

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/315 (2006.01)

H02H 7/10 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810152270.9

[43] 公开日 2009 年 7 月 8 日

[11] 公开号 CN 101478240A

[22] 申请日 2008.10.9

[21] 申请号 200810152270.9

[71] 申请人 天津大学

地址 300072 天津市南开区卫津路 92 号

[72] 发明人 苏万华 李 克 郭树满

[74] 专利代理机构 天津市北洋有限责任专利代理
事务所

代理人 江镇华

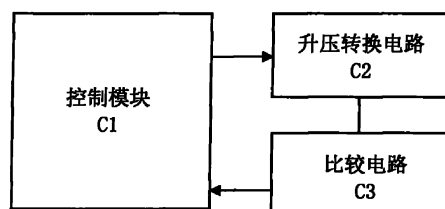
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 2 页

[54] 发明名称

数字直流 - 直流升压变换器

[57] 摘要

本发明公开一种数字直流 - 直流升压变换器，包括有：控制模块，所述的控制模块连接并控制升压转换电路，所述的控制模块还连接比较电路并通过接收比较电路的信号去控制升压转换电路，所述的升压转换电路还与比较电路相连接，实现对升压电压的闭环控制。所述的控制模块采用复杂可编程逻辑器件或简单可编程逻辑器件或现场可编程门阵列。本发明设计简洁，易于实现，重构的特性使其适应性强，便于参数匹配；全数字化设计，控制精确；具有很高的性价比；能量转换效率高，热负荷小，不使用散热器就可以工作；体积小，适合封装在高压共轨 ECU 中；抗干扰能力强，适合工作环境恶劣的场所（高温、强振动）。



1. 一种数字直流-直流升压变换器，包括有：控制模块（C1），其特征在于，所述的控制模块（C1）连接并控制升压转换电路（C2），所述的控制模块（C1）还连接比较电路（C3）并通过接收比较电路（C3）的信号去控制升压转换电路（C2），所述的升压转换电路（C2）还与比较电路（C3）相连接，实现对升压电压的闭环控制。

2. 根据权利要求 1 所述的数字直流-直流升压变换器，其特征在于，所述的控制模块（C1）采用复杂可编程逻辑器件或简单可编程逻辑器件或现场可编程门阵列。

3. 根据权利要求 1 所述的数字直流-直流升压变换器，其特征在于，所述的升压转换电路（C2）包括有功率管驱动芯片 U12，所述的驱动芯片 U12 中的：1 脚连接 12V 电源；2、5、6、7、8、9、10、11 和 15 脚通过电容 C105 接 12V 电源，还接地端 VSS；3 脚连接控制模块（C1）的输出端脚 PWM1；4 脚通过电容 C106 接地端 VSS；16 脚通过二极管 D44 接 12V 电源，还通过电容 C109 接地端 VSS；13 脚和功率管 Q2 的源极一起通过电阻 R118 接地端 VSS；14 脚通过电阻 R116 接功率管 Q2 的栅极，功率管 Q2 的栅极还通过二极管 D45 接地端 VSS；功率管 Q2 的漏极通过电感 L4 连接电源端口 BAT_POWER，还通过整流二极管 D42 分别连接 110V 电源及电容 C104，电容 C104 的另一端接地端 VSS，所述的电容 C104 的两端还连接比较电路（C3）。

4. 根据权利要求 1 所述的数字直流-直流升压变换器，其特征在于，所述的比较电路（C3）包括有比较器 U11B，所述的比较器 U11B 中的：6 脚通过电阻 R114 和电阻 R113 的串联接 110V 电源及升压转换电路（C2），还通过电阻 R117 接升压转换电路（C2），6 脚还通过电容 C107 和 C108 的并联与脚 4 一起接地端 VSS；脚 5 和脚 8 接 3.3V 电源；脚 7 通过电阻 R115 接 3.3V 电源，还连接控制模块（C1）的输入端脚 FEEDBACK1。

