

单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究^{*}

Research on Uni-polarity Phase Shifting Controlled Inverters with High Frequency Pulse AC Link

陈道炼 张友军 南京航空航天大学自动化学院 (南京 210016)

Chen Daolian Zhang Youjun Nanjing University of Aeronautics & Astronautics (210016)

摘要:本文深入分析研究了高频脉冲交流环节逆变器稳态原理特性与单极性移相控制策略。采用状态空间平均法建立了逆变器平均模型,获得了输出电压、滤波电感电流、共同导通时间、单极性 SPWM 波占空比等关键电路参数的设计准则和逆变器的外特性曲线。原理试验结果证实了理论分析的正确性。这类逆变器具有电路拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、双向功率流、周波变换器实现了 ZVS 换流、单极性 SPWM 波等优点,包括全桥全波式、全桥桥式两种电路,前者适用于低压输出逆变场合,后者适用于高压输出逆变场合。

叙词:单极性移相控制 高频脉冲交流环节 逆变器 周波变换器 软换流

Abstract: The steady principle of inverter with high frequency pulse AC link and uni-polarity phase shifting control strategy are deeply investigated. The inverter's average model by using the state-space averaging approach is presented, the design criterion of key circuit parameters such as output voltage, filtering inductance, common conduction time, uni-polarity SPWM waveform's duty cycle etc are given. The theoretical analysis is verified by the test results. This kind of inverter has the advantages such as simple topology, two-stage power conversion(DC/HFAC/LFAC), bi-directional power flow, soft commutation of cycloconverter, uni-polarity SPWM waveform etc. It has a full bridge-full wave mode topology which is suit for low output voltage and a full bridge-full bridge mode topology which is suit for high output voltage.

Keywords: uni-polarity phase shifting control high frequency pulse AC link inverter cycloconverter soft commutation

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2007)02-0032-05

1 引言

传统的逆变器虽然技术成熟可靠、应用广泛,但存在体积大且笨重、音频噪音大、系统动态特性差等缺点。用高频变压器替代传统逆变器中的工频变压器,克服了传统逆变器的缺点,显著提高了逆变器的特性。

单向电压源高频环节逆变器^[1]具有单向功率流、三级功率

变换(DC/HFAC/DC/LFAC)、变换效率和可靠性不够理想,但应用较广泛等特点;高频脉冲直流环节逆变器^[1]有效地解决了单向电压源高频环节逆变器的开关损耗和电磁干扰 EMI 问题,具有优良的综合性能,适用于单向功率流逆变场合;高频脉冲交流环节逆变器^[2,3]具有双向功率流、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、变换效率和可靠性高等特点,但存在周波变换器器件换流时导致的电压过冲现象等缺点,通常需要采用缓冲电路或有

* 航空基础科学基金资助项目(99F52045)。

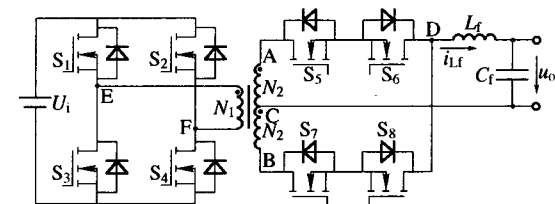
源电压箝位电路来吸收存储在漏感中的能量,从而降低了变换效率或增添了电路的复杂性。因此,在不增加电路拓扑复杂性的前提下,如何解决高频脉冲交流环节逆变器固有的电压过冲现象和实现周波变换器的软换流,是这类逆变器的研究重点。

借鉴高频脉冲直流环节逆变器的思想,如果高频脉冲交流环节逆变器的周波变换器换流是在前级输出的双极性三态高频脉冲交流电压波为零期间进行,那么就可以实现周波变换器的ZVS换流。本文主要对这类逆变器原理特性、关键电路参数准则与原理进行试验研究,为正确设计这类逆变器奠定技术基础。

