

【权利要求1】一种具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，二极管D1、D2、D9、D10构成整流及续流电路；储能电容C5联接于上述整流及续流电路的输出端；电容C1、C2、C9、C10与二极管D1、D2、D9、D10并联；功率开关M1的源极与M2的漏极串联后连接于储能电容C5两端；电容C8、C6与电感Lpfc、变压器T构成LC网络，在这个电路中，电感Lpfc的功能可以由漏感Lr或变压器T完成，变压器T的输出绕组连接整流滤波器件或平衡网络，为负载提供适当的电压或电流。

【权利要求2】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，电容C8、C6、电感Lpfc、变压器T构成的LC网络存在多种连接方式，方式1：Lpfc与T并联后只与C8串联；方式2：Lpfc只与C8串联，变压器T与电容C6串联；方式3：Lpfc与T并联后再与C8、C6串联；方式4：C8、C6均与T串联。

【权利要求3】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，电容C8、C6、电感Lpfc、变压器T形成的LC网络，总有一端与交流端相联，此LC网络在参数适合时使功率开关器件M1、M2工作于零电压ZVS和零电流ZCS状态。

【权利要求4】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，Lr可以是变压器本身寄生的漏感，也可以是独立设置的电感。

【权利要求5】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，整流滤波器件可以是二极管整流、也可以是同步整流，可以是单路输出，也可以是多路输出，可以提供直流输出，也可提供交流输出，也可两者并存。

【权利要求6】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，D1、D2、D9、D10与电容C8、电容C6、变压器T、漏感Lr、电感Lpfc形成直接的储能与放能结构。

【权利要求7】根据权利要求1所述的具有较高功率因数的开关变换器，其特征是，C1、C2、C9、C10分别与D1、D2、D9、D10并联，可以减缓D1、D2、D9、D10的开关速度，降低EMI噪声。

技术领域

本发明是一种具有较高功率因数的开关变换器，属于电力电子领域。

背景技术

目前典型的开关变换器采用全桥整流加电容的方式把输入交流电转变为直流电。这种方式的功率因数约为0.6，具有较高的谐波分量，给电网带来很大污染。因此越来越多的地区和国家要求变换器中加入功率因数校正功能，以降低开关变换器对电网的污染。传统的带有功率因数校正的变换器多是两级方案，使用两个控制器，一个用来控制储能电容上的电压和输入电流，使输入电流跟随输入电压的变化，成正弦波；另一个用来控制变换器的输出电压，使之保持恒定。这种变换器具有很高的功率因数和很好的输出特性，但结构复杂，成本高，并且，功率经过两次处理，功率密度低。参见附图1：现有技术1。

近年来出现了结构较简单、成本低、功率密度高的单级功率因数校正（PFC）变换器，它可同时实现对输入电流波形的校正和对输出电压的调整。这种变换器中，只有一个控制器，共用功率开关器件，所以具有较为简单的电路结构以及较低的成本。参见附图2：现有技术2。但是这种电路的主要问题是：

- 1、储能电容的电压受负载的影响，当电压超出电容的承受能力时，会发生元器件损毁事故。
- 2、功率开关器件的电压应力大，开关损耗大，发热严重。

发明内容

本发明提出了一种简洁的电路架构，能够实现功率因数校正（PFC）功能，同时完成电压变换的功能，并且储能电容的电压不超高，约等于传统的全桥整流滤波的输出电压，功率开关器件可以工作在零电压（ZVS）和零电流（ZCS）开关状态，ZVS、ZCS可使功率开关器件的损耗减轻，发热减少，电磁干扰（EMI）下降，这些特点使本发明成为非常实用的电路架构。

为了实现上述目的，本发明包括：二极管D1、D2、D9、D10，储能电容C5，电容C1、C2、C9、C10与二极管D1、D2、D9、D10并联，功率开关M1的源极与M2的漏极串联后连接于储能电容C5两端，电容C8与电感L_{pfc}串联，再与变压器T串联，在这个串联支路中，电感L_{pfc}可以由变压器T的漏感L_r代替，变压器T的输出绕组连接整流滤波器件或平衡网络，为负载提供

适当的电压或电流，参见图3：本发明的第一实施例，Ta1、Tb1、Tb2是变压器T的不同绕组，上述的电感Lpfc与变压器T、电容C8、C6等元器件有多种连接方式，例如Lpfc与T并联后再与C8串联；Lpfc只与C8串联，另外增加C6与变压器T串联；Lpfc与T并联后，再与C8、C6串联等等，参见本发明第二实施例、第三实施例、第四实施例、第五实施例、第六实施例、第七实施例。熟悉本专业的人员在此思路的基础上还可做出多种电路变形，仍属于本发明的范畴。这些变换器可以是单路输出，也可以是多路输出；可以提供直流输出，也可提供交流输出，也可两者并存。

