单相高频链正弦波逆变器的一种新拓扑

吴胜华 权建洲 钟炎平 吴保芳
（空军预警学院 武汉 430019）

摘要 高频变压器一次侧 H 桥高频逆变产生 MSPWM（Modified SPWM）脉冲波，MSPWM 含有 SPWM 所有信息，但不含调制波的低频分量。二次侧采用倍流同步式周波变换器（CDSC）将其解调为常规的 SPWM 脉冲波，然后滤波得到需要的正弦波输出。这种全桥\CDSC 结构，其特性不同于已有拓扑族中的任何一种。可以方便地实现双向开关、滤波电感的安全换流。无需依据负载电流的极性及换流重叠控制双向开关的换向。消除了该类变换器中固有的电压、电流过冲。拓扑结构简单，硬件投资少。文中分析了 MSPWM 脉冲波及 CDSC 输出的频谱特性，详细解析了新拓扑的工作模式。仿真和实验证实了理论分析的正确性及新拓扑的可行性。

关键词：高频链 改进的正弦脉宽调制 倍流同步式周波变换器 自然换流 双向开关
中图分类号：TM464, TM46

A New Topology of Single-Phase Sinusoidal Inverter With High Frequency Link

Wu Shenghua Quan Jianzhou Zhong Yanping Wu Baofang
（Air Force Early Waming Academy Wuhan 430019 China）

Abstract A new topology of single phase sinusoidal inverter with high-frequency link(HF-L) is proposed. Modified SPWM(MSPWM) pulse sequence is generated by H bridge in primary side of the high-frequency transformer. The MSPWM includes the whole information of SPWM wave except modulation signal low frequency component. Conventional SPWM pulse sequence is demodulated by current doubler synchronous cycloconverter(CDSC) in secondary side. Finally, expectant sine-wave is obtained by filter from the SPWM. This full bridge、CDSC structure is different from prior any kind of this converter family in characteristics. As a result, filtering inductance and bidirectional switches can easily implement natural commutation. Commutation of devices will be independent of load current polarity and commutation overlap of CDSC. Innate voltage and current surge of this sort of converters is overcome. So, control structure can be simply, and hardware investment can be reduced. Spectrum characteristics of MSPWM and output of CDSC, the work principle are deeply analyzed, in this paper. Simulations and experiments show that the theory analysis is correct, and the new topology is feasibility.

Keywords：HF-L, MSPWM, CDSC, nature commutation, bidirectional switch

收稿日期 2010-11-08 改稿日期 2011-02-12

1 引言

HF-L（High-Frequency Link）正弦波逆变器由于剔除了工频变压器使得装置能够高频化、小型轻量化，并且能量可以双向流动。所以自 20 世纪 70 年代初提出之后，40 年来一直是人们研究的热点之一[1-4]。众所周知，本世纪面临着能源与材料紧缺的严峻挑战，深入研究高频链正弦波逆变器对于节能降耗有着重要的意义。然而，同矩阵变换器一样，双向开关的安全换流始终是阻碍其大功率实用

化的技术难点[5]。针对这个问题国内外学者进行了大量的卓有成效地研究。文献[6-8]研究了基于SPWPM（正弦脉宽脉位调制）的控制策略，前端（高频变压器一次侧）调制，后端（高频变压器二次侧）采用桥式或全波式解调的拓扑方案。其优点是双向开关为 ZVS，因滤波电感续流困难，存在电压过冲；文献[9] 提出了 6 种电路拓扑，均采用前端高频逆变等宽方波，后端移相 SPWM 控制。借助周波变换器的换流重叠和输出电流的极性选择，使双向开关为 ZCS。但存在电压、电流波形过零点的畸变，且换流重叠不易控制等问题。

本文在上述研究的基础上，基于前端调制，后端解调的思想，将常规 SPWM 信号经适当的逻辑处理后作为高频逆变器的驱动信号，产生MSPWM 高频脉冲波；后端采用一种新的电路拓扑——倍流同步式整流电路[10]作为解调周波变换器，使之具有前几种拓扑所有优点，并能使前、后端所有的功率开关为软开关：自然换流，无固有的浪涌电压、电流。负载的适应面宽；控制简单，使用双向开关少。本文对此进行了理论分析，并给出了仿真及实验结果。

