

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02M 7/5387

H02M 3/335



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02131366.0

[43] 公开日 2004 年 4 月 14 日

[11] 公开号 CN 1489272A

[22] 申请日 2002.10.8 [21] 申请号 02131366.0

[71] 申请人 中国科学院电工研究所

地址 100080 北京市海淀区中关村北二条 6 号

[72] 发明人 张玉明 孙晓 孔力

[74] 专利代理机构 北京中原华和知识产权代理有限公司

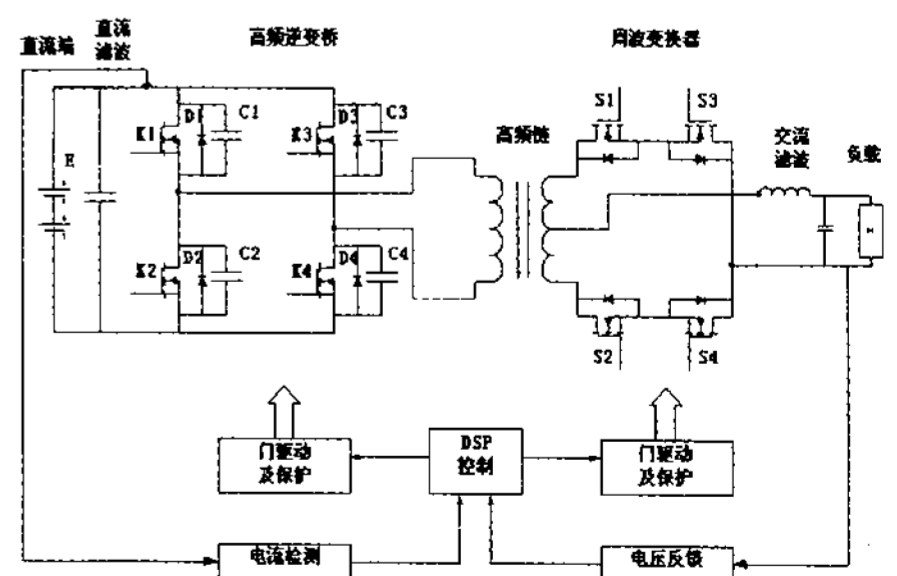
代理人 寿宁 张华辉

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 5 页

[54] 发明名称 基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器

[57] 摘要

本发明涉及一种将直流电变换为交流电的逆变器，特别是涉及一种基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，包括高频逆变桥、高频链变压器、周波变换器、LC 交流滤波器、DSP 核心控制电路、MOS 管驱动电路、检测反馈电路、辅助电源。本发明采用基于 DSP 的纯数字控制技术，省去了三角波和正弦波基准的发生和比较电路、模拟 PID 调节器等模拟电路，充分利用 DSP 的高速计算能力和功能强大的集成外设，实现了高频链逆变器的整个控制。DSP 集成度很高，进一步减小了逆变器的尺寸，体积小、重量轻、结构简单、输出质量好。



1、一种基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于包括高频逆变桥、高频链变压器、周波变换器、LC 交流滤波器、DSP 核心控制电路、MOS 管驱动电路、检测反馈电路、辅助电源，其中：

该高频逆变桥的 4 个 MOS 管为全桥结构，每个 MOS 管的 DS 间反并有一个快恢复二极管；

该高频链变压器原边和副边各一个绕组，副边绕组有中间抽头；

该周波变换器由 4 个 MOS 管组成，每个 MOS 管的 DS 间反并有一个快恢复二极管，每两个 MOS 管的 S 极相连构成一个双向开关，两个双向开关一端相连，另一端分别连在副边绕组的两端；

该 LC 交流滤波器一端连在副边绕组的抽头，另一端连在两个双向开关的公共连接端；

该 DSP 核心控制电路有逻辑驱动信号接口和 AD 采集信号输入接口，分别和所述 MOS 管驱动电路和检测反馈电路相连；

该 MOS 管驱动电路输出 8 路驱动信号，直接和 8 个 MOS 管的 GS 端相连；

该检测反馈电路有电流传感器和电压传感器，分别与直流输入端和交流输出端相连；

该辅助电源给 DSP 核心控制电路、MOS 管驱动电路和检测反馈电路提供隔离电源。

2、根据权利要求 1 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于有两个功率变换环节，逆变方式为“低压直流→低压高频 SPWM 脉冲→高压工频正弦波”，高频 SPWM 脉冲的脉宽按正弦规律变化，相邻两个脉冲极性相反，高频 SPWM 脉冲序列的周期为 100Hz，对应半个工频正弦波。

3、根据权利要求 1、2 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于高频 SPWM 脉冲的产生采用移相软开关的方法，逆变桥的 4 个 MOS 管工作在移相控制方式，每个 MOS 管都在零电压条件下导通，按正弦规律调节相位差，形成精确的高频 SPWM 脉冲。

4、根据权利要求 1 和 2 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于采用 TI 公司的 TMS320F240 DSP 的两个全比较单元产生移相驱动信号。

5、根据权利要求 1 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于周波变换器的 4 个 MOS 管构成了两个双向开关，每个双向开关的两个开关方向各开通半个工频周期，将高频 SPWM 脉冲转换成工频 SPWM 脉冲，并形成完整的工频正弦波。

