



(45) 授权公告日 2023.09.19

[接上页]

(56) 对比文件

KR 850001566 B1,1985.10.17
US 2012049895 A1,2012.03.01
US 2012275195 A1,2012.11.01
US 3537023 A,1970.10.27
US 3753137 A,1973.08.14
US 4121168 A,1978.10.17

US 4241313 A,1980.12.23

巨艇.B类音频功率放大器的设计.《中国优秀硕士学位论文全文数据库信息科技辑》.2010,(第09期),I135-102.

Leo L. Lehner.The_ubiquitous_power_transistor.《Electronics and Power》.1970,第16卷(第1期),19-24.

1. 用于放大信号的信号放大器电路, 具有:

- 至少一个第一放大晶体管 (Q1) 和至少一个第二放大晶体管 (Q2), 其中第一放大晶体管 (Q1) 和第二放大晶体管 (Q2) 在推挽电路中彼此连接, 并由放大器电压源 (V_+ 、 V_-) 馈电;

- 一个或多个偏压二极管 (D1、D2), 所述偏压二极管分别与相配的放大晶体管 (Q1、Q2) 热耦合, 所述偏压二极管 (D1、D2) 设置在与放大晶体管 (Q1、Q2) 的并联电路中, 用以减小或避免交越失真, 其特征在于, 所述偏压二极管 (D1、D2) 至少部分地借助于独立于所述放大器电压源 (V_+ 、 V_-) 的电压源被馈电; 并且所述独立的电压源 (V_b) 是向偏压二极管 (D1、D2) 馈电的恒流电源 (I_b) 的一部分。

2. 根据权利要求1所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述独立的电压源相对于放大晶体管 (Q1、Q2) 构造成无电势的电压源 (V_b)。

3. 根据权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述偏压二极管 (D1、D2) 借助于所述独立的电压源 (V_b) 经由偏压放大器 (A_b) 被馈电。

4. 根据权利要求3所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述偏压放大器 (A_b) 是向偏压二极管 (D1、D2) 馈电的恒流电源 (I_b) 的一部分。

5. 根据权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述恒流电源 (I_b) 构造成可调的。

6. 根据权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述偏压二极管 (D1、D2) 分别与相配的放大晶体管 (Q1、Q2) 一起设置在共同壳体中, 或者偏压二极管 (D1、D2) 分别设置在相配的放大晶体管 (Q1、Q2) 的冷却体上。

7. 根据权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述至少一个第一放大晶体管 (Q1) 包括多个在第一达林顿电路中彼此连接的第一放大晶体管 (Q1、Q11、Q12) 和/或所述至少一个第二放大晶体管 (Q2) 包括多个在第二达林顿电路中彼此连接的第二放大晶体管 (Q2、Q21、Q22)。

8. 根据权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述信号放大器电路构造成音频放大器电路。

9. 根据权利要求8所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述信号放大器电路构造成音频末端级电路。

10. 根据上述权利要求1或2所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述独立的电压源包括:

- 输入侧的第一变压器 (T1), 所述第一变压器具有第一初级绕组和第一次级绕组; 和

- 与第一变压器 (T1) 连接的输出侧的第二变压器 (T2), 所述第二变压器具有第二初级绕组和第二级绕组,

其中, 第一变压器 (T1) 的第一级绕组直接与第二变压器 (T2) 的第二初级绕组连接。

11. 根据权利要求10所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述第一次级绕组和/或所述第二初级绕组具有最多五个线匝。

12. 根据权利要求11所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述第一次级绕组和/或所述第二初级绕组具有最多一个线匝。

13. 根据权利要求11所述的信号放大器电路, 其特征在于, 所述第一次级绕组和/或所述第二初级绕组具有最多半个线匝。

14. 根据权利要求10所述的信号放大器电路,其特征在于,所述第二变压器(T2)由屏蔽件包围,所述屏蔽件与第二变压器(T2)的第二初级绕组的一个端子连接。

15. 根据权利要求10所述的信号放大器电路,其特征在于,所述第二变压器(T2)的第二次级绕组(T22)的一个端子通过第一校正电容(CN1)和/或第二次级绕组(T22)的另一个端子通过第二校正电容接地或保持在参考电位,所述参考电位跟随要放大的信号。

16. 根据权利要求15所述的信号放大器电路,其特征在于,第一校正电容(CN1)和/或第二校正电容(CN2)是可调的。

17. 根据权利要求10所述的信号放大器电路,其特征在于,第二变压器(T2)的第二初级绕组的一个端子接地或动态地保持在参考电位,所述参考电位跟随要放大的信号。

18. 用于提供输出侧直流电压的电压转换器,具有:

- 用于与初级交流电压(2)连接的输入端子(In);
- 输出端子(Out),在所述输出端子上能引出所提供的直流电压;
- 与输入端子(In)连接的第一变压器(T1),所述第一变压器具有第一初级绕组(T11)和第一次级绕组(T12),所述第一初级绕组由输入端子(Out)馈电;
- 与第一变压器(T1)连接的第二变压器(T2),所述第二变压器具有第二初级绕组(T21)和第二次级绕组(T22),所述第二级绕组与整流器(3、L、C)连接;和
- 整流器(3、L、C),所述整流器设置在第二变压器(T2)的第二次级绕组(T22)和输出端子(Out)之间并且构造成,将存在于第二次级绕组(T22)上的交流电压整流成在输出端子(Out)上提供的直流电压,

第一变压器(T1)的第一次级绕组(T12)与第二变压器(T2)的第二初级绕组(T21)连接。

19. 根据权利要求18所述的电压转换器,其特征在于,第一变压器(T1)的第一次级绕组(T12)直接与第二变压器(T2)的第二初级绕组(T21)连接。

20. 根据权利要求18或19所述的电压转换器,其特征在于,第一次级绕组(T12)和/或第二初级绕组(T21)具有最多五个线匝。

21. 根据权利要求20所述的电压转换器,其特征在于,第一次级绕组(T12)和/或第二初级绕组(T21)具有最多三个线匝。

22. 根据权利要求20所述的电压转换器,其特征在于,第一次级绕组(T12)和/或第二初级绕组(T21)具有最多一个线匝。

23. 根据权利要求18或19所述的电压转换器,其特征在于,所述第一变压器(T1)和所述第二变压器(T2)基本上具有相同的结构。

24. 根据权利要求18或19所述的电压转换器,其特征在于,第二变压器(T2)和/或整流器(3、L、C)部分或完整地由屏蔽件包围,所述屏蔽件与第二变压器(T2)的第二初级绕组(T21)的一个端子连接。

25. 根据权利要求18或19所述的电压转换器,其特征在于,第二变压器(T2)的第二初级绕组(T21)的一个端子接地和/或第一变压器(T1)的第一次级绕组(T12)的一个端子接地。

26. 根据权利要求18或19所述的电压转换器,其特征在于,第二变压器(T2)的第二次级绕组(T22)的端子通过第一校正电容(CN1)接地和/或第二次级绕组(T22)的另一个端子通过第二校正电容接地。

27. 根据权利要求26所述的电压转换器,其特征在于,第一校正电容(CN1)和/或第二校

正电容(CN2)是可调的。

28.一种具有根据权利要求18至27之一所述的电压转换器的系统,所述系统具有处理信号的负载,所述负载与输出端子(Out)连接,并且给所述负载供应在输出端子(Out)上提供的直流电压。

29.一种具有根据权利要求18至27之一所述的电压转换器的系统,所述系统具有处理信号的负载,所述负载与输出端子(Out)连接,并且给所述负载供应在输出端子(Out)上提供的直流电压,其特征在于,第二变压器(T2)的第二初级绕组(T21)的一个端子和/或第一变压器(T1)的第一次级绕组(T12)的一个端子动态地保持在参考电位上,所述参考电位跟随在负载中处理的信号。

30.一种具有根据权利要求18至27之一所述的电压转换器的系统,所述系统具有处理信号的负载,所述负载与输出端子(Out)连接,并且给所述负载供应在输出端子(Out)上提供的直流电压,其特征在于,第二变压器(T2)的第二次级绕组(T22)的一个端子经由第一校正电容(CN1)和/或第二次级绕组(T22)的另一个端子经由第二校正电容(CN2)动态地与参考电位连接,所述参考电位跟随在负载中处理的信号。

31.根据权利要求30所述的系统,其特征在于,第一校正电容(CN1)和/或第二校正电容(CN2)是可调的。

32.根据权利要求28至31之一所述的系统,其特征在于,负载是用于所述信号的信号放大器。

33.根据权利要求32所述的系统,其特征在于,负载是音频放大器的末端级。

信号放大器电路、电压转换器和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种信号放大器电路，特别是音频放大器电路。这尤其是涉及音频末端级电路。

背景技术

[0002] 现在的信号放大器通常由放大晶体管组成，所述放大晶体管在推挽电路中彼此连接。此类放大器也称为B类放大器。这种放大器的基本原理是，两个互补的晶体管在其发射极上连接在一起，并以其集电极分别连接到正和负的放大器电压源。在这种情况下，基于对称信号，两个互补的晶体管中的每一个分别在一个半振荡周期期间导通。在更新的信号放大器中，尤其是在其中产生高功率的末端级中，通常对于每个振荡周期提供两个或更多个晶体管，这些晶体管分别覆盖确定的电压范围。在每个振荡周期有两个晶体管时，这意味着具有四个晶体管的推挽电路，但具有多达12个晶体管的放大器也很常见。