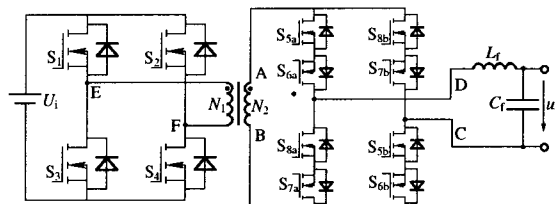
2 电路拓扑与单极性移相控制原理

2.1 电路拓扑

高频脉冲交流环节逆变器如图1所示。这类逆变器由高频逆变器、高频变压器、周波变换器构成,具有电路拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、双向功率流、变换效率高等优点。图1(a)所示为全桥全波式电路,功率开关数少、电压应力高、变压器绕组利用率低,适用于低压输出场合,图1(b)所示的全桥桥式电路的特点则与图(a)所示全桥全波式电路正好相反。



(a)全桥全波式



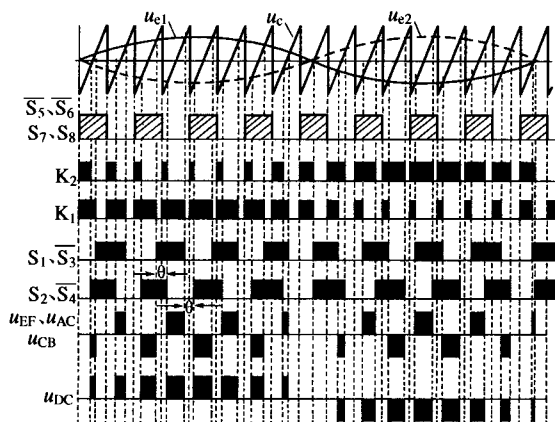
(b)全桥桥式

图1 高频脉冲交流环节逆变器电路拓扑

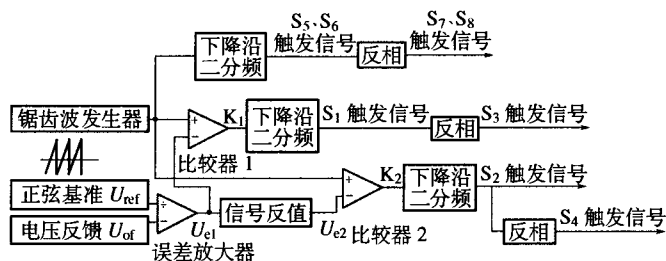
2.2 单极性移相控制原理

以全桥全波式电路为例,其单极性移相控制原理如图2所示。

逆变器将输入电压 U_i 调制成双极性三态的电压波 u_{EF} ,周波变换器将此电压波解调成单极性 SPWM 波,经输出滤波后得到正弦电压 u_o ,周波变换器功率开关在 u_{EF} 为零期间进行 ZVS 换流。逆变器右桥臂相对左桥臂存在移相角 θ ,而且输出滤波器前端电压为单极性 SPWM 波,故为单极性移相控制。 S_1 与 S_4 、 S_2 与 S_3 之间,在一个开关周期 T_s 内的共同导通时间为



(a)时序图



(b)框图

图2 高频脉冲交流环节逆变器单极性移相控制原理

$$T_{com} = T_s(180^\circ - \theta)/(2 \times 180^\circ) \quad (1)$$

当输入电压 U_i 降低或负载变大时,导致输出电压 u_o 降低,闭环反馈控制使得移相角 θ 减小、共同导通时间 T_{com} 增大,从而使输出电压增大。因此,调节移相角 θ 可实现输出电压的稳定。

3 稳态原理与外特性

3.1 稳态原理

以输出电压 $u_o > 0$ 、滤波电感电流 $i_{lF} > 0$ 为例,稳态工作且输出滤波电感电流连续时,一个开关周期内的六个开关状态电路如图3(a)~(f)所示。图3(a)、(b)、(d)、(e)和图3(c)、(f)可分别用图3(g)、(h)所示等效电路表示,其中 r 为包括变压器绕组电阻、漏抗、功率开关通态电阻、滤波电感寄生电阻等在内的等效电阻。