2 新的电路拓扑

新的电路拓扑如图 1 所示。VT_1～VT_4 组成高频逆变器，用以产生高频、高压 MSPWM 脉冲序列（u_{ab}），通过高频变压器传输到二次侧的CDSC（Current Doubler Synchronous Cycloconverter）。双向开关 S_{11}、S_{21} 为解调开关，其组成方式如图 1 右侧所示。解调后的 SPWM 脉冲，由 L_{f1}、L_{f2}、C_f 滤波便得到需要的正弦波输出。与其他周波变换器相比有以下特点：①高频变压器无中心抽头，二次侧为单绕组，制作方便；②滤波电感电流近似为输出电流的一半。虽然有两个滤波电感，但其磁心及绕组线径比用一个滤波电感要小；③利用两个滤波电感的储能可以在很宽的负载范围内使 VT_1～VT_4 为 ZVS；④$S_{11}(S_{21})$导通时除提供负载电流通道外，还为电感 L_{f2}（L_{f1}）提供续流通道，实现两个电感的自然换流。因而开关两端无电压过冲；⑤S_{11}、S_{21} 为 ZVS，且无需换流重叠时间。因而无换相重叠引起

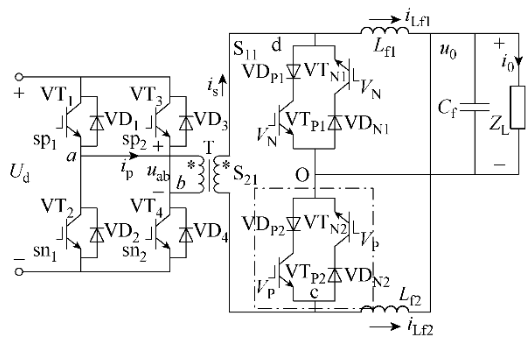


图 1 全桥、CDSC 式拓扑

Fig.1 Topology of full-bridge/CDSC

的电流过冲。

3 工作原理分析

图 2 为 HF-L 正弦波逆变器的工作波形。各信号波形的时序及相位关系如图所示。其中 V_P、V_N 为 S_{11}、S_{21} 的驱动信号，占空比 0.5，且互为反相。高频逆变器驱动信号的逻辑表达式如下：

$$\begin{cases} sp_1 = \mathrm{SPWM} \oplus V_P, & sp_2 = \mathrm{SPWM} \oplus V_P \\ sn_1 = \overline{\mathrm{SPWM}} \oplus V_P, & sn_2 = \overline{\mathrm{SPWM}} \oplus V_P \end{cases} \tag{1}$$

式中，⊕为异或逻辑。

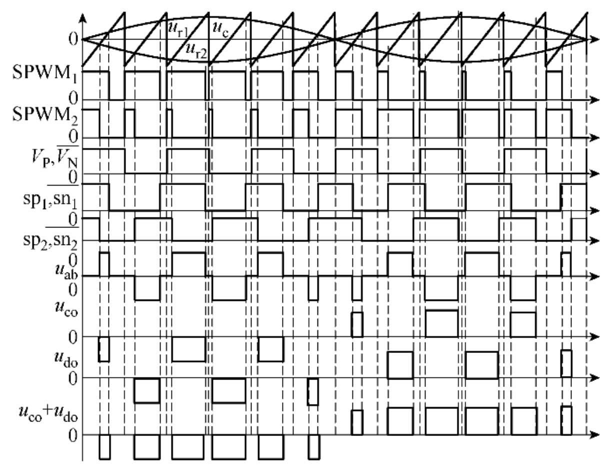


图 2 主要工作波形

Fig.2 Key working waveforms

3.1 高频逆变器输出频谱

逆变输出的 u_{ab} 为 MSPWM 高频交流脉冲波，其傅里叶贝塞尔级数表达式为[7]

$$u_{ab}(\omega_c t, \omega_0 t) = \sum_{n=1,3,5,L}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin\frac{n\pi}{2} \sum_{k=1,3,5,L}^{\infty} J_k\left(\frac{n\pi m_a}{2}\right) \cdot \left[\cos\left(\frac{n\omega_c}{2} - k\omega_0\right)t - \cos\left(\frac{n\omega_c}{2} + k\omega_0\right)t\right] \tag{2}$$

