



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104981971 A

(43) 申请公布日 2015. 10. 14

(21) 申请号 201380072655. 3

M·卡尔森

(22) 申请日 2013. 02. 28

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

代理人 王茂华

2015. 08. 10

(86) PCT国际申请的申请数据

(51) Int. Cl.

PCT/EP2013/054051 2013. 02. 28

H02M 3/335(2006. 01)

(87) PCT国际申请的公布数据

W02014/131455 EN 2014. 09. 04

(71) 申请人 瑞典爱立信有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 O·珀森 M·阿佩尔贝格

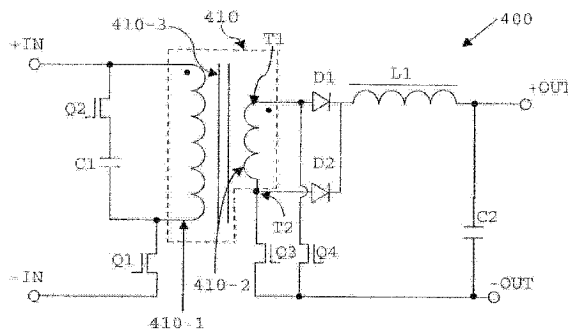
权利要求书2页 说明书9页 附图8页

(54) 发明名称

正反激拓扑的开关模式电源

(57) 摘要

开关模式电源 (400) 包括变压器 (410), 该变压器 (410) 具有初级绕组 (410-1)、配置为存储在操作期间从初级绕组 (410-1) 对其传输的能量的变压器铁芯 (410-3)、以及具有第一端子 (T1) 和第二端子 (T2) 的次级绕组 (410-2)。该开关模式电源还具有: 初级侧电路 (Q1、Q2、C1), 被布置为生成电压脉冲并且由此驱动变压器 (410) 的初级绕组 (410-1); 以及次级侧电路, 其包括在第一和第二端子 (T1、T2) 处连接到次级绕组 (410-2) 的整流电路。整流电路被布置为使得在初级绕组 (410-1) 由初级侧电路驱动以对变压器铁芯 (410-3) 进行磁化并在其中存储能量的开关电源的操作的正向阶段期间, 由整流电路输出感生为在次级绕组 (410-2) 中从第二端子 (T2) 流动到第一端子 (T1) 的电流。整流电路进一步被布置为使得在变压器铁芯 (410-3) 的磁化被重置的开关模式电源的操作的反激阶段期间, 由整流电路输出感生为在次级绕组中从次级绕组 (410-2) 的第一端子 (T1) 流动到第二端子 (T2) 的电流, 使得由整流电路输出在操作的正向阶段期间存储在变压器 (410) 中的能量。



1. 一种开关模式电源 (400、500、600、700、800) 包括：

变压器 (410)，包括初级绕组 (410-1)、配置为存储在操作期间从所述初级绕组 (410-1) 对其传输的能量的变压器铁芯 (410-3)、以及具有第一端子 (T1) 和第二端子 (T2) 的次级绕组 (410-2)；

初级侧电路 (Q1、Q2、C1)，被布置为生成电压脉冲并且由此驱动所述变压器 (410) 的所述初级绕组 (410-1)；以及

次级侧电路，包括在所述第一端子和所述第二端子 (T1、T2) 处连接到所述次级绕组 (410-2) 的整流电路，所述整流电路被布置为使得：

在所述初级绕组 (410-1) 由所述初级侧电路驱动以在对所述变压器铁芯 (410-3) 进行磁化并且在所述变压器铁芯中存储能量的所述开关模式电源的操作的正向阶段期间，由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述第二端子 (T2) 流动到所述第一端子 (T1) 的电流；并且

在所述变压器铁芯 (410-3) 的磁化被重置的所述开关模式电源的操作的反激阶段期间，由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组中从所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子 (T1) 流动到所述第二端子 (T2) 的电流，使得由所述整流电路输出在操作的正向阶段期间存储在所述变压器 (410) 中的能量。

2. 根据权利要求 1 所述的开关模式电源 (400、500、600、700、800)，其中所述整流电路包括：

第一整流器 (Q4) 和第二整流器 (Q3)，所述第一整流器 (Q4) 和所述第二整流器 (Q3) 分别连接到所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子和所述第二端子 (T1 ;T2)，所述第一整流器和所述第二整流器进一步连接到所述开关模式电源的第一输出端子 (-OUT)；以及

第三整流器 (D1 ;Q5) 和第四整流器 (D2 ;Q6)，所述第三整流器 (D1 ;Q5) 和所述第四整流器 (D2 ;Q6) 分别连接到所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子和所述第二端子 (T1 ;T2)，所述第三整流器和第四整流器 (D1、D2 ;Q5、Q6) 进一步连接到所述开关模式电源的第二输出端子 (+OUT)，

其中所述整流器的极性被布置为使得在所述开关模式电源的操作的正向阶段期间，由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述第二端子 (T2) 流动到所述第一端子 (T1) 的电流，并且在所述开关模式电源的操作的反激阶段期间，由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组中从所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子 (T1) 流动到所述第二端子 (T2) 的电流。

3. 根据权利要求 1 或权利要求 2 所述的开关模式电源 (400、500、600、700、800)，其中所述次级侧电路进一步包括电感器 (L1)，所述电感器 (L1) 连接到所述整流电路和所述开关模式电源的输出端子 (+OUT)。

4. 根据从属于权利要求 2 的权利要求 3 所述的开关模式电源 (400、600、800)，其中所述电感器 (L1) 的第一端连接到所述第三整流器和所述第四整流器 (D1、D2 ;Q5、Q6) 二者，并且所述电感器 (L1) 的第二端连接到所述开关模式电源的所述第二输出端子 (+OUT)。

5. 根据从属于权利要求 2 的权利要求 3 所述的开关模式电源 (500、700)，其中所述电感器 (L1) 的第一端连接到所述第三整流器 (D1 ;Q5)，并且所述电感器 (L1) 的第二端连接到所述第四整流器 (D2 ;Q6) 和所述开关模式电源的所述第二输出端子 (+OUT) 二者。

6. 根据权利要求 2 至 5 中的任何一项所述的开关模式电源,其中所述整流器中的每一个是二极管。

7. 根据权利要求 2 至 5 中的任何一项所述的开关模式电源 (400、500、800),其中:

所述第一整流器和所述第二整流器中的每一个是同步整流器 (Q3、Q4);

所述第三整流器和所述第四整流器中的每一个是二极管 (D1、D2);

所述开关模式电源包括控制信号生成器,所述控制信号生成器被布置为生成用于控制所述第一同步整流器和所述第二同步整流器 (Q3、Q4) 的开关的控制信号;并且

所述整流电路中的所述二极管 (D1、D2) 的极性和所述控制信号生成器被布置而生成的所述控制信号使得在所述开关模式电源的操作的正向阶段期间,由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述第二端子 (T2) 流动到所述第一端子 (T1) 的电流,并且在所述开关模式电源的操作的反激阶段期间,由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子 (T1) 流动到所述第二端子 (T2) 的电流。

8. 根据权利要求 2 至 5 中的任何一项所述的开关模式电源 (600、700),其中:

所述整流器中的每一个是同步整流器 (Q3、Q4、Q5、Q6);并且

所述开关模式电源进一步包括控制信号生成器,所述控制信号生成器被布置为生成用于控制所述同步整流器 (Q3、Q4、Q5、Q6) 的开关的控制信号,使得在所述开关模式电源的操作的所述正向阶段期间,由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述第二端子 (T2) 流动到所述第一端子 (T1) 的电流,并且在所述开关模式电源的操作的反激阶段期间,由所述整流电路输出感生为在所述次级绕组 (410-2) 中从所述次级绕组 (410-2) 的所述第一端子 (T1) 流动到所述第二端子 (T2) 的电流。

9. 根据权利要求 7 或权利要求 8 所述的开关模式电源,其中所述控制信号生成器至少包括所述次级绕组 (410-2) 的一部分。

## 正反激拓扑的开关模式电源

### 技术领域

[0001] 本发明一般地涉及开关模式电源（有时称为 switch mode power supplies 或 switching mode power supplies）的领域，并且更具体地涉及正反激电路拓扑的开关模式电源。