由于开关频率 f_s 远大于输出滤波器截止频率和输出电压的频率,因此,在一个开关周期内输出电压 u_o 可看成恒定量,可用状态空间平均法建立输出电压、滤波电感电流的定量关系式。图3(g)所示等效电路的状态方程为

$$L_l \frac{di_{lF}}{dt} = -r i_{lF} - u_o \quad (2. a)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{lF} - \frac{u_o}{R_L} \quad (2. b)$$

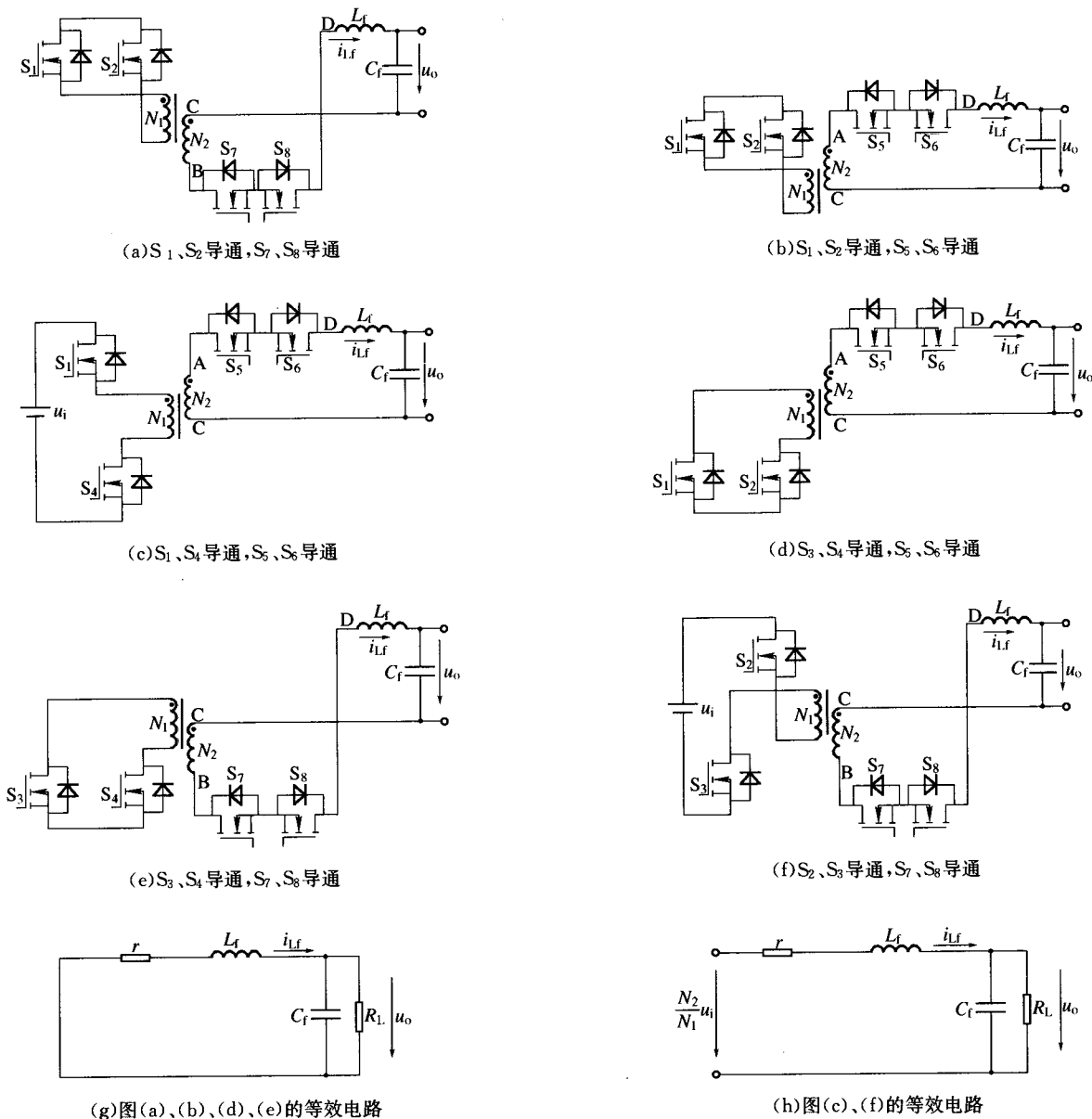


图3 开关状态电路及其等效电路

图3(h)所示等效电路的状态方程为

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -r i_{Lf} + u_i \frac{N_2}{N_1} - u_o \quad (3. a)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{Lf} - \frac{u_o}{R_L} \quad (3. b)$$