[0003] 如果两个互补的晶体管的基极引出端直接连接到放大器的输入信号是，则通常会发生所谓的交越失真的问题。其原因在于，如果低于相关晶体管的基极-发射极阈值电压，则该晶体管不导通，因此在输入信号的过零点处会发生交越失真。为了减少或避免交越失真，必须确保晶体管中的一个在任何时间始终是导通的。这借助于基极的偏压来实现。为了获得足够低的交越失真，需要施加特别确定的偏压。由于这种偏压，出现了确定的通过末端级的静态电流。如果所述静态电流太小，则在输出电流的过零点周围存在这样的范围，在所述范围内，输出级的放大明显小于在充分调制(Aufsteuerung)时的值。因此仍然会形成交越失真。相反，如果静态电流过大，则在过零点的范围内推挽电路的两个分支生效。此时同样出现交越失真，因为与“正常”调制情况相比，此时交越点处的放大/增益明显更大。

[0004] 所述晶体管或各所述晶体管的基极-发射极阈值电压的温度系数为负。偏压因此必须以相同的温度系数减小，以便在冷却体温度变化时可以保持失真最优值。这通常是通过下面称为偏压二极管或感应二极管的二极管来实现的，所述二极管的阈值电压同样具有负的温度系数，所述温度系数尽可能近似于相关晶体管的基极-发射极阈值电压的温度系数。这里，给每个晶体管分配一个自己的偏压二极管，并与其热耦合。如果推挽电路的一个分支由多个晶体管形成，则为了产生偏压，将相应数量的相配的偏压二极管设置在二极管链中。

[0005] 放大器的静态电流流经偏压二极管，使得偏压以与基极-发射极阈值电压类似的程度随着晶体管温度的升高而下降。通常，偏压二极管由相同的放大器电压源供电，所述放大器电压源也给放大晶体管供电。为此，与偏压二极管并联地设置电位器，所述电位器在平均预期工作温度下将偏压的“偏移值”调节到尽可能小的失真。但是，该“偏移值”取决于通过放大器的电压放大级的静态电流，所述静态电流实际上与温度密切相关，尤其是如果要根据速度标准优化放大器时，这在音频放大器中尤为重要。因此会产生不希望的偏压波动，这又会导致在放大器输出端上出现失真。

发明内容

[0006] 本发明的目的是提供一种信号放大器电路,这种信号放大器电路可以以较小的失真来放大信号。

[0007] 根据本发明,所述目的通过一种用于放大信号的信号放大器电路来实现,所述信号放大器电路具有:

[0008] -至少一个第一放大晶体管和至少一个第二放大晶体管,其中第一放大晶体管和第二放大晶体管在推挽电路中彼此连接,并由放大器电压源馈电;

[0009] -一个或多个偏压二极管,所述偏压二极管分别与相配的放大晶体管热耦合,所述偏压二极管设置在与放大晶体管的并联电路中,用以减小或避免交越失真,其中,所述偏压二极管至少部分地借助于独立于所述放大器电压源的电压源被馈电;并且所述独立的电压源是向偏压二极管馈电的恒流电源的一部分。

[0010] 本发明基于这样的构思,即给偏压二极管提供尽可能精确的电流,该电流能尽可能精确地重现并且是与温度无关的。这根据本发明是这样来实现的,即偏压二极管至少部分地借助于独立于放大器电压源的电压源来供电。独立于放大器电压源的、用于给偏压二极管或偏压电路供电的电压源的优点在于,可以独立于前置的电压放大级的要求来设计放大器电路的规格。“独立于放大器电压源”尤其可以意味着,所述电压源与放大器电压源在电流上分离。所述电压源尤其是没有直接或间接地从放大器电压源中获取其能量。

[0011] 可以通过使用用于给偏压二极管供电的电池来实现这种电压源。但所述电压源优选是持续电压源。这尤其是意味着,这种电压源不会放电,并且因此不需要定期充电或更换。例如可以通过将太阳能电池与恒定光源、例如与一个或多个LED相结合来实现这种电压源。为此,优选在共同的壳体中将太阳能电池与LED区相对设置。LED/太阳能电池过渡区此时形成电流分离。此外,LED/太阳能电池过渡区不形成或仅形成很小的耦合电容。备选或附加于此地,为了实现电流分离,所述电压源可以包括至少一个变压器。

[0012] 在一个优选的实施形式中设定,相对于放大晶体管,所述独立的电压源构造成为无电势(potenzialfrei)的电压源。这尤其意味着,所述电压源不构成从电压放大器电路的输出端到接地端的旁路。换句话说,所述电压源没有形成电压放大器电路与电压放大器电路的接地端或信号接地端之间附加的或其他的连接路径。用于偏压二极管和偏压电阻器的电流优选不是从放大器电压源中引出,或以与再次对称地引回相同的大小引出。就是说,通过偏压二极管的偏压电流的特征在于,不影响信号电流。

[0013] 此外,所述电压源优选与接地应不具有或仅具有很小的耦合电容,这是因为所述电压源(在共模中)与要放大的信号的信号频率同步,并且所述电压源的耦合电容对放大器电路的高阻抗信号输出端加载。此外,电压源优选应不具有或仅具有可忽略的共模干扰电压,因为这种干扰电压否则会在高阻抗信号输出端上被馈送到信号路径中。

[0014] 在一个有利的改进方案中设定,借助于所述独立的电压源经由偏压放大器给偏压二极管供电。这例如可以是DC放大器,特别是精密DC放大器,所述DC放大器例如由运算放大器组装在一起。通常,放大晶体管和相配的偏压二极管的温度系数相差一个确定的系数,通常约为1.2。因此有利的是,将在偏压二极管上下降的电压与该系数相乘。偏压放大器的放大比/增益优选与温度无关。

[0015] 在一个适宜的実施形式中设定,所述独立的电压源和/或偏压放大器是向偏压二

极管馈电的恒流电源、尤其是精密恒流电源的一部分。就是说,所述恒流电源由所述电压源和/或偏压放大器以及必要时还有其他的电子部件组成。因此,流经偏压二极管的恒定电流始终是可精确重现的并且与温度无关。

[0016] 根据一个优选的改进方案设定,所述恒流电源构造成可调的。由此就可以通过改变由精密恒流电源提供的恒定电流将偏压的“偏移”调节到实现放大器电路的最小失真。二极管上的前向电压随电流升高,而随温度降低。但是前向电压的温度系数实际上与电流是无关的。

[0017] 在一个优选实施形式中设定,所述偏压二极管分别与相配的放大晶体管一起设置在共同壳体中,或者偏压二极管分别设置在相配的放大晶体管的冷却体上。优选对于每个放大晶体管设置一个热紧密耦合的偏压二极管,以实现精确地反映放大晶体管的芯片温度。将二极管集成在放大晶体管的壳体中带来了特别紧密的热耦合的优点,但是另一方面这种集成的缺点是,不能自由地选择偏压二极管。此时由偏压电路负责补偿在偏压二极管和放大晶体管之间存在的不同的电子特性。

[0018] 所述或各所述放大晶体管优选构造成双极晶体管。

[0019] 在一个有利的改进方案中设定,所述至少一个第一放大晶体管包括多个在第一达林顿电路中彼此连接的第一放大晶体管和/或所述至少一个第二放大晶体管包括多个在第二达林顿电路中彼此连接的第二放大晶体管。在达林顿电路中,可以将两个、三个或更多的放大晶体管相连接,并且这些放大晶体管如同单个放大晶体管那样起作用,但具有明显更高的(电流)放大系数。

[0020] 在一个适宜的实施方案中,所述信号放大器电路构造成音频放大器电路,尤其是音频末端级电路。就是说,通过所述信号放大器电路放大的信号是音频信号。音频末端级电路尤其是指,在信号放大器电路的上游连接输入端放大级。

[0021] 根据一个优选的改进方案设定,所述独立的电压源包括:输入侧的第一变压器,所述第一变压器具有第一初级绕组和第一次级绕组的;和与第一变压器连接的输出侧的第二变压器,所述第二变压器具有第二初级绕组和第二级绕组,其中,第一变压器的第一次级绕组直接与第二变压器的第二初级绕组连接。这意味着,第一变压器的次级绕组或次级线圈直接与第二变压器的初级绕组或初级线圈连接。第一变压器的第一次级绕组与第二变压器的第二初级绕组连接尤其意味着,两个绕组之间存在电连接,就是说,两个变压器串联连接。第一变压器的第一次级绕组优选直接与第二变压器的第二初级绕组连接。这尤其是意味着,在第一次级绕组中所产生的电流流过第二初级绕组,而电流分布没有明显改变。在这种情况下,优选在第一次级绕组和第二初级绕组之间最多仅设置纯欧姆元件,例如欧姆电阻或者一个或多个导线段。

[0022] 设置在第二次级绕组和输出端子之间的整流器优选地具有二极管桥,以便对存在于第二次级绕组上的交流电压进行整流。接着,优选可以借助于其他的电路给整流信号去谐波。这里尤其是使用串联线圈或串联扼流圈是有利的,所述串联线圈或串联扼流圈必要时与输出端电容器连接成低通电路。备选或附加地,整流器的每个二极管可以设置有多组RC串联电路(所谓的缓冲电路)的并联电路。由此避免了二极管在势垒结(Sperrübergang)中发生振荡。