数字直流-直流升压变换器

技术领域

本发明涉及一种数字升压变换器。特别是涉及一种用于柴油机高压共轨 ECU 单元升压变换器的数字直流-直流升压变换器。

背景技术

高压共轨燃油喷射系统具有很高的喷射压力，且喷油压力、喷油时刻和喷油量等喷射参数单独灵活可控。但是为了实现高压共轨系统多脉冲燃油喷射模式的灵活控制技术，对共轨喷油器的性能提出了更高的要求，要求共轨喷油器具有更快的开启和关闭响应速度。这首先要求共轨喷油器的执行元件—电磁阀具有高速响应的特征，而驱动电磁阀的能量输入形式具有关键性的作用。最优的能量输入方案是当衔铁运动刚开始时，就能得到最大作用力，在几乎整个运动过程中衔铁都以最大加速度工作，衔铁吸合时间必将最短，为此在共轨喷油器电磁阀开始工作时使用高压驱动。实际应用中也表明随着驱动电压的升高，共轨喷油器的开启速率将得到一定程度的提高，这为多脉冲燃油喷射提供了更灵活的调制方法。

目前，商业应用的升压型变换器大都是采用隔离变压器型 DC-DC 模块，在同等功率下，体积大、效率相对较低，且价格昂贵，不适合用于高压共轨 ECU 的升压变换器设计。而非隔离升压变换器大都为单片集成电流型 PWM 升压变换器，其将功率开关管及控制电路集成在一起，而集成的功率开关管仅承受较低的升压电压（很难达到 110V 的高压），而采用功率开关管分离式的 PWM 升压变换器，当前现存的升压电路中存在一些不可避免的设计困难。首先，电路设计中面临着模拟电路和数字电路的混合设计，有数字电路产生的高频开关噪音容易干扰敏感的模拟电路，如带隙基准、脉宽调制等电路；其次是次谐波振荡问题，对于 PWM 电流型控制变换器，当占空比超过 50% 时，不论电压反馈外环的状态如何，电流内环都是不稳定的，容易产生次谐波振荡问题，设计时必须通过加入斜坡补偿电路来解决这个问题，这必将引起电路设计的复杂度；PWM 电流型控制变换器中 PWM 工作频率依赖于振荡电路电容 CT 和电阻 RT 值，使用一般的电容、电阻虽然可以降低成本，但很难保证 PWM 工作频率的精度。

今天，数字电子系统的设计方法及设计手段都发生了根本性变化，正由分立数字电路向可编程逻辑器件(PLD, Programmable Logic Device)以及可编程专用集成电路(ASIC, Application Specific Integrated Circuit)转变。CPLD（复杂可编程逻辑器件）是目前应用最为广泛的可编程专用集成电路之一，是基于电子设计自动化(EDA)技术的芯片，其具有静态可重复编程和动态在系统重构的特性，使得硬件的功能可以像软件设计一样通过编程来修改，大大提高了电子系统设计的灵活性和通用性。而基于 CPLD 的数字 DC-DC

升压变换器，不仅可以实现升压单元的全数字化设计，提高抗干扰性、可靠性，而且提高了设计的灵活性和升压单元的适应性。

发明内容

本发明所要解决的技术问题是，提供一种利用一定频率的 PWM（脉宽调制波）激励开关功率管，使储能电感不断充电和放电，而储能电感储能放电后使电压泵升，电压泵升后的高压电势能通过整流二极管储藏在电容中的用于柴油机高压共轨 ECU 单元升压变换器的数字直流-直流升压变换器。

本发明所采用的技术方案是：一种数字直流-直流升压变换器，包括有：控制模块，所述的控制模块连接并控制升压转换电路，所述的控制模块还连接比较电路并通过接收比较电路的信号去控制升压转换电路，所述的升压转换电路还与比较电路相连接，实现对升压电压的闭环控制。