式(2)乘以(1-d)加上式(3)乘以d,令

$$\frac{di_{Lf}}{dt} = 0 \quad \frac{du_o}{dt} = 0$$

可得状态变量的稳态值为

$$I_{Lf} = \frac{DU_i N_2}{N_1} \frac{1}{R_L + r} \quad (4. a)$$

$$U_o = \frac{DU_i N_2}{N_1} \frac{1}{1 + r/R_L} \quad (4. b)$$

式(4)中, D 为滤波器前端电压 SPWM 波在一个开关周期内的占空比,即

$$2T_{com}/T_s = (180^\circ - \theta)/180^\circ$$

3.2 稳态时逆变器的外特性

1. 理想情形

由式(4. b)可知,理想情形($r=0$)且 CCM 模式时逆变器的外特性为

$$U_o = DU_i N_2 / N_1 \quad (5)$$

滤波电感电流临界连续和 DCM 模式时,一个开关周期内的原理波形如图 4 所示。

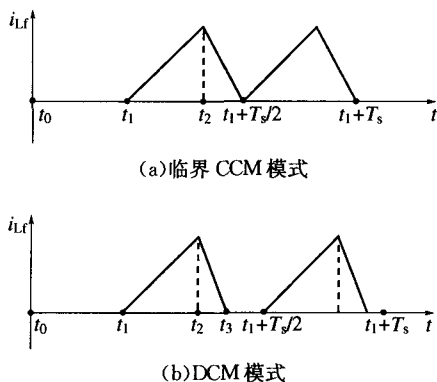


图 4 滤波电感电流一个开关周期内的波形

由图 4(a)可知, $t=t_1 \sim t_2$ 时

$$U_i N_2 / N_1 - u_o = L_f \frac{i_{Lf}(t_2)}{DT_s / 2} \quad (6)$$

由式(5)、式(6)可知,电感电流临界连续时的负载电流为

$$\begin{aligned} I_G = I_{\text{omin}} &= \frac{i_{Lf}(t_2)}{2} \\ &= \frac{U_i N_2 T_s D(1-D)}{4N_1 L_f} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知,当 $D=1/2$ 时, I_G 达到最大值,即

$$I_{\text{Gmax}} = \frac{U_i N_2 T_s}{16N_1 L_f} \quad (8)$$

由式(7)、式(8)可知,理想情形且滤波电感电流临界连续时,逆变器的外特性为

$$I_G = 4I_{\text{Gmax}} D(1-D) \quad (9)$$

由图 4(b)可知, $t_3 < t_1 + T_s/2$, $t=t_1 \sim t_2$ 时

$$U_i N_2 / N_1 - u_o = L_f \frac{i_{Lf}(t_2)}{DT_s / 2} \quad (10)$$

$t=t_2 \sim t_3$ 时

$$u_o = L_f \frac{i_{Lf}(t_2)}{t_3 - t_2} \quad (11)$$

由式(10)、式(11)可得

$$t_3 - t_2 = \frac{(U_i N_2 / N_1 - u_o) DT_s / 2}{u_o} \quad (12)$$

输出负载电流为

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{2(t_3 - t_1) i_{Lf}(t_2)}{2T_s} \\ &= \frac{(DT_s / 2 + t_3 - t_2) i_{Lf}(t_2)}{2T_s} \end{aligned} \quad (13)$$

