



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112596572 A

(43) 申请公布日 2021.04.02

(21) 申请号 202011071400.3

(22) 申请日 2020.10.09

(30) 优先权数据

1910872 2019.10.01 FR

(71) 申请人 施耐德电器工业公司

地址 法国吕埃-马迈松

(72) 发明人 J.布伦圭尔

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 张邦帅

(51) Int.Cl.

G05F 1/66 (2006.01)

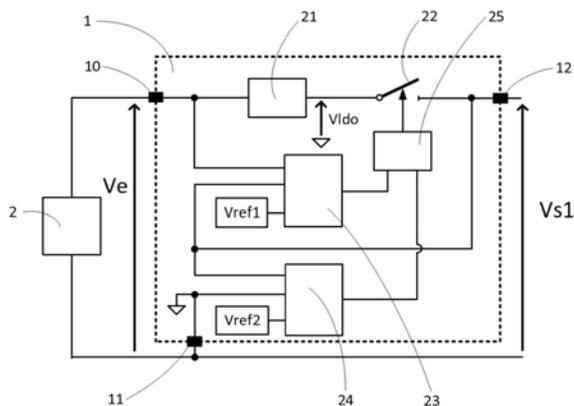
权利要求书2页 说明书8页 附图5页

(54) 发明名称

电压调节电路及调节电源模块

(57) 摘要

本发明涉及一种调节电路(1),其包括:-电压调节器(21),-开关(22),-第一比较电路(23),用于将输入电压(Ve)和输出电压(Vs1)之间的幅度偏差与第一阈值(Vref1)进行比较,-第二比较电路(24),用于将输入电压(Vs1)幅度与第二阈值(Vref2)进行比较,以及-控制电路(25),用于根据第一比较电路(23)和第二比较电路(24)进行的比较命令开关(22)打开或闭合。本发明还涉及一种调节电源模块,其包括这样的调节电路(1)。



1. 电压调节电路(1),至少包括输入端子(10)、参考端子(11)和输出端子(12)、电压源(2),电压源连接在输入端子(10)和输出端子(11)之间,输送输入电压(V_e),所述调节电路(1)跨输出端子(12)和参考端子(11)输送调节的输出电压(V_{s1})并且包括:

-电压调节器(21),

-开关(22),其在输入端子(10)和输出端子(12)之间与电压调节器(21)串联连接,所述开关(22)和所述电压调节器(21)形成第一组件,

-第一比较电路(23),其连接到输入端子(10)和输出端子(12),所述第一比较电路(23)布置成将输入电压(V_e)和输出电压(V_{s1})之间的幅度偏差与第一阈值(V_{ref1})进行比较,

-第二比较电路(24),其连接到输出端子(12)和参考端子(11),所述第二比较电路(24)布置成将输出电压(V_{s1})的幅度与第二阈值(V_{ref2})进行比较,以及

-控制电路(25),其连接到第一比较电路(23)、第二比较电路(24)和开关(22),所述控制电路(25)布置成命令开关(22)打开或闭合,

所述调节电路(1)的特征在于,控制电路(25)根据以下项控制开关(22)打开或闭合:

-根据输入电压(V_e)和输出电压(V_{s1})之间的幅度偏差与第一阈值(V_{ref1})的比较,以及

-根据输出电压(V_{s1})的幅度与第二阈值(V_{ref2})的比较。

2. 根据权利要求1所述的调节电路(1),其特征在于,所述控制电路(25):

-当输入电压(V_e)与输出电压(V_{s1})之间的幅度偏差大于或等于第一阈值(V_{ref1})时,命令开关(22)打开,

-当输入电压(V_e)与输出电压(V_{s1})之间的幅度偏差小于第一阈值(V_{ref1})时,命令开关(22)闭合,并且

-当输入电压(V_e)与输出电压(V_{s1})之间的幅度偏差大于或等于第一阈值(V_{ref1})且输出电压(V_{s1})小于第二阈值(V_{ref2})时,命令开关(22)闭合。

3. 根据权利要求1或2所述的调节电路(1),其特征在于,由与电压调节器(21)串联连接的开关(22)构成的第一组件由以下形成:

-第一晶体管(S1),其集电极连接到输入端子(10)并且其发射极连接到输出端子(12),

-第一电阻器(R1),所述第一电阻器(R1)的第一端连接到第一晶体管(S1)的基极,第一电阻器(R1)的第二端连接到第一晶体管的集电极(S1),以及

-第一电压参考(Z1),其阳极连接到参考端子(11)并且其阴极连接到第一晶体管(S1)的基极。

4. 根据前述权利要求所述的调节电路,其特征在于,输出电压(V_{s1})的幅度由第一电压参考(Z1)输送的参考电压设定。

5. 根据权利要求3和4中任一项所述的调节电路(1),其特征在于,第一比较电路(23)由NPN双极型第二晶体管(S2)形成,第二晶体管(S2)的集电极连接至第一晶体管(S1)的基极,其基极连接到由与第二电压参考(Z2)串联连接的第二电阻器(R2)形成的第二组件的第一端,第二组件的第二端连接到输入端子(10),第二电压参考(Z2)的阳极朝向第一晶体管(S1)的基极取向。

6. 根据前述权利要求所述的调节电路(1),其特征在于,第一阈值(V_{ref1})的幅度由第二电压参考(Z2)输送的参考电压设定。

7. 根据权利要求5和6中任一项所述的调节电路(1), 其特征在于, 第二比较电路(24)由PNP双极型第三晶体管(S3)形成, 第三晶体管(S3)的发射极连接至第二晶体管(S2)的发射极, 第三晶体管(S3)的集电极连接到输出端子(12), 基极连接到由与第三电压参考(Z3)串联连接的第三电阻器(R3)形成的第三组件的第一端, 第三组件的第二端连接到参考端子(11), 所述第三电压参考(Z3)的阳极朝向参考端子(11)取向。

8. 根据前述权利要求所述的调节电路(1), 其特征在于, 所述第二阈值(V_{ref2})的幅度由第三电压参考(Z3)输送的参考电压设定。

9. 根据权利要求7和8中的任一项所述的调节电路(1), 其特征在于, 第四电阻器(R4)并联连接在第二晶体管(S2)的基极和发射极之间, 并且第五电阻器(R5)并联连接在第三晶体管(S3)的基极和发射极之间。

