

三管单级双向电流源高频链逆变拓扑研究

蔡可健

(江苏食品职业技术学院, 江苏 淮安 223001)

摘要:提出了一种单级双向电流源高频链逆变拓扑结构,该逆变器由高频变换器、高频变压器及周波变换器组成。主电路只需要 3 只功率开关管就能实现 DC/AC 单级变换和能量双向传输。介绍了电路工作在电感电流断续模式下的工作原理和控制原理,并给出了电路的主要参数设计。实验证明,电路运行可靠,负载适应性好,具有良好的输出特性和双向功率传输的能力。

关键词:逆变器 / 电流源; 高频链

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2008)10-0070-02

Research on a Single-Stage DC-AC Inverter by Three MOSFET

CAI Ke-jian

(Jiangsu Food Vocational & Technical College, Huai'an 223001, China)

Abstract: A single-stage bi-directional current source high-frequency link inverter is proposed. The inverter is composed of high-frequency converter, high-frequency transformer and cycle converter. Only need three MOSFET, DC-AC inverter and the bi-directional transmission of energy has been achieved. On the basis of analyzing the circuit working principle and control principle, the control program and the main parameters design are prepresented. Experiment test verifies the method has the characters of stable running, load adaptability, perfect output performance and bi-directional transmission.

Keywords: inverter / current source; high frequency link

1 引言

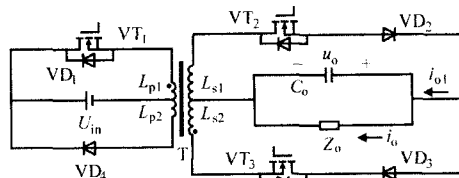
利用逆变技术可将太阳能电池、燃料电池和蓄电池等新能源变换成交流电能与电网并网或直接使用。因此,DC/AC 变换成为专家学者们的重点研究的方向。电信、航空航天、军事等领域常常要求供电装置的重量轻、体积小、功率密度大且可靠性高;对于以蓄电池、太阳能电池等作为能源的混合型电动汽车(HEV)驱动系统,其供电装置的效率和体积也是首要考虑因素。传统的工频逆变技术已不能适应要求,取而代之的是高频链逆变技术。

要进一步减小高频链逆变器的体积、减轻其重量并提高系统可靠性,可采用两种方式:①采用软开关技术来提高开关频率,从而提高效率;②采用结构简单可靠的主电路拓扑结构。文献[1-4]从减少使用功率器件和驱动电路的数量出发,所提出的了单级半桥结构及推挽结构的双向电流源高频链逆变器,将全桥结构的 6 只功率开关管减少到 4 只。理论和实验证明,提出三管单级双向电流源高频链逆变器只需使用 3 只功率开关管就能实现 DC/AC 变换及能量的双向传输。

2 主电路构成及工作原理

图 1 示出三管单级双向电流源高频链逆变器的主电路拓扑。其中功率开关管 VT_1 构成高频变换器,

将直流电变换成等高不等宽的高频脉冲,控制每个开关周期传输到次级的直流能量;高频变压器 T 兼有电气隔离、调整电压变比和储能的作用;开关管 VT_2, VT_3 组成的周波变换器用来实现正弦交流电的正负交替及能量回馈。



C_o 为输出电容; Z_o 为交流负载

图 1 三管单级双向电流源高频链逆变器电路拓扑

由于交流负载可能是容性、感性和阻性,所以 DC/AC 逆变器应能实现四象限运行。三管单级双向电流源高频链逆变器以反激(Flyback)DC/DC 功率变换器的拓扑结构为基础,设计工作在电感电流断续模式,通过控制 VT_1, VT_2 和 VT_3 可以得到图 2 所示的 4 种工作模式。每一种工作模式的拓扑都相当于一个 Flyback DC/DC 功率变换器。而且,4 种工作模式对应于 u_o-i_{o1} 平面的 4 个象限。若包括 C_o 在内的整个负载电路为容性,则工作模式的顺序为 $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow A$;若整个负载电路为电感性,其工作模式顺序与容性时相反。

(1) 当 $u_o > 0, i_{o1} > 0$ 时,逆变器工作在第 I 象限,其等效电路如图 2b 所示。 VT_1 受 SPWM 信号驱动而高频通断, VT_2 一直导通, VT_3 一直关断。 $U_{in}, VT_1, L_{p1}, L_{s1}, VD_2, C_o$ 和 Z_o 构成 Flyback DC/DC 功率变换

