

一种准正弦波逆变电源的设计

杨文通,李帅,刘志峰,张爱平,王建华

(北京工业大学机械工程与应用电子技术学院,北京 100124)

摘要:采用高频多级逆变方案设计的一款准正弦逆变电源。此电源以 12V 直流电输入,经过高频逆变整流环节(DC-DC)和 PWM 逆变环节(DC-AC),在输出终端得到高质量的准正弦交流电。并对遇到的电磁干扰问题进行分析 and 排除。由于采用集成逻辑芯片和高频变压器,使得电源体积小,成本低,转换率高。

关键词:工频逆变器;高频多级逆变;准正弦波;电磁干扰

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671—3133(2009)11—0143—04

A design of quasi-sine wave inverter

YANG Wen-tong, LI Shuai, LIU Zhi-feng, ZHANG Ai-ping, WANG Jian-hua

(College of Mechanical Engineering and Applied Electronics Technology,

Beijing University of Technology, Beijing 100124, CHN)

Abstract: Describes a quasi-sine inverter, using high-frequency multi-level method. Input 12V DC, through a high-frequency inverter circuit (DC-DC) and a PWM inverter circuit (DC-AC). Finally, high-quality quasi-sinusoidal AC was achieved. The electromagnetic interference problem is analyzed and ruled out. Since the use of an integrated logic chips and high-frequency transformers, power supply makes small size, low cost, high conversion rate.

Key words: frequency inverter; multi-stage and high-frequency inverter; quasi-sine wave; electromagnetic interference

0 引言

石油、天然气和煤等一次性能源日益枯竭,再生能源将逐渐成为人类使用的主体能源,也使用电方式产生重大变革。在实际的电源系统中,有时需要把直流电转换成交流电供负载使用,这种把直流电变回交流电的过程,就是逆变。在已有的很多种电源中,如蓄电池、太阳能电池等都是直流电源,当需要这些电源向交流负载供电时,就需要逆变。因此,逆变技术在新能源的开发与利用领域有着至关重要的地位。

准正弦波是一种基本符合正弦规律的方波,可以给大部分电器供电,特别是家用电器,如电视机,电灯等。准正弦波输出逆变器实现电路法与正弦的相比,由于不需要输出滤波电感,准正弦波逆变器的体积更小、重量更轻,制作成本也更加低廉,所以应用前景也更为广泛。

1 总体设计方案

本设计要实现的功能是将 12V 蓄电池里面的电能通过逆变器的转换,给电器提供稳定的 220V、50Hz

的准正弦波(方波)。从结果看逆变器必须完成两部分的变换:电压变换和频率变换。随着逆变技术的发展和更高性能电子元器件的出现,逆变电源的实现方法也层出不穷。目前有两种比较常用的方案可实现这种从直流到交流的逆变过程。

1) 工频变压器形式的单级逆变主电路(DC-AC)。先频率变换,后升压变换的工频变压器主电路,如图 1 所示。这种方案先通过由四个开关管组成的全桥逆变电路完成频率变换,再用工频变压器升压。

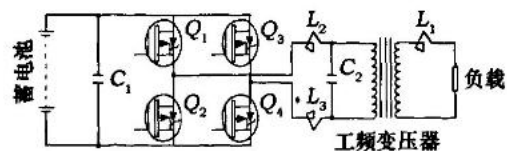


图 1 工频逆变主电路

2) 高频变压器形式的多级逆变主电路(DC-AC-DC-AC)。先升压,后频率变换的高频升压器形式,如图 2 所示。直流电从蓄电池出来后经过推挽逆变电路,在推挽电路里面高频逆变成高频交流电;然后经过高频变压器升压和滤波整流电路变成直流电;再通过一个全桥逆变电路和滤波电路变为所需的交流电。