6、根据权利要求 1 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征

在于 DSP 核心控制电路以 TI 公司的 TMS320F240DSP 为主控芯片，以两片 CY7C19920 高速 RAM 外扩了 32k 字的程序和数据存储器，电路上有 8 路逻辑驱动信号的输出接口和 2 路 AD 采集信号的输入接口。

7、根据权利要求 1 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于 DSP 核心控制电路和 MOS 管驱动电路、检测反馈电路均为独立的电路板，三者之间用两条扁平电缆及双排标准插头插座相连。

8、根据权利要求 1 所述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其特征在于辅助电源为 DC/DC 多路输出，输入端为逆变器的直流电源端，多路隔离输出分别给 DSP 核心控制电路和 MOS 管驱动电路、检测反馈电路供电，强电弱电完全电气隔离。

基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器

技术领域

本发明涉及一种将直流电变换为交流电的逆变器，特别是涉及一种基于 DSP 的纯数字控制技术，结构简单、输出质量好的高性能全桥高频链逆变器。

背景技术

逆变器是将直流电变换为交流电的电力设备，在新能源的开发和利用、UPS 技术以及小型独立供电系统（如飞机、汽车、轮船）等领域有着广泛的应用。其中，低压直流电到工频高压交流电（220V50Hz）的逆变器，是应用最为广泛的一种逆变器。传统的逆变器工作频率低，一般为 50Hz，升压变压器体积和重量很大。随着电力电子技术的迅猛发展，高功率密度和高效率已经成为电力电子功率变换器不断追求的目标。提高工作频率可以大大减小变压器的体积和重量，因此，高频链技术是提高电力电子功率变换器的功率密度的根本技术。

由于高频链逆变技术较为复杂，现有的一些高频链逆变方案实现上一般采用传统的模拟电路技术，如三角波和正弦波基准的发生和比较电路、模拟 PID 调节器等，在开关技术上主要采用硬开关技术。采用模拟控制电路使得电路结构复杂、可靠性不高、参数依赖性强；而开关损耗是和开关频率成正比的，硬开关技术的开关损耗比较大，这不利于逆变器的工作频率的提高。

由此可见，上述现有的模拟电路的高频链逆变器仍存在有诸多的缺陷，而亟待加以进一步改进。

随着微处理器技术的迅猛发展，数字化技术不断提高，使用高性能高集成度的数字电路研制新一代功率变换器已经成为可能。数字电路具有速度快、可靠性好、可移植性强的优点，而且能通过复杂的计算实现丰富灵活的控制策略。近年来，数字化技术实际上已成为电力电子技术发展的一个重要动力。

有鉴于上述情况，本发明人基于丰富的实务经验及专业知识，积极加以研究创新，经过不断的研究、设计，并经反复试作样品及改进后，终于创设出确具实用价值的本发明。

发明内容

本发明所要解决的主要技术问题在于，克服现有的模拟电路的高频链逆变器存在的诸多缺陷，提供一种基于 DSP 的纯数字控制技术，结构简

单、输出质量好的高性能全桥高频链逆变器。

本发明解决其主要技术问题是采用以下技术方案来实现的。

依据本发明所提出的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,包括高频逆变桥、高频链变压器、周波变换器、LC 交流滤波器、DSP 核心控制电路、MOS 管驱动电路、检测反馈电路、辅助电源,其中:

该高频逆变桥的 4 个 MOS 管为全桥结构,每个 MOS 管的 DS 间反并有一个快恢复二极管;

该高频链变压器原边和副边各一个绕组,副边绕组有中间抽头;

该周波变换器由 4 个 MOS 管组成,每个 MOS 管的 DS 间反并有一个快恢复二极管,每两个 MOS 管的 S 极相连构成一个双向开关,两个双向开关一端相连,另一端分别连在副边绕组的两端;

该 LC 交流滤波器一端连在副边绕组的抽头,另一端连在两个双向开关的公共连接端;

该 DSP 核心控制电路有逻辑驱动信号接口和 AD 采集信号输入接口,分别和所述 MOS 管驱动电路和检测反馈电路相连;

该 MOS 管驱动电路输出 8 路驱动信号,直接和 8 个 MOS 管的 GS 端相连;

该检测反馈电路有电流传感器和电压传感器,分别与直流输入端和交流输出端相连;

该辅助电源给 DSP 核心控制电路、MOS 管驱动电路和检测反馈电路提供隔离电源。

本发明解决其主要技术问题还可以采用以下技术措施来进一步实现。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,有两个功率变换环节,逆变方式为“低压直流→低压高频 SPWM 脉冲→高压工频正弦波”,高频 SPWM 脉冲的脉宽按正弦规律变化,相邻两个脉冲极性相反,高频 SPWM 脉冲序列的周期为 100Hz,对应半个工频正弦波。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,其中高频 SPWM 脉冲的产生采用移相软开关的方法,逆变桥的 4 个 MOS 管工作在移相控制方式,每个 MOS 管都在零电压条件下导通,按正弦规律调节相位差,形成精确的高频 SPWM 脉冲。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,其中采用 TI 公司的 TMS320F240 DSP 的两个全比较单元产生移相驱动信号。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,其中周波变换器的 4 个 MOS 管构成了两个双向开关,每个双向开关的两个开关方向各开通半个工频周期,将高频 SPWM 脉冲转换成工频 SPWM 脉冲,并形成完整的工频正弦波。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器,其中 DSP 核心控制电路以