[0023] 必须在电压源的输入端子上给所述电压源提供初级交流电压。初级交流电压的频

率,下面称为“初级频率”,优选在10kHz至1MHz之间,优选在20kHz至500kHz之间的范围内。优选初级交流电压具有大于20kHz、25kHz、30kHz、35kHz或40kHz的初级频率。初级交流电压可以例如借助于将直流电压转化为高频的交流电压来产生。这种转换可以借助于电子功率开关或借助于振荡器和线性放大器来实现。电子功率开关这里产生矩形控制,这尤其确保了高效率。与此相反,振荡器和线性放大器适于实现正弦控制,所述正弦控制可提供极低的噪声水平。此外,在使用矩形波电压情况下,可以通过LC滤波器对其进行“圆整”,从而在仍有非常高的效率的同时实现了进一步降低噪声水平。

[0024] 优选这样来选择初级频率,使得初级交流电压不会例如由于耦合效应而在放大的信号中产生附加的电压分量。如果所述信号放大器是音频放大器,则初级频率优选在大约20kHz的音频频带极限与音频放大器的通常为几百kHz的极限频率之间,但是优选远离音频频带极限和音频放大器的极限频率。初级频率距放大器极限频率越远,能越有效地抑制由于在放大器中的负反馈可能出现的初级交流电压噪声。例如,在放大器极限频率为500kHz时,大约100kHz的初级频率是合适的。此时,与音频频带极限的差距为80kHz,而与放大器极限频率的差距为400kHz。

[0025] 第一变压器优选具有第一芯,所述第一芯与第二变压器的第二芯是分离的,使得第一芯的磁通量基本上不穿过第二芯。

[0026] 在一个有利的改进方案中设定,所述第一次级绕组和/或所述第二初级绕组具有最多五个线匝,优选最多三个线匝,优选最多一个线匝。第一次级绕组和第二初级绕组优选由穿过两个变压器的两个芯的短路匝形成。此时,短路匝可以分别绕两个芯的一个分支形成圆圈,或者8字形地在这两个分支之间交叉。因为从第一变压器到第二变压器的能量传输是在电压非常低的同时借助于大电流进行的,所以低匝数或者甚至是这种短路匝都会明显降低上述电容耦合。由于较低的电压以及由于只有一个线匝或几个线匝的较小的耦合电容,第一初级绕组和第二级绕组之间的电容耦合显著降低。

[0027] 两个变压器之间的连接导线或短路匝有利地可以附加地借助于捻合设计成低感应的。以这样的方式,可以进一步增大两个变压器之间或两个芯之间的距离,这附加地降低了电容耦合。

[0028] 两个变压器之间的连接导线或短路匝优选穿过由铁氧体材料制成的管或环,如果存在芯,所述管/环从第一变压器的芯延伸到第二变压器的芯。但这里不允许所述管或环接触这两个芯。此时,所述管或环可以具有圆形的、正方形的或其他形状的横截面。借助于管或环,通过连接导线或短路匝的有效电流基本上不受影响,因为在铁氧体中形成的磁电流基本上抵消了相反(反向平行)流动的电流。另一方面,通过铁氧体减弱(并行)流过两个连接导线或短路匝的两个导线的共模干扰电流。

[0029] 这两个变压器优选构造成,使得第一初级绕组和/或第二次级绕组具有为第一次级绕组和/或第二初级绕组多倍的匝数。这尤其是使得,两个变压器之间的过渡部的电压相对于这个变压器对的输入端电压和输出端电压是较小的。有利地这样设计第一初级绕组和/或第二次级绕组的尺寸,尤其是使其具有这样多的匝数,使得施加在第一次级绕组上的第一次级电压和施加在第一初级绕组是的第一初级电压最高具有25%的比值。

[0030] 在一个适宜的実施形式中设定,第一变压器和第二变压器基本上具有相同的结构。在该实施形式中,第一初级绕组和第二次级绕组尤其是具有相等的匝数。此外,如果存

在芯,两个变压器的芯可以构造成相同的。由此确保了存在于第二变压器的输出端上的电压基本上对应于存在于第一变压器的输入端子或输入端上的初级交流电压。

[0031] 根据一个优选的改进方案设定,第二变压器和/或整流器由屏蔽件包围,所述屏蔽件与第二变压器的第二初级绕组的一个端子连接。这种屏蔽件使得两个变压器或其芯去耦,并且可以附加或备选于两个变压器的空间间隔实现的去耦实现去耦。所述屏蔽件优选借助于金属板或金属格栅来实现,所述金属板或金属格栅覆盖或至少部分地包围变压器和/或整流器。屏蔽件与第二初级绕组的连接这里可以等同于与两个变压器之间的连接导线实现的连接或与短路匝的连接。

[0032] 优选设定,第二变压器的第二初级绕组的一个端子和/或第一变压器的第一次级绕组的一个端子接地。这里同样可以表述成,尤其是在两个变压器之间的连接导线或短路匝是接地的。如果设置了前面描述的第二变压器的屏蔽件,则该屏蔽件也可以接地。备选地,即使变压器端子没有接地,也可以仅使屏蔽件本身接地。

[0033] 在一个优选的实施形式中设定,第二变压器的第二初级绕组的一个端子动态地保持在参考电位上,所述参考电位跟随要放大的信号。这种处理方式也称为“自举”。由于连接导线或短路匝在电位上动态地跟随所述信号,在从变压器对的初级侧的电容去耦保持不变的同时,可以减小与接地端的电容耦合。为此,参考电位优选经由阻抗转换器与相应的端子、连接导线或短路匝连接。阻抗转换器可以例如借助于放大系数基本上为一的缓冲放大器来形成。参考电位尤其可以是(通过阻抗转换器去耦的)信号本身。阻抗转换器优选借助于推挽电路,尤其是作为互补的发射极跟随器来实现。在这种情况下,参考电位优选地在偏压电阻的两端引出,并馈送给推挽电路的两个输入端。此时采用推挽电路的输出端上的信号作为自举信号。

[0034] 在第二变压器的第二次级绕组上施加交流电压。所述交流电压导致在第二次级绕组的两个端子上出现反相振荡。从次级绕组的两个端子到接地端或者到上述参考电位始终存在杂散电容。这些杂散电容在一般情况下不是相同的,使得由此可能会导致产生共模干扰电压,所述共模干扰电压此时施加在电压源的输出端上。

[0035] 为了减小或完全避免这种另外的共模干扰电压,在一个优选的实施形式中设定,第二变压器的第二次级绕组的一个端子通过第一校正电容和/或第二次级绕组的另一个端子通过第二校正电容接地。通过正确地选择所述校正电容,可以补偿所述杂散电容。校正电容优选具有在0.5pF至10pF之间的范围内的值。备选于前面所述的接地,有利地可以设定,第二变压器的第二次级绕组的一个端子通过第一校正电容和/或第二次级绕组的另一个端子通过第二校正电容动态与参考电位连接。参考电位在这里也优选经由阻抗转换器与所述校正电容或各所述校正电容连接,阻抗转换器可以例如借助于缓冲放大器形成。

[0036] 第一校正电容和/或第二校正电容优选由一个或多个电容器形成。校正电容优选具有在0.5pF至10pF之间的值。

[0037] 在所有前面所述的设有第一校正电容和必要时设有第二校正电容的实施形式中,第一校正电容和/或第二校正电容有利地构造为可调的。在观察信号放大器电路的信号输出端上的输出信号的情况下,可以借助于可调节的校正电容对杂散电容进行补偿,这里试图将输出端信号中的共模干扰电压最小化。作为可调的校正电容优选使用可调的或可变的电容器。所有校正电容和所述杂散电容相加得出相应的总电容。通过均衡两个总电容可以建

立对称性。在这种情况下,在次级绕组上两个相位对共模干扰电压的贡献相互抵消,并且共模干扰电压消失。优选这样来选择第一校正电容,使得利用第二校正电容,可以在两个方向上进行调整,以便即使在存在由制造引起的杂散电容变化时也总是能够将其调整到最小。

[0038] 以上分别说明了用于所述独立的电压源的三种不同补偿方式:接地/自举、校正电容和屏蔽件。但优选同时使用至少两种补偿方式。更优选地,同时实施所有三种补偿方式。

[0039] 上述独立于放大器电压源的、用于向偏压二极管或偏压电路供电的电压源可以以电压转换器的形式同样独立于上述功率放大器地使用,并且也可以在完全不同的应用领域中使用。

[0040] 因此,本发明还涉及用于提供输出侧直流电压的电压转换器。此外,本发明涉及一种具有电压转换器和由电压转换器所供给负载的系统。

[0041] 这种电压转换器通常由变压器和整流器组装而成。变压器用于针对后面的电路的需要调节振荡的初级电压的电压强度。同时,在初级电压和电路之间实现电流分离。在后面的整流器中,对经过调整的交流电压进行整流,以便向所述电路提供的直流电压。整流器通常包括二极管桥和低通滤波器。

[0042] 即使在非常仔细的设计情况下,在这种电压转换器中通常也无法完全避免出现共模干扰电压。尤其是在医学测量技术应用领域和高端音频技术中,这种共模干扰电压会影响测得的或放大的信号,使得可能会出现不希望的信号叠加。

[0043] 本发明的目的是提供一种电压转换器和系统,其中降低或避免共模干扰电压。

[0044] 根据本发明,所述目的通过具有权利要求15的特征的电压转换器和具有权利要求23的特征的系统来实现。从属权利要求中列出了本发明的有利的改进方案。

[0045] 本发明基于以下认识,即,在具有初级绕组和次级绕组的传统变压器中,这两个绕组不仅是磁耦合的而且是电容耦合的。通过所述绕组的电容耦合,初级侧交流电压的一部分作为共模电压一直传递到整流器的输出端。电压转换器的两条输出导线将该电压引向初级侧参考电位。为了减少这种电容耦合,根据本发明代替单个变压器使用了由两个变压器组成的变压器对,这两个变压器直接彼此连接。这意味着,第一变压器的次级绕组或次级线圈直接与第二变压器的初级绕组或初级线圈连接。

