 $u_i (\pm u_d)$ 和输出电压 u_o 共同作用下而改变,忽略电感电阻及线路电阻,则有:

$$di_L/dt = (u_i - u_o)/L \quad (1)$$

因为开关频率 f_s 远大于输出电压频率 f_o , 所以在一个开关周期 T 内,可近似认为 u_o 恒定不变,则 i_L 在 Δt 内上升 ΔI ,有:

$$\Delta t = \Delta I L / (u_i - u_o) \quad (2)$$

在 VS_1 导通和 VD_1 关断期间,当 $t_0 \sim (t_0 + t_1)$ 时段内, $u_i = +U_d, \Delta I = 2h, \Delta t = t_1$ 时,由式(2)可得:

$$t_1 = 2hL / (U_d - u_o) \quad (3)$$

在 VS_1 关断和 VD_1 导通期间,当 $(t_0 + t_1) \sim (t_0 + T)$ 期间, $u_i = -U_d, \Delta I = -2h, \Delta t = T - t_1$,可得:

$$T - t_1 = -2hL / (-U_d - u_o) \quad (4)$$

根据式(3)和式(4)可得逆变器的瞬时开关频率为:

$$f_s = 1/T = (U_d^2 - u_o^2) / 4hLU_d \quad (5)$$

由式(5)可知,滞环电流控制模式下的 f_s 是不固定的,且与母线电压 U_d, h, u_o 及 L 的值都有关。在 $u_o = 0$ 时系统存在最高开关频率为:

$$f_{s, \max} = U_d / 4hL \quad (6)$$

若 VS_1 导通时间为 DT ,续流二极管导通时间为 $(1-D)T$,则稳态时,在 i_L 连续的情况下,根据一个周期内电感上的正负伏秒积为零,则有:

$$(U_d - u_o)DT = (u_o + U_d)(1-D)T \quad (7)$$

由式(7)得 u_o 的稳态增益为:

$$u_o / u_i = u_o / 2U_d = D - (1/2) \quad (8)$$

式(8)是在 i_L 连续的情况下得到的。当 Buck 电路在 i_L 断续区时,其增益为非线性,所以无偏置电流控制模式在电压过零处存在一定程度的电压波形畸变,即空载时的波形不如带载时的好。

3 控制器设计

3.1 数字 PI 算法分析及软件流程

该系统采用输出电压瞬时值反馈控制方法,利用 TMS320LF2407A 数字信号处理器实现输出电压瞬时值控制,其最高工作频率可达 40MHz,内部有 16 个通道输入的 10 位 A/D 转换器,最小转换时间为 500ns,能够很好地实现 u_o 的瞬时值 PI 算法^[3],并有非常高的精度。

采用数字 PI(P 为比例环节,代表当前信息,能对动态偏差进行校正;I 为积分环节,代表过去积累的信息,起消除静态误差的作用,可提高稳态精度)调节器能很方便地调节 PI 参数,比模拟 PI 调节简单,且精度高,范围大。为了消除积分饱和带来的不利影响,采用防积分饱和 PI 调节器^[4],其算法为:

$$U = R(k-1) + K_p e(k), \quad u(k) = \begin{cases} U_{\max} \\ U_{\min} \\ U \end{cases} \quad (9)$$

$$R(k) = R(k-1) + K_i e(k) + K_c [u(k) - U] \quad (10)$$

式中 U_{\max}, U_{\min} ——软件上下限幅,主要取决于 D/A 的位数

K_p ——比例系数 K_i ——积分系数, $K_i = K_p T / T_i$

K_c ——积分饱和修正系数, $K_c = K_i / K_p = T / T_i$

T_i ——积分常数 T ——中断周期

上述表达式是模拟 PI 调节器经过离散化处理后的得到的。图 4 示出该逆变器系统的软件流程图。

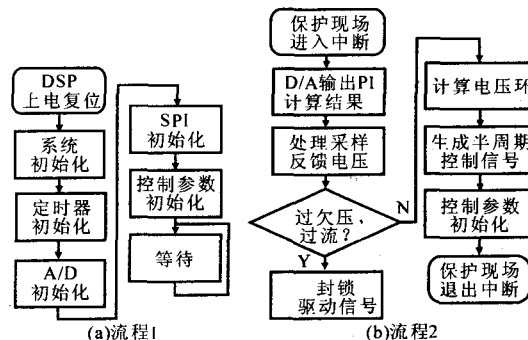


图 4 系统软件程序流程图

3.2 系统采样频率的选择

在离散控制系统中,采样频率 f_c 的选择主要取决于:

(1)关于信号的复现 根据采样定理,为保证采样后的信号能真实保留原始模拟信号的信息,信号的 f_c 至少为原信号中最高频率的两倍^[5],但这仅能满

足采样定理,只保证不发生频率混叠,并不能保证此时的采样信号能真实反映原始信号的信息。然而在工程应用中, f_c 必须比理论计算值大许多倍才能满足要求。原因是输入信号并不是一个精确规定的信号,其最高频率(高次谐波的频率)很难确定,同时还必须考虑闭环带宽和测量噪音的影响。

(2)对系统动、静态性能及扰动的影响 从控制系统的动、静态特性和抗干扰能力来分析, f_c 越高越好,这样既能及时反映输出信号及扰动的影响,又能提高系统的性能和抗干扰能力。

(3)计算机的运算能力和运算精度 由于离散控制是通过一系列算法实现控制量输出的,所有的程序必须在采样周期内完成,所以 f_c 的提高会使一个采样周期内所执行的程序减少;其次是 A/D 精度,若采样周期太短,就会使前后两次采样结果的差值很小,以致于 A/D 转换器不能反映出来。因此, f_c 的选择需要考虑 DSP 的运算速度、程序大小和 A/D 采样精度。

综合考虑采样定理和数字控制器的处理速度等条件,选取系统电压的 $f_c=100\text{kHz}$,这样,既能保证采样信息真实地反映原始信号的信息,又能很好地实现数字 PI 运算。

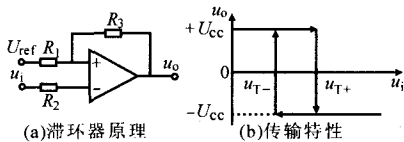


图 5 滞环比较器原理图

3.3 电流环设计

图 5 示出滞环比较器原理图。求取上下门限电压值分别为:

$$u_{T+} = \frac{R_1 U_{ref}}{R_1 + R_3} + \frac{R_1 U_{OH}}{R_1 + R_3} \quad (11)$$

$$u_{T-} = \frac{R_1 U_{ref}}{R_1 + R_3} + \frac{R_1 U_{OL}}{R_1 + R_3} \quad (12)$$

得到滞环宽度为:

$$\Delta u_T = u_{T+} - u_{T-} = \frac{R_1 (U_{OH} - U_{OL})}{R_1 + R_3} \quad (13)$$

式中 U_{OH}, U_{OL} ——正、负电源电压

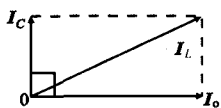


图 6 i_L, i_o, i_c 的向量图

图中 $i_o = P/u_o$, $i_c = 2\pi f_c u_o$ 的向量图。

$$i_L = \sqrt{i_o^2 + i_c^2}$$

工程设计中,按额定电感电流的 10% 来设计 Δu_T 。图 6 示出该逆变器电感电流 i_L 、负载电流 i_o 、电容电流 i_c 的向量图。取 $0.1i_L=1.8\text{A}$, 实际电流反馈系数的大小为 $k_i=0.4$;取 $\Delta u_T=0.8\text{V}$, 可得滞环比较器的实际参数: $R_1=R_2=10\text{k}\Omega, R_3=1\text{M}\Omega$ 。由此可得实验值大于理论计算值的结果。主要原因是在设计过程中忽略了电流采样延时和控制延时对滞环比

较器的影响。

4 实验结果

为了验证数模混合控制逆变器的特点,设计制作了一台原理样机,其参数: $u_i=2U_d=360\text{V}$;滤波器参数: $L_1=L_2=250\mu\text{H}, C_f=12\mu\text{F}, u_o=115\text{V}; f_o=400\text{Hz}$, 输出功率 $P_o=2\text{kW}$; 功率开关管采用 IXFK48N50 元件;续流二极管采用 DESI60-06A 元件。

图 7a, b 示出额定负载下系统的输出电压 u_o 、输出电流 i_o 和电感电流 i_{L1} 的实验波形。可见,该逆变器系统的 u_o 波形质量较高,正常工作时没有偏置电流,可进一步提高系统效率;图 7c, d 示出逆变器变频输出电压 u_o 的实验波形。可见,50~500Hz 下的输出电压失真度都不大于 2%。这说明该逆变器可在很大的频率范围内得到很好的输出电压波形。