10. 根据前述权利要求中的任一项所述的调节电路(1), 其特征在于, 电容器(C1)连接在输出端子(12)与参考端子(11)之间。

11. 一种调节电源模块(3), 其特征在于, 包括:

- 根据前述权利要求中任一项所述的调节电路(1),
- 至少两个网络连接端子(AC1, AC2), 其连接到用于分配输送AC电压(V_{ac})的电功率的网络,

- 桥式整流器(BR1), 其包括AC输入、正输出和负输出, AC输入连接到网络连接端子(AC1, AC2), 正输出连接到调节电路(1)的输入端子(10), 负输出连接到调节电路(1)的参考端子(11)。

12. 根据前述权利要求所述的调节电源模块(3), 其特征在于, 其包括降压开关模式转换器(BC), 所述开关模式转换器(BC)的输入(BC1)连接到调节电路(1)的输出端子(12), 并且开关模式转换器的输出(BC3)输送调节的供电电压(V_{s2})。

电压调节电路及调节电源模块

技术领域

[0001] 本发明涉及电压调节电路和包括这种调节电路的调节电源模块。

背景技术

[0002] 许多由电源(例如用于分配电功率的网络)供电的设备包括调节电源模块,该调节电源模块允许将由分配网络输送的AC或DC输入电压转换为可以用于电力或机电电路的非常低的DC输出电压。输入和输出之间要传输的功率以及输入电压和输出电压之间的偏差是在针对此类电源模块的设计进行选择时要优先考虑的因素。使用电压互感器的电源因其低成本而被广泛使用;但是,它们需要正弦输入电压,并且互感器是体积庞大或难以安装到电源模块中的部件。众所周知,开关模式电源能够以极高的效率传输高功率,同时又保持非常紧凑。因此,这种类型的电源通常用于消耗超过几瓦的电子设备中。相反,当设备消耗很少的功率(通常最大几百瓦)并连接到输送高输入电压(例如240伏)的分配网络时,使用开关模式电源通常会导致相对于所供电的电路的成本不成比例的费用。

[0003] 线性电源技术非常适合于将非常低的DC电压和低功率输送给设备;但是,必须解决这种线性电源必须耗散的功率问题,所述功率与输入电压和输出电压之间的电压偏差以及所输送的供电电流成比例。专利申请DE 3304759 A1描述了一种使用开关的线性电源装置,该开关仅在输入电压低时才闭合,以限制开关中的功率耗散。电容器会在开关打开时积累能量。根据类似原理,专利申请EP 0 600 384 A2描述了一种线性电源装置,该线性电源装置也使用开关,该开关由一电路控制,该电路在输入电压足够时由电力分配网络供电,或者由当开关打开时被充电到输出电压的电容器来供电。因此,无论开关的状态如何,都向开关的控制电路供电,这防止了所述开关的不及时切换。当输出电压处于足够水平时,专利申请FR 2 621 751 A1使开关的任何闭合无效。

[0004] 这些现有技术文献描述了布置成耗散很少功率的低功率电源电路。然而,它们具有仅在输入电压接近零时才开始操作的特殊性。当设备开启所花费的时间不是很关键时,例如在如上述文献DE 3304759A1中所述的电动剃须刀的情况下或在小型家用电器的情况下,这种特殊性没有问题。相比之下,现有技术中描述的电路不允许电源在开启后(通常在几毫秒内)非常迅速地输送输出电压,以便为例如于执行安全功能的一个或多个电路供电。

发明内容

[0005] 为了解决这样的在与导通后非常快速地输送非常低的输出电压相关的约束下降低耗散内部功率的问题,本发明的一个主题是一种电压调节电路,其至少包括输入端子、参考端子和输出端子,连接在输入端子和输出端子之间的电压源输送输入电压,所述调节电路跨输出端子和参考端子输送调节的输出电压,并且包括:

[0006] -电压调节器,

[0007] -开关,其在输入端子和输出端子之间与电压调节器串联连接,所述开关和所述电

压调节器形成第一组件，

[0008] -第一比较电路，其连接到输入端子和输出端子，所述第一比较电路布置成将输入电压和输出电压之间的幅度偏差与第一阈值进行比较，

[0009] -第二比较电路，其连接到输出端子和参考端子，所述第二比较电路被布置为将输出电压的幅度与第二阈值进行比较，以及

[0010] -控制电路，其连接到第一比较电路、第二比较电路和开关，所述控制电路布置成命令开关打开或闭合，

[0011] 所述调节电路使得控制电路根据以下控制开关打开或闭合：

[0012] -输入电压和输出电压之间的幅度偏差与第一阈值的比较，以及

[0013] -输出电压的幅度与第二阈值的比较。

[0014] 优选地，控制电路：

[0015] -当输入电压与输出电压之间的幅度偏差大于或等于第一阈值时，命令开关打开，

[0016] -当输入电压和输出电压之间的幅度偏差小于第一阈值时，命令开关闭合，以及

[0017] -当输入电压与输出电压之间的幅度偏差大于或等于第一阈值并且输出电压小于第二阈值时，命令开关闭合。

[0018] 优选地，由与电压调节器串联连接的开关组成的第一组件由以下形成：

[0019] -第一晶体管，其集电极连接到输入端子并且其发射极连接到输出端子，

[0020] -第一电阻器，所述第一电阻器的第一端连接到第一晶体管的基极，第一电阻器的第二端连接到第一晶体管的集电极，以及

[0021] -第一电压参考，其阳极连接到参考端子并且其阴极连接到第一晶体管的基极。

[0022] 有利地，输出电压的幅度由第一电压参考所输送的参考电压来设定。

[0023] 优选地，第一比较电路由NPN双极型第二晶体管形成，第二晶体管的集电极连接至第一晶体管的基极，其基极连接到由与第二电压参考串联连接的第二电阻器形成的第二组件的第一端，第二组件的第二端连接到输入端子，第二电压参考的阳极朝向第一晶体管的基极取向。

[0024] 有利地，第一阈值的幅度由第二电压参考所输送的参考电压来设定。

[0025] 优选地，第二比较电路由PNP双极型第三晶体管形成，第三晶体管的发射极连接至第二晶体管的发射极，所述第三晶体管的集电极连接到输出端子，基极连接到由与第三电压参考串联连接的第三电阻器形成的第三组件的第一端，第三组件的第二端连接到参考端子，所述第三电压参考的阳极朝向参考端子取向。

