

单相整流/逆变 H 桥剖析及仿真研究

陈贤明, 吕宏水, 刘国华

(国网电力科学研究院, 江苏 南京 210003)

摘要: 对整流和逆变的能量双向流动单相 H(型)桥进行 PWM 控制作了详细研究, 比较了单、双极性调制逆变的优缺点。当 H 桥工作在整流时, 要求实现功率因数校正 PFC 功能, 即交流侧进线电流正弦、功率因数接近 1, 工作在逆变时, 要输出电流正弦、(并网)功率因数接近 1, 最后对 H 桥在单周控制下的运行, 利用 Matlab/Simulink 的仿真, 验证了对单相整流和逆变 H 桥的分析结果, 证明了单极性调制较优。

关键词: 单相 H 桥; 脉宽调制 PWM; Buck 电路; Boost 电路; 单周控制; Matlab/Simulink 仿真

中图分类号: TM46

文献标识码: A

Analysis and simulation study on single-phase H-bridge rectifier/inverter

CHEN Xian-ming, LV Hong-shui, LIU Guo-hua

(State Grid Electric Research Institute, Nanjing 210003, China)

Abstract: The detailed study has been paid for PWM control of single-phase H-bridge rectifier/inverter, which is able to implement double-direction energy flow. It also compares advantages and disadvantages between single-pole and double-pole PWM inverter. When H-bridge operates as a rectifier, power factor correction (PFC) function must be implemented. Namely, input sinusoidal current and power factor 1 in AC side of the rectifier is satisfied. Also when H-bridge operates as an inverter, output sinusoidal current and power factor 1 (when connects to electric grid) is ensured. At last, the simulation of H-bridge operation under one cycle control (OCC) is completed with Matlab/Simulink software. It verifies the validity of H-bridge analysis and control with single-pole PWM better than that of double-pole PWM.

Key words: single-phase H-bridge; PWM; Buck; Boost circuit; one-cycle control; Matlab/Simulink simulation

1 前言

近年来, 由于二氧化碳等温室气体的排放, 导致世界气候日益恶化, 节能减排已是迫在眉睫的要务。除了工业中大量消耗电能外, 各种家用电器, 也大量消耗电能, 也有着节能的潜力。通常家用电器都是使用单相电源, 为节电家用电冰箱、空调等已多采用变频技术, 因此单相整流器和单相逆变器有着广泛的用途。过去整流和逆变常用半控的晶闸管器件装置, 它们往往会带来功率因数变差和电流波形畸变的电网污染等问题。近年来采用导通、关断可控的全控型电力电子器件(以后简称 T 管), 如 IGBT 及脉宽调制 PWM 的方法, 整流时, 可得到功率因数校正(Power Factor Correc-

tion, PFC)的效果, 即网侧功率因数接近 1, 电流波形接近正弦; 逆变时, 负荷侧电流正弦, 如负荷侧并网, 功率因数接近 1。

为此, 本文针对整流和逆变的能量双向流动单相 H 型桥进行了 PWM 控制原理的研究, 比较了单、双极性调制的优缺点。H 桥工作在整流时, 要求实现功率因数校正 PFC 功能, 工作在逆变时, 要输出电流正弦、(并网)功率因数接近 1, 这是比较理想的。在上述研究的基础上, 对 H 桥在整流和逆变下的 PWM 用单周控制(One Cycle Control, OCC)进行了仿真, 证明了在单极性 PWM 下 H 桥的两只上臂(或下臂)用 T 管, 如 IGBT 等, 另两只有可能用半控型开关元件, 如晶闸管, 就可满足上述要求, 从

而减少开关损耗、降低成本。

2 单相整流/逆变 H 桥机理研究

图 1 所示表示了单相整流/逆变 H 桥, 它由上、下各两臂 T 管 T1-T4、二极管(D1-D4)、电感 L 和单相交流电源 u 及直流侧电容器 C 组成。逆变时 PWM 可分为两大类, 即单极性 PWM 和双极性 PWM。

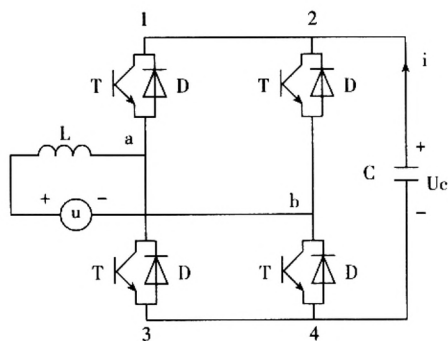
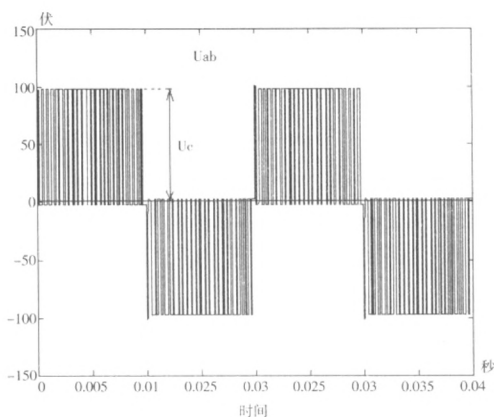
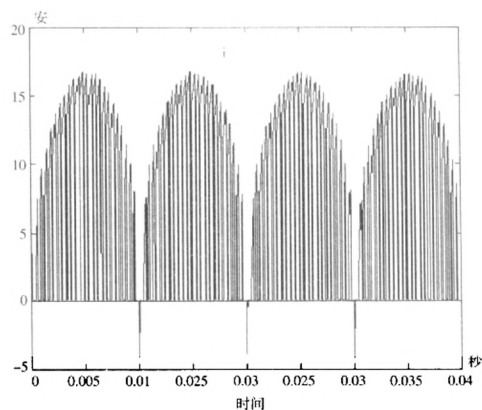


