[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 7/538 (2006.01)
H05B 41/298 (2006.01)
H02M 3/337 (2006.01)

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480029901.8

[43] 公开日 2006 年 11 月 22 日

[11] 公开号 CN 1868110A

[22] 申请日 2004.10.6
[21] 申请号 200480029901.8
[30] 优先权
[32] 2003.10.13 [33] EP [31] 03103769.0
[86] 国际申请 PCT/IB2004/051990 2004.10.6
[87] 国际公布 WO2005/036726 英 2005.4.21
[85] 进入国家阶段日期 2006.4.12
[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬
[72] 发明人 U·博克
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 程天正 陈景峻

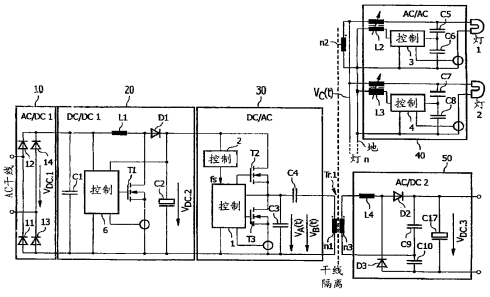
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 5 页

[54] 发明名称

功率变换器

[57] 摘要

适于提供 n + 1 个控制参数来独立地给 n 盏灯和一个直流电流消耗装置供电的功率变换器，其通常包括 n 个逆变器，每一盏灯一个。 根据本发明的一个示范性实施例的功率变换器(10 – 50)通过使用 n 个可调谐振电路(L2、L3、C5 – C8)但是只有一个占用较大空间的逆变器(30)和一个变压器(Tr. 1)来提供对每一盏灯的独立控制，其中每一个可调谐振电路包括一个磁放大器(L2、L3)。 有利地，这导致尺寸上的减小，其可以导致更小型和更便宜的 LCD 应用。



1、功率变换器，包括：一个具有至少一个可调谐振电路的控制器电路；其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括一个磁放大器。

2、如权利要求1所述的功率变换器，其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路适于控制一盏荧光气体放电灯的操作。

3、如权利要求2所述的功率变换器，进一步包括：一个用于将直流输入电压变换成第一交流电压的半桥电路，该半桥电路包括第一功率半导体、第二功率半导体以及第一控制电路；将脉冲的直流电压变换成交流电压的第一电容器；其中第一控制电路用相同的导通时间间隔周期性地接通第一和第二功率半导体；其中为了使切换损耗最小化，用两个连续导通时间间隔之间的一个零导通的非重叠时间间隔来操作第一和第二功率半导体；其中将第一交流电压提供给一个变压器的初级绕组，以用于从该至少一个可调谐振电路隔离该半桥电路；以及其中该至少一个可调谐振电路连接到该变压器的第二绕组。

4、如权利要求3所述的功率变换器，进一步包括一个用于将第三交流电压变换成直流输出电压的整流器电路，该整流器电路包括：用于将该半桥电路从该整流器电路隔离的变压器的第三绕组；一个串联电感器；多个串联电容器；其中该变压器的第三绕组向该整流器电路供给第三交流电压；其中该串联电感器和所述多个串联电容器形成一个串联谐振变换器；以及其中将该串联谐振变换器调谐到该整流器电路的操作频率。

5、如权利要求4所述的功率变换器，其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路连接到该变压器的第二绕组和第四绕组；其中该变压器的第二绕组提供具有第一极性的第二交流电压，并且该变压器的第四绕组提供具有第二极性的第四交流电压；以及其中第一和第二极性相反。

6、如权利要求4所述的功率变换器，其中该半桥电路包括第二控制电路，以及其中第二控制电路作为所述直流输入电压的一个函数来控制该半桥电路的切换频率。

7、如权利要求4所述的功率变换器，其中该整流器电路包括一个

全桥二极管整流器和一个串并联谐振电路；其中该串并联谐振电路包括第一电感器、第二电感器、第二电容器和第三电容器；其中该串并联谐振电路连接到该变压器的第三绕组；其中所述至少一个可调谐振电路当中的第一可调谐振电路提供第一频率特性；其中该整流器电路提供第二频率特性；以及其中第一频率特性和第二频率特性彼此相对应。

8、如权利要求7所述的功率变换器，包括一个反馈电路，该反馈电路包括第三控制电路；其中第三控制电路适于调节该半桥电路的切换频率，以便控制该直流输出电压。

9、如权利要求4所述的功率变换器，进一步包括一个干线整流器电路和一个升压变换器；其中该干线整流器电路向该升压变换器提供第一直流电压；以及其中该升压变换器向该半桥电路提供一个直流输入电压。

10、一种液晶显示器，该液晶显示器包括一个功率变换器，该功率变换器包括：一个具有至少一个可调谐振电路的控制器电路；其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括一个磁放大器。

11、如权利要求10所述的液晶显示器，进一步包括：一个用于将直流输入电压变换成第一交流电压的半桥电路，该半桥电路包括第一功率半导体、第二功率半导体以及第一控制电路；将一个脉冲的直流电压变换成交流电压的第一电容器；具有至少一个可调谐振电路的控制器电路；其中第一控制电路用相同的导通时间间隔周期性地接通第一和第二功率半导体；其中为了使切换损耗最小化，用两个连续导通时间间隔之间的一个零导通的非重叠时间间隔来操作第一和第二功率半导体；其中将第一交流电压提供给一个变压器的初级绕组，以用于从该至少一个可调谐振电路隔离该半桥电路；其中该至少一个可调谐振电路连接到该变压器的第二绕组；其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括一个磁放大器；以及其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路控制一盏荧光灯的操作。

功率变换器

本发明涉及电子功率变换器。更特别地，本发明涉及功率变换器和包括功率变换器的液晶显示器。

对于向电子电路或其它电驱动的部件或器件提供适量电能来说，功率变换是很重要的问题。这种使用功率变换的电驱动的器件的一个实例是液晶显示器（在下文称为“LCD”），其可以用在电视机（在下文称为“LCD-TV”）中。LCD 的背光消耗大量的电力。30’’LCD-TV 因为背光消耗大约 100W 的功率，并且因为信号处理消耗大约 10W 的功率。此外，带有荧光灯的 LCD 背光需要带有交流电流源以及 40kHz 到 80kHz 操作频率的电源。这些操作频率明显高于 50Hz 到 60Hz 的交流（AC）干线频率。因此，带有 LCD 显示器的应用需要专用的电源单元或功率变换器。

