

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02M 3/28

H02M 3/335



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03140448.0

[43] 公开日 2005年3月16日

[11] 公开号 CN 1595780A

[22] 申请日 2003.9.8 [21] 申请号 03140448.0
 [71] 申请人 艾默生网络能源有限公司
 地址 518057 广东省深圳市南山区科技工业园科发路一号
 [72] 发明人 向华 侯晓国 李英

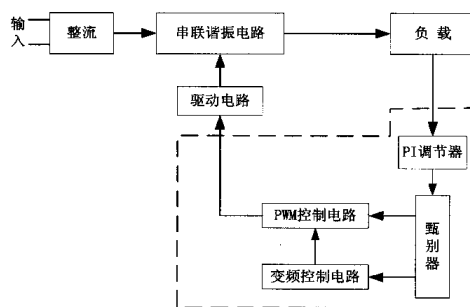
[74] 专利代理机构 广州三环专利代理有限公司
 代理人 温旭

权利要求书2页 说明书7页 附图4页

[54] 发明名称 串联谐振直流/直流变换器的控制方法及装置

[57] 摘要

本发明公开了一种串联谐振直流/直流变换器的控制方法及装置，该装置包括驱动电路、串联谐振电路、PI调节器、甄别器、脉宽调制电路和变频控制电路。所述方法为：从负载电路采样反馈信号，对该反馈信号进行比例积分变换，根据比例积分变换结果确定负载的工作状态；当确定负载电路工作在轻载或空载状态时，则将频率稳定而占空比随反馈信号变化的脉宽调制(PWM)信号作为驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在脉宽调制控制状态；否则，将占空比稳定而频率随反馈信号变化的脉冲信号作为所述驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在变频控制状态。



1、一种串联谐振直流/直流变换器的控制方法，所述直流/直流（DC/DC）变换器包括驱动电路和串联谐振电路，驱动电路根据接收的驱动脉冲产生控制
5 信号，该控制信号控制串联谐振电路向负载提供功率流并使串联谐振电路的输出电压保持稳定；其特征在于所述方法为：

从负载电路中采样反馈电压；

将所述反馈电压进行比例积分运算；

根据比例积分运算的结果判断负载是否工作在轻载或空载状态；

10 如果负载工作在轻载或空载状态，则由频率稳定而占空比随反馈信号变化的脉宽调制（PWM）信号作为所述驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在脉宽调制控制状态；否则，由占空比稳定而频率随反馈信号变化的脉冲信号作为所述驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在变频控制状态。

2、如权利要求1所述的方法，其特征在于，将比例积分运算的结果与一参
15 考信号进行比较来判断负载是否工作在轻载或空载状态，该参考信号根据所述负载的电气特性确定。

3、如权利要求2所述的方法，其特征在于，根据比例积分运算的结果控制
脉冲信号的频率；根据比例积分运算的结果与所述参考信号的差值来控制脉宽
调制（PWM）信号的占空比。

20 4、如权利要求3所述的方法，其特征在于，将占空比稳定而频率变化的脉冲信号作为同步信号，将所述差值作为控制信号来产生驱动脉冲；当负载工作在轻载或空载状态时，产生占空比稳定而频率与所述同步信号相同的驱动脉冲；否则产生频率稳定而占空比随所述差值信号变化的驱动脉冲。

5、一种串联谐振直流/直流变换器，包括驱动电路和串联谐振电路，该驱动
25 电路根据接收的驱动脉冲向串联谐振电路输出控制信号，串联谐振电路在所述控制信号的控制下将变换后的电源提供给负载电路；其特征在于所述变换器还包括：

