

1. 一种实现从直流到直流的电压转换以产生期望调节的输出电压的电源转换器，它包括：

5           用于接收电源的输入端；

          至少一个连接到所述输入端以产生随负载周期而变的可变电流的开关；

          用于转换所述可变电流以产生转换电流的磁组件；

          连接到所述磁组件上的输入电容器；

10          用于对所述转换电流整流以产生整流电流的整流电路；

          用于平滑输出端的所述整流电流的滤波器；

          用于产生反映所述输出端电压和期望参考之间偏差的误差信号的反馈网络；

          控制器，用于接收所述误差信号、读出所述输入电容器两端电压、并响应用于产生驱动信号的斜坡信号，根据所述负载周期操作所述至少一个开关，从而，所述电源转换器作为闭环回路反馈系统进行工作。

2. 如权利 1 所述的电源转换器，其特征在于输入电容器两端的电压调制调制器中的误差信号。

20          3. 如权利 1 所述的电源转换器，其特征在于输入电容器两端的电压调制调制器中的误差信号。

4. 一种实现从直流到直流的电压转换以产生期望调节的输出电压的电源转换器，它包括：

25           用于接收电源的输入端；

          连接到所述输入端以产生可变电流的开关；

          用于转换所述可变电流以产生转换电流的磁组件；

          连接到所述磁组件上的输入电容器；

          用于对所述转换电流整流以产生整流电流的整流电路；



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02119976.0

[43] 公开日 2003年3月26日

[11] 公开号 CN 1405963A

[22] 申请日 2002.5.13 [21] 申请号 02119976.0

[30] 优先权

[32] 2001.9.20 [33] US [31] 09/960435

[71] 申请人 香港大学

地址 中国香港

[72] 发明人 廖柱帮 潘毅杰 庞敏熙

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

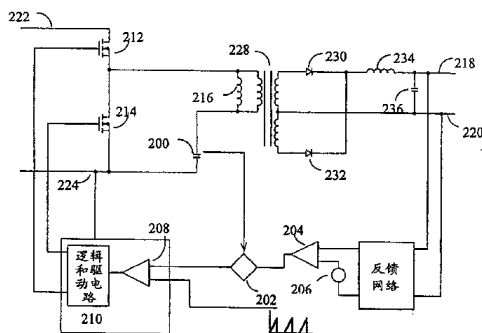
代理人 杨凯 傅康

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 10 页

[54] 发明名称 改进半桥转换器的稳定性和动态响应的装置

[57] 摘要

通常，在一个半桥转换器中，初级的隔直流电容器和电感器与次级的电感器和电容器混合会产生一个复杂的转换动态特性，使得转换器很难稳定。此公开系统和方法通过将反馈输出误差信号或斜波信号调制成随隔直流电容器两端电压而变化的信号并提供给 PWM 控制器，可以使转换器稳定。该调制消除了输出电压调节回路中由初级电感和隔直流电容器所形成的共振电路的影响，进一步调整电源开关的负载周期可以保持输出电压不被隔直流电容器上的电压变化所干扰。由于此内部补偿回路引起的电压调节反馈回路仅响应输出电感-电容滤波器，此回路的传输函数从四阶特性表现为二阶特性，因此稳定性问题简化成常规二阶补偿网络。因此，转换器可以被优化为快速暂态响应。



- 用于平滑所述整流电流的滤波器；  
连接到所述滤波器的输出端，用于提供平滑后的所述整流电流；  
响应所述输入电容器两端的电压而产生电流的电流源；  
连接到所述电流源的电流源电容器，通过所述电流源充电；  
5 至少一个开关，用于周期性对所述电流源电容器放电以产生斜坡信号；  
用于产生反映所述输出端电压和期望参考之间偏差的误差信号的反馈网络；以及  
控制器，用于接收所述误差信号和用于产生驱动信号的所述斜坡信号，根据所述负载周期操作所述开关，从而，所述电源转换器作为闭环回路反馈系统进行工作。