[0046] 由于以这种方式可以独立于变压器的尺寸提高变压器对的输入端绕组(第一初级绕组)和输出端绕组(第二次级绕组)之间的距离,就已经可以在确定的程度上实现电容耦合的降低。施加在输出端电压上的共模干扰也以与电容耦合减小的程度相同地减小。

[0047] 第一变压器的第一次级绕组与第二变压器的第二初级绕组连接尤其是指,在这两个绕组之间存在电连接,也就是说,两个变压器前后相继地连接。第一变压器的第一次级绕组优选直接与第二变压器的第二初级绕组连接。这尤其意味着,在第一次级绕组中产生的电流流过第二初级绕组,而电流分布并没有明显改变。在这种情况下,优选在第一次级绕组和第二初级绕组之间最多仅布置纯欧姆元件,例如欧姆电阻或导线段。

[0048] 设置在第二次级绕组和输出端子之间的整流器优选地具有二极管桥,以便对在第二次级绕组上存在的交流电压进行整流。接下来,可以优选地借助于其他电路来减小整流信号的波度。这里尤其是,必要时结合作为低通滤波电路的输出端电容器使用串联线圈或串联扼流圈是有利的。备选地或附加地,整流器的每个二极管可以设置有多个RC串联电路(所谓的缓冲器)的并联电路。这避免在二极管的势垒结中出现振荡。

[0049] 优选利用根据前面或后面说明的实施形式之一的电压转换器给信号处理的电路或用于非常敏感的信号的部分电路供电,所述电路和电路部分是无电势的。电位可以随要处理的信号或其参考电位动态变化的电路或电路部件可以视为无电势的。电压转换器这里输出可忽略不计的共模干扰电压,从而可以利用电压转换器给高阻抗的信号电路供电,而不会影响待处理的信号。

[0050] 有利地利用电压转换器向处理信号的负载供应直流电压。因此,本发明还涉及一种相应的系统,所述系统具有根据上面或下面说明的实施形式之一的电压转换器以及借助于该电压转换器供电的负载。所述负载有利地是用于信号的信号放大器。所述负载尤其可以是信号测量设备,例如医疗测量仪器,或者是音频放大器,尤其是音频放大器的末端级内的信号处理电路。

[0051] 必须在电压转换器的输入端子上向电压转换器提供初级交流电压。初级交流电压的频率以下称为“初级频率”,这个频率优选在1kHz至10MHz之间,优选在10kHz至500kHz之间的范围。初级交流电压的初级频率优选大于1kHz、5kHz、10kHz、20kHz或30kHz。初级交流电压可以例如通过将直流电压转换成高频率的交流电压来产生。这种转换可以借助于电子功率开关或借助于振荡器和线性放大器来实现。电子功率开关这里产生矩形控制,这尤其确保了高效率。与此相反,振荡器和线性放大器适于实现正弦控制,所述正弦控制可提供极低的噪声水平。此外,在使用矩形波电压情况下,可以通过LC滤波器对其进行“圆整”,从而在仍有非常高的效率的同时实现了进一步降低噪声水平。

[0052] 如果在系统中将电压转换器与处理信号的负载连接,则优选这样来选择初级频率,使得初级交流电压不会例如由于耦合效应而在放大的信号中产生附加的电压分量。如果所述负载是音频放大器,则初级频率优选在大约20kHz的音频频带极限与音频放大器的通常为几百kHz的极限频率之间,但是优选远离音频频带极限和音频放大器的极限频率。初级频率距放大器极限频率越远,能越有效地抑制由于在放大器中的负反馈导致的可能的初级交流电压噪声。例如,在放大器极限频率为500kHz时,大约100kHz的初级频率是合适的。此时,与音频频带极限的差距为80kHz,而与放大器极限频率的差距为400kHz。

[0053] 第一变压器优选具有第一芯,所述第一芯与第二变压器的第二芯是分离的,使得第一芯的磁通量基本上不穿过第二芯。

[0054] 在一个有利的改进方案中设定,所述第一次级绕组和/或所述第二初级绕组具有最多五个线匝,优选最多三个线匝,优选最多一个线匝。第一次级绕组和第二初级绕组优选由穿过两个变压器的两个芯的短路匝形成。此时,短路匝可以分别绕两个芯的一个分支形成圆圈,或者8字形地在这两个分支之间交叉。因为从第一变压器到第二变压器的能量传输是在电压非常低的同时借助于大电流进行的,所以低匝数或者甚至是这种短路匝都会明显降低上述电容耦合。由于较低的电压以及由于只有一个线匝或几个线匝的较小的耦合电容,第一初级绕组和第二级绕组之间的电容耦合显著降低。

[0055] 两个变压器之间的连接导线或短路匝有利地可以附加地借助于捻合设计成低感应的。以这样的方式,可以进一步增大两个变压器之间或两个芯之间的距离,这附加地降低了电容耦合。

[0056] 两个变压器之间的连接导线或短路匝优选穿过由铁氧体材料制成的管或环,如果存在芯,所述管/环从第一变压器的芯延伸到第二变压器的芯。但这里不允许所述管或环接

触这两个芯。此时,所述管或环可以具有圆形的、正方形的或其他形状的横截面。借助于管或环,通过连接导线或短路匝的有效电流基本上不受影响,因为在铁氧体中形成的磁电流基本上抵消了相反(反向平行)流动的电流。另一方面,通过铁氧体减弱(并行)流过两个连接导线或短路匝的两个导线的共模干扰电流。

[0057] 这两个变压器优选构造成,使得第一初级绕组和/或第二次级绕组具有为第一次级绕组和/或第二初级绕组多倍的匝数。这尤其是使得,两个变压器之间的过渡部的电压相对于这个变压器对的输入端电压和输出端电压是较小的。有利地这样设计第一初级绕组和/或第二次级绕组的尺寸,尤其是使其具有这样多的匝数,使得施加在第一次级绕组上的第一次级电压和施加在第一初级绕组上的第一初级电压最高具有25%的比值。

[0058] 在一个适宜的実施形式中设定,第一变压器和第二变压器基本上具有相同的结构。在该实施形式中,第一初级绕组和第二次级绕组尤其是具有相等的匝数。此外,如果存在芯,两个变压器的芯可以构造成相同的。由此确保了存在于第二变压器的输出端上的电压基本上对应于存在于第一变压器的输入端子或输入端上的初级交流电压。

[0059] 根据一个优选的改进方案设定,第二变压器和/或整流器由屏蔽件包围,所述屏蔽件与第二变压器的第二初级绕组的一个端子连接。这种屏蔽件使得两个变压器或其芯去耦,并且可以附加或备选于两个变压器的空间间隔实现的去耦实现去耦。所述屏蔽件优选借助于金属板或金属格栅来实现,所述金属板或金属格栅覆盖或至少部分地包围变压器和/或整流器。屏蔽件与第二初级绕组的连接这里可以等同于与两个变压器之间的连接导线实现的连接或与短路匝的连接。

[0060] 优选设定,第二变压器的第二初级绕组的一个端子和/或第一变压器的第一次级绕组的一个端子接地。这里同样可以表述成,尤其是在两个变压器之间的连接导线或短路匝是接地的。如果设置了前面描述的第二变压器的屏蔽件,则该屏蔽件也可以接地。备选地,即使变压器端子没有接地,也可以仅使屏蔽件本身接地。

[0061] 如果在系统中将电压转换器与处理信号的负载连接,则备选于上面所述的接地有利地可以设定,将第二变压器的第二初级绕组的一个端子、第一变压器的第一次级绕组的一个端子、两个变压器之间的连接导线和/或短路匝动态地保持在参考电位上,所述参考电位跟随在负载中处理的信号。

[0062] 这种处理方式也称为“自举”。由于连接导线或短路匝在电位上动态地跟随所述信号,在从变压器对的初级侧的电容去耦保持不变的同时中,可以减小与接地端的电容耦合。为此,参考电位优选经由阻抗转换器与相应的端子、连接导线或短路匝连接。阻抗转换器可以例如借助于放大系数基本上为一的缓冲放大器来形成。阻抗转换器优选借助于推挽电路,尤其是作为互补的发射极跟随器来实现。参考电位尤其可以是所述信号本身。如果所述负载是音频放大器,则参考电位优选可以作用在放大器输入端上,更优选地作用在音频放大器的末端级的输入端上。

[0063] 在第二变压器的第二次级绕组上施加交流电压。所述交流电压在第二次级绕组的两个端子上是反相的。从次级绕组的两个端子到接地端或者到上述参考电位始终存在杂散电容。这些杂散电容在一般情况下不是相同的,使得由此可能会导致产生共模干扰电压,所述共模干扰电压此时施加在电压源的输出端上。

[0064] 为了减小或完全避免这种另外的共模干扰电压,在一个优选的实施形式中设定,

第二变压器的第二次级绕组的一个端子通过第一校正电容和/或第二次级绕组的另一个端子通过第二校正电容接地。通过正确地选择所述校正电容,可以补偿所述杂散电容。校正电容优选具有在0.5pF至10pF之间的范围内的值。如果在系统中将电压转换器与处理信号的负载连接,则备选于前面所述的接地,有利地可以设定,第二变压器的第二次级绕组的一个端子通过第一校正电容和/或第二次级绕组的另一个端子通过第二校正电容动态与参考电位连接。参考电位在这里也优选经由阻抗转换器与所述校正电容或各所述校正电容连接,阻抗转换器可以例如借助于缓冲放大器形成。