比例积分调节器，将从负载电路采样的反馈信号进行比例积分；

甄别器，输入端与所述比例积分调节器连接，根据比例积分调节器输出信号确定负载电路的负载状态；

脉宽调制电路，与所述甄别器连接，根据甄别器的输出信号产生频率稳定而占空比变化的驱动脉冲并提供给驱动电路；

变频控制电路，与所述甄别器和驱动电路连接，根据甄别器的输出信号产生占空比稳定而频率变化的驱动脉冲并输出给驱动电路。

6、如权利要求5所述的变换器，其特征在于，所述甄别器包括：

反相器，将比例积分调节器的输出信号反相；

10 减法器，将反相器输出的信号与一参考信号比较并输出控制信号。

7、如权利要求6所述的变换器，其特征在于，变频控制电路的输入端与所述反相器的输出端连接，脉宽调制电路的输入端与所述减法器的输出端连接。

8、如权利要求7所述的变换器，其特征在于，所述变频控制电路包括压频振荡器和三角波发生器，所述压频振荡器将所述反相器输出的电压信号转变为频率变化的方波信号，所述三角波发生器根据压频振荡器输出的方波信号产生并输出三角波信号。

9、如权利要求5至8任一所述的变换器，其特征于，所述脉宽调制电路包括脉宽调制产生器和锁相电路。

10、如权利要求9所述的变换器，其特征在于，变频控制电路的驱动脉冲输出端与脉宽调制电路的同步端连接，脉宽调制电路根据该同步端的输入信号和所述减法器的输出信号产生占空比稳定而频率与所述同步信号相同的驱动脉冲或频率稳定而占空比随控制信号变化的驱动脉冲。

串联谐振直流/直流变换器的控制方法及装置

技术领域

- 5 本发明涉及直流电源变换技术，尤其涉及一种串联谐振直流/直流(DC/DC)变换器的控制方法及其装置。

背景技术

- 10 小型化和高频化是当今电源发展的趋势，但是开关频率太高带来了开关管损耗过大的问题，这是传统BUCK变换器所解决不了的，而串联谐振变换器可以较好的解决这个问题。

- 串联谐振DC/DC变换器采用谐振变换技术，由于谐振元件工作在正弦谐振状态，开关管上的电压自然过零，可以实现零电压开通，电源损耗很小。这种拓扑通常采用变频调制方式，通过改变工作频率来稳定输出电压。图1是LLC
15 串联谐振DC/DC变换器的基本形式，电源输出电压增益M与工作频率的关系为：

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{0.5}{\sqrt{\left[1 + \frac{L_r}{L_p} \left[1 - \left(\frac{f_o}{f}\right)^2\right]^2 + Q_s^2 \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2\right]}} \quad (1)$$

- 其中， L_r 为谐振电感值， L_p 为主变压器励磁电感值， f 为工作频率， C_r 为谐振电容值， P_o 为输出功率， $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r * C_r}}$ ， $Q_s = \frac{2\pi f_o L_r P_o}{U_o^2}$ 。

- 20 从式(1)中可以发现工作频率越大，电压增益M越小。

- 串联谐振变换器一个主要的难点问题在于在轻载和空载条件下输出电压难以稳定。串联谐振拓扑的输出电压随着开关频率升高而下降，当负载减小至轻载或空载状态时，输出电压会上升很多。这样为了稳定电压，工作频率需要升得很高，但是工作频率范围过宽会带来磁性元件难以优化的问题，而且工作频
25 率越高，电路损耗也越大。在电源行业中，有人在输出端加上固定的负载，利

用这种办法在轻载和空载条件下稳定输出电压，但这样会增加空载损耗，降低电源效率。

总之，单纯的变频控制会导致工作频率范围过宽，带来磁性元件难以优化和电路损耗过大的问题，所以简单的调频控制无法满足轻载或空载时输出稳压的要求。

发明内容

本发明的目的在于提供一种串联谐振直流/直流 (DC/DC) 变换器的控制方法及其装置，以解决现有技术中负载工作在轻载或空载时采用调频控制存在磁性元件难以优化和电路损耗过大的问题。

为解决上述问题，本发明提供以下技术方案：

一种串联谐振直流/直流变换器的控制方法，所述 DC/DC 变换器包括驱动电路和串联谐振电路，驱动电路根据接收的驱动脉冲产生控制信号，该控制信号控制串联谐振电路向负载提供功率流并使串联谐振电路的输出电压保持稳定；