WO 00/38483 A1 公开了一种用于驱动多个荧光灯的直流-交流逆变器。该电路通过使用 LCC 谐振逆变器产生第一交流电压。应当注意，L 指的是电感或电感器，C 指的是电容器。通过使用变压器将第一交流电压变成第二交流电压。第二交流电压必须高于被供电的荧光灯所需的点火电压。LCC 谐振逆变器的切换频率是这种灯驱动器的唯一控制参数。因此，只有一个参数可以被控制。典型地，这一个可控参数是所有灯功率电平的和。如果改变该被控的灯功率，这两个交流电压也改变。因此，用没有附加的控制参数的附加的变压器绕组和整流器电路不能产生恒定的直流输出电压。

US 6,023,131 公开了一种液晶显示器的背光器件。一个闸流晶体管（thyristor）作为控制装置与每一盏灯串联连接。

闸流晶体管可以承受大约 2000 到 3000 伏特峰值的细荧光灯的点火电压，但是具有大且贵的缺陷。因此，现今只能用多个直流-交流逆变器来实现对单个 LCD 背光系统中的多个荧光灯的独立控制，其中每一盏灯具有其自己的专用逆变器。这种功率变换系统或功率变换器具有尺寸大的缺陷。对于包括具有 28’’或更大尺寸的 LCD 并因此包括 12

到 20 盏甚至更多盏灯的背光系统来说，该缺陷尤其明显。

本发明的一个目的是提供改进的功率变换。

根据如权利要求 1 所述的本发明的一个示范性实施例，可以通过包括一个带有至少一个可调谐振电路的控制器电路的功率变换器来实现上述目的，其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括磁放大器。

换句话说，根据本发明的这个示范性实施例，提供一种功率变换器，其包括至少一个磁放大器。所述至少一个磁放大器当中的每一个被集成，并且形成相应的可调谐振电路的一部分，其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个控制相应的灯。

因此，可以彼此独立地为许多不同的灯供给电流。

根据如权利要求 2 所述的本发明的另一示范性实施例，所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路控制荧光灯和低压灯二者当中的一个的操作。所述荧光灯可以是 LCD 背景光照的一部分，其中可以彼此独立地为每一盏荧光灯供给电流或电压，这样可以实现所谓的扫描背光，所述扫描背光可以补偿采样和保持效应，并且因此可以补偿显示移动图像的 LCD 的运动模糊。

根据本发明的这个示范性实施例的一方面，荧光气体放电灯可以由功率变换器的可调谐振电路进行控制。有利地，荧光气体放电灯可以用于例如房间的一般照明。

根据如权利要求 3 所述的本发明的另一示范性实施例，该功率变换器包括一个用于将直流输入电压变换成第一交流电压的半桥电路，该半桥电路包括第一功率半导体、第二功率半导体以及第一控制电路。此外，该功率变换器包括第一电容器。有利地，第一电容器滤除半桥电路输出电压的直流分量，从而在半桥电路的输出端得到纯粹的第一交流电压。

有利地，第一控制电路以相同的导通时间间隔交替地并且周期性地接通第一和第二功率半导体。有利地。在第一和第二功率半导体的操作的导通时间周期之间有例如 200 纳秒到 1000 纳秒的短时间间隔，其间两个功率半导体都被关断。在被称为“停滞时间”或“非重叠时间”的该时间间隔中，在变压器的互感和相关电流中存储的能量总体

上导致这两个功率半导体的低切换损耗。

然后将该半桥电路的第一交流电压提供给变压器的初级绕组，以用于从该至少一个可调谐振电路隔离该半桥电路。此外，该至少一个可调谐振电路连接到变压器的第二绕组。有利地，该隔离提供干线电源电压与该至少一个可调谐振电路的干线隔离。

根据如权利要求 4 所述的本发明的另一示范性实施例，该功率变换器进一步包括一个用于将第三交流电压变换成直流输出电压的整流器电路。该整流器电路包括用于将该半桥电路从整流器电路隔离的变压器的第三绕组、一个串联电感器以及多个串联电容器。变压器的第三绕组在此产生第三交流电压，以给该整流器电路供电。该串联电感器和多个串联电容器形成一个串联谐振变换器，并且该串联谐振变换器被调谐到整流器电路的操作频率。有利地，该附加的第三变压器绕组和整流器电路非常容易地提供直流电源电压。该直流电源电压可以被提供给需要直流电源电压的 LCD 显示器，该直流电源电压明显低于半桥电路的直流输入电压。

根据如权利要求 5 所述的本发明的另一示范性实施例，每一可调谐振电路电连接到变压器的第二绕组和第四绕组。变压器的这两个绕组产生两个具有相反极性或相反符号的交流电压。有利地，根据本发明的这个示范性实施例，由于灯和地之间的较小电场，荧光灯和例如反射器的接地金属部件之间的寄生电容可以传导较少的泄漏电流。此外，只用一半长度的电压给电缆和连接器加压。这对于使用非常长且非常细的冷阴极荧光灯的 30''或更大尺寸的 LCD 显示器来说是很重要的，该冷阴极荧光灯具有 3000 伏特或更大的启动电压。

根据如权利要求 6 所述的本发明的另一示范性实施例，该半桥电路包括第二控制电路，并且该第二控制电路作为直流输入电压的一个函数来控制半桥电路的切换频率。

有利地，根据本发明的这个示范性实施例的一方面，第二控制电路可以包括一个集成的电压控制振荡器，其产生两个功率半导体的切换频率以及因此该半桥电路的切换频率。该集成的电压控制振荡器可以用来减少与直流输入电压成比例的切换频率，以补偿在干线骤降（mains dip）的情况下被转换为功率的直流输入电压减小的影响，这是通过使用所述控制器电路和整流器电路的电压增益功能而实现的。

根据如权利要求 7 所述的本发明的另一示范性实施例，该整流器电路包括一个全桥二极管整流器和一个串并联谐振电路，其中该串并联的谐振电路包括第一电感器或电感、第二电感器或电感、第二电容器或电容以及第三电容器或电容。该串并联谐振电路连接到变压器的第三绕组。可以将该串并联谐振电路适配成令其提供这样一种交流增益特性，该交流增益特性可与驱动背光灯的灯控制单元中的所述至少一个可调谐振电路当中的第一可调谐振电路的频率特性相当。有利地，通过使用这种结构，可以通过借助于第二控制电路改变半桥电路的切换频率而部分补偿干线骤降期间的直流输入电压的电压降。

根据如权利要求 8 所述的本发明的另一示范性实施例，该功率变换器包括一个反馈电路。该反馈电路包括第三控制电路，其中该第三控制电路适于调节该半桥电路的切换频率以便控制直流输出电压。

有利地，本发明的这个示范性实施例提供了对可用的控制参数的非常有效的使用。两个功率半导体的切换频率被用在控制环路中，以调节直流输出电压，同时可调节电感器被用来控制每一盏灯的电流。