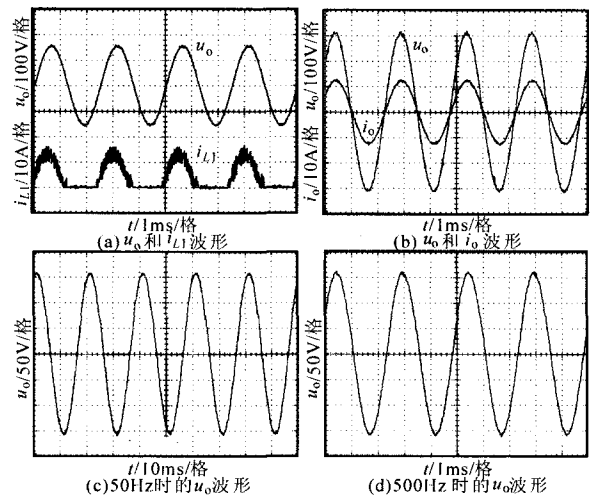


图 7 实验结果

图 8a 示出系统突加负载时的 i_L, i_o 和 u_o 实验波形。该实验波形是从空载突加到 1kW 负载时的动态响应过程, u_o 在很短的时间内就恢复了。这说明系统具有良好的动态响应过程。该逆变器系统的平均开关频率 $f_s \approx 20\sim 30\text{kHz}$,但在 u_o 过零处, $f_{s, \text{max}} \approx 100\text{kHz}$ 。这表明该系统能在较高的开关频率下运行。图 8b 示出该逆变器系统的整机外特性曲线和效率 η 曲线。

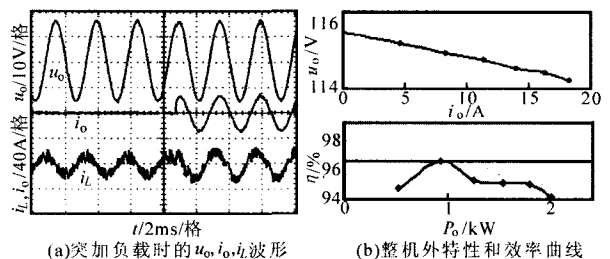


图 8 u_o, i_L, i_o 实验波形及系统外特性和效率曲线

5 结论

详细分析了滞环电流控制双 Buck(下转第 37 页)

图 4a 示出 $L_2=1.8\mu\text{H}$, $C_3=0.15\mu\text{F}$ 时, 实测得回路磁开关电压 u_{L3} , 负载电流 i_{L4} , RSD 电流 i_{RSD} , C_2 上的电压 u_{C2} 的典型实验波形。由其可得 i_{RSD} 的 $di/dt=211\text{A}/\mu\text{s}$; 由式(2)可得 $Q_{cr}=7.18\mu\text{C}$ (一般情况下, $\tau_r \approx 0.09\mu\text{s}$, $v_1=0.1\mu\text{s}$, 对于硅取 $b=2.8$), 估算出的总预充电荷 $Q_R=3.09\mu\text{C}$, 因 $Q_R < Q_{cr}$, 故不能满足式(1)的 RSD 开关的开通条件。由图还可见, RSD 开关有正常导通, 负载峰值电流 $I_{L4} < 2\text{kA}$, L_3 的波形复位也不够。