所述的控制模块采用复杂可编程逻辑器件或简单可编程逻辑器件或现场可编程门阵列。

所述的升压转换电路包括有功率管驱动芯片 U12，所述的驱动芯片 U12 中的：1 脚连接 12V 电源；2、5、6、7、8、9、10、11 和 15 脚通过电容 C105 接 12V 电源，还接地端 VSS；3 脚连接控制模块的输出端脚 PWM1；4 脚通过电容 C106 接地端 VSS；16 脚通过二极管 D44 接 12V 电源，还通过电容 C109 接地端 VSS；13 脚和功率管 Q2 的源极一起通过电阻 R118 接地端 VSS；14 脚通过电阻 R116 接功率管 Q2 的栅极，功率管 Q2 的栅极还通过二极管 D45 接地端 VSS；功率管 Q2 的漏极通过电感 L4 连接电源端口 BAT_POWER，还通过整流二极管 D42 分别连接 110V 电源及电容 C104，电容 C104 的另一端接地端 VSS，所述的电容 C104 的两端还连接比较电路。

所述的比较电路包括有比较器 U11B，所述的比较器 U11B 中的：6 脚通过电阻 R114 和电阻 R113 的串联接 110V 电源及升压转换电路，还通过电阻 R117 接升压转换电路，6 脚还通过电容 C107 和 C108 的并联与脚 4 一起接地端 VSS；脚 5 和脚 8 接 3.3V 电源；脚 7 通过电阻 R115 接 3.3V 电源，还连接控制模块的输入端脚 FEEDBACK1。

本发明的数字直流-直流升压变换器具有如下特点：

- 1、设计简洁，易于实现，重构的特性使其适应性强，便于参数匹配；
- 2、全数字化设计，控制精确；具有很高的性价比；
- 3、能量转换效率高，热负荷小，不使用散热器就可以工作；
- 4、体积小，适合封装在高压共轨 ECU 中；抗干扰能力强，适合工作环境恶劣的场所（高温、强振动）。

附图说明

图 1 是本发明的电路框图；

图 2 是本发明的控制模块电路原理图；

图 3 是本发明的升压转换电路和比较电路的电路原理图。

具体实施方式

下面结合实施例和附图对本发明的数字直流-直流升压变换器做出详细说明。

本发明是在电源、开关功率管和储能电感的串联回路中，利用一定频率的 PWM（脉宽调制波）激励开关功率管，使储能电感不断充电和放电，而储能电感储能放电后具有使电压泵升的作用，电压泵升后的高压电势能通过整流二极管储藏在电容中，即斩波式升压原理。其中采用 VHDL（超高速集成电路硬件描述语言）软件编程在复杂可编程逻辑器件（CPLD）上产生定频率的 PWM 激励波，可以精确实现任意占宽比（0-100%）和一定频率（1-5 MHz）的激励波，同时利用比较电路就可以实现升压电压的闭环控制。

如图 1 所示，本发明的数字直流-直流升压变换器，包括有：控制模块 C1，所述的控制模块 C1 连接并控制升压转换电路 C2，所述的控制模块 C1 还连接比较电路 C3 并通过接收比较电路 C3 的信号去控制升压转换电路 C2，所述的升压转换电路 C2 还与比较电路 C3 相连接，实现对升压电压的闭环控制。

所述的控制模块 C1 采用复杂可编程逻辑器件（CPLD）或简单可编程逻辑器件（PLD）或现场可编程门阵列（FPGA）。

如图 2 所示，本发明的实施例是采用型号为 CPLD-MAX3064A 的 CPLD（复杂可编程逻辑器件）。

控制模块 C1 主要实现了三部分的功能，其中包括时钟分频功能、控制开关功能和 PWM（脉宽调制）信号发生功能，这些功能是基于 CPLD-MAX3064A 利用 VHDL（超高速集成电路硬件描述语言）软件编程实现。

控制模块 C1 所配置的时钟频率为 25MHz，从控制模块 C1 的 CLOCK 端口输入其来自高压共轨 ECU（电控单元），ECU 使用 FREESCALE 公司的 MCF5235 微处理，MCF5235 的时钟电路输出此时钟信号。在控制模块 C1 的软件设计中，程序实现了两个并行进程，一个是时钟分频进程，主要实现时钟分频功能，这里使用一个 8 位二进制计数器来实现，对应计数器的第 n（0-7）位对应的频率为 $25 / (2^n)$ MHz，当 n=2 时，由计数器第 2 位产生的时钟频率为 6.25 MHz，将分频后的时钟分配给 PWM 信号发生功能模块，用来设定 PWM 激励波的工作频率；另一个是 PWM 信号发生进程，主要实现 PWM 信号的发生功能。这里使用 100 位二进制移位寄存器来实现，时钟信号来自时钟分频进程，移位寄存器中存储有 n 个连续的‘1’，其他逻辑位为‘0’，当 n=75 时，该进程可以产生一周期性的占宽比为 75% 的 PWM 激励波，当时钟频率为 6.25MHz 时，则输出的 PWM 激励波工作频率为 62.5KHz，其 PWM 激励波直接输出到控制开关功能模块中，此两个进程很好的解决了 PWM 激励波工作频率和占宽比的调制。同时，利用逻辑与运算实现了控制开关功能，这里对 FEEDBACK1 端口的反馈信号和 PWM 信号发生进程产生的 PWM 激励波进行逻辑与运算，逻辑