15 所述方法为：

从负载电路中采样反馈电压；

将所述反馈电压进行比例积分运算；

根据比例积分运算的结果判断负载是否工作在轻载或空载状态；

如果负载工作在轻载或空载状态，则由频率稳定而占空比随反馈信号变化的脉宽调制 (PWM) 信号作为所述驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在脉宽调制控制状态；否则，由占空比稳定而频率随反馈信号变化的脉冲信号作为所述驱动电路的驱动脉冲，使串联谐振电路工作在变频控制状态。

根据上述方法：将比例积分运算的结果与一参考信号进行比较来判断负载是否工作在轻载或空载状态，该参考信号根据所述负载的电气特性确定。

25 根据比例积分运算的结果控制脉冲信号的频率；根据比例积分运算的结果与所述参考信号的差值来控制脉宽调制 (PWM) 信号的占空比。

将占空比稳定而频率变化的脉冲信号作为同步信号，将所述差值的反相信号作为控制信号来产生驱动脉冲；当负载工作在轻载或空载状态时，产生占空比稳定而频率与所述同步信号相同的驱动脉冲；否则产生频率稳定而占空比随所述差值信号变化的驱动脉冲。

- 5 一种串联谐振直流/直流(DC/DC)变换器，包括驱动电路和串联谐振电路，该驱动电路根据接收的驱动脉冲向串联谐振电路输出控制信号，串联谐振电路在所述控制信号的控制下将变换后的电源提供给负载电路；其中所述变换器还包括：

比例积分调节器，将从负载电路采样的反馈信号进行比例积分；

- 10 甄别器，输入端与所述比例积分调节器连接，根据比例积分调节器输出信号确定负载电路的负载状态；

脉宽调制电路，与所述甄别器连接，根据甄别器的输出信号产生频率稳定而占空比变化的驱动脉冲并提供给驱动电路；

- 15 变频控制电路，与所述甄别器和驱动电路连接，根据甄别器的输出信号产生占空比稳定而频率变化的驱动脉冲并输出给驱动电路。

根据上述变换器：

所述甄别器包括：反相器，将比例积分调节器的输出信号反相；减法器，将反相器输出的信号与一参考信号比较并输出控制信号。

- 20 所述比例积分调节器与减法器之间还连接有反相器，所述变频控制电路的输入端与该反向的输出端连接，所述脉宽调制电路的输入端与减法器的输出端连接。

所述变频控制电路包括压频振器和三角波发生器。

- 25 变频控制电路的驱动脉冲输出端与脉宽调制电路的同步端连接，脉宽调制电路根据该同步端的输入信号和所述减法器的输出信号产生占空比稳定而频率与所述同步信号相同的驱动脉冲或频率稳定而占空比随控制信号变化的驱动脉冲。

本发明具有以下有益效果：

1、能够实现调频与PWM两种控制方式，在电源工作频率较低时采用变频控制，电源工作频率过高时引入PWM控制方式，从而解决了串联谐振变换器的难点问题，即轻载和空载时工作频率太高和电路损耗过大的问题；

2、调频与PWM两种功能电路在逻辑上是并联关系，实现方式采用串联关系，实现电路避免了许多逻辑选通器件和多路PI调节器的使用，电路非常简单；
5 而且两种控制切换平滑，其可靠性和动态特性非常好；

3、本发明对全桥LC、半桥LC和LLC等串联谐振的变形拓扑都适用，有较强的工程意义。

10 附图说明

图 1 为现有技术的串联谐振电路原理图；

图 2A、图 2B 为本发明直流/直流变换器的原理框图；

图 3 为本发明的变频控制电路和 PWM 控制电路的原理框图；

图 4 为图 3 变频控制电路和 PWM 控制电路的电路原理图；

15 图 5 为本发明的反馈信号与频率的关系示意图；

图 6 为驱动脉冲波形图。

具体实施方式

本发明将调频控制和脉宽调制（PWM）控制相结合来控制串联谐振电路，
20 在电源工作频率较低时采用变频控制，电源工作频率过高时引入 PWM 控制方式，以此来避免负载工作在轻载或空载时频率上升过高和电路损耗过大的问题。