[0026] 有利地，第二阈值的幅度由第三电压参考所输送的参考电压来设定。

[0027] 优选地，第四电阻器并联连接在第二晶体管的基极和发射极之间，并且第五电阻器并联连接在第三晶体管的基极和发射极之间。

[0028] 优选地，电容器连接在输出端子与参考端子之间。

[0029] 本发明还涉及一种调节电源模块，其包括：

[0030] -诸如上面所述的调节电路，

[0031] -至少两个网络连接端子，其连接到用于分配输送AC电压的电功率的网络，

[0032] -桥式整流器，其包括AC输入、正输出和负输出，AC输入连接到网络连接端子，正输出连接到调节电路1的输入端子，负输出连接到调节电路1的参考端子。

[0033] 有利地,调节电源模块包括降压开关模式转换器,所述开关模式转换器的输入连接到调节电路的输出端子,并且开关模式转换器的输出输送调节的供电电压。

附图说明

[0034] 从以下对本发明的特定实施例的描述中,其他优点和特征将变得更加明显,这些描述通过非限制性示例给出并在附图中示出,其中:

[0035] 图1以框图的形式示出了电压调节电路,

[0036] 图2示出了调节电路的第一实施例,

[0037] 图3示出了根据一个优选实施例的调节电路的图,

[0038] 图4示出了调节电源模块的框图,并且

[0039] 图5a和5b是示出根据时间的电源模块的输入电压和电源模块输送的调节输出电压的变化的图示。

具体实施方式

[0040] 图1以框图的形式示出了电压调节电路1,其至少包括输入端子10、参考端子11和输出端子12。电压源2连接在输入端子10与参考端子11之间,并输送输入电压 V_e 。所述调节电路1被布置为在输出端子12和参考端子11之间输送调节的输出电压 V_{s1} 。为此,调节电路1包括:

[0041] -电压调节器21,

[0042] -开关22,其在输入端子10和输出端子12之间与电压调节器21串联连接,所述开关22和所述电压调节器21形成第一组件,

[0043] -第一比较电路23,其连接到输入端子10和输出端子12,所述第一比较电路23被布置为将输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的偏差的幅度与第一阈值 V_{ref1} 进行比较,

[0044] -第二比较电路24,其连接到输出端子12和参考端子11,所述第二比较电路24被布置为将输出电压 V_{s1} 的幅度与第二阈值 V_{ref2} 进行比较,以及

[0045] -控制电路25,其连接到第一比较电路23、第二比较电路24和开关22,所述控制电路25被布置为根据输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差与第一阈值 V_{ref1} 的比较以及根据输出电压 V_{s1} 的幅度和第二阈值 V_{ref2} 的比较而命令开关22打开或闭合。与相对于现有技术描述的在输送输出电压 V_{s1} 之前必须等待输入电压接近于零的装置相比,该技术效果允许在控制电路连接到电压源2的时刻,与输入电压 V_e 的相位角无关地输送输出电压 V_{s1} 。

[0046] 优选地,控制电路25:

[0047] -当输入电压 V_e 与输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差大于或等于第一阈值 V_{ref1} 时,命令开关22开关,

[0048] -当输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差小于第一阈值 V_{ref1} 时,命令开关22闭合,以及

[0049] -当输入电压 V_e 与输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差大于或等于第一阈值 V_{ref1} 并且输出电压 V_{s1} 小于第二阈值 V_{ref2} 时,命令开关22闭合。

[0050] 由电压源2输送的输入电压 V_e 可以是半波或全波整流的AC电压、叠加有一个或多

个AC电压的DC电压或者甚至是缓慢变化的DC电压。输入电压 V_e 的幅度在例如0伏和400伏的范围内变化。

[0051] 电压调节器21的输出连接到开关22,其输送参考参考端子11的电势的调节电压 V_{ldo} 。调节电压 V_{ldo} 优选地包括在10伏至50伏的范围内。

[0052] 调节的输出电压 V_{s1} 是平滑的或包括波纹的DC电压。

[0053] 图2示出了调节电路1的第一实施例,该图应当参考图1中的框图来阅读。电压调节器21优选地是常规的线性电压调节电路,这种类型的电路也被称为低压降(LDO)调节器,这种类型的电路具有在其输入和其输出之间的低压降的优点,诸如意法半导体(STMicroelectronics)的78系列电路或德州仪器(Texas Instrument)的LM338电路。电压调节器的输入连接到输入端子10。

[0054] 开关22至少由双极晶体管或金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)或甚至由碳化硅(SiC)制成的JFET或允许电流快速切换并且处于开启状态时串联电阻低的任何其他部件形成。这种晶体管串联连接在电压调节器21的输出和输出端子12之间。

[0055] 第一比较电路23包括差分放大器23a,其正输入连接至输入端子10,并且其负输入连接至输出端子12。差分放大器23a的输出连接到第一电压比较器23b的正输入,以便输送其幅度等于输入电压 V_e 与输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差的电压。因此,第一比较器23b的正输入升高到等于 $(V_e - V_{s1})$ 的电势。第一比较器23b的负输入连接到第一电压参考 V_{ref1} 。第一比较器23b的输出输送输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差与第一阈值 V_{ref1} 的比较结果。因此,第一比较器23b将电势 $(V_e - V_{s1})$ 与电势 V_{ref1} 进行比较。当电势 $(V_e - V_{s1})$ 大于电势 V_{ref1} 时,第一比较器23b的输出变为高电平,否则第一比较器23b的输出处于低电平。

[0056] 第二比较电路24包括第二电压比较器24a,以便将输出电压 V_{s1} 的幅度与第二电压阈值 V_{ref2} 进行比较。为此,输出端子12连接到第二比较器24a的正输入,以便输送幅值等于输出电压 V_{s1} 的电压。第二比较器24a的负输入连接到第二电压参考 V_{ref2} 。当输出电压 V_{s1} 大于第二阈值 V_{ref2} 的电势时,第二比较器24a的输出变为高电平,否则第二比较器24a的输出处于低电平。

