



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111190039 B

(45) 授权公告日 2022.06.28

(21) 申请号 201811351230.7

(22) 申请日 2018.11.14

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111190039 A

(43) 申请公布日 2020.05.22

(73) 专利权人 台达电子工业股份有限公司
地址 中国台湾桃园市

(72) 发明人 常学良 郭东

(74) 专利代理机构 北京律智知识产权代理有限公司 11438
专利代理师 袁礼君 阚梓瑄

(51) Int. Cl.
G01R 19/00 (2006.01)
G01R 35/00 (2006.01)

(56) 对比文件

- CN 103872915 A, 2014.06.18
- CN 103310956 A, 2013.09.18
- CN 107786092 A, 2018.03.09
- CN 101847932 A, 2010.09.29
- CN 103310956 A, 2013.09.18
- CN 103872919 A, 2014.06.18
- CN 105932863 A, 2016.09.07

审查员 樊维维

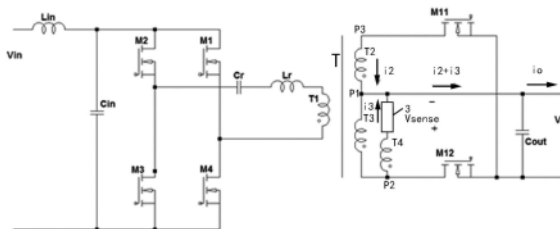
权利要求书3页 说明书13页 附图10页

(54) 发明名称

功率变换器的电流检测电路

(57) 摘要

本公开涉及一种功率变换器的电流检测电路,该功率变换器包括变压器,该变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组和二次侧绕组,一次侧绕组和二次侧绕组通过磁芯耦合,且一次侧绕组、二次侧绕组与磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率,其中,电流检测电路至少包括:辅助绕组,与二次侧绕组耦合,且辅助绕组与二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及阻抗器,阻抗器的一端与辅助绕组耦接以构成一串联支路,串联支路并联耦接在二次侧绕组的两端,且阻抗器的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。本公开可以节约功率变换器的空间,并降低功率变换器的损耗。



1. 一种功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述功率变换器包括变压器,所述变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组和二次侧绕组,所述一次侧绕组和所述二次侧绕组通过所述磁芯耦合,且所述一次侧绕组、所述二次侧绕组与所述磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率,

其中,所述电流检测电路至少包括:

辅助绕组,与所述二次侧绕组耦合,且所述辅助绕组与所述二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及

阻抗器,所述阻抗器的一端与所述辅助绕组耦接以构成一串联支路,所述串联支路并联耦接在所述二次侧绕组的两端,且所述阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例。

2. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述阻抗器为电阻,所述电阻的阻值大于所述辅助绕组的寄生电阻的阻值的10倍。

3. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述阻抗器为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

4. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述阻抗器的阻抗值无穷大。

5. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述变压器的二次侧绕组的一端为直流电位端。

6. 根据权利要求5所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述阻抗器的、不与所述辅助绕组耦接的另一端耦接于所述直流电位端。

7. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述一次侧绕组、所述二次侧绕组及所述辅助绕组为印刷电路板平面绕组。

8. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

滤波放大电路,所述滤波放大电路并联耦接至所述阻抗器的两端以对所述阻抗器的所述端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的所述输出电流成比例。

9. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

温度检测电路,用于检测所述变压器的温度;以及

温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述阻抗器的所述端电压进行补偿。

10. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述阻抗器两端的所述端电压进行校准。

11. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述功率变换器的电路拓扑为包含所述变压器的谐振电路拓扑、反激电路拓扑或双反激电路拓扑。

12. 根据权利要求1所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,经过滤波的所述

阻抗器两端的所述端电压用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

13. 一种功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述功率变换器包括变压器,所述变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组、第一二次侧绕组以及与所述第一二次侧绕组串联耦合的第二二次侧绕组,所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组和所述第二二次侧绕组通过所述磁芯耦合,且所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组、所述第二二次侧绕组以及所述磁芯的组合用于传送所述功率变换器的主功率,

其中,所述电流检测电路包括:第一电流检测支路和第二电流检测支路,

所述第一电流检测支路至少包括:

第一辅助绕组,与所述第一二次侧绕组耦合,且所述第一辅助绕组与所述第一二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及

第一阻抗器,所述第一阻抗器的一端与所述第一辅助绕组耦合以构成第一串联支路,所述第一串联支路并联耦合在所述第一二次侧绕组的两端,且所述第一阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例;

所述第二电流检测支路至少包括:

第二辅助绕组,与所述第二二次侧绕组耦合,且所述第二辅助绕组与所述第二二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及

第二阻抗器,所述第二阻抗器的一端与所述第二辅助绕组耦合以构成第二串联支路,所述第二串联支路并联耦合在所述第二二次侧绕组的两端,且所述第二阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例。

14. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述变压器的第一二次侧绕组和第二二次侧绕组耦合于同一个直流电位端。

15. 根据权利要求14所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述第一阻抗器的、不与所述第一辅助绕组耦合的另一端,以及所述第二阻抗器的、不与所述第二辅助绕组耦合的另一端,共同耦合于所述直流电位端。

16. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述第一阻抗器与所述第二阻抗器的阻抗值相等。

17. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述第一阻抗器为电阻,且所述第一阻抗器的电阻值大于所述第一辅助绕组的寄生电阻的10倍,且所述第二阻抗器为电阻,且所述第二阻抗器的电阻值大于所述第二辅助绕组的寄生电阻的10倍。

18. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述第一阻抗器和所述第二阻抗器为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

19. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的阻抗值无穷大。

20. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组、所述第二二次侧绕组、所述第一辅助绕组及所述第二辅助绕组为印刷电路板平面绕组。

21. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

滤波放大电路,所述滤波放大电路并联耦接至所述第一阻抗器和所述第二阻抗器以对所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的所述端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的所述输出电流成比例。

22. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

温度检测电路,用于检测所述变压器的温度;以及

温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的端电压进行补偿。

23. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述电流检测电路还包括:

检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的端电压进行校准。

24. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,所述功率变换器的电路拓扑为包含所述变压器的谐振电路拓扑、反激电路拓扑或双反激电路拓扑。

25. 根据权利要求13所述的功率变换器的电流检测电路,其特征在于,经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的端电压用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

功率变换器的电流检测电路

技术领域

[0001] 本公开涉及检测领域,尤其涉及一种功率变换器的电流检测电路。

背景技术

[0002] 目前电源朝着模块化、高功率密度、高效率的方向发展。LLC电路由于可以实现全负载范围零电压开通,具有开关损耗低,效率高,体积小等优点,而被广泛应用。但LLC电路的输出电流检测却不易实现,尤其是在低压大电流输出应用中,传统的检测方式存在损耗大,体积大,检测不准等问题。

[0003] 图1示出了LLC电路一种常见的负载电流检测方式的示意图。如图1所示,在变换器的输出端串联一电流检测电阻 R_{sense} 来检测该变换器的输出电流。但是利用该方式,在电流检测电阻 R_{sense} 上会产生较大的损耗,同时该电流检测电阻 R_{sense} 的体积也会随着变换器输出功率的增大而增大。如果为了降低损耗将电流检测电阻 R_{sense} 的阻值减小,则会影响到电流采样精度。

[0004] 图2示出了LLC电路另一种常见的负载电流检测方式的示意图。如图2所示,在变压器二次侧串联一电流互感器CT,即,电流互感器原边绕组CT1和副边绕组CT2,来检测功率变换器的负载电流。该电流检测方法损耗小,但是因为额外添加了磁性元器件CT,故会影响变换器的体积和功率密度。

[0005] 图3示出了LLC电路又一种常见的负载电流检测方式的示意图。如图3所示,在功率转换电路中的电感器两端电性并联连接检测电路,即,电阻R和电容C,检测电容C两端的电压即可检测流入或流出功率转换电路的电流。但该电流检测方案仅适用于包含电感的功率转换电路。

发明内容

[0006] 鉴于上述问题,本申请实施例提供一种功率变换器的电流检测电路,所述功率变换器包括变压器,所述变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组和二次侧绕组,所述一次侧绕组和所述二次侧绕组通过所述磁芯耦合,且所述一次侧绕组、所述二次侧绕组与所述磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率,

[0007] 其中,所述电流检测电路至少包括:

[0008] 辅助绕组,与所述二次侧绕组耦合,且所述辅助绕组与所述二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及

[0009] 阻抗器,所述阻抗器的一端与所述辅助绕组耦接以构成一串联支路,所述串联支路并联耦接在所述二次侧绕组的两端,且所述阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0010] 可选地,所述阻抗器为电阻,所述电阻的阻值大于所述辅助绕组的寄生电阻的阻值的10倍。

[0011] 可选地,所述阻抗器为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

- [0012] 可选地,所述阻抗器的阻抗值无穷大。
- [0013] 可选地,所述变压器的二次侧绕组的一端为直流电位端。
- [0014] 可选地,所述阻抗器的、不与所述辅助绕组耦接的另一端耦接于所述直流电位端。
- [0015] 可选地,所述一次侧绕组、所述二次侧绕组及所述辅助绕组为印刷电路板平面绕组。
- [0016] 可选地,所述电流检测电路还包括:
- [0017] 滤波放大电路,所述滤波放大电路并联耦接至所述阻抗器的两端以对所述阻抗器的所述端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的所述输出电流成比例。
- [0018] 可选地,所述电流检测电路还包括:
- [0019] 温度检测电路,用于检测所述变压器的温度;以及
- [0020] 温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述阻抗器的所述端电压进行补偿。
- [0021] 可选地,所述电流检测电路还包括:
- [0022] 检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述阻抗器两端的所述端电压进行校准。
- [0023] 可选地,所述功率变换器的电路拓扑为包含所述变压器的谐振电路拓扑、反激电路拓扑或双反激电路拓扑。
- [0024] 可选地,经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器两端的端电压用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。
- [0025] 本申请实施例还提供一种功率变换器的电流检测电路,所述功率变换器包括变压器,所述变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组、第一二次侧绕组以及与所述第一二次侧绕组串联耦接的第二二次侧绕组,所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组和所述第二二次侧绕组通过所述磁芯耦合,且所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组、所述第二二次侧绕组以及所述磁芯的组合用于传送所述功率变换器的主功率,
- [0026] 其中,所述电流检测电路包括:第一电流检测支路和第二电流检测支路,
- [0027] 所述第一电流检测支路至少包括:
- [0028] 第一辅助绕组,与所述第一二次侧绕组耦合,且所述第一辅助绕组与所述第一二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及
- [0029] 第一阻抗器,所述第一阻抗器的一端与所述第一辅助绕组耦接以构成第一串联支路,所述第一串联支路并联耦接在所述第一二次侧绕组的两端,且所述第一阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例,
- [0030] 所述第二电流检测支路至少包括:
- [0031] 第二辅助绕组,与所述第二二次侧绕组耦合,且所述第二辅助绕组与所述第二二次侧绕组的匝数相等,且同名端相连;以及
- [0032] 第二阻抗器,所述第二阻抗器的一端与所述第二辅助绕组耦接以构成第二串联支路,所述第二串联支路并联耦接在所述第二二次侧绕组的两端,且所述第二阻抗器的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例。
- [0033] 可选地,所述变压器的第一二次侧绕组和第二二次侧绕组耦接于同一个直流电位