参阅图 2A 所示，DC/DC 变换器包括驱动电路、串联谐振电路、PI 调节器、甄别器、脉宽调制电路和变频控制电路。驱动电路根据接收的驱动脉冲向串联谐振电路输出控制信号，串联谐振电路在所述控制信号的控制下将整流后输入的
25 的直流电源变换后提供给负载电路。

PI 调节器的输入端与负载电路连接，用于将从负载电路采样反馈电压与给定电压进行比例积分运算。

甄别器的输入端与 PI 调节器的输出端连接, 根据 PI 调节器的比例积分运算结果确定负载电路是否工作在轻载或空载状态 (即判断负载电路状态) 并输出相应的控制信号。

脉宽调制电路, 与甄别器和驱动电路连接, 根据甄别器输出的控制信号产生频率稳定而占空比变化的驱动脉冲输出给驱动电路。

变频控制电路, 与甄别器和驱动电路连接, 根据甄别器输出的控制信号产生占空比稳定而频率变化的驱动脉冲并输出给驱动电路。

频率和占空比的变化受反馈信号控制, 即随反馈信号变化而变化。

在图 2A 所示的方案中, 变频控制和脉宽调制控制从逻辑关系上是并联关系而电路实现上是串联关系。当甄别器确定负载电路工作在轻载或空载状态时, 甄别器控制脉宽调制电路向驱电路输出驱动脉冲, 使串联谐振电路工作在 PWM 控制方式; 否则, 甄别器控制变频控制电路向驱动电路输出驱动脉冲, 使串联谐振电路工作在变频控制方式。

参阅图 2B 所示, 变频控制和脉宽调制控制在逻辑是并联关系, 但在电路实现上为串联关系。变频控制电路输出端与 PWM 控制电路的输入端连接, 将变频控制电路输出的信号作 PWM 控制电路的同步信号, 而甄别器输出的信号作为 PWM 控制电路的比较信号。当负载工作在轻载或空载状态时, 比较信号使 PWM 控制电路产生占空比稳定而频率与所述同步信号相同的驱动脉冲; 否则产生频率稳定而占空比随控制信号变化的驱动脉冲。

以下主要以图 2B 所示的方案为例进行说明:

参阅图 3 所示 (即图 2B 所示的方案), 甄别器包括反相器, 以及与该反向器输出端连接的减法器。比例积分器将给定电压与输入的采样电压做比例积分运算; 反相器将比例积分运算 (PI) 结果大小反相; 减法器将参考电压 V_{ref} 与反相后的 PI 运算结果相减得到差值信号, 并将该差值信号输出给 PWM 控制电路。其中参考电压 V_{ref} 根据负载的电气特性及其它参数确定, 以保证能够区分负载的轻载和空载状态与正常的负载状态。

变频控制电路包括压频振荡器和三角波发生器, 压频振荡器的输入端与反

相器的输出端连接，由 PI 调节器输出的信号控制变频控制电路产生频率变化的脉冲信号。压频振荡器将电压信号变为输出频率变化的方波信号，三角波发生器接收该频率变化的方波信号产生频率变化的三角波信号并输出至 PWM 控制电路。

5 PWM 控制电路包括 PWM 产生器和锁相电路，PWM 产生器根据比较电压信号决定驱动脉冲的占空比，锁相电路对 PWM 产生器输出的驱动脉冲锁相。

当减法器输出的差值大于 PWM 产生器输入的三角波峰值时，控制 PWM 控制电路输出的驱动脉冲的占空比不再变换，只有频率变化，即进入调频控制；当所述差值低于 PWM 的三角波峰值时，驱动脉冲的频率基本保持不变，只有占
10 空比变化，即进入 PWM 控制。