图 1 单相整流/逆变 H 型桥



(A) 输出交流电压



(B) 直流侧电流

图 2 H 桥单极性 PWM 逆变输出交流电压(A)和直流侧电流(B)典型波形

2.1 单极性 PWM 逆变控制

图 2 所示为 H 桥单极 PWM 逆变典型输出交流电压, 和直流侧电流的波形。

分析单相 H 桥的单极性 PWM 工作情况。交流电压 u 在正半波情况下与直流侧电容电压 U_c 有如图 3 所示的一般关系。

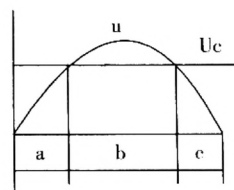


图 3 交流正半波 u 和 U_c

图 3 分成三个时区, 其中 a、c 时区 u 小于电容器电压 U_c 为逆变区, 而在 b 时区 u 大于电容器电压 U_c 为整流区, 现进行如下分析。

(1) a、c 时区 $u < U_c$ 逆变

① 当无驱动信号 T1、T2、T3、T4, 不通。

因 $U_c > u$, D1-D4 也不通。H 桥不工作, C 不放电。

② 当 T2、T3, 不通。

当 T1 作 PWM 控制, T4 导通;

或当 T4 作 PWM 控制, T1 导通, 分别如图 4 的 A、B 部分所示。

电容器 C 放电路径: $C+ \rightarrow T1 \rightarrow L \rightarrow u+, u \rightarrow T4 \rightarrow C-$ 反向放电到 u , 从电容器 C 看放电路径, 组成了 dc-dc Buck 电路^[3], 如图 4 所示。应指出在 PWM 控制下电容器 C 是断续放电的, 上述两类 PWM 控制是完全等效的, 注意在 T1、T4 的 PWM 关断时, 加于 u 端的电压是 0 (正向单极性)。

③ 当 T1、T4, 不通。

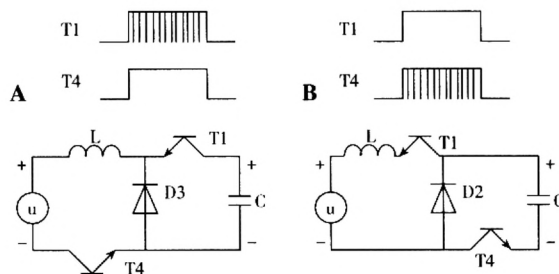


图 4 T1 或 T4 作 PWM 控制下电容器 C 放电的 Buck 电路

当T2导通,T3作PWM控制;

或当T3导通,T2作PWM控制。分别如图5的A、B部分所示。

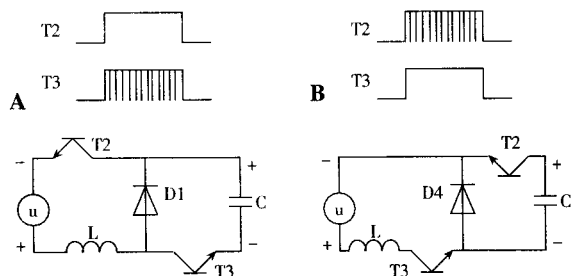


图5 T2或T3作PWM控制下电容器C放电的Buck电路

电容器C放电路径: $C+ \rightarrow T2 \rightarrow u- , u+ \rightarrow L \rightarrow T3 \rightarrow C-$ 正向放电到 u ,从电容器C看,放电路径组成了dc-dc Buck电路,如图5所示,应指出在PWM控制下电容器C是断续放电的上述两类PWM控制是完全等效的,注意在T3,T2的PWM关断时,加于 u 端的电压是0(负向单极性)。

(2) b时区 $u > U_c$ 整流

① 当无驱动信号,T1、T2、T3、T4,不通。

因 $u > U_c$,D1、D4自然导通。交流电源 u 向C充电,路径为: $u+ \rightarrow L \rightarrow D1 \rightarrow C \rightarrow D4 \rightarrow u-$

② 因D1、D4导通,T1、T4不可能导通

当T3作PWM控制,T2不导通;

