



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104158400 A

(43) 申请公布日 2014. 11. 19

(21) 申请号 201410345773. 3

(22) 申请日 2014. 07. 18

(71) 申请人 江苏博纬新能源科技有限公司

地址 211100 江苏省南京市江宁区秣陵街道
殷华街 28 号

(72) 发明人 蔡鹏 王小峰 徐宏

(74) 专利代理机构 江苏圣典律师事务所 32237

代理人 朱庆华

(51) Int. Cl.

H02M 3/24 (2006. 01)

H02M 3/335 (2006. 01)

H02M 3/155 (2006. 01)

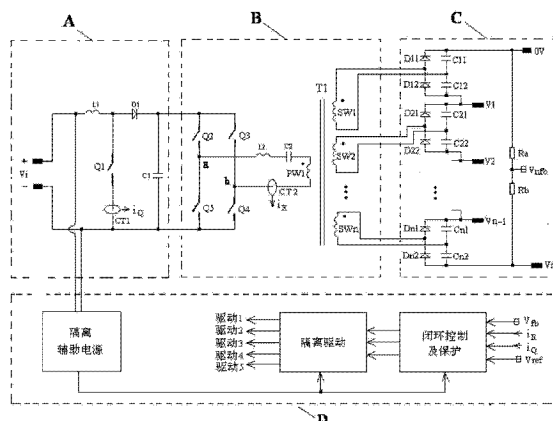
权利要求书1页 说明书8页 附图4页

(54) 发明名称

一种模块化高压供电电路

(57) 摘要

本发明提供了一种模块化高压供电电路,包括:升压电路,用于将输入的低压宽范围直流电压升压为相对电压较高的直流电压输出;谐振升压隔离电路,连接所述升压电路,用于将升压电路输出的直流电压转化为谐振交流电并通过变压隔离后输出;倍压整流电路,连接所述谐振升压电路,用于将谐振升压隔离电路谐振变化后输出的交流电整流为直流电并进行倍压升压;控制电路,对所述升压电路进行电压闭环控制、对所述谐振升压隔离电路进行定频开环控制。电路各级短路结构相对固定,适合低压宽范围输入、高压高隔离多路输出,输出电压精度高,控制简单,功率密度高,易于模块化,特别适合模块化后作为 MPM 的供电电源。



1. 一种模块化高压供电电路,其特征在于,包括:
升压电路,用于将输入的低压宽范围直流电压升压为相对电压较高的直流电压输出;
谐振升压隔离电路,连接所述升压电路,用于将升压电路输出的直流电压转化为谐振交流电并通过变压隔离后输出;
倍压整流电路,连接所述谐振升压电路,用于将谐振升压隔离电路谐振变化后输出的交流电整流为直流电并进行倍压升压;
控制电路,对所述升压电路进行电压闭环控制、对所述谐振升压隔离电路进行定频开环控制。
2. 根据权利要求 1 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述升压电路包功率电感 L1、功率开关 Q1、功率二极管 D1、输出电容 C1,所述升压电路为 Boost 升压电路。
3. 根据权利要求 2 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述升压电路还包括对功率开关 Q1 进行采样提供闭环控制信号和输入过流保信号的电流采样单元 CT1。
4. 根据权利要求 2 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述隔离电路包括桥式逆变电路、谐振电路、高频升压变压器 T1 和谐振电流采样单元 CT2。
5. 根据权利要求 4 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述桥式逆变电路由功率开关单元 Q2-Q5 构成,其输入端电连接所述升压电路的输出端,所述逆变电路的两个桥臂中点为输出端,所述输出端电连接谐振回路,所述谐振电路路包括串联的功率电感 L2 和电容 C2,所述谐振电路与所述高频升压变压器 T1 的原边组成谐振回路,所述高频升压变压器的副边绕组连接倍压整流电路。
6. 根据权利要求 4 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述隔离电路还包括谐振电流采样单元 CT2。
7. 根据权利要求 4 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述倍压整流电路包括与 n 个桥式整流电路和一个电压采样单元,所述桥式整流电路有两个二极管和两个电容组成,所述 n 个桥式整流电路逐级串联,其中 n 对应高频升压变压器的副边绕组个数。
8. 根据权利要求 7 所述的模块化高压供电电路,其特征在于,所述控制电路包括控制及保护单元、隔离辅助电源以及隔离驱动单元。

一种模块化高压供电电路

技术领域

[0001] 本发明涉及检测技术、信号处理与电气控制领域,特别涉及一种基于单片机系统电路的智能机械手控制系统。

背景技术

[0002] 高压电源是微波功率模块(MPM)所必须的供电装置,MPM的核心单元是行波管放大器,其阴极、栅极、收集极均需要高压供电,且为了提高效率,其收集极常常又采用多级降压收集极技术,需要多组高压电源,因此整个行波管的供电需要多路高压电源供电。MPM具有宽带、高效、低噪、小体积、轻重量等优点而逐渐成为雷达、卫星通信星载系统、激光器、医用X射线等领域的标准化通用放大器,其供电电源技术难点也相应地主要集中在高功率密度化、高效率化、高可靠性、易于模块化等几个方面,因此选择合适的供电电路,是保证MPM性能的前提。目前MPM供电电路大多采用移相全桥、谐振半桥/全桥、多谐振等电路方式,工作在高频PWM模式或高频谐振模式,前端由直流电源或经过整流后的交流电源作为输入,经高频变流后,通过高频隔离变压器在副边整流形成多组高压电源,其系统典型结构如图1所示。

[0003] 移相全桥由于采用零电压开关(ZVS)方式,可以实现较大的功率等级和较高的转换效率,但存在一些明显的缺陷,例如输入电压不能太低,变化范围不能太宽,输出需要滤波电感,轻载时难以实现ZVS等,加之由于变压器升压变比高、匝数多而呈现较大的寄生参数,尤其是漏感会在高频开关工作中引起电压尖峰而威胁器件安全,因此导致此种电路很难实现更高等级的电压输出和更高的转换效率。