端。

[0034] 可选地,所述第一阻抗器的、不与所述第一辅助绕组耦接的另一端,以及所述第二阻抗器的、不与所述第二辅助绕组耦接的另一端,共同耦接于所述直流电位端。

[0035] 可选地,所述第一阻抗器与所述第二阻抗器的阻抗值相等。

[0036] 可选地,所述第一阻抗器为电阻,且所述第一阻抗器的电阻值大于所述第一辅助绕组的寄生电阻的10倍,且所述第二阻抗器为电阻,且所述第二阻抗器的电阻值大于所述第二辅助绕组的寄生电阻的10倍。

[0037] 可选地,所述第一阻抗器和所述第二阻抗器为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

[0038] 可选地,所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的阻抗值无穷大。

[0039] 可选地,所述一次侧绕组、所述第一二次侧绕组、所述第二二次侧绕组、所述第一辅助绕组及所述第二辅助绕组为印刷电路板平面绕组。

[0040] 可选地,所述电流检测电路还包括:

[0041] 滤波放大电路,所述滤波放大电路并联耦接至所述第一阻抗器和所述第二阻抗器以对所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的所述端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的所述输出电流成比例。

[0042] 可选地,所述电流检测电路还包括:

[0043] 温度检测电路,用于检测所述变压器的温度;以及

[0044] 温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的端电压进行补偿。

[0045] 可选地,所述电流检测电路还包括:

[0046] 检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述第一阻抗器和所述第二阻抗器的端电压进行校准。

[0047] 可选地,所述功率变换器的电路拓扑为包含所述变压器的谐振电路拓扑、反激电路拓扑或双反激电路拓扑。

[0048] 可选地,经过滤波的所述阻抗器的端电压用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

[0049] 本申请至少具有如下有益技术效果:根据本申请实施例的功率变换器的电流检测电路,可以准确地检测包含变压器的功率变换器的输出电流,利用该电流检测电路,可以实现几乎无损耗、占用体积小的优点,从而节约了功率变换器的空间,降低了功率变换器的损耗。

附图说明

[0050] 图1示出了LLC电路一种常见的负载电流检测方式的示意图。

[0051] 图2示出了LLC电路另一种常见的负载电流检测方式的示意图。

[0052] 图3示出了LLC电路又一种常见的负载电流检测方式的示意图。

[0053] 图4示出了根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。

[0054] 图5示出了根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路检测的电流波形图。

- [0055] 图6示出了如图4所示的电流检测电路的滤波放大电路的示意图。
- [0056] 图7示出了根据本发明第一实施例的示例1的功率变换器的电流检测电路的示意图。
- [0057] 图8示出了如图7所示的电流检测电路的滤波放大电路的示意图。
- [0058] 图9示出了根据本发明第一实施例的示例2的功率变换器的电流检测电路的示意图。
- [0059] 图10示出了根据本发明第一实施例的示例3的功率变换器的电流检测电路的示意图。
- [0060] 图11示出了根据本发明第二实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。
- [0061] 图12示出了根据本发明第二实施例的示例1的功率变换器的电流检测电路的示意图。
- [0062] 图13示出了根据本发明第二实施例的功率变换器的电流检测电路检测的电流波形图。
- [0063] 图14示出了根据本发明实施例对电流检测电路进行温度补偿的方框图。
- [0064] 图15示出了可应用根据本发明实施例的电流检测电路的原边半桥LLC串联谐振电路的示意图。
- [0065] 图16示出了可应用根据本发明实施例的电流检测电路的原边半桥LLC并联谐振电路的示意图。
- [0066] 图17示出了可应用根据本发明实施例的电流检测电路的LCC电路拓扑的示意图。
- [0067] 图18示出了可应用根据本发明实施例的电流检测电路的双反激电路拓扑的示意图。
- [0068] 图19示出了根据本发明第三实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。

具体实施方式

[0069] 下面将详细描述本申请的实施例。应当注意,这里描述的实施例仅用于举例说明,并不用于限制本申请的范围。下文中将参考附图并结合实施例来详细说明本发明。此外需要说明的是,在不冲突的情况下,本申请中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0070] 第一实施例

[0071] 根据本申请第一实施例,提供一种功率变换器的电流检测电路。图4示出了根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。如图4所示,该功率变换器包括变压器T,该变压器T至少包括:磁芯、一次侧绕组T1和二次侧绕组T2和T3,该一次侧绕组T1和二次侧绕组T2、T3通过磁芯耦合,且一次侧绕组T1、二次侧绕组T2、T3与磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率。

[0072] 该电流检测电路至少包括:辅助绕组T4,与二次侧绕组T3耦合,且辅助绕组T4与二次侧绕组T3的匝数相等,且同名端相连;以及阻抗器3,该阻抗器3的一端与辅助绕组T4耦接以构成一串联支路,该串联支路并联耦接在二次侧绕组T3的两端,且阻抗器3的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0073] 可选地,该阻抗器3可以为电阻,该电阻的阻值大于该辅助绕组T4的寄生电阻的阻值的10倍。

[0074] 可选地,该阻抗器3可以为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

[0075] 可选地,该阻抗器3的阻抗值无穷大,即阻抗器3的两端断路。

[0076] 可选地,该变压器的二次侧绕组T3的一端为直流电位端P1。

[0077] 可选地,该阻抗器3的、不与辅助绕组T4耦接的另一端耦接于直流电位端P1。

[0078] 可选地,该一次侧绕组T1、该二次侧绕组T3及该辅助绕组T4为印刷电路板平面绕组。

[0079] 图5示出了根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路检测的电流波形图。

[0080] 图4中流经二次侧绕组T2的脉冲电流 i_2 和流经二次侧绕组T3的脉冲电流 i_3 的电流波形如图5所示。在图5中, t_1-t_5 为该功率变换器的一个开关周期,在一个开关周期内, i_2 和 i_3 的波形相同,且相位错开180度。流经二次侧绕组T2和T3的电流之和 i_2+i_3 的交流分量被输出电容 C_{out} 吸收, i_2+i_3 的直流分量即为该功率变换器的输出电流。单个二次侧绕组的电流 i_2 或 i_3 的平均值,即为该功率变换器的输出电流 i_o 的一半,所以在电流 i_2 与 i_3 相等的情况下,检测流经单个二次侧绕组的电流即可获得该功率变换器的输出电流的信息。

[0081] 图6所示,该电流检测电路还可以包括:滤波放大电路10,该滤波放大电路10并联耦接至阻抗器3的两端以对阻抗器3的端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与功率变换器的输出电流成比例。

[0082] 在实际电路中,图4中所示的二次侧绕组T3和辅助绕组T4都会存在寄生电阻。如图6所示, R_{j1} 为变压器T的二次侧绕组T3的寄生电阻, R_{j2} 为辅助绕组T4的寄生电阻。

[0083] 在图6中,因为由辅助绕组T4和阻抗器3构成的检测串联电路并联在二次侧绕组T3的两端,所以,二次侧绕组T3的端电压 V_{T1} 与其寄生电阻 R_{j1} 两端的电压 V_{R1} 之和等于辅助绕组T4的端电压 V_{T2} 、辅助绕组T4的寄生电阻 R_{j2} 的端电压 V_{R2} 以及阻抗器3的端电压 V_{sense} 之和,具体如下面的公式1:

[0084] $V_{T1}+V_{R1}=V_{T2}+V_{R2}+V_{sense}$ 公式1

[0085] 其中,辅助绕组T4和二次侧绕组T3具有相同匝数,且同名端相连,所以 $V_{T1}=V_{T2}$ 。

[0086] 另外,因为 R_{j2} 是辅助绕组T4的寄生电阻,其阻值远远小于外加的阻抗器3的阻值,所以寄生电阻 R_{j2} 与阻抗器3串联之后,寄生电阻 R_{j2} 的阻值可以忽略不计。这样,公式1可以近似变为如下公式2:

[0087] $V_{sense}=V_{R1}=i_3*R_{j1}$ 公式2

[0088] 在根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路中,仅使用了一个辅助绕组T4和一个阻抗器3,通过二次侧绕组T3与辅助绕组T4的耦合,使得二次侧绕组T3的端电压 V_{T1} 和辅助绕组T4的端电压 V_{T2} 相抵消,阻抗器3的端电压 V_{sense} 等于变压器T的二次侧绕组T3的寄生电阻 R_{j2} 上的压降。通过检测阻抗器3上的电压,即可获得与 i_3 成比例的电压值。从而实现了功率变换器的输出电流的检测。该电流检测电路的零件数目少。与传统电流互感器相比,体积大大缩小;与传统电流检测电阻相比,阻抗器3上不流经输出电流,电阻损耗小。

[0089] 具体地,在图6中,该滤波放大电路10可以包括:对阻抗器3的端电压 V_{sense} 进行滤波的滤波电路11,该滤波电路11可以由第一电阻 R_{s1} 、第二电阻 R_{s2} 以及第一电容 C_{s1} 组成。该滤波放大电路10还可以包括:运算放大电路12。该运算放大电路12由运算放大器 U_1 、第三

电阻Rs3、第四电阻Rs4和第二电容Cs2组成。

[0090] 首先,电阻Rsense的端电压Vsense先经过滤波电路11进行阻容滤波,然后经过阻容滤波后的电压进入运算放大电路12进行处理,获得与输出电流平均值成比例的电压,即运算放大器U1的输出端对地的端电压Vsen,Vsen为一直流电压。该直流电压Vsen可用于该功率变换器的电流保护、限流控制、电流控制或均流控制等。

[0091] 在图6中,运算放大器U1的两个输入端的电压为AC信号,其任一输入端对地电压所含AC分量经过运算放大后,被成比例地衰减并传递到运算放大器U1的输出端。可选地,为了减小运算放大器输出电压的AC分量,此处可以选择共模抑制比大的运算放大器。

[0092] 可选地,如图14所示,该电流检测电路还可以包括:温度检测电路30,用于检测变压器T的温度;以及温度补偿单元40,用于基于温度检测电路30检测的温度,对经过滤波的阻抗器3的端电压进行补偿。

[0093] 具体地,以图6所示的二次侧绕组T3上的检测电压为例, $V_{sense} = i_3 * R_{j1}$, R_{j1} 为变压器T的二次侧绕组T3的寄生电阻。在实际应用中,变压器绕组材料的电阻存在温漂,由此电流检测电路的检测电压值也会随温度变化,因此需要增加温度补偿措施来提高检测的精确度。本发明中采用温度检测电路20检测变压器T的绕组的实际温度t,并基于此对电流检测电路的检测电压Vsen进行温度补偿,以获取准确的电流检测值Vsen_t。Vsen_t与Vsen的关系如公式3所示:

[0094] $V_{sen_t} = V_{sen} / [1 + (t - 25) * k_1]$ 公式3

[0095] 其中, k_1 为绕组材料的温漂系数,环境温度为25度。该温度补偿方案适用于流经变压器T的电流大,绕组的寄生电阻的温漂系数大或绕组温度上升大等应用状况。需要说明的是,在本发明的另一些实施例中,亦可根据实际的环境参数调整上述公式。

[0096] 图14示出了根据本发明实施例对电流检测电路进行温度补偿的方框图。

[0097] 如图14所示,首先利用根据本发明实施例的电流检测电路对变压器T进行电流检测得到电压Vsense,然后将检测到的电压Vsense输入到滤波放大电路(积分放大电路)进行处理,得到电压Vsen,然后该电压Vsen被输入到温度补偿单元40。温度检测电路30检测变压器T的温度t,并将其发送给温度补偿单元40。温度补偿单元40根据接收到的电压Vsen以及温度t,利用上述的公式3进行计算,从而得到补偿后的电压Vsen_t。该补偿后的电压Vsen_t可用于功率变换器的过流保护、限流控制、电流控制、均流控制等。