### 背景技术

[0002] 由于其小尺寸和重量以及高效率，开关模式电源（SMPS）是具有多种应用范围的公知类型的电源转换器，例如在个人计算机和诸如手机的便携式电子设备中。SMPS 通过以高频率（通常几十到几百 kHz）切换诸如功率 MOSFET 的一个或多个开关元件来实现这些优点，其中开关的频率和占空比使用反馈信号来调整以将输入电压转换成期望的输出电压。SMPS 可以具有整流器（AC/DC 转换器）、DC/DC 转换器、频率转换器（AC/AC）或逆变器（DC/AC）的形式。

[0003] 存在用于开关模式电源的许多不同的电路拓扑，并且每个都具有其益处和缺点。其中的一些被称为“反激”和“正向”拓扑，其广泛地用于许多不同的 SMPS 应用。反激式转换器是简单的低成本分离的转换器，其通常用于低输出功率应用。另一方面，正向式转换器通常在需要较高的效率和功率输出时使用。现在将参考图 1A、图 1B、图 2A 和图 2B 来说明典型的反激式和正向转换器电路的操作原理。

[0004] 图 1A 图示了在初级侧具有有源箝位的典型反激式转换器。更具体地，该反激式转换器 100 包括具有初级绕组 110-1 和次级绕组 110-2 的反激式变压器 110，初级绕组 110-1 和次级绕组 110-2 以匝数比  $N = n_p/n_s$  缠绕变压器铁芯 110-3，其中  $n_p$  和  $n_s$  分别是初级绕组 110-1 和次级绕组 110-2 的匝数。变压器铁芯 110-3 具有用于存储在操作期间由初级绕组 110-1 提供的磁化能量的间隙（例如，气隙）。

[0005] 初级绕组 110-1 通过包括电容器 C1 以及有源控制的开关 Q1 和 Q2 的初级侧电路连接到输入电压源。如在本实施例中，Q1 和 Q2 中的每一个可以以诸如金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）或双极结型晶体管（BJT）的晶体管的形式来提供。反激式转换器 100 的次级侧电路包括二极管 D2 和电容器 C2 的形式的整流器，二极管 D2 和电容器 C2 如图 1A 中所示被连接，以对次级绕组电压进行整流和滤波。

[0006] 如现在将解释的，反激式转换器 100 可以被理解为通过在操作的两个“阶段”或“模式”（涉及 SMPS 开关周期的对应部分）之间交替来进行操作。

[0007] 在稳态操作的第一阶段期间，晶体管 Q1 被导通，并且晶体管 Q2 被截止（如图 1B 中的轨迹 (a) 和 (b) 所示），使得电流从输入电压源通过 Q1 和初级绕组 110-1（轨迹 (c)）流动以磁化反激式变压器 110 的铁芯 110-3 并且将能量存储在磁场中。在操作的第一阶段期间，虽然因为二极管 D2 被反向偏置而导致流经次级绕组 110-2 的电流被阻止，但是电流仍然通过电容器的（部分）放电而被供应到反激式转换器的负载，如图 1B 中的轨迹 (d) 所示。

[0008] 在操作的第二阶段期间，晶体管 Q1 被截止，并且晶体管 Q2 被导通，并且包括 Q2 和

C1 的有源箝位电路将变压器铁芯 110-3 的磁化重置。同时,在次级侧,二极管 D2 成为正向偏置(因为跨绕组的电压极性已经反转)的,使得在操作的第一阶段期间存储在变压器 110 的磁场中的能量被释放到次级侧电路,以将电流提供给负载并对电容器 C2 进行充电。

[0009] 如上所述,“正向”拓扑也广泛地用于开关转换器,并且现在将参考图 2A 和图 2B 来描述正向转换器的示例。图 2A 中示出的正向转换器 200 的初级侧电路与图 1A 的反激式转换器的相同,并且因此将不重复其描述。此外,正向转换器 200 的变压器 210 基本上与反激式变压器 110 相同,但是不同之处在于在变压器铁芯中不具有用于存储能量的间隙。因此,在正向转换器 200 和反激式转换器 100 之间的主要差异在于次级侧电路的配置;正向转换器 200 的次级侧电路包括如图 2A 所示的连接到次级绕组 210-2 和电感器(或“扼流器”)L1 的二极管 D1 和 D2 以及电容器 C2。正向转换器 200 还可以被理解为如下通过在两个阶段/模式之间交替来进行操作。

[0010] 在稳态操作的第一阶段期间,晶体管 Q1 被导通,并且晶体管 Q2 被截止(如图 2B 中的轨迹(a)和(b)所示),使得来自输入电压源的电流流经 Q1 和初级绕组 210-1(轨迹(c))以在次级绕组 210-2 中感生电压(通过匝数比 N 缩放)和同时的电流流动。所感生的电压使得二极管 D1 成为正向偏置,使得允许电流经由二极管 D1 和电感器 L1 从次级绕组 210-2 传递到变换器输出,由此将能量从转换器 210 的初级侧传递到次级侧。所传送的能量的一部分被存储在电感器 L1 的磁场中。二极管 D2 在第一阶段期间保持反向偏置,并且不导通。

[0011] 在操作的第二阶段期间,当晶体管 Q1 被截止时,通过滤波器电感器 L1 的电流在没有突然改变的情况下继续,因为被来自电感器 L1 的 EMF 正向偏置的二极管 D2 对该电流提供续流路径(图 2B 中的轨迹(e))。因此,在操作的第一阶段期间存储在电感器 L1 中的能量将被释放到电容器 C2。

[0012] 虽然“反激式”和“正向式”拓扑结构的转换器电路被广泛使用,但是每个拓扑都具有无法解决的某种局限性。

[0013] 例如,反激式转换器不需要用于平滑输出电流的专用扼流器。反激式转换器的另一优点是,它可以使电压升高;如果占空比大于 50%,则输出将大于变压器的匝数比 N 所允许的。通常,反激式转换器对于最大效率以刚好低于 50% 的占空比进行操作。以 50% 以上的占空比进行操作还需要针对稳定性的斜波补偿。换言之,在许多应用中,反激式电路必须被设计在“甜蜜点”外。

[0014] 此外,虽然反激式转换器 200 不需要输出扼流器,但是其缺点是需要相对大的变压器铁芯。在反激式转换器中,具有间隙的变压器电感导致了在右半平面(RHP)中为 0,这通常使得在连续导通模式(CCM)中的闭环补偿变得困难。通常,CCM 中的闭环带宽非常窄,并且得到的瞬态响应非常慢。反激式转换器的另一缺点是由于在输出处缺少二阶低通电感器/电容器滤波器而需要大的输出电容器。

[0015] 在正向转换器 200 中,因为初级侧晶体管 Q1 可以在高达近 100% 的时间中导通,所以开关组件的利用比在图 1A 的反激式电路中更好;在最小输入电压(例如 36V)时,正向转换器 200 以几乎 100% 的占空比进行操作,并且初级侧晶体管 Q1 被充分利用。然而,这是以需要为正向转换器提供扼流器 L1 为代价的,尽管减少了对输出电容器 C2 的要求。此外,为了避免变压器饱和,正向转换器 200 需要磁化重置电路。所有这些增加了组件数量和制造成本。

[0016] 在一些应用中,上述两个拓扑结构中的一个明显将是最好的选择,而在其他应用中,在其之间选择余地很小。然而,还存在遭遇完全不同的操作条件的应用。例如,可能需要该转换器在 24V 系统中并且在 48V 系统中进行操作。在这样的情况下,可能需要能够处理更宽的输入电压范围的转换器拓扑。

[0017] 该要求可以通过所谓的“正反激式”(或“正激式”(fly-forward))拓扑来满足,其对于处理比正常需要的(例如 36-75V)更宽的输入电压范围(例如 18-72V)更有吸引力。正激式电路拓扑在爱立信的 PKU 5000E 系列 DC/DC 转换器中采用,并且现在将参考图 3A 和图 3B 来描述。

[0018] 图 3A 示出了正激式转换器电路 300 的示例,该正激式转换器电路 300 具有与在反激式转换器 100 和正向转换器 200 中相同的初级侧电路。然而,除了具有间隙的铁芯 3103 之外,正激式转换器 300 的变压器 310 具有两个次级侧绕组,包括第一绕组 310-2a 和第二绕组 310-2b,每一个都具有与变压器 110 和 210 的次级侧绕组相同的匝数。因此,变压器 310 的次级侧有效地具有较大的中心抽头次级绕组,这使得正激式转换器 300 无缝地在操作的反激模式和正向模式之间交换或者在其之间协作。

