

用于燃料电池的双向中频耦合逆变电源

孙频东

(南京师范大学电气与自动化工程学院, 江苏省南京市 210042)

Medium-Frequency Link Inverter Used for Fuel Cells

SUN Pin-dong

(The College of Electrical & Automatic Engineering of Nan Jing Normal University,
Nanjing210042, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A DC-AC inverter was used to inverter 48V DC voltage, from fuel cells output, to 220V AC voltage, at the load side. The proposed inverter circuit configuration overcomes the problem of variable voltage characteristics of fuel cells. In order to reduce the weight and voltage stages in the converter, medium frequency link strategy is used. The inverter with simpler structure and high efficiency is an deal interface of fuel cells. In the circuit a cycloconverter is used to realize AC-AC conversion, and two carrier PWM approaches is also introduced as a way to implement a medium frequency link. The circuit configuration can also transmit energy in opposite direction, only need to change the control strategy. At the end of the paper simulation and experimental results are presented.

KEY WORDS: Inverter; Pulse-width modulation; Medium link; Fuel cells

摘要: 把燃料电池输出的 48V 直流电压通过变流装置转换成 220V 交流电压, 逆变电路克服了燃料电池输出电压稳定性差的问题, 交流部分用中频耦合, 减小了变压器的重量, 逆变器使用较少的中间变换电路, 使系统总体结构简单, 功能明确。在逆变器的交-交变频部分, 用双路 PWM 脉冲进行变频, 通过修改控制策略, 能对负载侧的能量进行反向传送。最后给出系统工作的仿真结果和逆流装置交-交变换部分的电路及实验结果。

关键词: 逆变电源; 脉宽调制; 中频耦合; 燃料电池

1 引言

燃料电池作为一种新型的替代高效能源, 在不远的将来可能被广泛地应用到工农业生产中^[1-2], 以燃料电池为主要动力的机动车辆已开始走出实验室, 资料显示燃料电池将成为今后汽车能源发展的一个方向^[3-7]。通常质子交换膜 PEM (proton

exchange membrane) 氢燃料电池的输出电压比较低, 单体电池的开路电压在 1.15V 左右, 加负载后, 下降到 0.6V 左右, 由 64 个单体电池串联的燃料电池组, 开路电压约为 74V, 工作电压在 40V 左右。燃料电池的 V-I 曲线两端较陡, 中间段相对平坦, 一般工作点设定在中间段。除负载大小对燃料电池输出电压有影响外, 燃料电池中的燃料流量对输出电压也产生影响, 减少燃料流量将使 V-I 特性曲线的中间段变窄。在负载变化较大的场合使用时, 通常需要有一组独立的蓄电池和燃料电池并联使用, 起缓冲作用。另外, 燃料电池对低频 (120Hz 以下) 电流纹波比较敏感, 低频电流纹波可能使燃料电池的工作点超越 V-I 特性曲线的中间平坦段, 进入陡峭区使输出特性变差, 而中高频 (1kHz 以上) 电流纹波, 对燃料电池的工作点影响不大。

2 燃料电池逆变器的电路结构及工作原理

2.1 正向逆变电源的结构

通常交流电机具备比直流电机更优良的特性, 将燃料电池输出的直流电压转变成交流电压是逆变器的主要功能。逆变电源有多种电路构成方案^[8-11], 为了降低电源成本, 提高电源的转换效率, 在逆变装置的设计中, 不应使电源转换的次数过多。这里提出的, 逆变方案能较好地满足驱动系统的要求。

设从电池侧向负载侧传送能量被认为是, 能量正向传送。正向逆变采用直-直-交-交变换方案, 如图 1 所示, 电路分成 3 个 (I, II, III) 相对独立的部分, I 部分采用电压提升 (Boost 电路) 的方案实现直-直变换, 解决燃料电池输出特性较软、输出电