由式(8)、式(10)、式(12)、式(13)得

$$I_o = I_{\text{Gmax}} \frac{4D^2 (U_i N_2 / N_1 - U_o)}{U_o} \quad (14)$$

因此,理想情形且 DCM 模式时,变换器的外特性为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{4D^2}{4D^2 + I_o / I_{\text{Gmax}}} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (15)$$

2. 实际情形

实际情形时,逆变器的内阻 r 不为零,因此逆变器外特性可由式(4. b)表示。

逆变器标么外特性 $U_o / (U_i N_2 / N_1) = f(I_o / I_{\text{Gmax}})$,如图 5 所示。曲线 A 为滤波电感电流临界连续时的外特性曲线,由式(9)决定;曲线 A 右边为滤波电感电流连续时的外特性曲线,实线为理想情形时的曲线,由式(5)决定;虚线为实际情形时的曲线,由式(4. b)决定。可见随负载增加,输出电压下降。曲线 A 左边为滤波电感电流断续时的外特性曲线,由式(15)决定。

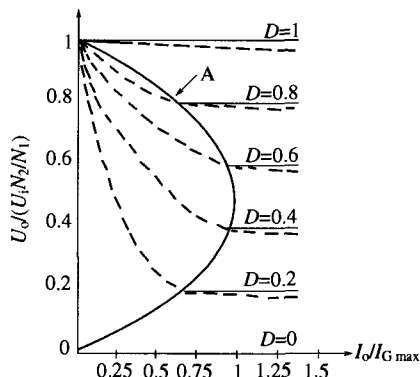


图 5 标么外特性

4 原理试验

设计实例:全桥桥式电路拓扑,单极性移相控制策略,输入电压 $U_i = 270V_{\text{DC}} \pm 10\%$,输出电压 $U_o = 115V_{\text{AC}}/400\text{Hz}$,额定容量 $S = 1\text{kV} \cdot \text{A}$,开关频率 $f_s = 50\text{kHz}$,变压器原、副边匝比 $N_1 / N_2 = 25/20$,变压器磁心选用 Mn-Zn 铁氧体 R2KBD 材料 PM62 \times 49,滤波电感 $L_f = 0.5\text{mH}$,滤波电容 $C_f = 2\mu\text{F}$,功率开关 $S_1 \sim S_6$ 均选用 IRFP460 MOSFET(20A/500V),控制电路采用两片 UC3879 芯片。

逆变器额定阻性负载时的原理试验波形如图 6 所示。原理试验结果表明:

- (1) 变压器原边绕组电压 u_{EF} 为双极性三态的高频脉冲交流电压波;
- (2) 周波变换器功率开关实现了零电压 ZVS 开关;
- (3) 输出滤波器前端电压 u_{DC} 为单极性 SPWM 波,频谱特性好;
- (4) 输出电压波形失真度 $\text{THD} < 0.5\%$;
- (5) 额定阻性负载时的变换效率为 86%;
- (6) 该逆变器还适用于感性、容性、非线性负载。仿真、原理试验结果均与理论分析一致。