参阅图 4 所示，压频振荡器和三角波发生器由集成电路 CD4046 实现，PWM 产生器和锁相电路由集成电路 SG3525 实现，PI 调节器、减法器 and 甄别器由运算放大器 LM358 实现。

PI 调节器的运算结果经反相后一路送给压频振荡电路，产生频率变化的锯齿波；另一路与参考电压 V_{ref} 做减法运算后，作为比较电压 V_{comp} ，与 PWM
15 电路输入的锯齿波做比较运算。

当 PI 调节器的输出电压大于或等于参考电压 V_{ref} 时，说明负载工作在具有一定负载的状态，即电路应工作在变频控制方式，将减法器输出做限幅处理后作为集成电路 SG3525 的比较电压 V_{comp} ，由于比较电压 V_{comp} （即限幅值）
20 大于集成电路 SG3525 同步端 SYNC 输入的三角波峰值，脉冲占空比为 50%，脉冲经锁相后输出为频率变化的方波信号作为驱动脉冲。

当 PI 调节器的输出电压小于参考电压 V_{ref} 时，说明负载工作在轻载或空载状态，即电路应工作在 PWM 控制方式，集成电路 SG3525 的工作频率仍与集成电路 CD4046 的输出同步，减法器输出信号作为 PWM 产生器 SG3525 的比较信
25 号 V_{comp} ，与同步端 SYNC 输入的锯齿波比较运算来决定输出占空比的变化，占空比变化的 PWM 信号再经锁相电路后输出作为驱动脉冲。

参阅图 5 所示，它反映了 PI 调节器输出电压 V 与工作频率 f 的函数关系，

电压 V_1 为参考电压，电压 V_2 为 PI 调节器输出的最大电压（如，12V），当 $V_1 < V < V_2$ 时， V - f 是线性对应的关系，变换器工作在变频控制状态；当 $0 < V < V_1$ 时，工作频率将稳定在 f_2 ，而 PWM 控制开始起作用，将根据电压 PI 环的输出调节驱动脉冲的占空比大小，直至电压稳定。

5 结合图 4 与图 5，在图 4 中，甄别器将采样电压作 PI 运算后的输出结果 V_{PI} 与参考电压 V_1 进行比较判断，若 $V_1 < V_{PI} < V_2$ ，说明变换器工作在非轻载状态，驱动脉冲为频率变化而占空比不变的方波，变换器利用变频方式来稳定输出电压；若是 $0 < V_{PI} < V_1$ ，说明变换器工作在轻载或空载状态，输出脉冲频率稳定在 f_2 ，电源通过脉冲 PWM 来稳定输出电压。

10 参阅图 6 所示，波形 a 是变频控制下的 50% 占空比驱动波形；波形 b 是 PWM 控制下的驱动波形，电源会根据输出电压调节占空比的宽度，直至占空比为零。

本发明在工作频率较低时，变换器工作在变频控制方式；而在工作频率较高时，变换器工作在 PWM 控制方式，工作频率不变，电路中的 PI 环的结果将调节驱动脉冲的占空比大小，直至电压稳定，这样就避免了空载和轻载条件下，
15 开关频率太高的问题。变频控制与 PWM 控制在逻辑上是并联关系，但在电路实现上却是串联关系。一次 PI 运算就可以满足两种控制的需要，这就避免了两套控制方法对应两套 PI 运算电路，而且避免了很多逻辑选通器件和多路 PI 调节器的使用，大大简化了电路结构。同时从图 4 可以看到，由于集成电路 CD4046 与 SG3525 是频率同步的，二者是串联的关系，这样当电路在 PWM 与调频两个
20 状态切换时，切换是平滑的，这就保证了电路工作的可靠性。

