

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

H02M 7/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99106518.2

[43]公开日 1999 年 11 月 10 日

[11]公开号 CN 1234644A

[22]申请日 99.4.28 [21]申请号 99106518.2

[30]优先权

[32]98.5.4 [33]US[31]072390

[71]申请人 朗迅科技公司

地址 美国新泽西

[72]发明人 蒋毅敏

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

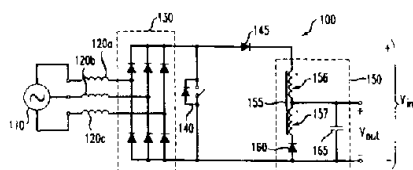
代理人 王茂华

权利要求书 3 页 说明书 6 页 附图页数 1 页

[54]发明名称 具有减小输出电压的增压转换器及其操作方法

[57]摘要

与带有一个三相整流器;一个跨过整流器联接的增压开关;和一个增压二极管,可以以不连续模式工作,联接在整流器与增压转换器的一个输出之间的一种增压转换器一起使用的一种电路及其方法,该电路及其方法用来提供来自增压转换器的减小输出电压。在一个实施例中,该电路包括一个自耦变压器,该变压器跨过输出联接、具有用来提供减小的输出电压的中间抽头。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1.与带有一个三相整流器；一个跨过所述整流器联接的增压开关；和一个增压二极管的一种增压转换器一起使用的一种电路，该增压二极管可以以不连续模式工作，联接在所述整流器与所述增压转换器的一个输出之间，该电路用来提供来自所述增压转换器的减小输出电压，包括：

一个自耦变压器，跨过所述输出联接，具有一个用来提供所述减小的输出电压的中间抽头。

2.根据权利要求1所述的电路，进一步包括一个联接到所述中间抽头上的、减弱所述减小输出电压中的直流分量的输出电容器。

3.根据权利要求1所述的电路，其中所述中间抽头是所述自耦变压器的中心抽头。

4.根据权利要求1所述的电路，进一步包括一个联接到所述增压开关上、箝位其中出现的电压超调的缓冲器电路。

5.根据权利要求4所述的电路，其中所述缓冲器电路是一个无源缓冲器电路。

6.根据权利要求1所述的电路，其中所述自耦变压器包括具有相等匝数的绕组。

7.根据权利要求1所述的电路，进一步包括一个与跨过所述输出的所述自耦变压器串联联接的二极管。

8.与带有一个三相整流器；一个跨过所述整流器联接的增压开关；和一个增压二极管的一种增压转换器一起使用的一种方法，该增压二极管可以以不连续模式工作，联接在所述整流器与所述增压转换器的一个输出之间，该方法用来提供来自所述增压转换器的减小输出电压，包括步骤：