[0098] 可选地,该电流检测电路还可以包括:检测校准单元(未示出),用于基于功率变换器的校准常数来对经过滤波的阻抗器3的端电压进行校准。该检测校准单元可以通过功率变换器的控制电路实现,但本发明不以此为限。

[0099] 实际上,不仅温度的变化会带来实际应用中绕组寄生电阻的差异,多模块产品化时寄生参数及制造工艺等原因,相同匝数,相同绕制方式,相同截面积的线圈绕制在同一磁芯上,形成的绕组寄生电阻亦不相同。且同一规格的运放放大倍数在量产中也存在一定的差异,使用相同的寄生电阻阻值及相同的运放放大倍数来计算流过绕组的电流存在误差。因此为了保证量产时检测电压值的准确性,根据本发明的电流检测电路还包括一检测校准单元:首先给定绕组的一个恒定电流I,在运算放大器的输出端即可得到一检测电压V,确定该变换器的校准常数 k_2 , $k_2 = V/I$ 。再根据检测电压Vsense,增加校准常数 k_2 并结合温度补偿即可得到与电流成比例关系的准确电压值V,具体如下公式4所示:

[0100] $V=V_{\text{sense}}*k2/[1+(t-25)*k1]$ 公式4

[0101] 需要说明的是,上述公式仅为举例,在本发明的另一些实施例中,电流检测电路可以包含检测校准单元,不包含温度检测电路和温度补偿单元。

[0102] 可选地,所述功率变换器的电路拓扑可以为包含所述变压器的谐振电路拓扑、反激电路拓扑或双反激电路拓扑。

[0103] 可选地,经过滤波的阻抗器3的端电压可以用于功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

[0104] 尽管在本实施例中,功率变换器的电流检测电路应用于全桥LLC串联谐振电路拓扑,但本发明不以此为限,本发明的功率变换器的电流检测电路还可以应用于其他含所述变压器的电路拓扑,只要该拓扑满足所应用的变压器的二次侧绕组的一端为直流电位点即可,或者说,所应用的变压器的二次侧没有输出电感即可。并且,当功率变换器的变压器为带中心抽头的变压器时,两个串联的二次侧绕组可分别并联一电流检测支路,以进一步提高检测精度。

[0105] 示例1

[0106] 图7示出了根据本发明第一实施例的示例1的功率变换器的电流检测电路的示意图。在本示例中,图4所示的电流检测电路中的阻抗器3采用电阻来实现。

[0107] 如图7所示,该功率变换器包括变压器T,该变压器T至少包括:磁芯、一次侧绕组T1和二次侧绕组T2和T3,该一次侧绕组T1和二次侧绕组T2、T3通过磁芯耦合,且一次侧绕组T1、二次侧绕组T2、T3与磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率。

[0108] 该电流检测电路至少包括:辅助绕组T4,与二次侧绕组T3耦合,且辅助绕组T4与二次侧绕组T3的匝数相等,且同名端相连;以及电流检测电阻 R_{sense} ,该电流检测电阻 R_{sense} 的一端与辅助绕组T4耦接以构成一串联支路,该串联支路并联耦接在二次侧绕组T3的两端,且电流检测电阻 R_{sense} 的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0109] 可选地,电流检测电阻 R_{sense} 的阻值可以大于辅助绕组T4的寄生电阻的阻值的10倍。

[0110] 在本示例中,变压器T的二次侧绕组T2和T3耦接于一直流电位端P1,且辅助绕组T4和电流检测电阻 R_{sense} 串联而成的串联支路并联位于变压器T的二次侧绕组T3的两端,用以检测流经二次侧绕组T3的电流。该辅助绕组T4与变压器的二次侧绕组T3耦合,辅助绕组T4与变压器T的二次侧绕组T3的匝数相同,且同名端相连。该串联支路中辅助绕组T4一端连接到变压器T的二次侧绕组T3的脉冲电位端P2,该串联支路中电流检测电阻 R_{sense} 一端连接到变压器T的二次侧绕组T3的直流电位端P1。该功率变换器的所有绕组和辅助绕组都可以通过PCB布铜实现,即,都是印刷电路板平面绕组。

[0111] 在实际电路中,图7中所示的二次侧绕组T3和辅助绕组T4都会存在寄生电阻。如图8所示, R_{j3} 为变压器T的二次侧绕组T3的寄生电阻, R_{j4} 为辅助绕组T4的寄生电阻。

[0112] 在根据本发明第一实施例的功率变换器的电流检测电路中,仅使用了一个辅助绕组T4和一个电阻 R_{sense} ,通过二次侧绕组T3与辅助绕组T4的耦合,使得二次侧绕组T3的端电压 V_{T3} 和辅助绕组T4的端电压 V_{T4} 相抵消,电阻 R_{sense} 的端电压 V_{sense} 等于变压器T的二次侧绕组T3的寄生电阻 R_{j3} 上的压降。通过检测电流检测电阻 R_{sense} 上的电压,即可获得与

i_3 成比例的电压值。从而实现了功率变换器的输出电流的检测。该电流检测电路的零件数目少。与传统电流互感器相比,体积大大缩小;与传统电流检测电阻相比,检测电阻 R_{sense} 上不流经输出电流,电阻损耗小。

[0113] 如图8所示,用于检测图7中所示电流检测电阻 R_{sense} 的端电压的滤波放大电路20连接在电流检测电阻 R_{sense} 的两端,用以检测电流检测电阻 R_{sense} 的端电压。

[0114] 该滤波放大电路20可以包括:对电阻 R_{sense} 的电压 V_{sense} 进行滤波的滤波电路21,该滤波电路21可以由第一电阻 R_{s1} 、第二电阻 R_{s2} 以及第一电容 C_{s1} 组成。该电压检测电路20还可以包括:运算放大电路22。该运算放大电路22由运算放大器 U_1 、第三电阻 R_{s3} 、第四电阻 R_{s4} 和第二电容 C_{s2} 组成。

[0115] 首先,电阻 R_{sense} 两端的电压 V_{sense} 先经过滤波电路21进行阻容滤波,然后经过阻容滤波后的电压进入运算放大电路22进行处理,获得与输出电流平均值成比例的电压,即运算放大器 U_1 的输出端对地的端电压 V_{sen} , V_{sen} 为一直流电压。该直流电压可用于该功率变换器的电流保护、限流控制、电流控制或均流控制等。

[0116] 在图8中,运算放大器 U_1 的两个输入端的电压为AC信号,其任一输入端对地电压所含AC分量经过运算放大后,被成比例地衰减并传递到运算放大器 U_1 的输出端。可选地,为了减小运算放大器输出电压的AC分量,此处可以选择共模抑制比大的运算放大器。

[0117] 示例2

[0118] 图9示出了根据本发明第一实施例的示例2的功率变换器的电流检测电路的示意图。在本示例中,图4所示的电流检测电路中的阻抗器3采用电容来实现。

[0119] 如图9所示,该功率变换器包括变压器 T ,该变压器 T 至少包括:磁芯、一次侧绕组 T_1 和二次侧绕组 T_2 和 T_3 ,该一次侧绕组 T_1 和二次侧绕组 T_2 、 T_3 通过磁芯耦合,且一次侧绕组 T_1 、二次侧绕组 T_2 、 T_3 与磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率。

[0120] 该电流检测电路至少包括:辅助绕组 T_4 ,与二次侧绕组 T_3 耦合,且辅助绕组 T_4 与二次侧绕组 T_3 的匝数相等,且同名端相连;以及电流检测电容 C_{sense} ,该电流检测电容 C_{sense} 的一端与辅助绕组 T_4 耦接以构成一串联支路,该串联支路并联耦接在二次侧绕组 T_3 的两端,且电流检测电容 C_{sense} 的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0121] 在本示例中,通过检测电容 C_{sense} 上的电压 V_{sense} 即可获得流过二次侧绕组 T_3 的电流。该串联支路中几乎无电流流过,因此该检测电路损耗小。

[0122] 在一可选的实施方式中,也可以通过由电阻与电容组成的阻抗网络来实现图4所示的电流检测电路中的阻抗器3,此处不再赘述。

[0123] 示例3

[0124] 图10示出了根据本发明第一实施例的示例3的功率变换器的电流检测电路。在本示例中,图4所示的电流检测电路中的阻抗器3由阻抗值无穷大的阻抗器来实现。

[0125] 如图10所示,该功率变换器包括变压器 T ,该变压器 T 至少包括:磁芯、一次侧绕组 T_1 和二次侧绕组 T_2 和 T_3 ,该一次侧绕组 T_1 和二次侧绕组 T_2 、 T_3 通过磁芯耦合,且一次侧绕组 T_1 、二次侧绕组 T_2 、 T_3 与磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率。

[0126] 该电流检测电路至少包括:辅助绕组 T_4 ,与二次侧绕组 T_3 耦合,且辅助绕组 T_4 与二次侧绕组 T_3 的匝数相等,且同名端相连;以及阻抗值无穷大的阻抗器,该阻抗值无穷大的阻

抗器的一端与辅助绕组T4耦接以构成一串联支路,该串联支路并联耦接在二次侧绕组T3的两端,且阻抗值无穷大的阻抗器的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0127] 如图10所示,阻抗值无穷大的阻抗器可以通过将电路开路来实现。也就是说,辅助绕组T4的一端连接至脉冲电位端P2,另一端悬空。通过检测辅助绕组T4的悬空端与二次侧绕组T3的直流电位端P1之间的电压 V_{sense} 即可获得与功率变换器的输出电流成比例的电压信号。

[0128] 以上所述的第一实施例以及其示例1至示例3的功率变换器的电流检测电路采用了半周期电流检测方法,此方法所检测到的电压信号与功率变换器的输出电流半个周期的信号相关。但是,当流经二次侧绕组T2和T3的电流不对称时,只检测流经其中一个二次侧绕组的电流并不能真正反映输出电流信号全周期内的特性。

[0129] 第二实施例

[0130] 因而,本发明提出另一种实施例的功率变换器的电流检测电路,其采用全周期电流检测方法,可以检测变换器输出电流的全周期信号。

[0131] 仍以第一实施例中的功率变换器,即全桥LLC串联谐振电路拓扑为例,图11示出了根据本发明第二实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。在图11中,示出了功率变换器的局部结构,包括变压器,变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组、第一二次侧绕组T2以及与第一二次侧绕组T2串联耦接的第二二次侧绕组T3,一次侧绕组、第一二次侧绕组T2和第二二次侧绕组T3通过磁芯耦合,且一次侧绕组、第一二次侧绕组T2、第二二次侧绕组T3以及磁芯的组合用于传送功率变换器的主功率。

[0132] 该电流检测电路可以包括:第一电流检测支路B1和第二电流检测支路B2。

[0133] 该第一电流检测支路B1至少包括:第一辅助绕组T4,与所述第二二次侧绕组T3耦合,且第一辅助绕组T4与第二二次侧绕组T3的匝数相等,且同名端相连;以及第一阻抗器32,第一阻抗器32的一端与第一辅助绕组T4耦接以构成第一串联支路,第一串联支路并联耦接在第二二次侧绕组T3的两端,且第一阻抗器32的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0134] 该第二电流检测支路B2至少包括:第二辅助绕组T5,与第一二次侧绕组T2耦合,且第二辅助绕组T5与第一二次侧绕组T2的匝数相等,且同名端相连;以及第二阻抗器31,第二阻抗器31的一端与第二辅助绕组T5耦接以构成第二串联支路,第二串联支路并联耦接在第一二次侧绕组T2的两端,且第二阻抗器31的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0135] 可选地,变压器的第一二次侧绕组T2和第二二次侧绕组T3耦接于同一个直流电位端P1。