式中，$J_k(\ )$ 为 k 阶贝塞尔函数；ω_0、ω_c 分别为调制波角频率和载波角频率；m_a 为幅度调制比；n 为谐波分组序号；k 为谐波序号。式（2）表明，u_{ab} 不含 ω_0 的低次谐波及 ω_c 的整数倍谐波。高频分量集中在以 $n\omega_c/2$ 为中心的各组谐波中，其边频分量（和频与差频）于中心两边对称分布。最低组（n=1）谐波在 $\omega_c/2$ 处。谐波的幅值为 $4U_d J_k(n\pi m_a/2)\ /n\pi$。第 2 类贝塞尔函数通常六阶之后的边频分量已衰减为零，因此 u_{ab} 可以用高频变压器传输。

3.2　CDSC 输出频谱

周波变换器的作用是将 MSPWM 波解调（恢复）为 SPWM 波。图 2 中 u_{co}、u_{do} 为解调后的 SPWM 脉冲波序列。其傅里叶贝塞尔级数如下

$$u_{co}(\omega_c t,\omega_0 t)=\frac{U_s}{2}m_a\sin\left(\omega_0 t+\pi\right)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{-2U_s}{n\pi}\sum_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}J_k\left(\frac{m_a n\pi}{2}\right)\cdot\left\{\sin\left[\left(\frac{n\omega_c}{2}+k\omega_0\right)t-\frac{n\pi}{2}\right]+\sin\left[\left(\frac{n\omega_c}{2}-k\omega_0\right)t-\frac{n\pi}{2}\right]\right\} \tag{3}$$

式中，U_s 为二次脉冲电压幅值；第一项为期望的基波分量，说明调制波（基波）分量得到了恢复；第二项为谐波分量。

3.3　工作模式分析

图 3 为 CDSC 原理波形。分析之前作以下假定：①所有功率开关、快恢复二极管、电感、电容及变压器均为理想器件。一二次侧匝比 N=1；②滤波电感、电容充分大，$L_{f1}=L_{f2}=L_f$。在一个开关周期内 C_f 两端电压 u_0 基本维持不变；③功率开关在其驱动信号的高电平开通，低电平关断；④Z_L 为感性负载。以 CDSC 的驱动时序为基准，有 6 种工作模式。