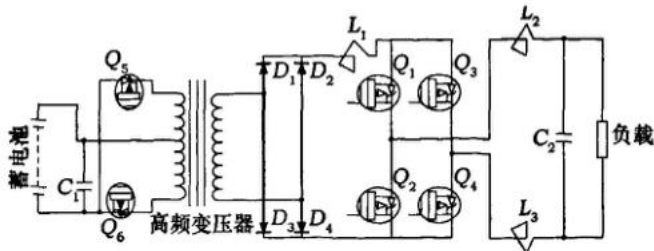


图2 高频多级逆变主电路

比较两种方案,后者由于主体电路里采用高频变压器,使逆变电源的体积和价格都大幅下降,而且转换效率高。在本项目的设计中采用了第二种方案,电路的具体实现框架,如图3所示。

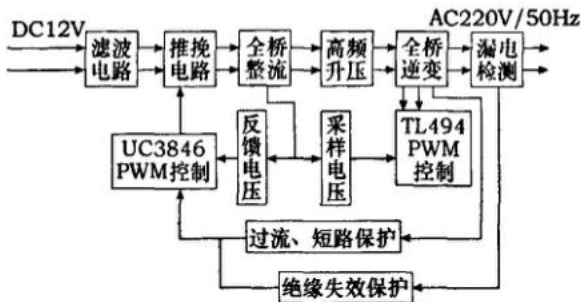


图3 电路实现框架

该电源主电路由滤波电路、推挽升压电路、全桥整流电路、高频变压器、全桥逆变电路和漏电检测电路等组成。

2 前级电路(DC-AC-DC)的实现

2.1 推挽高频升压电路

图4所示为推挽高频升压整流滤波电路,其中 Q_5 和 Q_6 为两个共负极的功率开关元件, T_1 为带中心抽头的高频升压变压器。整流电路采用适合输出高压的全桥整流电路, L_1 和 C_1 构成输出滤波电路。在功率开关管加上驱动导通信号,当 Q_5 导通、 Q_6 截止时,变压器输出端电压上负下正;当 Q_6 导通、 Q_5 截止时,变压器输出端电压上正下负。若控制信号交替驱动两个功率管,则经过变压器耦合产生高压高频方波交流电压,然后经过后面整流滤波电路变为高压直流电。

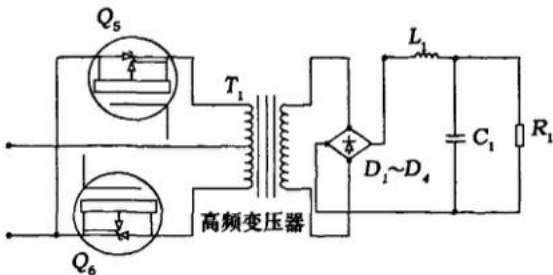


图4 推挽高频升压整流滤波电路

2.2 开关管的选择

在此电路的设计中采用了多级逆变的电路结构,其前级推挽电路与后级全桥逆变电路都用到了功率开关管。在图4所示推挽电路中,当 Q_5 导通时,高频变压器原边电压上负下正,通过 Q_5 的电压为 $I_{DS}R_{DS}$ (R_{DS} 为MOSFET通态高阻),此时,加在变压器原边上部分的方波电压为 $V_{in} - I_{DS}R_{DS}$,在半个周期中持续时间为 T_{on} 。设变压器两副边匝数与原边匝数相等,整流二极管的正向压降为 V_D ,则输出的直流电压 V_o 为:

$$V_o = [(V_{in} - I_{DS}R_{DS})(N_s/N_p) - 2V_D] \frac{2T_{on}}{T} \dots\dots\dots (1)$$

式中: V_{in} 为输入直流电压; I_{DS} 为功率管漏源电流; R_{DS} 为功率管通态高阻; N_s 为变压器次级线圈匝数; N_p 为变压器初级线圈匝数; V_D 为整流二极管的正向压降; T_{on} 为功率管半周期持续导通时间; T 为方波周期。