[0019] 更具体地,正激式转换器 300 具有将变压器 310 的中心抽头端子链接到转换器的输出端子 +OUT 的输出扼流器 L1。次级线圈的其余端子中的每一个通过晶体管 Q3 和 Q4 连接到输出端子 -OUT(但是替代地可以使用具有适当布置的极性的二极管来代替这些晶体管)。因此,正激式转换器 300 比反激式和正向转换器类型在次级侧使用更多的绕组,因为其两个变压器绕组被串联连接。晶体管 Q3 和 Q4 必须经受施加到电感器 L1 的双倍电压。

[0020] 在稳态操作的第一阶段期间,晶体管 Q1 被导通,并且晶体管 Q2 被截止(如图 3B 中的轨迹(a)和(b)所示),使得来自输入电压源的电流流经 Q1 和初级绕组 210-1(轨迹(c))以感生电压和同时流经晶体管 Q3 和次级绕组 310-2a 的(通过匝数比 N 缩放)电流。同时,铁芯 310-3 被磁化,并且在磁场中存储一些从初级侧传递的能量。跨绕组 310-2a 感生的电压使得电流经由电感器 L1 从次级绕组 310-2a 流动到转换器输出(图 3B 中的轨迹(d)),由此将能量从变压器 210 的初级侧传递到次级侧。所传递的能量的一部分被存储在 L1 的磁场中。

[0021] 在操作的第二阶段期间,晶体管 Q1 被截止,并且晶体管 Q2 被导通,并且有源箝位电路将变压器铁芯 310-3 的磁化重置。同时,在次级侧,晶体管 Q4 被导通,使得在操作的第一阶段期间存储在变压器 310 的磁场中的反激能量被释放到次级侧电路中,以向转换器的负载提供电流并且对电容器 C2 进行充电。

[0022] 正激式转换器 300 具有优于图 1 和图 2 中示出的反激式和正向转换器的若干优点。例如,其可以以比反激式转换器 100 更小的输出电容进行操作,并且不需要输出扼流器(但是可以可选地包括输出扼流器,如在图 3A 的示例中)。此外,不存在 RHP 零,使得转换器易于补偿并且具有快速瞬态响应。此外,不需要重置电路,但是仍可以被提供,如在图 3A 的示例。

[0023] 这些优点使得正激式拓扑成为有吸引力的设计选择,特别是对于需要在相对宽的输入电压范围上进行操作的开关模式电源。

## 发明内容

[0024] 尽管多年来努力提高正激式转换器的效率,但是仍然存在改进的空间。

[0025] 在过去, SMPS 设计者倾向于通过适当地选择开关器件的类型和设计,并且调整其操作的方式以便于最小化开关损耗,来解决提高正激式 SMPS 效率的问题。尽管这些努力已经产生了明显的效率增益,但是 SMPS 变压器的基本配置很少引起注意,并且多年保持大致不变。

[0026] 认识到该变压器损耗在现代正激式 SMPS 中可能占了整体损耗的相当大的比例,本发明人已经考虑了在这样的 SMPS 中使用的变压器是否可以被重新配置以更有效地起作用。在这样做时,本发明人设想, SMPS 包括变压器,该变压器具有单个次级侧绕组(如在用于将中间线圈连接到外部电路的两个相邻连接端子之间限定的)以将电力从初级侧电路传递到次级侧电路并且因此传递到 SMPS 的输出端子,次级侧绕组用于在 SMPS 的整个开关周期期间在次级侧传导电流。

[0027] 更具体地,本发明人设想, SMPS 包括变压器,变压器具有初级绕组、配置为存储在操作期间从初级绕组对其传输的能量的变压器铁芯、以及具有第一端子和第二端子的次级绕组。SMPS 进一步包括:被布置为生成电压脉冲并且由此驱动变压器的初级绕组的初级侧电路、以及次级侧电路,次级侧电路包括在第一和第二端子处连接到次级绕组的整流电路。整流电路被布置为使得在初级绕组由初级侧电路来驱动以对变压器铁芯进行磁化、并且在变压器铁芯中存储能量期间的开关电源的操作的正向阶段期间,由整流电路输出感生为在次级绕组中从第二端子流动到第一端子的电流。整流电路进一步被布置为使得在变压器铁芯的磁化被重置的开关模式电源的操作的反激阶段期间,由整流电路输出感生为在次级绕组中从次级绕组的第一端子流动到第二端子的电流,使得由整流电路输出在操作的正向阶段期间存储在变压器中的能量。

[0028] 因此,在实施例,单个次级绕组用于在操作的正向和反激阶段中提供用于次级侧电流的公共电流路径,由此显著减少在变压器的次级侧用以给出所需要的电压转换比所需要的绕组匝数。这可以允许电阻损耗被减少高达 75%,变压器中的操作电压被降低到图 3A 的背景示例中的值的一半,以及电容耦合损耗的减少。因此,优点是相当大的。

[0029] 在实施例,整流电路可以包括:分别连接到次级绕组的第一和第二端子的第一整流器和第二整流器,第一和第二整流器被进一步连接到 SMPS 的第一输出端子;以及分别连接到次级绕组的第一和第二端子的第三整流器和第四整流器,第三和第四整流器被进一步连接到 SMPS 的第二输出端子。在该实施例,整流器的极性被布置为使得在 SMPS 的操作的正向阶段期间,由整流电路输出感生为在次级绕组中从第二端子流动到第一端子的电流,并且在 SMPS 的操作的反激阶段期间,由整流电路输出感生为在次级绕组中从次级绕组的第一端子流动到第二端子的电流。

[0030] 因为在效率方面一些电压类别的整流器明显比其他更好,所以使用具有低额定电压的整流器的四元件整流电路可以允许 SMPS 的次级侧的损耗相对于采用了具有较高额定电压的整流器的双元件整流电路的图 3A 的背景示例被进一步降低,该四元件整流电路能够通过该实施例的整流电路变得可能。

## 附图说明

[0031] 将参考附图仅通过示例的方式来具体说明本发明的实施例,在附图中:

[0032] 图 1A 示出了常规反激式转换器的电路布局,并且图 1B 示出了图示开关的操作的时序图、以及在操作期间在图 1A 的电路中的电流流动;

[0033] 图 2A 示出了常规正向转换器的电路布局,并且图 2B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 2A 的电路中的电流流动;

[0034] 图 3A 示出了公知的正反激式转换器的电路布局,并且图 3B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 3A 的电路中的电流流动;

[0035] 图 4A 示出了根据本发明的第一实施例的 SMPS 的电路布局,并且图 4B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 4A 的电路中的电流流动;

[0036] 图 5 示出了由爱立信 AB<sup>TM</sup>制造的 SMPS 的示例;

[0037] 图 6 示出了在以 N 沟道 MOSFET 的示例形式提供这些整流器的实施例中、用于控制图 4A 中的同步整流器 Q3 和 Q4 的驱动电路的示例;

[0038] 图 7A 示出了根据本发明的第二实施例的 SMPS 的电路布局,并且图 7B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 7A 的电路中的电流流动;

[0039] 图 8A 示出了根据本发明的第三实施例的 SMPS 的电路布局,并且图 8B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 8A 的电路中的电流流动;

[0040] 图 9 示出了在以 P 沟道 MOSFET 的示例形式提供 Q5 的实施例中、用于控制图 8A 中的同步整流器 Q5 的驱动电路的示例;

[0041] 图 10A 示出了根据本发明的第四实施例的 SMPS 的电路布局,并且图 10B 示出了图示开关的操作的时序图以及在操作期间在图 10A 的电路中的电流流动;以及

[0042] 图 11 示出了第一实施例的、具有修改的初级侧电路的 SMPS 的变体。

## 具体实施方式

[0043] [ 实施例 1 ]

[0044] 图 4A 示出了根据本发明第一实施例的开关模式电源。图 4A 中示出的 SMPS 400 具有在初级侧具有有源箝位的正反激式拓扑转换器。例如,本实施例的 SMPS 可以用于使射频功率放大器 (RFPA) 递送 10-32V 或 17-32V 的输出电压。