或当T2作PWM控制,T3不导通。分别如图6的A、B部分所示。

用PWM来控制电容器C的断续充电。T2或T3作PWM导通时,加于C的电压为零。

从交流电源向电容器C看,充电路径组成了dc-dc Boost电路,如图6所示。应指出在PWM控制下电容器C是断续充电的,图6A、6B两类PWM控制是完全等效的。

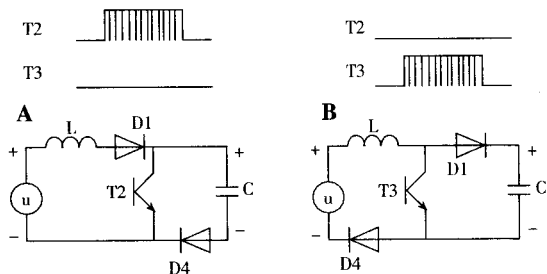


图6 T2,或T3作PWM控制电容器C充电的Boost电路

实际上为保证H桥逆变工作正常,图1中的电容器C的电压 U_c 必须始终大于电网电压 u 的幅值,亦即图3中的b.时区不存在,但在H桥整流工作时,如Boost电路中的升压电感 $L=0$,则电容器C的充电电压 U_c 的最大值是电网电压 u 的幅值,当 L 不为零组成Boost电路, U_c 的最大值将超过该值,并取决于 L 的大小和PWM控制中的开关周期中的导通时间的占空比。

在交流电压 u 负半波情况下,H桥工作在逆变时,图4、图5仍适用。有关结论仍正确。则在整流情况下,当电网电压 u 的幅值 $|\sqrt{2} \times u| > U_c$

当T1、T2、T3、T4,不通。D2、D3自然导通交流电源对C充电路径: $u+ \rightarrow D2 \rightarrow C+ \rightarrow C \rightarrow D3 \rightarrow L \rightarrow u-$ 。

因D2、D3导通,T2、T3不可能导通。

当T4作PWM控制,T1不导通;

或当T1作PWM控制,T4不导通,分别如图7的A、B部分所示。

用PWM来控制电容器C的断续充电。从交流电源向电容器C看,充电路径组成了dc-dc Boost电路,如图7所示。应指出在PWM控制下电容器C是断续充电的,上述两类PWM控制是完全等效的图4至图7中的两类PWM和dc-dc转换电路(A),(B)都是等效的,在其中每个图任选一种结构,便可以完成H桥的逆变和整流运行。例如在图4-7中可分别选T1、T2、T2、T1作PWM控制。或T4、T3、T3、T4作PWM控制。

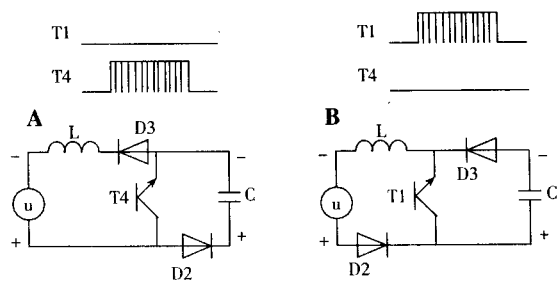


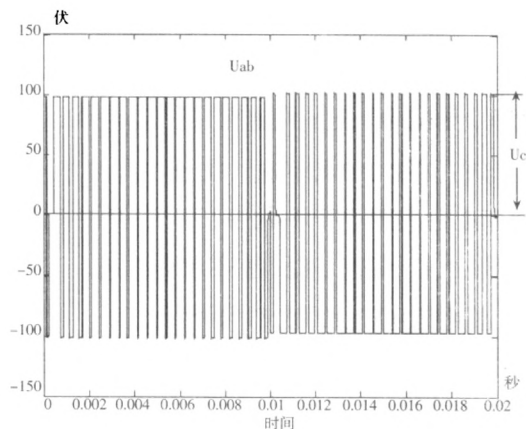
图7 T1,或T4作PWM控制下电容器C充电的Boost电路

由此看出用H桥完成单相整流和逆变双向运行的情况,用单极性PWM时,只要上臂或下臂两只开关元件作PWM控制,同时另外两只元件在逆变下轮流保持导通,或整流下保持断开。由此可推

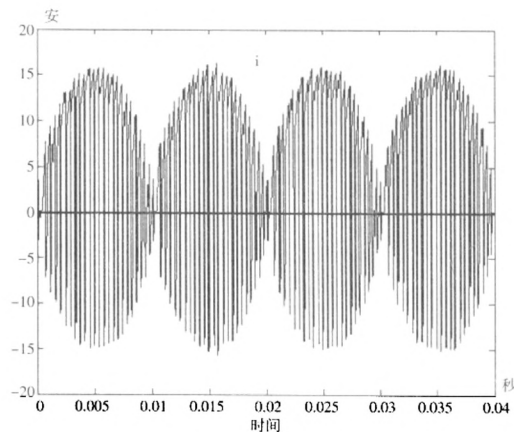
断它们可能用半控开关元件、晶闸管代替。有利于降低成本和开关损耗。

2.2 双极性 PWM 逆变控制

图 8 所示为单相 H 桥双极性 PWM 逆变输出交流电压,和直流侧电流的典型波形。现在来分析单相 H 桥的双极性 PWM 逆变工作情况。假定直流侧电容器 C 电压 U_c 大于交流电源 u , 如图 3 上的 a, c 时区, D1-D4 不导通。



