

基于电压瞬时值反馈的全数字 SPWPM 控制策略

沙德尚^{1,2}, 齐铂金², 鲍云杰¹, 段红海¹

(1.北京时代科技股份有限公司, 北京 100085; 2.北京航空航天大学, 北京 100083)

摘要:针对电压型高频链逆变器的控制,提出一种基于电压瞬时值反馈的全数字化 SPWPM 控制策略,分析了该控制策略的工作原理,应用 DSP TM320F2407 对控制系统进行了设计。样机实验结果表明,使用该策略的逆变器具有输入电压范围宽,变换效率高,THD 小和动态响应快速的优点。实验结果也说明所提出的控制策略是可行的,能够满足系统的稳态性能和实时性要求。

关键词:逆变器; 控制; 数字化 / 数字信号处理器

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2006)05-0116-02

Full Digital SPWPM Control Strategy based on Instantaneous Voltage Feedback

SHA De-shang^{1,2}, QI Bo-jin², BAO Yun-jie¹, DUAN Hong-hai¹

(1.Beijing Time Technologies Company LTD, Beijing 100085, China;

2.Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract:A full digital SPWPM control strategy is proposed in this paper according to the control of voltage mode high frequency link inverter.The principle of the proposed method is analyzed, and the realization of the proposed method based on DSP TM320F2407 is also given.The experimental result of a prototype shows the inverter using this control strategy has many advantages,such as universal voltage input,high conversion efficiency,low THD and fast transient response and has also verifies the feasibility of the control strategy,which can meet the requirement of the steady performance and real-time control.

Key words:inverter; control; digitization / DSP

1 引言

高频链逆变器为 DC/HFAC/LFAC 两级变换结构,变换效率高,多采用 SPWPM 控制,但其所用开关管多,没有专用的控制芯片,所以其控制策略的实现较复杂。目前 SPWPM 控制策略主要有 4 种:①以自然采样法为基础的分频控制法,即载波和调制波交截以后,经过分频控制,得到高频逆变桥的驱动脉冲^[1,2];②查表法,把开关点离散在数据表中,然后得到驱动控制的脉宽^[3];③分段控制法,根据输出电压和电流的性质进行分段控制^[4];④实时算法^[5]。方法①复杂,载波交截以后分频才能得到逆变桥的驱动脉冲,并且周波变换器的驱动脉冲要同步产生,需要两个完全同步控制的 PWM 单元。方法②简单,一般采用有效值反馈,难以满足系统动态性能的要求。方法③控制复杂,要检测电压或电流极性,硬件成本高。方法④占用大量计算时间,开关频率难以提高。因此有必要提出一种既简单又快速的控制策略。本文提出一种基于电压瞬时值反馈控制全数字化 SPWPM 控制策略,采用 TM320F2407 来实现,设计

简单,不需要检测输出电压或电流的极性,只需要一个事件管理器就可产生所有的驱动脉冲。

2 基本工作原理

图 1 示出全桥-全桥型高频链逆变器主电路拓扑。

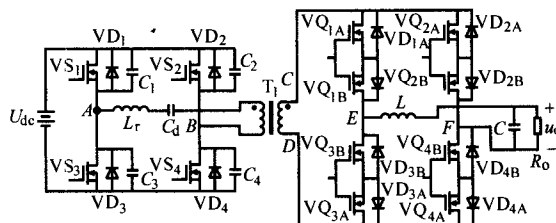


图 1 全桥-全桥型高频链逆变器的拓扑

图中 VQ1A~VQ4B——周波变换器的 MOS 管

L, C——低通滤波器

直流电源 U_{DC} 经过高频逆变,进行 SPWPM 调制,输出高频 SPWPM 波,通过高频变压器 T_1 升降压,再经过周波变换器低频解调,最后通过低通滤波,得到纯净的交流输出电压 u_o 。图 2 示出 SPWPM 的数字化控制策略原理图。在数字控制中,三角波是用定时器计数产生的,在载波上升沿,定时器工作在连续增状态,调制波和和调制波的反值分别和载波交截一次,而在载波下降沿,定时器工作在连续减状态,调制波和和调制波的反值又分别和载波交截一次。在一个开关周期内,高频逆变桥的驱动脉冲 $u_{VS1} \sim u_{VS4}$,相当于两个不同的调制波与同一载波交截,而