[0136] 可选地,第一阻抗器32的、不与第一辅助绕组T4耦接的另一端,以及第二阻抗器31的、不与第二辅助绕组T5耦接的另一端,共同耦接于直流电位端P1。

[0137] 可选地,第一阻抗器32与第二阻抗器31的阻抗值相等。

[0138] 可选地,第一阻抗器32为电阻,且第一阻抗器32的电阻值大于第一辅助绕组T4的寄生电阻的10倍,和/或第二阻抗器31为电阻,且第二阻抗器31的电阻值大于第二辅助绕组T5的寄生电阻的10倍。

[0139] 可选地,第一阻抗器32和/或第二阻抗器31为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

[0140] 可选地,第一阻抗器32和/或第二阻抗器31的阻抗值无穷大。

[0141] 可选地,一次侧绕组、第一二次侧绕组T2、第二二次侧绕组T3、第一辅助绕组T4及第二辅助绕组T5为印刷电路板平面绕组。

[0142] 可选地,该电流检测电路还可以包括:滤波放大电路200,所述滤波放大电路200并联耦接至所述第一阻抗器32和所述第二阻抗器31以对所述第一阻抗器32和所述第二阻抗器31的端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的输出电流成比例。

[0143] 如图11所示,变压器的二次侧绕组T2和T3耦接于一直流电位端P1。在图6所示的电流检测电路的基础上增加一辅助绕组T5与二次侧绕组T2耦合,且辅助绕组T5与二次侧绕组T2的同名端连接,辅助绕组T5与第二阻抗器31串联形成第二串联支路,该第二串联支路并联在二次侧绕组T2的两端。该第二串联支路的一端(辅助绕组T5端)耦接变压器的二次侧绕组T2的脉冲电位端P3,该第二串联支路的另一端(第二阻抗器31端)耦接变压器的二次侧绕组T2与T3耦接的直流电位端P1。第一串联支路的一端(即,辅助绕组T4端)耦接变压器T的二次侧绕组T3的脉冲电位端P2,该第一串联支路的另一端(即,第一阻抗器32)耦接至变压器的二次侧绕组T2与T3耦接的直流电位端P1。

[0144] 第二阻抗器31和第一阻抗器32上的电压 V_{sense1} 和 V_{sense2} 分别与电流 i_2 和 i_3 相关,且两个电压错相180度,此两个电压叠加后即与输出电流的全周期信号相关。再通过一个积分电路(滤波放大电路),将 V_{sense1} 和 V_{sense2} 这两个电压直接加权并滤波取平均值,即可获得与该变换器的输出电流平均值成比例的电压信号,其对应波形如图13所示,该检测方法中两个电压 V_{sense1} 和 V_{sense2} 直接加权后的电压信号频率为图5中所示 V_{sense} 的电压信号频率的2倍,其两电压加权后的电压信号平均值为图5所示 V_{sense} 平均值的2倍,由此可大幅减小滤波参数,提高采样准确度和采样速度,进一步加快电源模块的响应。

[0145] 可选地,该电流检测电路还可以包括:温度检测电路,用于检测所述变压器T的温度;以及温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述第一阻抗器32和所述第二阻抗器31的端电压进行补偿。

[0146] 可选地,该电流检测电路还可以包括:检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述第一阻抗器32和所述第二阻抗器31的端电压进行校准。

[0147] 上述温度检测电路和检测校准单元的具体结构和功能与上述第一实施例中的相同,故在此不再赘述。

[0148] 可选地,经过滤波的所述第一阻抗器32和所述第二阻抗器31的端电压用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

[0149] 示例1

[0150] 图12示出了根据本发明第二实施例的示例1的功率变换器的电流检测电路的示意图。在本示例中,图11所示的电流检测电路中的第一阻抗器32和第二阻抗器31采用电阻来实现。

[0151] 如图12所示,功率变换器包括变压器,变压器至少包括:磁芯、一次侧绕组、第一二次侧绕组T2以及与第一二次侧绕组T2串联耦接的第二二次侧绕组T3,一次侧绕组、第一二

次侧绕组T2和第二二次侧绕组T3通过磁芯耦合,且一次侧绕组、第一二次侧绕组T2、第二二次侧绕组T3以及磁芯的组合用于传送功率变换器的主功率。

[0152] 该电流检测电路可以包括:第一电流检测支路B1和第二电流检测支路B2。

[0153] 该第一电流检测支路B1至少包括:第一辅助绕组T4,与所述第二二次侧绕组T3耦合,且第一辅助绕组T4与第二二次侧绕组T3的匝数相等,且同名端相连;以及第一电流检测电阻Rsense1,第一电流检测电阻Rsense1的一端与第一辅助绕组T4耦接以构成第一串联支路,第一串联支路并联耦接在第二二次侧绕组T2的两端,且第一电流检测电阻Rsense1的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0154] 该第二电流检测支路B2至少包括:第二辅助绕组T5,与第一二次侧绕组T2耦合,且第二辅助绕组T5与第一二次侧绕组T2的匝数相等,且同名端相连;以及第二电流检测电阻Rsense2,第二电流检测电阻Rsense2的一端与第二辅助绕组T5耦接以构成第二串联支路,第二串联支路并联耦接在第一二次侧绕组T2的两端,且第二电流检测电阻Rsense2的端电压经过滤波之后与功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0155] 变压器的第一二次侧绕组T2和和第二二次侧绕组T3耦接于一直流电位端P1。该第二串联支路的一端耦接变压器的第一二次侧绕组T2的脉冲电位端P3,该第二串联支路的另一端耦接变压器的第一二次侧绕组T2与第二二次侧绕组T3耦接的直流电位端P1。该第一串联支路的一端耦接变压器的第二二次侧绕组T3的脉冲电位端P2,该第一串联支路的另一端耦接变压器T的第一二次侧绕组T2与第二二次侧绕组T3耦接的直流电位端P1。该功率变换器的所有绕组和辅助绕组都可以通过PCB布铜实现,即,都是印刷电路板平面绕组。

[0156] 图12中第一电流检测电阻Rsense1和第二电流检测电阻Rsense2上的电压Vsense2和Vsense1分别与电流 i_3 和 i_2 相关,且两个电压相位错开180度,此两个电压叠加后即与输出电流的全周期信号相关。再通过一个积分电路(滤波放大电路),将Vsense1和Vsense2两个电压直接加权并滤波取平均值,即可获取与该变换器的输出电流平均值成比例的电压信号,其对应波形如图13所示,该检测方法中两个电压Vsense1和Vsense2直接加权后的电压信号频率为图5中所示Vsense电压信号频率的2倍,其两电压加权后的电压信号平均值为图5所示Vsense平均值的2倍,由此可大幅减小滤波参数,提高采样准确度和采样速度,进一步加快电源模块的响应。

[0157] 尽管在图12中,图11中所示的全周期电流检测电路中的第一阻抗器和第二阻抗器由与绕组串联的电流检测电阻Rsense1和Rsense2实现,但本发明不以此为限。

[0158] 例如,第一阻抗器和第二阻抗器也可以为与辅助绕组串联的电容。参考图9,可以将图12中的检测电阻Rsense1、Rsense2用电容Csense1和Csense2代替,这样包含电容Csense1和Csense2的两条支路几乎都无电流流过,可实现无损耗检测。

[0159] 或者,本发明亦可采用直接检测的方式,参考图10,可以将图12中的检测电阻Rsense1和Rsense2直接开路,检测辅助绕组T4的悬空一端与二次侧绕组T2、T3构成的中心抽头端的端电压,以及检测辅助绕组T4、T5的悬空一端与二次侧绕组T2、T3构成的中心抽头端的端电压,此两个端电压叠加之后即为与变换器的输出电流成比例的电压信号。

[0160] 第三实施例

[0161] 图19示出了根据本发明第三实施例的功率变换器的电流检测电路的示意图。在该第三实施例中,电流检测电路应用于反激电路拓扑中。

[0162] 如图19所示,功率变换器包括变压器T,该变压器T至少包括:磁芯、一次侧绕组T1和二次侧绕组T2,所述一次侧绕组T1和所述二次侧绕组T2通过所述磁芯耦合,且所述一次侧绕组T1、所述二次侧绕组T2与所述磁芯的组合用于传送该功率变换器的主功率,

[0163] 电流检测电路至少包括:辅助绕组T3,与所述二次侧绕组T2耦合,且所述辅助绕组T3与所述二次侧绕组T2的匝数相等,且同名端相连;阻抗器300,所述阻抗器300的一端与所述辅助绕组T3耦接以构成一串联支路,所述串联支路并联耦接在所述二次侧绕组T2的两端,且所述阻抗器300的端电压经过滤波之后与所述功率变换器的输出电流的大小成比例。

[0164] 可选地,该阻抗器300可以为电阻,该电阻的阻值大于该辅助绕组T3的寄生电阻的阻值的10倍。

[0165] 可选地,该阻抗器300可以为电容,或者电阻与电容组成的阻抗网络。

[0166] 可选地,该阻抗器300的阻抗值无穷大,即阻抗器300的两端断路。

[0167] 可选地,该变压器的二次侧绕组T3的一端为直流电位端P1。

[0168] 可选地,该阻抗器300的、不与辅助绕组T3耦接的另一端耦接于直流电位端P1。

[0169] 可选地,该一次侧绕组T1、该二次侧绕组T2及该辅助绕组T3为印刷电路板平面绕组。

[0170] 可选地,该电流检测电路还可以包括:滤波放大电路,所述滤波放大电路并联耦接至所述阻抗器300的两端以对所述阻抗器300的所述端电压进行滤波和放大,且经过滤波和放大后的电压信号的大小与所述功率变换器的所述输出电流成比例。该滤波放大电路与图6所示的滤波放大电路10类似,故在此不再赘述。

[0171] 可选地,所述电流检测电路还可以包括:温度检测电路,用于检测所述变压器的温度;以及温度补偿单元,用于基于所述温度检测电路检测的温度,对经过滤波的所述阻抗器300的所述端电压进行补偿。该温度检测电路和温度补偿单元与图14所示的温度检测电路30和温度补偿单元40类似,故在此不再赘述。

[0172] 可选地,所述电流检测电路还可以包括:检测校准单元,用于基于所述功率变换器的校准常数来对经过滤波的所述阻抗器300两端的所述端电压进行校准。该检测校准单元与第一实施例中所描述的检测校准单元类似,故在此不再赘述。

[0173] 可选地,经过滤波的所述阻抗器300两端的所述端电压可以用于所述功率变换器的过流保护、限流控制、电流调节控制或均流控制。

[0174] 综上,本发明的功率变换器的电流检测电路还可以应用于其他含所述变压器的电路拓扑,只要该拓扑满足所应用的变压器的二次侧绕组的一端为直流电位点即可,或者说,所应用的变压器的二次侧没有输出电感即可。例如,本发明的功率变换器的电流检测电路还可以应用于图15中所示的原边半桥LLC串联谐振电路,其中电流检测电路包括T4和Rsense;图16所示的原边半桥LLC并联谐振电路,其中电流检测电路包括T4和Rsense;图17所示的LCC电路拓扑,其中电流检测电路包括T4和Rsense;图18所示的双反激电路拓扑,其中电流检测电路包括T4、T5、Rsense1和Rsense2等等。并且,在该些实施例中,当功率变换器的变压器为带中心抽头的变压器时,如图18所示的双反激电路拓扑等等,两个串联的二次侧绕组可分别并联一电流检测支路,以进一步提高检测精度。