(A) 输出交流电压



(B) 直流侧电流

图 8 H 桥逆变双极性 PWM 输出交流电压(A)和直流侧电流(B)典型波形

当 T1, T4 同时作 PWM 导通, T2, T3 关断, 电容器 C 沿图 9A 路径: $C+ \rightarrow T1 \rightarrow L \rightarrow u+, u- \rightarrow T4 \rightarrow C-$ 放电。加于交流侧的为 $+U_c$, 当 T1, T4 同时关断时, 由于电感 L 的电流不能立即为零, 这时迫使电流走图 9B 的路径: $u- \rightarrow D2 \rightarrow C+ \rightarrow C- \rightarrow D3 \rightarrow L \rightarrow u+$ 流入电容器的电流反向, 向电容器充电, 所以造成双极性 PWM 时, 直流侧电流为双向, 并且可看出这

时加于交流侧的为 $-U_c$, 这就是构成图 8 波形的原因。

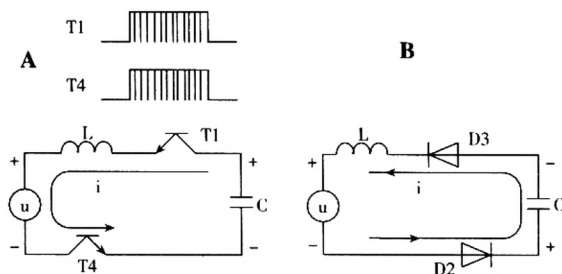


图 9 双极型 PWM 控制下, T1, T4 导通时, 电流途径

当 T2, T3 同时作 PWM 导通, T1, T4 关断, 则电容器 C 沿图 10A 路径: $C+ \rightarrow T2 \rightarrow u-, u+ \rightarrow L \rightarrow T3 \rightarrow C-$ 放电。加于交流侧的为 $-U_c$, 当 T2, T3 同时关断时, 由于电感 L 的电流不能立即为零, 这时迫使电流走图 10B 的路径: $u+ \rightarrow L \rightarrow D1 \rightarrow C+ \rightarrow C- \rightarrow D4 \rightarrow u-$ 使电容器 C 充电, 可以看出流入电容器 C 的电流是双向的。而这时加于交流电源侧的为 $+U_c$ 。

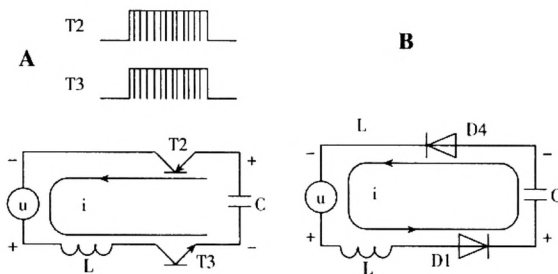


图 10 双极型 PWM 控制下, T1, T4 导通时, 电流途径

图 8A 为逆变器 50Hz 的一个周波交流电压波形, 图 8B 为对应二个周波的直流侧电容器电流。为清楚起见, 图 11 将图 8 的 $t=0.005''$ 和 $t=0.015''$ 处

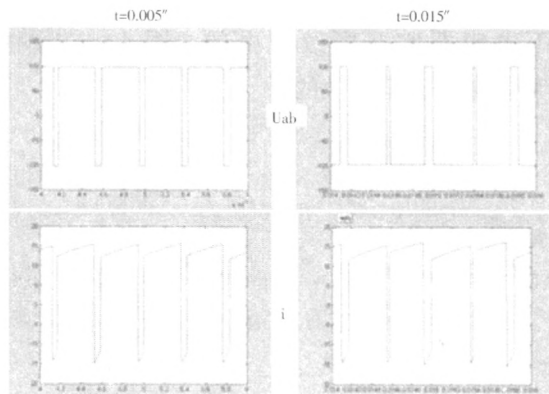


图 11 图 8 波形在 $t=0.005''$ 和 $t=0.015''$ 处的展开

的波形展开, 可知当 $t=0.005$ s 时对应着工频 50Hz 交流电压的正幅值, 而 $T=0.015$ s 时对应着负幅值。

从图 11 可看出, 二种情况下直流电流 i 虽双向变化, 其平均显然为正。而交流电压 u 虽正、负向变化, 但左图平均值为正, 右图平均值为负是很明显的。

3 H 桥单极性和双极性 PWM 逆变控制的比较

(1) 对整流情况只有单极性 PWM。能用于控制实现负载功率因数校正(PFC)。

(2) 对逆变而言可以用单极性或双极性 PWM 来调制。

对双极性言 H 桥上、下四臂全控型元件 T1-T4 不能少, 并且两两轮流作 PWM 控制, 其驱动电路和驱动信号波形如图 12 所示, T1、T4 共用同一驱动信号, T2、T3 共用另一组驱动信号。

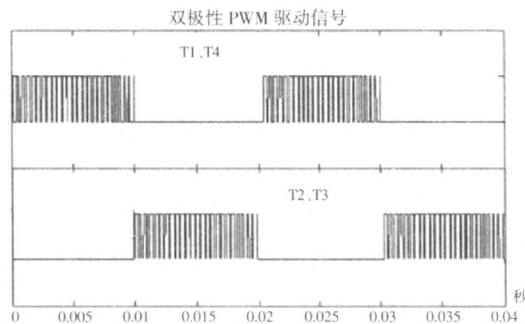
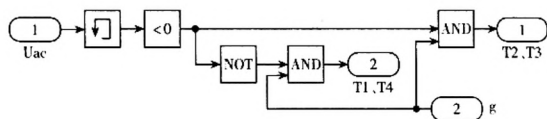