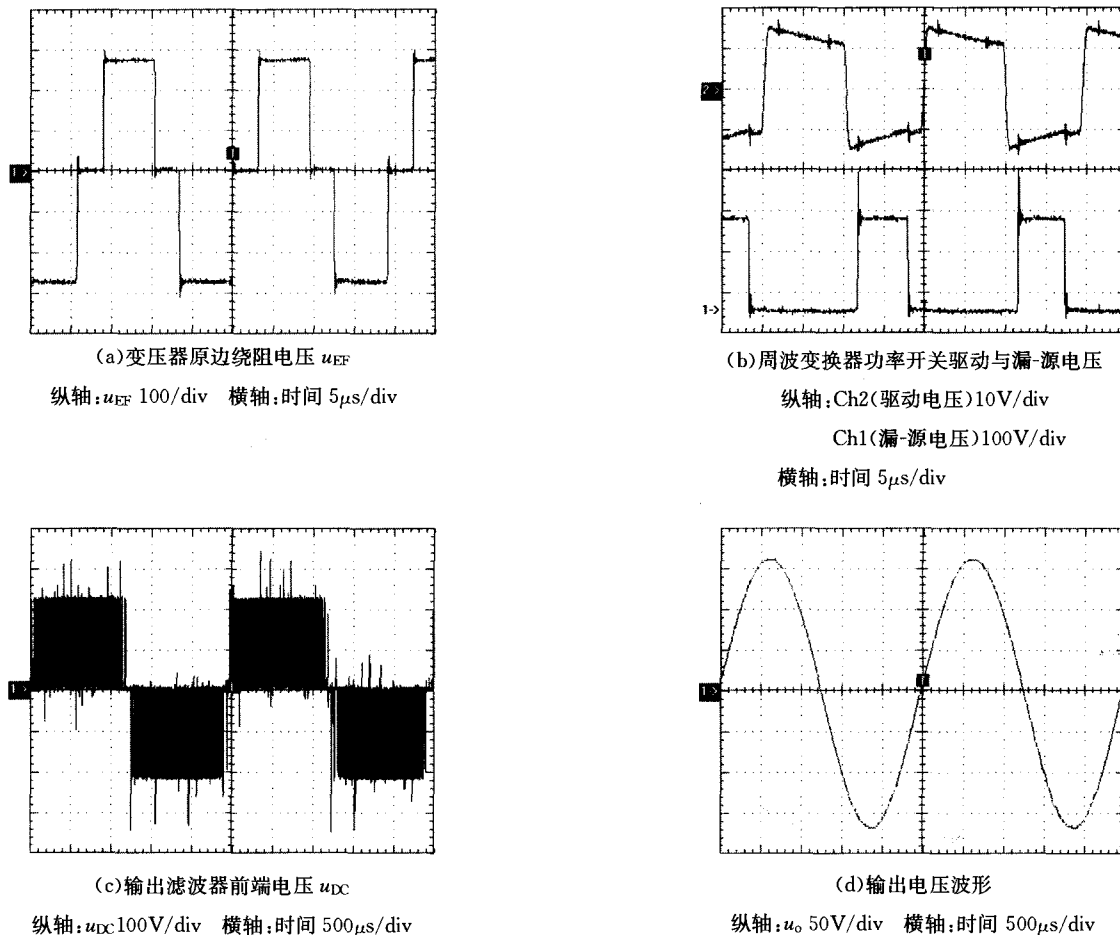


图6 逆变器额定阻性负载时的原理试验波形

5 结语

(1) 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器具有电路拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、变换效率高、双向功率流、周波变换器实现了ZVS换流、输出滤波器前端电压为单极性SPWM波、负载适应能力强等优点;

(2) 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器拓扑包括全桥全波式、全桥桥式两种;

(3) 获得了逆变器外特性曲线以及输出电压、滤波电感电流等关键电路参数设计准则;

(4) 原理试验结果证实了理论分析的正确性。

参考文献

- [1] 陈道炼. 高频环节航空静止变流器研究[R]. 南京: 南京航空航天大学, 2001.
- [2] I. Yamato, N. Tokunaga, Y. Matsuda, H. Amano, Y. Suzuki,

New conversion system for UPS using high frequency link [J], IEEE PESC, 1988; 658-663.

- [3] I. Yamato, N. Tokunaga, Y. Matsuda, Y. Suzuki, H. Amano. High frequency link DC-AC converter for UPS with a new voltage clamper [J], IEEE PESC, 1990; 749-756.

- [4] Lai Xiangdong, Wu Baofang, Dai Zhiping, Yao Guoshung, Qi Yingchuan, SPWM DC-AC Converter With High Frequency Link [C]. IPEMC, 1997; 316-319.

作者简介

陈道炼, 男, 1964年生, 南京航空航天大学电力电子与电力传动学科博士后, 教授, 博士研究生导师, 已发表论文50多篇, 出版专著2种, 获中国专利2项、江苏省科学技术一等奖1项、国防科学技术二等奖和三等奖各1项。

收稿日期: 2005-12-21

定稿日期: 2006-11-22