[0045] 更具体地,反激式转换器 400 包括反激式变压器 410,反激式变压 410 具有初级绕组 410-1 和次级绕组 410-2,初级绕组 410-1 和次级绕组 410-2 以匝数比  $N = n_p/n_s$  缠绕变压器铁芯 410-3,其中  $n_p$  和  $n_s$  分别是初级绕组 410-1 和次级绕组 410-2 的匝数。变压器铁芯 410-3 可以由任何适当材料形成 (包括例如铁粉或具有高导磁率的其他材料),并且可以被成形为使得变压器 110-3 具有用于存储在操作期间由初级绕组 110-1 提供的磁化能量的间隙 (例如,气隙)。

[0046] 初级绕组 410-1 通过包括电容器 C1 以及有源控制的开关 Q1 和 Q2 的初级侧电路连接到输入电压源。如在本实施例中,Q1 和 Q2 中的每一个可以以能够以所需要的开关频率进行操作的晶体管的形式来提供,诸如 MOSFET 或 BJT。初级侧电路被配置为生成电压脉冲,并且以这些脉冲驱动变压器 410 的初级绕组 410。为了以脉冲方式驱动初级侧绕组 410-2,晶体管 Q1 和 Q2 可以根据预定 (固定) 占空比脉冲来接通和断开,或者如在本实施例中,如果需要输出电压的调节,则其可以基于指示转换器的输出电压的反馈信号来通过脉宽调制 (PWM) 控制器 (在图 1A 中未示出) 来进行控制。



[0047] 变压器 410 的次级侧与图 3A 的常规电路的不同之处在于具有单个次级线圈 / 绕组 410-2, 该单个次级线圈 / 绕组 410-2 仅具有用于经由 SMPS 400 的整流电路将电力传递到 SMPS 400 的负载的两个连接端子 T1 和 T2。换言之, 与图 3A 中示出的次级绕组 310-2 相反, 本实施例的次级绕组 410-2 不具有连接到在次级侧提供的整流电路的中心抽头端子。如在本实施例中, 端子 T1 和 T2 可以对应于次级线圈 410-2 的各个端, 或者 T1 和 T2 二者中的一个可以替代地对应于对次级线圈 210-2 的各个部分 (例如, 相应的单回路) 的电连接点。

[0048] 整流电路被布置为使得, 在其中初级绕组 410-1 由初级侧电路驱动以磁化 (并且将能量存储在) 变压器铁芯 410-3 的 SMPS 400 的操作的第一 (“正向”) 阶段期间, 由整流电路输出感生为在第一方向 (例如从端子 T2 到端子 T1) 上沿着次级绕组 410-2 流动的电流, 并且在其中变压器铁芯的磁化被重置的 SMPS 400 的操作的第二 (“反激”) 阶段期间, 由整流电路输出感生为在与第一方向相反的方向上 (在该示例中, 从端子 T1 到端子 T2) 沿着与在正向阶段期间通过次级绕组 410-2 的相同电流路径流动的电流, 使得由整流电路输出在操作的正向阶段期间存储在变压器 410 中的能量。

[0049] 在本实施例中, 整流电路具有半同步全波整流器的示例性形式, 如图 4A 所示。更具体地, 整流电路包括第一和第二整流器, 该第一和第二整流器分别直接连接到次级绕组 410-2 的第一端子 T1 和第二端子 T2, 并且还连接到 SMPS 400 的输出端子 -OUT。在本实施例中, 这些整流器中的每一个都是同步整流器; 换言之, 诸如晶体管 (例如 MOSFET 或 BJT) 的有源开关器件, 其可以根据控制信号被控制为在导电状态和非导电状态之间进行切换, 以便于提供整流功能。因此, 同步整流器 Q3 和 Q4 分别直接连接到次级绕组 410-2 的端子 T2 和 T1, 并且 Q3 和 Q4 二者直接连接到 SMPS 400 的输出端子 -OUT。

[0050] 第一实施例的整流电路包括进一步二极管 D1 的示例性形式的第三整流器以及二极管 D2 的示例性形式的第四整流器, 第三整流器和第四整流器分别直接连接到 (通过其相应的阳极) 次级绕组 410-2 的端子 T1 和 T2。以二极管 D1 和 D2 的形式提供高侧整流器提供简单和低成本的优点, 因为在特定情况下其可能不需要反向电流保护电路。在高 SMPS 负载水平下, 二极管还可以比一些其他整流器 (诸如 MOSFET) 更好地执行。

[0051] 如在本实施例中, 次级侧电路可以进一步包括具有电感器 L1 和输出电容器 C2 的输出 LC 滤波器。在该情况下, 高侧整流器 D1 和 D2 的阴极可以被连接到电感器 L1 的公共端, 并且电感器 L1 的其余一端连接到 SMPS 400 的输出端子 +OUT, 也如图 4A 中所示。换言之, D1 和 D2 的阴极经由电感器 L1 连接到 +OUT 端子。

[0052] 更一般地, 无论其所采取的特定形式如何, 如上所述在整流电路中布置的四个整流器都应当将其极性布置为使得在操作的正向阶段期间, 由整流电路输出感生为在次级绕组 410-2 中从例如第二端子 T1 流动到第一端子 T1 的电流, 并且在操作的反激阶段期间, 由整流电路输出感生为在次级绕组中从低级绕组 410-2 的第一端子 T1 流动到第二端子 T2 的电流。

[0053] 在图 4B 中图示了本实施例的 SMPS 400 的稳态操作。在操作的正向阶段期间, Q1 和 Q3 被导通, 并且 Q2 和 Q4 被截止 (如图 4B 中的轨迹 (a) 和 (b) 所示), 使得来自输入电压源的电流流经 Q1 和初级绕组 410-1 (轨迹 (c)), 以感生 (由匝数比缩放的) 电压, 以及同时流经 Q3、次级绕组 410-2、正向偏置二极管 D1 和次级侧的电感器 L1 (图 4B 中的轨迹 (d))

的电流。因此,类似于正向转换器的情况,能量从变压器 410 的初级侧传递到次级侧。所传递的能量的一部分被存储在 L1 的磁场中。

[0054] 在操作的第二(“反激式”)阶段期间,Q1 和 Q3 被截止,并且 Q2 和 Q4 被导通,并且有源箝位电路重置变压器铁芯 410-3 的磁化。同时,在次级侧,因为 Q4 被导通,所以在操作的反激阶段期间存储在变压器 410 的磁场中的反激能量经由端子 T1、T2 和(正向偏置的)二极管 D2 被释放到次级侧电路以将电流提供到转换器的负载。在反激阶段期间,SMPS 400 从而与反激式转换器类似地表现。注意,在操作的正向和反激阶段中,电流采取通过次级绕组 410-2 的相同路径,但是在操作的正向和反激阶段中在相反方向上沿着该路径流动。在操作的反激阶段期间,还对电容器 C2 进行充电。

[0055] 从前面的描述中可以理解,不论 SMPS 输入电压  $V_{in}$  如何,相同的变压器绕组在次级侧将是活动的。其可以利用 100% 的时间来持续传输电力,使得从初级侧或者从变压器铁芯 410-3 中所存储的磁场直接传递电力。然而,当  $V_{in}$  增加时,占空比将倾向于缩短,这意味着次级绕组 410-2 不是 100% 的时间被利用,并且该初级侧中的电流是恒定的。

[0056] 当  $V_{in}$  增加时,Q1 的导通时间将更短,导致了较低的电阻损耗,但是较高的开关损耗和电容损耗。在实践中,这些影响倾向于相当有效地相互抵消;这是本实施例的 SMPS 为何能够在大的输入电压范围中有效操作的原因之一。图 2 的具有两个次级侧绕组的 SMPS 在 50% 的占空比时具有比较明显的效率上的“甜蜜点”。因此,本实施例对输入电压不会影响效率的最终设计提供重要步骤。在许多 SMPS 设计中,效率随着输入电压  $V_{in}$  而显著下降。

[0057] 还应当理解的是,本实施例代表图 3A 中图示的正激式转换器的显著简化,因为其对两个非对称信号使用一个(电力)绕组。另一方面,图 3A 的转换器使用了两个绕组,并且利用开关元件使电力分离。换言之,在本实施例中,单个绕组用于两个目的,即在操作的正向阶段和反激阶段二者期间传输电力。