本发明的特点是：上述的电容C8、C6、电感Lpfc、变压器T形成的串并联网络，总有一端与交流端（AC）相联。二极管D1、D2、D9、D10直接参与电容C8、电容C6、变压器T、漏感Lr、电感Lpfc的储能与放能过程，并非仅从直流端：即储能电容C5，吸收能量。存储在电容C8、C6、漏感Lr、电感Lpfc的能量和变压器T的励磁能量，一部分是在电容C8、C6、Lr、Lpfc、T之间循环，一部分通过变压器T传递给负载，只有一小部分转存在电容C5里面，并且电容C5在功率开关M1或M2导通时释放能量，因此C5的电压不变高。D1、D2、D9、D10工作于开关状态，这样可以达到提高功率因数的效果。当C8、C6、Lpfc、变压器T构成的串并联网络的参数适合时，M1、M2就可以工作在零电压（ZVS）和零电流（ZCS）开关状态。

附图说明

图1：现有技术1

图2：现有技术2

图3：本发明第一实施例电路图

图4-1：工作状态1

图4-2：工作状态2

图4-3：工作状态3

图4-4：工作状态4

图5：本发明第一实施例关键点的电压、电流波形

图6：本发明第二实施例电路图

图7：本发明第三实施例电路图

图8：本发明第四实施例电路图

图9：本发明第五实施例电路图

图10：本发明第六实施例电路图

图11：本发明第七实施例电路图

图12: 本发明第八实施例电路图

图13: 本发明第九实施例电路图

图14: 本发明第十实施例电路图

图15: 本发明第十一实施例电路图

具体实施方式

图3本发明第一实施例。Ta1、Tb1、Tb2是隔离变压器T不同绕组。Lr是这个变压器的漏感，Lr寄生在变压器内部，也可使用外部独立电感。D7、D8可以是外接的二极管，也可以是M1、M2的体二极管。M1、M2可以是场效应管（Mos），也可以是其它类型的功率器件，例如三极管等。C0提供各个工作过程的高频通路。AC为输入交流电源。

连接方法为：二极管D1、D2、D9、D10连接在交流输入端，电容C5用于存储能量。电容C1、C2、C9、C10与二极管D1、D2、D9、D10并联。C1、C2、C9、C10可减缓二极管D1、D2、D9、D10的开关速度，降低了EMI噪声。功率开关M1的源极与M2的漏极串联后连接于储能电容C5两端。电容C8与电感Lpfc串联，再与变压器T串联。在本例中，电感Lpfc的功能由漏感Lr完成，节约一只PFC电感（Lpfc）。变压器T的输出绕组Tb1、Tb2连接整流滤波器件或平衡网络，为负载提供适当的电压或电流。M1、M2是Mos管，也可以是三极管等其它类型的开关器件。整流二极管也可以采用同步整流的方式。变压器T的输出可以有多个绕组，输出不同电压，满足不同负载的要求。为方便分析，本文中仅以单路输出举例。

图4-1、图4-2、图4-3、图4-4指出了关键的工作过程，下面是具体分析：

AC正半周时：

工作状态1，图4-1：此状态中M2导通，M1关断，AC侧电能通过电容C8、变压器的原边绕组Ta1及漏感Lr，经过功率开关M2、二极管D2，完成储能和励磁过程。

工作状态2，图4-2：此状态中M1、M2均关断，绕组Ta1和漏感Lr的能量通过D8、D10转移至C5，D8导通意味着M1可以零电压（ZVS）开通。

工作状态3，图4-3：此状态中M2关断，M1导通，Ta1和Lr的储能通过M1、D10向C5转移，Lr的能量释放完毕后，电容C8通过D9、M1给Ta1、Lr反向励磁，同时储能电容C5通过M1，给Ta1、Lr再次励磁。

工作状态4，图4-4：此状态中M1、M2均关断，绕组Ta1和漏感Lr的储能通过C8、D9、D7转移至C5，D7导通意味着M2可以零电压开通。

AC负半周时的工作过程与正半周时相似。

图5是本发明第一实施例关键点的电压、电流波形。

1 第一行I (AC) 是输入电流的高频波形, 忽略过零点附近的毛刺, 可以看出: 其包络线近似为正弦波形状, 相位与输入电压一致。

2 第二行V (AC) 和V (C5) 是AC输入电压与储能电容C5电压的对比, 可以看出: 储能电容C5的电压近似等于输入电压的峰值电压, 不存在超高电压现象。