[0065] 第一校正电容和/或第二校正电容优选由一个或多个电容器形成。校正电容优选具有在0.5pF至10pF之间的值。

[0066] 在所有前面所述的设有第一校正电容和必要时设有第二校正电容的实施形式中,第一校正电容和/或第二校正电容有利构造成可调的。在考察信号放大器电路的信号输出端上的输出信号的情况下,可以借助于可调节的校正电容对杂散电容进行补偿,这里试图将输出端信号中的共模干扰电压最小化。作为可调的校正电容优选使用可调的或可变的电容器。所有校正电容和所述杂散电容相加得出相应的总电容。通过均衡两个总电容可以建立对称性。在这种情况下,在次级绕组上两个相位对共模干扰电压的贡献相互抵消,并且共模干扰电压消失。优选这样来选择第一校正电容,使得利用第二校正电容可以在两个方向上进行调整,以便即使在存在由制造引起的杂散电容变化时也总是能够将其调整到最小。

[0067] 以上分别说明了用于所述独立的电压源的三种不同补偿方式:接地/自举、校正电容和屏蔽件。但优选同时使用至少两种补偿方式。更优选地,同时实施所有三种补偿方式。

附图说明

[0068] 下面参考附图根据实施例来说明本发明。

[0069] 其中:

[0070] 图1示出根据现有技术的信号放大器电路的电路图;

[0071] 图2示出根据本发明的一个实施例的信号放大器电路的电路图;

[0072] 图3示出根据一个优选实施形式的用于给偏压二极管供电的恒流源的电路图;

[0073] 图4示出根据一个优选实施形式用于给偏压二极管供电的无电势的电压源的电路图;

[0074] 图5示出根据一个优选实施形式的电压转换器的电路图;

[0075] 图6示出根据另一个优选实施形式的具有自举的电压转换器的电路图;

[0076] 图7示出根据另一个优选实施形式的具有自举和校正电容的电压转换器的电路图;和

[0077] 图8示出根据另一个优选实施形式的具有三种补偿措施的电压转换器的电路图。

具体实施方式

[0078] 图1示出根据现有技术的信号放大器电路的电路图。这种构造成音频放大器的已知电路可以大致分为电压放大级(VAS-电压放大级)和输出级。

[0079] VAS由正部分和负部分形成,所述正部分具有由两个晶体管Q3、Q3'和两个电阻器R3、R3'构成的修正的达林顿级,所述负部分具有由两个晶体管Q4、Q4'和两个电阻器R4、R4'

构成的另一个修正的达林顿级。输入端差分放大级LTP (LTP-长尾对) 用于放大施加在前置放大器输入端E⁺、E⁻上的信号, 并且在前置放大器输出端A⁺、A⁻上提供信号。这个预放大的信号通过电压放大级, 其中信号的正振荡周期通过电压放大级的正部分, 负振荡周期通过电压放大级的负部分, 从而到达输出级。

[0080] 输出级由在推挽电路中的第一放大晶体管Q1、Q11、Q12和第二放大晶体管Q2、Q21、Q22组成。这里示出的三个第一放大晶体管Q1、Q11、Q12彼此连接成达林顿电路, 三个第二放大晶体管Q2、Q21、Q22也是这样。借助于阻断电压放大级和输出级放大的音频信号最终施加在信号输出端6上, 并且可以用于操控扬声器设备(未示出)。

[0081] 电压放大级和输出级均由放大器电压源V⁺、V⁻供电。由偏压二极管(也称为感应二极管)D1、D11、D12、D2、D21、D22组成的二极管链设置成与放大晶体管Q1、Q11、Q12、Q2、Q21、Q22并联, 以提供偏压, 所述偏压跟随放大晶体管Q1、Q11、Q12、Q2、Q21、Q22的温度特性。为此, 每个偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22都与一个相配的放大晶体管Q1、Q11、Q12、Q2、Q21、Q22热耦合。在这种情况下, 偏压二极管D1与放大晶体管Q1耦合, 偏压二极管D2与放大晶体管Q2耦合, 以此类推。热耦合在图1中用虚线表示, 并且可以例如通过将晶体管和二极管设置在共同的壳体中或通过将二极管固定到相配的晶体管的冷却体上来实现。

[0082] 二极管的阈值电压具有负温度系数, 正如晶体管的基射结(基极发射极结)的阈值电压那样。因此, 由偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22组成的二极管链的温度特性反映了放大晶体管Q1、Q11、Q12、Q2、Q21、Q22的串联连接的基射结的温度特性, 这使得通过二极管链所产生的偏压也得到相应的温度特性。

[0083] 电压放大级的静态电流流过二极管链。但实际上, 二极管和晶体管的阈值电压的温度系数相差一个已知的系数, 在当前情况下大约为1.202。此外, 在实用中不能自由选择偏压二极管, 因为通常使用的放大晶体管分别与偏压二极管集成在共同的壳体中。为了补偿这些差异, 设有与二极管链并联设置的偏压电位器Pb, 利用所述偏压电位器, 在放大器的平均预期工作温度下, 将偏压的偏移值调整到使得信号输出端6上输出信号有尽可能小的失真。这个偏移值取决于通过电压放大级的静态电流。所述静态电流又是强温度相关的, 尤其是在针对速度对输出级进行优化时。因此偏压会发生不期望的波动。

[0084] 为了减小或甚至避免这种波动, 根据本发明, 偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22由精密恒流电源Ib供电, 所述精密恒流电源又通过独立于放大器电压源V⁺、V⁻的电压源Vb供电。设有偏压放大器Ab, 用以针对放大晶体管Q1、Q11、Q12、Q2、Q21、Q22的温度系数适配调整偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22的温度系数。所述偏压放大器具有相应的放大系数为约1.202。

[0085] 偏压放大器Ab的输出端既可以输出电流又可以接受电流。如果不存在这个偏压放大器Ab, 则在偏压电阻Rb上会出现由电压放大级的静态电流引起的电压降。如果该电压降高于对应于设定的最佳偏压的值, 则偏压放大器Ab接受重新建立正确的偏压的电流。相反, 如果电压放大级的静态电流太低, 为了产生必要的电压降, 此时偏压放大器Ab相应地输出额外的电流, 以便获得所需的偏压。结果是, 在偏压电阻Rb上降低的偏压与电压放大级的静态电流无关, 并且此外精确地补偿了放大晶体管的温度特性。

[0086] 偏压放大器Ab是精密放大器。优选这样地对所述偏压放大器进行频率补偿, 使得它可以驱动电容性负载。

[0087] 图2中示出的由偏压放大器Ab、恒流电源Ib和电压源Vb组成的布置系统仅涉及用于调节和调整借助于二极管链产生的偏压的偏压电路的示意图。该偏压电路基本上在直流电压范围内工作。为了避免与信号频率发生相互作用,设有偏压电容器Cb。该偏压电容器Cb在要放大的信号的频率范围内构成短路,因此,不必为了在信号频率范围或信号频带内获得良好的特性来设计偏压电路的功能组。

[0088] 图3中示出偏压电路的恒流电源Ib的一个有利的实施形式。在该实施形式中,恒流电源Ib通过运算放大器UA和几个其他构件来实现。

[0089] 在优选作为具有附加的在图3中未示出的反馈的带隙基准实施的、用作分流参考电压源的齐纳二极管DZ上,电压以高绝对精度下降,此外这个电压具有非常高的温度稳定性。运算放大器UA将这个存在于其正输入端上的电压加载在由电位器P1和电阻器R1所组成的串联电路上。因此,通过电位器P1和电阻器R1的电流等于齐纳二极管DZ上下降的电压除以电位器P1和电阻器R1的电阻之和。这个电流还流入晶体管Qb的发射极输入端,该晶体管的基极与运算放大器UA的输出端连接。晶体管Qb的基极电流在这里关注的精度范围内是可以忽略不计的,从而晶体管Qb的集电极电流也被加载并且等于流过电位器P1和电阻器R1的电流。由此,也流过偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22的二极管链的集电极电流与存在于集电极上的电位无关。因此,确定的并且温度稳定的电流流过偏压二极管D1、D11、D12、D2、D21、D22。通过调整电位器P1来控制恒流电源Ib的电流。晶体管Qb的集电极上的用“Usense”标注的信号作为输入信号供应给图2中的偏压放大器Ab。

[0090] 借助于无电势的电压源Vb给图3中的运算放大器UA以及还有偏压电路的其他元件供电。图4中示出电压源Vb的一个优选实施形式。电压源Vb具有输入端子In和输出端子Out。输入端子In由初级交流电压2供电,电压源Vb在输出端子Out上提供驱动偏压电路的直流电压,该偏压电路例如可以如图3所示的那样构成。

[0091] 电压源Vb的核心构件是两个依次互连的变压器T1、T2,这两个变压器分别具有初级绕组T11、T21和次级绕组T12、T22。经由输入端子In向第一初级绕组T11供应初级交流电压2,而在第二级绕组T22上存在交流电压,在变压器T1、T2相同结构时,该交流电压基本上等于初级交流电压2。第一次级绕组T12和第二初级绕组T21由短路匝1形成。所述短路匝是穿过变压器T1、T2的两个芯的短接的金属线段。