TI 公司的 TMS320F240DSP 为主控芯片，以两片 CY7C19920 高速 RAM 外扩了 32k 字的程序和数据存储器，电路上有 8 路逻辑驱动信号的输出接口和 2 路 AD 采集信号的输入接口。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其中 DSP 核心控制电路和 MOS 管驱动电路、检测反馈电路均为独立的电路板，三者之间用两条扁平电缆及双排标准插头插座相连。

前述的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，其中辅助电源为 DC/DC 多路输出，输入端为逆变器的直流电源端，多路隔离输出分别给 DSP 核心控制电路板和 MOS 管驱动电路板、检测反馈电路板供电，强电弱电完全电气隔离。

本发明与现有技术相比具有明显的优点和有益效果。由以上的技术方案可知，本发明采用基于 DSP 的纯数字控制技术，省去了三角波和正弦波基准的发生和比较电路、模拟 PID 调节器等模拟电路，充分利用 DSP 的高速计算能力和功能强大的集成外设，实现了高频链逆变器的整个控制。DSP 集成度很高，进一步减小了逆变器的尺寸，体积小、重量轻、结构简单、输出质量好。在主电路拓扑上采取了全桥变换器结构。全桥变换器结构具有控制灵活、输出质量好，是大功率输出变换器的主流拓扑。本发明基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器，具有上述优点及实用价值，且在同类产品中均未见有类似的结构设计公开发表或使用，其不论在结构上或功能上皆有较大的改进，且在技术上有较大的进步，并产生了好用及实用的效果，而确实具有增进的功效，从而更加适于实用，诚为一新颖、进步、实用的新设计。

上述说明仅是本发明技术方案的概述，为了能够更清楚了解本发明的技术手段，并可依照说明书的内容予以实施，以下以本发明的较佳实施例并配合附图详细说明如后。

本发明的具体实施方式由以下实施例及其附图详细给出。

附图说明

- 图 1 是本发明的逆变器的总体结构图；
- 图 2 是本发明的逆变器的主要波形示意图；
- 图 3 是用 DSP 的全比较单元产生移相 SPWM 驱动信号示意图；
- 图 4 是 TMS320F240 DSP 外部程序和数据存储器扩展（32K）示意图；
- 图 5 是整个控制电路结构简图；
- 图 6 是逆变桥开关管 K2（CH1）和 K4（CH2）移相驱动波形示意图；
- 图 7 是开关管 K2 开关波形；
- 图 8 是高频链变压器原边输入的高频 SPWM 波形（一个周期）；
- 图 9 是高频链变压器原边输入的高频 SPWM 波形（局部放大）；

图 10 高频链变压器副边输出的工频 SPWM 波 (CH2) 和滤波后的正弦波 (CH1) 的示意图。

具体实施方式

以下结合附图及较佳实施例, 对依据本发明提出的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器其具体实施方式、结构、特征及其功效, 详细说明如后。

本发明给出的基于 DSP 的全桥高频链逆变器采取的基本逆变方案是“低压直流” - “低压高频 SPWM 脉冲” - “高压工频正弦波”, 共有两个功率变换环节。总体构成分为两大部分: 功率主电路和控制电路, 如图 1 所示。功率主电路主要包括: 直流电源端, 直流滤波, 高频逆变桥, 高频链变压器, 周波变换器, LC 交流滤波器等。控制电路主要包括: DSP 核心控制电路, 开关管驱动电路, 检测反馈电路等。

本发明给出的基于 DSP 的全桥高频链逆变器工作过程如下: 逆变桥通过高频开关切换, 将直流输入电压逆变成高频 SPWM 脉冲, 进入高频链变压器升压至所需的幅值, 周波变换器通过工频变换再将其变成工频 SPWM 波, 最后经过滤波电路输出纯净的正弦波。DSP 计算并输出移相 SPWM 开关信号和周波变换器的开关信号, 经过驱动电路功率放大后驱动各个开关管, 使之协调工作。DSP 还实时采集、检测输出的电压和电流, 经过数字 PID 计算后不断调整 SPWM 波的调制比, 在负载变动时仍能保证输出稳定的 220V 交流电压。全桥高频链逆变器主要波形示意图如图 2 所示。U1 为逆变桥的输出波形 (也即高频链变压器的原边波形), U2 为高频链变压器两个副边绕组的波形, U3 为周波变换器的输出, U4 为滤波后的正弦输出。

高频链逆变器的关键技术在于如何产生包含正弦信息的高频脉冲, 这也是高频逆变技术的复杂性所在。常用的方法是用硬开关技术, 通过控制开关管的导通时间, 使之按正弦规律变化, 来产生 SPWM 脉冲。针对全桥拓扑的特点, 本实用新型提出了一种新颖的移相 SPWM 软开关技术, 并用 DSP 加以实现。该技术结合了传统的移相软开关技术和传统的 SPWM 技术, 既能产生精确的高频 SPWM 脉冲, 实现高质量的输出, 又使开关管具有零电压导通的软开关特性, 降低了开关损耗, 提高了效率。

移相 SPWM 软开关技术的特点为:

1) 按正弦规律调节两个桥臂之间开关信号的相位差, 从而在一个工频周期内形成标准的 SPWM 脉冲序列。

2) 驱动信号的占空比不是恒定的。在正弦波的过零点处占空比最小 (此时正弦波导数最大, 即相邻的两个 SPWM 脉冲宽度变化最大); 在正弦波的幅值处占空比最大 (50%, 此时正弦波导数为零, 即相邻的两个 SPWM 脉冲宽度几乎不变)。

3) 输出的交流电压幅值大小由 SPWM 波的调制比来调节决定。

移相 SPWM 驱动信号共有 4 路, 可用 F240 DSP 的全比较单元 1 和全比较单元 2 产生, 每个全比较单元可以输出两路互补的开关信号, 驱动一个桥臂的两个开关管。

具体方法如下 (如图 3 所示): 令 GP1 工作于连续加减的计数模式, 工作周期设为一个开关周期 (即 $50\mu\text{s}$)。当 GP1 由 0 增至 A 点时, 计数值与 FCMP1 的比较值发生匹配 (即相等), 则 FCMP1 输出电平发生跳变 (K4 的驱动由 0 变 1, K3 由 1 变 0)。当 GP1 由 A 点增至 B 点时, 计数值与 FCMP2 的比较值发生匹配, 则 FCMP2 输出电平发生跳变 (K2 的驱动由 0 变 1, K1 由 1 变 0)。当 GP1 计数值递增至其设定值后, 开始递减计数。递减至 C、D 点时, 过程类似, FCMP1 和 FCMP2 输出电平分别发生跳变。

全比较单元的比较值必须不断更新, 每半个开关周期要更新一个新的 SPWM 数据 (这在 GP1 的下溢中断和匹配中断程序中进行), 通过扫描预先存入 RAM 的 SPWM 数据表得到。驱动信号的死区时间由专用寄存器设定。

为减少 DSP 的计算负担, SPWM 逻辑驱动信号采用查表法产生。SPWM 数据表采用直接法计算, 预先存放于 DSP 的 FLASH 中, 初始化程序将 SPWM 数据表调入高速 RAM。下面讨论数据表的计算。

SPWM 脉冲的调制比 M 的取值范围为 $0.50 \sim 0.97$, 在此范围内取 32 个点, 相应制成 32 个 SPWM 数据表, 每个数据表有 200 个数据点。这是因为开关周期为 $50\mu\text{s}$, 一个开关周期包含正负两个脉冲, 50Hz 的工频正弦波相应被等分为 800 个小区间。而由正弦波的对称性, 只需计算前 $1/4$ 周期即 200 个小区间内的等效脉冲的宽度即可。通过正向、反向扫描数据表可得出完整的正弦波。

SPWM 脉冲宽度按面积相等法计算得到。数据表的计算公式为:

$$\begin{aligned} t_k &= \frac{M}{\omega} (\cos \omega T_k - \cos \omega T_{k+1}) \\ &= \frac{M}{\omega} \left[\cos \frac{\omega T_c k}{2} - \cos \frac{\omega T_c (k+1)}{2} \right] \\ &= \frac{M}{\omega} 2 \sin \frac{\omega T_c (2k+1)}{4} \sin \frac{\omega T_c}{4} \\ &= \frac{M}{100\pi} \times 2 \times \sin \frac{100\pi \times 50 \times 10^{-6} \times (2k+1)}{4} \times \sin \frac{100\pi \times 50 \times 10^{-6}}{4} \\ &= \frac{\sin \frac{5\pi}{4000}}{50\pi} M \sin \frac{5\pi \times (2k+1)}{4000} \end{aligned}$$

其中 t_k 为所求的第 k 个方波脉冲的宽度 (单位为秒), M 为调制比, ω 为工频角频率, T_k 为第 k 时刻的时间值 ($k = 0 \sim 199$)。

计算出来的 t_k 为小数, 无法直接存放在 FLASH 中, 必须经过进一步的

折算,即要进行数字定标。设 DSP 芯片工作时钟(也就是定时器的最小计数脉冲)为 20MHz(即 50ns),EV 模块的通用定时器 GP1 工作在连续加减计数模式,周期为 50 μ s,则其定时器的周期寄存器的值应为 500。定标公式如下,计算所得的值可直接存入 FLASH:

$$\text{data}_k = 500 \times \frac{25 \times 10^{-6} - t_k}{2 \times 25 \times 10^{-6}} = 250 - t_k \times 10^7$$

data_k 的意义实际上是在 $[T_k, T_{k+1}]$ 区间驱动信号的相对触发时刻值。

本发明给出的基于 DSP 的全桥高频链逆变器为独立小系统,采用电压有效值反馈的方式实现闭环控制,并用 DSP 实现了数字 PID 调节器,使逆变器在负载变动的情况下仍能实现 220V 交流电的稳压输出。控制过程为:输出的交流电经过反馈电路转换成 0~5V 直流电平,通过 AD 输入到 DSP;同时,一个 0~5V 的设定信号也通过 AD 输入到 DSP。DSP 的数字 PID 调节器根据两个信号的误差计算出相应的控制量 u_k ,通过 u_k 的大小选择不同的 SPWM 数据表(对应了不同的调制比),从而控制输出电压的大小。