[0057] 控制电路25的第一输入连接到第一比较器23b的输出;控制电路25的第二输入连接到第二比较器24a的输出。第一控制电路25优选地是NAND逻辑门,当其两个输入处于高电平时,其输出处于低电平。第一控制电路25的所述输出连接到开关22的控制电极,例如双极晶体管的基极或FET栅极。第一控制电路25的输出处的高电平导通晶体管,因此使开关22闭合。当第一控制电路25的输入中的一个处于低电平时,或者甚至当电势差 $(V_e - V_{s1})$ 小于电势 V_{ref1} 时,或者当输出电压 V_{s1} 小于第二阈值 V_{ref2} 的电势时,获得第一控制电路25的输出处的这种高电平。相反,当控制电路25的两个输入处于高电平时,即,当电势差 $(V_e - V_{s1})$ 大于电势 V_{ref1} 并且输出电压 V_{s1} 大于第二阈值 V_{ref2} 的电势时,则第一控制电路25的输出变为低电平,并且因此开关22被控制为打开。

[0058] 这样描述并由控制电路25执行的控制逻辑使得可以:

[0059] -当输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差小于或等于第一阈值 V_{ref1} 时,命令开关22闭合,这允许电压调节器21操作以输送调节的输出电压 V_{s1} ,

[0060] -当输入电压 V_e 与输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差大于或等于第一阈值 V_{ref1} 时,命令开关22打开,这防止了电压调节器21中的任何功率损耗,并且

[0061] -当输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 之间的幅度偏差大于或等于第一阈值 V_{ref1} 并且输出电压 V_{s1} 小于第二阈值 V_{ref2} 时,命令开关22闭合,这允许输入电压 V_e 一出现输出电压 V_{s1} 就被输送,后一种配置在调节电路开启时特别重要,以便允许连接在输出端子12和参考端子11之间的接收器被供电。该时间段仅持续几毫秒,并且在电压调节器21中耗散的功率保持较低。

[0062] 除了电势差($V_e - V_{s1}$)大于电势 V_{ref1} 且输出电压 V_{s1} 大于第二阈值 V_{ref2} 的电势的情况以外,上述开关22的控制逻辑优先于开关22的闭合。根据所述逻辑,当输入电压 V_e 大于或等于第一阈值 V_{ref1} 并且输出电压 V_{s1} 小于第二阈值 V_{ref2} 时闭合开关22优先于当输入电压 V_e 大于或等于第一阈值 V_{ref1} 时打开开关22。

[0063] 作为变型,可以容易地修改开关22的控制逻辑,以在电势差($V_e - V_{s1}$)小于电势 V_{ref1} 且输出电压 V_{s1} 大于第二阈值 V_{ref2} 的电势的情况下,使开关22打开,例如,在输出端子12与参考端子11之间不消耗功率的情况下。

[0064] 根据另一变型,可以仅根据输入电压 V_e 和输出电压 V_{s1} 的幅度来管理开关22。在这种情况下,不需要差分放大器23a,第一电压比较器23b的正输入连接到输入端子10。因此,第一比较器23b的输出输送输入电压 V_e 与第一阈值 V_{ref1} 之间的比较结果,第一阈值 V_{ref1} 被相应地调整。控制电路25执行上述控制逻辑。

[0065] 根据另一变型,第一和第二比较电路23、24和控制电路25可以借助于一个或多个微控制器或微处理器或包括模数转换电路和适于执行信息处理的电路的任何装置来实现。

[0066] 根据又一变型,电压调节器21和开关22被集成到同一部件中,诸如具有开/关控制输入的线性电压调节器,例如德州仪器的具有参考号“具有持续作用开/关控制LM9070低压降系统电压调节器(LM9070 Low-Dropout System Voltage Regulator with Keep-Alive ON/OFF Control)”的电路。

[0067] 图3是上述调节电路的一个优选实施例的图。该实施例需要很少的部件,因此,这是非常经济的。

[0068] 由与电压调节器21串联连接的开关22组成的第一组件由以下形成:

[0069] -第一晶体管S1(优选地为NPN双极晶体管),其集电极连接到输入端子10,并且其发射极连接到输出端子12,

[0070] -第一电阻器R1,所述第一电阻器R1的第一端连接到第一晶体管S1的基极,第一电阻器R1的第二端连接到第一晶体管S1的集电极,以及

[0071] -第一电压参考Z1,其阳极连接到参考端子11,并且其阴极连接到第一晶体管S1的基极。

[0072] 在第一晶体管S1是JFET、MOSFET、IGBT或n沟道SiC的情况下,建议连接晶体管的漏极而不是集电极,栅极而不是基极,源极而不是发射极。

[0073] 输出电压 V_{s1} 的幅度由第一电压参考Z1所输送的参考电压来设定。具体地,输出电压 V_{s1} 等于由第一电压参考Z1输送的参考电压,建议从该参考电压中减去第一晶体管S1的基极-发射极电压,例如对于双极第一晶体管S1,基极-发射极电压基本等于0.6伏。优选地,第一电压参考Z1是齐纳二极管。优选地,由所述第一电压参考Z1输送的参考电压包括在10伏至90伏的范围内。

[0074] 第一比较电路23由优选为NPN双极晶体管的第二晶体管S2形成,其集电极连接至

第一晶体管S1的基极,并且其基极连接至由与第二电压参考Z2串联连接的第二电阻器R2形成的第二组件的第一端,第二组件的第二端连接到输入端子10。第二电压参考Z2的阳极朝向第二晶体管S2的基极取向。

[0075] 第一阈值Vref1的幅度由第二电压参考Z2所输送的参考电压来设定,如下所述。优选地,第二电压参考Z2是齐纳二极管。优选地,由所述第二电压参考Z2输送的参考电压包括在50伏和90伏的范围内。在保持串联的同时并且只要第二电压参考Z2的阳极朝向第二晶体管S2的基极取向,第二电阻器R2和第二电压参考Z2的位置可以互换。图3和图4示出了连接到第二晶体管S2的基极的第二电压参考Z2的阳极和连接到输入端子10的第二电阻器R2的第一端。还可以将第二电压参考Z2的阴极连接到输入端子10,并且将第二电阻器R2的第一端连接到第二电压参考Z2的阳极。