定稿日期:2006-02-14

作者简介:沙德尚(1977-),男,江苏宿迁人,博士后,研究方向为电力电子高频变换,电机及其控制和新能源发电系统。

传统的规则采样法或自然采样法都是同一调制波与同一载波交截。周波变换器的驱动脉冲与定时器的上升沿或下降沿相对应，实现了同步。图 3 示出载波比较示意图。

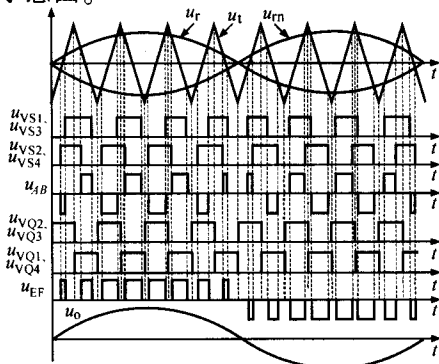


图 2 采用瞬时值反馈的全数字化 SPWPM 控制策略

图中 u_r ——电压调节器输出,为调制波
 u_m ——调制波的反值 u_c ——对称的双边调制的载波

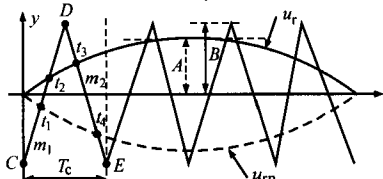


图 3 载波比较示意图

图中 B ——载波幅值 T_c ——载波周期 A ——调制波幅值
 当定时器工作在连续增方式时,三角波斜率为 m_1 ,则 $y_1=m_1x-B=4Bx/T_c-B$,即

$$\begin{cases} -A \sin t_1 = m_1 t_1 - B = \frac{4B}{T_c} t_1 - B \\ A \sin t_2 = m_2 t_2 - B = \frac{4B}{T_c} t_2 - B \end{cases} \quad (1)$$

认为: $\sin t_1 \approx \sin t_2 \approx \sin(T_c/4)$, 所以第一个高频脉冲宽度 $\Delta t_1 = t_2 - t_1 = (MT_c/2) \sin(T_c/4)$, 其中 $T_c/4 = (t_1 + t_2)/2$, 调制比 $M = B/A$ 。当定时器工作在连续减方式时,三角载波斜率为 m_2 ,

$$\begin{cases} A \sin t_3 = m_2(t_3 - T_c) - B \\ -A \sin t_4 = m_2(t_4 - T_c) - B \end{cases} \quad (2)$$

同样认为: $\sin t_3 = \sin t_4 \approx \sin(3T_c/4)$, 所以第二个高频脉冲波的宽度为: $\Delta t_2 = t_4 - t_3 = (MT_c/2) \sin(3T_c/4)$ 。假设在一个正弦半波内有 k 个载波, 载波比为 $2k$ 。则第 i 个高频脉冲波的宽度为: $\Delta t_i = (MT_c/2) \sin[(2i-1)T_c/4]$, 其中 i 为自然数且 $1 \leq i \leq 2k$ 。

输出的脉冲是单极性 SPWPM 波,对输出的脉冲进行以下分析。基波分量中余弦项系数为零,而正弦项系数:

$$b_1 = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{m\omega} U_{dc} N \sin x dx$$

$$= \frac{2\omega U_{dc} N M T_c}{2\pi} \sum_{i=1}^{2k} \frac{\sin(2i-1)T_c}{4} \frac{\sin(2i-1)T_c}{4} \quad (3)$$