数字 PID 调节器的算法如下:

$$\begin{aligned} u_k &= K_p e_k + K_I \sum_{i=1}^k e_i + K_D (e_k - e_{k-1}) + u_0 \\ &= K_p e_k + I_k + K_D (e_k - e_{k-1}) + u_0 \end{aligned}$$

其中

$$I_k = I_{k-1} + \Delta I_k = I_{k-1} + K_I e_k = K_I \sum_{i=1}^{k-1} e_i + K_I e_k$$

e_k 为第 k 步误差值, u_k 为第 k 步控制量, u_0 为初始控制量, I_k 为积分项。三个系数 K_p 、 K_I 和 K_D 由参数整定得到。

本发明给出的基于 DSP 的全桥高频链逆变器的关键部件为高频链变压器,其作用为升压、传递功率和实现输入输出电气隔离。高频链变压器以锌锰铁氧体为铁芯材料,型号为 E17,原边和副边各有一个绕组,其中副边绕组有中间抽头。高频逆变桥的 4 个开关管为低压大电流 MOS 管,型号为 IRFZ44 (60V, 35A, 0.028 Ω)。周波变换器的 4 个开关管为高压小电流 MOS 管,型号为 IRFAG50 (1000V, 5.6A, 2 Ω)。

本发明给出的基于 DSP 的全桥高频链逆变器的核心控制电路为 TI 公司生产的 TMS320F240 DSP 芯片,用两片高速随机存储芯片 CY7C199-20 外部扩展了 32K 字的程序和数据存储器,如图 4 所示。DSP 的地址线 A15 和两片 CY7C199-20 的地址线 A14 相连,使程序存储器和数据存储器各占 16K 字,其中程序存储器所占的地址空间为 0000H~3FFFH 段,数据存储器所占的地址空间为 8000H~CFFFH 段。核心控制电路板上还包括必须的 DSP 复位电路和

时钟电路等。

高频逆变桥的驱动电路为 IR 公司的 IR2110 芯片；周波变换器的开关频率比较低，其驱动电路采取高速光隔离器加三极管推拉电路的方案。电压电流检测反馈电路采用科海公司的专用模块来实现。DSP 核心控制电路板和 MOS 管驱动电路板、电压电流检测反馈电路板之间用扁平电缆连接，维护和调试很方便。整个控制电路的结构图如图 5 所示。

本发明给出的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器的辅助电源为 DC/DC 多路隔离输出，分别给 DSP 核心控制电路板和 MOS 管驱动电路板、检测反馈电路板供电，强电弱电完全电气隔离，安全性能好。

对额定功率 200W 的基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器进行了实验，输入直流电压 24V，逆变器输出了稳定的 220V 正弦交流电。实验波形见图 6、7、8、9、10。

图 6 显示了两个桥臂低端的开关管 K2、K4 的驱动波形在某两个瞬间时的相位差（该相位差是按正弦规律变化的），可以看出移相开关方式的特点。

图 7 给出了开关管 K2 的零电压条件下导通的过程，图中 CH1 为 K2 的 GS 间驱动电压，CH2 为 DS 间电压，可以看出当门极驱动信号由低变高是，DS 间的电压是为零的，即实现了零电压开通的软开关特性。K1、K3 和 K4 的开关波形类似。

图 8 和图 9 给出了高频链变压器原边的输入波形，该波形为高频 SPWM 脉冲，频率为 100Hz，对应半个正弦波，说明了移相 SPWM 技术的正确性。

图 10 给出了高频链变压器副边输出的工频 SPWM 波形以及经过滤波后的正弦波输出（由于示波器测量范围有限，波形为 250K Ω 和 50K Ω 电阻分压后的测量波形），滤波前谐波含量（THD）为 2.0%，滤波后为 1.8%，滤波效果较好。

逆变器的各项性能指标基本达到了预期要求，逆变器工作稳定可靠，噪声很小，实验结果令人满意。

以上所述，仅是本发明的较佳实施方式而已，并非对本发明作任何形式上的限制，凡是依据本发明的技术实质对以上实施例所作的任何简单修改、等同变化与修饰，均仍属于本发明技术方案的范围。