[0004] 谐振半桥/全桥电路一般有串联谐振、并联谐振两种模式,由于利用寄生电感电容参与工作而避免了寄生参数对电路安全性的影响,同时由于可以实现功率开关管的零电压开关(ZVS)或零电流开关(ZCS),提高了转换效率,降低了EMI噪声,提高了开关频率,实现了高效率高功率密度,但同样存在低压输入场合时因隔离变压器升压变比较大导致在兼顾高绝缘要求时变压器设计困难,尤其在输入电压变化范围较宽和负载变化较大时系统闭环稳定性设计非常困难,轻载尤其是空载时难以实现输出电压的稳定。

[0005] 多谐振电路是一种结合了串并联谐振优点的电路,但这种电路由于谐振元件的增加,工作模态中呈现多个谐振过程,使得电路参数的设计和优化都变得十分复杂和繁琐,同时它也不能解决在输入电压变化范围较宽和负载变化较大时系统闭环稳定性设计困难,轻载时输出电压的稳定等问题。

发明内容

[0006] 本发明要解决的技术问题是提供一种能够低压宽范围输入、高压搞隔离多路输出、输出电压稳定效率搞得高压供电电路。

[0007] 为解决上述技术问题,本发明的技术方案具体是这样实现的:本发明提供了一种模块化高压供电电路,其特征在于,包括:升压电路,用于将输入的低压宽范围直流电压升

压为相对电压较高的直流电压输出;谐振升压隔离电路,连接所述升压电路,用于将升压电路输出的直流电压转化为谐振交流电并通过变压隔离后输出;倍压整流电路,连接所述谐振升压电路,用于将谐振升压隔离电路谐振变化后输出的交流电整流为直流电并进行倍压升压。控制电路,对所述升压电路进行电压闭环控制、对所述谐振升压隔离电路进行定频开环控制。

[0008] 优选的,所述升压电路包功率电感 L1、功率开关 Q1、功率二极管 D1、输出电容 C1,所述升压电路为 Boost 升压电路。

[0009] 优选的,所述升压电路还包括对功率开关 Q1 进行采样提供闭环控制信号和输入过流保信号的电流采样单元 CT1。

[0010] 优选的,所述隔离电路包括桥式逆变电路、谐振电路、高频升压变压器 T1 和谐振电流采样单元 CT2。

[0011] 优选的,所述桥式逆变电路由功率开关单元 Q2-Q5 构成,其输入端电连接所述升压电路的输出端,所述逆变电路的两个桥臂中点为输出端,所述输出端电连接谐振回路,所述谐振电路路包括串联的功率电感 L2 和电容 C2,所述谐振电路与所述高频升压变压器 T1 的原边组成谐振回路,所述高频升压变压器的副边绕组连接倍压整流电路。

[0012] 优选的,所述隔离电路还包括谐振电流采样单元 CT2。

[0013] 优选的,所述倍压整流电路包括与 n 个桥式整流电路和一个电压采样单元,所述桥式整流电路有两个二极管和两个电容组成,所述 n 个桥式整流电路逐级串联,其中 n 对应高频升压变压器的副边绕组个数。

[0014] 优选的,所述控制电路包括控制及保护单元、隔离辅助电源以及隔离驱动单元。

[0015] 本发明的 MPM 行波管放大器高压供电电路,该电路采用前级宽范围输入升压、中间级恒频谐振隔离、付边多路倍压整流多路串联的方案,在集成了谐振变换器优点的同时,还可以达到以下的有益效果:

(一) 前级升压电路的采用使得系统适合电压宽范围输入,突破了现有技术中输入电压不能太低、范围不能太宽的限制;

(二) 采用全桥式谐振隔离,提高了谐振级输入电压利用率,从而减轻隔离变压器的升压负担,降低隔离变压器的设计和加工难度;

(三) 付边采用倍压整流多路串联模式减少了变压器的匝数,从而进一步减小了变压器的设计难度和加工工艺,使得隔离变压器易于实现高绝缘要求,提高系统的可靠性;

(四) 采用恒频谐振全桥的隔离方式,可将谐振隔离环节从控制系统中等效为一个纯比例环节,从而避免了传统方案中采用谐振变换做闭环的设计困难的问题,且由于采用前级升压电路闭环而中间级谐振电路开环工作,可以很好的解决谐振全桥对于轻载时输出电压难以保持稳定的固有缺陷;

(五) 由于 Boost 电路本身有较高的转换效率,而全桥谐振采用定频工作模式后也易于将工作点设置在最优效率点,同时由于其定频开环工作模式,克服了闭环系统对谐振电路频率变化范围的要求,所以整个系统可以工作在较高的工作频率而具有较高的转换效率。

[0016] 本发明中得高压供电电路各级短路结构相对固定,适合低压宽范围输入、高压高隔离多路输出,输出电压精度高,控制简单,功率密度高,系统转换效率高的优点功率等级可从数百瓦到一千瓦,典型效率可达 95% 以上,功率密度高,易于模块化,特别适合模块化

后作为 MPM 的供电电源。

[0017]

附图说明

[0018] 下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步的详细说明：

图 1 为现有系统典型结构图；

图 2 为本发明模块化高压供电电路实施例的电路结构图；

图 3 为本发明模块化高压供电电路实施例的电路闭环控制框图；

图 4 为本发明模块化高压供电电路实施例的电路工作流程图；

图 5 为本发明模块化高压供电电路实施例的根据负载要求的具体设计电路图。

[0019] 图 6 为本发明模块化高压供电电路实施例的根据负载要求的具体设计电路的波形检测图；

图 7 为本发明模块化高压供电电路实施例的根据负载要求的具体设计电路的数据测试图。

[0020]

具体实施方式

[0021] 为使本发明的上述目的、特征和优点能够更加明显易懂，下面结合附图对本发明的具体实施方式做详细的说明，使本发明的上述及其它目的、特征和优势将更加清晰。在全部附图中相同的附图标记指示相同的部分。并未刻意按比例绘制附图，重点在于示出本发明的主旨。