- 10 5. 一种实现从直流到直流的电压转换以产生期望调节的输出电压的电源转换器，它包括：  
用于接收电源的输入端；  
15 连接到所述输入端以产生随负载周期而变的可变电流的开关；  
用于转换所述可变电流以产生转换电流的磁组件；  
连接到所述磁组件上的输入电容器；  
用于对所述转换电流整流以产生整流电流的整流电路；  
用于平滑所述整流电流的滤波器；  
20 连接到所述滤波器的输出端，用于提供平滑后的所述整流电流；  
磁性耦合到第一磁组件以提供关于所述输入电容器两端的电压的控制信号的第二磁组件；  
用于产生反映所述输出端电压和期望参考之间偏差的误差信号的反馈网络；以及  
25 控制器，用于接收所述误差信号、所述控制信号和用于产生驱动信号的所述斜坡信号，根据所述负载周期操作所述开关，从而，所述电源转换器作为闭环回路反馈系统进行工作。

6. 如权利要求 5 所述的电源转换器还包含一个整流器，所述整流

器连接到所述第二磁组件以产生与所述输入电容器两端的电压有关的信号。

7. 如权利要求 6 所述的电源转换器, 其特征在于所述控制信号调制调制器中的所述误差信号。

5        8. 如权利要求 6 所述的电源转换器, 其特征在于所述输入电容器两端的电压调制调制器中的斜坡信号。

9. 如权利要求 6 所述的电源转换器还包含用以检测所述输出误差信号的第一电阻。

10       10. 如权利要求 9 所述的电源转换器还包含用以检测关于所述输入电容器两端的电压的信号的电阻, 所述第二电阻连接于所述第一电阻以产生一个与所述输出误差信号和关于所述输入电容器两端电压的信号之差成比例的信号。

15       11. 如权利要求 10 所述的电源转换器还包含将所述第一和第二电阻连接在一起的装置, 以产生一个与所述输出误差信号和关于所述输入电容器两端电压的信号之差成比例的信号。

20       12. 一种简化半桥直流-直流电源转换器的输出电压的调制的方法, 所述方法包含以下步骤: 在磁组件的初级端提供隔直流电容器; 读出所述隔直流电容器两端的电压作为控制信号; 从包含控制信号、输出误差信号和斜坡信号组成的组中选择至少一个来产生调制的输出误差信号; 响应在 PWM 控制器接收的调制的输出误差信号, 确定负载周期以驱动至少一个处于电源输入到所述电源转换器的通道上的开关。

## 改进半桥转换器的稳定性和动态响应的装置

## 5 技术领域

本发明涉及电源转换器领域，具体地说，涉及互补驱动半桥转换器的反馈补偿领域。

## 背景技术

10 零电压开关大大地减少了开关耗能并大幅度地提高了转换效率，尤其是在桥电压很高、电容器的损耗很大时。此外，零电压开关对于桥开关来说可以像使用一个较小的元件一样允许较高的开关频率。

15 在一个转换器的初级放置一个隔直流电容器可以改善半桥的拓扑结构，提供零电压开关。这种互补驱动法和初级端的电感结合的应用，可以得到半桥开关的零电压开关。

20 尽管有许多的优势，但由于实现时所遇到的复杂性，互补驱动技术在半桥转换器中仍未取得广泛的应用。一个典型半桥转换器的电路小信号分析显示：初级隔直流电容器和主变压器的磁化电感产生一个二阶的共振电路。在二次侧，输出滤波器的电感和电容器产生另一个共振电路，这两个电路一起形成了一个复杂且极不稳定的四阶系统。

25 许多的研究者在这个问题上探索，但仍未有一个满意的结果。例如，Korotkov et al.提出当两个共振电路通过理论伯德图和相位图的帮助在传递函数上生效时，相位移接近 360 度，见 Applied Power Electronics Conference and Exposition , 1995, 707-11 页 Korotkov et al 所著“不对称软开关半桥直流-直流转换器的小信号建模”一文。由于使用负反馈来调制输出电压，这个相位移会导致稳定性问题。

通过降低开环增益，在两个共振电路都发挥作用之前削减一个的作用有可能解决稳定性问题，但这又引起另一个不希望的结果。例如，由于在设计反馈补偿的网络里增加的约束条件，使得转换器的动态响应大大受损。