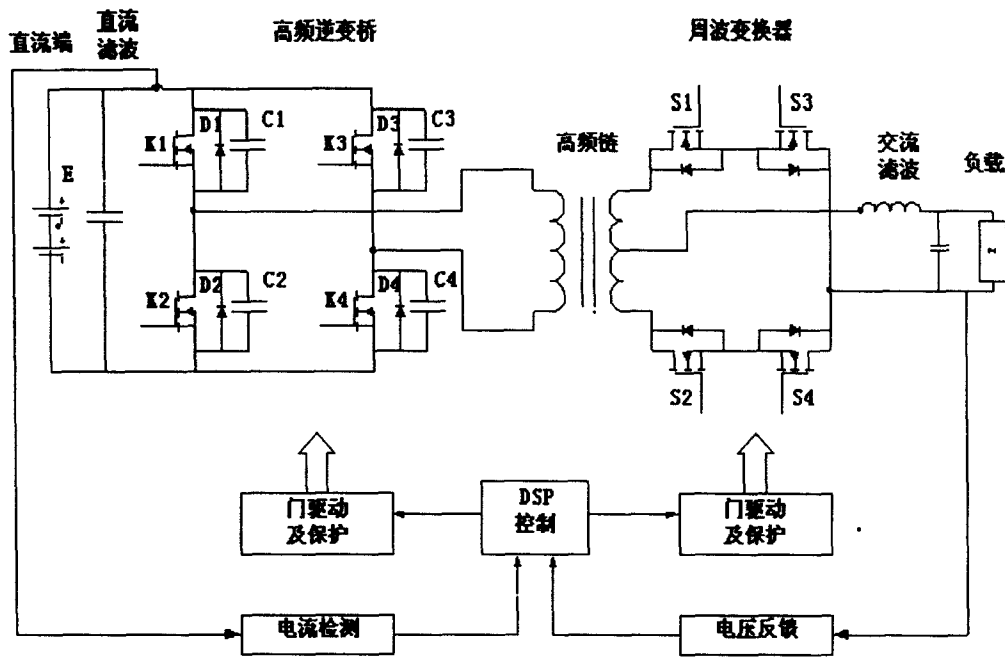


图 1

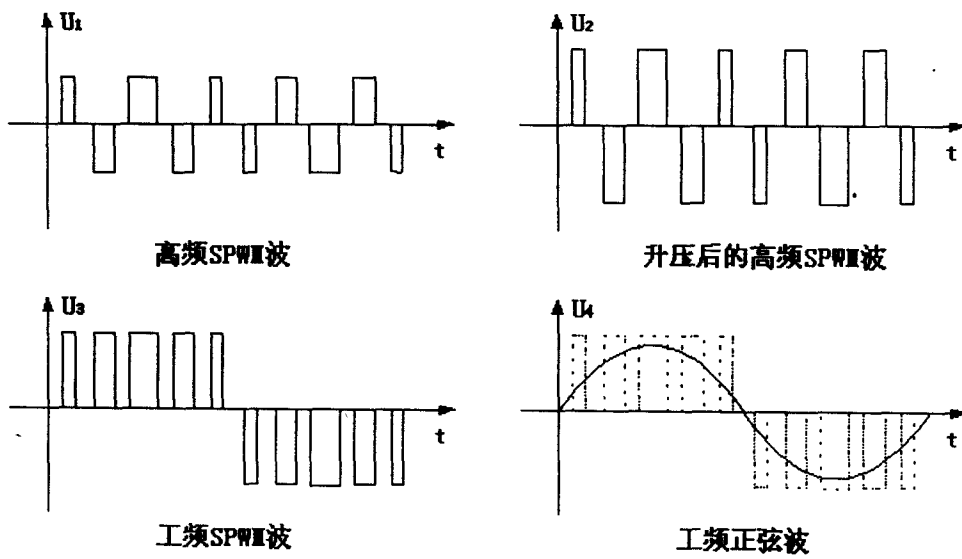


图 2

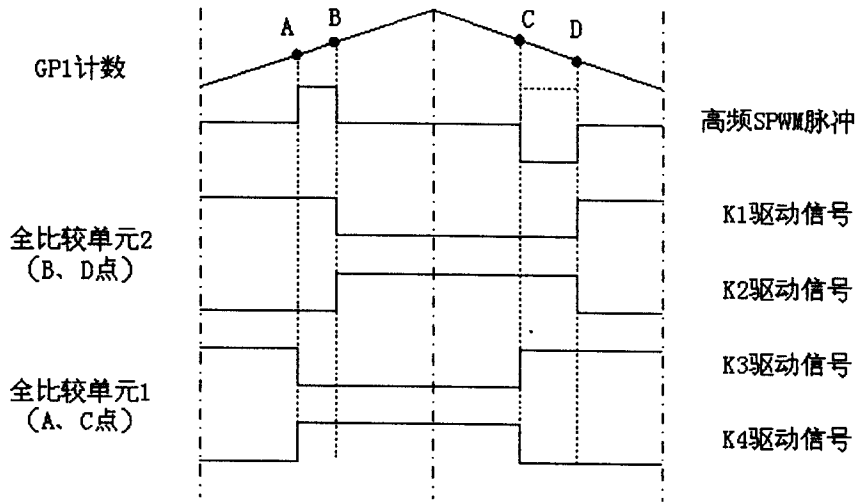


图 3

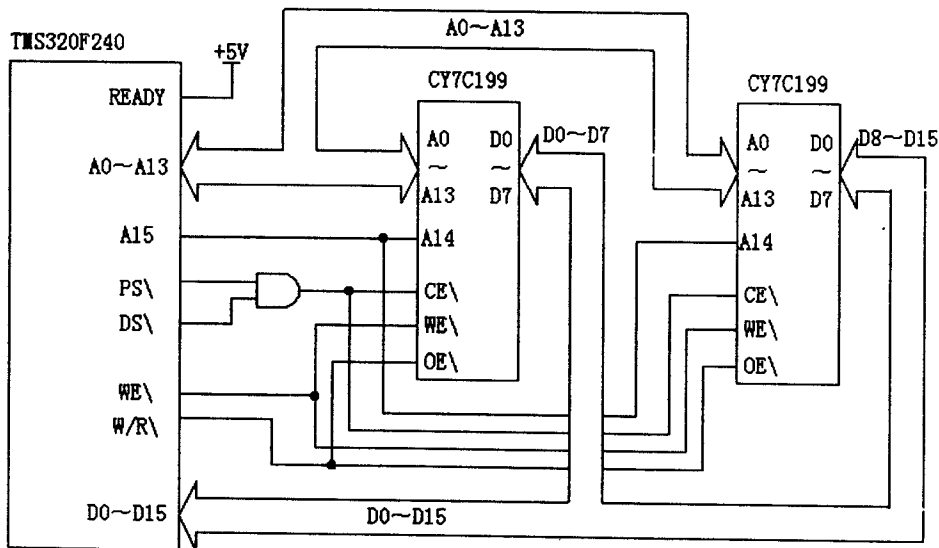


