(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 203039586 U
(45)授权公告日 2013.07.03

(21)申请号 201220590405.1

(22)申请日 2012.11.09

(73)专利权人 西南交通大学
地址 610031 四川省成都市二环路北一段 111 号西南交通大学科技处

(72)发明人 许建平 张斐 阎铁生 杨平 周国华

(74)专利代理机构 成都信博专利代理有限责任公司 51200
代理人 张澎

(51)Int.Cl.
H02M 3/335(2006.01)
H02M 1/42(2007.01)

(ESM)同样的发明创造已同日申请发明专利

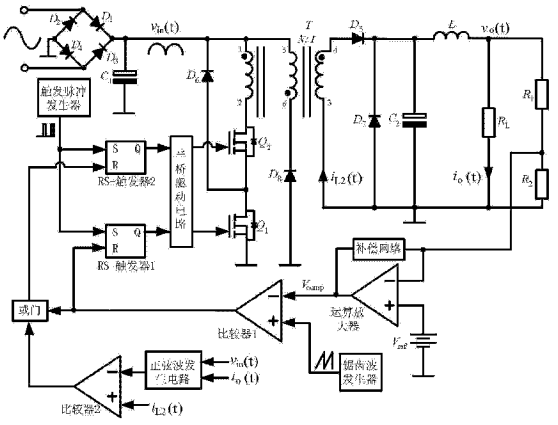
权利要求书1页 说明书4页 附图4页

(54)实用新型名称

一种宽负载范围的低电压应力反激变换器

(57)摘要

本实用新型公开了一种宽负载范围的低电压应力反激变换器，在反激功率因数校正变换器的开关管 Q_1 与反激变压器 T 的原边绕组 2 端之间串联一个开关管 Q_2，开关管 Q_1 与开关管 Q_2 之间连接功率二极管 D_6 的阳极，功率二极管 D_6 的阴极接反激变压器 T 原边绕组的 1 端。通过如上设计，拓宽了传统反激功率因数变换器的带载能力。本实用新型在同样主电路参数的前提下，可以提高传统反激功率因数校正器的负载范围，降低变压器原边绕组所连开关管承受的电压应力。同时能保证在整个输入电压范围内获得单位功率因数。



CN 203039586 U

1. 一种宽负载范围的低电压应力反激变换器，其特征在于，在反激功率因数校正变换器的开关管 Q_1 与反激变压器 T 的原边绕组 2 端之间串联一个开关管 Q_2，开关管 Q_1 与开关管 Q_2 之间连接功率二极管 D_6 的阳极，功率二极管 D_6 的阴极接反激变压器 T 原边绕组的 1 端。

一种宽负载范围的低电压应力反激变换器

技术领域

[0001] 本实用新型涉及一种电力控制设备，尤其是一种反激功率因数校正的控制方法及其装置。

背景技术

[0002] 近年来，电力电子技术迅速发展，作为电力电子领域重要组成部分的电源技术逐渐成为应用和研究的热点。开关电源以其效率高、功率密度高而确立了其在电源领域中的主流地位，但其通过整流器接入电网时会存在一个致命的弱点：功率因数较低（一般仅为0.45～0.75），且在电网中会产生大量的电流谐波和无功功率而污染电网。抑制开关电源产生谐波的方法主要有两种：一是被动法，即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或消除谐波；二是主动法，即设计新一代高性能整流器，它具有输入电流为正弦波、谐波含量低以及功率因数高等特点，即具有功率因数校正功能。开关电源功率因数校正研究的重点，主要是功率因数校正电路拓扑的研究和功率因数校正控制集成电路的开发。传统的有源功率因数校正电路一般采用 Boost- 升压拓扑，这是因为 Boost 具有控制容易、驱动简单以及功率因数可以接近于 1，但是 Boost 功率因数校正有输出电压高的缺点。在小功率的应用场合，Buck- 降压拓扑和反激变换器经常使用，但是 Buck 电路实现 PFC 时，由于当输入电压低于输出电压时，不传递能量，输入电流为 0，交越失真严重。而反激变换器在整个工频周期内都可以传递能量，功率因数和总谐波畸变都优于 Buck 变换器。反激功率因数校正器通常有断续模式和临界连续模式两种工作模式。断续模式反激功率因数校正器可以获得单位功率因数，但是其峰值电流很大，使开关管的导通损耗增大并影响变换器效率；临界连续模式反激功率因数校正器，其导通时间在一个工频周期内是固定的，虽然效率比断续模式反激功率因数 校正器高，但是不能获得单位功率因数，功率因数和总谐波畸变都比断续模式反激功率因数校正器差。