根据如权利要求 9 所述的本发明的另一示范性实施例，该功率变换器进一步包括一个干线整流器电路和一个升压变换器，其中该干线整流器电路向该升压变换器提供第一直流电压，并且其中该升压变换器向半桥电路提供直流输入电压。由一个自身的控制器稳定这个直流输入电压。有利地，根据本发明的这个示范性实施例，干线骤降的特殊操作条件可以导致半桥变换器的直流输入电压范围的较小的波动。

根据如权利要求 10 所述的本发明的另一示范性实施例，提供一种液晶显示器，其中该液晶显示器包括一个功率变换器，并且其中该功率变换器包括一个带有至少一个可调谐振电路的控制器电路。所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括磁放大器。

换句话说，根据本发明的这个示范性实施例，提供一种液晶显示器，其包括一个带有至少一个磁放大器的功率变换器。所述至少一个磁放大器当中的每一个被集成，并形成相应的可调谐振电路的一部分，其中所述至少一个可调谐振电路当中的每一个控制相应的灯。

因此，可以彼此独立地为许多不同的灯供给电流。

根据如权利要求 11 所述的本发明的另一示范性实施例，该液晶显示器进一步包括一个半桥电路，该半桥电路包括第一功率半导体、第

二功率半导体以及第一控制电路。此外，该液晶显示器包括用于阻塞该半桥的第一直流输出电压的第一电容器和带有至少一个可调谐振电路的控制器电路。第一控制电路以相同的导通时间间隔周期性地接通第一和第二功率半导体，其中为了使切换损耗最小化，用两个连续导通时间间隔之间的零导通的非重叠时间间隔来操作第一和第二功率半导体。将第一交流电压提供给变压器的初级绕组，以用于从该至少一个可调谐振电路隔离该半桥电路，该至少一个可调谐振电路连接到变压器的第二绕组。此外，所述至少一个可调谐振电路当中的每一个可调谐振电路包括磁放大器，并且控制荧光灯的操作。

有利地，根据本发明的这个示范性实施例，可以为每一荧光灯彼此独立地提供电流和电压，这就允许所谓的扫描背光，所述扫描背光可以补偿采样和保持效应以及因此补偿显示移动图像的LCD的运动模糊。

有利地，根据本发明的这个示范性实施例，在第一和第二功率半导体的操作的两个导通时间周期之间有200纳秒到1000纳秒的短时间间隔，其间这两个功率半导体都被关断。在被称为“停滞时间”或“非重叠时间”的这个时间间隔中，在变压器的互感和相关电流中存储的能量总体上导致这两个功率半导体的低切换损耗。

这可以被看作本发明的示范性实施例的要旨：所述功率变换器通过使用多个可调谐振电路提供对多个荧光气体放电灯当中的每一盏灯的独立控制，其中每一盏灯对应一个可调谐振电路，每一个可调谐振电路包括一个磁放大器。有利地，只需要一个直流/交流逆变器，从而可以减小尺寸，这在包括12盏或更多盏灯的大LCD的背光系统中是特别重要的。

参考下文描述的实施例，本发明的这些和其它方面将变得显而易见。

下面将参考附图来描述本发明的示范性实施例：

图1示出根据本发明一个示范性实施例的功率变换器的示意电路图。

图2示出根据本发明的功率变换器的另一示范性实施例的示意电路图。

图 3 示出根据本发明的功率变换器的另一示范性实施例的示意电路图。

图 4 示出根据本发明的功率变换器的另一示范性实施例。

图 5a 示出根据本发明一个示范性实施例的功率半导体的栅极-源极电压的时间相关性。

图 5b 示出内部半桥输出电压 $V_A(t)$和半桥输出电压或第一交流电压 $V_B(t)$的时间相关性。

图 6 分别示出第二和第四变压器绕组 n2 和 n4 的输出电压的时间相关性。

图 7 示出根据本发明一个示范性实施例的液晶显示器的示意图示。

对于图 1 到 7 的描述，相同的附图标记用于相同或相应的元件。

在图 1 中描绘的示意电路图示出根据本发明一个示范性实施例的功率变换器。可以将该功率变换器分成 5 个子电路，即包括交流/直流变换器的干线整流器电路 10 或干线整流前端 10、升压变换器电路 20 或直流/直流变换器、半桥电路 30 或直流/交流变换器、变压器 Tr1、控制器电路 40 或交流/交流逆变器以及整流器电路 50 或交流/直流整流器，其中变压器 Tr1 包括第一变压器绕组 n1、第二变压器绕组 n2 和第三变压器绕组 n3。

根据本发明的功率变换器可以适于驱动 LCD 背光系统中的任何种类的荧光气体放电灯。荧光气体放电灯既可以是一般照明应用中所知的所谓的热阴极荧光灯又可以是所谓的冷阴极荧光灯或电容耦合荧光灯。应当注意，所有这些不同类型的荧光灯可以具有不同的启动电压和不同的负载阻抗，这些是用于功率变换器设计的输入参数。

交流/交流逆变器或控制器电路 40 包括多个交流网络（LCD 背光的每一盏灯对应于一个交流网络），以便将第二变压器绕组 n2 的交流电压变换成荧光灯中的交流电流。原则上，可以提供多个整流器电路 50 来产生不同的直流输出电压。因此，这种体系结构被称为可伸缩（scalable）系统，其已被命名为 Scarlet。

干线整流器电路 10 包括一个用于约 90 伏特到 264 伏特之间的输入电压的交流干线输入端。此外，该干线整流器电路 10 包括四个二极管

11、12、13 和 14，它们被配置成对交流干线电压进行整流，从而得到从 0 伏特到 370 伏特范围内的直流电压 $V_{DC.1}$。在干线整流器电路 10 的输出端处的整流后的直流电压 $V_{DC.1}$ 可以具有正弦形状的半波的形式。

升压变换器电路 20 包括电容器 C1、控制电路 6、电感器 L1、二极管 D1、输出电容器 C2 和开关 T1。可以以金属氧化物半导体场效应晶体管（在下文称为“MOSFET 晶体管”）的形式来实现开关 T1。开关 T1 的控制输入端（即 MOSFET 晶体管开关的栅极电极）连接到控制电路 6 的输出端。

干线整流器电路 10 和升压变换器电路 20 向半桥电路 30 提供稳定后的直流输入电压 $V_{DC.2}$。用来提供稳定后的直流电压的干线整流器电路 10 和升压变换器电路 20 在所属技术领域中都是公知的，因此不再很详细地进行描述。升压变换器电路 20 的输出电压可以在正常操作中被调节到例如 400 伏特的数值。根据本发明的升压变换器电路 20 的一个特殊操作条件是干线骤降。在这种情况下，将交流干线电压关断例如 20ms 的短时间间隔。在这个时间间隔期间，升压变换器电路 20 的输出电容器 C2 可以不被该升压变换器充电，并且 Scarlet 电路或功率变换器对 C2 放电，例如放电到 300 伏特。这在干线骤降的特殊操作条件下可以导致 Scarlet 电路的增加的直流输入电压 $V_{DC.2}$ 范围。