3 第三行是功率开关M1、M2的驱动波形, 用不同的幅度表示, 以便区分。

4 第四行I (D9) 是整流桥中一只二极管的电流波形, 可以看出: 流过整流桥的电流是高频电流。

5 第五行I_d (M2) 是流过M2的电流波形, 可以看出: 功率开关M2是零电压 (ZVS) 导通的, M2关断时, 流过M2的电流已经开始下降, 说明M2在适合条件下将工作在零电流 (ZCS) 开关状态。

图6是本发明的第二实施例, 此例中增加电容C6, 增加电容C6可使C5两端的电压更稳定, 变换器的输出功率增大。

图7是本发明的第三实施例, 此例中增加了串联支路中的电感L_{pfc}, 其目的是使变压器T的绕制工艺更加简单。

图8 是本发明的第四实施例, 此例中的PFC电感L_{pfc}与变压器T及漏感L_r并联, 目的是减少变压器T对L_{pfc}的储能过程的影响, 可使功率因数更好。

图9是本发明的第五实施例, 是在第四实施例的基础上增加C6, 可使C5两端的电压更稳定, 变换器的输出功率更大。

图10是本发明的第六实施例, 本例中变压器T与C6串联、PFC电感L_{pfc}与C8串联, 两个串联支路中间没有联系, 这样使变压器T和PFC电感L_{pfc}相互影响更小。使功率因数的调节更加方便, 输出功率更大。

图11是本发明的第七实施例, 本例中加入的电容C11, 在交流分析时, 等效本发明第二实施例的C8; 本例中加入的电容C12在交流分析时, 等效本发明第二实施例的C6, 可使C6的额定电压下降一半。

图12是本发明的第八实施例, 本例中的负载为交流特性, 负载通过电压、电流平衡网络连接至隔离变压器的输出绕组上面, 例如气体放电灯、超声波装置等。

图13是本发明的第九实施例, 本例中的输入为三相交流电。

图14是本发明第十实施例, T_a、T_b是隔离变压器T的两个绕组, L_r是这个变压器的漏感, L_r寄生在变压器内部, 但也可使用外部独立电感, D7、D8可以是外接的二极管, 也可以是M1、M2的体二极管, M1、M2可以是场效应管 (Mos), 也可以是其它类型的功率器件, 例如三极

管，联接方法为：原边绕组Ta一端连接输入的交流电AC，电容C1与二极管D1并联，电容C2与二极管D2并联，二极管D1、D2串联，中点连接原边绕组的另一端；开关管M1的源极与M2的漏极串联，中点连接AC电源的另一端；D1的阴极与M1的漏极相连，再连接C5的正极；D2的阳极与M2的源极相连，再连接C5的负极；变压器T的副边绕组Tb连接整流二极管D3、D4、D5、D6，经过滤波电容后连接负载，如果负载不需整流或滤波，也可省略整流滤波的过程。由上可知：变压器T既联接在PFC的工作回路，又联接在隔离变换器的工作回路，即：变压器T既参与了功率因数校正（PFC）过程，也参与了隔离电压变换的过程，这样可节省一只昂贵的PFC储能电感。本例与上面各例相比更简单，但是C5两端的电压较稍高。

图15是本发明第十一实施例，此例中，Ta1、Ta2、Tb是隔离变压器（T）的不同绕组，Lr-a1是变压器绕组Ta1的漏感，Lr-a2是变压器绕组Ta2的漏感，D7、D8可以是外接的二极管，也可以是M1、M2的体二极管，M1、M2可以是场效应管（Mos），也可以是其它类型的功率器件，例如三极管等，其中，Ta1、Ta2可以看作将本发明第一实施例的变压器绕组Ta拆分得到的，然后Ta1接入PFC回路，Ta2接入隔离变换器回路。本例与第十例相比，可降低C5两端的电压。