[0003] 本实用新型所采用的技术方案是基于与本申请人在本专利申请同时提出的方法专利申请提出的。

实用新型内容

[0004] 本实用新型的目的是提供一种新颖的反激功率因数校正变换器，采用上述方法使反激功率因数校正变换器获得单位功率因数，更低的开关管电压应力和更宽的负载范围。

[0005] 本实用新型实现实用新型目的的手段是：

[0006] 在反激功率因数校正变换器的开关管 Q_1 与反激变压器 T 的原边绕组 2 端之间串联一个开关管 Q_2，开关管 Q_1 与开关管 Q_2 之间连接功率二极管 D_6 的阳极，功率二极管 D_6 的阴极接反激变压器 T 原边绕组的 1 端。

[0007] 这样，由 R_1 和 R_2 组成的输出电压采样对变换器输出电压 $v_o(t)$ 采样后输入运算放大器的负端，运算放大器的正端输入参考电压信号 V_{ref}，经过补偿网络后运算放大器输出补偿控制信号 V_{comp}。把锯齿波发生器输出的锯齿波和补偿控制信号 V_{comp} 分别输入比较器 1 的

正端和负端。比较器 1 的输出信号经过 RS- 触发器 1 后输入到半桥驱动电路，经驱动电路放大后输出给开关管 Q_1。当锯齿波发生器输出的锯齿波电压大于补偿控制信号 V_{comp} 时开关管 Q_1 关断，当锯齿波发生器输出的锯齿波电压小于补偿控制信号 V_{comp} 时开关管 Q_1 导通；且设定补偿网络使整个电压控制环路的截止频率远小于工频，则运算放大器输出的补偿控制信号 V_{comp} 在半个工频周期内维持不变。输入电压 $v_{in}(t)$ 与负载电流 $i_o(t)$ 信号反别输入正弦波发生电路，产生的正弦波信号输入到比较器 2 的负端，比较器 2 的正端输入信号为反激变压器副边输出电流信号 $i_{L2}(t)$。比较器 2 的输出信号与比较器 1 的输出信号经过或门后输入 RS- 触发器 2，其输出再经过半桥驱动电路放大后输出给开关管 Q_2。可见，采用以上装置可以方便可靠地实现与本申请申请人同日提出申请的实用新型方法。

[0008] 与现有技术相比，本实用新型的有益效果是：

[0009] 1、相对于传统的反激功率因数校正变换器，采用本实用新型的宽负载范围的低电压应力反激功率因数校正变换器及其控制，可以获得单位功率因数和更小的总谐波畸变；2、相对于传统的反激功率因数校正变换器，采用本实用新型的宽负载范围的低电压应力反激功率因数校正变换器及其控制，在同样的主电路参数条件下可以适用于更大功率的功率因数校正变换器，在获得同样高的功率因数的情况下，可以获得更高的效率。3、相对于传统的反激功率因数校正变换器，采用本实用新型的宽负载范围的低电压应力反激功率因数校正变换器及其控制，可以降低开关管承受的电压应力，降低了开关管的选择难度，同时降低了变换器成本并提高了效率。

附图说明

[0010] 图 1 为宽负载范围的低电压应力反激功率因数校正变换器系统结构框图。

[0011] 图 2 为传统反激功率因数校正变换器在 100W 负载功率下的主要波形图。

[0012] 图 3 为传统反激功率因数校正变换器在 200W 负载功率下的主要波形图。

[0013] 图 4 为本实用新型实施例一在 100W 负载功率下的主要波形图。

[0014] 图 5 为本实用新型实施例一在 200W 负载功率下的主要波形图。

[0015] 图 6 为本实用新型实施例二的电路结构示意图。

具体实施方式

[0016] 下面通过具体的实例并结合附图对本实用新型做进一步详细的描述。

[0017] 实施例一

[0018] 图 1 示出，本实用新型的一种具体实施方式为，一种宽负载范围的低电压应力反激功率因数校正变换器的拓扑结构和控制方法，其具体作法是：

[0019] 在传统反激功率因数校正变换器的开关管 Q_1 与反激变压器 T 的原边绕组 2 端之间串联一个开关管 Q_2，开关管 Q_1 与开关管 Q_2 之间 连接功率二极管 D_6 的阳极，功率二极管 D_6 的阴极接反激变压器 T 原边绕组的 1 端。