定稿日期: 2008-08-14

作者简介:蔡可健(1959-),男,江苏沛县人,副教授,研究方向为电力电子教学及其变换技术。

器,电源 U_{in} 向负载输送能量。当 VT_1 开始导通,流经 L_{p1} 的电流从零开始线性增加,能量储存在变压器的初级电感中。设功率管的开关频率为 f_s ,则储存在初级电感中的能量为:

$$W_1 = \frac{1}{2} L_{p1} \left[\frac{U_{in}}{L_{p1}} D_1(t) T_s \right]^2 = \frac{U_{in}^2 D_1^2(t)}{2 L_{p1} f_s^2} \quad (1)$$

当 VT_1 关断时, W_1 通过 L_{s1} , VD_2 提供给负载。设逆变器的效率为 η , 输出电压 $u_o = \sqrt{2} U_o \sin 2\pi f_o t$, 负载的功率因数角为 φ , 忽略一个开关周期 T_s 内 u_o 的变化, 则有 $U_{in}^2 D_1^2(t) \eta / (2 L_{p1} f_s^2) = 2 U_o I_o \sin 2\pi f_o t \sin(2\pi f_o t - \varphi) T_s$, 即:

$$D_1(t) = \frac{1}{U_{in}} \sqrt{\frac{2 U_o I_o}{\eta} \frac{U_{in}^2}{f_s^2} [\cos \varphi - \cos(4\pi f_o t + \varphi)]} \quad (2)$$

因此, 调节 VT_1 的占空比 $D_1(t)$ 即可改变输送能量的大小, 以满足输出电压和负载的需要。

(2) 当 $u_o > 0, i_{o1} < 0$ 时, 逆变器工作在第 II 象限, 其等效电路如图 2a 所示。 VT_3 受 SPWM 信号驱动而高频通断, VT_1, VT_2 一直关断。 $Z_o, C_o, VD_3, VT_3, L_{s2}, L_{p2}, VD_4$ 和 U_{in} 构成 Flyback DC/DC 功率变换器, 能量从交流负载端回馈到直流电源。当 VT_3 开始导通, 电容电压加到 L_{s2} 两端, 选择合适的匝比, 使 $u_o N_p / N_s \leq U_{in}$, 因而 L_{p1} 中没有电流, 流经 L_{s2} 的电流从零开始线性增加, 能量储存在变压器的次级电感中。当 VT_3 关断时, 储存在次级电感的能量通过 L_{p2}, VD_4 回馈给电源 U_{in} 。调节 VT_3 的占空比 $D_3(t)$ 可以改变回馈能量的大小, 以满足输出电压和负载的需要。

(3) 当 $u_o < 0, i_{o1} < 0$ 时, 逆变器工作在第 III 象限, 其等效电路如图 2c 所示。 VT_1 受 SPWM 信号驱动而高频通断, VT_2 一直关断, VT_3 一直导通。 $U_{in}, VT_1, L_{p1}, L_{s2}, VD_3, C_o$ 和 Z_o 构成 Flyback DC/DC 功率变换器, 电源 U_{in} 向负载输送能量。

(4) 当 $u_o < 0, i_{o1} > 0$ 时, 逆变器工作在第 IV 象限, 其等效电路如图 2d 所示。 VT_2 受 SPWM 信号驱动而高频通断, VT_3, VT_1 一直关断。 $Z_o, C_o, VD_2, VT_2, L_{s1}, L_{p2}, VD_4$ 和 U_{in} 构成 Flyback DC/DC 功率变换器, 能量从交流负载端回馈到直流电源。

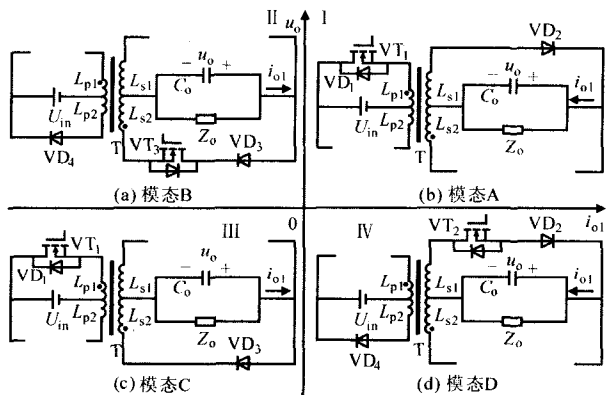
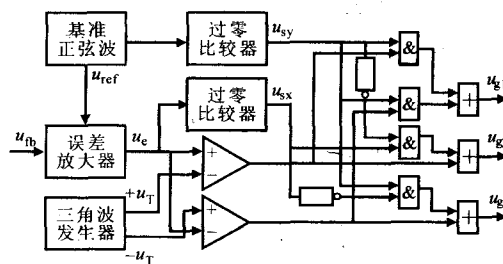