合成后的信号由控制模块 C1 中的 PWM1 端口输出,从而实现通过反馈信号状态控制 PWM 激励波输出的目的。

如图 3 所示,所述的升压转换电路 C2 包括有功率管驱动芯片 U12,所述的驱动芯片 U12 中的:1 脚连接 12V 电源;2、5、6、7、8、9、10、11 和 15 脚通过电容 C105 接 12V 电源,还接地端 VSS;3 脚连接控制模块 (C1) 的输出端脚 PWM1;4 脚通过电容 C106 接地端 VSS;16 脚通过二极管 D44 接 12V 电源,还通过电容 C109 接地端 VSS;13 脚和功率管 Q2 的源极一起通过电阻 R118 接地端 VSS;14 脚通过电阻 R116 接功率管 Q2 的栅极,功率管 Q2 的栅极还通过二极管 D45 接地端 VSS;功率管 Q2 的漏极通过电感 L4 连接电源端口 BAT_POWER,还通过整流二极管 D42 分别连接 110V 电源及电容 C104,电容 C104 的另一端接地端 VSS,所述的电容 C104 的两端还连接比较电路 (C3)。

所述的比较电路 C3 包括有比较器 U11B,所述的比较器 U11B:6 脚通过电阻 R114 和电阻 R113 的串联接 110V 电源及升压转换电路 C2,还通过电阻 R117 接升压转换电路 C2,6 脚还通过电容 C107 和 C108 的并联与脚 4 一起接地端 VSS;脚 5 和脚 8 接 3.3V 电源;脚 7 通过电阻 R115 接 3.3V 电源,还连接控制模块 C1 的输入端脚 FEEDBACK1。

所述的升压转换电路 C2 和比较电路 C3 的工作原理是:

控制模块 C1 的 PWM 激励波接入升压转换电路 C2 中 PWM1 端口,经过功率管驱动芯片 U12 (型号为 IR2125) 信号放大后,通过电阻 R116 直接输出到功率管 Q2 (型号为 IXFH58N20E) 的栅极,同时功率管 Q2 的栅极还连接着瞬态抑制二极管 D45 (型号为 1PMT12AT1),用来保护功率管驱动芯片 U12 防止来自强电的高压破坏。功率管 Q2 栅极的 PWM 激励波控制着电源、电感线圈 L4、功率管 Q2 和电阻 R118 所在回路 (升压回路) 的导通和关闭,使电感线圈 L4 高速充电放电,实现电压泵升输出,最后泵升的电能通过整流二极管 D42 (型号为 MURB1620CT) 被存储在电容 C104 中,从而实现了低压直流到高压直流的转换。这里为了提高发动机喷油器开启的响应速率,需要将低压 24V 转换高压 110V。为了将转换后的电压控制在一定范围,这里采用电阻比例电路来设定电压的值,电阻比例电路由电阻 R113、R114 和 R117 组成,电阻比例电路将 110V 按比例放缩到 3.3V,放缩后的电压信号经电容 C107 和 C108 滤波后,连接到比较器 U11B (型号为 LM2903) 的反相输入端 6 脚和 3.3V 电平比较,比较结果直接输出到 FEEDBACK1 端口至控制模块 C1,当电容 C104 正极的电压值没有达到设定的 110V 时,FEEDBACK1 端口为 3.3V 的高电平,反之输出 0V 的低电平,从而达到对升压电压闭环控制的目的。