压偏低的问题,二极管 D_1 起到电气隔离作用。输出电压和输入电压之间的关系^[12]为

$$U_B = U_F / (1 - D) \quad (1)$$

其中, D 为开关器件 K_0 的占空比。调节占空比,使输出电压为输入电压的 $n(n > 1)$ 倍。选择蓄电池电压为燃料电池输出电压的 n 倍。I 部分的直流电压经提升后,作为第 II 部分的输入源。第 II 部分为直-交变换部分。为了进一步提高电压,同时考虑减小变压器的体积,减小电流纹波中的低频分量,通过开关元件 K_1 - K_4 将直流电源转变为 1kHz 的中频方波电压输出。第 III 部分为交-交变换部分,将升压后的 1kHz 的中频方波电压,转换成 50Hz 的正弦波交流电压。以下分析交-交变换部分的工作原理。

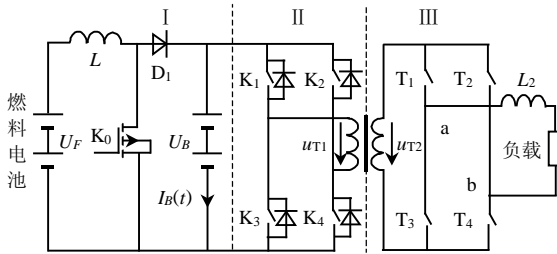


图1 逆变器主电路原理图

Fig. 1 Main circuit configuration of the inverter

2.2 正向变频电路的工作原理

图2中的 T_{ij} ($i=1, 2, 3, 4; j=1, 2$) 为双向可控开关,每个开关由2个反并联的绝缘栅大功率晶体管(IGBT)组成,如图2所示。一般情况下,它们不能同时导通。变压器副边的输出电压为 $u_{T2}(t)$ 即,交-交变频器的正向输入电压,其波形如图3所示,为 1kHz 方波。负载和电感相串联,接在变

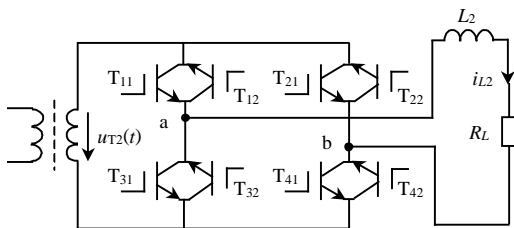


图2 交-交变频部分主电路

Fig. 2 Circuit configuration of cycloconverter

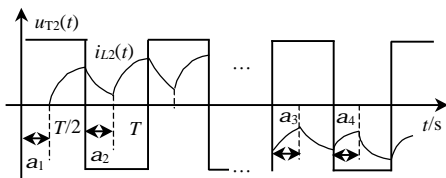


图3 交-交变频器的电压、电流波形

Fig. 3 Waveform of voltage and current

频器输出端,用双载波 PWM 策略对开关元件进行控制,使变频器的输出电压为 50Hz 正弦。根据电

流 i_{L2} 的极性及晶体管导通的情况,对电路的工作过程按以下 4 个阶段进行分析。

阶段 1: 电流 i_{L2} 极性为正,中频电源的正半周,电压上正下负。晶体管 T_{11} 、 T_{41} 相对中频电源正半周上升沿,滞后 a_1 (由脉冲形成电路控制) 角导通,电流 i_{L2} 上升,到达 $T/2$ 时间点后,电源电压 $u_{T2}(t)$ 反向,由于电感的作用,使 T_{11} 、 T_{41} 仍然维持导通,电流 i_{L2} 方向不变,数值开始下降,等效原理图如图 4(a)所示。电路方程为

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + R_L i_{L2} = u_{T2}(t) \\ u_{T2}(t) = \begin{cases} U_{T2} & 0 < t < T/2 \\ -U_{T2} & T/2 < t < T \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

其中, U_{T2} 为中频方波电压幅值。当输入电压 $u_{T2}(t)$ 正半周时,负载电流 i_{L2} 变化为

$$i_{L2}(t) = \frac{U_{T2}}{R_L} - \left[\frac{U_{T2}}{R_L} - i_{L2}(0) \right] \cdot e^{-\frac{R_L t}{L_2}} \quad (3)$$