[0020] 由 R_1 和 R_2 组成的输出电压采样对变换器输出电压 $v_o(t)$ 采样后输入运算放大器的负端，运算放大器的正端输入参考电压信号 V_{ref}，经过补偿网络后运算放大器输出补偿控制信号 V_{comp}。把锯齿波发生器输出的锯齿波和补偿控制信号 V_{comp} 分别输入比较器 1 的正端和负端。比较器 1 的输出信号经过 RS- 触发器 1 后输入到半桥驱动电路，经驱动电路放大

后输出给开关管 Q_1。当锯齿波发生器输出的锯齿波电压大于补偿控制信号 V_{comp} 时开关管 Q_1 关断，当锯齿波发生器输出的锯齿波电压小于补偿控制信号 V_{comp} 时开关管 Q_1 导通；且设定补偿网络使整个电压控制环路的截止频率远小于工频，则运算放大器输出的补偿控制信号 V_{comp} 在半个工频周期内维持不变。输入电压 $v_{in}(t)$ 与负载电流 $i_o(t)$ 信号反别输入正弦波发生电路，产生的正弦波信号输入到比较器 2 的负端，比较器 2 的正端输入信号为反激变压器副边输出电流信号 $i_{L2}(t)$。比较器 2 的输出信号与比较器 1 的输出信号经过或门后输入 RS- 触发器 2，其输出再经过半桥驱动电路放大后输出给开关管 Q_2。

[0021] 利用 SIMetrix/SIMPLIS 仿真软件分别对传统反激功率因数校正变换器和本实用新型实施例一进校时域仿真，仿真结果波形如下：

[0022] 图 2 为传统反激功率因数校正变换器在 100W 负载功率下的时域仿真波形，从上到下依次为开关管 Q_1 承受的电压应力波形、输出电压波形、输入电压波形合输入电流波形。从图 2 可以看出，输入电流很好的跟踪了输入电压的波形，该电源具有很高的功率因数。此时反激功率因数校正变换器输出电压稳定在 48V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 300V。

[0023] 图 3 为传统反激功率因数校正变换器在 200W 负载功率下的时域仿真波形，从上到下依次为开关管 Q_1 承受的电压应力波形、输出电压波形、输入电压波形合输入电流波形。从图 3 可以看出，当负载功率增大时，输入电流在峰值点附近发生畸变，无法跟踪输入电压的波 形，降低了电源的功率因数。此时反激功率因数校正变换器输出电压稳定在 48V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 450V。

[0024] 图 4 为本实用新型实施例一在 100W 负载功率下的时域仿真波形，从上到下依次为开关管 Q_2 承受的电压应力波形、开关管 Q_1 承受的电压应力波形、输出电压波形、输入电压波形合输入电流波形。从图 4 可以看出，输入电流很好的跟踪了输入电压的波形，该电源具有很高的功率因数。此时反激功率因数校正变换器输出电压稳定在 48V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 180V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 140V。

[0025] 图 5 为本实用新型实施例一在 200W 负载功率下的时域仿真波形，从上到下依次为开关管 Q_2 承受的电压应力波形、开关管 Q_1 承受的电压应力波形、输出电压波形、输入电压波形合输入电流波形。从图 5 可以看出，负载增大时本实用新型实施例一的输入电流仍然很好的跟踪了输入电压的波形，该电源具有很高的功率因数。此时反激功率因数校正变换器输出电压稳定在 48V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 200V，稳态时开关管 Q_1 承受的最大电压应力为 140V。