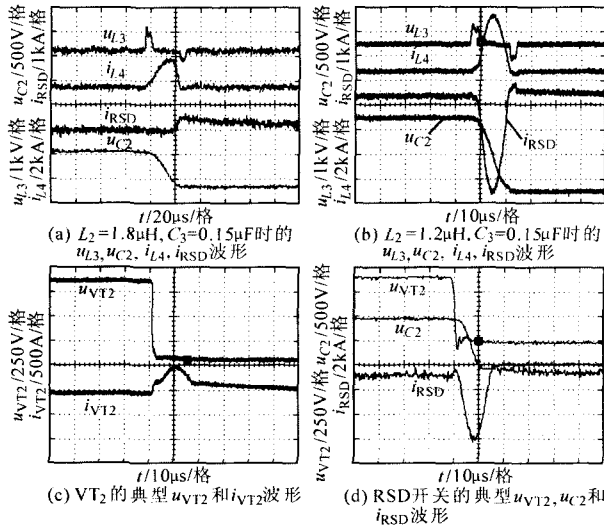


图 4 实验结果

图 4b 示出 $L_2=1.2\mu\text{H}$, $C_3=0.15\mu\text{F}$ 时实测得回路中 u_{L3} , i_{L4} , i_{RSD} , u_{C2} 的实验波形。由其可得 i_{RSD} 的 $di/dt=854\text{A}/\mu\text{s}$; 由式(2)可得 $Q_{cr}=28.9\mu\text{C}$, 估算出的 $Q_R=42.75\mu\text{s}$, 因 $Q_R > Q_{cr}$, 故可以满足 RSD 开关的开通条件。由图还可见, RSD 开关正常开通, i_{L4} 的波形也比较光滑, 没有明显的振荡。 L_3 饱和前稳定地阻断着高压, 饱和后两端电压迅速下落, 从而有效地实现了主回路和预充电路的隔离, 隔离时间约为 $4\mu\text{s}$, RSD 开关的反向触发脉冲峰值电流约为 200A , 负载峰值

电流 $I_{L4} \approx 5\text{kA}$, $u_{C2} \approx 800\text{V}$ 。图 4c 示出 VT_2 的典型 u_{VT2} 和 i_{VT2} 实验波形。由图可知, VT_2 的关断时间约为 200ns , 峰值电流 $I_{VT2} \approx 500\text{A}$, 脉冲宽度约为 $20\mu\text{s}$ 。图 4d 示出 RSD 开关的典型 u_{VT2} , u_{C2} , i_{RSD} 实验波形。反向触发脉冲的峰值电流约为 600A , 脉冲宽度约为 $2\mu\text{s}$, 达到了 RSD 开关的开通条件。流过 RSD 开关的峰值电流约为 5.3kA , 脉冲宽度为 $10\mu\text{s}$ 。

5 结论

利用快速晶闸管设计的预充电路满足了直径 52mm RSD 开关的触发实验要求。实验结果表明, 当预充电路工作电压约为 800V 时, RSD 开关的反向触发峰值电流约为 600A , 脉冲宽度约为 $2\mu\text{s}$, 通过 RSD 开关的脉冲峰值电流可达 5.3kA , 脉冲宽度约为 $10\mu\text{s}$ 。该预充电路能够实现触发电流和脉宽可调, 可适用于不同截面积的 RSD 开关的触发开通。

参考文献

- [1] Grekhov I V. New Principles of High Power Switching with Semiconductor Device[J]. Solid-State Electronics, 1989, 32(11): 923-930.
- [2] Grekhov I V. Mega, Gigawatts-ranges. Repetitive Mode Semiconductor Closing and Opening Switches [A]. Proc of 11th IEEE International Pulse Power Conference[C]. Baltimore, MD, 1997, 425-429.
- [3] Gorbatyuk A V, Grekhov I V, Nalivkin A V. Theory of Quasi-diode Operation of Reversely Switched Dinistors[J]. Solid-state Electronics 1988, 32(10): 1483-1491.
- [4] 何小平, 许日, 汤俊萍. 新型大功率半导体 RSD 开关 [A]. 第八届高功率粒子束暨高压学术交流会[C]. 海南, 2001: 59-61.
- [5] 李焕扬, 余岳辉, 彭昭廉, 等. RSD 开关的谐振式触发电路设计与研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(6): 33-36.

参考文献

- [1] 刘军. 一种新颖的双降压式半桥逆变器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.
- [2] Glauser H P. A New Digital Controlled Inverter System With Static Switch[A]. Telecommunications Energy Conf. [C]. 2001: 520-524.
- [3] 刘和平. TMS320LF240X DSP 结构、原理及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [4] 王小明. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [5] Ching-Hsiang. Bandpass Sampling Criteria for Nonlinear Systems Tseng Signal Processing[J]. IEEE Trans. on 2002, 50(3): 568-577.

(上接第 23 页) 逆变器的工作原理; 研究了数模混合控制双 Buck 逆变器的实现方法; 给出了积分抗饱和和数字 PI 控制算法和系统软件流程图; 制作了原理样机并进行了实验验证。结果表明, 系统的可靠性有了较大的提高, 而且逆变器系统具有良好的外特性。外特性和效率曲线表明, 在全负载范围内, 输出电压基本上不随负载的变化而变化; 逆变器的整机效率也比较高, 都保持在 94% 以上, 而且能够变频输出, 在 $50\sim 500\text{Hz}$ 频率范围内都能获得正弦度很好的输出电压波形。此外, 数字控制技术的应用使得系统的检测和保护功能更加灵活和精确, 同时也为新品提供了更为灵活的开发途径。