5 Sebastian et al.提出另一个解决方案，刊登在 Power Electronics Congress,1995 年，名为“半桥互补控制的直流-直流转换器的小信号建模”，依此，与包括初级磁化电感和隔直流电容器、使得相位移降低至小于 180 度的不对称半桥转换器相比，它可确保输出 LC 滤波器的更高的共振频率。然而，由于在输出滤波器上的限制导致与许  
10 多常用的转换器指标不兼容，使得这种方法的应用受到限制。

#### 发明内容

本发明提供一种系统和方法来降低前述的复杂性，使得能更好的调制补偿驱动的半桥转换器的输出电压。本发明的系统和方法在  
15 选择半桥或全桥转换器中的共振频率时不受限制。在本发明的实施例中，电压调制反馈回路可看作只有二阶的输出电感-电容滤波器。因此，普通的二阶补偿可实现回路的稳定，为更好的动态响应提供更简捷的优化。

本发明的一个示范实施例包括调制随隔直流电容器两端电压而变的电压斜坡信号或输出误差反馈电压。控制电源开关的脉冲宽度  
20 调制 (PWM) 控制器的比较器接受调制信号，这个内部补偿回路去除隔直流电容器两端的电压变化的影响。

此外，本发明允许对半桥转换器和全桥转换器的动态响应作进一步的优化。以下是本发明众多实施例中的一部分，使用简单的二  
25 阶补偿和传统发明来稳定具有互补驱动的半桥转换器的输出电压调节回路。

因此，不受约束的可能的变量包括：一个受控电流源提供一个随半桥转换器的隔直流电容器两端电压而变的电流，用以产生供给

PWM 控制器的电压斜坡信号。另一方面，一个耦合到半桥转换器上的主变压器的绕组的电压调制输出电压误差信号，然后将误差信号加到 PWM 控制器。绕组的电压与隔直流电容器两端电压成比例关系，在一个期望的相位上提供内部回路补偿。另一个实施例说明本  
5 发明在全桥转换器上的应用。

本专业技术人员将从下面的详细描述和相应附图明白本发明的各个方面。

#### 附图说明

10 本发明通过参考附图以非详尽的方式进行描述，以帮助理解本发明的不同方面。这些图用以说明而不是限制本发明的范围，且应有相应的解释。

图 1 表示一个具有内部补偿反馈回路和输出电压调制反馈回路的半桥直流-直流电源转换器。

15 图 2 表示本发明实施例中的一个半桥转换器，它使用一个涉及隔直流电容器的电压来调制内部补偿回路中的输出误差信号反馈。

图 3 表示本发明实施例中的一个半桥转换器，它使用一个涉及隔直流电容器的电压来调制内部补偿回路中的输出误差信号反馈。

20 图 4 表示使用一个受控电流源在 PWM 控制器的输入端产生调制信号的本发明的一个实施例。

图 5 表示是实现图 4 所示电源转换器的更详细说明的图。

图 6 是与图 1 相似但没有内部回路补偿的实施例的实测的伯德图和相位图。

25 图 7 是在与图 6 内部回路补偿有关的隔直流电容器和电感的共振频率 1.7KHz 处抑制了相位和增益变化的实测的伯德图和相位图。

图 8 表示本发明的一个实施例，通过经由耦合到半桥转换器的主变压器的绕组的电压而获得的信号说明内部回路补偿。

图 9 是说明在与图 8 相似的实施例中实现附加的设计细节的图。

图 10 表示根据本发明构成的全桥转换器。

### 具体实施方式

本发明的操作原理如图 1 所描述。不同的图以非详尽的方式说明实现不同的设计变化不同的实施例，不同的图上使用相同的数字来标识相同组件，引出数字代表特定的图。

因此，在图 1 中，调制器 102 读出隔直流电容器 100 两端的电压作为控制信号，并以此控制信号调制输出误差信号。比较器 104 通过比较输出电压和与反馈网络连接的参考 106 提供的电压来产生输出误差信号，然后将调制后的输出误差信号加到 PWM 控制器 110 的比较器 108。改变控制信号的相位，使得 PWM 控制器 110 读出电容器 100 两端的电压变化。PWM 控制器 110 响应控制信号的变化和被调制的输出误差信号，调节半桥的负载周期，控制开关 112 和 114，以减少输出电压的变化。这一反馈消除了隔直流电容器 100 两端的电压变化在输出电压上的影响。因此，从电压调节回路中去除了由初级等效磁化电感 116 和隔直流电容器 100 形成的共振电路的影响。