半桥电路 30 包括第一控制电路 1、第二控制电路 2、第一功率半导体 T2、第二功率半导体 T3、第一电容器 C4 和用来限制 $V_A(t)$的电压上升时间的电容器 C3。两个功率半导体 T2、T3 可以在半桥配置中以各自的功率 MOSFET 的形式实现，并且可以被用来产生脉冲的直流电压 $V_A(t)$。电容器 C4 滤除 $V_A(t)$的直流分量，以便产生纯粹的交流电压 $V_B(t)$。这两个电压都在图 5b 中示出。C4 的电容值很高，使得其在操作频率下的交流阻抗很低，从而导致 C4 的低交流电压降。

第二控制电路 2 以相同的导通时间周期交替接通功率半导体 T2 和 T3。在两个连续导通时间周期或感应时间间隔之间存在一个例如 200ns 到 1000ns 的零导通的非重叠时间间隔，其间这两个功率半导体都被关断。在被称为“停滞时间”或“非重叠时间”的该时间间隔期间，在第一变压器绕组 n1 的互感和相关电流中存储的能量改变 C3 的电压，从而导致这两个功率半导体 T2 和 T3 的低切换损耗和电容器 C3 的受

限制的电压上升和下降时间。可以监控功率半导体 T3 的峰值电流以保护该半桥免于遭受过电流。

第二控制电路 2 产生所述两个功率半导体 T2 和 T3 的切换频率。可以借助于集成的电压控制振荡器（在图 1 中未描绘）来实现切换频率的产生。该集成的电压控制振荡器可以用来减小与直流输入电压成比例的切换频率，以便补偿在干线骤降的情况下被转换成功率的直流输入电压 $V_{DC.2}$ 减小的影响，这是通过使用所述控制器电路 40 和整流器电路 50 的电压增益功能而实现的。

以第一变压器绕组 n1、第二变压器绕组 n2、第三变压器绕组 n3 和第四变压器绕组 n4（见图 2）的方式使用变压器 Tr1，以便将控制器电路 40 和整流器电路 50 从干线电压隔离，并将输入电压从半桥电路 30 $V_B(t)$改变成用交流总线电压 $V_C(t)$和 $V_D(t)$驱动交流/交流逆变器或控制器电路 40 所需的电压值，如图 2 所描绘的那样。第一变压器绕组 n1 由半桥电路 30 供电，第二和第四变压器绕组 n2 和 n4 分别给控制器电路 40 供电，并且第三变压器绕组 n3 给整流器电路 50 供电。

根据本发明的示范性实施例的 Scarlet 电路或功率变换器的优点在于变压器 Tr1 的适度的电压应力。典型地用绕组 n2 或 n4（见图 2）产生最大电压。该电压是关于正常操作中的灯电压的。用谐振电路（例如图 1 中的 L2 和 C5）在灯点火的短暂瞬间产生荧光灯的较高点火电压。因此，Scarlet 电路的变压器 Tr1 与已知的直流/交流逆变器电路中的变压器相比更小且更便宜，已知的变压器常常持续地产生所供电的荧光灯的点火电压。

交流/交流逆变器电路或控制器电路 40 包括可调节电感器或磁放大器 L2 和 L3、第一控制器电路 3、第二控制器电路 4、电容器 C5、C6、C7 和 C8。第二变压器绕组 n2 向控制器电路 40 供给变换后的交流电压 $V_C(t)$。将这个交流电压从第一变压器绕组 n1 处的第一交流电压变换成第二变压器绕组 n2 处的第二交流电压。

对每一盏灯（例如图 1 到 4 中的灯 1 和灯 2）的独立控制在其中每一盏灯带有其自身的可调谐振电路和控制电路的功率变换电路中被实现。可调谐振电路的控制装置是可调节电感器 L2 和 L3。可调节电感器已知为磁放大器。磁放大器包括至少两个绕组。第一绕组是功率电感器，第二绕组用来以直流控制电流使电感器中的磁导材料饱和。只

要这个控制电流在流动，该磁部件就饱和，其结果是功率电感器的电感值的减小。

一种用这种控制技术操作荧光灯的方法如下所述:

首先，由于零控制电流，灯关断并且 L2 的电感值最大。带有 L2 和 C5 的谐振电路的谐振频率低于半桥电路 30 的操作频率。其次，L2 中的控制电流增加，L2 的电感值和阻抗减小。L2、C5 和 C6 中的交流电流增加，并且因此 C5 和 C6 上的电压也增加。在这个操作模式中，第一控制器电路 3 限制 C5 和 C6 的最大电压，以便保护部件免受损坏。C5 和 C6 是在 C5 上具有主要电压降的电容性分压器。因而，电容器 C6 对于带有 L2 和 C5 的谐振电路具有非常小的影响。一旦 C5 和 C6 的电压达到所需的启动电压或点火电压，荧光灯就开始传导部分电流 L2。现在，灯接通，并且可以通过改变控制电流以及用其改变 L2 的阻抗来改变在灯中流动的功率。在这个操作模式中，第一控制器电路 1 通过监控灯电流来控制灯的亮度。通过再次将控制电流减小到零，L2 的阻抗增加并且 L2 中的电流减小到流经 C5 和 C6 以使得灯熄灭的电流量，这是因为灯 1 中不再有电流流动。第二控制电路 4 连同磁放大器 L3 和电容器 C7 与 C8 一起相应地操作并控制灯 2。

整流器电路 50 包括第三变压器绕组 n3、电感器 L4、二极管 D2、D3、电容器 C9、C10 和输出电容器 C17。

第三变压器绕组 n3 向整流器电路 50 供给交流电压。将这个交流电压从第一变压器绕组 n1 处的第一交流电压变换成变压器绕组 n3 处的第三交流电压。整流器电路 50 输出直流电源电压，其可以被用来给 LCD 显示器提供明显低于半桥电路 30 处的直流输入电压的直流输出电压。

可以通过绕组 n3 的匝数来设置直流电压 $V_{DC.3}$ 的值。其典型地比 $V_B(t)$ 的振幅小得多，以便给显示器的其它电路供电，比如信号处理电路和音频放大器。

此外，将该直流输出电压与干线电压电隔离。根据本发明的一个示范性实施例，用附加的变压器绕组 n3 和整流器电路 50 可以容易地在所谓的 Scarlet 电路或功率变换器中实现这个直流电源电压，配置二极管 D2 和 D3 以及电容器 C9 和 C10，以使得它们作为所谓的倍压器来操作。因为整流器电路 50 不包括其自身的控制装置，所以直流输出