其中, $i_{L2}(0)$ 为 $u_{T2}(t)$ 从负向正跳变瞬间时的电感电流值。 t 的计时起点为跳变点。当变频器输入电压 $u_{T2}(t)$ 负半周时,负载电流 i_{L2} 为

$$i_{L2}(t) = \left[-\frac{U_{T2}}{R_L} - i'_{L2}(0) \right] \cdot e^{-\frac{R_L t}{L_2}} - \frac{U_{T2}}{R} \quad (4)$$

其中, $i'_{L2}(0)$ 为 $u_{T2}(t)$ 从正向负跳变瞬间时的电感电流值。 t 的计时起点也是跳变点。只要在负载电流下降到 0 之前, T_{22} 、 T_{32} 导通,电流 i_{L2} 将再次上升,波形图如图(3)所示,电路进入第 2 阶段。

阶段 2: 电流 i_{L2} 极性为正,中频电源的负半周,即电源的下正上负。开始阶段输出电压为负,晶体管 T_{22} 、 T_{32} 相对中频电源负半周下降沿,滞后 a_2 (由脉冲形成电路控制) 角导通。晶体管 T_{22} 、 T_{32} 导通后,电流 i_{L2} 由降转升,到达时间点 T 后,电源电压 $u_{T2}(t)$ 反向,上正下负。由于电感的作用, T_{22} 、 T_{32} 仍然维持导通。这时,电流维持原方向不变,但数值开始下降,等效电路如图 4(b)所示。

阶段 3: 电流 i_{L2} 极性为负,中频电源正半周。开始阶段输出电压为正,晶体管 T_{31} 、 T_{21} 相对中频电源正半周上升沿,滞后 a_3 (由脉冲形成电路控制) 角导通,电流 i_{L2} 的绝对值上升,到达本周期的 $T/2$ 点后,电源电压反向。由于电感的作用, T_{21} 、 T_{31} 仍然维持导通,电流维持原方向不变,但数值的绝对值开始下降,且 a 、 b 端电压反向,如图 5(a)所示。

阶段 4: 电流 i_{L2} 极性为负,中频电源的负半周。开始阶段输出电压为负。晶体管 T_{12} 、 T_{42} 相对中频

电源负半周下降沿，滞后 a_4 （由脉冲形成电路控制）角导通，电流 i_{L2} 的绝对值由降转升，当到达本周周期 T 点后，电源电压反向。由于电感的作用， T_{12} 、 T_{42} 仍然维持导通，这时，电流仍维持原方向不变，但数值的绝对值开始下降，且 a 、 b 端电压反向，如图 5(b)所示。

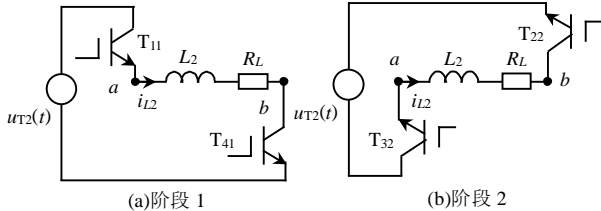


图 4 电流 i_L 为正时的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of the cycloconverter when current polarity is positive

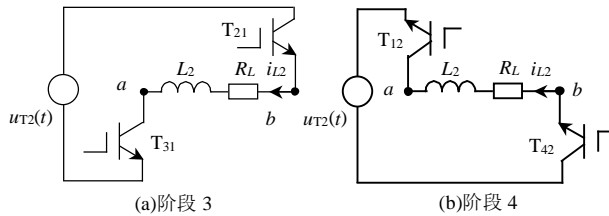


图 5 电流 i_L 为负时的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of the cycloconverter when current polarity is negative

2.3 正向变频中双载波 PWM 控制策略

在一个中频电压周期内，需要有 2 组晶体管交替导通，因此需要有 2 路交替载波信号，可用式(5)、(6)两式的规则生成斜坡形载波信号 $m_1(t)$ 和 $m_2(t)$ 。

$$m_1(t) = \begin{cases} 2t/T & nT < t \leq T/2 + nT \\ 0 & T/2 + nT < t \leq (1+n)T \end{cases} \quad n=0,1,2,\dots \quad (5)$$

$$m_2(t) = \begin{cases} 0 & nT < t \leq T/2 + nT \\ 2t/T & T/2 + nT < t \leq (1+n)T \end{cases} \quad n=0,1,2,\dots \quad (6)$$