[0026] 由图 2 ～图 5 可以看出，传统反激功率因数校正变换器在 200W 负载功率下无法正常工作；但是在同样的主电路参数条件下，本实用新型实施例一在 100W 与 200W 负载功率下，均可以实现输入电流很好的跟踪了输入电压的波形，具有很高的功率因数，且开关管 Q_1 与 Q_2 承受的电压应力均小于传统反激功率因数校正变换器中开关管 Q_1 承受的电压应力。

[0027] 实施例二

[0028] 图 6 示出，本例与实施例一相比，不同之处是：开关电源的功率因数校正变换器为正激变换器。控制方式和工作过程与实施例一类似。同样能通过仿真结果证明，它能实现本实用新型的目的。

[0029] 本实用新型除可用于以上实施例中的反激功率因数校正变换器组成的开关电源

外，也可用于正激功率因数校正变换器等隔离型功率因数校正变换器电路组成的功率因数开关电源。

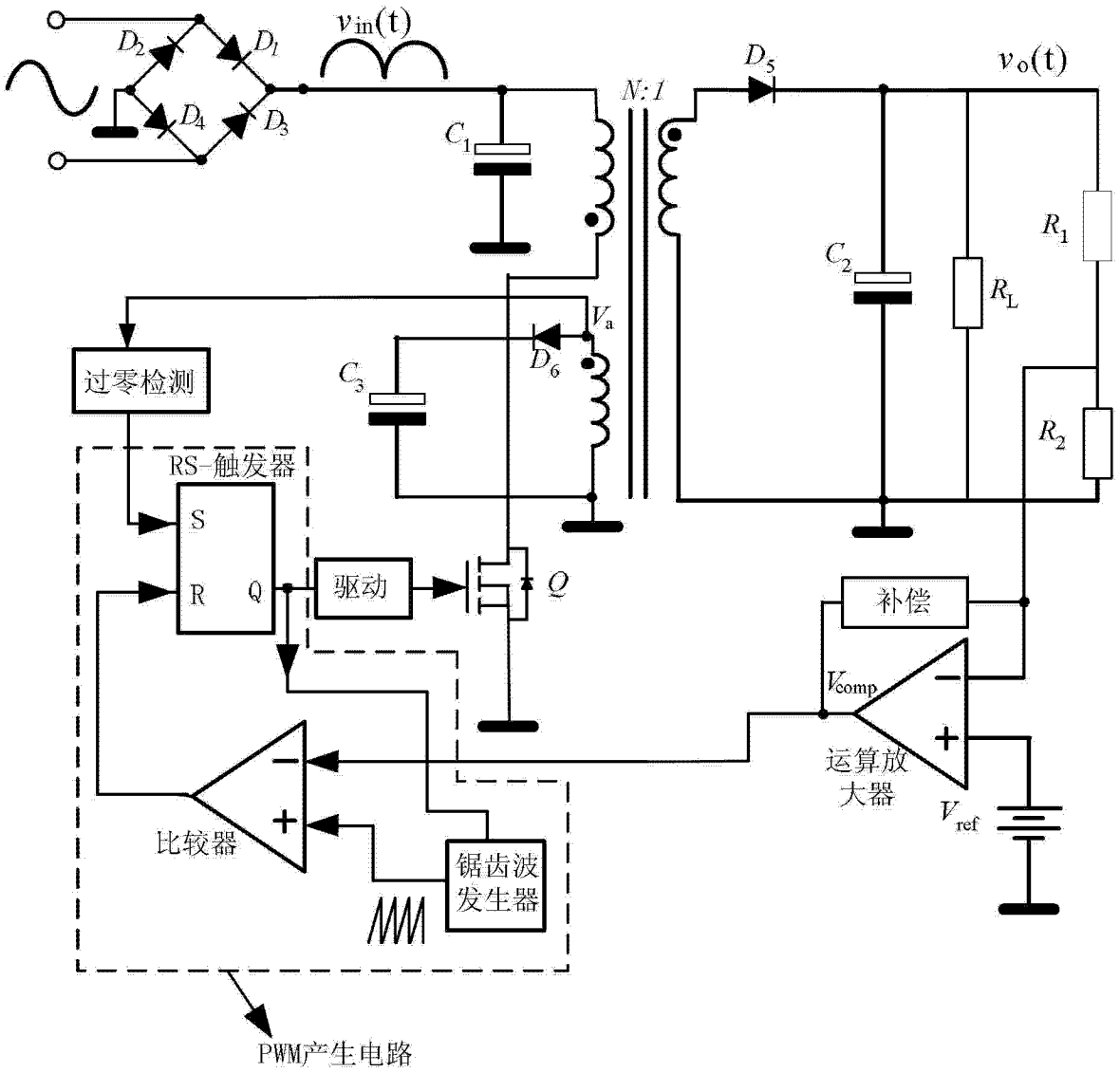

D_2
D_1
D_4
D_3
$v_{in}(t)$
C_1
N:1
D_5
$v_o(t)$
R_1
C_2
R_L
R_2
V_a
D_6
C_3
过零检测
RS-触发器
S
R
Q
驱动
Q
补偿
V_{comp}
运算放大器
V_{ref}
比较器
锯齿波发生器
PWM产生电路