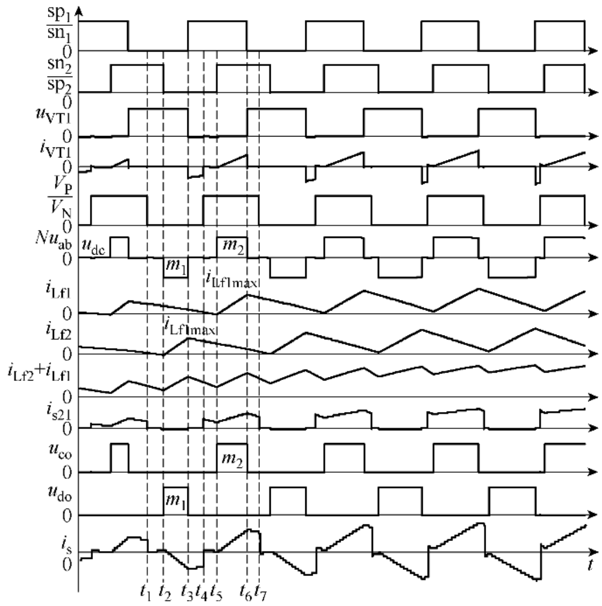


图 3　周波变换器原理波形

Fig.3　Principle waveforms of cycloconverter

（1）工作模式 1　$[t_1\sim t_2]$　（等效电路见图 4a）

$t=t_1$，sn_1、sn_2 高电平，VD_2（VT_2 反偏截止）、VT_4 导通，i_p 为续流状态，$u_{ab}=u_s=0$；V_N 高电平，V_P 低电平。S_{11} 零电压导通，S_{21} 零电压分断，S_{11}、S_{21} 之间换流。i_{Lf1}、i_{Lf2} 分别从 $i_{Lf1}(t_1)$、$i_{Lf2}(t_1)$ 继续线性下降。i_{Lf1} 沿 S_{11} 之 VT_{N1}、VD_{N1} 及负载续流。i_{Lf2} 则沿 VT_{N1}、VD_{N1}、负载和变压器二次续流。其电流方程为

$$\begin{cases}i_{Lf1}(t)=i_{Lf1}(t_1)-\dfrac{u_0}{L_f}(t-t_1)\\ i_{Lf2}(t)=i_{Lf2}(t_1)-\dfrac{u_0}{L_f}(t-t_1)\end{cases} \tag{4}$$

（2）工作模式 2　$[t_2\sim t_3]$　（等效电路见图 4b）

$t=t_2$，sn_2 低电平，VT_4 关断。死区时间 t_d 内 VT_3 尚未开通，i_p 经 VD_2、VD_3 向 U_d 反馈。t_d 之后 sp_2 高电平，VT_3 零电压开通。VT_2 模式 1 已开通。u_{ab} 的极性改变。S_{11} 也于模式 1 已开通，脉冲 m_1 经 L_{f2} 向负载、C_f 提供能量，i_{Lf2} 线性增加。$t=t_3$，$i_{Lf2}=i_{Lf2max}(t_3)$。i_{Lf1} 沿原路径继续向负载释放能量，线性减小。其电流方程为

$$\begin{cases}i_{Lf1}(t)=i_{Lf1}(t_2)+\dfrac{u_0}{L_f}(t-t_2)\\ i_{Lf2}(t)=i_{Lf2}(t_2)+\dfrac{U_d-u_0}{L_f}(t-t_2)\end{cases} \tag{5}$$

（3）工作模式 3　$[t_3\sim t_4]$　（等效电路见图

4c）

t=t_3，sn_1 低电平，VT_2 关断。类似模式 2 的 VT_3、VT_4 换流过程，t_d 之后 VT_1 零电压导通。VT_1、VT_3 导通，i_p 沿 VT_3、VD_1 续流，u_{ab}、u_{cd} 均为零。i_{Lf2} 由最大值与 i_{Lf1} 各自沿原路径线性下降，向负载释放能量。其电流方程为

$$\begin{cases} i_{Lf1}(t) = i_{Lf1}(t_3) - \dfrac{u_0}{L_f}(t - t_3) \\ i_{Lf2}(t) = i_{Lf2\max}(t_3) - \dfrac{u_0}{L_f}(t - t_3) \end{cases} \tag{6}$$

（4）工作模式 4 [t_4～t_5]（等效电路见图 4d）

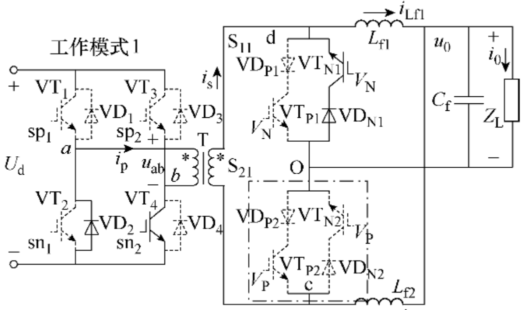
t_4～t_5 前端工作状态不变。t=t_4，V_N 低电平，V_P 高电平。S_{11} 零电压断开，S_{21} 零压导通，两者换流。i_{Lf2} 经负载、S_{21} 之 VT_{P2}、VD_{P2} 续流；而 i_{Lf1} 则经负载、VT_{P2}、VD_{P2} 变压器二次续流，向负载释放能量并线性下降。u_{ab}、u_{cd} 均为零，i_{Lf1}、i_{Lf2} 类似模式 1。