[0076] 第二比较电路24由优选地为PNP双极晶体管的第三晶体管S3形成,其发射极连接到第二晶体管S2的发射极,所述第三晶体管S3的集电极连接到输出端子12,并且基极连接到由与第三电压参考Z3串联的第三电阻器R3形成的第三组件的第一端,所述第三组件的第二端连接到参考端子11,所述第三电压参考Z3的阳极朝向参考端子11取向。第二阈值Vref2的幅度由第三电压参考Z3输送的参考电压设定。优选地,第三电压参考Z3是齐纳二极管。优选地,由所述第三电压参考Z3输送的参考电压包括在5伏和20伏的范围内。在保持串联的同时并且只要第三电压参考Z3的阳极朝向参考端子11取向,第三电阻器R3和第三电压参考Z3的位置可以互换。图3和图4示出了连接到参考端子11的第三电压参考Z3的阳极和连接到第三电压参考Z3的阴极的第三电阻器R3的第一端。也可以将第三电压参考Z3的阴极连接到第三晶体管S3的基极,并且将第三电阻器R3的第一端连接到参考端子11。

[0077] 当跨输入端子10和输出端子12的电压大于第二电压参考Z2输送的参考电压时,电流流过第二电阻器R2、第二电压参考Z2、第二晶体管S2的基极和第三晶体管S3的发射极。当输出电压Vs1大于由第三电压参考Z3输送的参考电压时,第二晶体管S2和第三晶体管S3导通,而第一晶体管S1截止:这是在输入电压Ve和输出电压Vs1之间的幅度偏差大于或等于第一阈值Vref1并且输出电压Vs1大于或等于第二阈值Vref2的情况下的问题。相反,当输出电压Vs1小于第三电压参考Z3输送的参考电压时,第二晶体管S2和第三晶体管S3截止。在这种情况下,第一晶体管S1导通:这是在输入电压Ve与输出电压Vs1之间的幅度偏差大于或等于第一阈值Vref1并且输出电压Vs1小于或等于第二阈值Vref2的情况下的问题,即当输出电压Vs1为低时调节电路导通的问题。

[0078] 当跨输入端子10和输出端子12的电压小于由第二电压参考Z2输送的参考电压时,第二晶体管S2截止,并且第一晶体管S1以电压调节器或LDO模式操作并输送幅度基本上等于如上所述的由第一电压参考Z1输送的参考电压的调节的输出电压Vs1。

[0079] 连接在输出端子12和参考端子11之间的电容器C1形成能量的储存器,当第一晶体管S1截止时,其允许连接在输出端子12和参考端子11之间的电路被供电。

[0080] 本发明还涉及一种调节电源模块3,其包括如上所述的调节电路1。图4示出了这种调节电源模块的优选实施例的图,该实施例包括:

[0081] -诸如上面所述的调节电路1,

[0082] -至少两个网络连接端子AC1,AC2,用于将调节电源模块3连接到用于分配输送AC电压Vac的电功率的网络,

[0083] 桥式整流器BR1,其包括AC输入、正输出和负输出,AC输入连接到网络连接端子AC1,AC2,正输出连接到调节电路1的输入端子10,负输出连接到调节电路1的参考端子11。

[0084] 优选地,限压部件RS1,RS2,TVS1,...,TVSn串联连接在输入端子10和参考端子11之间,以便削限由用于分配电功率的网络传输的电压。限制部件TVS1,...,TVSn的数量必须从其削除AC电压 V_{ac} 的过电压电平来确定。

[0085] 为了在存在电磁干扰的情况下改善调节电路的性能,第四电阻器R4并联连接在第二晶体管S2的基极和发射极之间,第五电阻器R5并联连接在第三晶体管S3的基极和发射极之间。第四和第五电阻器R4和R5优选地具有包括在10k Ω 和470k Ω 的范围内的电阻。

[0086] 调节电源模块3包括优选地为降压系列斩波器(buck series chopper)的开关模式转换器BC,所述开关模式转换器BC的输入BC1连接到调节电路1的输出端子12,参考输入BC2连接到参考端子11的电压,并且开关模式转换器的输出BC3输送相对于参考端子11被调节的供电电压 V_{s2} 。所述调节的供电电压 V_{s2} 可以用于给例如用于防止故障电流的装置中的信号处理电路供电,该装置例如是差动断路器。调节电源模块3也可以用在任何需要以电压 V_{s2} 极快速供电的设备中,例如在开启后的几毫秒内,诸如用于防止电气故障的装置、医疗监视装置、或者甚至是在连续过程环境下运行的控制器,该列表是非限制性的。

[0087] 图5a是示出了根据时间的由用于分配电功率的网络输送的AC电压 V_{ac} 的变化和在调节电路1的输入处的输入电压 V_e 的变化的图示,该电压 V_e 借助于桥式整流器BR1通过整流交流电压 V_{ac} 而获得。为了以下描述的清楚起见,还示出了根据时间 t 的阈值电平 $V_{ref1}+V_{s1}$ 和调节电压 V_{ldo} 的电平。

[0088] 图5b是示出根据时间的由调节电路1输送的调节的输出电压 V_{s1} 的图示。在时间 t_0 ,调节电路1接收输入电压 V_e ,后者对应于全波整流的AC电压 V_{ac} 。输出电压 V_{s1} 为零。第一比较电路23将电势差(V_e-V_{s1})与 V_{ref1} 进行比较,这相当于将输入电压 V_e 与总和($V_{ref1}+V_{s1}$)进行比较。一方面,输入电压 V_e 大于输出电压 V_{s1} 与第一阈值 V_{ref1} 之和,另一方面,输出电压 V_{s1} 小于第二阈值 V_{ref2} ,开关22闭合,电压调节器21操作,并且电容器C1开始充电。输出电压 V_{s1} 增加,直到在时间 t_1 达到第二阈值 V_{ref2} 。然后,控制电路25命令开关22打开,并且电容器C1在对应于第二阈值 V_{ref2} 的电压下保持充电。在时间 t_2 ,输入电压 V_e 小于输出电压 V_{s1} 和第一阈值 V_{ref1} 之和,因此开关22闭合。电压调节器21操作并输送调节电压 V_{ldo} ,从而允许电容器C1进一步充电,并且输出电压 V_{s1} 趋向于调节电压 V_{ldo} 的值。在时间 t_3 ,输入电压 V_e 下降到低于调节电压 V_{ldo} 的值,调节器停止操作并且电容器C1放电,从而输送由连接到电源模块3的电路消耗的功率。在时间 t_4 ,输入电压 V_e 变得大于调节电压 V_{ldo} 的值,电压调节器21再次开始工作,并且输送调节电压 V_{ldo} ,从而允许电容器C1进一步充电,然后输出电压 V_{s1} 稳定在调节电压 V_{ldo} 的值。在时间 t_5 ,一方面输入电压 V_e 变得大于输出电压 V_{s1} 之和,另一方面,输出电压 V_{s1} 大于第二阈值 V_{ref2} ,然后控制电路25命令开关打开并且电容器C1放电,从而输送与电源模块3连接的电路消耗的功率直到时间 t_6 。此时,输入电压 V_e 变得小于输出电压 V_{s1} 和第一阈值 V_{ref1} 之和,因此开关22闭合,电压调节器21操作,完成电容器C1的充电并调节输出电压 V_{s1} 到调节电压 V_{ldo} 的值直到时间 t_7 ,如在 t_2 和 t_3 之间的时间段中那样。接下来,重复相同的循环。