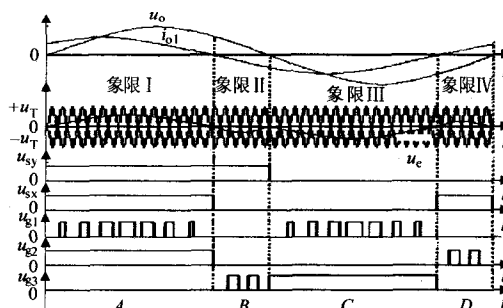
图 2 三管单级双向电流源高频链逆变器 4 种工作模式

3 控制方案及其原理

三管单级双向电流源高频链逆变器采用输出电压瞬时反馈的 SPWM 控制方案。因电路在每一象限只有一只开关管处于高频通断状态, 且都以 Flyback 模式工作, 故可采用相同的控制电路实现, 其控制原理如图 3 所示。



(a) 控制电路框图



(b) 控制波形图

图 3 三管双向电流源高频链逆变器的控制原理图

将输出的正弦交流电压 u_o 的反馈信号 u_{fb} 与基准正弦信号 u_{ref} 经误差放大器比较放大后得到误差放大信号 u_e 。 u_e 再分别与三角载波 $+u_T$ 及 $-u_T$ 比较后得到 SPWM 调制信号, 对基准正弦波极性信号 u_{sy} 及误差极性信号 u_{sx} 进行选择后得到每只功率开关管的驱动信号。

4 电路主要参数

设逆变器的输出电压有效值 U_o , 输出额定容量为 S_o , 效率为 η , 最大占空比 $D_{max} \leq 0.5$; 输出电压频率 f_o 远小于于开关频率 f_s 。由于逆变器在临界情况下的输出电流 $i_{oB}(t) = (U_o / 2L_{p1} f_s) D(t) [1 - D(t)] N_1 / N_2^{[6]}$, 所以为保证逆变器在输出最大瞬时功率 $2S_o$ 时也能工作在电感电流断续模式, 初级电感应满足: $L_p \leq \eta D_{max}^2 U_{in}^2 / (4f_s S_o)$, 变压器初、次级匝比应满足: $N_1 / N_2 = D_{max} U_{in} / [\sqrt{2} (1 - D_{max}) U_o]$ 。

5 实验验证

实验参数: 直流电源 48 V, 开关频率 50 kHz, 输出电压 220 V/50 Hz, 输出额定容量 100 VA; 变压器初级 4 匝, 次级 28 匝, 采用 R2KBD 磁芯; VT_1 选用 IXTH50N10, VT_2, VT_3 选用 2SK1512, 输出电容选用 $4.7 \mu F / 220 V$ 。图 4a 示出功率因数 $\lambda = 0.8$, 输出额定容量, 感性负载时的输出波形; 图 4b 示出阻性负载时的输出 u_o 和 i_o 波形。实验结果表明, 逆变器具有良好的输出特性和双向功率传输能力。(下转第 74 页)

表 3 定子电阻偏差率模糊控制表

E EC							
	PB	PM	PS	ZO	NS	NM	NB
PB	PB	PB	PB	PS	PS	ZO	NS
PS	PB	PB	PS	PS	ZO	NS	NS
ZO	PB	PS	PS	ZO	NS	NS	NB
NS	PS	PS	ZO	NS	NS	NB	NB
NB	PS	ZO	NS	NS	NB	NB	NB

4.3 去模糊化处理

系统有 35 条规则，采用加权平均的模糊推理法，将各模糊集合的隶属度与该模糊集合的重心相乘再除以各个隶属度之和，结果作为变换后的结果。该方法能比较直观地反映模糊输出的实际值。加权平均法为：

$$\Delta R_s = \frac{\sum_{i=1}^n D_i \mu_{c_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}} \quad (10)$$

式中： D_i 为对应模糊集合的中心值。

5 仿真及实验结果

利用 Matlab/Simulink 对上述方法进行仿真，并以 TMS320LF2407A 型 DSP 作为主控芯片来实现控制算法。采用星型鼠笼式异步电机，实验参数为： $P_n=2.2 \text{ kW}$ ， $U_n=380 \text{ V}$ ， $U_d=308 \text{ V}$ ， $f=60 \text{ Hz}$ ， $R_s=0.435 \Omega$ ， $R_r=0.816 \Omega$ ， $L_s=L_r=2 \text{ mH}$ ， $L_m=69.31 \text{ mH}$ ， $J=0.089 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ， $p=2$ ， $\omega_e=40 \text{ rad/s}$ 。系统仿真实验的转速给定 $n_g=50 \text{ r/min}$ ，硬件实验转速给定 $n_g=180 \text{ r/min}$ 。仿真结果表明，传统的 DTC 控制的磁链的响应曲线为圆形；电流曲线很快稳定为正弦波；转矩和转速的响应速度都很快，不到 0.1 s 即可达到稳态。