（5）工作模式 5 [t_5～t_6]（等效电路见图 4e）

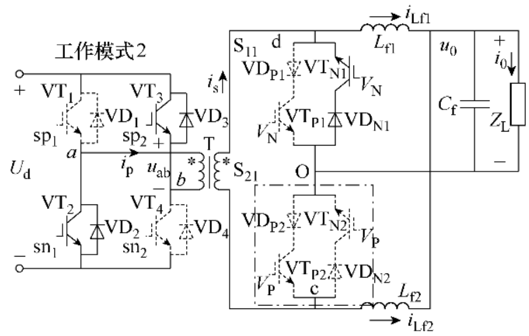
t=t_5，sp_2 低电平，VT_3 截止。i_p 沿 VD_4、VD_1 向 U_d 反馈。t_d 之后 sn_2 高电平，VT_4 零电压开通。VT_1、S_{21} 此前已开通，调宽脉冲 m_2 通过 L_{f1} 向负载及 C_f 提供能量，i_{Lf1} 线性增加，t_6 时刻 i_{Lf1}=$i_{Lf1\max}$（t_6）。i_{Lf2} 沿负载、VD_{P2}、VT_{P2} 继续向负载释放能量并线性下降。i_{Lf1}、i_{Lf2} 变化规律类似模式 2。

（6）工作模式 6 [t_6～t_7]（等效电路见图 4f）

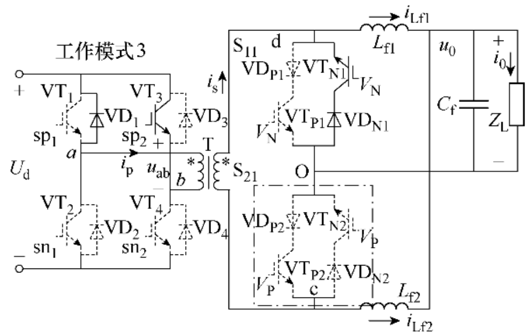
t=t_6，sp_1 低电平，VT_1 截止，t_d 之后 sn_1 高电平，VT_2 零电压导通。i_p 沿 VT_4、VD_2 续流，u_{ab} 为零。i_{Lf1}、i_{Lf2} 沿原路径向负载释放能量、线性下降。变化规律类似模式 3。