在以上的发明描述中，负载周期控制电源转换器，PWM 控制器 110 在内部比较器 108 的输出的帮助下，决定负载周期  $d$ 。相应地，负载周期与内部比较器的输入差有关，调制的输出误差信号和斜坡信号见等式 1。

$$d \approx (V_{control} + V_{output\_error}) - V_{ramp} \quad 1)$$

这里  $V_{control}$  是调制输出误差信号  $V_{output\_error}$  的控制信号， $V_{ramp}$  是斜坡信号，图 2 表示这样一个实施例，其调制器 202 接收控制信号和输出误差信号。

重排等式 1，获得等效的等式 2。



$$d \approx V_{\text{output\_error}} - [V_{\text{ramp}} + (-V_{\text{control}})] \quad 2)$$

等式 2 表示下列的重排中引入的控制信号可解释为调制图 1 的调制器 102 的斜坡信号输入。当然，在这种替换的配置中，控制信号的相位也反向以确保一致性。图 3 示出这样一个实施例，其调制器 302 接收斜坡信号和控制信号。

而且，在本发明的实施例中，控制信号  $V_{\text{control}}$  与斜坡信号起相同的功能。例如，当斜坡信号的斜率是隔直流电容器 100 两端电压的函数时，这种情况就可能发生。移去独立的斜坡信号会进一步简化系统，如图 4 所示。

图 4 的实施例包括一个半桥转换器，其输出节点为 418、420，且其负载周期 (1-d) 和 (d) 由 PWM 控制器 410 驱动开关 412、414 产生。开关 412、414 的开关操作将来自输入节点 422 和 424 间的直流供电电压转换成节点 426、424 间的脉冲电压，变压器 428 接收此脉冲电压，经过隔直流电容器 400 屏蔽直流组件。如图所示，具有匝数分别为  $N_1$  和  $N_2$  的初级绕组和次级绕组的变压器 428 使反映至初级端的磁化电感表现为电感器 416。前述的脉冲电压耦合至次级绕组上，经由二极管 430 和 432 进行半波整流，整流后的电流/电压通过由电感 434 和电容器 436 组成的滤波器去除波纹，在输出节点 418 和 420 间提供平滑的直流电压输出。

在 PWM 控制器 410 中的比较器 408 接收到斜坡信号，然后，调制提供如前所述的内部回路补偿。然而，用一个变化的斜坡信号来代替不变的斜坡信号和类似技术成为可能，在图 4 的实施例中，几种组件，即受控电流源 438、电容器 440 和开关 442 产生这种变化的斜坡信号。

图 4 中，电流源 438 对隔直流电容器 400 两端读出的控制信号具有比例常数为 K 的幅度比。负载周期 d 由 PWM 控制器确定后，开关 442 对电容器 440 放电，以下的分析尽管在图 4 的上下文描述了本发明的操作，但不是用来限制发明的范围。

因此，被调制的电压斜坡信号的斜率  $M$  是：

$$M = \frac{i_{\text{current\_source}}}{C_{\text{current\_source}}} \quad 3)$$

此斜率不是一个常数，它随隔直流电容器 400 两端的电压而变化，因此，

5

$$M = \frac{k \cdot v_{\text{control}}}{C_{\text{current\_source}}} \quad 4)$$

这里  $V_{\text{control}}$  是隔直流电容器 400 两端的电压， $K$  是比例常数， $C_{\text{current\_source}}$  是电容器 440 的电容值，节点 424 是测量电压的参考节点，PWM 控制器 410 比较斜坡信号和输出误差信号以产生负载周期  $d$ 。

10

表示如下：

$$v_{\text{output\_error}} = \frac{k \cdot v_{\text{control}} \cdot d}{f_{\text{sw}} \cdot C_{\text{current\_source}}} \quad 5)$$