[0058] 在许多情况下,当匝数增加时,并不容易进行良好的变压器设计。保持低的匝数能够使得不可能的设计变得可能,并且对于图 5 中所示的在爱立信的 SMPS 产品中使用的种类的平面变压器来说尤其如此。

[0059] 在开关模式电源中经常使用的全波整流器网络通常使用专用截止时间,其中所有开关都打开以允许电流在所谓的“续流”阶段期间在变压器周围循环。正激转换器不具有专用截止时间,因为其在操作的反激和正向模式之间来回切换。在该实施例中,整流电路中的四个整流器不会同时全部导通电流,除了在短的握手时间期间。这使得施加到同步整流器的驱动信号以及流动通过整流器的电流不同于用于电桥设计的传统全波整流器。

[0060] 还应当注意,正激式拓扑与所谓的“自驱动”FET 兼容。更具体地,能够采用来自变压器的控制信号直接控制同步整流器 Q3 和 Q4 的开关。换言之,次级绕组 410-2 可以用作控制信号生成器,用于生成以所需要的方式驱动同步整流器的控制信号。诸如正向拓扑的硬开关拓扑不允许这以如此简单、成本有效的方式来完成。

[0061] 现在将参考图 6 来描述如何通过次级绕组 410-2 来控制 Q3 和 Q4 的开关的示例。图 6 示出了图 4A 的次级侧电路的一部分,包括次级绕组 410-2、二极管 D1 和 D2、以及 N 沟道 MOSFET 形式的整流器 Q3 和 Q4,其中的每一个通过由次级绕组 410-2 生成的控制信号被控制为接通和断开。如图 6 中所示,来自次级绕组 410-2(具体地,在本实施例中,来自端子 T1 和 T2)的信号经由包括 FET Q7 和 Q8 的限压器 420 被传递到 Q3 和 Q4 的栅极,FET

Q7 和 Q8 的栅极连接到供应例如 6-10V 的 DC 电压的 DC 电压源 430。

[0062] [ 实施例 2]

[0063] 现在将参考图 7A 和图 7B 来描述根据本发明的第二实施例的开关模式电源。

[0064] 图 7A 中示出的 SMPS 500 与第一实施例的 SMPS 400 的不同之处仅在于,二极管 D1 和 D2 的阴极被连接到电感器 L1 的相对端。因此,与图 4A 的 SMPS 400 相反,二极管 D2 的阴极连接到 SMPS 500 的输出端子 +OUT,而不是通过电感器 L1 间接连接到 +OUT。在该替代实施例中,在反激阶段中通过 Q4 和 D2 (而绕过扼流器 L1) 将电力递送到 SMPS 的输出,并且在正向阶段中经由扼流器 L1 将电力递送到 SMPS 的输出。在次级侧路由电流以绕过扼流器 L1 可以提供在反激阶段中减少损耗的优点。

[0065] 第一和第二实施例的开关模式电源在其他方面是相同的,并且为了简单起见将省略重复的描述。除了上述差异,第二实施例的 SMPS 500 以与第一实施例相同的方式进行操作,如图 7B 中的轨迹 (a) 至 (e) 所示。

[0066] [ 实施例 3]

[0067] 现在将参考图 8A 和 8B 来描述根据本发明的第三实施例的开关模式电源。

[0068] 图 8A 中示出的 SMPS 600 与第一实施例的 SMPS 400 的不同之处仅在于,以同步整流器 Q5 和 Q6 的形式,而不是 SMPS 400 的无源整流器 (即,二极管 D1 和 D2) 的形式来提供次级侧的高侧整流器。第一和第三实施例的开关模式电源在其他方面是相同的,并且为了简单起见将省略重复的描述。

[0069] 除了次级侧提供的上述完全同步整流,第三实施例的 SMPS 600 以与第一实施例相同的方式进行操作,如图 8B 中的轨迹 (a) 至 (e) 所示。更具体地,可以在变压器 410 的初级侧或次级侧提供控制信号生成器 (未示出),用于生成用于在高和低状态 (或者导通和截止) 之间开关 Q1 至 Q6 的控制信号,如图 8B 的轨迹 (a) 和 (b) 所示,使得 Q5 和 Q6 用作具有与 SMPS 400 的二极管 D1 和 D2 相同的极性的整流器。

[0070] 可以例如以 N 沟道或 P 沟道 FET 的形式提供高侧整流器 Q5 和 Q6。在本实施例中,以 N 沟道 FET (例如, N 沟道 MOSFET) 的形式提供 Q5 和 Q6,其开关由控制信号生成器来控制。虽然 N 沟道 FET 可以具有优于 P 沟道器件的优异性能,但是他们需要通过较高的电压信号来驱动,这可以通过例如自举升压 (boot-strap) 驱动电路来提供。在 SMPS 600 的操作期间的输出电压越低, N 沟道解决方案就越有利。

[0071] 替代地,对 Q5 和 Q6,可以使用 P 沟道 FET 代替 N 沟道 FET。P 沟道 FET 具有比 N 沟道 FET 高大约 10 倍的  $R_{ds(ON)}$  值。然而,因为驱动信号是负的,所以其可以通过次级变压器绕组 410-2 来自驱动。实现可以非常简单,例如如图 9 中所示。更具体地,图 9 示出了在以 P 沟道 MOSFET 的形式提供 Q5 的情况下用于控制图 8A 中的 Q5 的驱动电路的示例。Q5 的栅极经由 N 沟道 MOSFET Q9 的沟道 (例如,在端子 T2 处) 连接到次级侧绕组 410-2。Q9 的栅极连接到 DC 电压源 430,其相对于 Q5 的漏极端子可以提供例如 -6 至 -10V 的 DC 电压。可以以与 Q5 类似的方式来使晶体管 Q6 自驱动。

[0072] 在低负载时,当高  $R_{ds(ON)}$  不是关键的时,可以实现性能上的显著提升。当负载高时,集成体-漏极二极管将接管。体漏极二极管通常不是“一流的”,但是其可以提供良好的折衷。

[0073] [ 实施例 4]

[0074] 现在将参考图 10A 和图 10B 来描述根据本发明的第四实施例的开关模式电源。

[0075] 图 10A 中示出的 SMPS 700 与第三实施例的 SMPS 600 的不同之处仅在于,高侧 FET Q5 和 Q6 被连接到电感器 L1 的相对端。因此,与图 8A 的 SMPS 600 相反,Q6 被连接到的 SMPS 700 的输出端子 +OUT,而不是通过电感器 L1 间接连接到 +OUT 端子。在该替代实施例中,在反激阶段中通过 Q4 和 Q6(而绕过扼流器 L1) 将电力递送到 SMPS 的输出,并且在正向阶段中经由扼流器 L1 将电力递送到 SMPS 的输出。在次级侧路由电流以绕过扼流器 L1 可以提供在反激阶段减少损耗的优点。

[0076] 第三和第四实施例的开关模式电源在其他方面是相同的,并且为了简单起见将省略重复的描述。除了上述差异,第四实施例的 SMPS 700 以与第三实施例相同的方式进行操作,如图 10B 中的轨迹 (a) 至 (e) 所示。

[0077] [修改和变化]

[0078] 可以对上述实施例进行许多修改和变化。

[0079] 例如,在上述实施例中,在隔离的变压器的次级侧提供半同步或完全同步整流电路。然而,在其他实施例中,整流电路中的整流器中的每一个可以采取诸如二极管的无源整流设备的形式。例如,在第一实施例中,Q3 和 Q4 可以用二极管来替代,二极管的阳极连接到 SMPS 的 -OUT 端子,并且其阴极分别连接到次级变压器绕组的端子 T1 和 T2。与第三和第四实施例的完全同步整流电路相比,该类型的全无源整流电路可以在低 SMPS 负载水平时提供更高的效率,但是可以呈现出更低的低负载瞬态响应。