[0175] 根据本申请实施例的功率变换器的电流检测电路,可以准确地检测包含变压器的功率变换器的输出电流,利用该电流检测电路,可以实现几乎无损耗、占用体积小的优点,

从而节约了功率变换器的空间,降低了功率变换器的损耗。

[0176] 尽管上面以示例性实施例的方式对本申请进行了详细描述,但本申请的范围不限于上述实施例,本领域的技术人员可以对本申请进行各种改进和变型,这些均不脱离本申请的范围和构思。

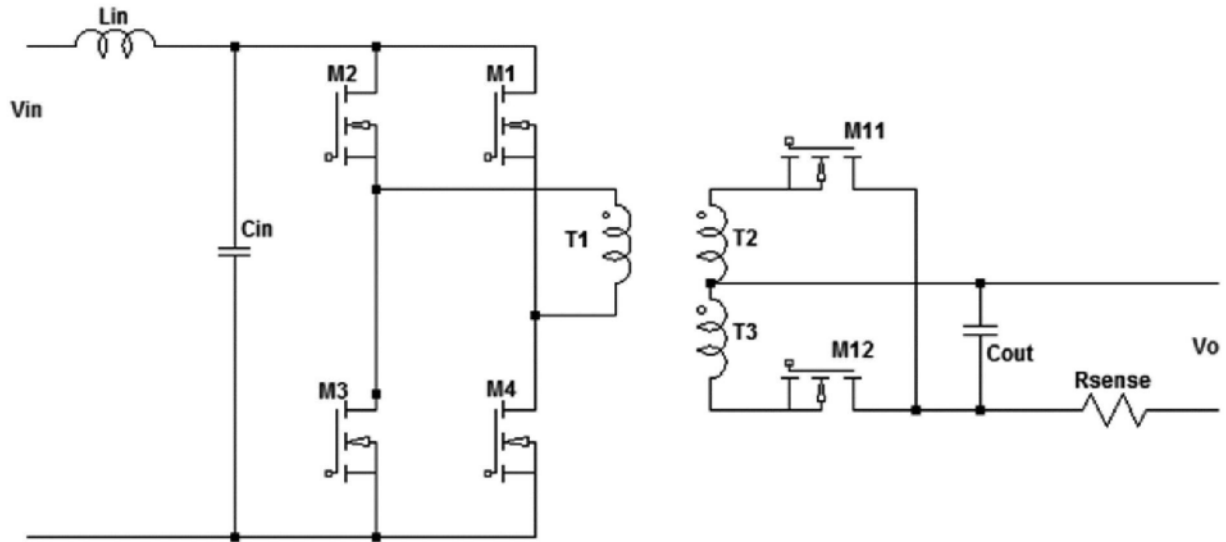


图1

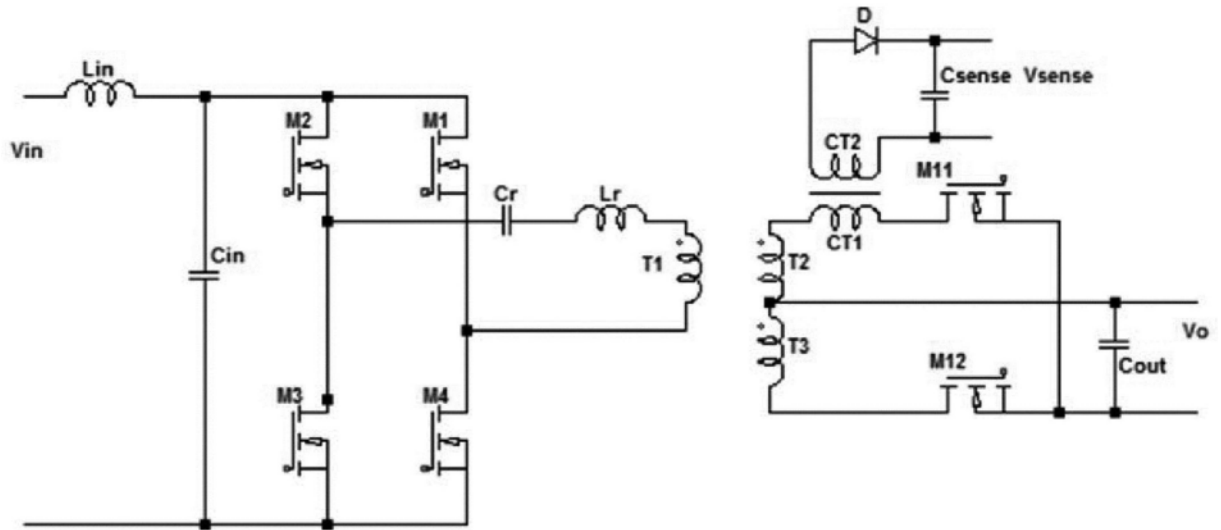