[0092] 在第二级绕组T22中形成的交流电压借助于由二极管桥3和低通滤波器所组成的整流器来整流,所述低通滤波器由整流器电感L和整流器电容C构成。

[0093] 将短路匝1保持在参考电位。这被称为自举并且是这样实现的,即,短路匝1通过阻抗转换器4与参考电位连接,所述参考电位施加在阻抗转换器输入端41上。参考电位是在信号放大器电路中放大的信号,或者参考电位跟随该信号。在这里示出的实施形式中,参考电位在偏压电阻器Rb上引出,并且在阻抗转换器输入端41上供应给阻抗转换器4。

[0094] 除了短路匝1的自举之外,第二变压器T2的输出端的两个端子,即第二次级绕组T22的两个端部,通过第一校正电容CN1和第二校正电容CN2与参考电位连接。第二校正电容CN2这里构造成可调的电容器。通过在观察信号放大器电路的信号输出端6处的输出信号的情况下调节第二校正电容CN2,借助于两个校正电容CN1、CN2抵消第二次级绕组T22的每个端部到参考电位存在的杂散电容。

[0095] 最后,在图4中象征性示出第二变压器T2、由二极管桥3和LC电路组成的整流器以

及校正电容器CN1、CN2的屏蔽件5。该屏蔽件5尤其是包围电路并因此覆盖被屏蔽的组件的金属笼。屏蔽件也保持在参考电位。

[0096] 下面参考图5至8描述的电压转换器可以用作独立于放大器电压源的电压源,用于如上所述给偏压二极管或偏压电路供电。但替代于此,如前面所述的那样,电压转换器也可以用于给其他负载提供电压以及在完全不同的应用领域中使用。

[0097] 在图5中借助于电路图示意性示出根据一个优选实施形式的电压转换器。如也在后面的附图中示出的那样,这里仅示出对于描述本发明的最重要的组件。电压转换器具有输入端子In和输出端子Out。输入端子In由初级交流电压供电。电压转换器在输出端子Out上提供直流电压,用以给一个或多个负载供电,在图中没有示出这些负载。

[0098] 电压转换器的核心构件是两个前后相继地互相连接的变压器T1、T2,这两个变压器分别具有初级绕组T11、T21和次级绕组T12、T22。经由输入端子In向第一初级绕组T11提供初级交流电压 U_1 ,而在第二初级绕组T21上施加交流电压,所述交流电压在变压器T1、T2相同结构时基本上等于初级交流电压 U_1 。第一初级绕组T12和第二初级绕组T21由短路匝1形成。所述短路匝是穿过变压器T1、T2的两个芯的短接的金属线段。短路匝1优选在两个芯之间交叉,从而形成8字形。在根据图5的实施形式中,短路匝1是接地的。

[0099] 在第二初级绕组T22中形成的交流电压借助于由二极管桥3和低通滤波器组成的整流器来整流,该低通滤波器由整流器电感L和整流器电容C构成。

[0100] 根据第一实施形式对短路匝1进行接地是减小或避免在输出端子Out上出现共模干扰电压的措施。在下面的图6至4中示意性地示出了其他措施。在后面的这些实施例中,可以保留如前面所述的电压转换器的基本结构。

[0101] 在根据图6的实施形式中,短路匝1保持在参考电位而不是接地。这是这样来实现的,即将短路匝1经由阻抗转换器4与参考电位连接,所述参考电位存在于阻抗转换器输入端41上。电压转换器通过其输出端子向负载(未显示)供电。所述参考电位是在负载中处理的信号,或者参考电位跟随在负载中处理的该信号。

[0102] 附加于在图6中所描述的短路匝1的自举,第二变压器T2的输出端的两个端子,即第二初级绕组T22的两个端部还通过第一校正电容CN1和第二校正电容CN2与参考电势连接。备选于参考电位,两个校正电容CN1、CN2也可以接地,如图5中的短路匝1那样。

[0103] 第二校正电容CN2这里构造成可调的电容器。通过在观察负载的输出端信号的情况下或在观察在输出端子Out上测得的电压的情况下调节第二校正电容CN2,借助于两个校正电容CN1、CN2抵消从第二初级绕组T22的每各端部到参考电位存在的杂散电容。

[0104] 最后,在图8中示意性地示出用于第二变压器T2、由二极管桥3和LC电路构成的整流器以及校正电容器CN1、CN2的屏蔽件5。所述屏蔽件5尤其是金属板,所述金属板设置在电路上方并覆盖被屏蔽的组件。屏蔽件同样保持在参考电位。备选地,所述屏蔽件也可以如在图5中的短路匝1一样接地。

[0105] 附图标记列表

[0106]	1	短路匝
[0107]	2	初级交流电压
[0108]	3	二极管桥
[0109]	4	阻抗转换器

[0110]	41	阻抗转换器输入端
[0111]	5	屏蔽件
[0112]	6	信号输出端
[0113]	A+、A-	预放大器输出端
[0114]	Ab	偏压放大器
[0115]	C	整流器电容
[0116]	Cb	偏压电容
[0117]	CN1	第一校正电容
[0118]	CN2	第二校正电容
[0119]	D1、D11、D12、D21、D22	偏压二极管(感应二极管)
[0120]	DZ	齐纳二极管
[0121]	E+、E-	预放大器输入端
[0122]	Ib	恒流电源
[0123]	In	输入端子
[0124]	L	整流器电感
[0125]	LTP	输入端差分放大级
[0126]	Out	输出端子
[0127]	P1	电位器
[0128]	Pb	偏压电位器
[0129]	Q1、Q11、Q12	第一放大晶体管
[0130]	Q2、Q21、Q22	第二放大晶体管
[0131]	Q3、Q3'、R3、R3'	电压放大级,正
[0132]	Q4、Q4'、R4、R4'	电压放大级,负
[0133]	Qb	晶体管
[0134]	R2	电阻
[0135]	Rb	偏压电阻
[0136]	T1	第一晶体管
[0137]	T11	第一初级绕组
[0138]	T12	第一次级绕组
[0139]	T2	第二变压器
[0140]	T21	第二初级绕组
[0141]	T22	第二次级绕组
[0142]	UA	运算放大器
[0143]	V+、V-	放大器电压源
[0144]	Vb	电压源