图 4

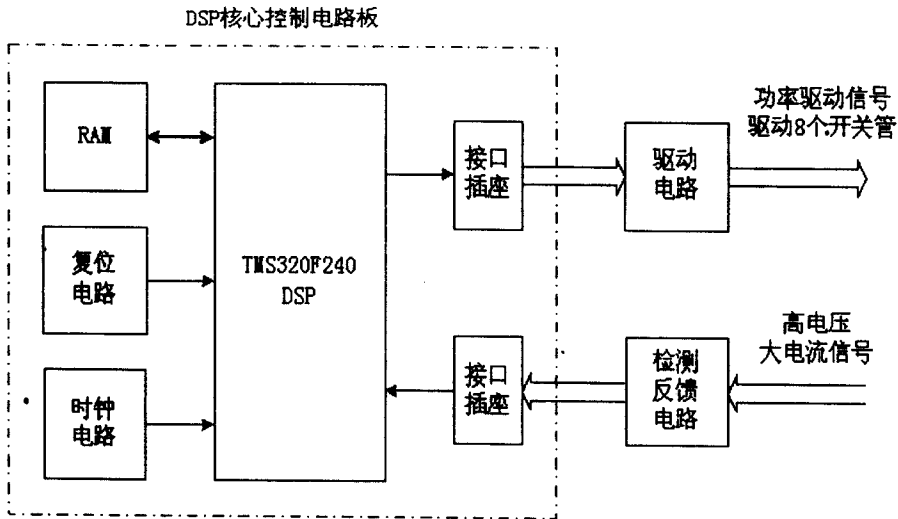
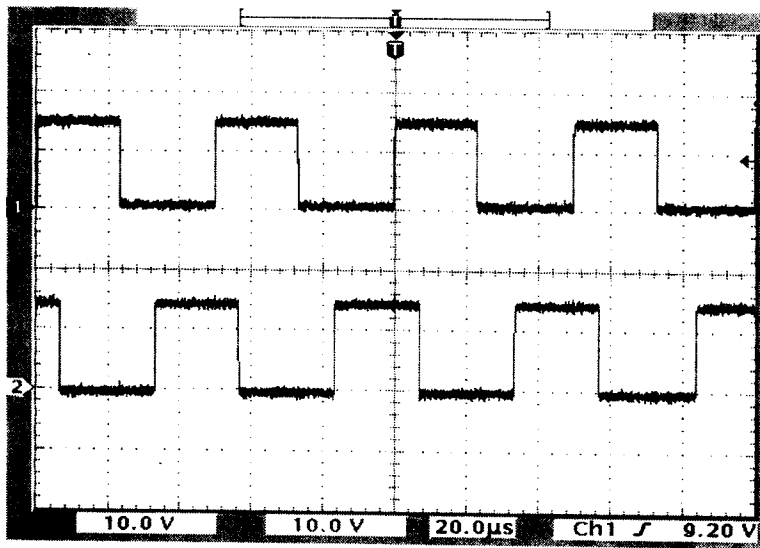
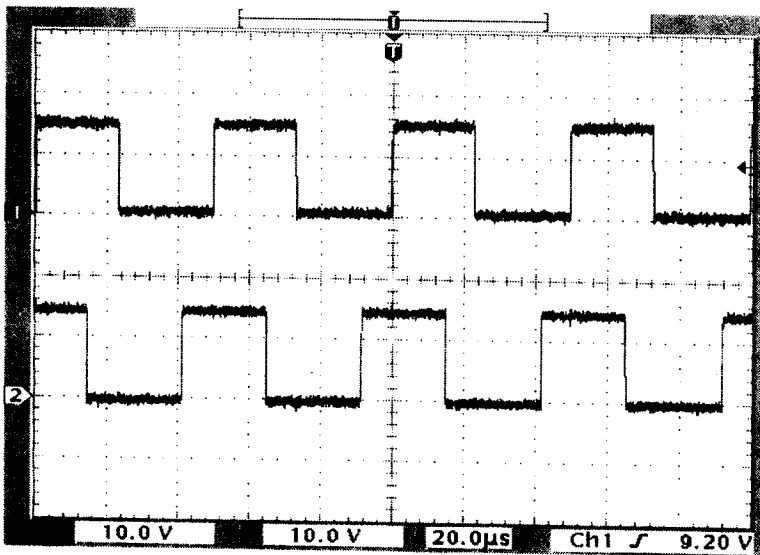


图 5



(a)



(b)