在仿真的基础上进行了实验，实验结果与仿真基本一致。即由图 4 的实验结果可见，磁链响应曲线基本上为圆形；电流曲线接近正弦波；转速的响应速度均很快，经过约 0.1 s 即可达到稳态。

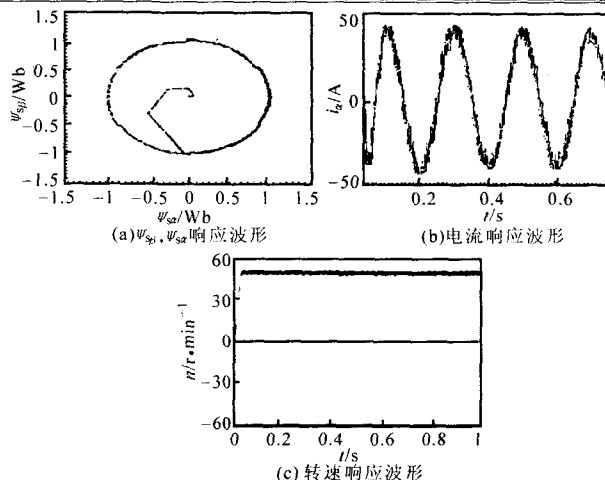


图 4 实验结果

6 结论

提出了定子电阻模糊辨识与定子磁链低通滤波补偿相结合的直接转矩控制方法。很好地解决了磁链难以精确观测的问题。仿真和实验结果均证明，所研究控制方法能够改善直接转矩控制系统的动静态性能，尤其是其低速性能。

参考文献

- [1] 李 夙.异步电机直接转矩控制[M].北京:机械工业出版社,2001.
- [2] 史仪凯,李 敏.基于模糊控制理论的定子电阻辨识器研究[J].工业仪表与自动化装置,2006,(2):42-45.
- [3] 万淑芸,胡婵娟.一种感应电机直接转矩控制磁链观测的改进方法[J].华中科技大学学报,2005,33(8):59-61.
- [4] Muhammed Fazlur Rahman, Md Enamul Haque, Tang Lixin. Problems associated with the Direct Torque Control of an Interior Permanent-magnet Synchronous Motor Drive and their Remedies[J].IEEE Trans. on Industrion Electronics, 2004,51(4):799-809.

(上接第 71 页)

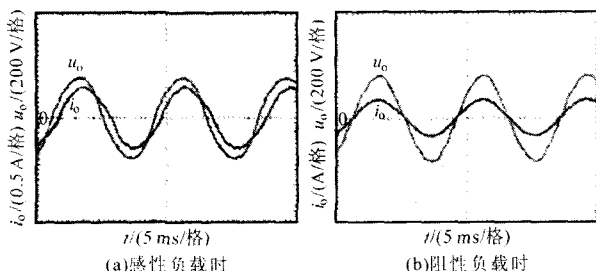


图 4 输出电压和输出电流实验波形

6 结论

提出了三管单级双向电流源高频链逆变器，它可进一步减少功率开关管的使用数量，从理论上分析了它的工作原理和控制原理，给出了优化的控制方案和主要参数设计。实验证明，电路结构简单、运

行可靠，具有良好的稳态和动态特性，负载适应性好，适用于高电压小电流变换场合。

参考文献

- [1] 龚春英,李 伟,严仰光.推挽式单级电流源高频链逆变拓扑研究[J].电工技术学报,2005,20(10):2-6.
- [2] 龚春英,李 伟,胡晓君,等.单级式半桥电流源高频链逆变拓扑研究分析[J].电工技术学报,2002,179(2):155-158.
- [3] 梁永春,孙 林,龚春英,等.反激逆变器研究[J].中国电机工程学报,2005,25(24):85-89.
- [4] 蔡晓东,龚春英,严仰光.基于双向 DC/DC 变换器的单级逆变拓扑研究[J].电力电子技术,2007,41(1):87-89.
- [5] 黄敏超,徐德鸿,林渭勋.全桥双向电流源高频链逆变器[J].电力电子技术,1999,33(1):5-7.
- [6] 徐德鸿,马 皓.电力电子技术[M].北京:科学出版社,2007.