电压 $V_{DC.2}$ 可以出于两个原因而变化。首先，直流输入电压 $V_{DC.2}$ 可以在干线骤降的情况下降低，其不能被升压变换器电路 20 补偿。其次，如果由于变压器和整流器电路的内部阻抗的电压降而使得直流输出的负载电流改变，则直流输出电压 $V_{DC.2}$ 可以改变。对阻抗的明显贡献来自于变压器的泄漏电感。

可以通过电容器 C9 和 C10 的阻抗在整流器电路 50 中补偿上述阻抗。第三变压器绕组 n3 中的交流电流在对这两个电容器之中的一个进行充电的同时对另一个进行放电。因此，这两个电容器的有效交流阻抗是 C9 和 C10 的和。为了最终以最好的方式补偿直流输出电压 $V_{DC.3}$ 的依赖于负载的电压降，串联谐振电路的谐振频率被设计为接近直流/交流逆变器或半桥电路 30 的切换频率。该串联谐振电路的串联谐振电感器是 L4，并且第三变压器绕组 n3 的泄漏电感是 L4 的一部分。该谐振电路的串联谐振电容是 C9 和 C10 的和。

电容器 C17 充当用于直流输出电压 $V_{DC.3}$ 的输出滤波器电容器。

图 2 示出根据本发明的一个示范性实施例的功率变换器的示意电路图。

因为在图 2 到 4 中描绘的功率变换器包括与图 1 描述的功率变换器相同或相应的部件或功能元件，并且在上面已经很详细地描述了这些部件或功能元件，所以下面只描述图 2 到 4 中描绘的、本发明的示范性实施例的附加特征和部件。

图 2 的控制器电路 40 包括附加的第四变压器绕组 n4。变压器 Tr1 的两个绕组 n2 和 n4 用来产生两个交流电压，即第二变压器绕组 n2 处的第二交流电压和第四变压器绕组 n4 处的第四交流电压，其中两个交流电压具有相反的极性。电感器 L2 和 L3 各包括用于对应的功率电感器或磁放大器的两个绕组。在这个配置中，C5 和 C6 的串联连接被施加仅仅一半的灯电压，同时另一半灯电压被提供给 C11 和 C12。这种配置具有这样的优点：由于灯和地之间的较小的电场，荧光灯和例如反射器的接地金属部件之间的寄生电容可以传导较少的泄漏电流。此外，电缆和连接器也只被施加一半的灯电压。这对于使用非常长且非常细的冷阴极荧光灯的 30''或更大的 LCD 显示器来说是很重要的，该冷阴极荧光灯具有大约 3000 伏特峰值或更大的启动电压。

应当注意，第二控制器电路 4、电感器 L3、电容器 C7、C8、C13

和 C14 以及第四变压器绕组 n4 以与如上所述的第一控制器电路 3、C5、C6、C11、C12、L2 和 n2 相同的方式进行操作。

图 3 描绘了根据本发明的另一示范性实施例的功率变换器的示意电路图，其中整流器电路 50 包括电感器 L4、L5、二极管 D4、D5、D6、D7、电容器 C15、C16 以及输出电容器 C17。

可以借助于串联谐振电路使图 3 中描绘的整流器电路 50 适于补偿由于直流输入电压 $V_{DC.2}$ 的变化而引起的直流输出电压 $V_{DC.3}$ 的附加变化，该串联的谐振电路扩展到串并联谐振电路。在不实施电感器 L5 的情况下，可以在整流器电路 50 中得到一个 LCC 型谐振电路。可以设计这种 LCC 型谐振电路，以使得其具有与 LC 型谐振电路相当的交流增益特性，该 LC 型谐振电路在用于驱动背光灯的控制器电路 40 中实现。使用这种电路，在干线骤降期间的直流输入电压的电压降可以借助于第二控制电路 2、通过改变半桥电路 30 的切换频率而被部分补偿，这已经在上面进行了描述。此外，如已提到的那样，通过添加电感器 L5 可以将 LCC 型谐振电路扩展为 LLCC 型谐振电路，以便减少导致变压器 Tr1 的较低电流应力的无功功率流。

图 4 示出根据本发明的另一示范性实施例的功率变换器的示意电路图，其进一步包括控制电路 5 和光耦合器 7。输出电压 $V_{DC.3}$ 被控制电路 5 测量，该控制电路 5 将该电压与一个基准电压进行比较。第三控制电路 5 的输出信号是例如借助于光耦合器 7 越过干线隔离传递的误差信号。现在光耦合器 7 的输出信号是第二控制电路 2 中的电压控制振荡器的输入信号。功率变换器的这个示范性实施例最充分地利用了可用控制参数。两个功率半导体 T2 和 T3 的切换频率被用在控制环路中以调节直流输出电压 $V_{DC.3}$，同时可调节电感器被用来控制每一盏灯中的电流。

图 5a 示出在根据本发明的一个示范性实施例的半桥电路 30 中实现的功率半导体的栅极-源极电压的时间相关性。如可以从图 5a 中看到的那样，两个功率半导体 T2 和 T3 具有时间相关的栅极-源极电压 $V_{GS}(t)$，其中两个栅极-源极电压具有相等的导通时间间隔并被周期性地操作。用两个连续导通时间间隔之间的零导通的非重叠时间间隔来操作第一和第二功率半导体 T2 和 T3，以便使切换损耗最小。

图 5b 示出内部半桥输出电压 $V_A(t)$ 和第一交流电压 $V_B(t)$ 的半桥输

出电压的时间相关性。因为电容器 C4 滤除 $V_A(t)$的直流分量以产生纯粹的交流电压 $V_B(t)$，所以第一交流电压 $V_B(t)$在峰值数值$+V_{DC.2}/2$ 和$-V_{DC.2}/2$ 之间振荡。

图 6 分别示出第二和第四变压器绕组 n2 和 n4 的输出电压的时间相关性，其已经在图 2 中进行描述。如图 6 中可以看到的那样，两个输出电压 $V_C(t)$和 $V_D(t)$以 1/fs 的周期周期性地在峰值电压$+V_{amplitude}$ 和$-V_{amplitude}$之间振荡，其中这两个电压之中的每一个具有不同的极性。

图 7 示出根据本发明的一个示范性实施例的液晶显示器 60 的图示。液晶显示器 60 的背面包括一个根据本发明的示范性实施例的功率变换器（在图中未示出）。现今的 LCD-TV 的背光系统（其包括与图 7 中示意性描绘的一样的液晶显示器）通常具有 15''到 40''或更大的显示器对角线，并且使用 4 到 20 盏或甚至更多盏荧光灯。图 7 的液晶显示器实现了一个根据本发明的示范性实施例的功率变换器，其允许对每一盏灯的独立控制以及具有低容差的相同的灯电流。此外，其提供所谓的扫描背光特征，该扫描背光特征可以补偿采样和保持效应以及因此补偿显示移动图像的 LCD 的运动模糊。