把三相功率提供到所述整流器；和

从跨过所述输出联接的一个自耦变压器的一个中间抽头，导出所述减小输出电压。

9.根据权利要求 8 所述的方法，进一步包括用一个联接到所述中间抽头上的输出电容器减弱所述减小输出电压中的直流分量的步骤。

10.根据权利要求 8 所述的方法，其中所述中间抽头是所述自耦变压器的中心抽头。

11.根据权利要求 8 所述的方法，进一步包括用一个联接到所述增压开关上的缓冲器电路箝位其中出现的电压超调的步骤。

12.根据权利要求 11 所述的方法，其中所述缓冲器电路是一个无源缓冲器电路。

13.根据权利要求 8 所述的方法，其中所述自耦变压器包括具有相等匝数的绕组。

14.根据权利要求 8 所述的方法，进一步包括用跨过所述输出的所述自耦变压器串联联接一个二极管的步骤。

15. 一种增压转换器，包括：

一个三相整流器，接收和整流来自一个电源的三相电力；

一个跨过所述整流器联接的增压开关；

一个增压二极管，可以以不连续模式工作，联接在所述整流器与所述增压转换器的一个输出之间；及

一个自耦变压器，跨过所述输出联接，具有一个用来从所述增压转换器提供一个减小的输出电压的中间抽头。

16.根据权利要求 15 所述的增压转换器，进一步包括一个联接到所述中间抽头上的、减弱所述减小输出电压中的直流分量的输出电容器。

17.根据权利要求 15 所述的增压转换器，其中所述中间抽头是所述自耦变压器的中心抽头。

18.根据权利要求 15 所述的增压转换器，进一步包括一个联接到所述增压开关上、箝位其中出现的电压超调的缓冲器电路。

19.根据权利要求 18 所述的增压转换器，其中所述缓冲器电路是一个无源缓冲器电路。

20.根据权利要求 15 所述的增压转换器，其中所述自耦变压器包括具有相等匝数的绕组。

21.根据权利要求 15 所述的增压转换器，进一步包括一个与跨过所述输出的所述自耦变压器串联联接的二极管。

说明书

具有减小输出电压的增压转换器及其操作方法

本发明一般涉及功率转换,更具体地说,涉及一种具有减小输出电压的三相增压转换器及其操作方法。

稳压直流电源一般满足大多数模拟和数字电子系统的需要。两大类稳压直流电源是线性电源和切换电源。通常,在线性电源中,为了在输入与输出之间提供电气隔离和为了提供在希望电压范围内的输出,一个晶体管(在其有效区域工作)与一个变压器,例如 60Hz 变压器串联联接。

在切换电源中,从一个电平到另一个电平的直流电压变换一般用直流/直流转换器电路实现,如降压(消压)或升压(增压)电路。固态装置,如晶体管,作为这些切换转换器内的开关(完全接通或完全断开)操作。由于功率装置不需要在其有效区中工作,所以这种模式的操作导致较低的功率消耗。而且,增大这些功率装置的切换速度、较高的电压和电流额定值是提高切换电源普及的因素。

对于要求具有低输入电流总谐波失真(THD)的三相离线整流的用途,最简单的切换功率转换器结构是一种单开关不连续电流模式(DCM)增压转换器。通过以 DCM 操作增压转换器的三个输入电感器,在每个切换循环的开始处当增压开关接通时,通过输入电感器的电流开始从初始值零以与输入电感器相应相电压成比例的速率斜坡上升。因此,也是相电流的输入电感器电流在当增压开关接通的时段期间,自然与其相应相电压成比例。当增压开关断开时,比输入相间电压峰值高的输出电压将驱动输入电感器的电流,以在下一切换循环开始前减小回零。然而,由于已经存储在每个输入电感器中的能量大小不同,所以每个输入电感器电流的减小速率不与其相应输入相电压成比例。结果,在当增压开关断开的时段期间的输入电感器电流,也不与导致输入相电流失真的输入电感器的相应相电压成比例。应该

注意，输出电压越高，各输入电感器电流的下降速率越快。输入电感器电流下降到零越快，具有减小输入电流失真的相应好处。

研究已经表明，为了达到小于 10% 的总谐波失真(THD)，要求输出电压大于输入峰值线电压的 1.7 倍 ($M > 1.7$ ；其中 $M = V_{out}/V_{in}(rms)$)。这种对低 THD 的高输出电压要求通常导致比一般希望的高的输出电压。例如，对于输入电压 208 Vrms 和考虑到输入电压波动的存在，要求输出电压约为 650 伏以实现低于 10% 的 THD。该 650 伏的输出电压比通常希望的 440 伏输出高得多。对于 440 Vrms 的输入电压，要求的输出电压因而必须高达 1300 伏(远高于常规 800 伏的输出)以达到低于 10% 的 THD。

因而，现有技术需要的是一种克服上述限制的改进功率转换器。更具体地说，现有技术需要的是一种具有低输出输入电压比值的功率转换器，该功率转换器具有高输出输入电压比值($M > 1.7$)的功率转换器的固有低 THD 特征。