以上仅是对某些特定实施例具体介绍，并非对本发明做任何形式的限制，任何熟悉本专业的技术人员，均可利用上述方法及内容做出多种更改、变换，仍属本发明技术方案的范围

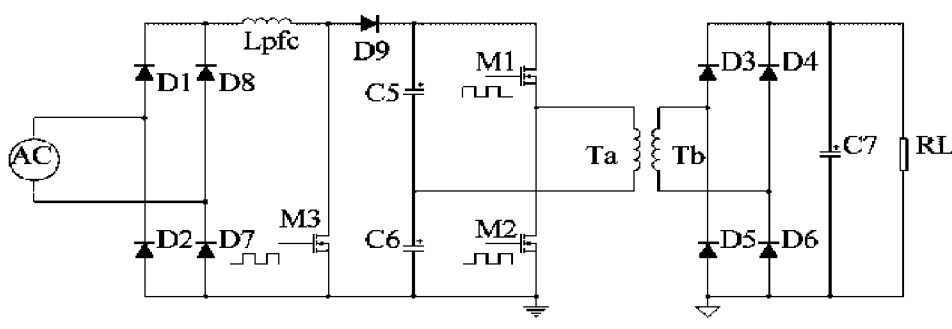


图1

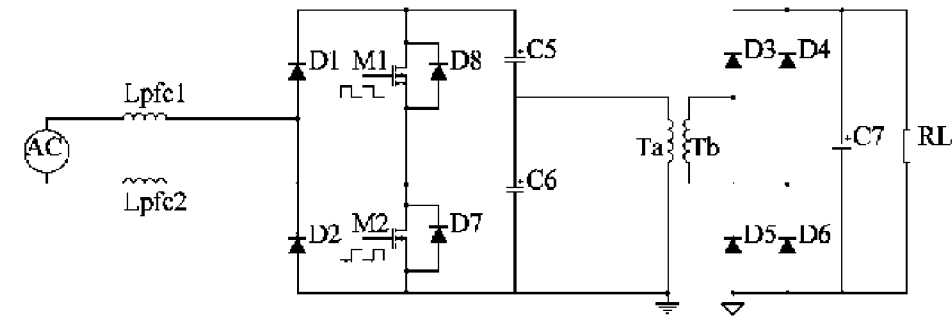


图2