本发明中的串联谐振电路可为全桥 LC、半桥 LC 和 LLC 等串联谐振及其变形拓扑。

本发明的 PWM、变频控制和甄别电路也可以通过软件来实现，这部分工作是本领域的普通技术人员根据上述的技术方案很容易推导出的。

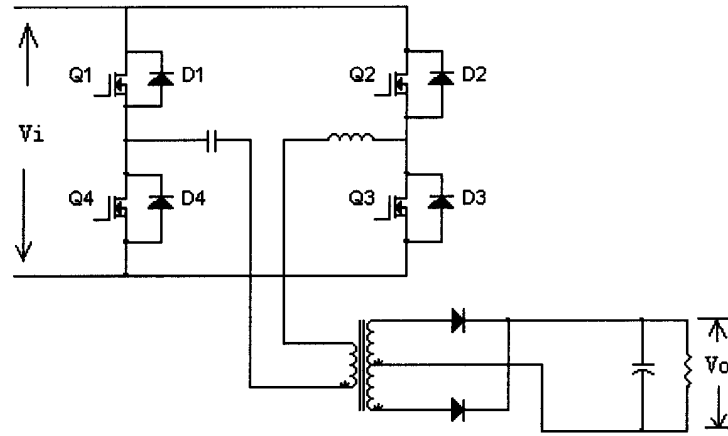