为了克服先有技术的上述缺陷，本发明提供有与带有一个三相整流器；一个跨过整流器联接的增压开关；和一个增压二极管的一种增压转换器一起使用的一种电路及其方法，该增压二极管可以以不连续模式工作，联接在整流器与增压转换器的一个输出之间，该电路及其方法用来提供来自增压转换器的减小输出电压。在一个实施例中，该电路包括一个自耦变压器，该变压器跨过输出联接、具有用来提供减小的输出电压的中间抽头。

本发明因此引入采用自耦变压器的广义概念以减小增压转换器的输出电压。本发明公开了一种新颖的电路，该电路具有在具有高 M ，例如 $M > 1.7$ 的增压转换器中固有的低 THD 的优点。本发明在增压转换器的输出级处引入一种电路，该电路提供处于希望较低值的输出电压，同时仍享有由增压操作提供的低 THD。

在本发明的一个实施例中，该电路进一步包括一个输出电容器，该电容器联接到中间抽头上、减弱在减小的输出电压中的直流分量。熟悉本领域的技术人员通晓输出电容器及其在增压转换器中提供直

流输出方面的功能。

在本发明的一个实施例中，中间抽头是自耦变压器的中心抽头。另外，中间抽头可以不“分开”自耦变压器的绕组。

在本发明的一个实施例中，该电路进一步包括一个缓冲器电路，后者联接到增压开关上、箝位其中出现的电压超调。在一个更具体的实施例中，缓冲器电路是一个无源缓冲器电路。另外，缓冲器电路也可以是一个有源缓冲器电路。然而，本发明不要求缓冲器电路。

在本发明的一个实施例中，自耦变压器包括具有相等匝数的绕组。另外绕组可以在匝数上不同。本发明不限于具体的匝数比。

在本发明的一个实施例中，该电路进一步包括一个与跨过输出的自耦变压器串联联接的二极管。二极管整流通过自耦变压器的功率。另外，如果在特殊用途中希望的话，一个有效开关能实现该功能。

上面已经相当广义地概述了本发明的最佳和可选的特征，从而熟悉本专业的技术人员可以更好地理解下面本发明的详细描述。下文将描述形成本发明权利要求书的主题的本发明的附加特征。熟悉本专业的技术人员应该认识到，他们能容易地把公开的概念和具体实施例用作基础，以便设计或改进用来实现本发明相同目的的其他结构。熟悉本专业的技术人员还应该理解，这种等效结构在本发明的最广义形式上不脱离本发明的精神和范围。

为了更完整地理解本发明，现在参考联系附图的如下描述，在附图中：

图1表明根据本发明原理建造的一种三相增压转换器的实施例的示意图；

图2表明使用本发明原理且进一步采用一个有源无损耗缓冲器电路的转换器实施例的示意图；及

图3表明使用本发明原理且进一步采用一个无源无损耗缓冲器电路的转换器实施例的示意图。

先参照图1，表明的是根据本发明原理建造的一种三相增压转换器100的实施例的示意图。增压转换器100从一个三相电压源110经

联接到一个整流器 130 上的第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c 接收输入功率，整流器 130 包括多个以全桥结构布置的二极管。当一个增压开关 140 断开，即不导通时，整流器 130 整流其输送到增压转换器 100 的输出级之前的交流输入电压。当增压开关 140(用一个内体二极管表明)接通，即导通时，增压二极管 145 变成反向偏置，因而隔离输出级。而且，在增压开关 140 接通的时间段期间，交流输入把能量供给到第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c。

如以上讨论那样，在每个切换循环的开始处当增压开关 140 接通时，通过第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c[当以不连续电流模式(DCM)操作时]的电流开始从初始值零以与增压电感器相应相电压成比例的速率斜坡上升。因此，也是相电流的增压电感器电流在当增压开关 140 接通的时段期间，自然与其相应相电压成比例。当增压开关 140 断开时，比输入线电压峰值高的输出电压 V_{boost} 将驱动第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c 的电流，以在下一切换循环开始前减小回零。然而，由于已经存储在每个电感器中的能量量不同，所以每个电感器电流的减小速率不与其相应输入相电压成比例。因此，在当增压开关 140 断开的时间段期间的电感器电流也不与导致输入相电流失真的电感器的相应相电压成比例。应该注意，输出电压 V_{boost} 越高，各输入电感器电流的下降速率越快。电感器电流下降到零较快，具有减小输入电流失真的相应好处。