[0022] 实施例：

本发明提供了一种模块化高压供电电路，包括：升压电路，用于将输入的低压宽范围直流电压升压为相对电压较高的直流电压输出；谐振升压隔离电路，连接所述升压电路，用于将升压电路输出的直流电压转化为谐振交流电并通过变压隔离后输出；倍压整流电路，连接所述谐振升压电路，用于将谐振升压隔离电路谐振变化后输出的交流电整流为直流电并进行倍压升压；控制电路，用于升压电路、谐振升压隔离电路以及倍压整流电路的驱动控制。

[0023] 如图 2 所示，在本实施例中，模块化高压供电电路包括 A、B、C、D 四个部分。

[0024] 其中 A 部分为升压电路，该部分包括一个功率电感单元 L1、一个功率开关单元 Q1、一个功率二极管单元 D1、一个输出电容单元 C1、一个电流采样单元 CT1；

功率电感 L1、功率开关 Q1、功率二极管 D1 和输出电容 C1 构成了基本的 Boost 升压电路，其作用是将输入的低压宽范围直流电压通过高频 PWM 变换，升压为相对电压较高且平稳的直流电压提供给后级 B 部分；

功率开关 Q1 其作用是高频 PWM 斩波；二极管 D1 其作用是整流输出；电容 C1 其作用是输出滤波和储能；电流采样单元的 CT1 其作用是采样功率开关 Q1 的电流并提供给控制电路用于闭环控制和输入过流保护。

[0025] 在本实施例中，功率开关 Q1 是一个高频可控变流开关 IGBT，当然也可是 MOSFET，同样功率开关 Q1 可以是多个并联而成的高频可控变流开关，其主要是满足等效后的功率

开关可以满足高频 PWM 斩波。

[0026] 在本实施例中,二极管 D1 可以是单个二极管,当然也可以是多个二极管进行串联或者并联组成的等效二极管,即可以是半波整流也可以全波整流,只要完成整流输出即可。同样,本实施例中电容 C1 为单个电容,当然也可可是多个电容串联或并联等效而成的电容。电流采样单元的 CT1 可以是与功率开关串联的电流互感器、电流霍尔传感器、电阻等。

[0027] B 部分为谐振升压隔离电路,该部分包括四个功率开关单元 Q2~Q5、一个功率电感单元 L2、一个电容单元 C2、一个高频升压变压器单元 T1,和一个谐振电流采样单元 CT2。

[0028] 功率开关 Q2~Q5 是一个或多个并联而成的高频可控变流开关如 MOSFET、IGBT 等,其作用是高频 PWM 斩波以实现电流的开通与关断。功率管 Q2~Q5 构成桥式逆变电路,其输入为前级 Boost 的升压输出,其输出从两个桥臂中点 a, b 端与电感 L2、电容 C2 和高频隔离变压器 T1 的原边绕组 PW1 构成谐振回路,作用是将直流电转化为谐振交流电并经过高频变压器隔离后传递至付边;

L2 是功率电感,作用是与 C2 一起构成串联谐振腔;C2 是由一个或多个电容串并联而成的等效电容,其作用是和电感 L2 一起构成串联谐振腔;

T1 是一个高频隔离升压变压器,它包括一个原边绕组 PW1 和 n 个付边绕组,原边绕组 PW1 与电感 L2、电容 C2 和全桥电路构成谐振回路,付边绕组 SW1~SWn 接后级 C 部分的整流单元。T1 的作用是将谐振高频交流电流传递到付边输出,从而实现能量的传递和电气隔离,同时还通过变比实现对原边电压的升压;

CT2 可以是串联在谐振回路中的电流互感器、电流霍尔传感器或者电阻,作用是采样谐振电流并送至控制电路用于过流保护。

[0029] C 部分为倍压整流多路串联电路,该部分包括包括变压器 T1 的 n 个付边绕组,n 个由二极管和电容构成的倍压整流单元,每个单元由两个功率二极管和两个电容构成的桥式整流电路,一个由电阻 Ra、Rb 构成的电压采样单元,该部分的作用是对谐振变换后输出到付边的交流电整流为直流电并实现二倍升压,并经过逐级串联形成梯级高压;

为了描述的方便,将图 2 中由二极管 D1、D2 和电容 C1、C2 构成的倍压整流单元定义为第 1 整流单元,并以此顺次命名第 2、第 3... 直至将由 Dn1, Dn2 和 Cn1 和 Cn2 构成的倍压整流单元命名为第 n 整流单元。

[0030] 各整流单元中的二极管是一个或多个二极管串并联而成的等效二极管,其作用是导通或截止电流;

各整流单元中的电容是一个或多个电容串并联而成的等效电容,其作用是与该单元中的二极管一起构成二倍压整流桥,将变压器 T1 的付边绕组输出的交流电压整流为直流电压;

将第 1 整流单元的正端输出定义为参考电压 0V,则各整流单元的输出电压分别为:

第 1 整流单元: V_1 ,

第 2 整流单元: $V_2 - V_1$,

.....

第 n 整流单元: $V_n - V_{n-1}$ 。

[0031] 由于各整流单元顺次串联,所以 $V_1, V_2, \dots, V_n$ 电压沿同方向梯次升高,即负压梯次升高。

[0032] D 部分是控制电路部分,包括一个控制及保护单元、一个隔离辅助电源单元和一个隔离驱动单元。

[0033] 控制及保护单元的作用是通过主电路中输出电压采样反馈值 V_{fb} , 谐振电流 i_r 和 Boost 开关管电流 i_Q 进行闭环运算,产生对 Boost 开关管的占空比逻辑,同时也通过上述反馈参量对主电路进行输入过流、输出过流和输出过压的保护,控制单元内部电路主要是信号调理电路、数字信号处理电路、专用 PWM 控制芯片等;

隔离驱动单元的作用是将控制单元产生的 Boost 占空比通过隔离传递到原边实现对 Boost 开关管 Q1 的驱动;其内部电路主要为光耦、驱动增强电路等;

隔离辅助电源单元的作用是从输入端取电,产生多路隔离的输出电压分别提供给控制电路和隔离驱动电路,其内部电路为常规的隔离型 DCDC 转换电路,如反激变换器等。

[0034] 本发明所描述的高压供电电路,其工作原理为:

前级 Boost 电路采用电压闭环控制,将输入电压升压后提供给中间级串联谐振全桥电路。由于 Boost 电路本身的特点,可以将较宽范围的输入直流电压升高为稳定的直流电压提供给后级,且输入电感的存在有利于减小前级电源的输出电流纹波;

串联谐振全桥电路采用开环定频控制,将 Boost 升压后的直流电压变为固定频率的高频交流电压,通过高频变压器隔离传递至付边;

付边整流输出的直流电压 V_n 通过采样反馈至闭环控制单元,与设定的基准电压 V_{nref} 进行比较产生的误差信号经过 PID 调节后转换成 Boost 的闭环占空比。考虑到 Boost 电路由于拓扑本身容易出现次谐波震荡问题,所以将 Boost 开关管的斜坡电流引入到反馈控制中进行次谐波震荡消除;

中间级串联谐振全桥采用定频开环控制,即功率管 Q2~Q5 的频率是固定的,且上下管互补,即 Q2 和 Q4 采样一组固定频率固定占空比的完全相同的驱动,Q3、Q5 采用另一组相同频率和占空比驱动,这两组占空比之间为互补关系,考虑上下管不能直通,这两组占空比之间设定固定的死区时间。Q2~Q5 的占空比逻辑通过专用的 DCDC 集成控制芯片很容易实现;

变压器付边个绕组输出均采用二倍压整流,并将各整流单元顺次串联,由此得到四路电压不同的共地电压,作为行波管阴极、集电极和栅极的供电电压。由于行波管的阴极电压最高(负电压)且电压精度要求最高,所以将串联电压的高电位点取为零电压参考,将最低电位点(相对零参考点为最大负压) V_4 作为行波管阴极供电。由于行波管集电极和栅极供电电压精度要求相对较低,所以将 $V_1, V_2, V_3 \dots$ 作为它们的供电,串联谐振全桥多路输出较好的交叉调整率可以满足要求,即使对于电压精度要求很高的应用场合,考虑到行波管栅极和集电极电流很小(一般不超过数十毫安),很容易通过增加后级线性稳压电路达到要求;

闭环控制框图如图 3 所示,其中 G_{dv} 是 Boost 电路从占空比到输出的开环传递函数, K 是定频开环谐振变换器的等效开环传递函数。闭环控制的实现可以采用专用的 DCDC 集成控制芯片,也可以采用单片机、DSP 等数字信号处理芯片;

由于控制单元与付边输出共地,所以闭环产生的占空比逻辑需要经过隔离区动电路传送至原边,以实现 Boost 功率开关的高频控制。一般隔离驱动有磁隔离和光耦隔离两种,考虑到 Boost 占空比较大,所以可以采用光耦隔离;

隔离辅助电源系统,一般采用反激变换器等方式,从输入端直接获取电压,经过隔离转

化后产生所需的辅助电源提供给控制单元和驱动单元。采用具有输入过欠压保护功能的 (Brownout) 专用的反激电路集成控制芯片, 很容易实现输入电压的过欠压保护, 保证电路的输入端电压正常工作区间。

[0035] 本发明所描述的 MPM 行波管高压电源, 如图 4 所示, 其工作过程为:

当输入电压符合工作范围时, 辅助电源系统启动;

辅助电源正常工作后, 输出多路电压给控制及保护单元、驱动单元供电;

控制单元上电完成初始化后首先进入软启动模式, Boost 电路的占空比从 0 开始线性增大, Boost 功率开关进入高频 PWM 工作, 将输入电压升压后送至串联谐振全桥; 串联谐振全桥按照设定的频率进行定频开环 PWM 模式, 将 Boost 升压后的电压你逆变为交流电压, 经变压器输出后, 整理电压从 0V 开始逐渐上升;

当输出电压上升到一定程度后系统进入工作, 经过闭环运算后产生实时的 Boost PWM 占空比, 该占空比经过驱动电路后控制 Boost 开关管, 以保证输出电压达到设定的要求;

当输出电压过高时, 通过 Vfb 的反馈, 系统过压保护启动, 封锁 Boost 的占空比, 没有能量传递至付边, 直至输出电压恢复到正常范围;

当输出过流或者短路时, 通过 Boost 开关管电流采样 i_Q 和谐振电流采样 i_R , 系统过流保护启动, 封锁 Boost 和串联谐振全桥的占空比, 直至系统重新启动。

[0036] 根据上述描述的行波管供电电路专利的原理, 以某型号行波管放大器为例进行实际设计与测试。该行波管供电要求如下:

输入: 24~32V;

输出: V1 (对参考地 V0): $-900V \pm 5\%$, 50mA;

V2 (对 V1): $-450V \pm 5\%$, 60mA;

V3 (对 V2): $-450V \pm 5\%$, 60mA;

V4 (对参考地 V0): $-2700V \pm 1\%$, 60mA.

效率要求: 额定负载下整机效率 $\geq 94\%$; 绝缘要求: 原付边 8KV 隔离。

[0037] 根据本发明提出的电路原理和实际负载要求, 设计电路结构如图 5 所示, 其中图 5(a) 为主功率电路。设计实现方法分述如下:

主电路设计:

计算总额定负载为 270W, 考虑 10% 过载能力, 则系统功率按 300W 进行设计。综合功率密度与转换效率的平衡, 可将 Boost 电路、谐振全桥电路的开关频率设置为 100kHz。

[0038] 考虑到第一级 Boost 的效率与升压比之间的平衡, 一般取 Boost 最大升压比在 3 倍左右, 由此可选取 75V 作为 Boost 输出典型电压, 即谐振全桥输入电压; 谐振全桥采用满占空比开环控制, 为确保安全可设定 5% 换流死区时间, 即谐振全桥的直流增益为 0.96; 即变压器原边等效直流电压为 72V;

付边倍压整流, 直流增益为 2, 根据付边由此根据变压器付边各路电压要求, 可确定原副边变比如下:

$Pw1 : Sw1 : Sw2 : Sw3 : Sw4 = 1 : 6 : 3 : 3 : 6$

根据电压参数, Boost 电路中功率开关 Q1 可采用耐压值为 150V 的 MOSFET, 考虑到电流较大, 可采用低导通损耗 (低 R_{dson} 值) 的 MOSFET, 例如可以采用 IR 公司的 IRFB4115PbF 型 MOSFET, 该 MOS 管具有 150V 耐压和 100℃ 下 70A 的导通电流能力, R_{dson} 低至 10mΩ, 可以

实现极小的导通损耗。

[0039] 功率电感 L1 可采用偏磁能力较强而磁芯损耗相对较小的铁硅铝磁芯 (Sendust) 实现, 由于开关频率较高, L1 的电感计算值较小, 在保证额定条件下小于 30% 的输入电流纹波条件下仅需要 50uH 电感量, 可采用环形铁硅铝磁芯, 直径可控制在 30mm 以内, 整体尺寸较小;

因为开关频率较高, Boost 整流二极管应采用超快恢复二极管, 如采用碳化硅 (SiC) 二极管可消除反向恢复损耗, 如采用 CREE 公司的 IDB10S60C 型二极管, 耐压 600V, 100℃ 条件下电流能力 10A, 具有恢复时间快, 反向恢复损耗极小的特点, 可进一步提高转换效率。

[0040] 谐振全桥由于流过正弦电流, 其电路损耗基本为功率管导通损耗, 所以功率开关 Q2~Q5 应选择 $R_{ds(on)}$ 尽量小的 MOSFET, 这里可仍采用 IR 公司的 IRFB4115PbF 型 MOSFET。

[0041] 谐振电感 L2 和谐振电容 C2 的参数值按照谐振公式: $f_r = 1/\sqrt{L_2 \cdot C_2}$ 进行计算, 其中 f_r 为谐振频率, 可取为与开关频率一致, 即 100KHz。

[0042] 隔离变压器依据功率和开关频率进行设计, 本例中可选取 PQ3535 铁氧体磁芯作为隔离变压器磁芯, 通过基本电路磁路计算, 可将变压器原副边匝数取为 $P_{w1}=12$, $S_{w1}=72$, $S_{w2}=36$, $S_{w3}=36$, $S_{w4}=72$ 匝。由于原副边绝缘要求很高, 常规的多层叠绕工艺有较大困难, 可采用多格挡骨架和三层绝缘线进行绕制, 这种结构使得线圈之间具有足够的挡墙从而保证了爬电距离; 同时骨架采用无引脚结构, 所有绕组采用飞线抽头, 从而保证了磁芯与绕组之间的爬电距离, 因此易于实现高绝缘要求。

[0043] 变压器付边整流二极管需采用高耐压快恢复二极管, 根据本例中电压和负载, 可采用耐压 2KV 以上, 通态平均电流 0.5A 以上的低结电容二极管; 整流电容则采用耐压 2KV 的薄膜电容。由于负载电流很小, 电容量相应较小, 约在 100nF 即可。

[0044] 输出电压采样需要使用高精度采样电阻, 阻值的设置应足够大以减小损耗, 同时需要满足高耐压要求。这里 R_a 可采用多个 0.5% 精度的电阻串联, 考虑到采样电压高达近 3KV, 所以总阻值宜在 30MΩ 以上, 从而将损耗控制在 0.3W 以内, 即总功率的 0.1% 以内。

[0045] 控制及驱动电路设计:

中间级谐振全桥采用定频固定占空 PWM 控制, 可采用桥式 DCDC 变换专用 PWM 控制芯片, 也可采用专用谐振控制芯片, 如 TI 公司的 LLC 半桥谐振专用芯片 UCC25600, 如图 5(b) 所示。

[0046] 通过选择接入 RT 脚和 DT 脚合适的电阻值 R17 和 R18, 可得到设定的功率开关工作频率 100KHz 以及死区时间。按照本实例设计, 可将死区时间设定为 0.2uS, 即等效占空比为 0.96, 以保证在安全换流的条件下 0.96 的直流增益。

[0047] 为了防止谐振电感和变压器启动电流过大导致磁芯饱和, 谐振全桥需要有软启动电路, 即启动时占空比缓慢加大直至 0.96, UCC25600 芯片提供了软起动功能, 通过设置接入 SS 脚的电容的值, 即可设定软启动时间的长短。

[0048] UCC25600 还提供了谐振电流过流保护功能, 由于负载的过流可反映到谐振电流上, 所以可实现对负载过流或短路的保护。由于谐振电流是交流电流, 所以可采用低成本的电流互感器方案对谐振电流 I_r 采样, 采样值经整流电路和电阻 R5 转化为直流电压后送至芯片的 OC 脚, 根据功率电路的保护点要求和芯片内部保护阈值, 设置合适的电阻 R5 阻值即可, 电阻 R7 和电容 C8 则构成 RC 滤波电路对电流采样值进行高频滤波抗噪。

[0049] 通过上述设置,UC25600 输出两路具有固定死区时间的互补 PWM 信号,用于实现对谐振全桥功率电路的控制。由于上管 Q2 和 Q3 需要隔离驱动,再考虑到 Q2~Q5 的占空比均不超过 0.5,可采用可靠性高而成本低的变压器隔离驱动方案,如图中所示。

[0050] 前级 Boost 实现闭环稳压控制,可采用 TI 的 Boost 专用控制芯片 LT3757A 控制芯片,如图 5(c) 所示。

[0051] 电压采样反馈值 V4fb 用于闭环,同时也实现过压保护,由于 V4fb 采样值为负电压,所以通过反向跟随器后送芯片的 FBX 管脚。

[0052] 过压保护点芯片内部设置为闭环基准电压的 1.05 倍,即对应输出 2835V;R8, C3 和 C4 构成电压环补偿网络;为了防止次谐波震荡,可将功率开关 Q1 上流过的斜坡电流 iQ1 叠加至补偿网络的电压误差信号,该电流的采样可采用电流互感器方案以降低成本,由于 Boost 电路的最大占空比超过 0.5,所以在电流互感器的付边绕组采用了有源磁复位方式(Vcc_1、R11 和 D2 构成)。该电流同时送芯片的 SENSE 脚,可实现对电流的逐周期过流保护。