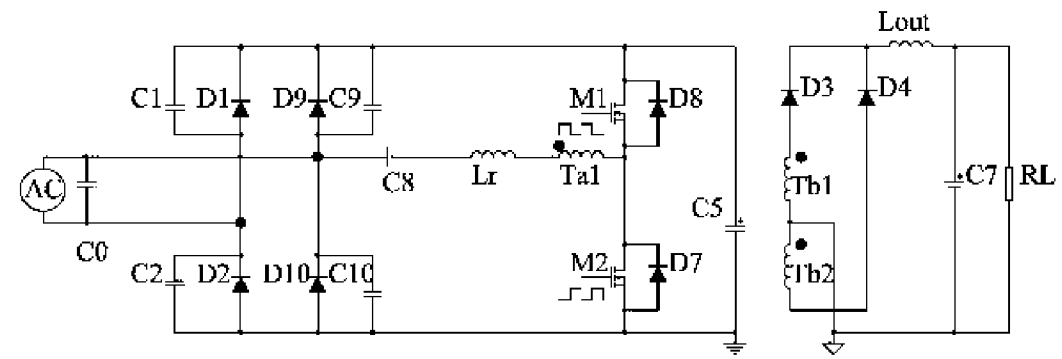


图3

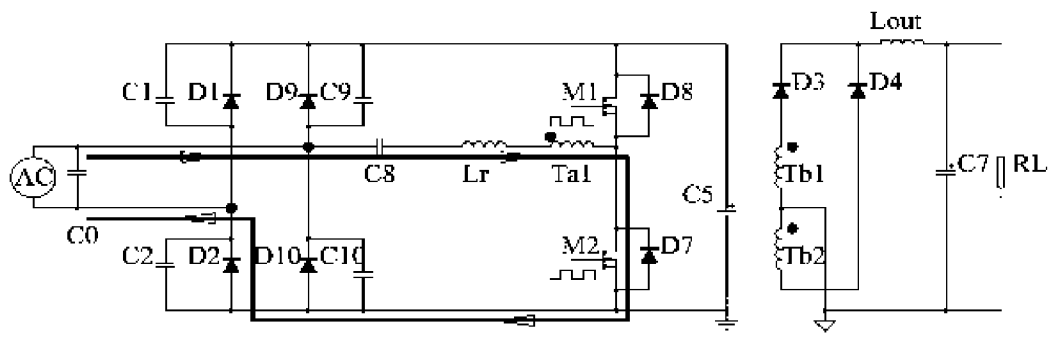


图4-1

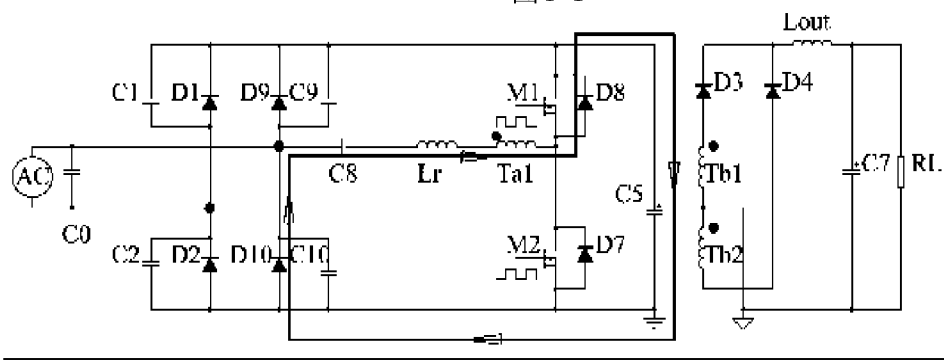


图4-2

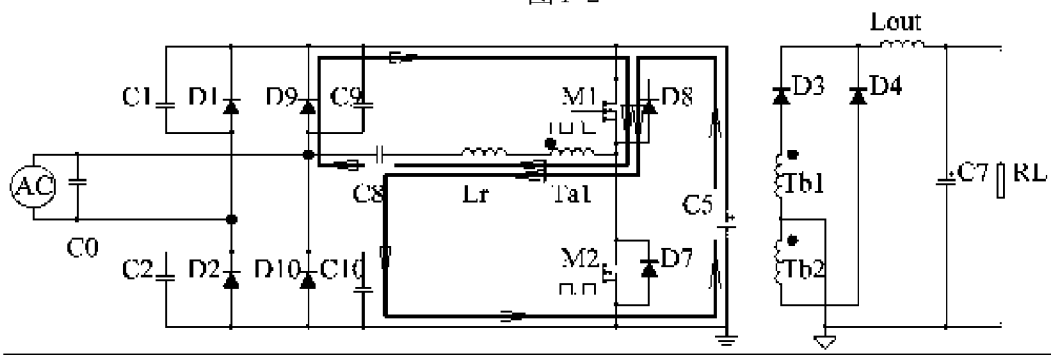


图4-3