图 12 双极性 PWM 的驱动电路和波形

对单极性言, 可只对上臂(或下臂)的全控型元件 T1、T2 (或 T3、T4)作 PWM 控制, 对余下的 T 管只要求保持导通, 其驱动电路和驱动信号波形如图 13 所示。

(3) 单极性 PWM 下工作时 T 管的开关损耗, 应不大于双极性 PWM 工作时。

(4) 双极性 PWM 控制用 T 管的 di/dt 和 du/dt 的要求, 比单极性 PWM 控制的高。

(5) 两种情况下, 逆变器输出电压基本相同。

初步结论: 在单相 H 桥的整流和逆变工况下, 单极性 PWM 控制优于双极性 PWM 控制。

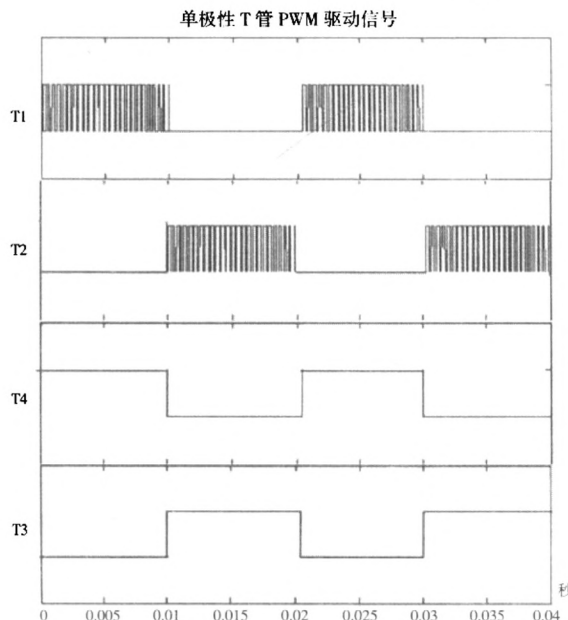
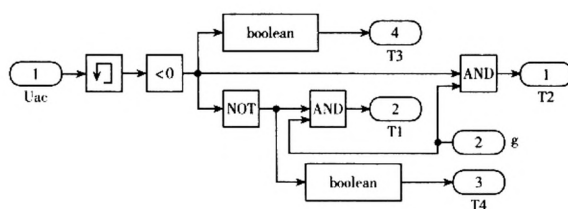


图 13 单极性 PWM 的驱动电路和波形

4 单周控制原理^[4]

恒频 PWM 开关单周控制(OCC)原理。

恒频 PWM 开关单周控制 Buck 电路原理如图 14 所示, 假定开关 SW 以开关频率 $f_s=1/T_s$, 开关函数

$$k(t)=\begin{cases} 1(0<t<T_{on}) \\ 0(T_{on}<t<T_s) \end{cases} \quad (1)$$

$k(t)$ 工作, 式中 T_{on} 为每开关周期的导通时间, T_s 为开关周期, 占空比 d 是开关导通时间和开关周期的比, $d=T_{on}/T_s$, 它是由图 14 上的参考信号 V_{ref} 调制。由此可看出开关 SW 的输入量 $x(t)$ 和输出量 $y(t)$ 的关系为:

$$y(t)=k(t)x(t) \quad (2)$$

开关 SW 一旦由时钟脉冲 clock 通过 RS 触发器 Q 端接通, 积分器也开始工作, 当积分值 V_{int} 大于比较器另一输入 V_{ref} , RS 触发器复位, 其 Q 端输出变为“0”, 开关 SW 关断, Q 端变“1”, 积分器复位, 一个开关周期结束, 直到下一个时钟脉冲来

到。假设开关频率远大于输入信号 $x(t)$ 频率, 可认为在一个开关周期内 $x(t)$ 为常数, 则 $y(t)$ 的平均值为:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt = x(t) d(t) \quad (3)$$

单周控制的本质是通过控制占空比 $d(t)$, 使得 $x(t)$ 在每周期的导通时间 T_{on} 内的积分等于参考量 U_{ref} 。

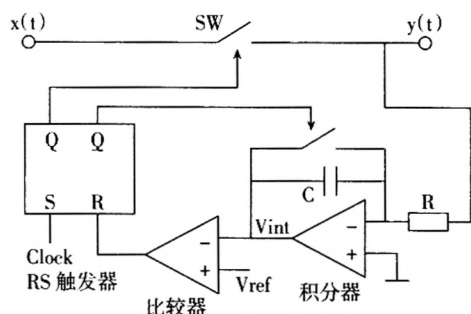


图 14 恒频 PWM 开关单周控制 Buck 电路原理图

5 单周控制单相 H 桥 PWM 控制的 Matlab/Simulink 仿真^[5-7]