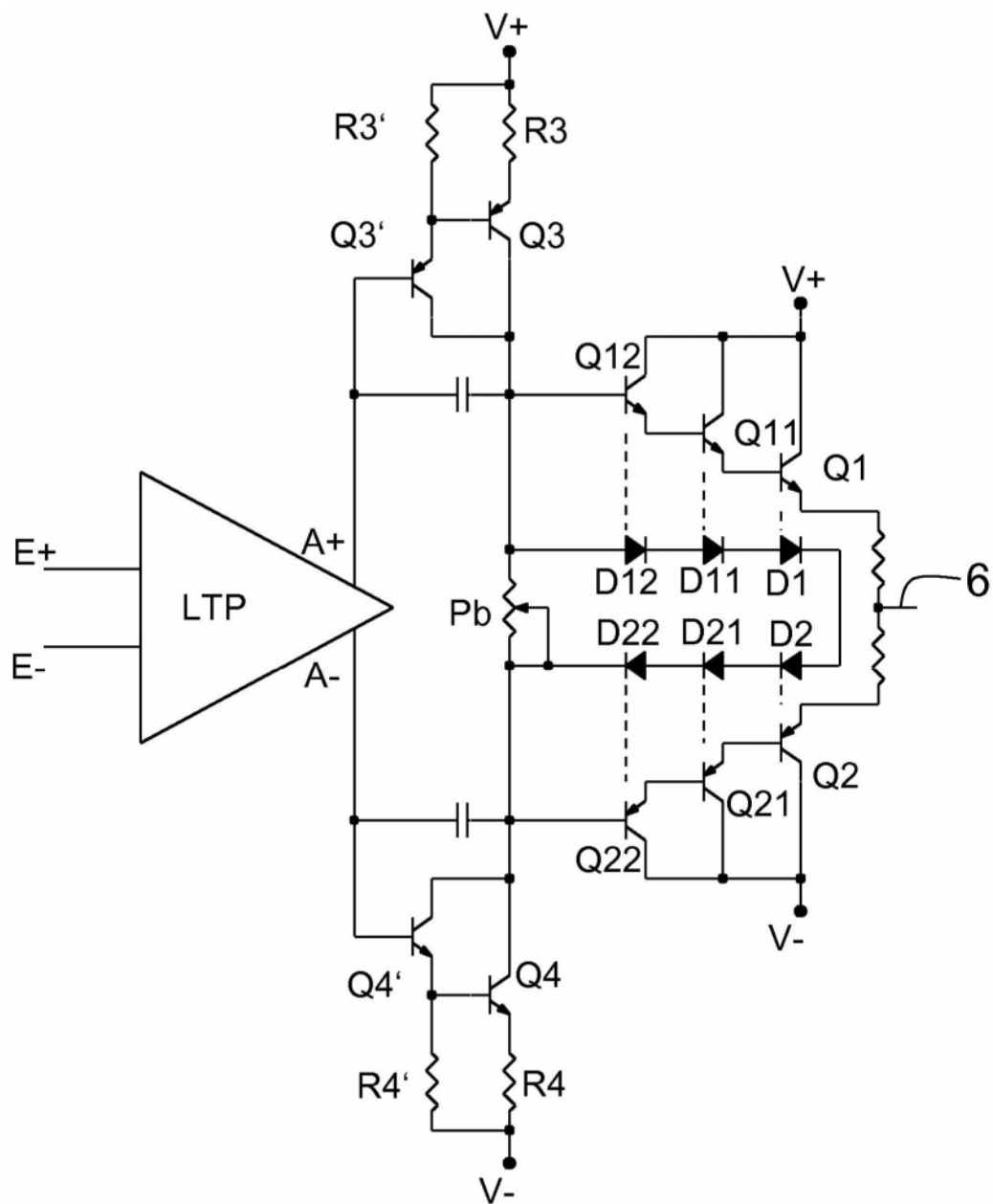


图1

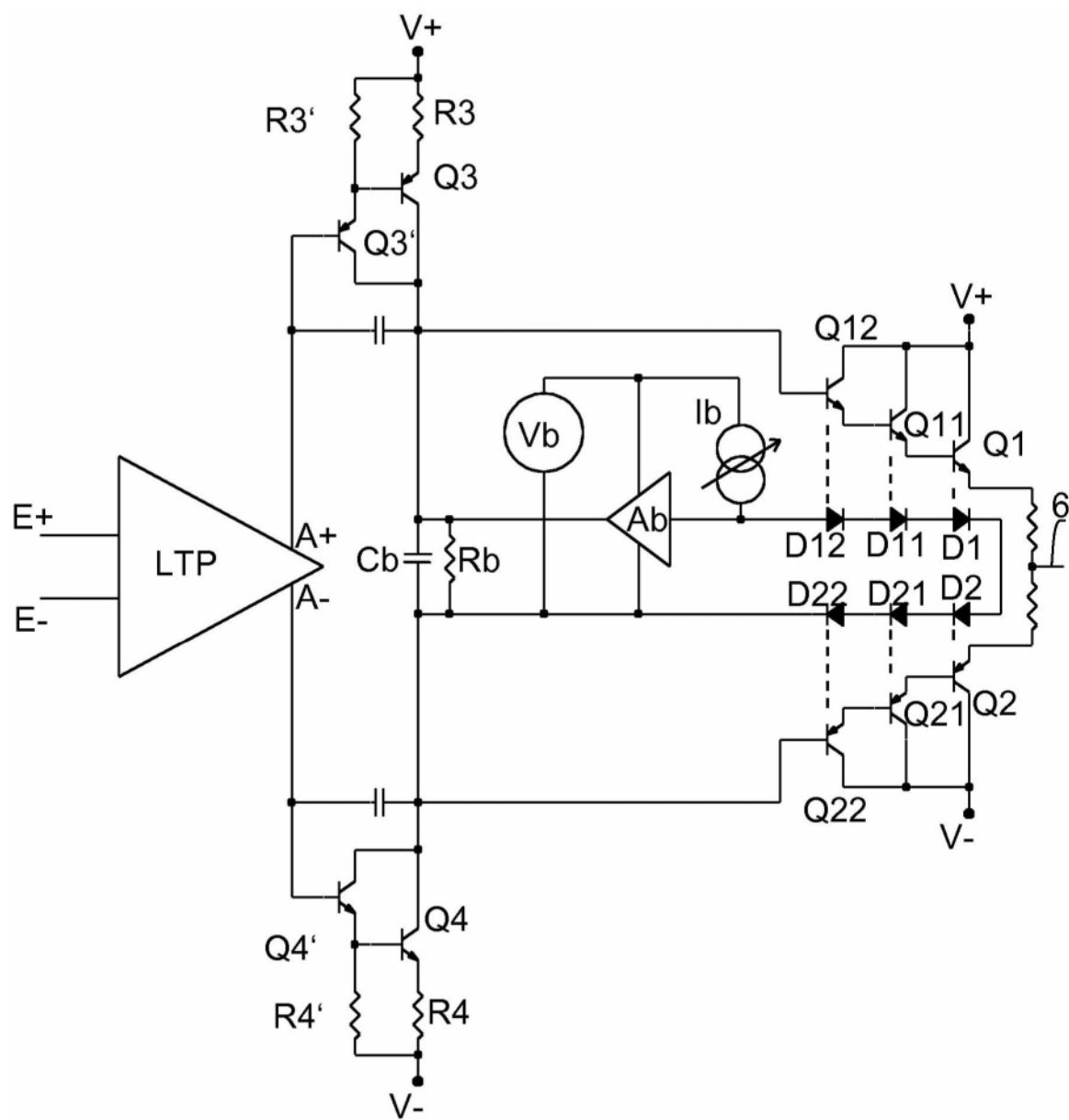


图2

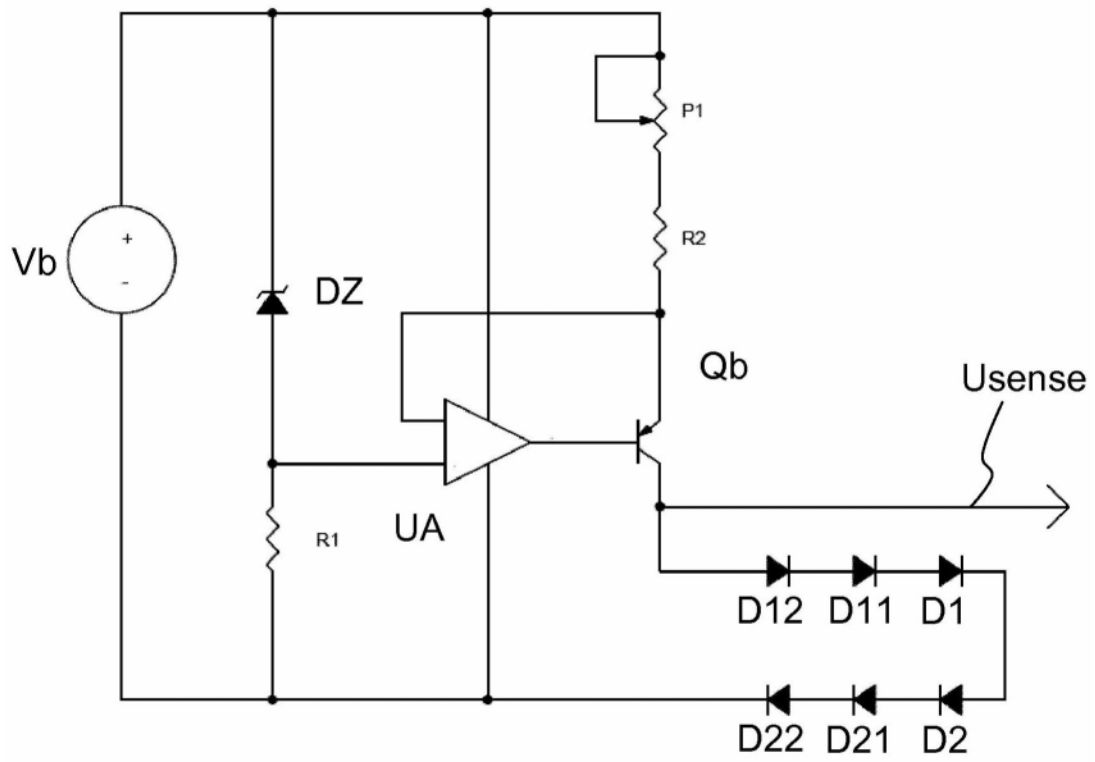


图3

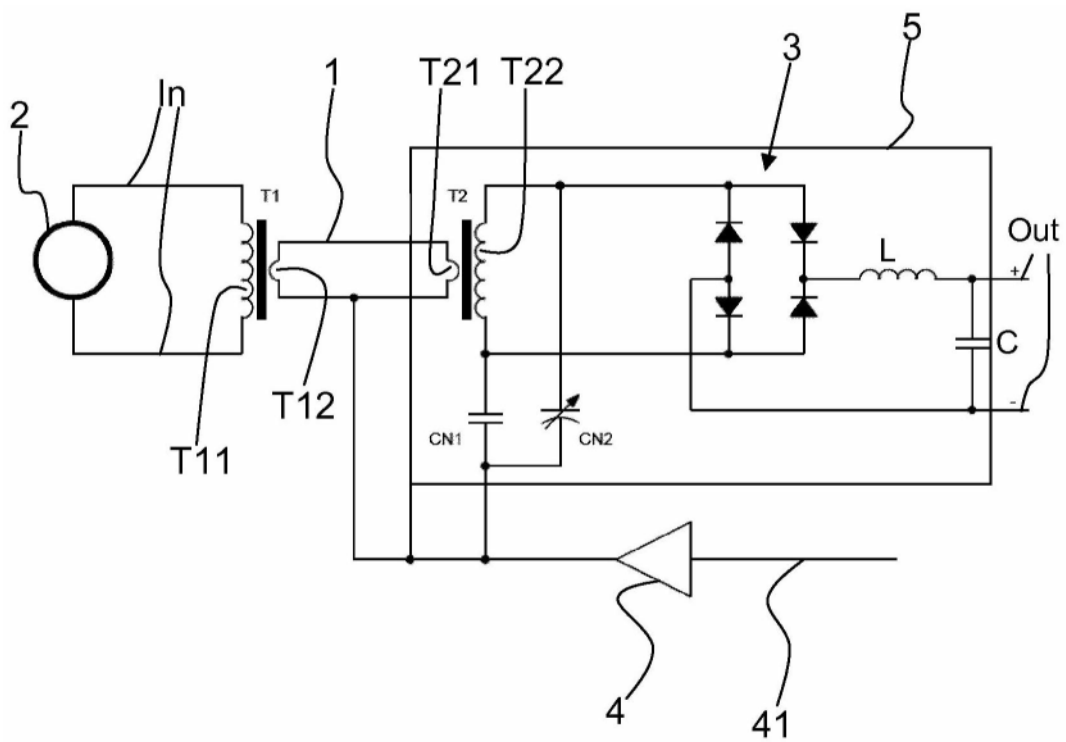


图4