要求 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 和变压器副边的方波电压同频，同步。在相位上， $m_2(t)$ 滞后 $m_1(t)$ 半个周波，波形关系如图 6 所示。考虑到交-交变频的特殊性，在 PWM 信号生成时，所用的载波形状有些特殊，载波波形的选择并非唯一，可以是其它形式的组合，参见文献 [13-15]。调制波使用 50Hz 的正弦波信号，经 π 相移和沿 y 轴平移后得到

$$c(t) = C_m \sin(314t + \pi) + C_m \quad (7)$$

将 $c(t)$ 分别调制到 2 个载波 $m_1(t)$ 和 $m_2(t)$ 上，产生相应的 2 组 PWM 脉冲。一组用于驱动 T_{11} 、 T_{41} 和 T_{21} 、 T_{31} ，另一组用于驱动 T_{22} 、 T_{32} 和 T_{12} 、 T_{42} ，图 6 所示为驱动 T_{11} 、 T_{41} 和 T_{22} 、 T_{32} 晶体管的脉冲信号。

当晶体管的触发脉冲在 $T/4$ 位置发出时，正向电压和负向电压均值相等，平均输出电压为 0。若晶闸管在一个电压周期的 $T/4$ 之前导通，输出电压平均值大于 0，为正电压；在 $T/4$ 之后触发导通，则输出电压均值小于 0 为负电压。在均值电压为正时，电流 i_L 的绝对值增加，当均值电压为负时，电流 i_L 的绝对值减小。

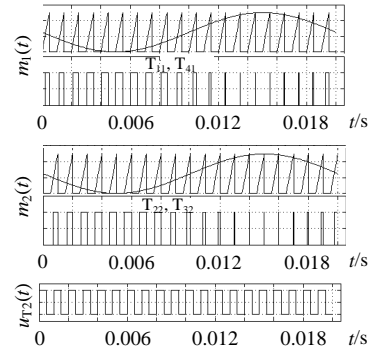


图 6 晶体管 T_{11} 、 T_{41} 和 T_{22} 、 T_{32} 上门极脉冲的形成和各波形之间的相位关系

Fig. 6 The formation of pulse to the T_{11} 、 T_{41} and T_{22} 、 T_{32} and phase relationship among carriers, reference voltage and medium frequency voltage

2.4 反向能量回送的控制策略

当负载侧有能量需要回送逆变电源中的蓄电池时，图 1 中开关器件 K_0 - K_4 的控制脉冲被停止，交-交变换部分以电压提升 (boost) 的方式工作，整个工作过程分成以下两个阶段，电压正半周和电压负半周。

(1) 电压正半周

在回馈电压正半周，加到交-交变频器 T_{12} 、 T_{21} 、 T_{42} 的触发脉冲波形如图 7 所示。其中 T_{12} 始终导通， T_{21} 、 T_{42} 交替导通，因此逆变器等效电路如图 8 中 (a) 和 (b) 所示，当 T_{21} 导通时，电流 i_{L2} 近似线性增长，如 (8) 式所示。

$$i_{L2}(t) = i_{L2}(t_0) + \frac{t-t_0}{L_2} u_L \quad (8)$$

考虑到，电压 $u_L(t)$ 是变化的，但在一个载波周期内变化量并不大，所以近似用其在这段时间内的电压平均值 u_L 表示，电感 L_2 储能。当 T_{21} 关闭， T_{42} 导通时，电流 $i_{L2}(t)$ 经变压器副边构成回路，电感 L_2 中储存的储能和电源串联，释放能量，经中频变压器耦合后，对蓄电池进行充电，实现能量回送。

(2) 电压负半周

在回馈电压负半周， i_{L2} 为负， T_{41} 、 T_{32} 、 T_{11} 的触发脉冲波形如图 7 所示。其中 T_{41} 始终导通， T_{32} 、 T_{11} 交替导通，等效电路如图 9 的 (a)、(b) 所示。当