[0053] 由于该控制芯片位于变压器副边,所以对 Boost 功率开关 Q1 的控制需要隔离,考虑到 Q1 的占空比较大(最大接近 0.8),不宜采用变压器隔离驱动方式。本例中采用光耦隔离驱动,选用 Fairchild 公司的正逻辑光耦隔离驱动芯片 FOD3120,可以满足隔离电压的要求和驱动能力。

[0054] 测试结果:

上述高压供电电路,经实测,在额定功率下系统效率达到了 95.5%,即使在 20% 轻载条件下,输出各路电压精度仍满足设计要求。关键测试波形和数据如附图 6,图 7。

[0055] 在以上的描述中阐述了很多具体细节以便于充分理解本发明。但是以上描述仅是本发明的较佳实施例而已,本发明能够以很多不同于在此描述的其它方式来实施,因此本发明不受上面公开的具体实施的限制。同时任何熟悉本领域技术人员在不脱离本发明技术方案范围情况下,都可利用上述揭示的方法和技术内容对本发明技术方案做出许多可能的变动和修饰,或修改为等同变化的等效实施例。凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明的技术实质对以上实施例所做的任何简单修改、等同变化及修饰,均仍属于本发明技术方案保护的范围内。

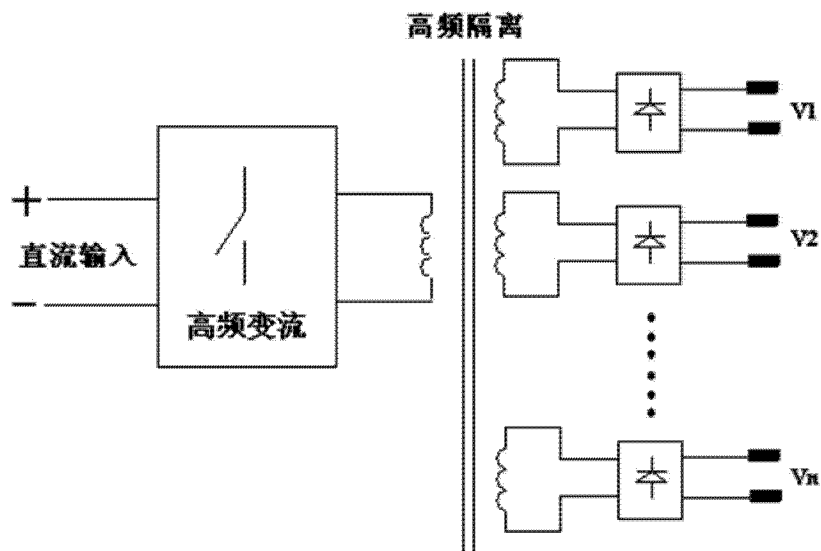


图 1

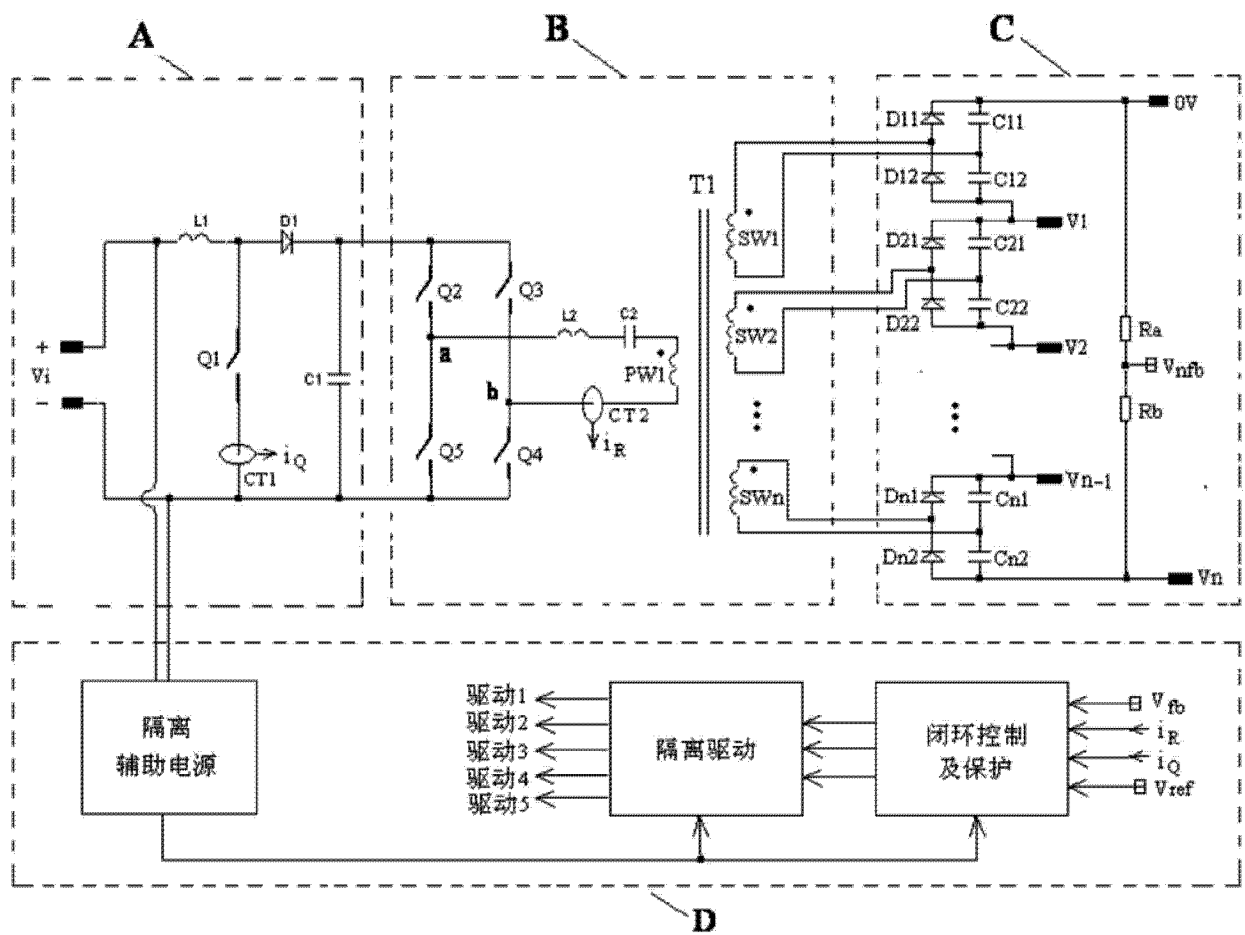


图 2

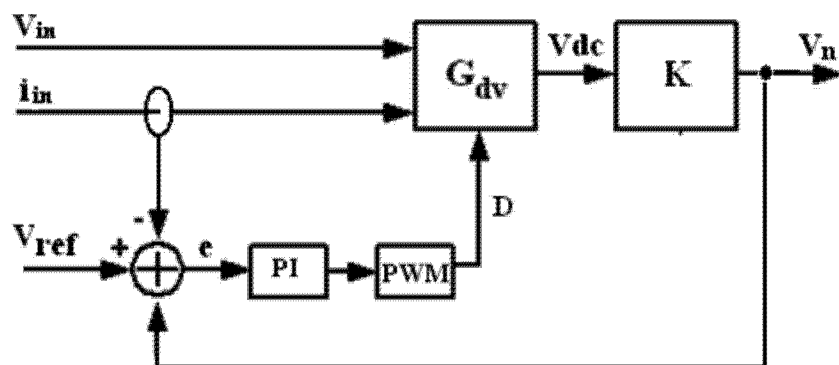


图 3

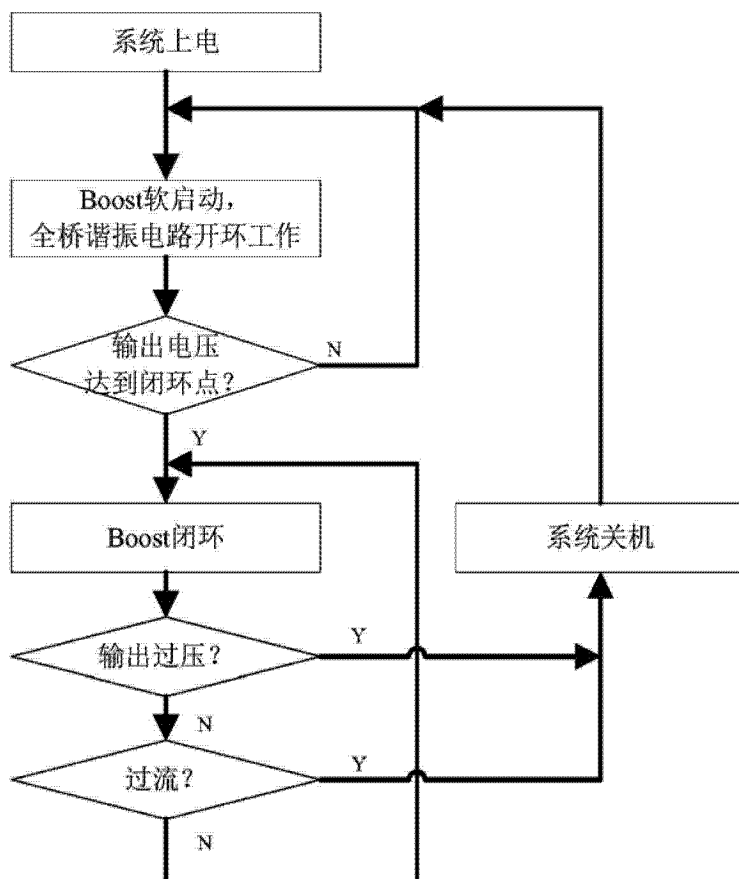


图 4

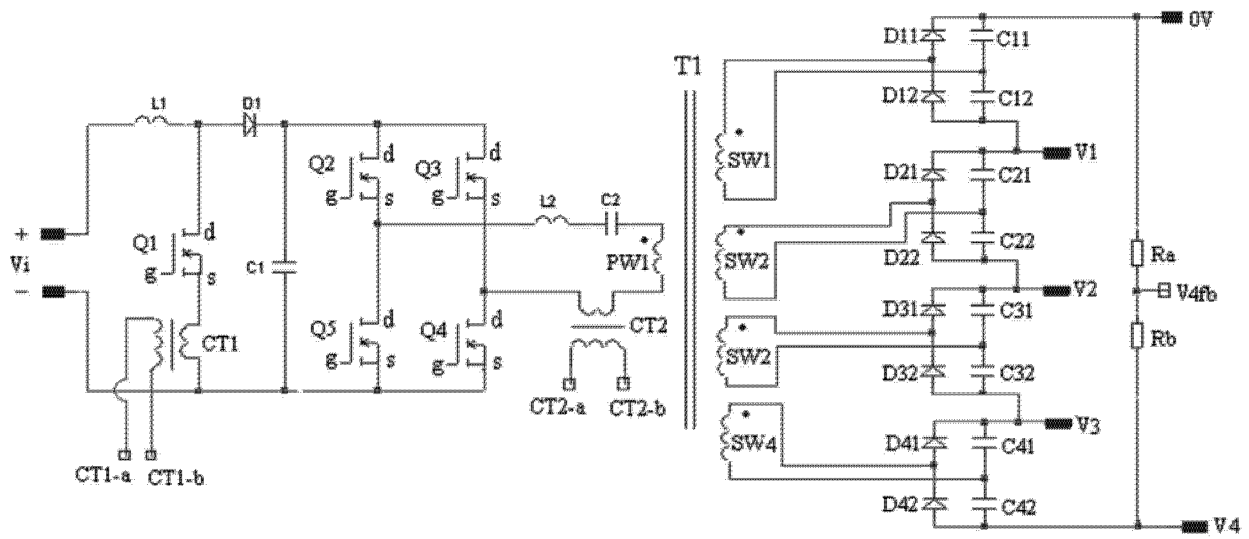


图 5(a)