这里  $V_{\text{output\_error}}$  是以节点 424 为参考点的输出误差信号， $f_{\text{sw}}$  是转换器的切换频率。

15

均值的小信号分析提供了以下 6 个等式。

$$s \cdot L_{\text{induct}} \cdot \Delta i_{\text{induct}} = (1 - D) \cdot \Delta v_{\text{input}} - \Delta v_{\text{control}} \quad 6)$$

$$\Delta i_{\text{control}} = \Delta i_{\text{induct}} - \frac{N_2}{N_1} (D \cdot \Delta i_{\text{rectified}} + I_{\text{rectified}} \cdot \Delta d) \quad 7)$$

$$\Delta v_{\text{control}} = \Delta i_{\text{control}} \frac{1}{s \cdot C_{\text{control}}} \quad 8)$$

$$\Delta v_o = \Delta i_{\text{rectified}} \frac{1}{s \cdot C_{\text{ripple\_filter}}} \quad 9)$$

$$\Delta v_{\text{output\_error}} = \frac{k}{f_{\text{sw}} \cdot C_{\text{current\_source}}} (D \cdot \Delta v_{\text{control}} + V_{\text{control}} \cdot \Delta d) \quad 10)$$

$$s \cdot L_{\text{ripple\_filter}} \cdot \Delta i_{\text{rectified}} = \frac{N_2}{N_1} (D \cdot \Delta v_{\text{control}} + V_{\text{control}} \cdot \Delta d) - \Delta v_o \quad 11)$$

5 这里  $V_{\text{input}}$  是输入电压,  $V_{\text{control}}$  是隔直流电容器 400 两端电压,  $V_{\text{output\_error}}$  是输出误差反馈电压,  $V_o$  是节点 418 和 420 间的输出电压,  $\Delta$  代表其右边参数的微小扰动,  $D$ 、 $I_{\text{rectified}}$  和  $V_{\text{control}}$  分别是  $d$ 、 $i_{\text{rectified}}$  和  $V_{\text{control}}$  的稳态值。

等式 10 是通过增加扰动到等式 5 而直接获得的, 等式 5 是内部补偿回路产生的影响。

求解等式 6 到 11 可得出输出误差反馈电压  $V_{\text{output\_error}}$  和输出电压  $V_o$  间的传递函数, 结果可以表示为等式 12。

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta v_{\text{output\_error}}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{f_{\text{sw}} \cdot C_{\text{current\_source}}}{k} \cdot \frac{1}{1 + s^2 \cdot L_{\text{ripple\_filter}} \cdot C_{\text{ripple\_filter}}} \quad 12)$$

10

等式 12 表示输出误差反馈电压  $V_{\text{output\_error}}$  到输出电压  $V_o$  间的传递函数是二阶系统, 取决于由  $L_{\text{ripple\_filter}}$  和  $C_{\text{ripple\_filter}}$  组成的输出滤波器, 由于内部补偿回路的存在, 这个传递函数独立于初级磁化电感 434 和隔直流电容器 400。

15

以上计算表示出通过使用与隔直流电容器、如电容器 400 两端的电压成比例的电压来产生斜坡信号而造成的内部回路补偿的影响。由于调制信号已经是一个斜坡信号, 不再需要额外的斜坡信号。在隔直流电容器 400 上电压的变化引起用以控制开关 412 和 414 的负载周期相应的变化, 以调节输出电压。因此, 由初级反映的磁化电感和隔直流电容器形成的共振电路的影响被消除, 控制回路大大简化, 而且更加稳定。

20

图 5 示出本发明的一个实施例, 电阻 548 和电容 540 产生一个

斜坡信号，提供给 PWM 控制器 510 和开关 542，与隔直流电容器 500 相连的电阻 548 检测电容器 500 两端电压的变化。当斜坡信号电压比电容器两端电压小得多时，注入到电容器 540 的充电电流近似等于电容器 500 两端电压除以电阻 548 的阻值。这也是一个前述的受控电流源的一个直观的例子，负载周期  $d$  响应电容器 500 上电压的变化，消除或降低在输出电压上的影响。这样就实现了内部回路补偿，它消除或降低了由初级反映磁化电感 516 和隔直流电容器 500 形成的共振电路的影响。