T_{32} 导通时, 电流 i_{L2} 近似线性负向增长, 电感 L_2 储能。当 T_{11} 导通时, 电感 L_2 中储存的能量释放, 反向电流 i_{L2} 经过中频变压器同样对蓄电池进行充电, 实现能量回送。在能量回送过程中, 采用闭环的 PWM 控制策略, 可实现较高的电源变换效率。

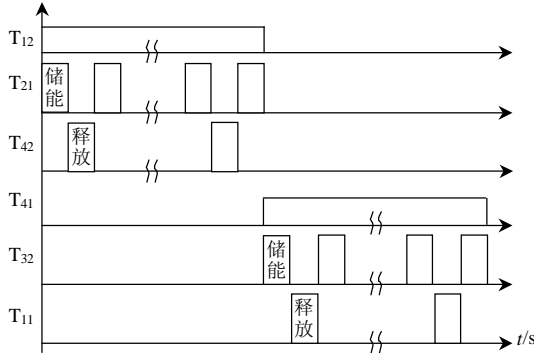


图7 能量回送时的开关元件门极脉冲波形
Fig. 7 The gate pulse of switch elements when energy feed back

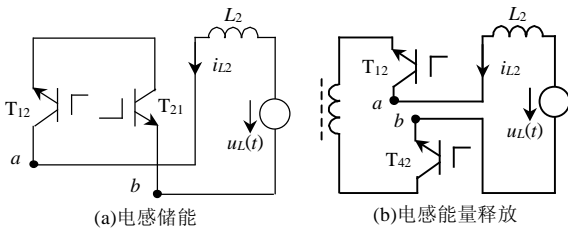


图8 逆向电能回送等效电路（电压正半周）
Fig. 8 Equiverent circuit in backward mode positive half cycle of voltage

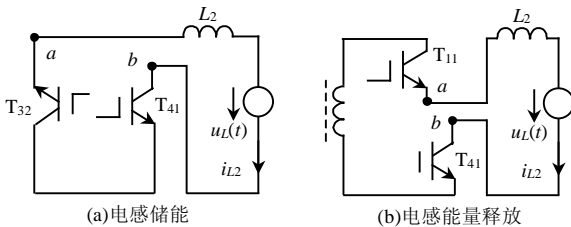


图9 逆向电能回送等效电路（电压负半周）
Fig. 9 Equiverent Circuit in backward mode negative half cycle of voltage

2.5 交-交变频器的实验电路

实验电路中交-交变频器部分电路结构如图 10 所示。开关器件 T_{11} 、 T_{41} 、 T_{32} 、 T_{22} 、 T_{21} 、 T_{31} 和 T_{42} 、 T_{12} 两两具有相同的触发脉冲。当电流正向导通时, T_{11} 、 T_{41} 和 T_{32} 、 T_{22} 交替导通, 当电流反向时, T_{21} 、 T_{31} 和 T_{42} 、 T_{12} 交替导通。考虑到电流波形畸变, 在零点附近对电流极性检测的准确性可能产生不良影响, 因此设计时, 以电流波形的第一次过零, 作为触发信号的切换点, 通过逻辑电路完成。

电流极性检测电路输出 2 个互补的信号 Q 和 \bar{Q} 。正向电流时, $Q=1$, $\bar{Q}=0$; 反向电流时 $Q=0$, $\bar{Q}=1$ 。当 $Q=1$, $\bar{Q}=0$ 时, 与 Q 相连的与门开放,

与 \bar{Q} 相连的与门关闭, PWM1, PWM2 脉冲, 通过脉冲驱动电路加到 T_{11} 、 T_{41} 和 T_{32} 、 T_{22} 晶闸管上。当 $Q=0$, $\bar{Q}=1$ 时, 与 Q 相连的与门关闭, 与 \bar{Q} 相连的与门打开。PWM1, PWM2 脉冲, 通过脉冲驱动电路加到 T_{21} 、 T_{31} 和 T_{42} 、 T_{12} 晶体管上。改变调制波的幅度, 即改变 PWM 波的调制深度在一定范围内可以调节输出电压方波的宽度从而起到改变有效值的目的。