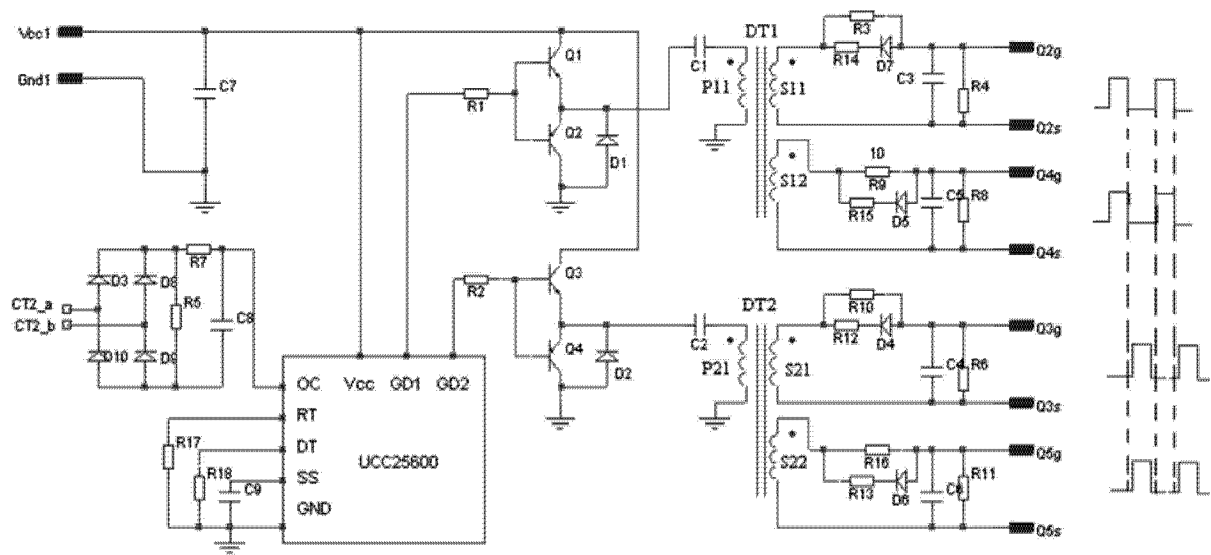


图 5(b)

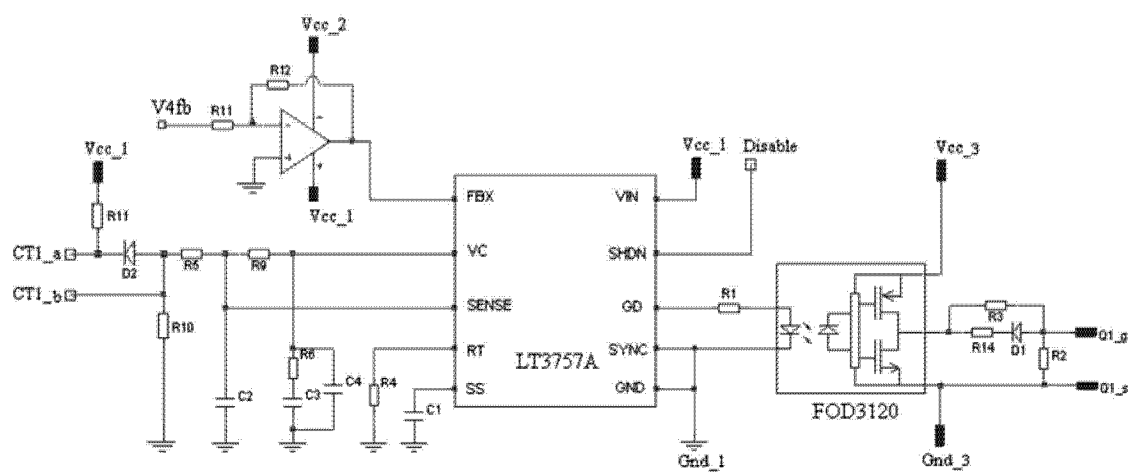


图 5(c)

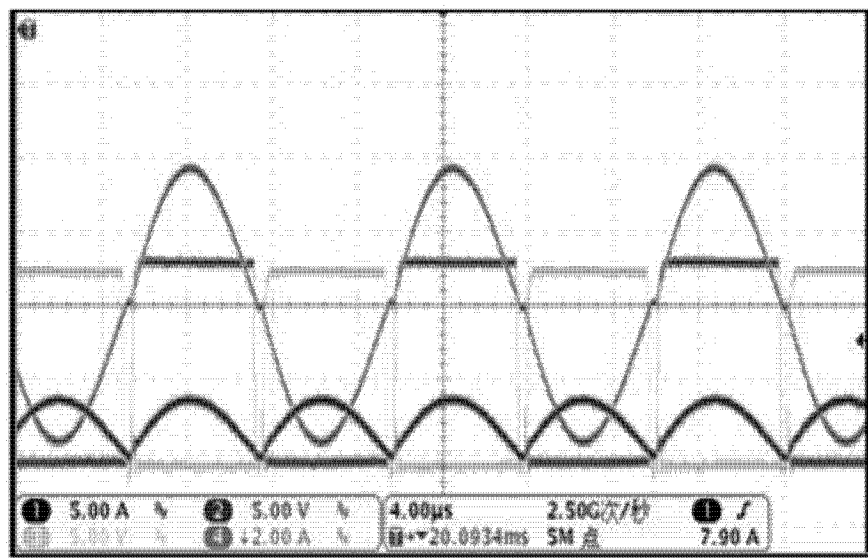


图 6

负载/ 额定负载	输出电压 (V)						系统效率
	V1	V2	V3	V4	V2-V1	V3-V2	
100%	-904	-1345	-1790	-2679	-441	-445	95.50%
50%	-909	-1355	-1803	-2693	-446	-448	93.79%
20%	-917	-1373	-1833	-2724	-456	-460	88.00%

图 7