图2

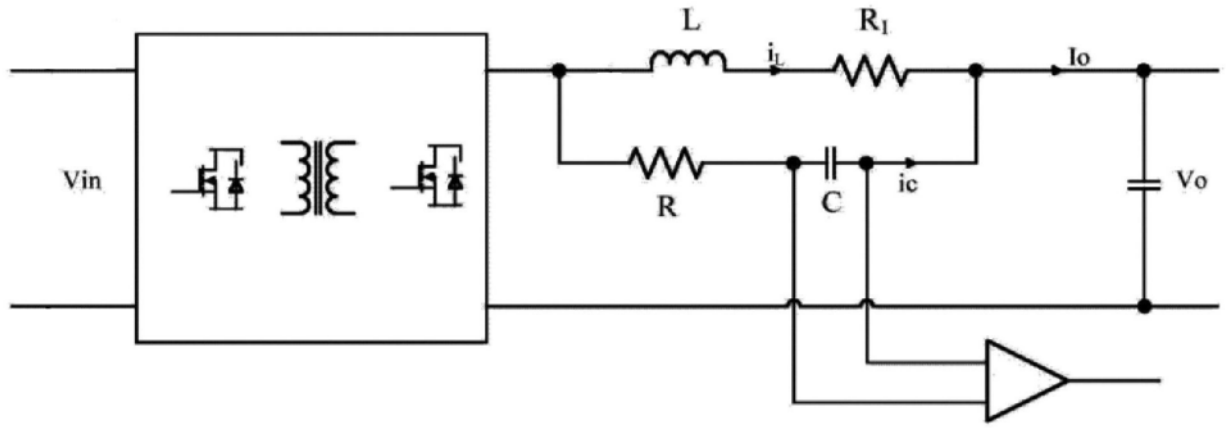


图3

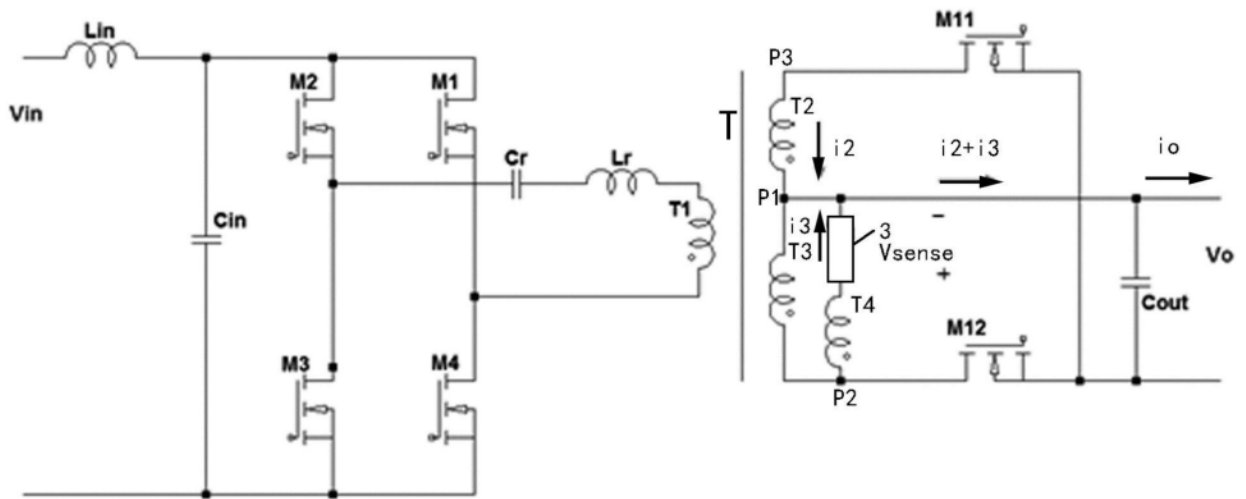


图4

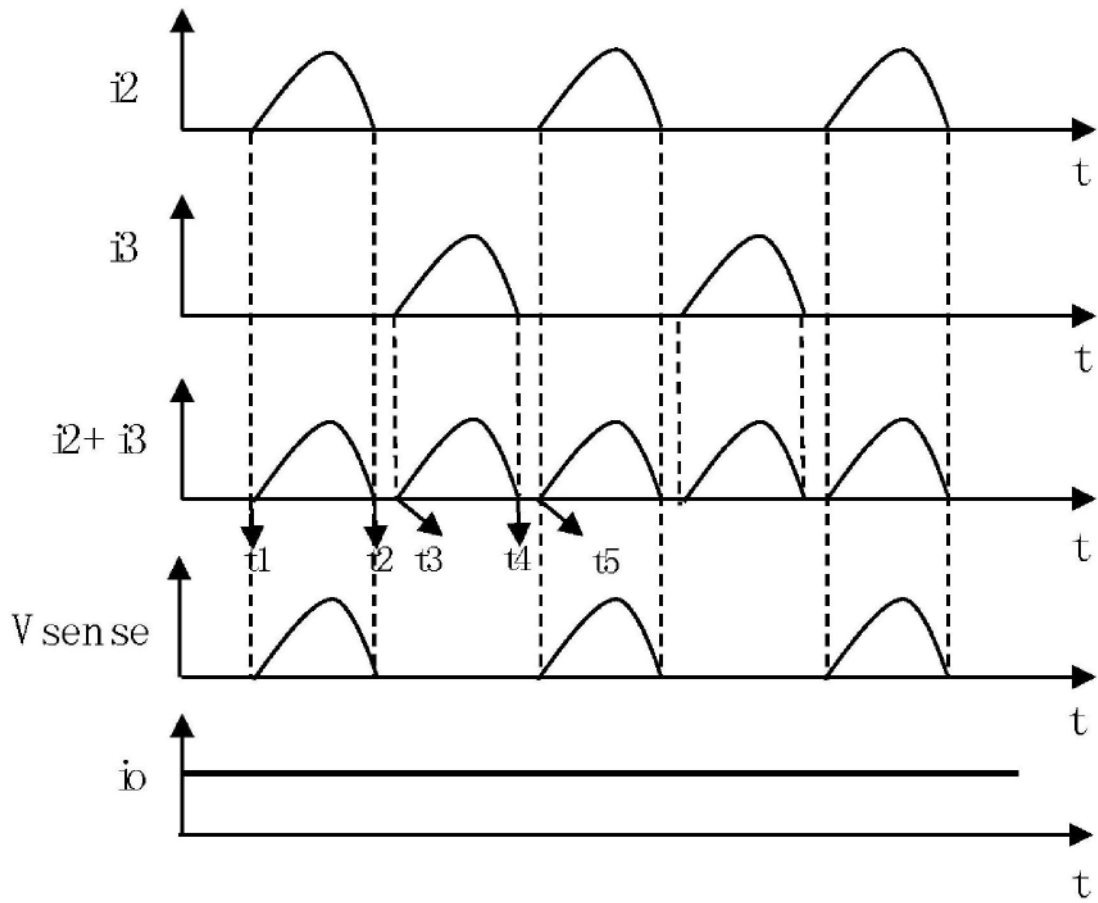


图5

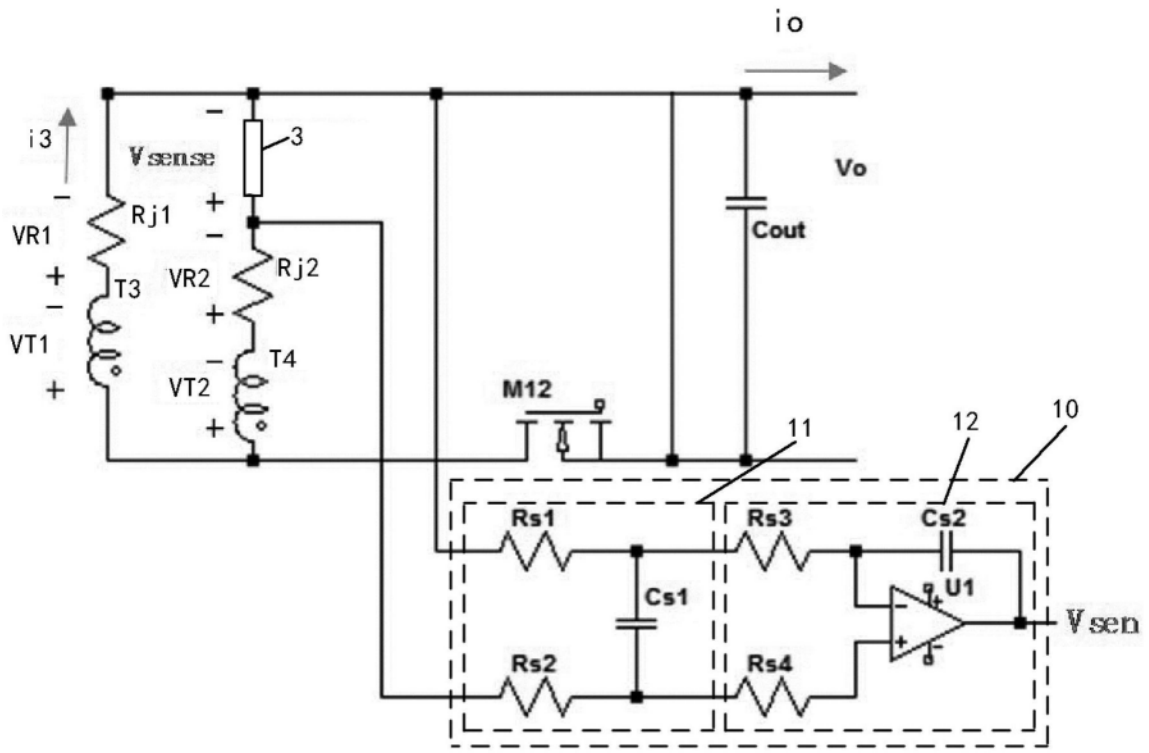


图6

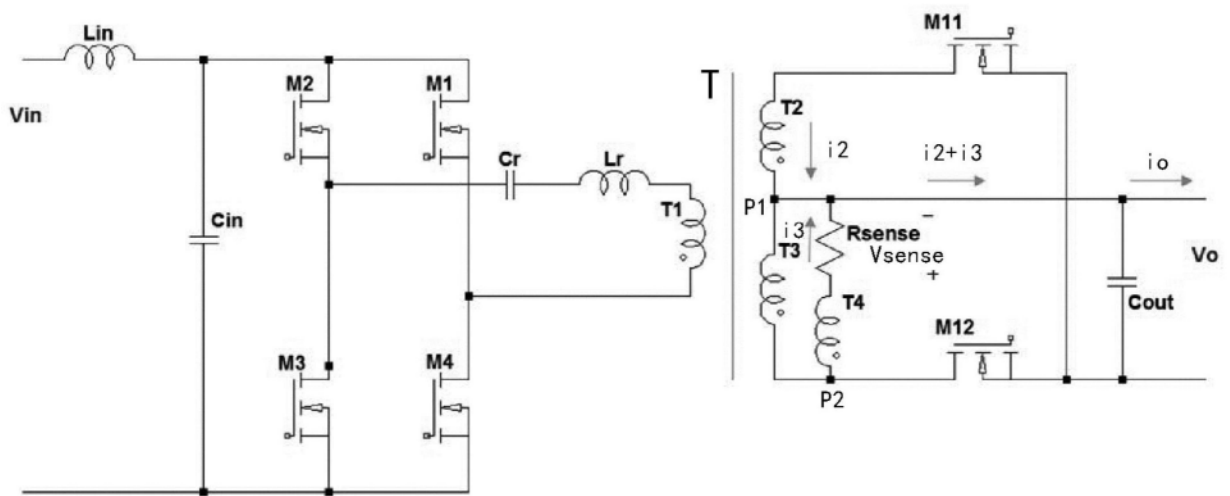


图7