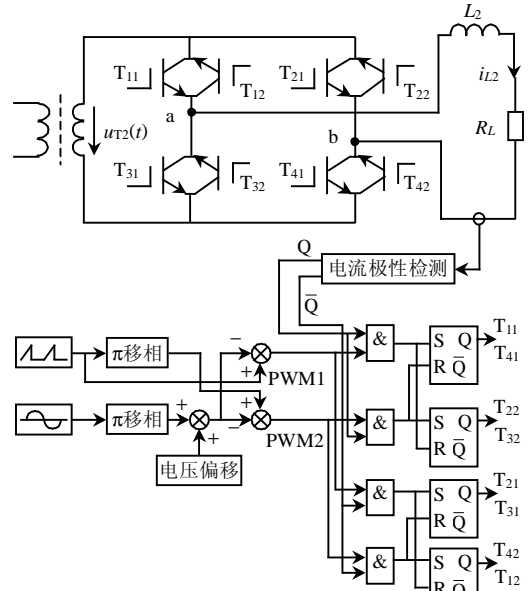


图10 交-交变频部分实验电路结构图
Fig. 10 The structure of cycloconverter

3 中频交-交变频器的仿真及实验结果

3.1 仿真结果

通过对该系统的仿真和实验得到如下结果。

(1) 能量正向传送

中频变压器副边输出电压为 300V, 方波频率 1KHz, 正弦波频率 50HZ, 负载电阻 50Ω, 电感 50mH。输出电压 u_{ab} , 电流 i_{L2} 的仿真波形如图 11 所示, 输出电压有效值为 220V, 频率为 50Hz。电流

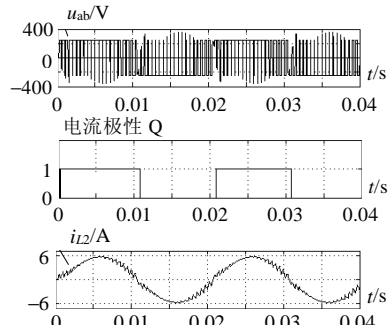


图11 输出电压 u_{ab} , 电流极性 Q 和负载电流 i_{L2} 的仿真波形
Fig. 11 Simulation waveforms of output voltage u_{ab} and current polarity Q as well as current i_{L2}

基波波形为正弦形，略有畸变。电流最大值为 6A。电流极性变化符合预测结果。

(2) 能量的反向传送

在原负载侧提供 50Hz，220V 的交流电压，则蓄电池侧有周期性的脉冲电流对蓄电池进行充电。由于采用了 PWM 的控制策略，负载侧电流的基波正弦分量值较大，谐波较小，如图 12(a)所示。图 12(b)为图 12(a)的局部放大波形图。

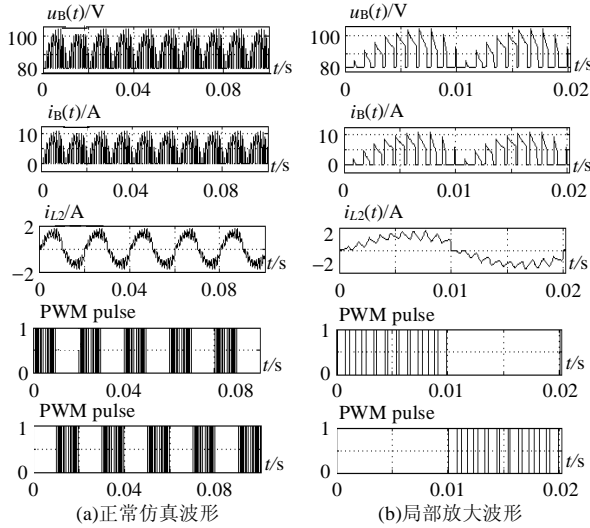


图 12 电能反向传送时蓄电池两侧的充电电压、电流、输入电流及大功率晶体管的基极脉冲波形

Fig. 12 The waveform of voltage, current of battery and input current $i_{L2}(t)$ as well as pulses of IGBT when energy transmitting inversed