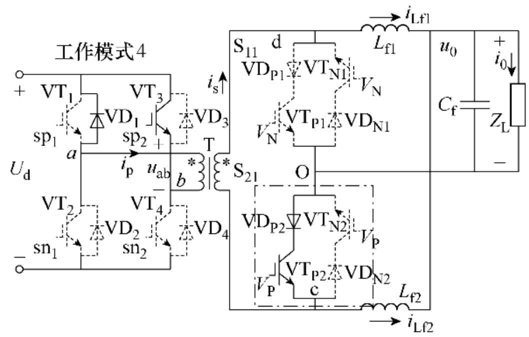
(a) t_1~t_2



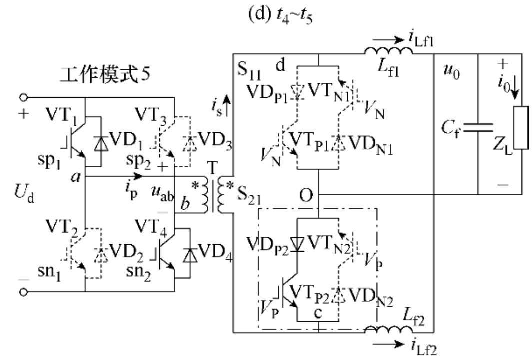
(b) t_2~t_3



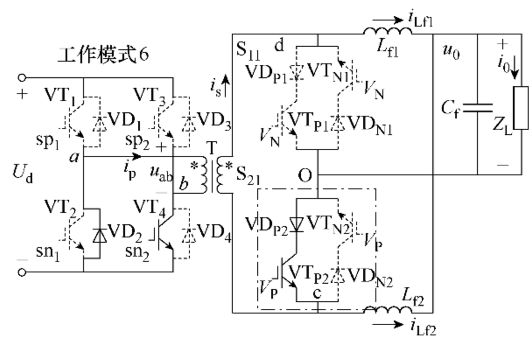
(c) t_3~t_4



(d) t_4~t_5



(e) t_5~t_6



(f) t_6~t_7

图 4　各工作模式等效电路

Fig.4　Equivalent circuits of deferent work modes

t_7之后重复上述工作模式。

3.4　CDSC 的特点

由以上分析知，该周波变换器有如下特点：①工作模式 2、模式 5 为供电模式，电源向负载提供能量。其余为续流模式，L_{f1}、L_{f2}及 C_f的储能维持为负载供电。t_d期间，能量向电源反馈，为前端功率开关提供 ZVS 条件；②S_{11}、S_{21}为 ZVS。二者自然换向，无需提供共态导通时间，避免了电流浪涌；③L_{f1}、L_{f2}自然换流，无电压过冲（浪涌）；④所有功率开关无附加电压、电流应力；⑤L_{f1}、L_{f2}轮流工作，工作频率为开关频率的 1/2，i_{Lf1}、i_{Lf2}之和为输出电流，输出电流纹波小；⑥经 CDSC 解调之后，对应调制波的前半个周期 L_{f1}、L_{f2}的输入端是单极性的 SPWM 波；后半个周期则对应与前半个周期极性相反的单极性 SPWM 波。说明 CDSC 已将 MSPWM 脉冲波解调为常规的 SPWM 脉冲波，SPWM 的全部信息得到了恢复。

4　仿真与实验验证

4.1　仿真验证

在理论分析的基础上，运用 OrCAD10.5 仿真软件对该电路拓扑的不同工况，如感性、纯感性、容性、纯容性、阻性和空载等进行了深入、全面 地仿真验证。主要仿真参数为：U_d=300V，L_{f1}＝L_{f2}＝1.2mH，C_f=10μF。锯齿波载波频率 f_c=40kHz，调制波（输出）频率 f_r=50Hz。经式（1）逻辑处理后，前端开关频率为 20kHz。N=2.52。感性负载 L= 10mH、R=40Ω。纯感性负载 L=136mH。容性负载 C=1 100μF、R=40Ω。纯容性负载 C=74μF。阻性负载 R=42Ω。输出 50Hz，220Vrms，功率 P=1kA•V。图 5a、图 5b 分别为 u_{ab}、u_{do}的仿真频谱。频谱表明，高频逆变输出 u_{ab}不含基波，只有开关频率 20kHz 以上的高频分量，适合高频变压器传输。经周波变换之后滤波器两端电压又恢复了 50Hz 的基波分量，幅值为 310V。图 5c～图 5f 则分别示出了感性负载条件下 i_{Lf1}、i_{Lf2}、i_s及双向开关 S_{21}的电压、电流波形。输出电压总谐波含量 THD=0.2%。由于篇幅限制，其他仿真波形未能尽数收入。图 5g～图 5j 仅给出了纯感性、纯容性负载条件下，同一时段 S_{21}的电压、电流波形。从仿真波形可以看出双向开关的电压、电流波形干净无毛刺，不存在该类变换器固有的电压、电流过冲，实现了安全换流及软开关。