图 1

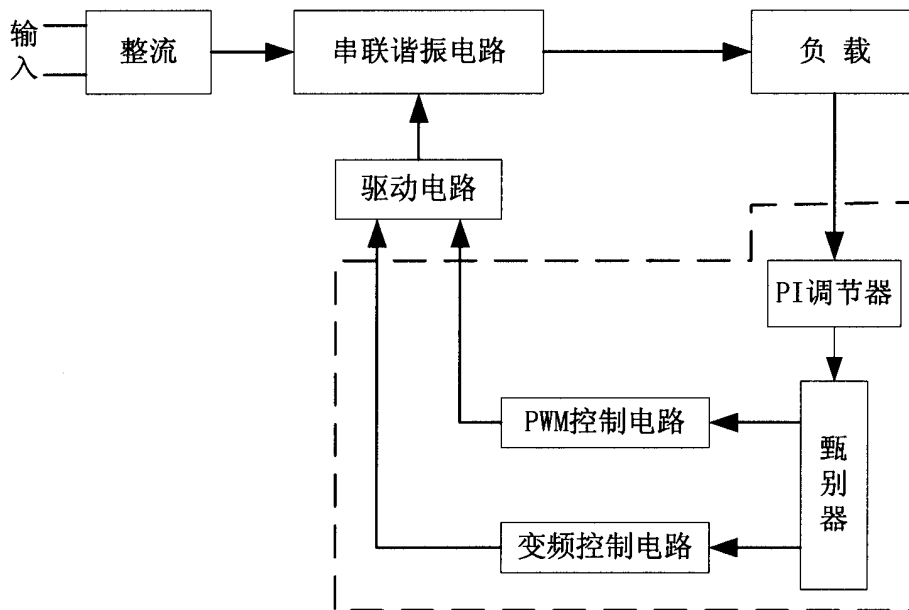


图 2A

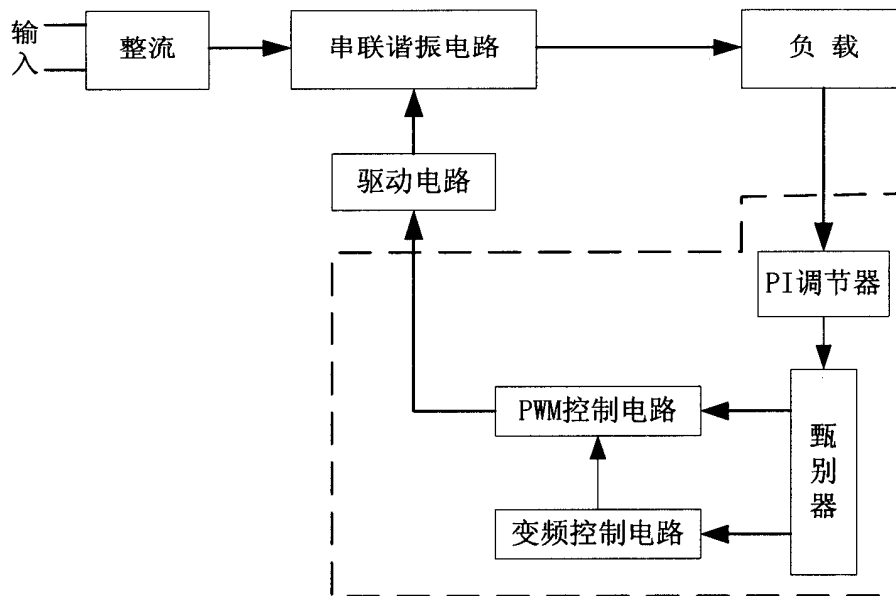


图 2B

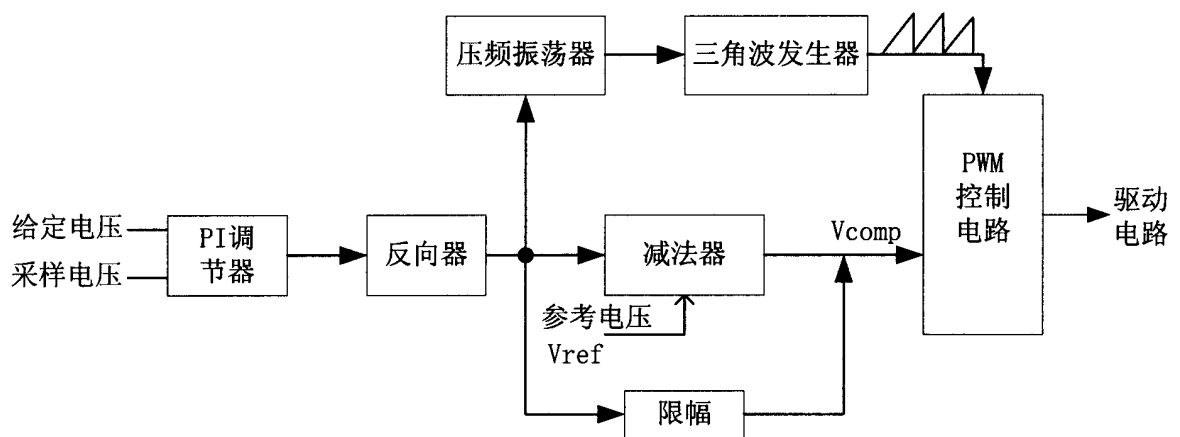