同时电路中也设计了过流保护措施,一方面在升压回路中加入采样电阻 R118,检测回路中的最大电流,将反馈信号传递给功率管驱动芯片 U12,与其内部基准参考电压 (0.23V) 比较,从而控制经功率管驱动芯片 U12 放大后的 PWM 激励波的输出,当升压回路的电流超过设定值时,关断此 PWM 激励波的输出,从而达到过流保护的功能;另一方面在电源端口处,串连了一自恢复保险丝 F1 (PPTC) JK30,一旦升压回路发生短路或者过载时,流经保险丝 F1 的大电流使其集温升高,当达到居里温度时,其态密度迅速减小,

相变增大，内部的导电链路呈雪崩态变或断裂，保险丝呈阶跃式迁到高阻态，电流被迅速夹断，从而对电路进行快速、准确的限制和保护，其微小的电流使保险丝 F1 一直处于保护状态，当断电和故障排除后，其集温降低，态密度增大，相变复原，纳米晶体还原成链状导电通路，自恢复保险丝恢复为正常状态，无需人工更换，从而避免了意外情况对电路元器件造成损伤，从而大大提高数字直流-直流升压变换器的工作可靠性。

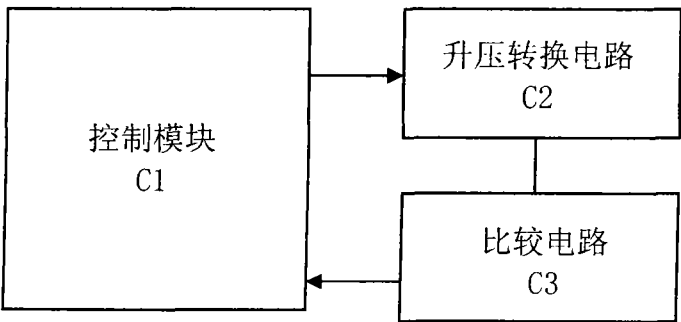


图 1

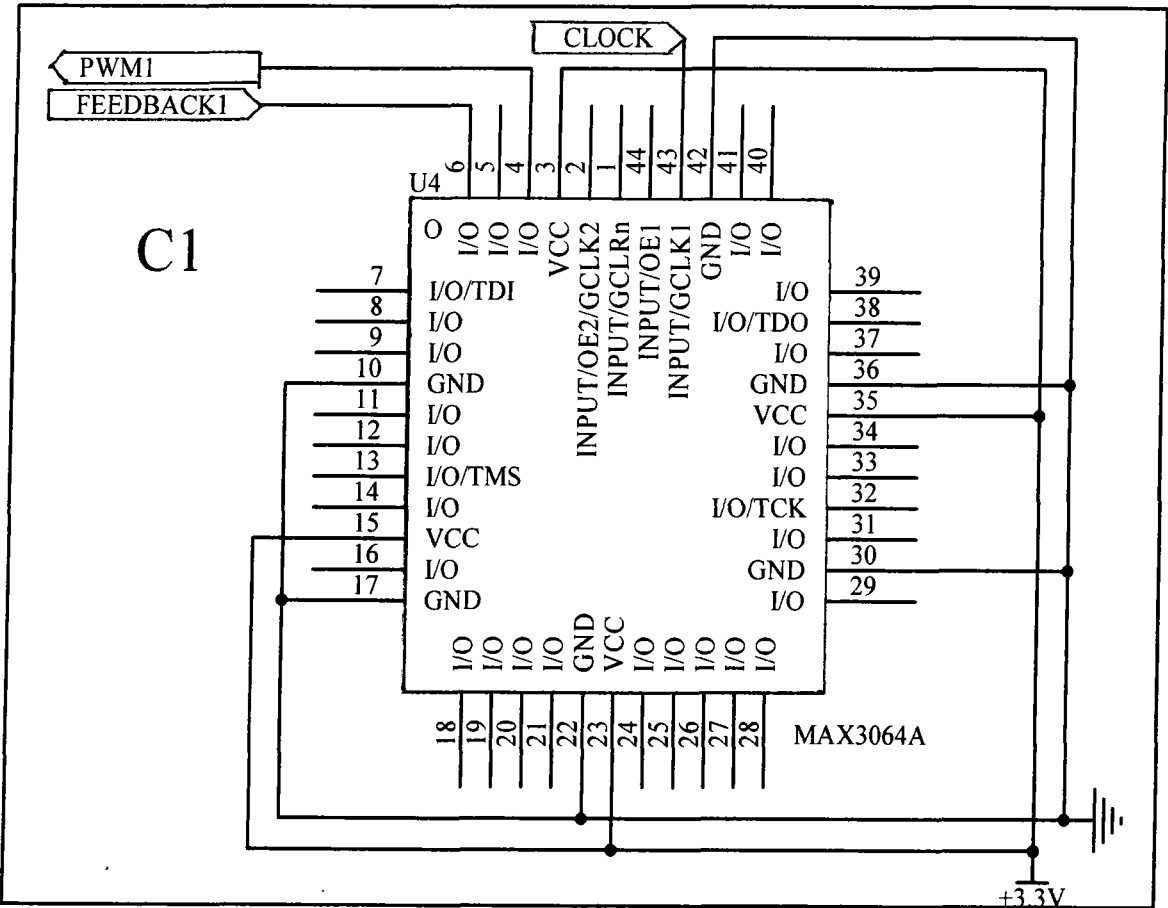


图 2

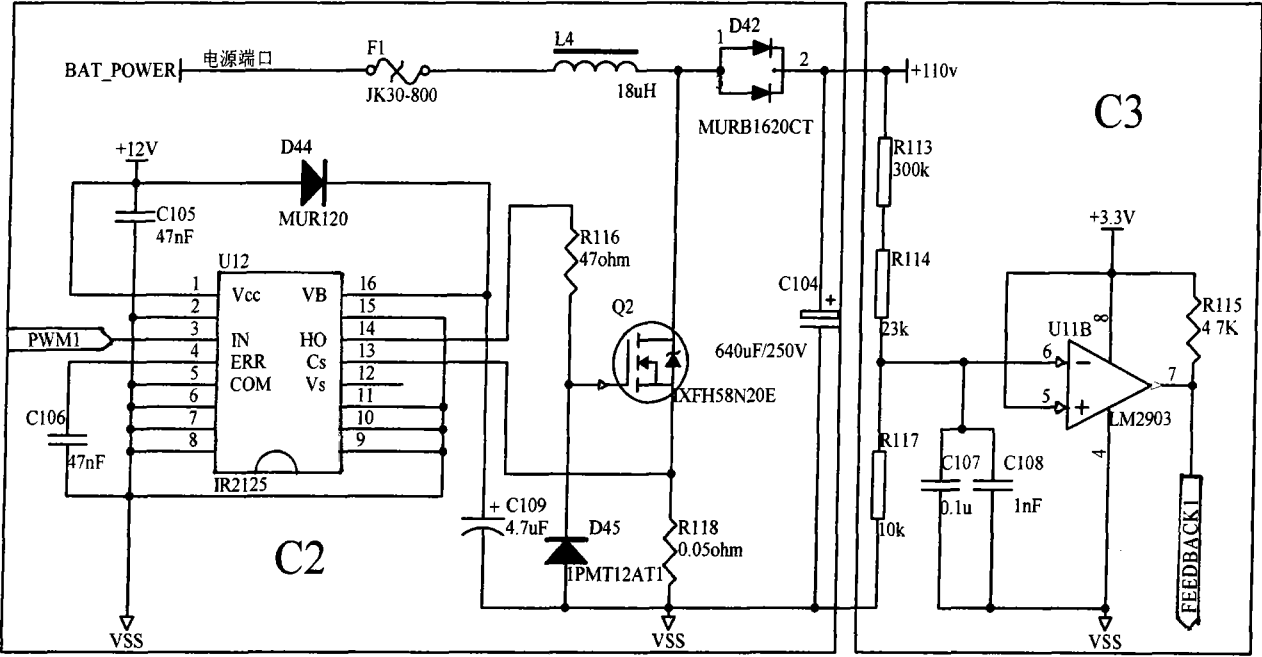


图 3