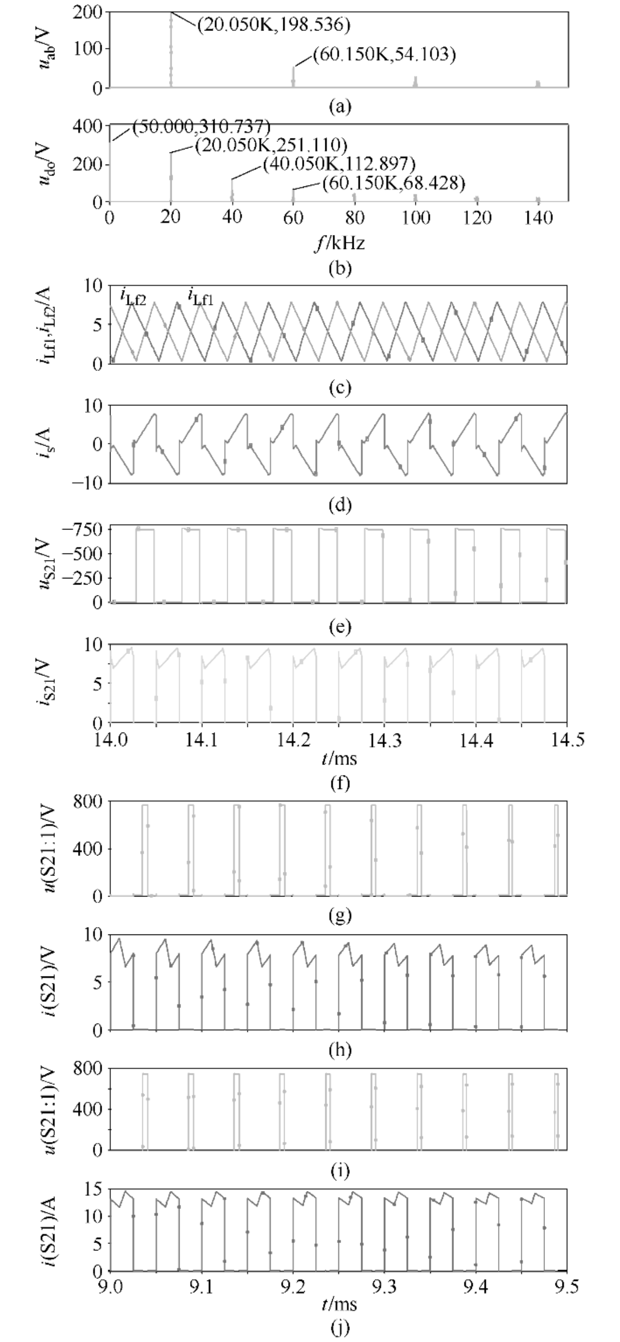


图 5　仿真频谱与波形

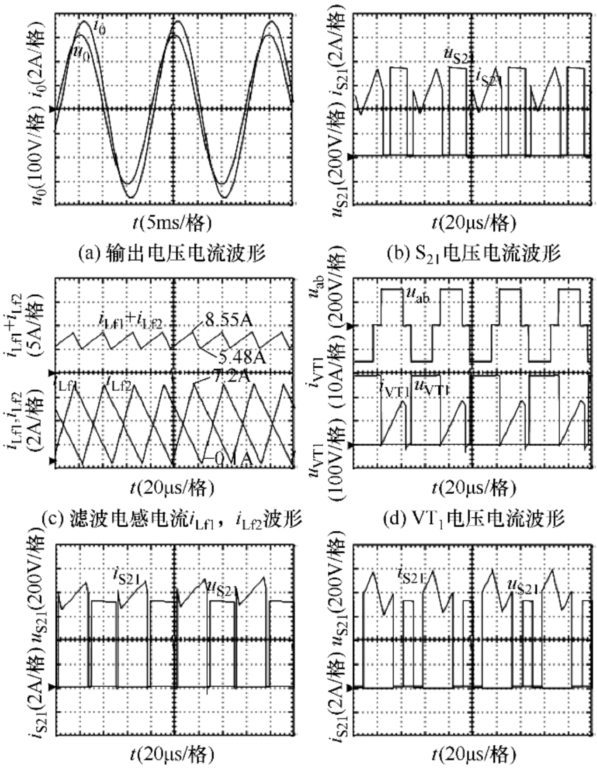
Fig.5　Spectrums and waveforms of modulation

4.2　电路实验

依照图 1 所示的电路拓扑，进行了电路实验。实验所采用的技术参数，输入、输出特性与仿真相同。N=2.58。VT_1～VT_4：SKW30N60HS　IGBT。S_{11}、S_{21}：IKW25T120　　IGBT，快恢复二极管：IDP30E120。