由于 $I_{DS}R_{DS}$ 和 V_D 都比较小,可以忽略,令 $D = T_{on}/T$,并忽略开关管的导通压降,则功率管承受的最大电压 V_{DSMAX} 为:

$$V_{DSMAX} = 2V_{in} \dots\dots\dots (2)$$

由上推理可知,推挽电路中开关管承受的最高稳态电压为最大输入电压的两倍。由于 $V_{DSMAX} = 28V$,考虑到变压器漏感引起的电压尖峰的影响,取系数 $K = 1.3$,即选择MOSFET的电压必须大于 $1.3 \times 28V = 36.4V$ 。一般在低压时选择MOSFET。全桥整流负载电流 I_o 为:

$$I_o = \frac{1.1P_o}{0.9U_o} \dots\dots\dots (3)$$

式中: U_o 为全桥整流负载电压; P_o 为负载输出功率。

当 $P_o = 100W$, $U_o = 12V$ 时,可得功率管MOSFET流过的直流电流最大值 I_{oMAX} 为:

$$I_{oMAX} = \frac{1.1P_o}{0.9U_o} = 10.78A \dots\dots\dots (4)$$

一般允许电压峰值时的电流峰值为最大值的3倍,即: $10.78A \times 3 = 32.34A$ 。在此选用开关管IRF3205,其参数:电压为55V,电阻为8.0mΩ,电流为110A。

2.3 产生PWM波芯片选择

UC3846是一款双端输出的电流控制型脉宽调制器(PWM)芯片,它对外部电路要求简单,具有电流限制、欠压锁定、软启动及关断、不需要外接元件和可实现同步等功能。UC3846内部有5.1V的基准电源,误差精度为±1%,可作为内部低电平电路的电源及基准电源,也可作为外部基准电压。UC3846的输出采

用图腾柱输出,灌拉电流分别可达 100mA 和 400mA,可以直接驱动开关管 MOSFET。芯片内部的振荡器单元通过外接电阻 R_T 提供恒定放电电流 12mA 给外接电容 C_T 充电,产生线性锯齿波,锯齿波振荡频率 f_T 为:

$$f_T = \frac{2.2}{R_T C_T} \dots\dots\dots (5)$$

在本系统中由于选用的高频变压器工作频率为 40kHz,于是外接电阻 R_T 取 48kΩ,外接电容 C_T 取 1000pF。

3 后级电路(DC-AC)的实现

1)单相桥式逆变电路和输出波形如图 5 所示。全桥逆变电路的工作需要两组相位相反的驱动脉冲分别控制两对开关管,使 Q_1 、 Q_4 同时通断和 Q_2 、 Q_3 同时通断。输入直流电压为 V_{cc} , R 代表逆变器的负载。当开关 Q_1 、 Q_4 接通时,电流流过 Q_1 、 R 和 Q_4 ,负载上的电压极性是左正右负;当开关 Q_1 、 Q_4 断开, Q_2 、 Q_3 接通时,电流流过 Q_2 、 R 和 Q_3 ,负载上的电压极性反向,把直流电变成了交流电。改变两组开关的切换频率就可以改变输出交流电频率,得到的是正负半周对称的交流方波电压。负载为纯阻型时,负载电流电压波形相同,相位也相同;负载为感性时,电流滞后于电压,波形也不同。

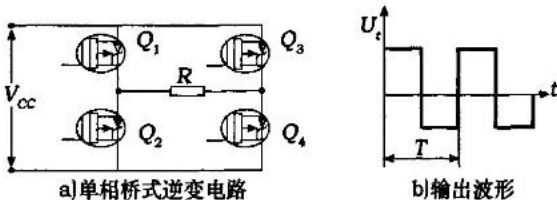


图 5 单相桥式逆变电路及其输出波形

2)产生 PWM 波芯片选择。TL494 是一种固定频率脉宽调制电路,它包含开关电源控制所需的全部功能,集成了全部的脉宽调制电路,具有内置线性锯齿波振荡器和 5V 参考基准电压源,以及可提供 500mA 的驱动能力功率晶体管;外置振荡元件仅两个,可用于调整死区时间;使用外置偏置电路时,可提供高达 10mA 的负载电流。在典型的 0~70℃ 温度范围、50mV 温漂条件下,该基准电压源能提供 ±5% 的精确度。其内置线性锯齿波振荡器的振荡频率可通过外置振荡元件电阻 R_T 和电容 C_T 进行调节,其振荡频率 f_T 为:

$$f_T = \frac{1.1}{R_T C_T} \dots\dots\dots (6)$$

经过全桥逆变电路后输出 50Hz 的电流,则本电

路中外置电阻 R_T 取 2kΩ,外置电容 C_T 取 10μF。

4 PCB 电磁兼容可靠性分析

由于本设计中使用了 UC3846,TL494 等数字逻辑器件,而且前级高频逆变的频率高达 40kHz,因此在印刷线路板(PCB)的布局、布线过程中必须考虑电磁干扰(EMI)的影响。在布局、布线过程中采取下列措施来完成电磁兼容。

1)模拟部分与数字部分分开。在本项目中模拟电路和数字电路并存,数字电路在高低电位切换时会在电源和地之间产生噪声,在模拟区域的电路非常接近时会被地噪声干扰。因此在布局中最好把数字电路和模拟电路安排在不同的层上。如果在一个布线层上,可以采用开沟、加接地条线和分割线等措施将模拟部分和数字部分分开布局。

2)采用 20-H 规则减少边缘效应。由于电源层与地层之间的电场变化,板的边缘会向外辐射电磁干扰。为了减少这种干扰,将电源平面的物理尺寸设计得小于与其相临近的地平面 20H(H 为电源平面和地平面之间的距离),如图 6 所示。这样可以将电源对附近电路的耦合能量减少 70%。

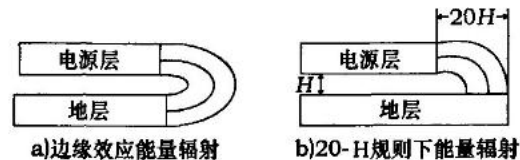


图 6 20-H 规则减少边缘效应

3)布线规整,流畅。采用低密度布线设计,信号线粗细保持一致;采用避免输入、输出导线相邻和长距离平行走线,以及增大线条间距减少电场干扰;避免使用 90°拐角,采用圆弧或 135°角,使线路阻抗保持一致。

5 结语

本研究针对传统工频逆变电源体积重,价格昂贵,转换效率低下等弊端,采用高频多级逆变的方案设计了一款准正弦波电源。逆变电源分前后两级,主要完成升压整流和准正弦波逆变输出的功能。另外为了保证电源的可靠性,还加入了绝缘保护、欠压保护和过载保护等功能。针对本设计中出现的电磁干扰问题,在 PCB 的布局、布线过程中提出了相应的解决办法。本电源价格低,重量轻,转换率好,有很好的市场前景。

(下转第 75 页)