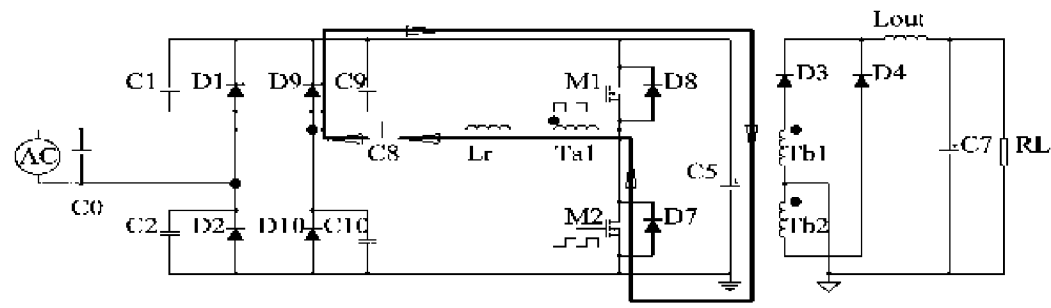


图4-4

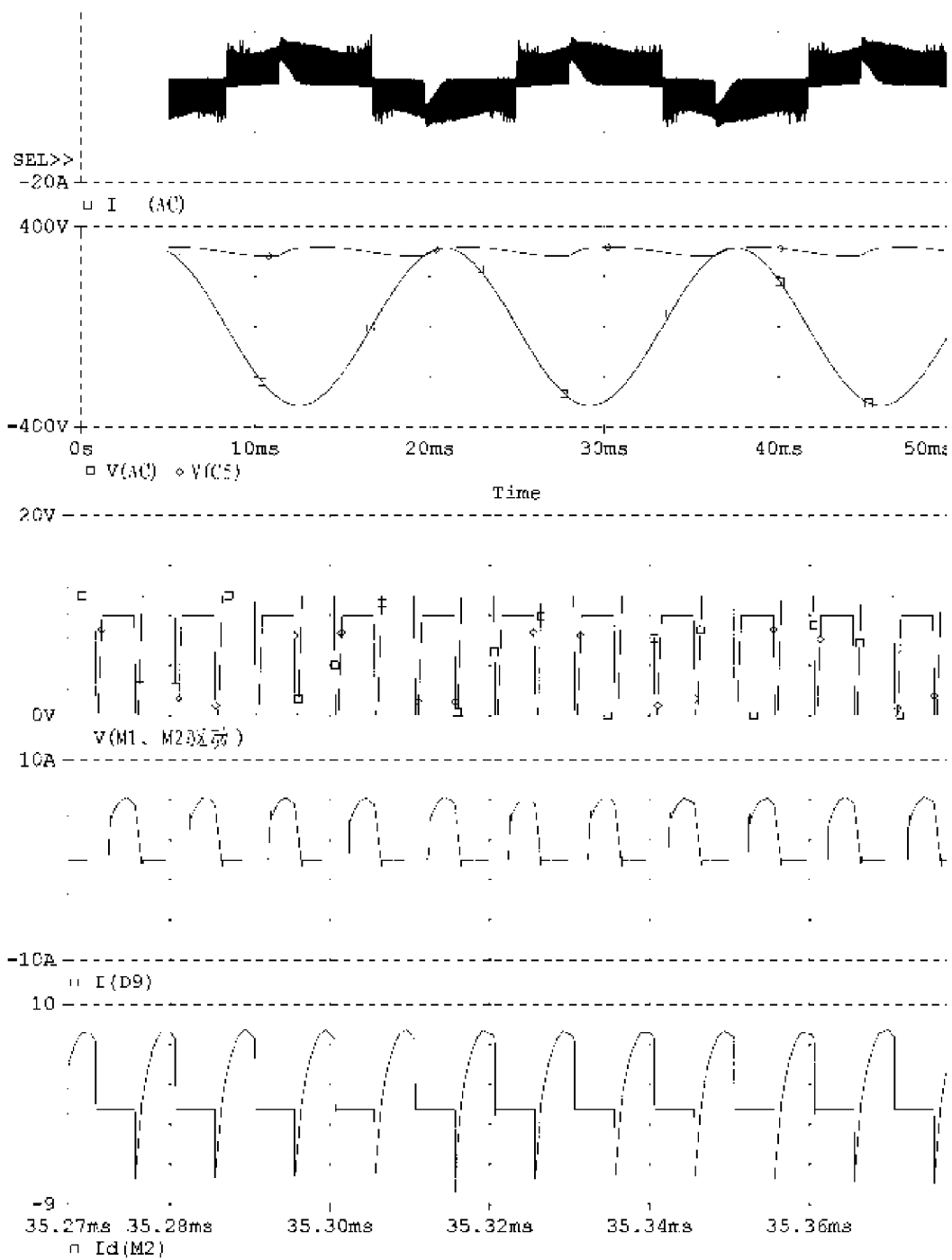


图5

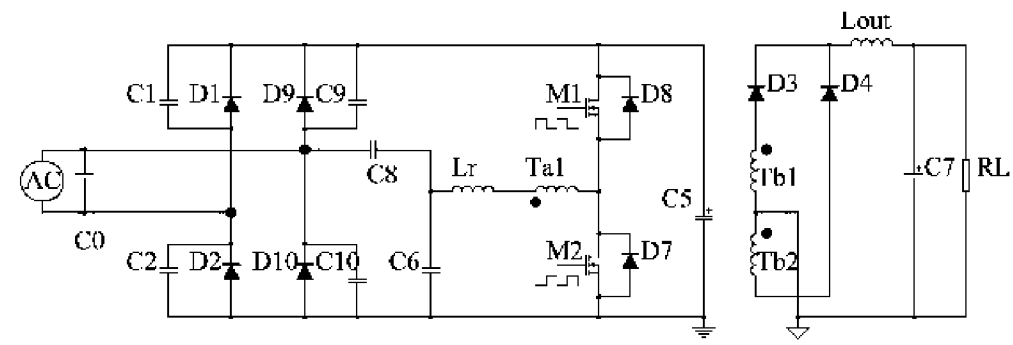


图6

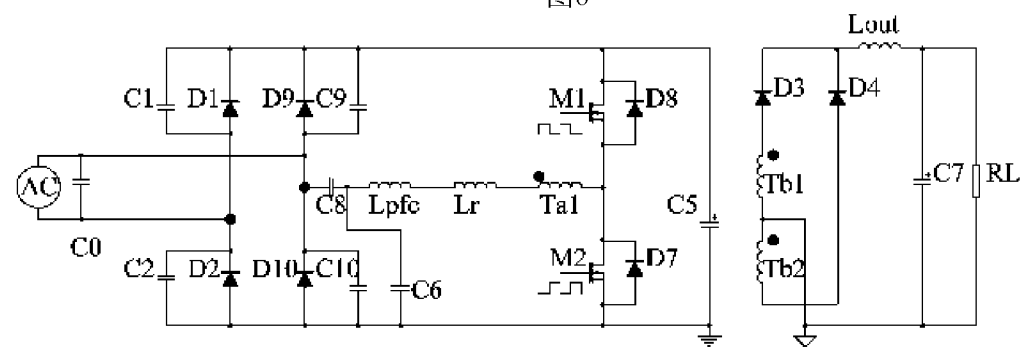


图7