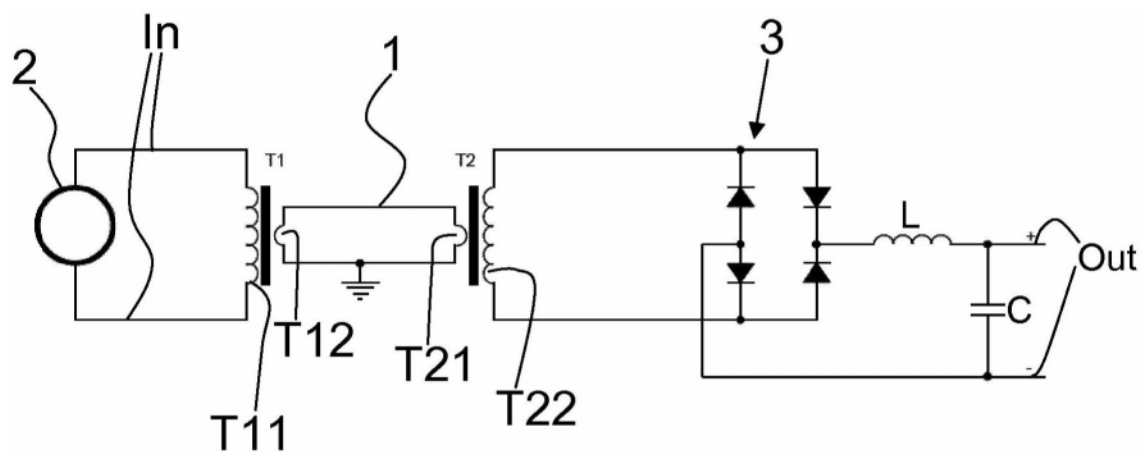


图5

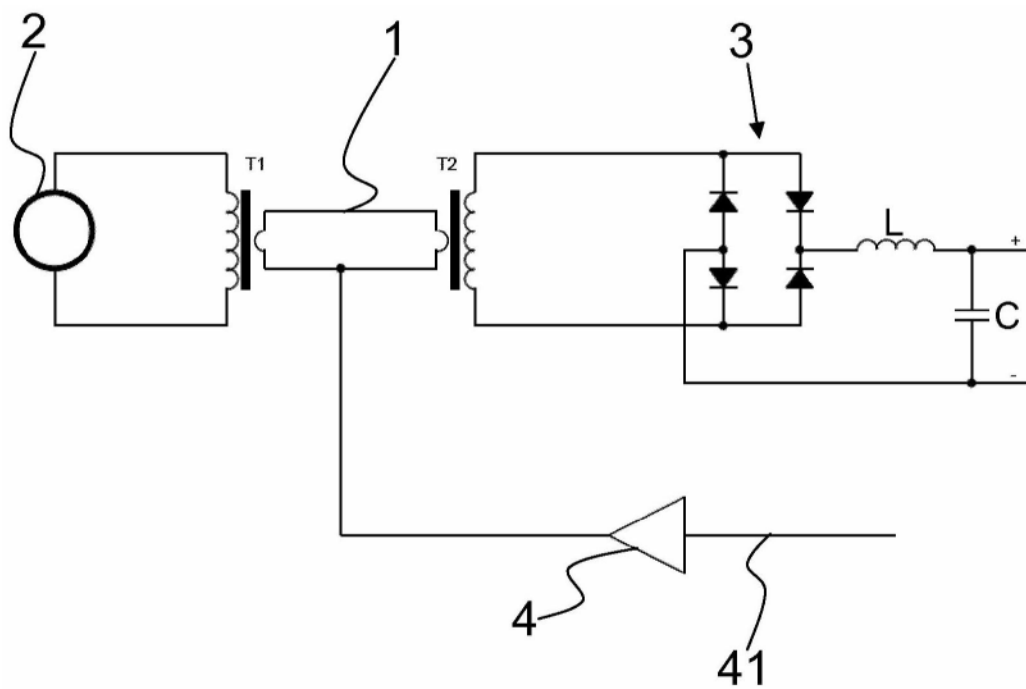


图6

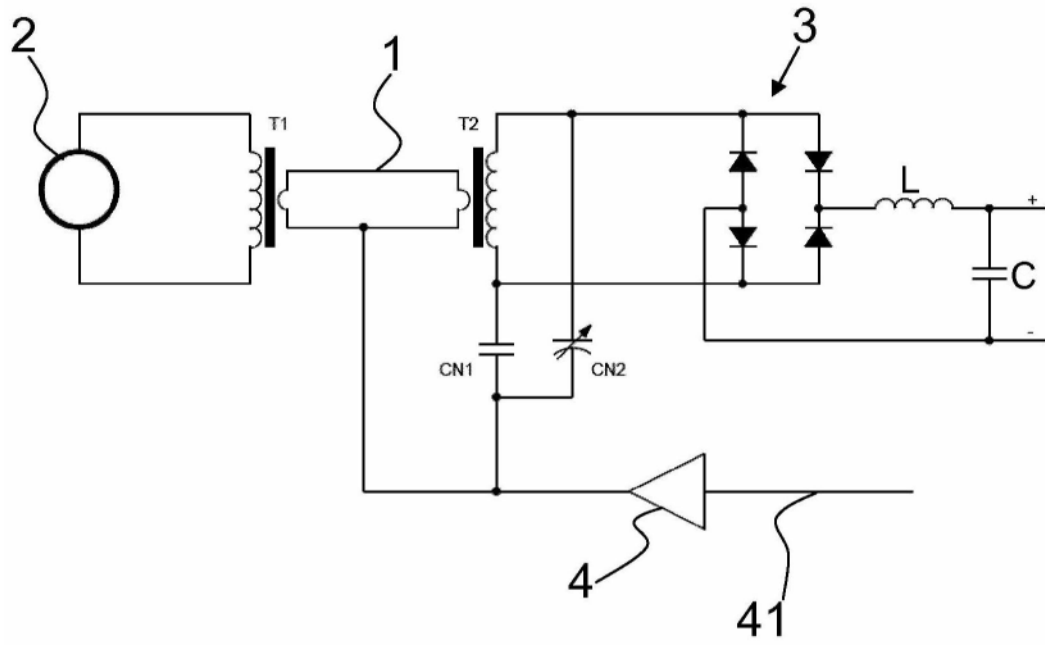


图7

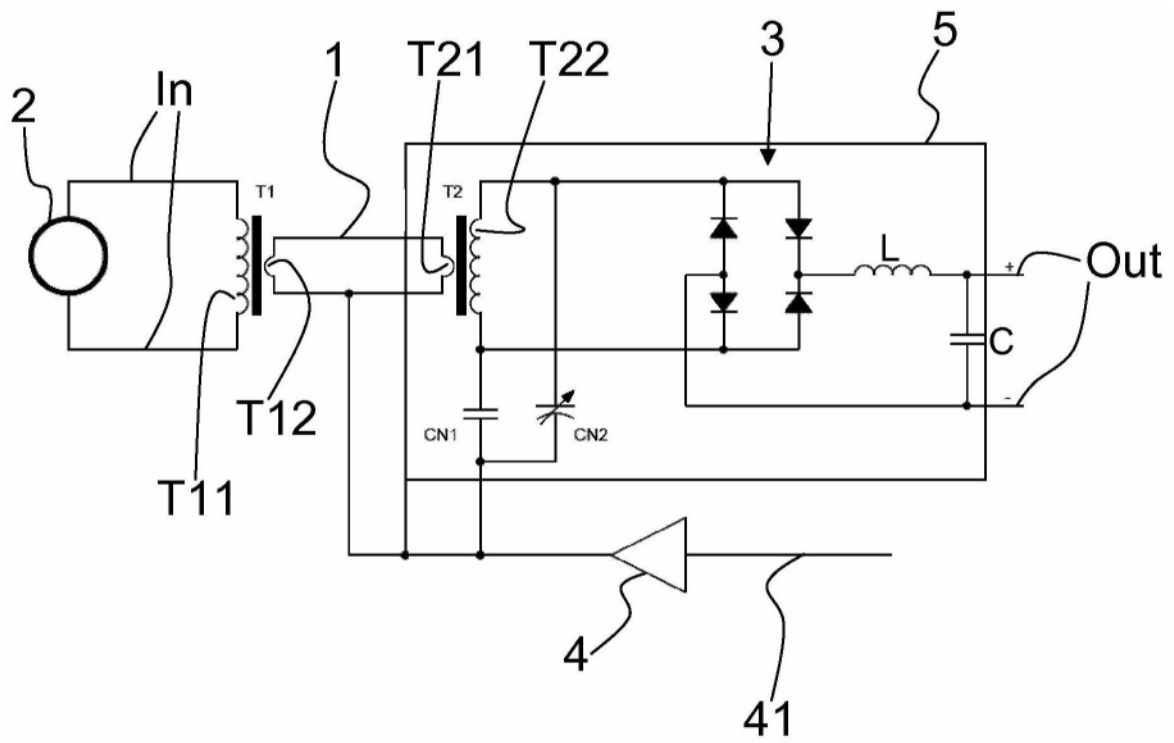


图8