图 6 和图 7 表示第一实施例中无内部补偿回路和有内部补偿回路的增益图和相位图的比较。在无内部回路的实施例中加在 PWM 控制器上的是固定电压的斜坡信号，使用的电路参数如下：

$L_{\text{induct}}=180\mu\text{H}$ ，初级上的磁化电感；

$C_{\text{control}}=44\mu\text{F}$ ，隔直流电容器；

$L_{\text{ripple\_filter}}=1.2\mu\text{H}$ ，输出滤波电感器；

$C_{\text{ripple\_filter}}=1200\mu\text{F}$ ，输出滤波电容器。

由初级反映磁化电感 516 和隔直流电容器 500 组成的共振电路的共振频率约为 1.7KHz。输出滤波器的元件 534 和 536 形成的共振电路的共振频率约为 4KHz，特别地，与图 6 中没有使用内部回路补偿相比，图 7 中对电感 516 和电容 500 组成的共振电路显示出显著的抑制效果。

图 8 中示出另一个本发明的实施例。此处使用一个附加的绕组 854 来采样隔直流电容器 800 两端的电压，特别地，在半桥转换器上加上全波整流的内部回路补偿，两个开关 812 和 814 通过 PWM 控制器 810 分别以负载周期  $(1-d)$  和  $(d)$  来驱动。开关 812 和 814 的开关操作将来自节点 822 和 824 的直流供电电压转换成脉冲电压，这个脉冲电压通过一个包括隔直流电容器 800 的通道耦合到主变压器 828 上，按照负载周期  $d$  闭合开关 814，将隔直流电容器 800 两端电压加到主变压器 828 的绕组 856 上。而且，这个电压反映到变压器 828

的连接的绕组 854 上。因此，通过闭合开关 814，经由绕组 854 获得一个随隔直流电容器 800 两端电压而变化的电压。整流器 852 和绕组 854 的相位是用来产生输出误差信号调制所需的电压，此电压与隔直流电容器 800 有函数关系，且具有前述的正确的相位来确保有效的内部回路补偿。调制调节网络 802 调整调制度以适应 PWM 控制器 810。

图 9 说明一个使用两个电阻 956 和 958 来实现与调制网络 802 相似的调制网络 902 的实施例。为此，下式表示忽略二极管 952 上的压降，在 PWM 控制器 910 的比较器 908 的输入处的调制误差信号。

$$V_{\text{mod\_output\_error}} = \frac{1}{R_{956} + R_{958}} \cdot (V_{\text{output\_error}} \cdot R_{956} - V_{\text{control}} \cdot \frac{N_4}{N_1} \cdot R_{958}) \quad (13)$$

10

$V_{\text{output\_error}}$  是输出误差信号， $V_{\text{control}}$  是隔直流电容器 900 两端的电压， $N_4$  和  $N_1$  分别是绕组 954 和 960 的匝数，节点 924 是上述的参考节点。

另一个实施例将本发明扩展至全桥转换器，如图 10 所示。图 10 说明直流输入加于输入节点 1022 和 1024。开关 1012、1013、1014 和 1015 以全桥结构连接并分别由负载周期  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$  驱动，将直流输入转换为连接到变压器 1028 和 1029 的脉冲电压。隔直流电容器 1000 阻止直流电流进入变压器 1028 和 1029。交流脉冲电压耦合到次级绕组，然后由整流器 1030 和 1032 整流，由电感 1034 和电容器 1036 组成的低通输出滤波器通过降低波纹，提供一个平滑的直流输出。

20

由隔直流电容器 1000 两端的电压通过受控电流源  $i_{\text{constant\_current}}$  1038 调制 PWM 控制器 1010 的斜坡信号。除了本实施例扩展到全桥转换器之外，该实施例功能的操作原理与前面所述相同。从 PWM 控制器 1010 得到的用来驱动四个开关 1012、1014、1013 和 1015 的负载周期  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$  和  $d_4$  根据调制的斜坡信号进行调节。当然，在这种配置中，电容器 1000 的电压变化反映到调制的斜坡信号，产生期望