图 3

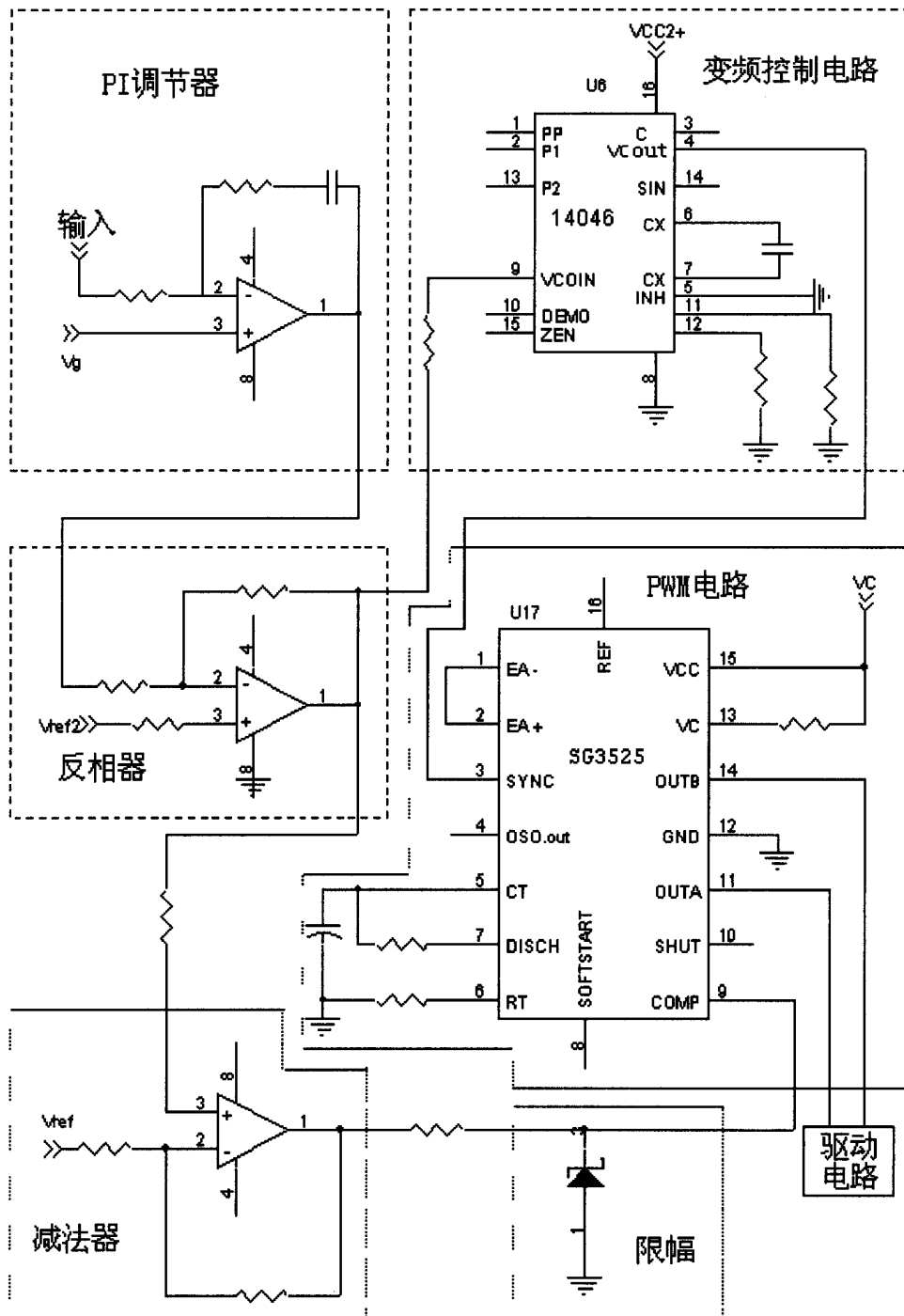


图 4

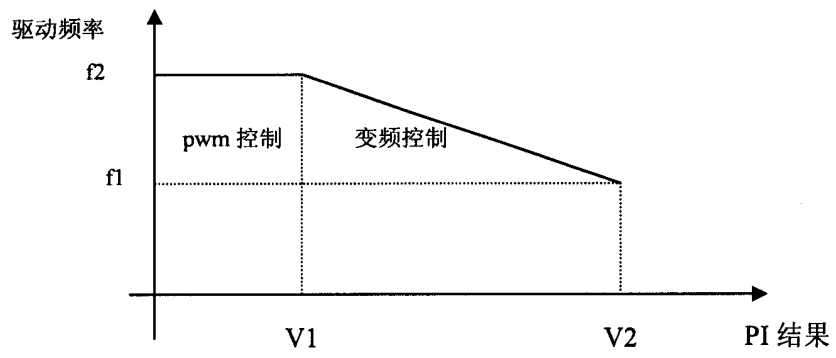


图 5

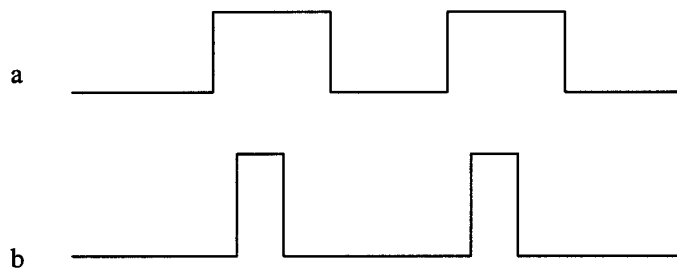


图 6