[0080] 此外,上述实施例的 SMPS 的初级侧电路不限于所示示例,而是可以以不同的形式提供,例如如图 11 所示。图 11 示出了上述第一实施例的包括初级侧电路的变体,在该初级侧电路中,晶体管 Q10 和 Q11 与输入电容器 C3 并联地连接到初级绕组 410-1 的相对端并且连接到 SMPS 800 的相应的输入端子 +IN 和 -IN。初级侧电路还包括二极管 D3 和 D4,其连接到输入端子 +IN 和 -IN 并且连接到初级绕组 410-1 的端子 (ends),如图 11 所示。在操作的正向阶段期间,Q10 和 Q11 导通以允许电流流经初级绕组 410-1,而二极管 D3 和 D4 保持反向偏置,并且不导通。另一方面,在反激阶段中,Q10 和 Q11 被截止,而 D3 和 D3 允许电流流经初级绕组 410-1,从而重置变压器铁芯 410-3。在其他方面中,SMPS 800 与以上具体描述的第一实施例的 SMPS 400 以相同的方式进行操作。应当注意,该变体的初级侧电路同样适用于上述其余实施例。

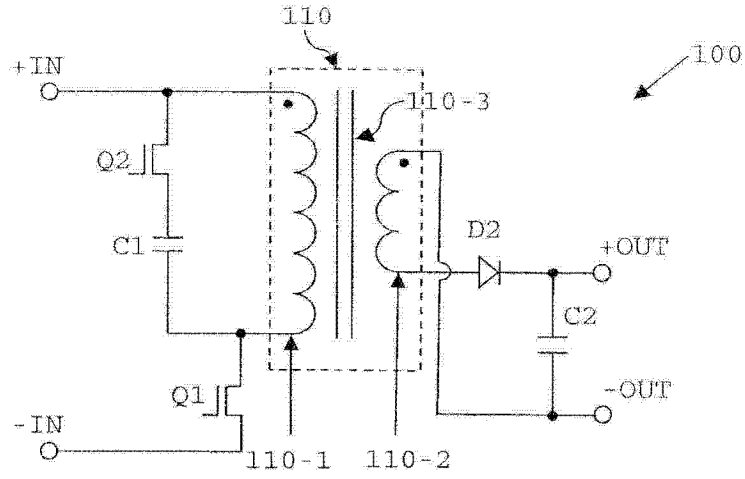


图 1A

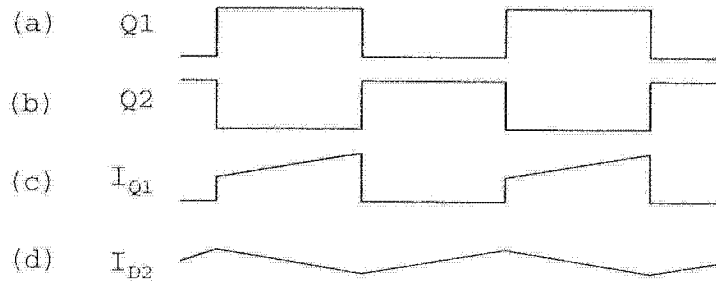


图 1B

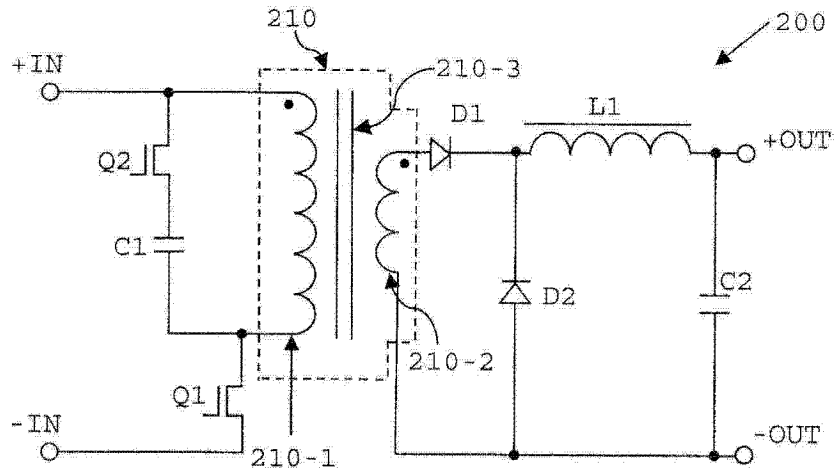


图 2A

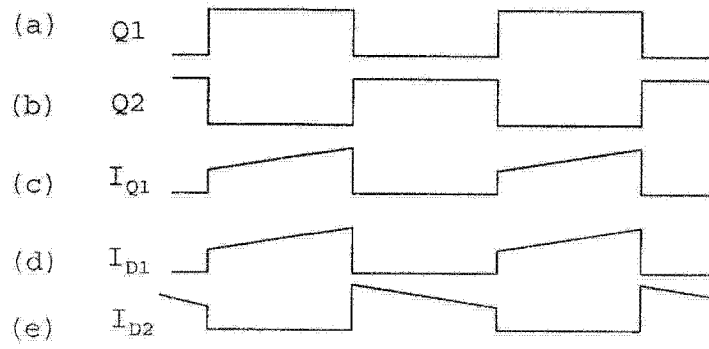


图 2B

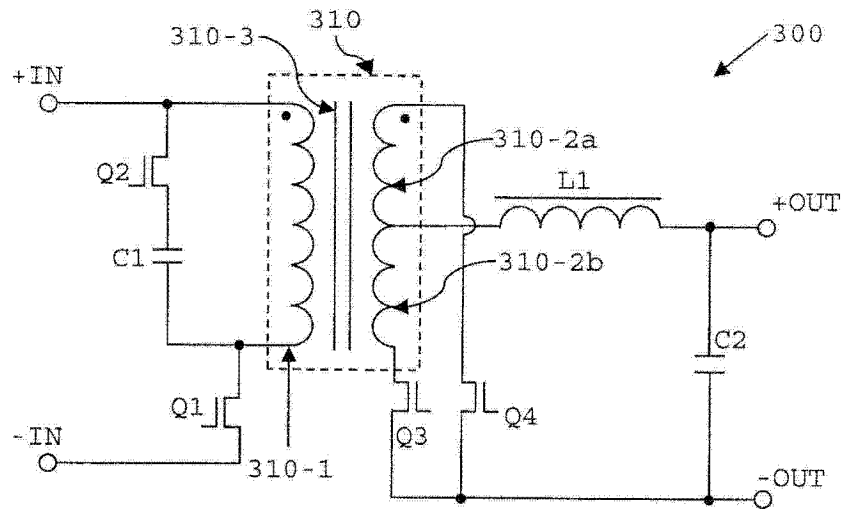


图 3A

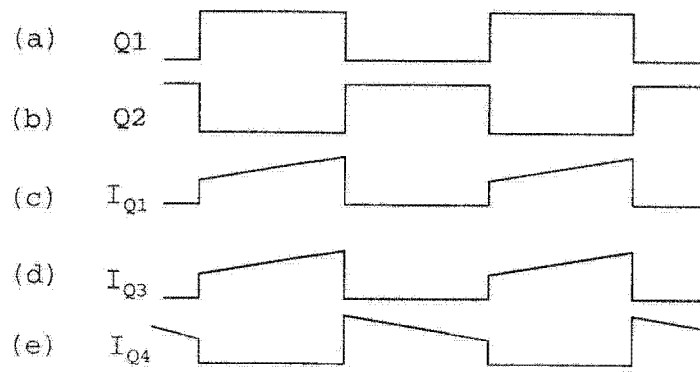


图 3B

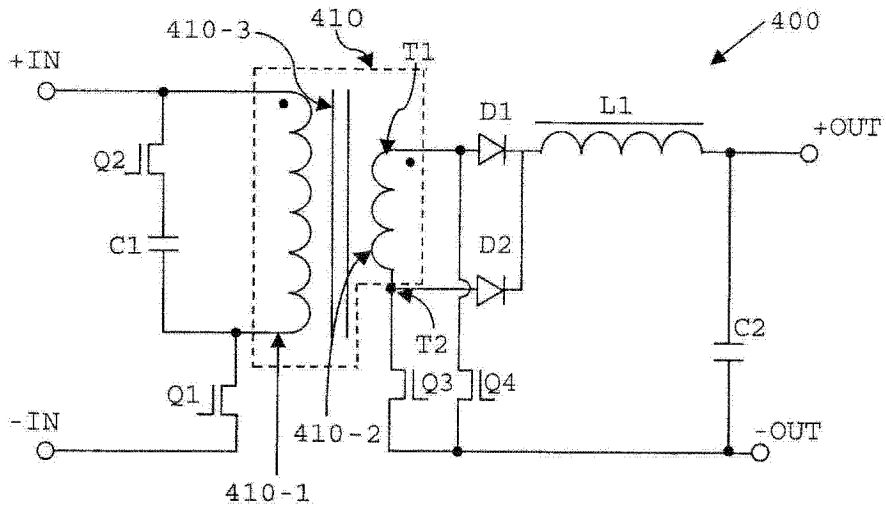


图 4A

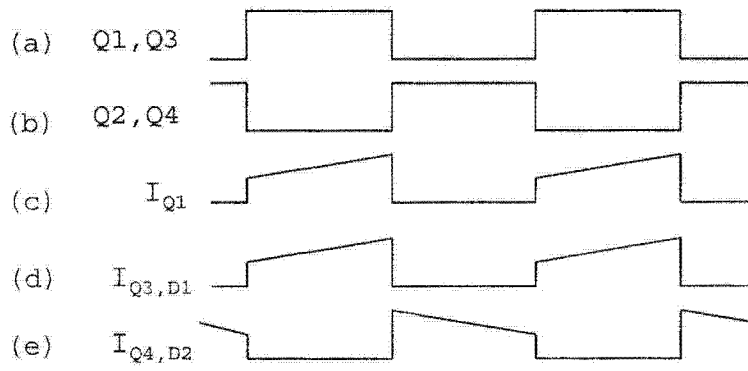


图 4B

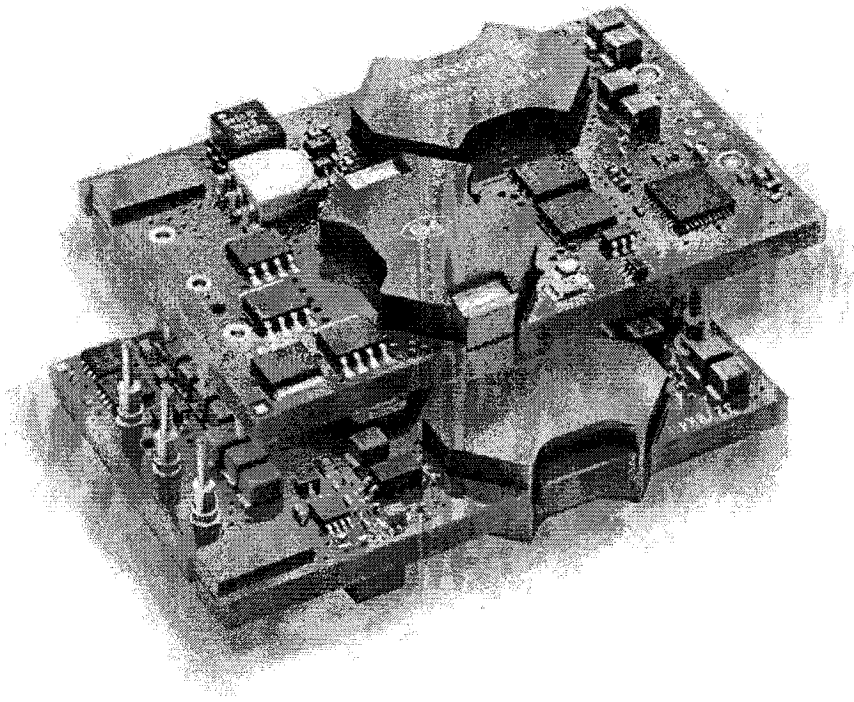