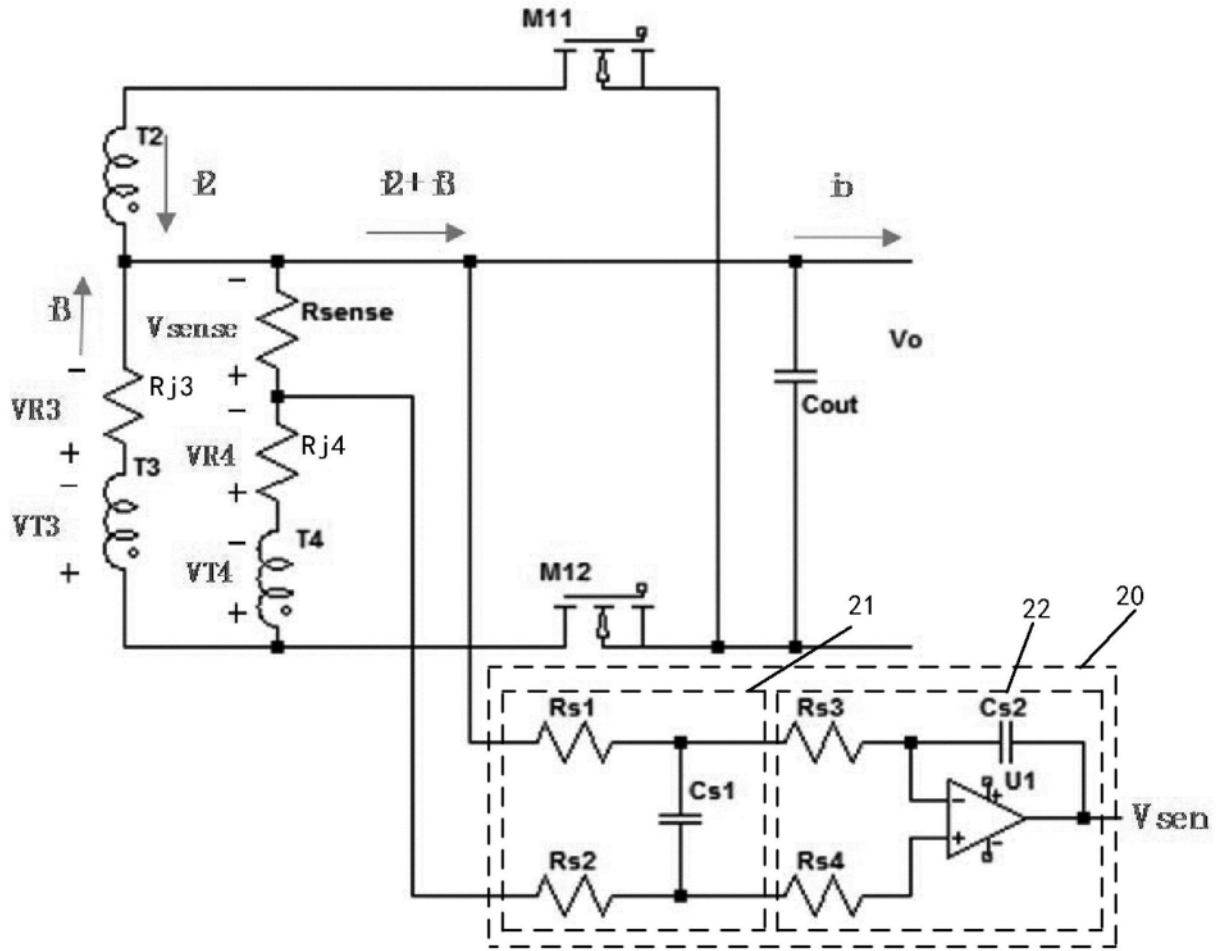


图8

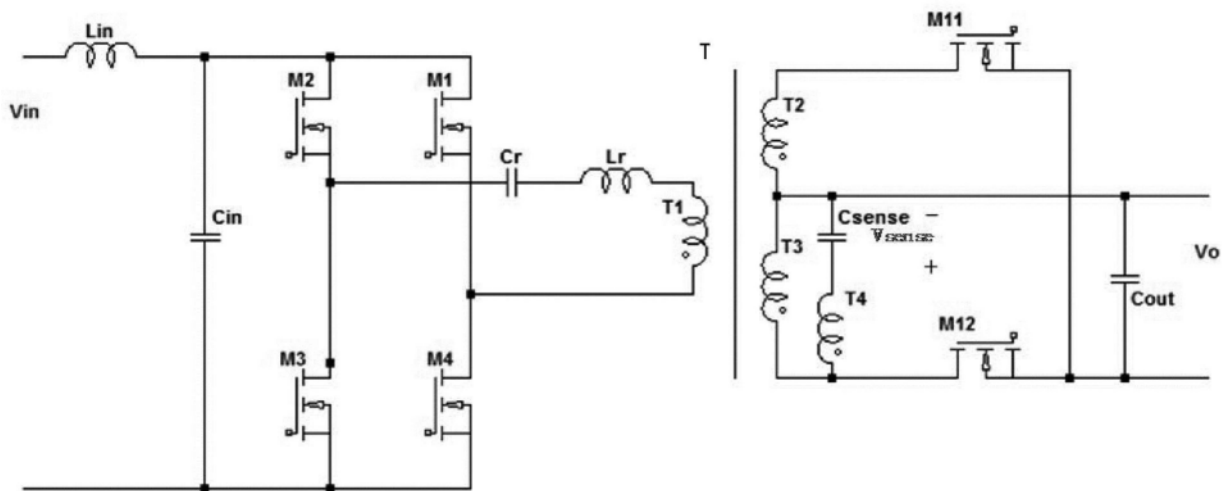


图9

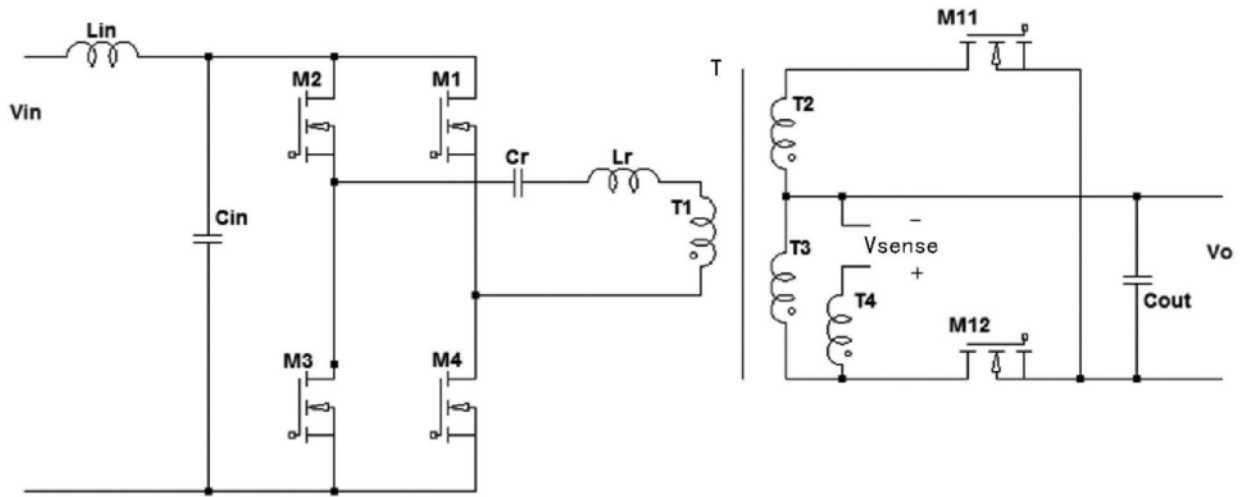


图10

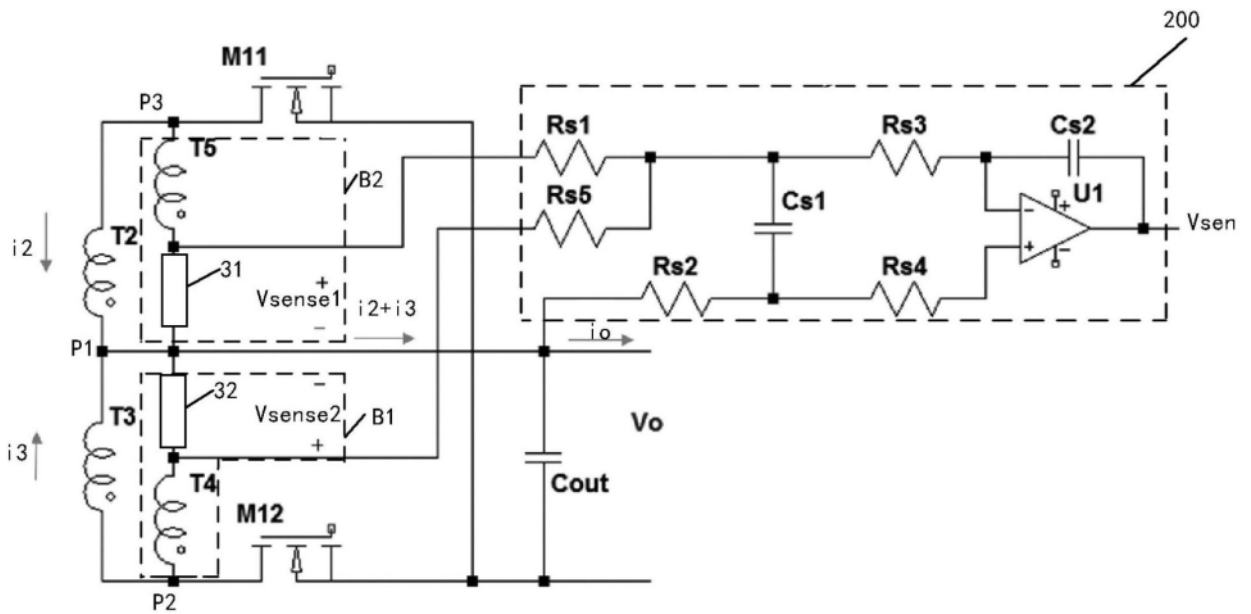


图11

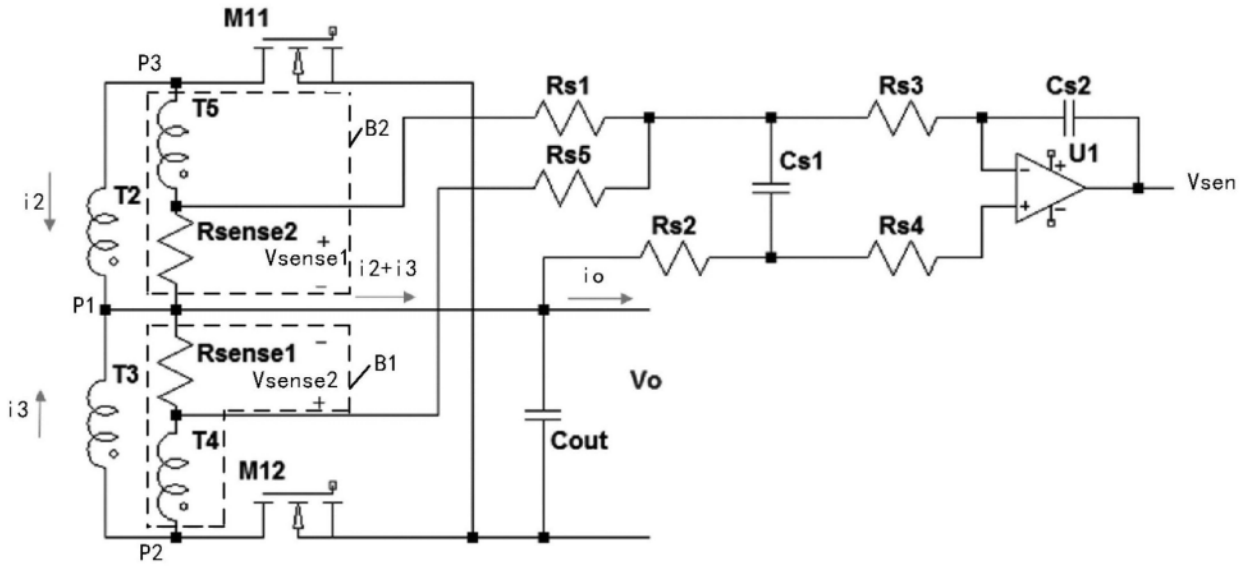


图12

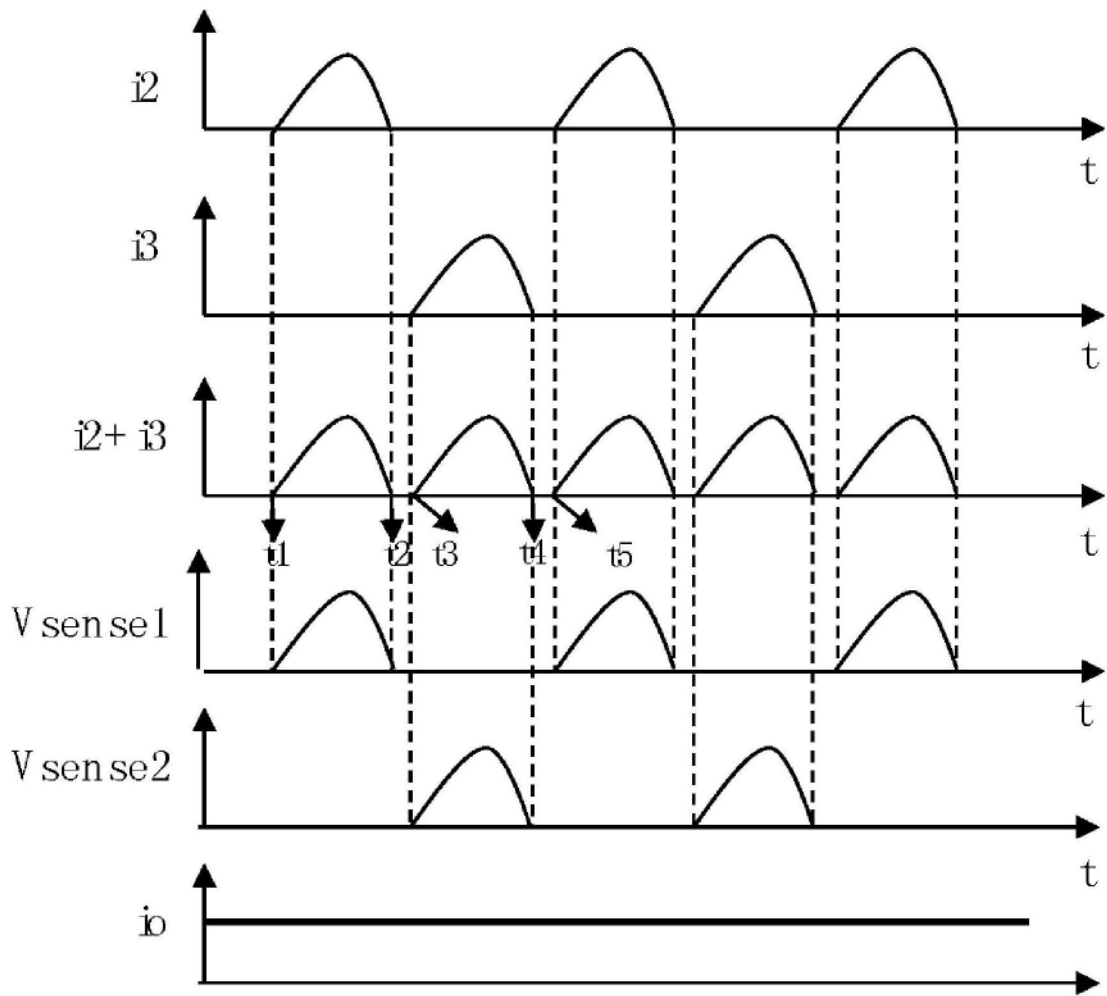


图13