式中 U_{dc} ——输入直流电压 N ——变压器变比
 u_o ——输出电压,为周期性奇函数
 ω ——输出交流电角频率

因为, $\sin^2 \frac{(2i-1)T_c}{4} + \sin^2 \frac{2(k-1)i+T_c}{4} = 1$, 所以,

$b_1 = \frac{2\omega U_{dc} N M \pi}{2\pi\omega} = N M U_{dc}$, 最后输出单极性 SPWPM 波中基波分量幅值与调制比, U_{dc} 和 N 比有关,而与载波比无关。

3 实验结果

采用 DSP TM320F2407 就能产生所有的驱动脉冲并实现系统的闭环控制。正弦基准为一个离散的表格,由 DSP 进行数字补偿算法运算,就可以得到稳定的输出电压。原理样机参数如下: $U_{dc} = 40 \sim 56V$, $u_o = 220V/50Hz$ 正弦,额定功率 $P_o = 280W$,高频逆变桥并接电容 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0.1\mu F$, 滤波电感 $L = 1.2mH$, 滤波电容 $C = 4.4\mu F$ 。

图 4 示出实验结果:当 $u_o > 0$ 时,电压调节器输出大于零, VS_1 的驱动信号 u_{gVS1} 超前 VS_4 的驱动信号 u_{gVS4} , 因此 VS_1, VS_3 为超前桥臂。

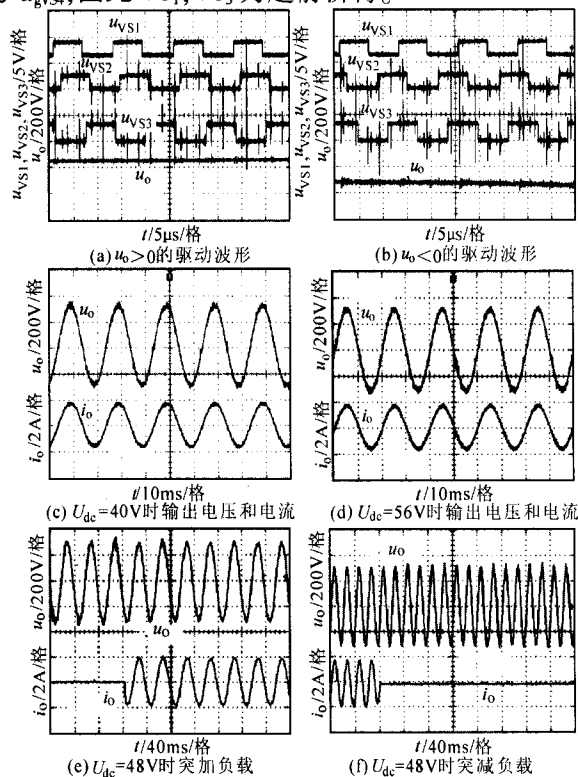


图 4 实验波形

由图 4b 可知,当 $u_o < 0$, u_{gVS1} 滞后 u_{gVS4} , VS_1, VS_3 为滞后桥臂。当 u_{gVS1} 与 u_{gVS4} 为高电平,且 $u_o > 0$ 时, VQ_2, VQ_3 的驱动信号 u_{gVS2}, u_{gVS3} 必为低电平,若 $u_o < 0$, 且 u_{gVS1} 与 u_{gVS4} 同为高电平时, u_{gVS2}, u_{gVS3} (下转第 123 页)

滞后于其电压,且电压、电流分别有不同程度的相位差。A相(B相和C相)电流分别经 $t_1\sim t_2$ ($t_3\sim t_4$ 和 $t_5\sim t_6$)4个周波的调节过程,三相电压、电流重新补偿平衡,达到了补偿无功、平衡有功的目的。