图 5

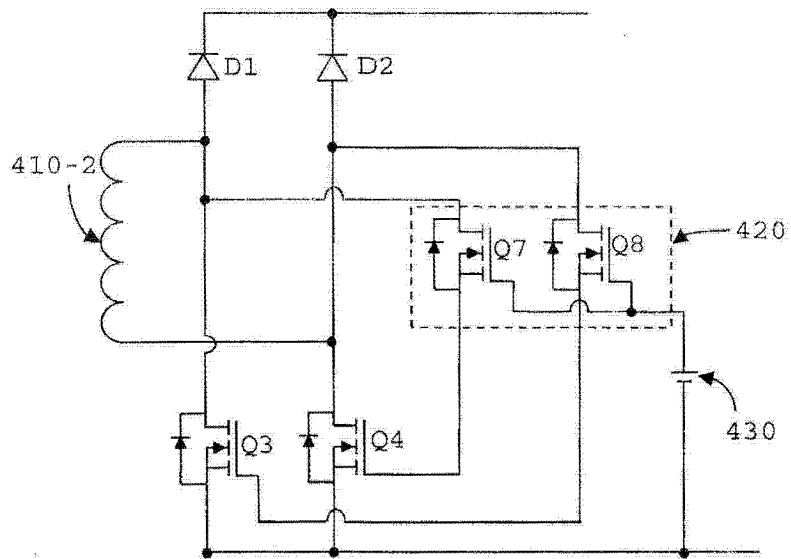


图 6



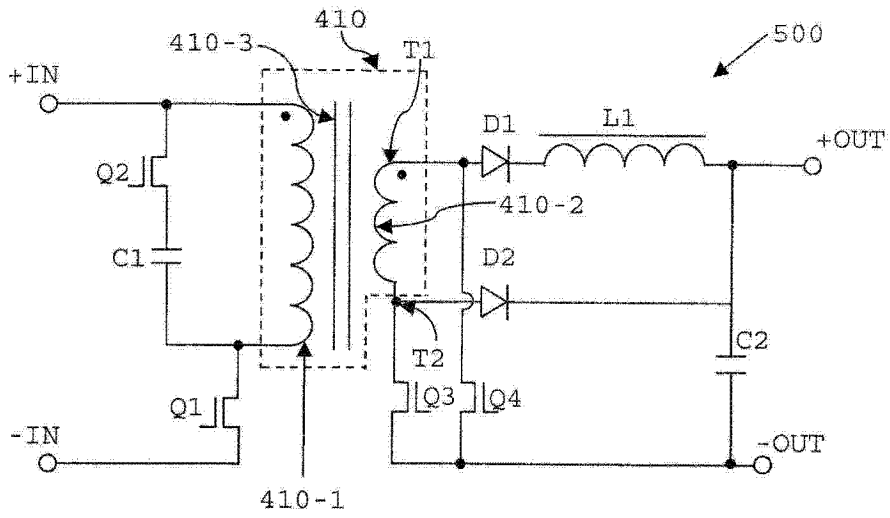


图 7A

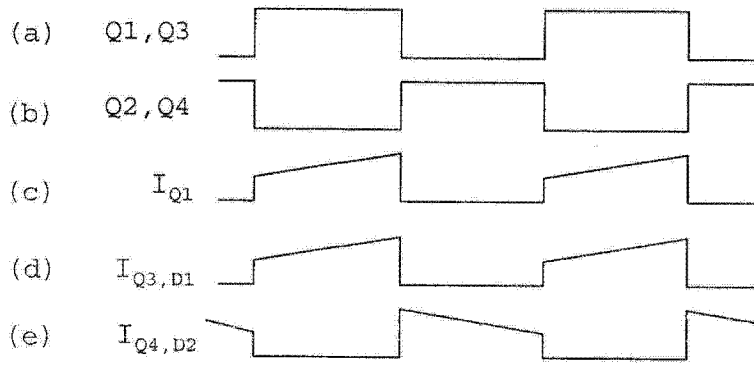


图 7B

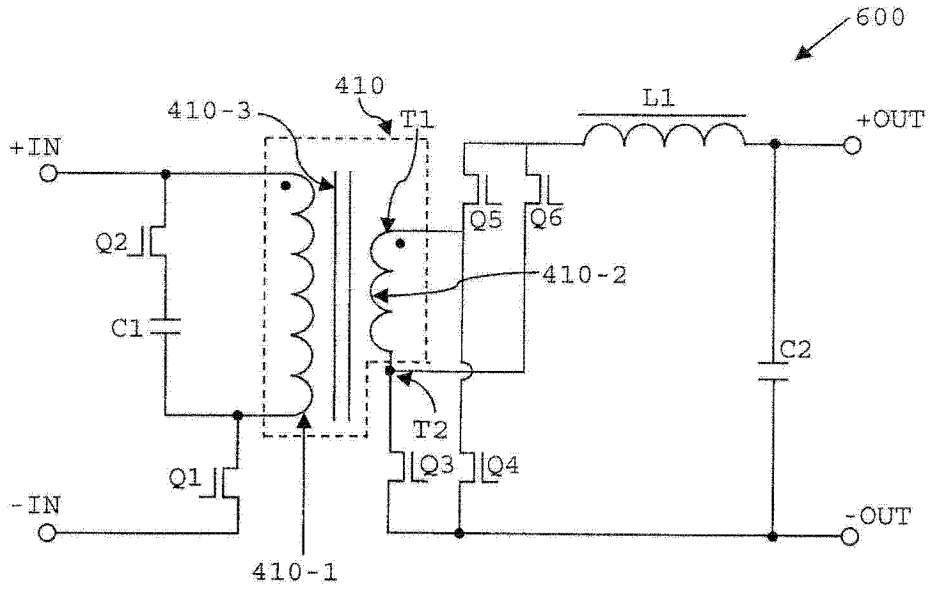


图 8A

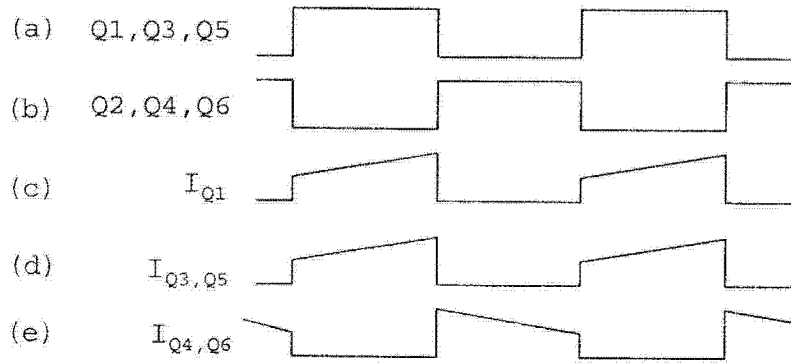


图 8B

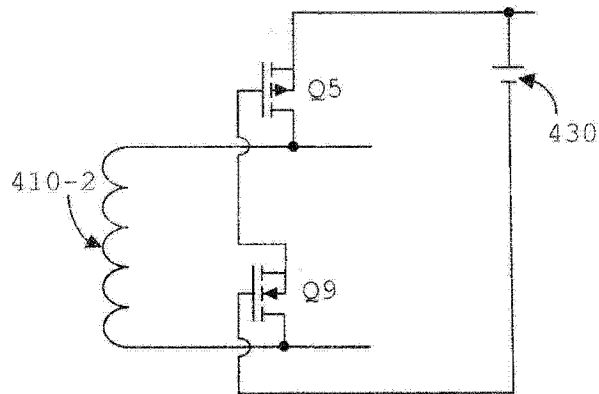


图 9

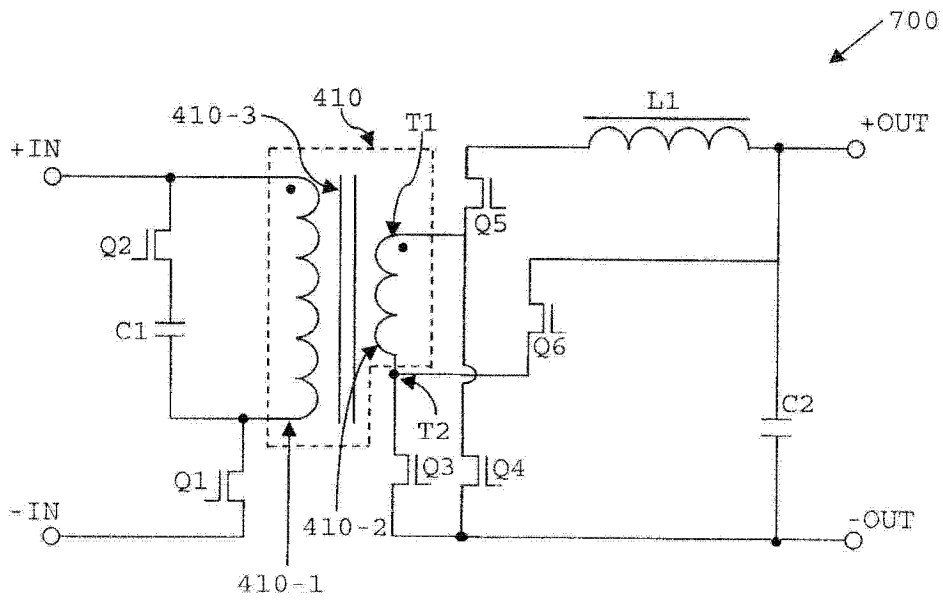


图 10A

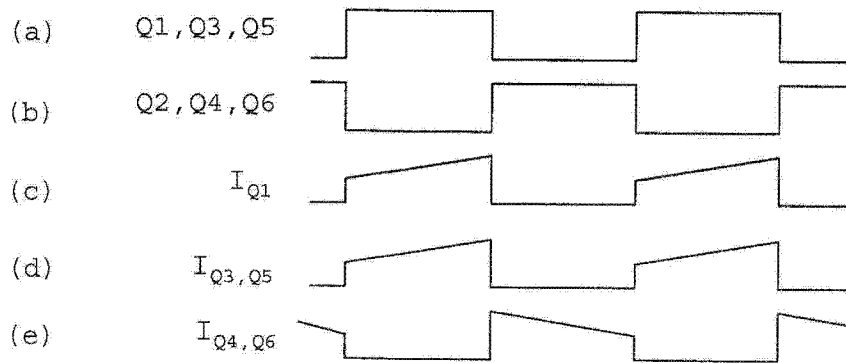


图 10B

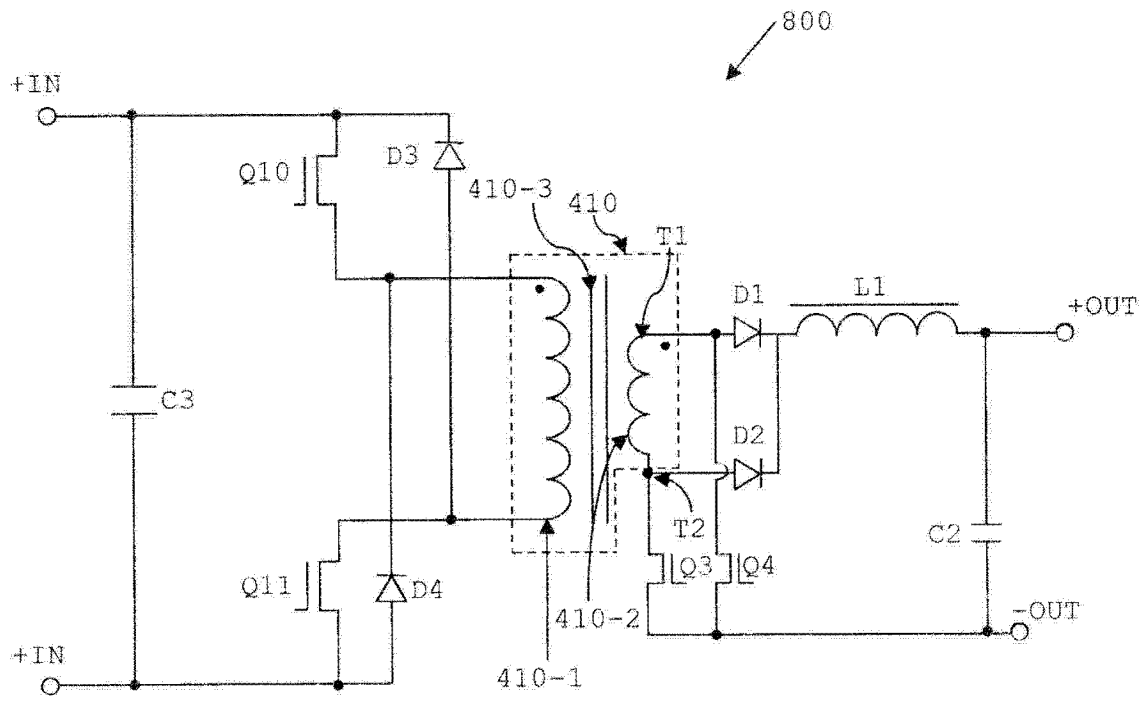


图 11