研究已经表明，为了达到小于 10% 的总谐波失真(THD)，要求输出电压大于输入峰值线电压的 1.7 倍 ($M > 1.7$ ；其中 $M = V_{out}/V_{in(rms)}$)。这种对低 THD 的高输出电压要求通常导致比一般希望的高的输出电压。例如，对于输入电压 208 V_{rms} 和考虑到输入电压波动的存在，要求输出电压约为 650 伏以实现低于 10% 的 THD。该 650 伏的输出电压比通常希望的 440 伏输出高得多。对于 440 V_{rms} 的输入电压，要求的输出电压因而必须高达 1300 伏(远高于常规 800 伏的输出)以达到低于 10% 的 THD。

本发明公开了一种新颖的电路，该电路具有在具有高 M ，例如 $M>1.7$ 的增压转换器中固有的低 THD 的优点。本发明在增压转换器 100 的输出级处引入一种电路，该电路提供处于希望较低值的输出电压 V_{out2} ，同时仍享有由增压操作提供的低 THD。

在增压转换器 100 的输出级处，一个输出电路 150 表示为联接到一个增压二极管 140 上。该输出电路包括一个联接到一个二极管 160 上的自耦变压器 155。熟悉本专业的技术人员应该容易地认识到，在其他有利的实施例中一个有效开关可以代替二极管 160。输出电压 V_{out2} 从自耦变压器 155 的一个中间抽头导出。在表明的实施例中，中间抽头是自耦变压器的中心抽头。应该注意在其他有利的实施例中，中间抽头可以不“分开”自耦变压器的绕组。一个输出电容器 165 表示为跨过自耦变压器 155 的中间抽头 and 二极管 160 联接，以减弱输出电压 V_{out2} 的直流分量。

为了表明增压转换器 100 的操作，假定自耦变压器 155 的两个绕组的匝数比相等，即为 1:1，并且把输出电压 V_{boost} 选择为刚好稍高于输入线电压峰值的一个值(这对于任何类型的增压转换器是最小的可能电压)。当切断增压开关 140 时，正在驱动第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c 放电的输出电压 V_{boost} 是输出电压 V_{out2} 的两倍(假定跨过二极管 160 的电压降可以忽略)。是输出电压 V_{out2} 的值的两倍的输出电压 V_{boost} 提供一个 $M>2$ 的值，保留高 M 值增压转换器的低 THD 特征。此外，由于转换器 100 的操作等效于 $M>2$ 的增压转换器的操作，所以第一、第二和第三增压电感器 120a、120b、120c 的充电周期总是大于其各自的放电周期(当使用自耦变压器 155 时)，从而保证自耦变压器 155 在增压开关 140 的每个切换循环期间有足够的复位时间。尽管已经描述了具有 1:1 匝数比的自耦变压器，但在其他有利的实施例中，可以采有具有不同匝数比的自耦变压器。

由于当增压开关 140 切断时自耦变压器 155 的漏电感，通过添加一个箝位增压开关 140 上电压“超调”瞬时值的缓冲器，可以改进增压转换器 100 的操作。缓冲器能减小在切换间隔和瞬态期间增压开关

140 上的应力。可以有利地用在转换器 100 中的缓冲器电路的具体实施例表示在图 2 和 3 中。表明的缓冲器电路的实施例是先有技术中熟知的常规缓冲器电路。因此，其操作在这里不详细描述。为了更好地理解在切换功率转换器时的缓冲器电路及其应用，见 Ned Mohan 等的“Power Electronics: Converters, Applications and Design (功率电子学：转换器，应用和设计)”，John Wiley & Sons, Inc.(1989)，该文章通过参考包含在这里。