[0089] 电压调节电路1允许在接通之后非常快速地输出输出电压 V_{s1} ,时间 t_1 和时间 t_0 之间的时间间隔通常为几毫秒,包括在输入电压 V_e 的幅度相对于输出电压 V_{s1} 非常大的情况

下。另外,电压调节电路1的操作导致电压调节器21中的欧姆损耗的显着降低。最后,调节电路,特别是如图3所示和参考图3所描述的,可以用很少的数量的部件以极小的体积生产,这在经济上非常有吸引力。

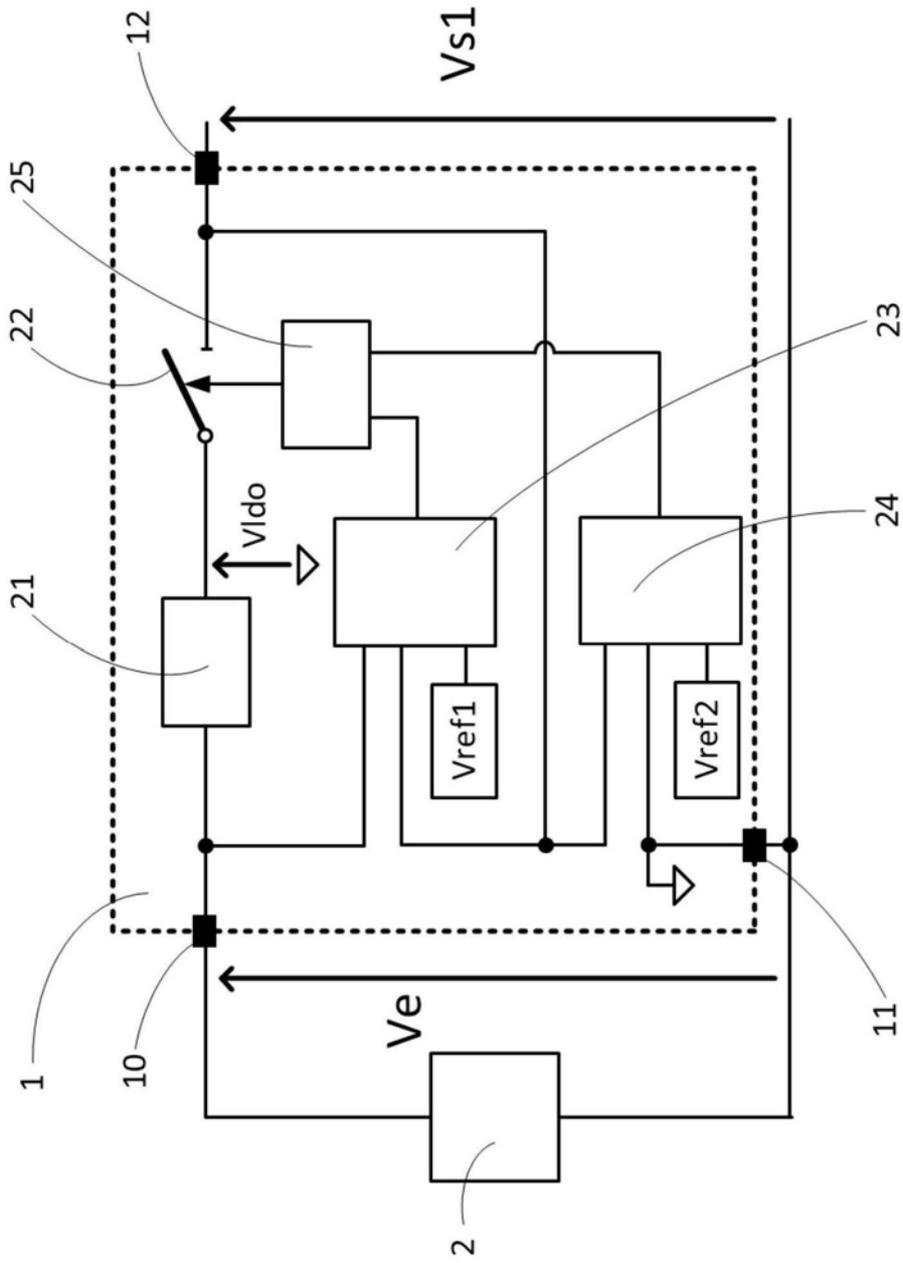


图1

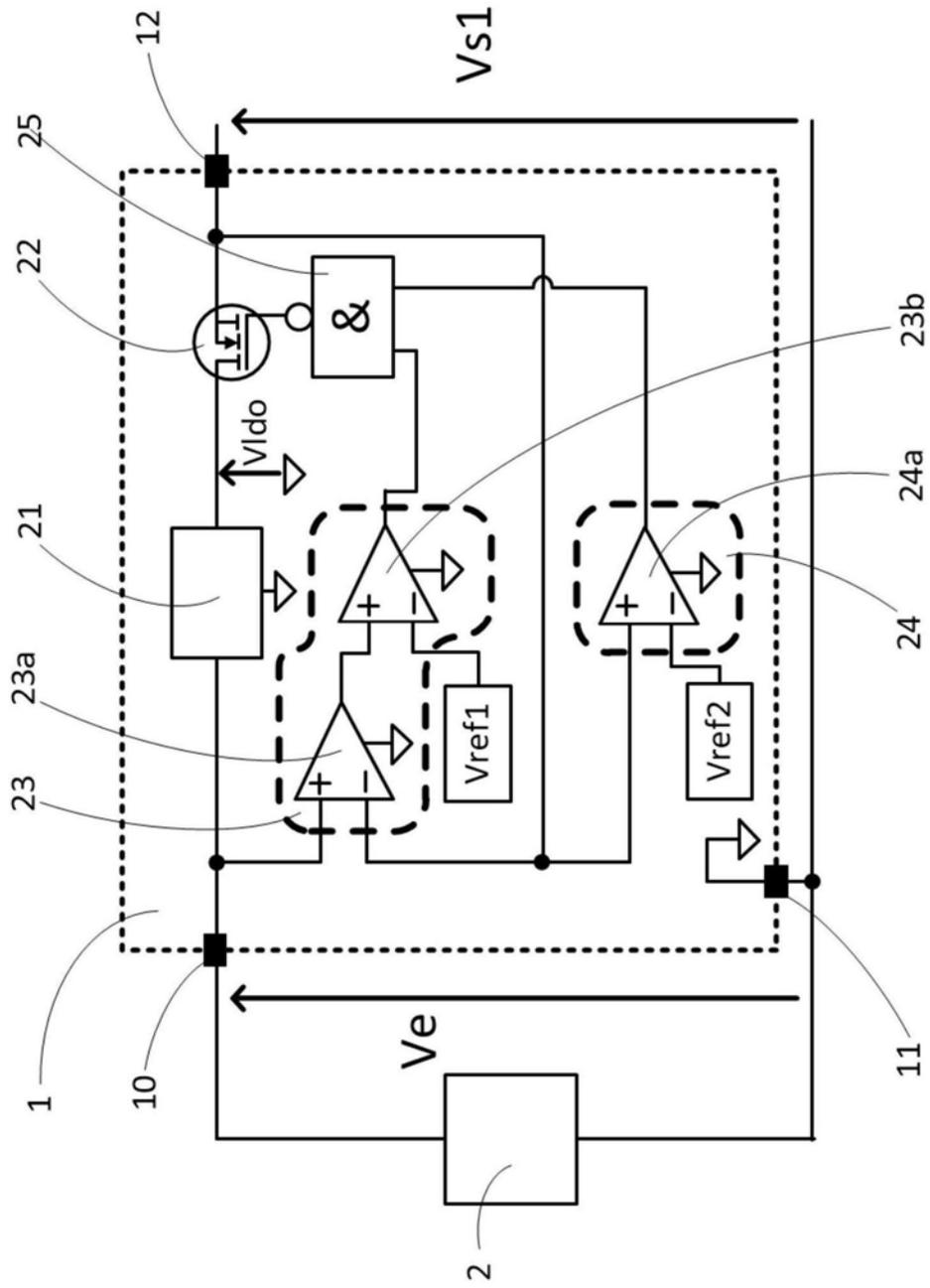


图2

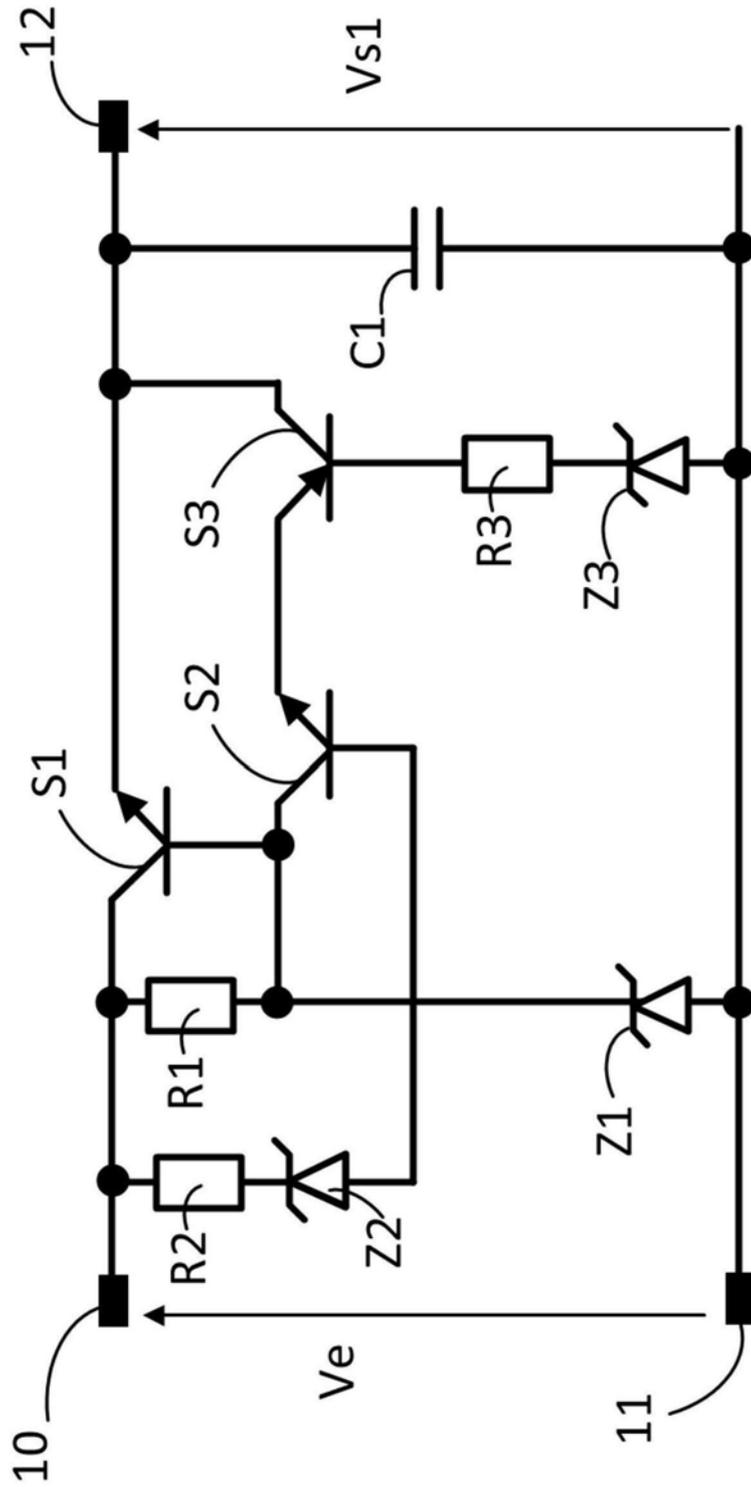