为了进一步检验上述分析, 采用恒频的单周控制产生 T 管驱动 PWM 信号。

5.1 逆变控制的仿真

图 15 所示是单相 H 桥 PWM 逆变控制的 Simulink 仿真结构图。为简单起见, 直流侧电容用直流电源, 交流侧电源用电阻 R 代替, 图中 Logic Cntl 模块和图 12、图 13 上部结构相同。图 16 是单周控制仿真模块 OCC 的展开, 其积分器 $1/s$ 输入

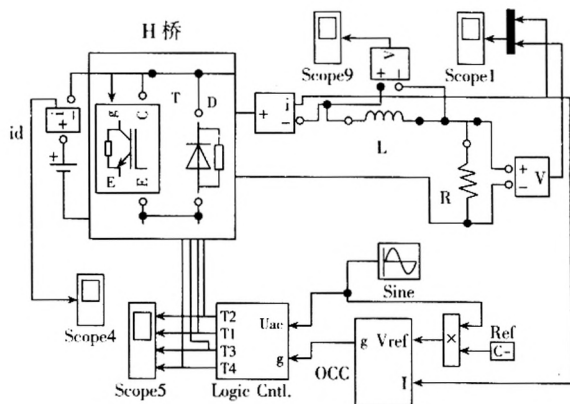


图 15 单相 H 桥 PWM 逆变控制的 Simulink 仿真结构

被控量是逆变器的输出电流 I , 它跟踪正弦电压参考值 V_{ref} , 注意这里积分值和参考值均采用绝对值, 是因为比较器 Compa 只能作单方向比较。当积分值大于参考值, 比较器输出翻转, 复位 RS 触发器, 其 Q 端变“0”, 关断 T 管, 而其 Q 端由“0”变“1”, 通过 switch 将积分值清零, 直到下一时钟信号 clk 来到, 重新接通 T 管, 实现下一开关周期控制。

仿真实例参数:

直流侧(电容器侧)电源电压为 100Vdc;

电感器 $L=3\text{mH}$; 负荷电阻 $R=5\Omega$;

OCC 的时钟 $\text{clk}=2400$; 参考值 $\text{Ref}=0.005$;

Sine 发生器 $\sin\omega t$, $\omega=100\pi$ 。

图 2 和图 8 分别为上例参数下的单极性(用图 13 驱动)、双极性(用图 12 驱动) PWM 逆变控制的仿真结果。

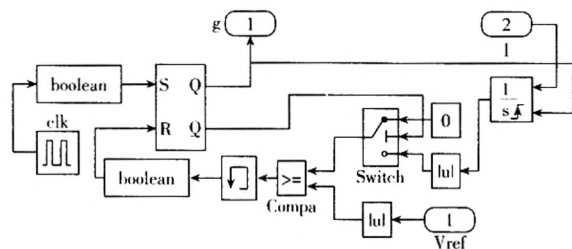


图 16 OCC 模块的展开

图 17 所示为单极性(A)、(C)和双极性(B)、(D) PWM 逆变控制下的交流电压、电流和电感器电压 UL 波形。

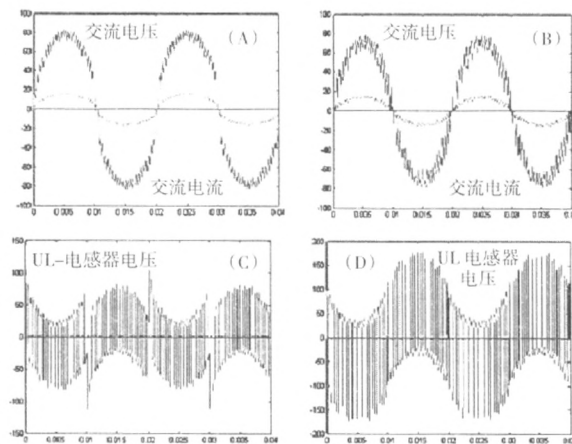


图 17 单极性(A)、(C)和双极性(B)、(D)

PWM 逆变控制下的波形

从交流电压、电流波形看,两者相差不大,从电流有效值看单极性为 12.87A,双极性为 11.16A。

5.2 整流控制仿真

整流控制输出为直流,只存在单极性的 PWM 控制,目的是达到功率因数校正 PFC 的效果,即要求整流时交流侧进线电流为正弦,功率因数接近 1。

图 18 所示为本仿真实例的结构图,这里选用了上臂的 T1、T2 管作 PWM 控制,省去了下臂的 T3、T4 管,假定交流电源 50Hz,幅值 100Vac,电感器 $L=0.5\text{mH}$,整流侧滤波电容 $C=1500$ 微法,直流负荷 $R=10\text{ ohms}$ 并带 0.1H 的大电感。