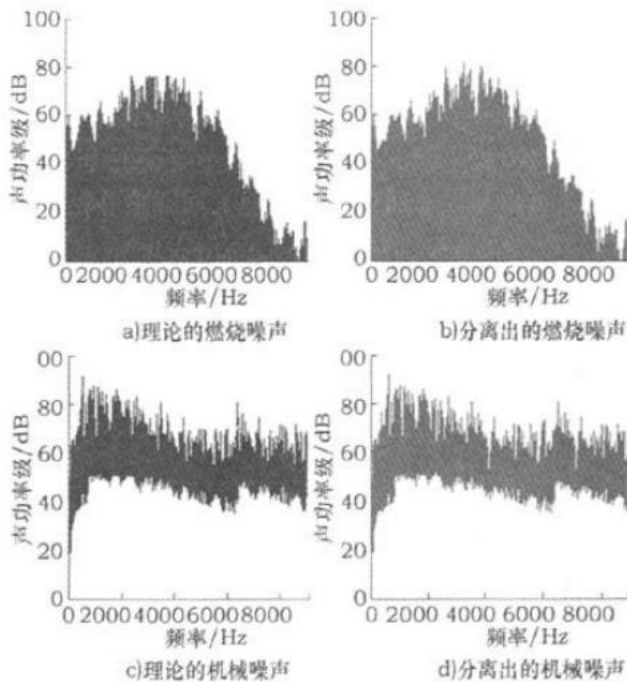


图5 分离噪声与理论噪声频谱对比

1) 目前内燃机噪声识别方法多种多样,但采用改变点火(喷油)提前角方法,所需测量的原始数据较少,识别的精度较高,能同时较准确地得到机械噪声和燃烧噪声的频谱和声功率级。

2) 在完成一次识别后,得到该内燃机的燃烧噪声和缸压谱之间的传递函数,可以用于其他工况下燃烧噪声和机械噪声的识别分离。

参考文献:

[1] 葛楠,刘月辉.独立分量分析在内燃机噪声信号分离中的应用[J].天津大学学报,2006,39(4):454-457.
 [2] 魏凯,毕凤荣.发动机燃烧噪声与机械噪声对整机贡献度的实验研究[J].小型内燃机与摩托车,2007,36(4):82-84.
 [3] 卫海桥,舒歌群.内燃机缸内压力与燃烧噪声的研究[J].燃烧科学与技术,2004,10(1):56-61.
 [4] 郑栋梁,李中付,华宏星.内燃机燃烧噪声与机械噪声的测试方法[J].噪声振动与控制,2002(3):44-48.
 [5] 唐治宏,卢福宁,欧阳石坤,等.内燃机噪声虚拟实验测试系统研究[J].现代制造工程,2008(8):77-79,91.
 [6] 成礼智,郭汗伟.小波与离散变换理论与工程实践[M].北京:清华大学出版社,2005.
 [7] 卫海桥,舒歌群,梁兴雨,等.燃烧噪声一级影响模型的多元回归分析[J].内燃机工程,2006,27(4):66-69.

作者简介:刘永超,硕士,主要研究方向:汽车振动噪声控制。

邓兆祥,教授,博士生导师,主要研究方向:汽车振动噪声控制、车辆系统动力学与控制、车辆结构分析、计算机辅助设计。

E-mail:lyc_cqu@163.com

收稿日期:2009-03-09

(上接第 145 页)

参考文献:

[1] 郑国川.输出准正弦波的逆变电源[J].电子制作,2000(3).
 [2] 李程,胡敏,邓焰.一种修正正弦波输出逆变电源的设计[J].机电工程,2008(1).
 [3] 洪秋媛.一种电路简单输出电压为准正弦波的逆变电源[J].矿山机械,2004(7).
 [4] 李哲.基于 PWM 技术的 220V/20A 高频开关电源的开发[D].上海:上海海事大学,2004.
 [5] 汤才刚,朱红涛,李莉,等.基于 PWM 的逆变电路分析[J].现代电子技术,2008(1).
 [6] 周樾.PWM 逆变电源瞬时值反馈控制技术研究[D].武汉:华中科技大学,2006.
 [7] Jonathan Dodge,张建.新型 PTIGBT 型开关管与 MOSFET 型开关管的性能比较[J].电子产品世界,2003(22).

[8] 任瑞方.MOSFET 和 IGBT 性能的比较[J].黑龙江通信技术,2001(1).
 [9] 向红权,苏先海,王瑛.PCB 设计中的电磁兼容性[J].现代电子技术,2006(6).
 [10] 刘建斌,孙军,田智会.电磁兼容与电路板的可靠性设计[J].电子工艺技术,2006(5).

作者简介:李帅,硕士研究生,主要从事逆变电源原理与设计方面的研究。

刘志峰,副教授,研究方向:数字化设计与制造、机械传动、制造信息化与信息管理系统、CIMS。

杨文通,教授,研究方向:C3P,网络化设计与制造,可视化技术。

E-mail:lishuaijob@yahoo.cn

收稿日期:2009-08-11