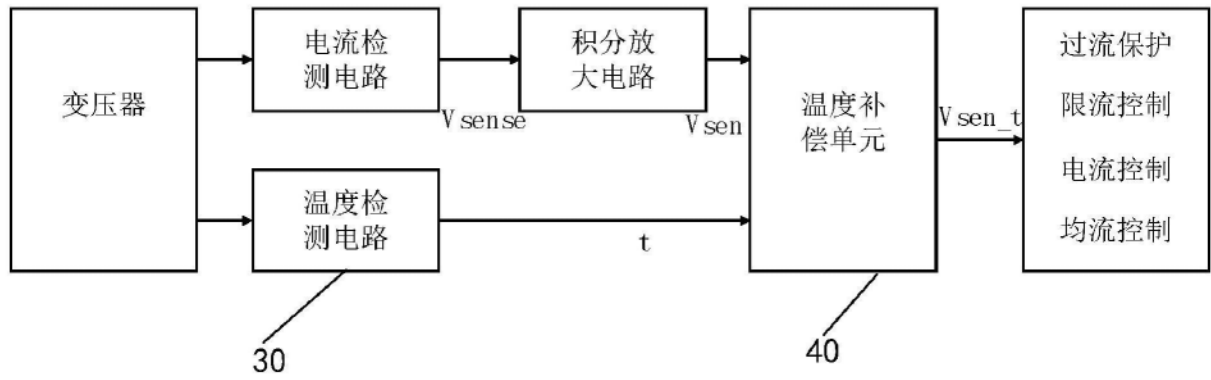


图14

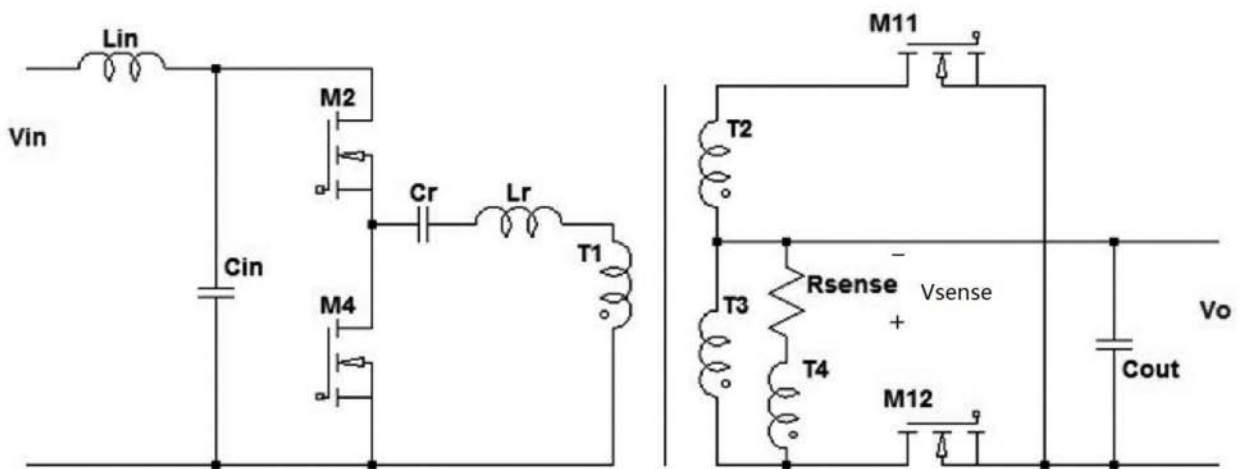


图15

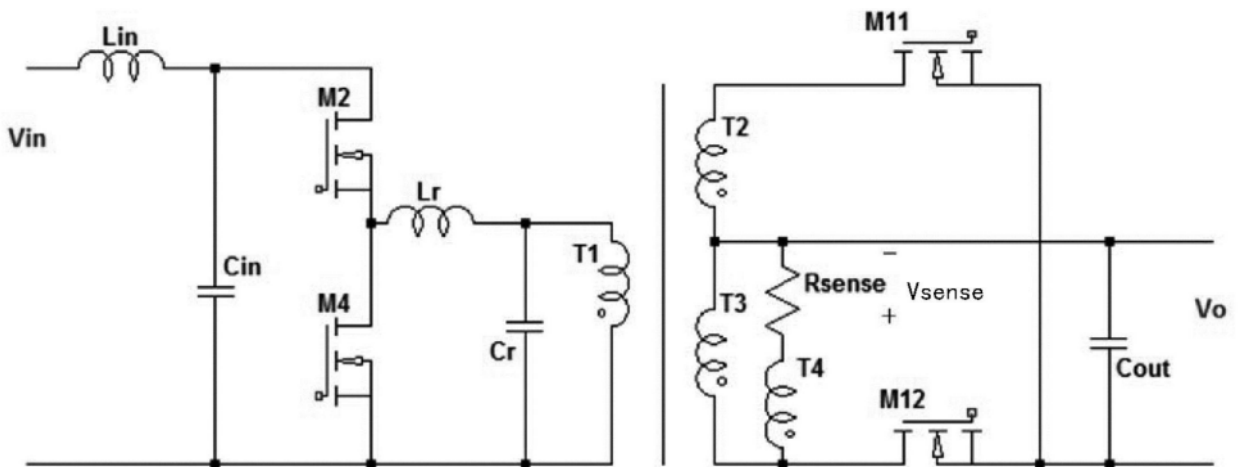


图16

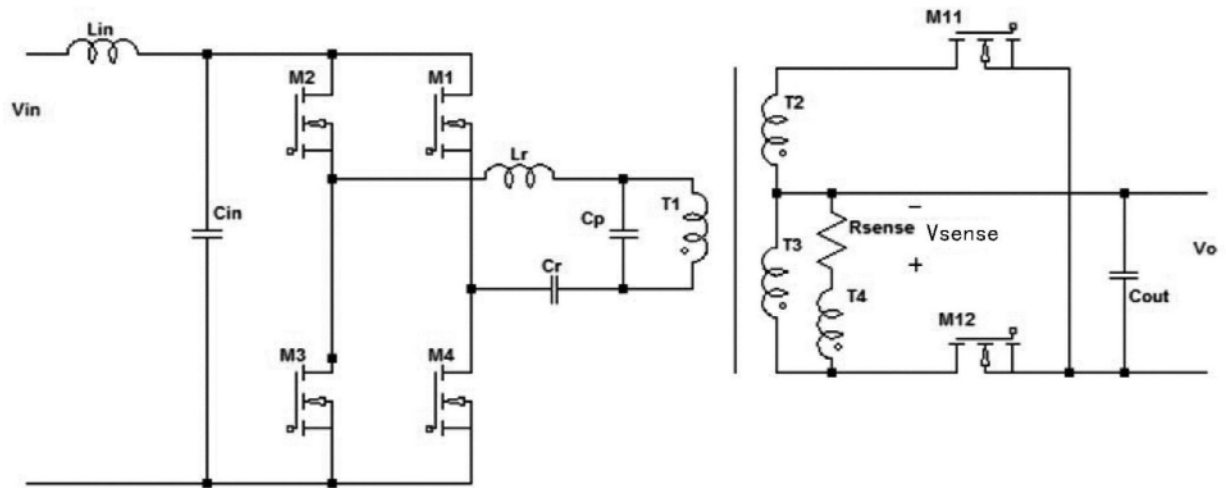


图17

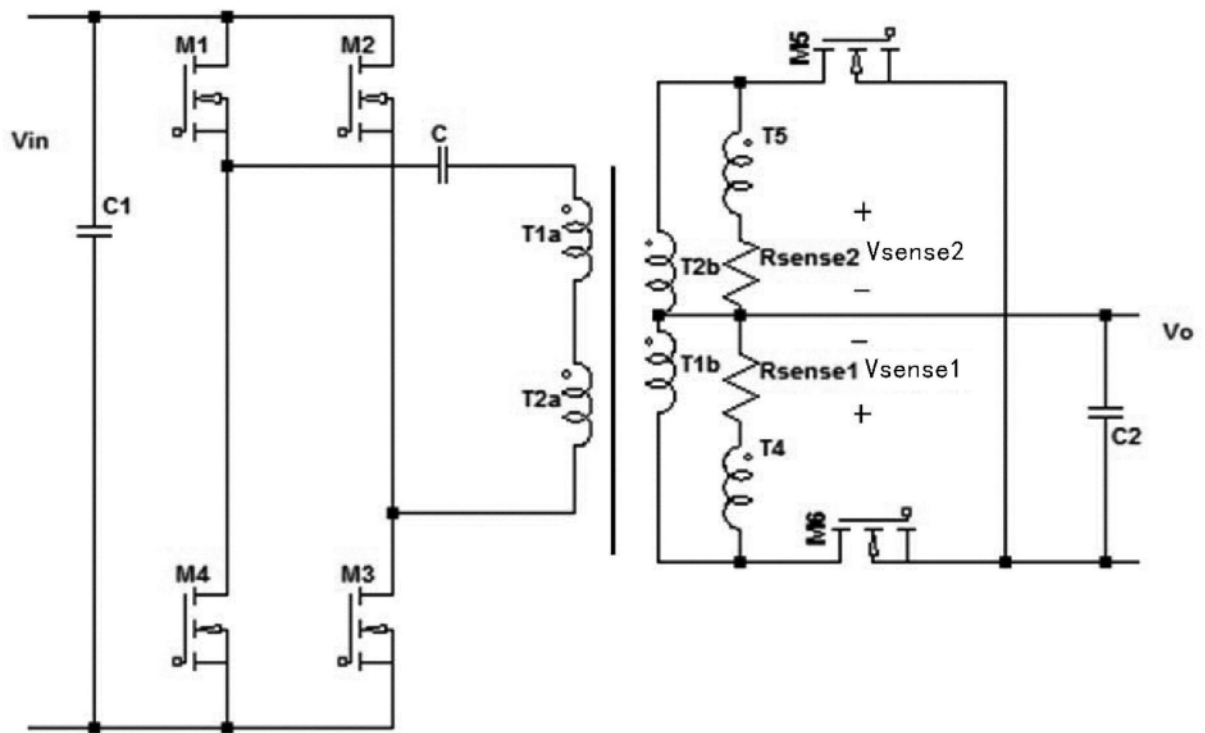


图18

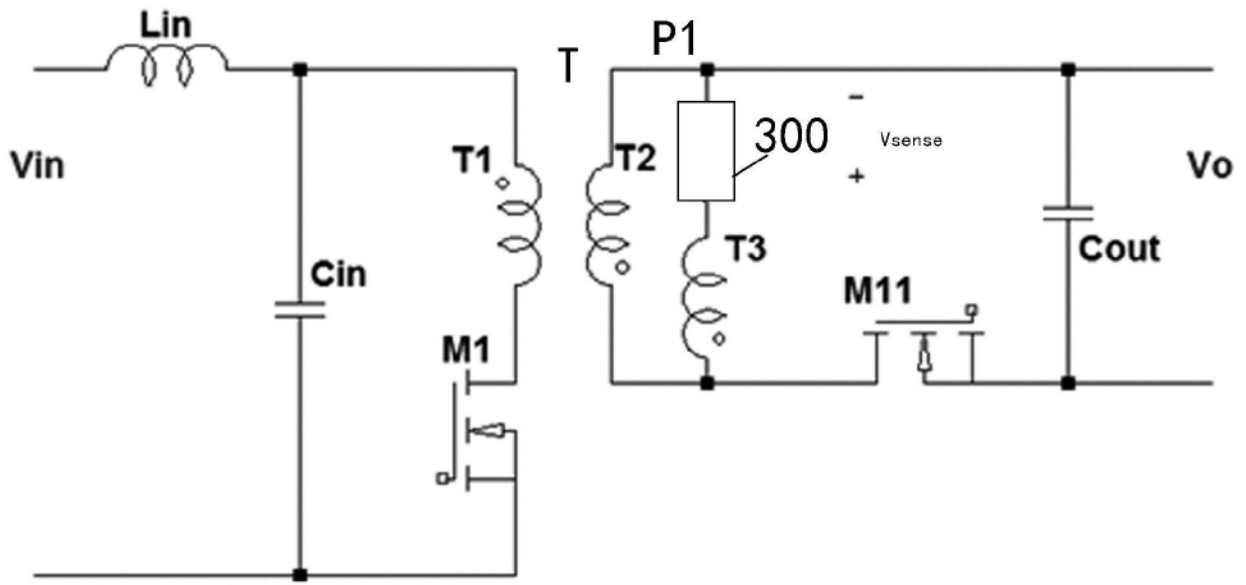


图19