图3

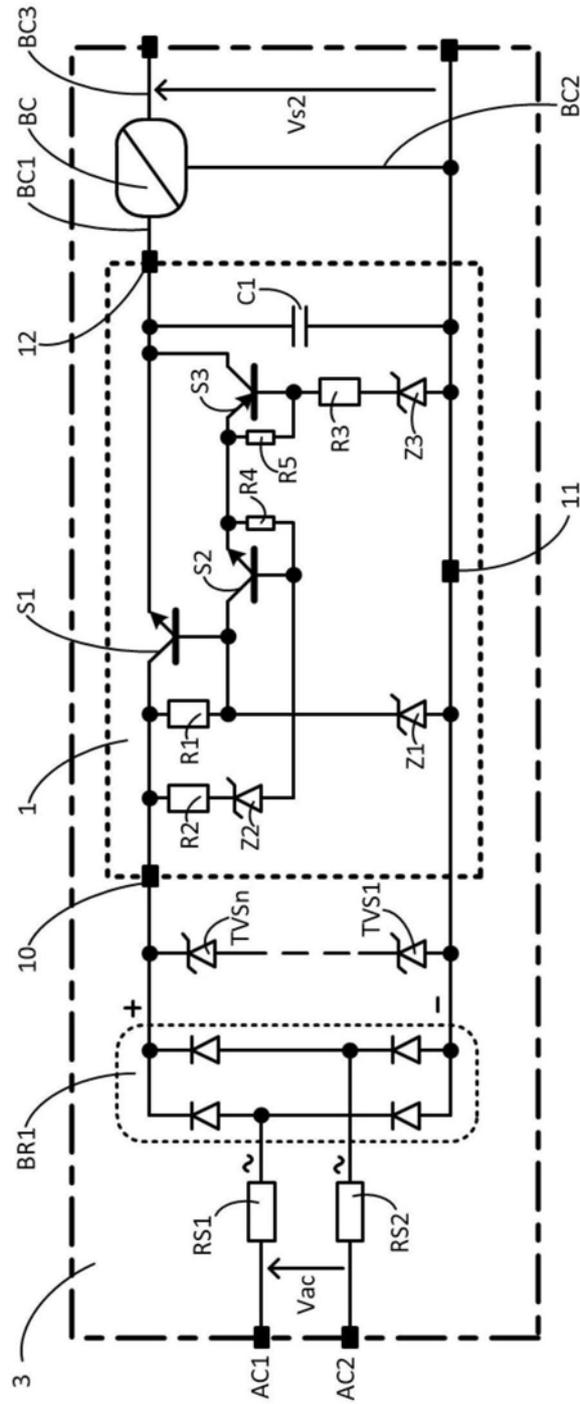


图4

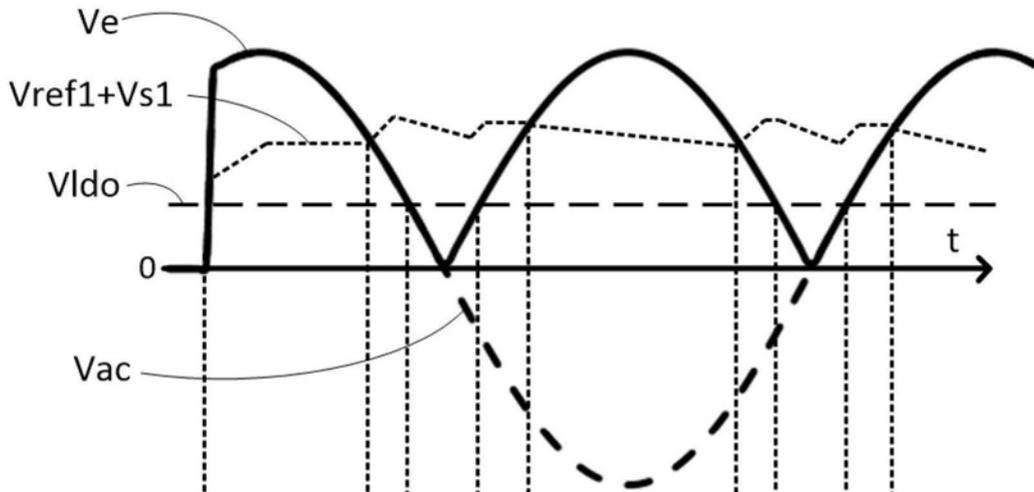


图 5a

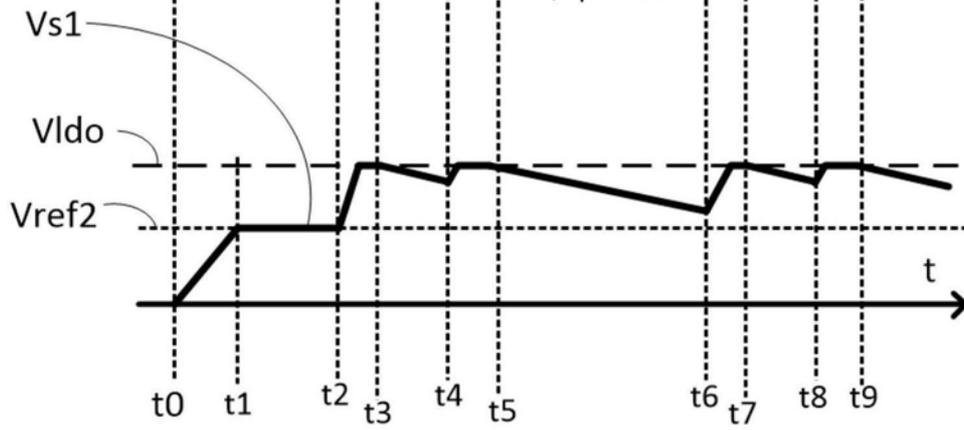


图 5b