实验波形如图 6 所示。图 6a～图 6d 均为感性

负载条件下的实验波形。图 6a 为输出电压、电流波形和电流相位滞后电压。输出电压总谐波含量 THD=2.8%，电压、电流波形过零点无畸变。图 6b 为双向开关 S_{21} 的电压、电流波形，它反映了双向开关的软开关特性及二次电流半个周期的情况。由于实现了安全换流，波形干净无毛刺。图 6c 为 i_{Lf1}、i_{Lf2} 及二者之和的波形，由于其电流是连续模式（CCM），不会因间断而引起电压过冲。图 6d 上部为一次电压波形，前、后沿均干净无毛刺。下部为 VT_1 的电压、电流波形，该波形也反映了 VT_1 的软开关特性。图 6e、图 6f 分别为纯感性及纯容性负载 S_{21} 的电压、电流波形。实验与仿真结果十分吻合。



(a) 输出电压电流波形 (b) S_{21}电压电流波形
(c) 滤波电感电流i_{Lf1}，i_{Lf2}波形 (d) VT_1电压电流波形
(e) 纯感性负载S_{21}电压、电流波形 (f) 纯容性负载S_{21}电压、电流波形

图 6 实验波形

Fig.6 Experimental waveforms

5 结论

（1）本文提出的新拓扑是高频逆变器、高频变压器与 CDSC 结构，解调方式有别于其他拓扑。唯一的缺点是多了一只滤波电感。

（2）前端 H 桥高频逆变工作于 MSPWM 方式。逆变输出为已调波，含有 SPWM 信息，但无调波的低频成分，可以通过高频变压器传输。不同于双极性移相控制高频脉冲交流环节的工作模式。

（3）双向开关自然换流，无感性关断引起的电压过冲，无换相重叠引起的电流浪涌。

（4）仿真和电路实验表明了这种新拓扑的优越性及理论分析的正确性。

参考文献

[1] De D, Rmanarayanan V. A DC-to-three-phase-AC high-frequency link converter with compensation for nonlinear distortion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(11): 3669-3677.

[2] Zhu Li, Zhou Keliang, Zhu Wenjie, et al. High frequency link single-phase grid connected PV inverter[C]. IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Stems, 2010: 133-137.

[3] De D, Ramanarayanan V. A proportional +multiresonant controller for three-phase four-wire high-frequency link Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 5(4): 899-906.

[4] 吴胜华，钟炎平，权建洲．高频链矩阵式正弦波变换器研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(9): 11-13.
Wu Shenghua, Zhong Yanping, Quan Jianzhou. Research on matrix sinusoidal converter with high frequency link [J]. Power Electronics, 2010, 44(9): 11-13.

[5] Idris Z, Noor S Z M, Hamzah M K. Safe commutation strategy in single phase matrix converter[C]. IEEE Power Electronics and Drives Systems, 2005: 886-891.

[6] Li Hui, Li Xiaobo, Hu Tianyou. Simulation of SPWPM high-frequency link inverter for EPS[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2008: 1106-1110.

[7] 吴保芳，张胜发，权建洲，等．新型 SPWPM 模式变换器高频连原理分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 57-61.
Wu Baofang, Zhang Shengfa, Quan Jianzhou, et al. High frequency link principle analysis on novel SPWPM model converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12)57-61.

[8] 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, 37.
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, 37.

[9] 陈道炼，张友军，李磊．双极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究 [J]．电源技术应用 , 2005, 8(3): 1-6.
Chen Daolian, Zhang Youjun Li Lei. Research on double polarities phase shifting controlled inverters with high frequency pulse AC Link[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2005, 8(3): 1-6.

[10] 蔡拥军，叶欣．倍流同步整流在 DC-DC 变换器中工作原理分析．电源技术应用 , 2005, 8(3): 15-18.
Cai Yongjun Ye Xin. Analysis of current-double synchronous in DC-DC converters[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2005, 8(3): 15-18.

作者简介:吴胜华　男，1974 年生，硕士，讲师，主要从事电力电子变换技术的研究。 权建洲　男，1971 年生，博士，讲师，主要从事电力电子技术及伺服控制技术的研究。