图4示出实验波形。

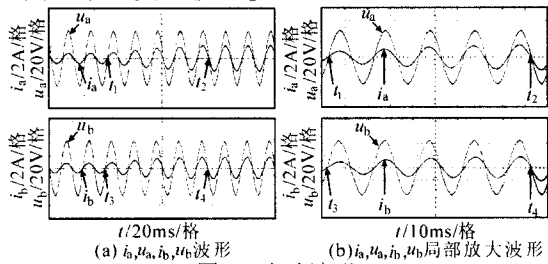


图4 实验波形

图4a是负载突变后(A相和B相负载不变,C相负载的 270Ω 电阻突变为 20Ω 电阻)三相电压和电流波形。由图可见,在 t_1 (t_3)时刻之前,电容器和TCR都已经投入系统,系统已经处平衡状态,即相电压和电流同相位。在 t_1 (t_3)时刻系统负载发生突变,三相系统母线电流发生改变,A相电流超前于其相电压,B相电流滞后于其相电压,且电压、电流分别有了不同程度的相位差。在TCR的控制下,如图

(上接第117页)必为低电平。图4c,d为不同 U_{dc} 下输出的电压和电流,在40V时 $THD=2.3\%$,而在56V输入时, $THD=1.8\%$,直流分量均小于0.3V。

图4e,f示出系统突加和突减负载波形,在负载切换时输出的电压波形不受任何影响,具有优良的动态性能。

4 结论

本文提出的数字化SPWPM控制策略是可行的,只需要一个事件管理器就能产生所有驱动脉冲,实现方法简单,不需要检测输出电压或电流的极性,不需要分频处理,直接可以得到高频逆变的驱动脉冲。从输出电压的频谱来讲,该控制策略与传统的倍频式SPWM完全一致。高频链逆变器的输出电压可看作一非隔离的桥式逆变器,而桥式逆变器母线电压等同于高频变压器的变比和输入直流电压的乘积。高频逆变桥的超前桥臂和滞后桥臂随着输出电压的极性改变而改变,因此如果要分析管子的软开

4b所示,A相电流经过从($t_1\sim t_2$)4.5个周波的调节与电压同相位。同样,B相电流经过($t_3\sim t_4$)4.5个周波的调节与电压重新达到同相位,且三相电流有效值基本相等,系统调节过程结束。

5 结论

本文讨论了在三相不对称负载情况下的静止无功补偿器(SVC)的检测方法。利用瞬时无功率理论进行三相正序有功电流和控制电流的检测。运用Matlab对该方法进行SVC控制系统的仿真、分析,并在实验平台上加以实现。结果表明,瞬时无功率理论能够从三相不对称电流中正确检测出三相正序有功电流,并用计算出的指令电流对系统进行补偿,实现了对系统的补偿无功和平衡电流的目的。实验结果证明这是一种快速、准确、有效的检测方法,具有较好的工程应用价值。

参考文献

- [1] 王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,1998.
- [2] 逯帅,刘秀成,陈建业,等.SVC平衡控制方法及其所需信号的检测[J].电工电能新技术,2002,21(2):17~20.

关状态则需要对输出电压和电流的极性进行讨论。采用该控制策略,能够满足高频链逆变器的静态性能和动态性能要求,输入电压范围宽。具有一定的工程推广价值。

参考文献

- [1] Ikuo Yamato, Norikazu Tokunaga, Yasuo Matsuda. New Conversion System for UPS using High Frequency Link[A]. PESC'88[C],1988: 658~663.
- [2] Songquan Deng, Hong Mao, Joy Mazumdar. A New Control Scheme for High-frequency Link Inverter Design[A]. APEC '03[C]2003:512~517.
- [3] 张玉明,孔力.全桥高频链逆变器的移相SPWM技术[J].电力电子技术,2003,37(2):69~71.
- [4] Dalaton L R Vidor, Amaldo J Perin. A Soft Commutatioin Constant High Frequcney Link DC/AC Converter operating with Sinusoidal Output Voltage[A]. PESC'94[C].1994:637~643.
- [5] Kunitoshi Tazume, Tadahito Aoki, Takashi Yamashita. Novel Method for Controlling a high-frequcney Link Inverter using Cycloconverter Techniques[A]. PESC'98[C].1998:497~502.

启事

本刊自2007年开始,将原双月刊改为半月刊,即每年12期,每期售价不变。请读者继续关注、订阅。

联系电话:029-85271823