现在转到图 2，表明的是使用本发明原理且进一步采用一个有源无损耗缓冲器电路 210 的一种转换器 200 的实施例的示意图。有源无损耗缓冲器电路 210 包括一个与一个缓冲器电容器 230 串联联接的辅助开关 220。

现在转到图 3，表明的是使用本发明原理且进一步采用一个无源无损耗缓冲器电路 310 的一种转换器 300 的实施例的示意图。无源无损耗缓冲器电路 310 包括一个跨过一个增压开关 360 与一个电感器 340、和一个二极管 350 串联联接的电容器 320。在无源无损耗缓冲器电路中还表明的是一个联接到转换器 300 的输出上的二极管 330。

尽管已经详细描述了本发明，但熟悉本专业的技术人员应该理解，他们在这里能进行各种变更、替代和更改，而不脱离本发明在其广义形式上的精神和范围。

说明书附图

图 1

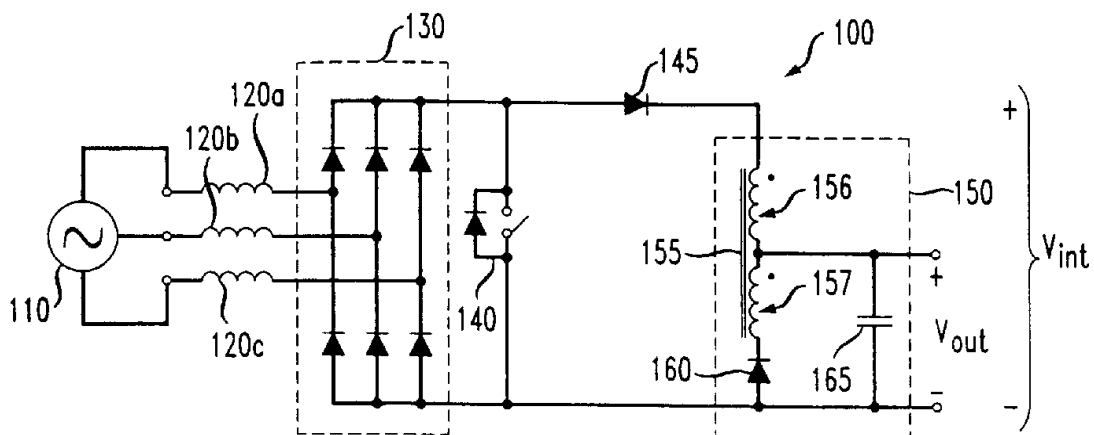


图 2

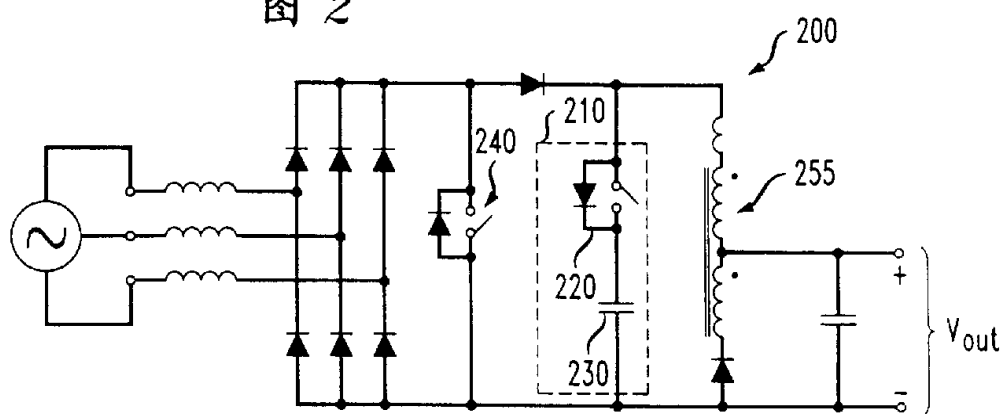


图 3