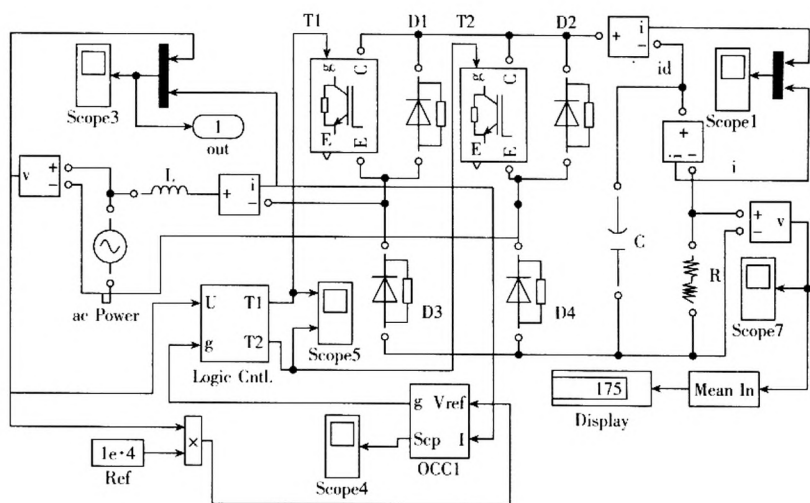


图 18 PWM 控制的单相 PFC 整流电路仿真结构图

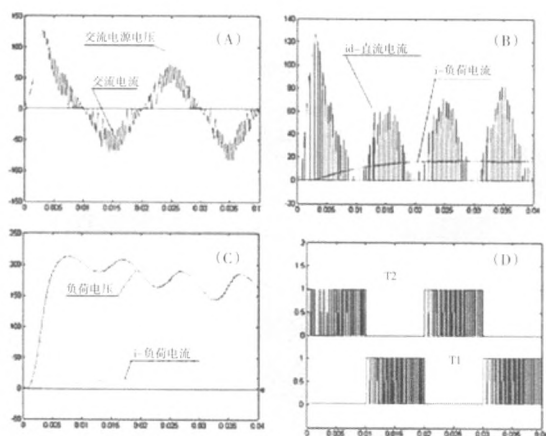


图 19 PWM 控制的单相 PFC 整流电路仿真结果

图 19 所示是 PWM 控制的单相 PFC 整流电路仿真结果。图 19(D)为 T1、T2 管的驱动 PWM 信号,图 19(A)为交流电源电压和交流电流,除仿真

开始有畸变外,稳定后电流接近正弦,功率因数接近 1。图 19(B)的 i_d 是单相输出断续的直流电流,呈正弦半波状, i 为连续的负荷电流它同样出现在图 19(C)中,这里的负荷直流电压波动较大可能是与滤波电容器电容值不够大,应当指出单相二极管 H 桥全波整流,在交流电压幅值为 100 伏时直流负荷电压不会超过 100 伏。这里由于交流电感器 L 形成的 Boost 电路效应的升压作用超过 100 伏,还应指出这个电压大小还受图 18 中参考量 Ref 的调节,它相当于 PWM 的每个开关周期占空比的调节。

6 结论

本文对单相整流/逆变 H 桥在 PWM 控制下的工作原理进行了详细分析,并利用了 Matlab/Simulink 软件进行了仿真,得出了下述结果:

H 桥在 PWM 逆变下,采用单极性调制较好,T 管可有较小的开关损耗,并有可能采用两只 T 管,两只晶闸管,有利于降低成本。

比起单相半控或全控的晶闸管整流桥,在 PWM 控制下 H 桥能达到 PFC 的效果,不需补偿无功和滤波器。

利用单周控制 OCC 可以简化 PWM 控制电路,并因每个开关周期都控制,动态性能优良。

使用 H 桥是有缺点的,当 PWM 开关频率高时,开关损耗变大,不适合在大功率电器上应用,如要用到大功率电器,理想情况是 T 管要配用软开关的控制。

参考文献:

- [1]陈贤明等.单周控制的三相 PWM 逆变器仿真研究[J].大功率变流技术,2009,(6):1-5.
- [2]陈贤明等.“单周控制单相静止无功发生器研究”[J].大功率变流技术,2010,(6):8-14.
- [3]林渭勋.现代电力电子电路[M].浙江大学出版社,2002.
- [4]Smedley K M, Cuk S. “One - cycle control of switching

(下转第 24 页)

各馈线回路的零序电流,然后,调节消弧补偿系统相过补偿的方向调节一个档位,采集各馈线回路的零序电流,进行小电流选线工作,同时进行故障记录,存储在存储器 FM31256 中,通过 RS485 通信,把相应故障及选线数据发送到上位机等。RAM 作为系统临时数据处理的数据及程序存储器,FM31256 存储系统故障数据、系统给定参数及系统时钟的产生,并把相应的参数在 LCD 显示出来。