图 6

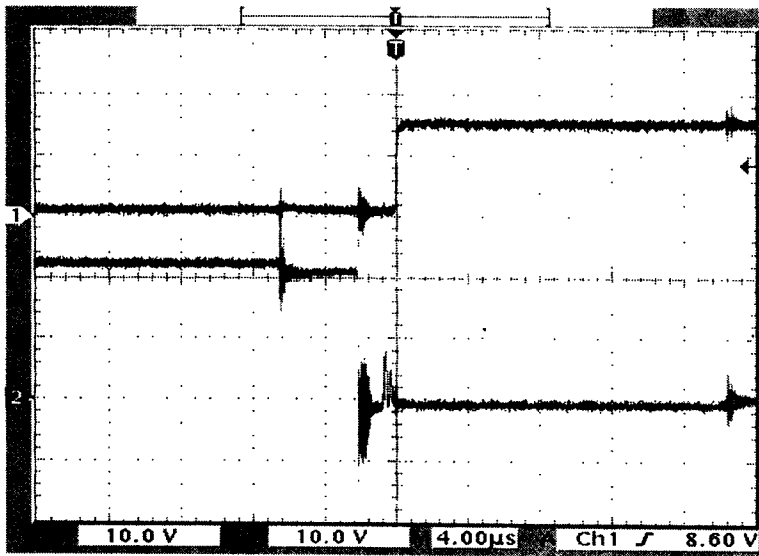


图 7

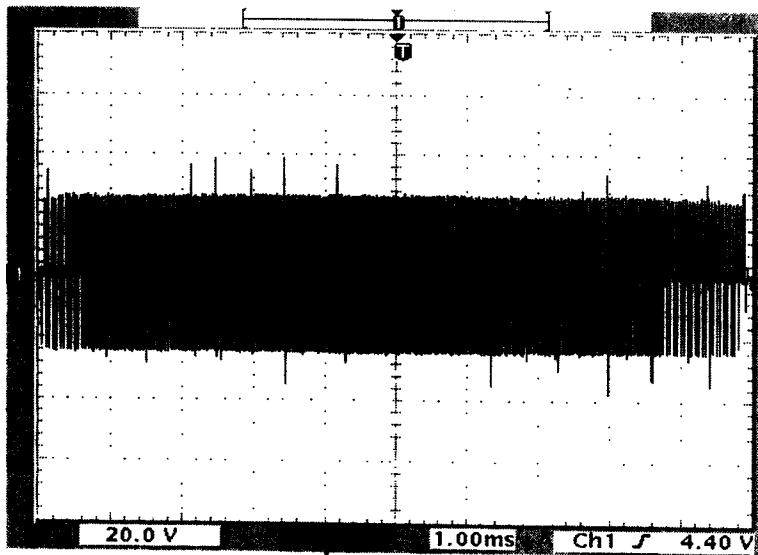


图 8

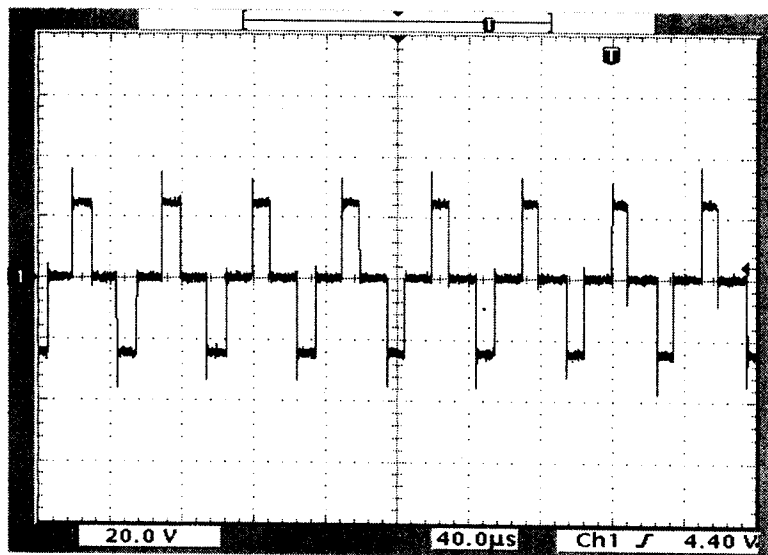


图 9

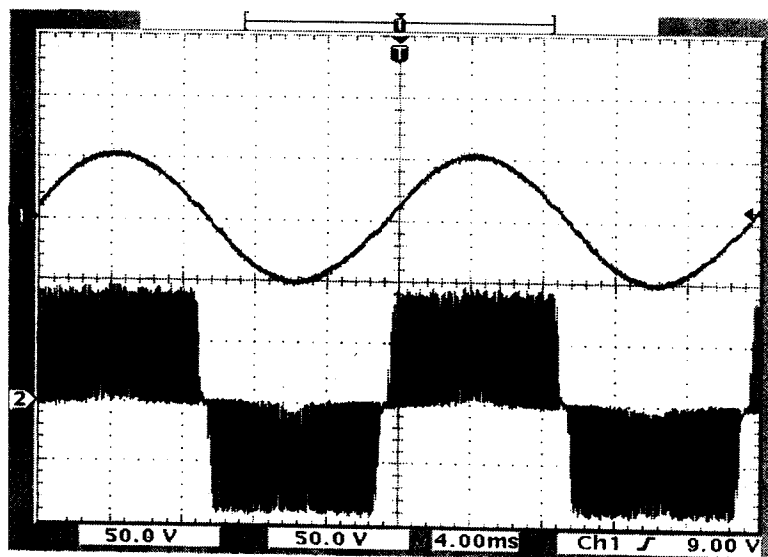


图 10