3.2 效率曲线

逆变器正向传送能量时，即能量从蓄电池侧向负载侧传送时，系统设计的最佳输出功率点在 $P_0=2.2kW$ ，该点的电能转换效率 h 约为 0.87，如图 13 所示。在维持输出电压不变的情况下，随着输出电流的增加，电源效率略有下降，考虑到在负载端电感 L_2 不变的情况下，谐波电流分量增加，以及中频变压器的工作效率，随工作电流增加而出现下降，电源的总效率有所下降。在反向能量传送时，即电能从负载侧向蓄电池方向传送能量时，电源的效率曲线也在图 13 中给出，工作点附近的效率和能量正向传送时接近。

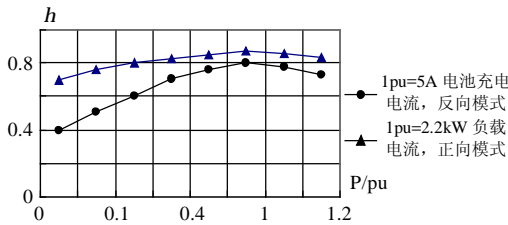


图 13 正、反模式下的效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves of forward & backward mode

3.3 静态输出电压的精度

由于逆变器输出端负载和电感串联，输出电流增加时，会引起负载两端的电压下降，通过控制电路对载波幅度 C_m 的调节，详见(7)式，能使电压稳定在额定值 220V 附近。静态的电压输出曲线如图 14 所示。

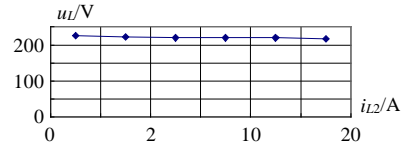


图 14 稳态输出电压、电流关系

Fig. 14 Steady-state relationship between output voltage and current

3.4 输出电压的动态特性

输出电压有效值 u_{RL} 的动态变化过程如图 15 所示。在负载电流 $i_{L2}=5A$ 时，突加阶跃负载，输出电流增至 10A，使输出电压下降，经短暂的闭环调整后，输出电压有效值 u_{RL} 重新恢复到额定值 220V。

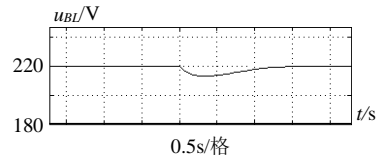


图 15 输出电压对负载的阶跃响应

Fig. 15 Output voltage response of load step transient

3.5 实验波形

图 16 记录了图 10 电路能量正向传送时的波形，图中包括载波波形 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 输出电压 u_{ab} 、电流 i_{L2} 波形，中频变压器的输出电压波形 $u_{T2}(t)$ 。图 17 为能量正向传送时输出电压 $u_{ab}(t)$ 和输出电流 $i_{L2}(t)$ 波形之间的关系图。

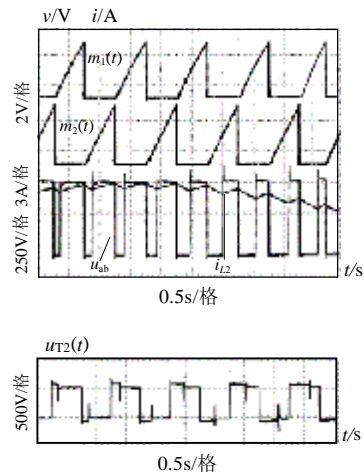


图 16 载波、负载电压和负载电流以及中频耦合电压波形

Fig. 16 The waveform of carrier, U_{ab} and I_{L2} as well as MF link

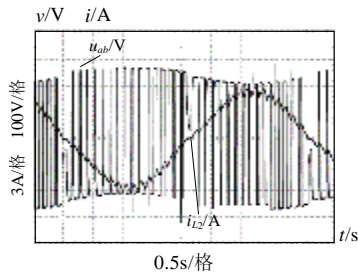


图17 输出电压 u_{ab} 和电流 i_{L2} 波形
Fig. 17 The waveforms of output voltage u_{ab} and current i_{L2}