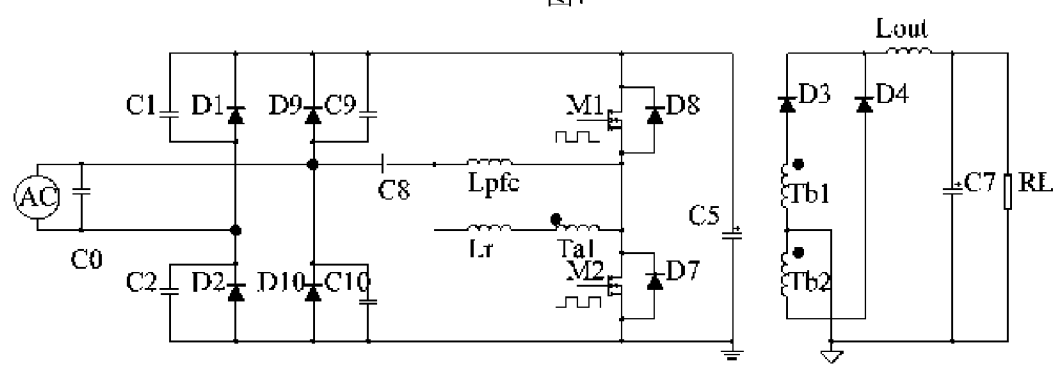


图8

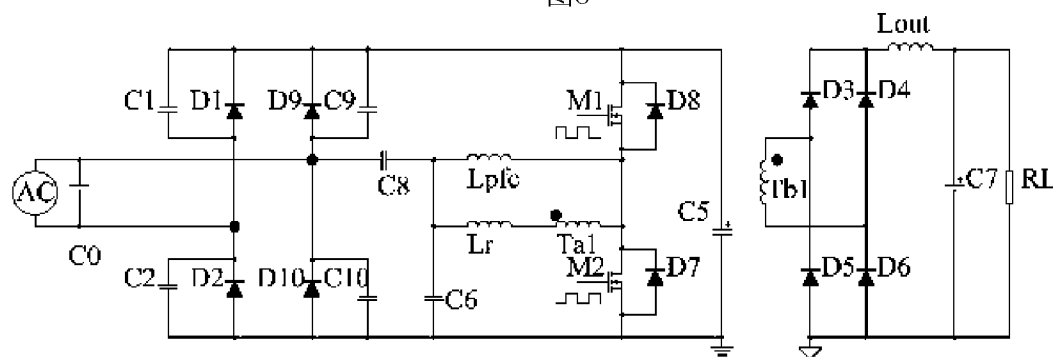


图9

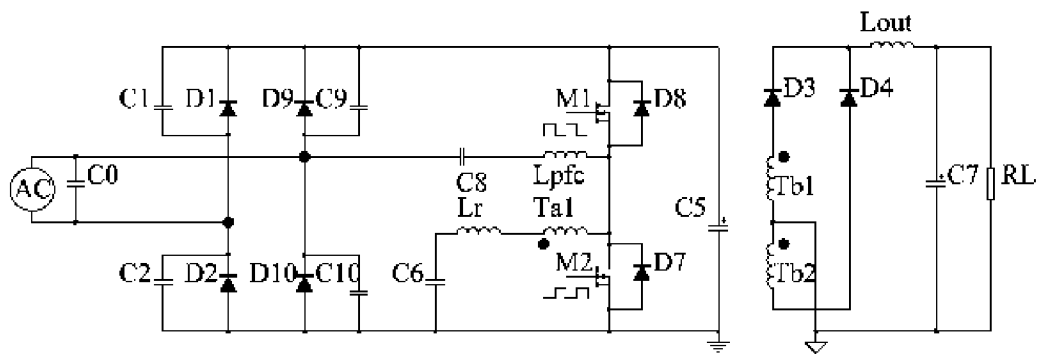


图10

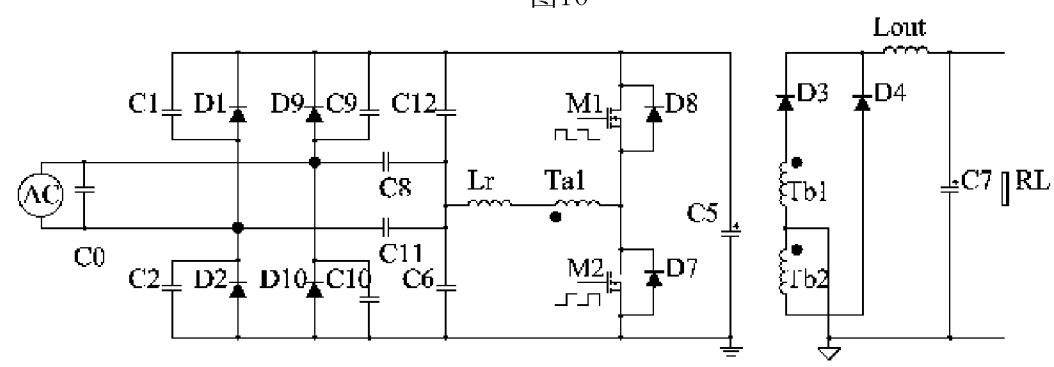


图11