图 1

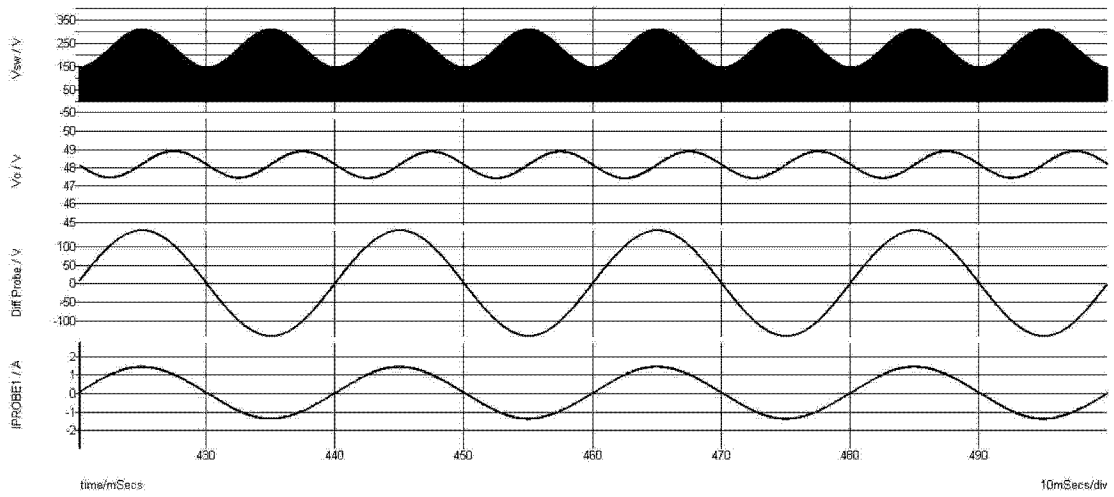

Vsw / V
Vo / V
Diff Probe / V
IPROBE1 / A
time/mSecs
10mSecs/div

图 2

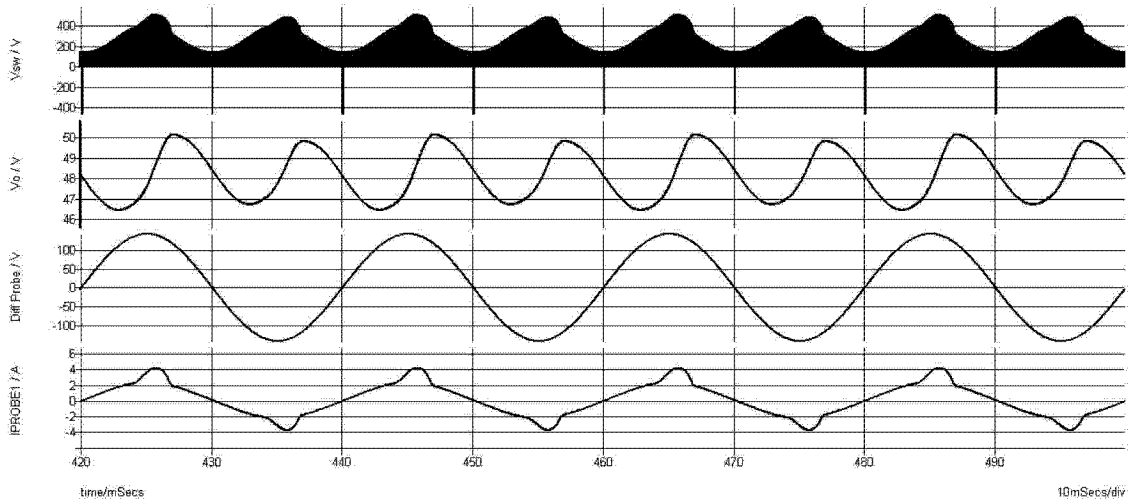

Vsw / V
Vo / V
Diff Probe / V
IPROBE1 / A
time/mSecs
10mSecs/div

图 3

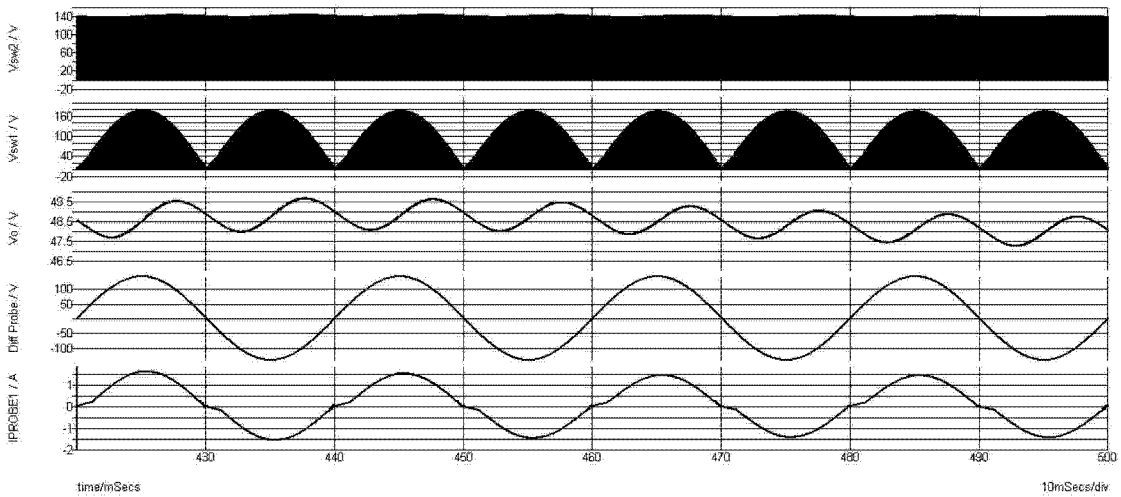