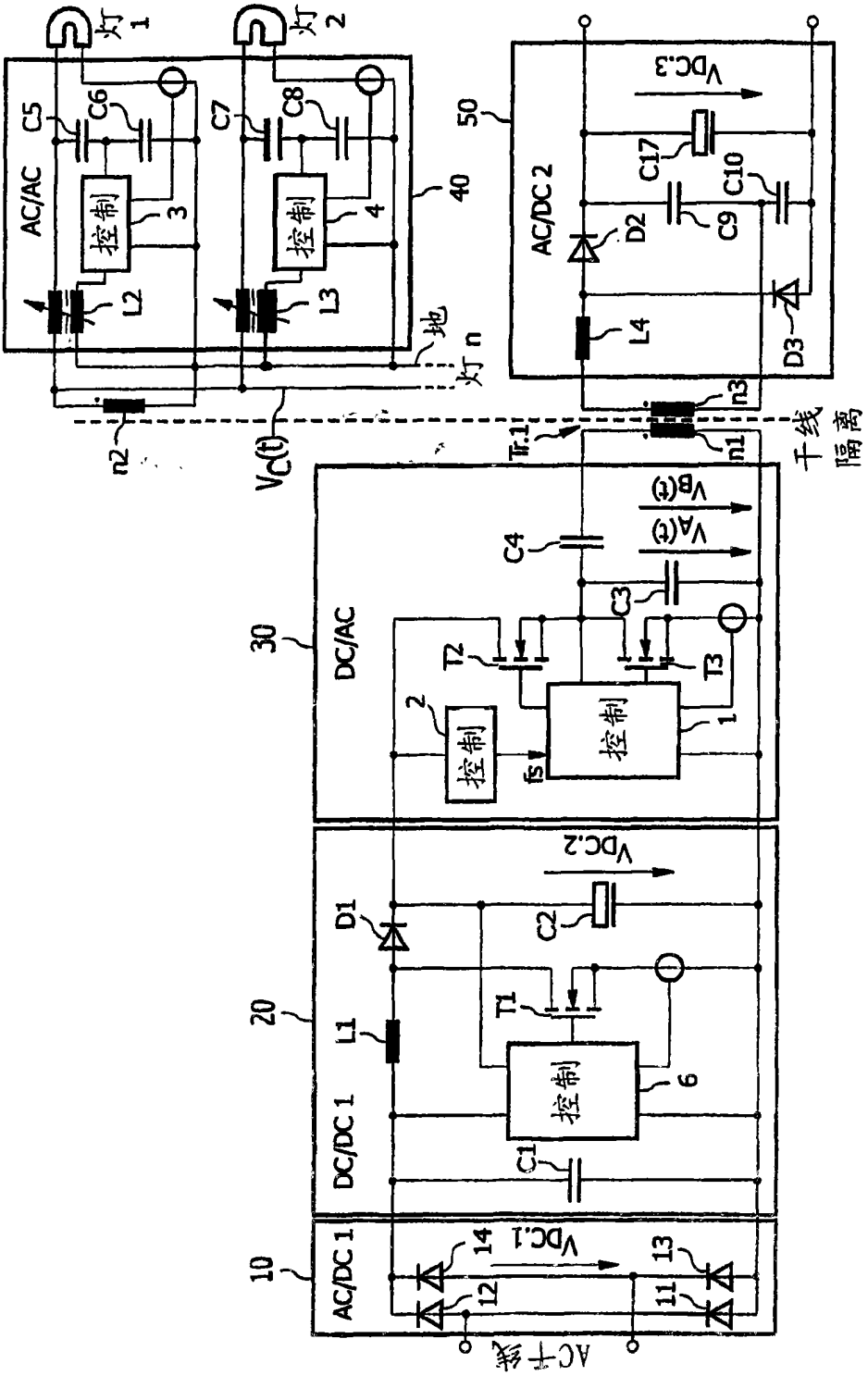


图 1

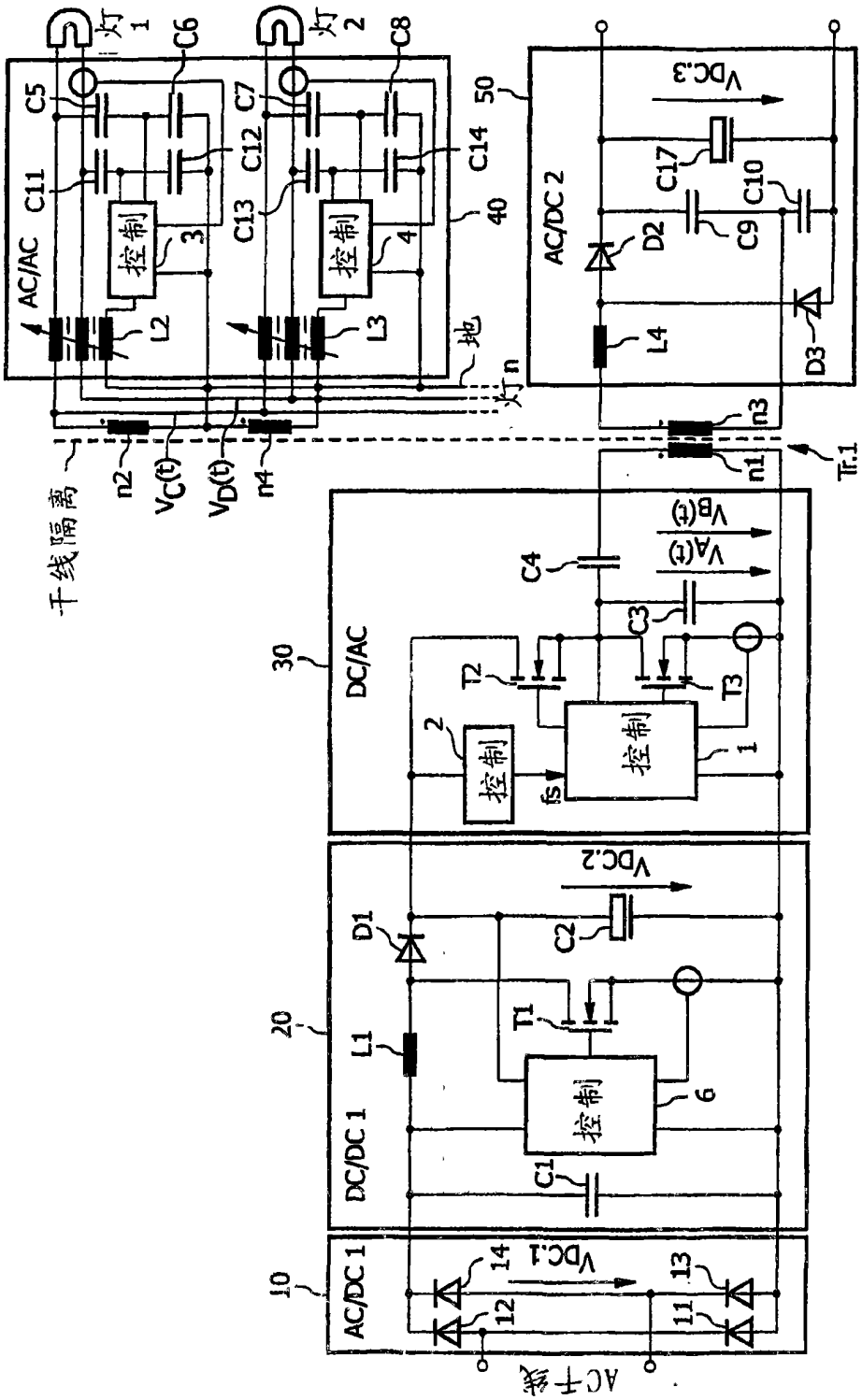

灯 1
灯 2
灯 n
C5
C6
C7
C8
C11
C12
C13
C14
AC/AC
控制
3
4
L2
L3
地
40
50
AC/DC 2
$V_{DC.3}$
C17
C10
C9
D2
D3
L4
n3
n1
Tr.1
千线隔离
n2
$V_C(t)$
$V_D(t)$
n4
30
DC/AC
C4
C3
$V_A(t)$
$V_B(t)$
T2
T3
2
1
fs
$V_{DC.2}$
D1
C2
20
L1
T1
6
DC/DC 1
C1
10
AC/DC 1