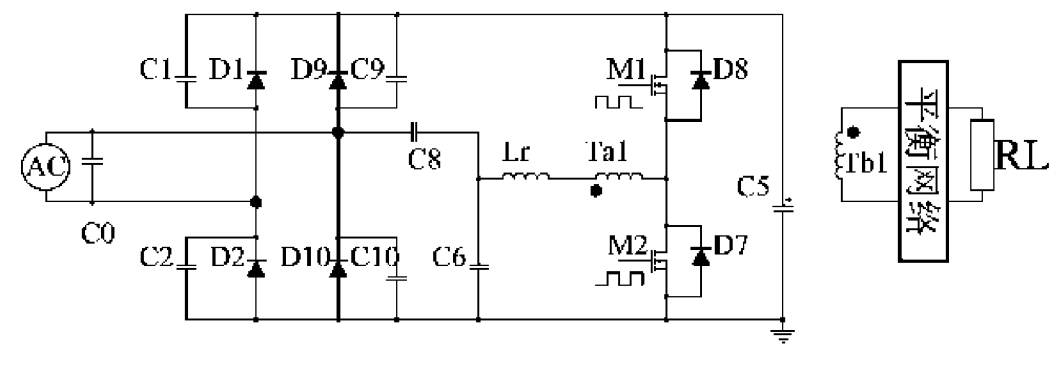


图12

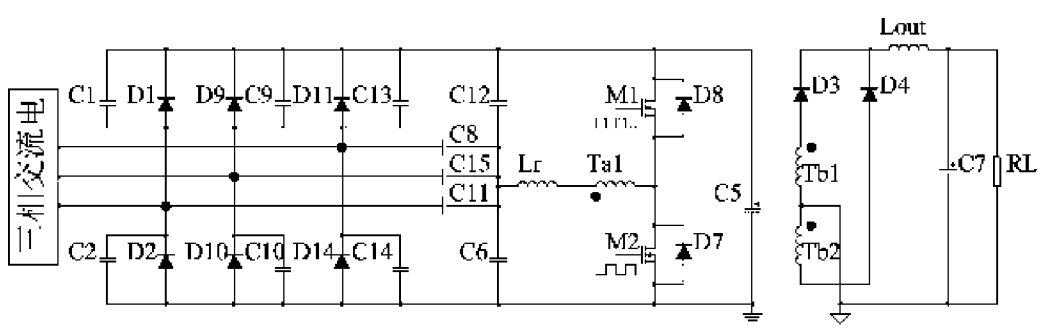


图13

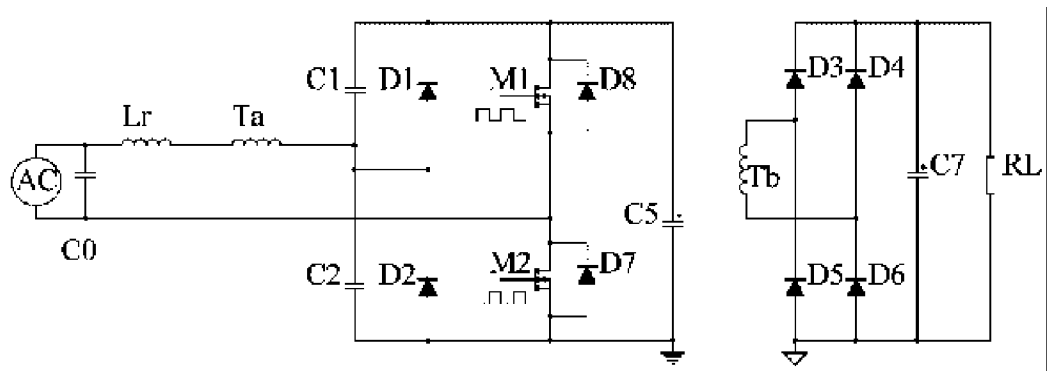


图14

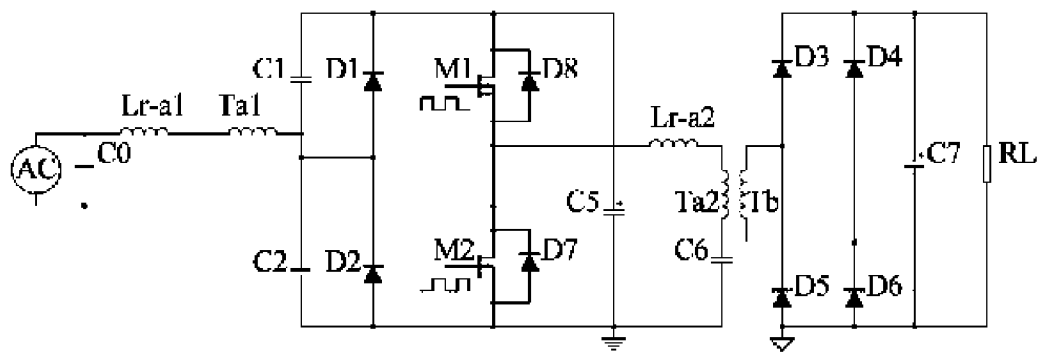


图15