4 结论

燃料电池逆变器中, 使用双载波交-交变频电路具有结构合理, 工作可靠, 性能良好等特点。特别适合将电流源型的直流电压转换成交流电压。整个逆变系统可分成几个相对独立的部分。在电路调试阶段, 对各部分的性能参数调整可分别进行。另外, 系统中使用的普通蓄电池能对电源起缓冲作用。一方面, 为燃料电池系统在冷启动时, 提供必要的电能; 另一方面, 通过逆变电路, 可将负载侧的制动动能转换成电能存储起来。能量反向传送时, 并不需改变原系统的拓扑结构, 仅需在控制策略上做些调整、修改, 就能实现能量的双向传送。因此, 电源在使用上具有较高的灵活性。

参考文献

- [1] Jeferson M Correa, Felix A Farret, Luciane N Canha *et al.* An electrochemical-based fuel-Cell model suitable for electrical engineering automation approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics., 2004, 51(5): 1103-1111.
- [2] Chuttchaval Jeraputra, Prasad N Enjeti. Development of a robust anti-islanding algorithm for utility interconnection of distributed fuel-cell powered generation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1163-1170.
- [3] 赵川红, 徐德鸿, 范海峰, 等. PWM 加相移的双向 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 72-77.
Zhao Chuanhong, Xu Dehong, Fan Haifeng *et al.* A PWM plus phase-shift control bi-directional DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 72-77.
- [4] Fang Z, Peng Hui Li. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [5] Gerry Moschopoulos. A simple AC-DC PWM full-bridge converter

- with integrated power-factor correction[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(6): 1290-1297.
- [6] Poon N K, Bryan M H Pong. A Constant-Power Battery Charger With Inherent Soft Switching and Power Factor Correction[J]. IEEE transactions on Power Electronics. 2003, 18(6): 1262-1269.
 - [7] Wang K, Lin C Y. Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems[C]. in Conf. Rec. 1998 IEEE Workshop Power Electronics in Transportation, 1998: 47-51.
 - [8] 陈道炼, 尹春. 高频交流环节 AC/AC 变频变换系统基准正弦电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 5-8.
Chen Daolian, Yin Chun. Research on reference sinusoidal circuit of AC/AC variable frequency conversion system of high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 5-8.
 - [9] 陈道炼, 李磊, 张海涛, 等. 单极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 29-32.
Chen Daolian, Li Lei, Zhang Haitao *et al.* Research on the uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 29-32.
 - [10] 陈道炼, 张友军. 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 27-30.
Chen Daolian, Zhang Youjun. Research on uni-polarity phase shifting controlled inverters with high frequency pulse AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 27-30.
 - [11] 谢少军, 韩军, 张勇, 等. 阶梯波合成逆变器的单脉宽调制调压技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 62-65.
Xie Shaojun, Han Jun, Zhang Yong *et al.* Research on staircase waveform inverters with single-pulse width modulation technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 62-65.
 - [12] 孙频东. Boost 电源变换器原理与仿真[J]. 计算机仿真, 2003(4): 118-119.
Sun Pindong. Principle & simulating of boost power circuit [J]. Computer Simulation, 2003, 20(4): 118-119.
 - [13] Kawabata T, Honjo K, Sashida N *et al.* High frequency link dc/ac converter with PWM cycloconverter[C]. in Proc. IEEE Industrial Applications Soc. Annu. Meeting. 1990. 1119-1124.
 - [14] Aoki T, Yotsumoto K, Muroyama S *et al.* A new uninterruptible power supply with a bidirectional cycloconverter[C]. in Proc. IEEE Int. Telecommunications Energy Conf., 1990. 424-429.
 - [15] Krein P T, Xin Geng, Balog R. High-Frequency link inverter based on multiple-carrier PWM[C]. in Proc. IEEE Applied Power Electronics conf., 2002. 997-1003.

收稿日期: 2005-10-05。

作者简介: 孙频东 (1957-), 男, 副教授, 研究方向为电力电子。

(编辑 王彦骏)