$V_{DC.1}$
14
13
12
11
AC干线

图 2

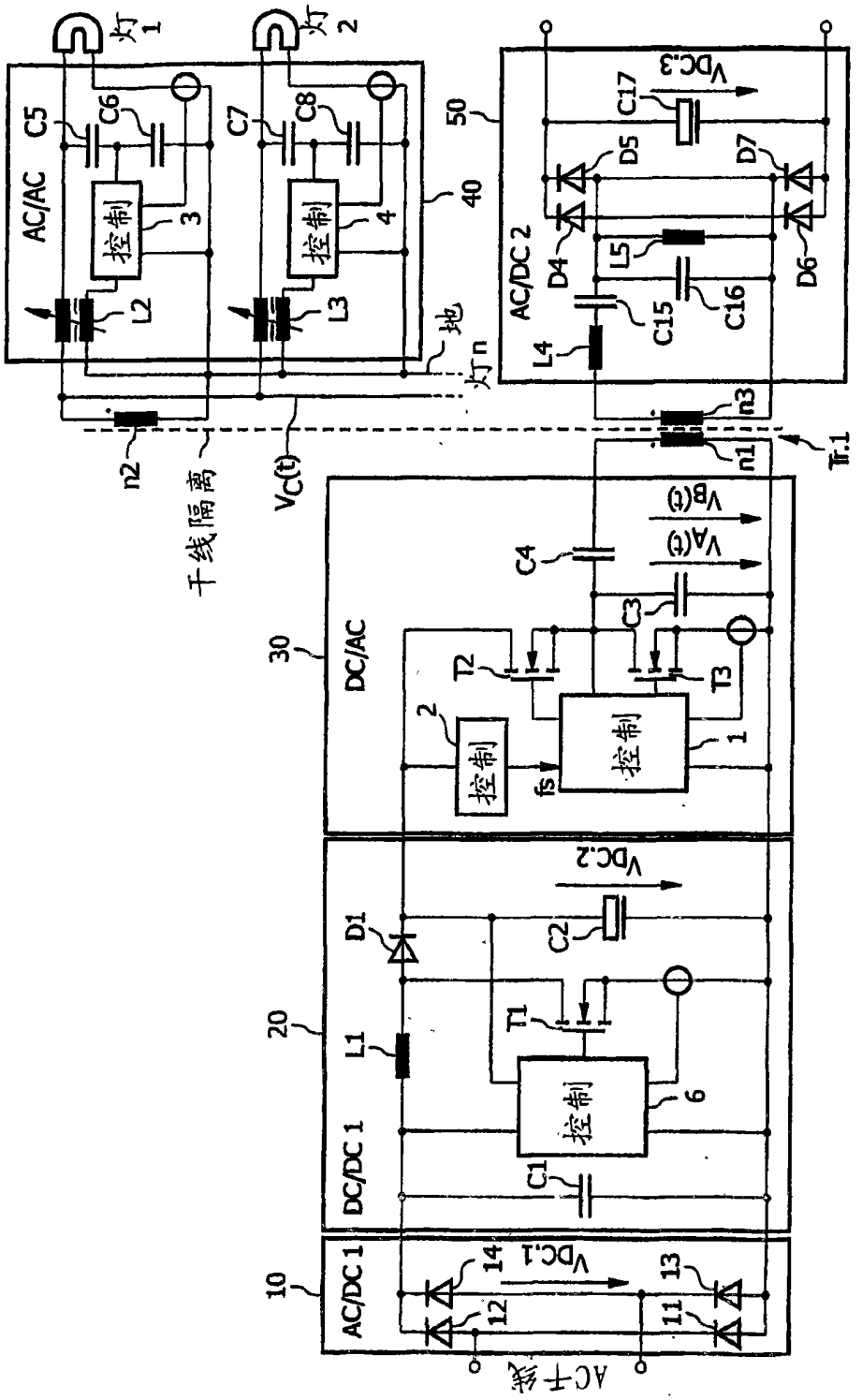

灯 1
灯 2
灯n
AC/AC
C5
C6
C7
C8
控制
3
4
L2
L3
地
40
50
AC/DC 2
C17
D5
D7
D4
L5
C15
C16
D6
L4
n3
n1
Tr.1
n2
千线隔离
$V_C(t)$
$V_B(t)$
$V_A(t)$
C4
C3
30
DC/AC
T2
T3
2
1
fs
$V_{DC.3}$
$V_{DC.2}$
D1
C2
20
DC/DC 1
L1
T1
6
C1
$V_{DC.1}$
14
13
12
11
10
AC/DC 1
AC干线