Vsw2 / V
Vsw1 / V
Vo / V
Diff Probe / V
IPROBE1 / A
time/mSecs
10mSecs/div

图 4

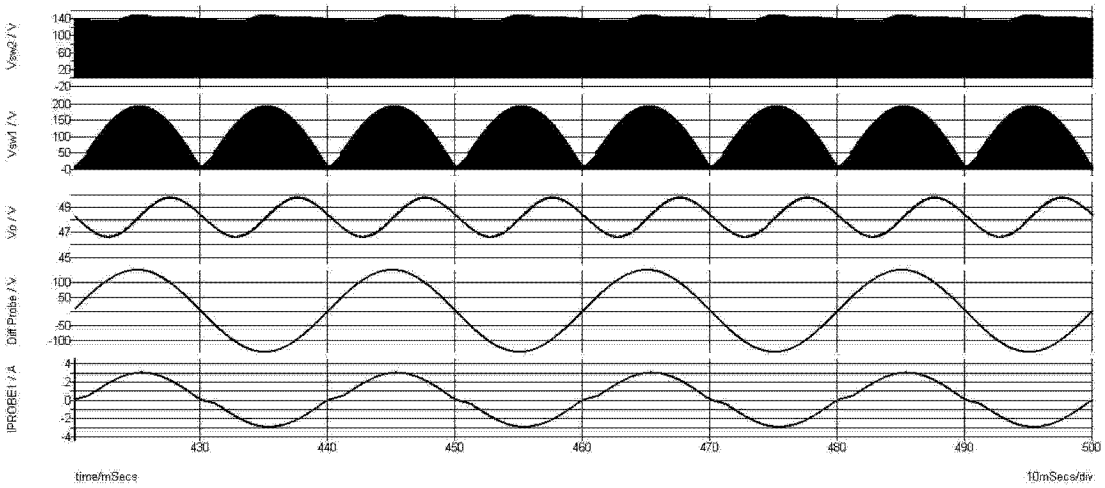

Vsw2 / V
Vsw1 / V
Vo / V
Diff Probe / V
IPROBE1 / A
time/mSecs
10mSecs/div

图 5

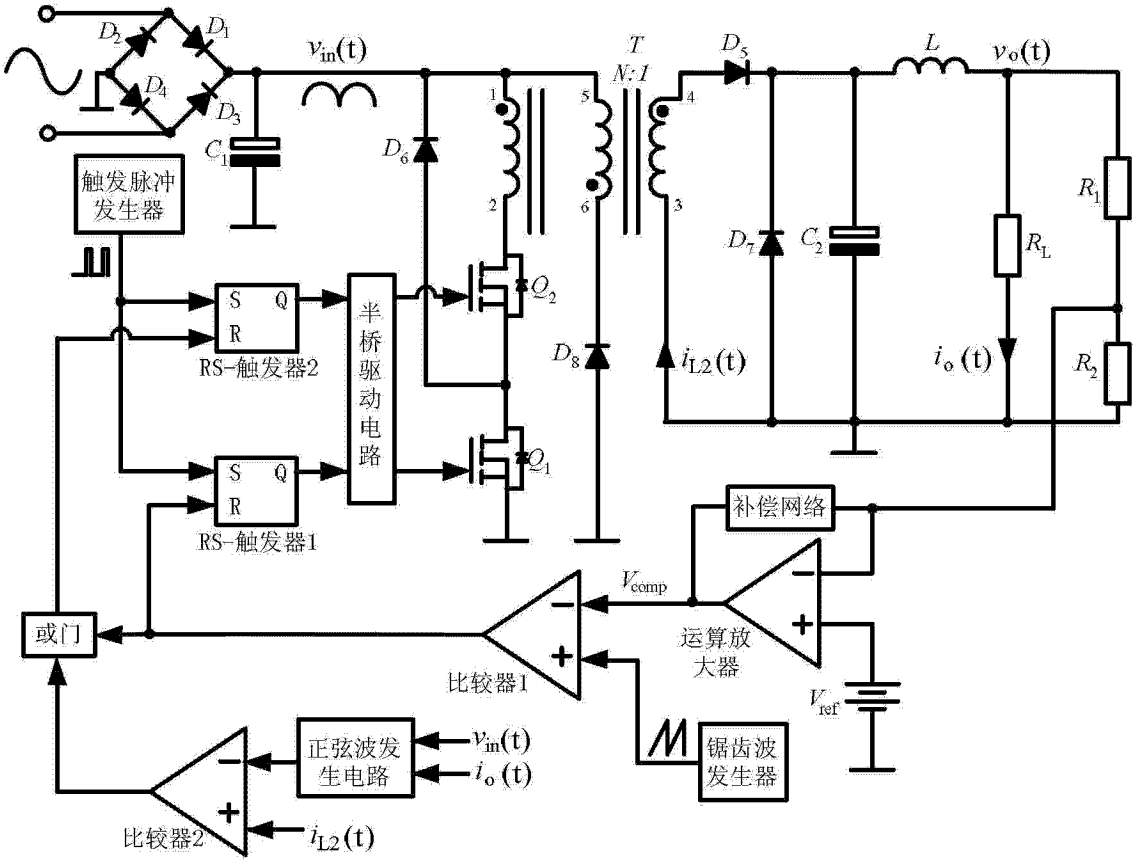

D_2
D_1
D_4
D_3
$v_{in}(t)$
C_1
D_6
T
$N:1$
D_5
L
$v_o(t)$
触发脉冲发生器
R_1
D_7
C_2
R_L
S Q
R
RS-触发器2
半桥驱动电路
Q_2
D_8
$i_{L2}(t)$
$i_o(t)$
R_2
S Q
R
RS-触发器1
Q_1
补偿网络
V_{comp}
或门
比较器1
运算放大器
V_{ref}
正弦波发生电路
$v_{in}(t)$
$i_o(t)$
锯齿波发生器
比较器2
$i_{L2}(t)$

图 6