6 结论

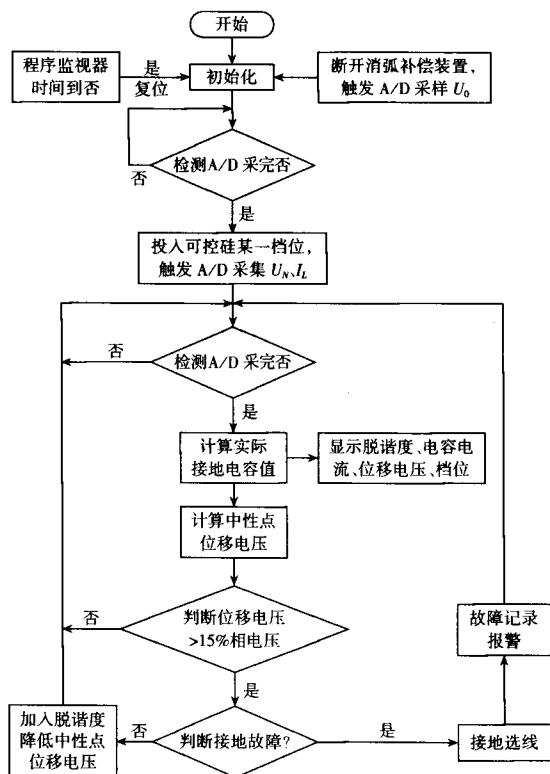


图3 系统软件流程图

通过对现有选线方法及选线系统面临问题的分析,提出以 DSP2812 为系统数据处理核心,调容式消弧控制器与选线装置的协同工作,当发生单相接地故障后,在 5% 的脱谐度范围内调节消弧线圈电感量(由 0 逐渐调节为 -0.5),利用改变系统单相接地时消弧补偿系统的脱谐度来计算各馈线回路的零序电流的变化量取出故障线路,理论分析表明,该方法提取的故障信息特征十分明显,并且与接地点位置、接地线路的长短及线路的性质及其零序电流互感器的接线方向均没有关系,能够准确地实现小电流接地系统单相接地故障的选线,并且无需区分暂态和稳态过程。

参考文献:

- [1]刘和平,邓力等. 数字信号存储器原理、结构及应用基础[M]. 机械工业出版社,2007.
- [2]贺家李,宋从矩. 电力系统继电保护原理[M]. 中国电力出版社,2010.
- [3]陈奎. 单相接地故障综合判据选线研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2005.
- [4]宗剑,牟龙华,张鑫等. 配电网单相接地故障类型及程度的判据[J]. 电力系统及其自动化学报. 2004,27-29.
- [5]薛永端,徐丙垠,杜景远. 谐振接地系统接地故障选线技术分析[J]. 电力设备,2007.
- [6]罗建,何建军,赵宏伟等. 消弧线圈接地系统接地故障线路选择方法[P]. 200510020427.
- [7]穆大庆,尹相根. 中性点不接地系统单相接地保护的新原理探讨[J]. 长沙电力学院学报,2005.

收稿日期:2011-11-29

(上接第7页)

converters"[C]. Power Electronics Specialist Conference Record of 22ed Annual IEEE,1991:888-896.

[5]邱晓林等. 基于 Matlab 的动态模型与系统仿真工具—Simulink 3.0/4.X[M]. 西安交通大学出版社,2003.

[6]王忠礼等. MATLAB 应用技术在电气工程与自动化专业中的应用[M]. 北京:清华大学出版社,2007.

[7]吴天明,谢小竹,彭彬. MATLAB 电力系统设计与分析[M]. 北京:国防工业出版社,2004.

[8]陈贤明等. 直流电动机脉宽调速的单周期控制[J]. 电气传动自动化,2009,(4):12-17.

[9]陈贤明等. 中小型发电机励磁的单周期控制[J]. 水电自动化与大坝监测,2009,(2):9-13.

[10]陈贤明等. 单周控制单相交流斩波调压电路[J]. 电源世界,2009,(6):(28-32).

作者简介:

陈贤明(1934-),男,1958年毕业于哈尔滨工业大学电机工程系,国网电力科学研究院教授级高工和高级顾问。从事过中小型水轮发电机设计,发电机可控硅励磁及微处理器励磁调节器的研制,以及电力电子技术的应用等。

收稿日期:2011-11-10

作者: [陈贤明](#), [吕宏水](#), [刘国华](#), [CHEN Xian-ming](#), [LV Hong-shui](#), [LIU Guo-hua](#)
作者单位: [国网电力科学研究院, 江苏南京, 210003](#)
刊名: [电气传动自动化](#)
英文刊名: [Electrical Drive Automation](#)
年, 卷(期): 2012, 34(5)

参考文献(10条)

1. [陈贤明](#) [单周控制的三相PWM逆变器仿真研究](#)[期刊论文]-[大功率变流技术](#) 2009(06)
2. [陈贤明](#) [单周控制单相静止无功发生器研究](#) 2010(06)
3. [林渭勋](#) [现代电力电子电路](#) 2002
4. [Smedley K M;Cuk S](#) [One cycle control of switching converters](#) 1991
5. [邱晓林](#) [基于Matlab的动态模型与系统仿真工具—Simulink 3.0/4.X](#) 2003
6. [王忠礼](#) [MATLAB应用在电气工程与自动化专业中的应用](#) 2007
7. [吴天明;谢小竹;彭彬](#) [MATLAB电力系统设计与分析](#) 2004
8. [陈贤明](#) [直流电动机脉宽调速的单周期控制](#)[期刊论文]-[电气传动自动化](#) 2009(04)
9. [陈贤明](#) [中小型发电机励磁的单周期控制](#) 2009(02)
10. [陈贤明](#) [单周控制单相交流斩波调压电路](#) 2009(06)

引用本文格式: [陈贤明](#). [吕宏水](#). [刘国华](#). [CHEN Xian-ming](#). [LV Hong-shui](#). [LIU Guo-hua](#) [单相整流/逆变H桥剖析及仿真研究](#)[期刊论文]-[电气传动自动化](#) 2012(5)