图 3

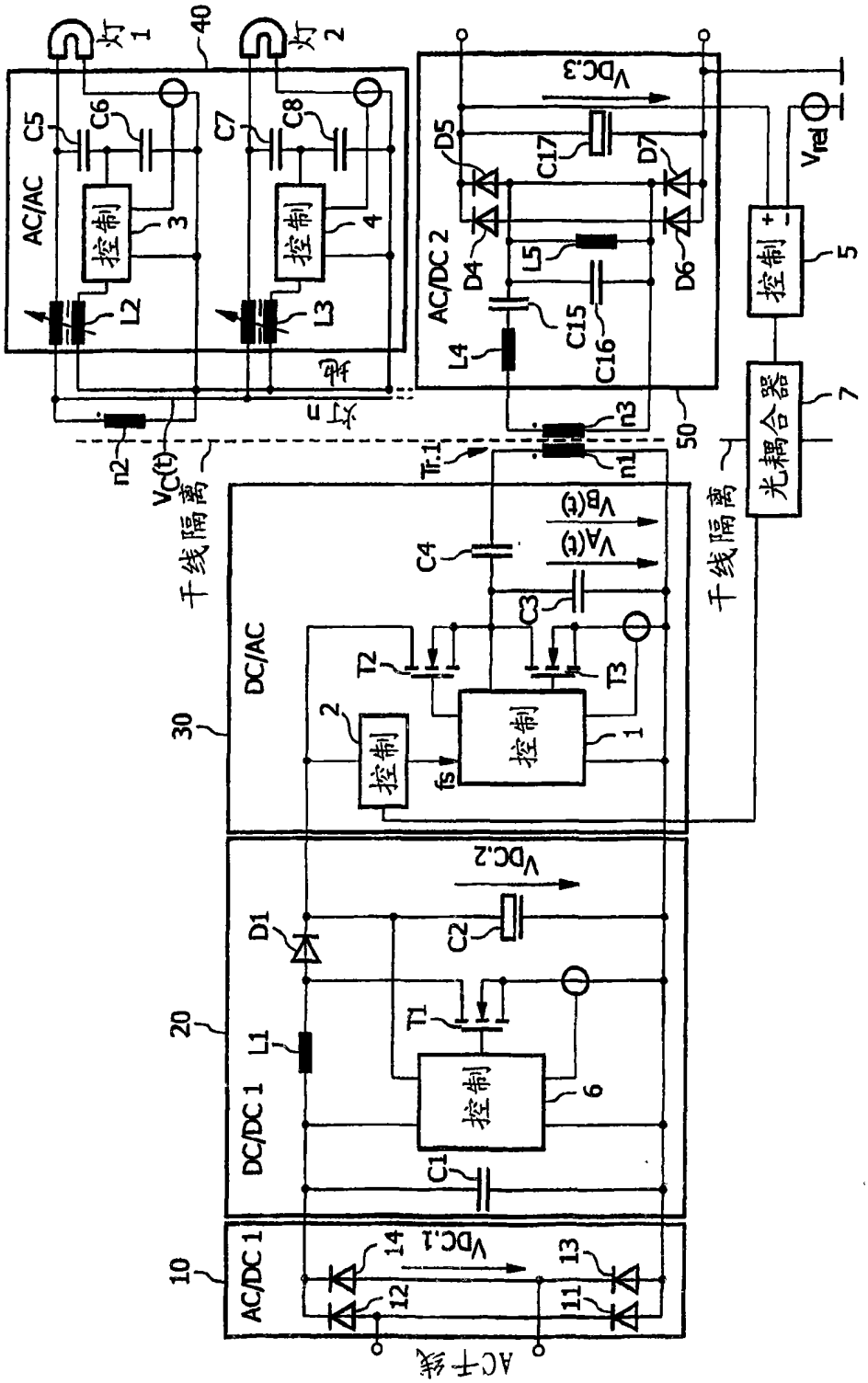

灯 1
灯 2
40
AC/AC
C5
C6
C7
C8
控制
3
4
L2
L3
AC/DC 2
D5
D4
D7
D6
C17
L5
C15
C16
L4
$V_{DC.3}$
V_{ref}
控制
5
光耦合器
7
n2
$V_C(t)$
千线隔离
Tr.1
n3
n1
50
C4
C3
$V_A(t)$
$V_B(t)$
DC/AC
30
T2
T3
2
控制
1
fs
$V_{DC.2}$
D1
C2
20
DC/DC 1
L1
T1
控制
6
C1
AC/DC 1
10
$V_{DC.1}$
14
13
12
11
AC干线

图 4

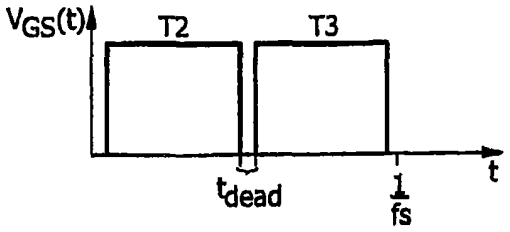

$V_{GS}(t)$
T2
T3
t
t_{dead}
$\frac{1}{fs}$

图 5A

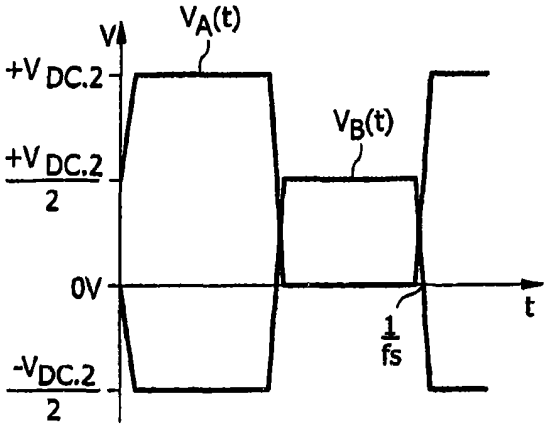

V
$V_A(t)$
$+V_{DC.2}$
$V_B(t)$
$\frac{+V_{DC.2}}{2}$
0V
t
$\frac{1}{fs}$
$\frac{-V_{DC.2}}{2}$

图 5B

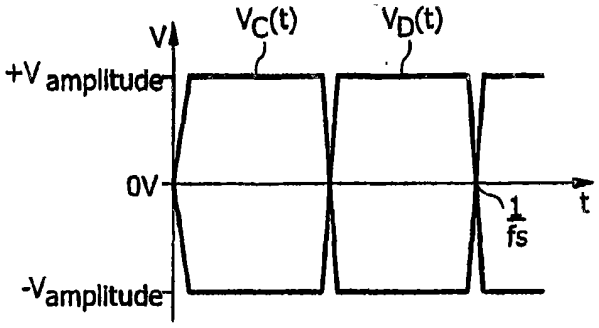

V
$V_C(t)$
$V_D(t)$
$+V_{amplitude}$
0V
t
$\frac{1}{fs}$
$-V_{amplitude}$

图 6

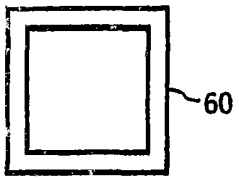

60

图 7