25

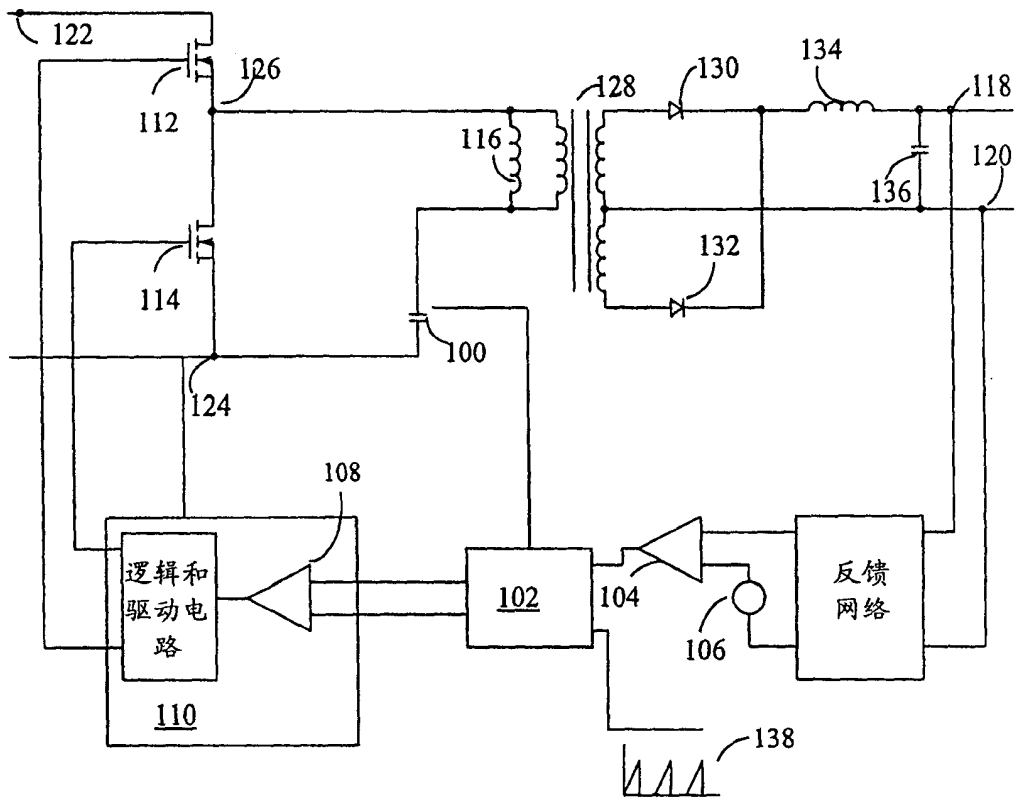


图 1

的内部回路补偿。

因此，对设计一个用以产生期望且容易调制的输出电压的直流到直流的电压转换的电源转换器已公开有一些设计和原理。这样的电源转换器包括：用于接收电源的输入端；至少一个连接到输入端以产生随负载周期而变的可变电流的开关；用于转换可变电流以产生转换电流的磁组件；连接到磁组件上的输入电容器；用于对转换电流整流以产生整流电流的整流电路；用于平滑输出端整流电流的滤波器；用于产生反映输出端电压和期望参考之间偏差的误差信号的反馈网络；控制器，用于接收误差信号、读出输入电容器两端电压、并响应用于产生驱动信号的斜坡信号，根据负载周期操作至少一个开关。从而，电源转换器是以一个闭环回路反馈系统进行工作的。变更和增强包括不同的调制方案，电流源的使用，对一个或多个关心的隔直流电容器两端的电压值采样的不同方法和扩展到全桥电源转换器的设计。

尽管前述发明的描述包含在此所描述的一些实施例中，但是本发明的范围不限于此。本专业技术人员可以清楚地了解，公开的本发明包含公开的实施例以及配置有不同的滤波器结构、二级管、整流器和磁性材料其它实施例。这些变化包括在以下权利要求的范围之内。

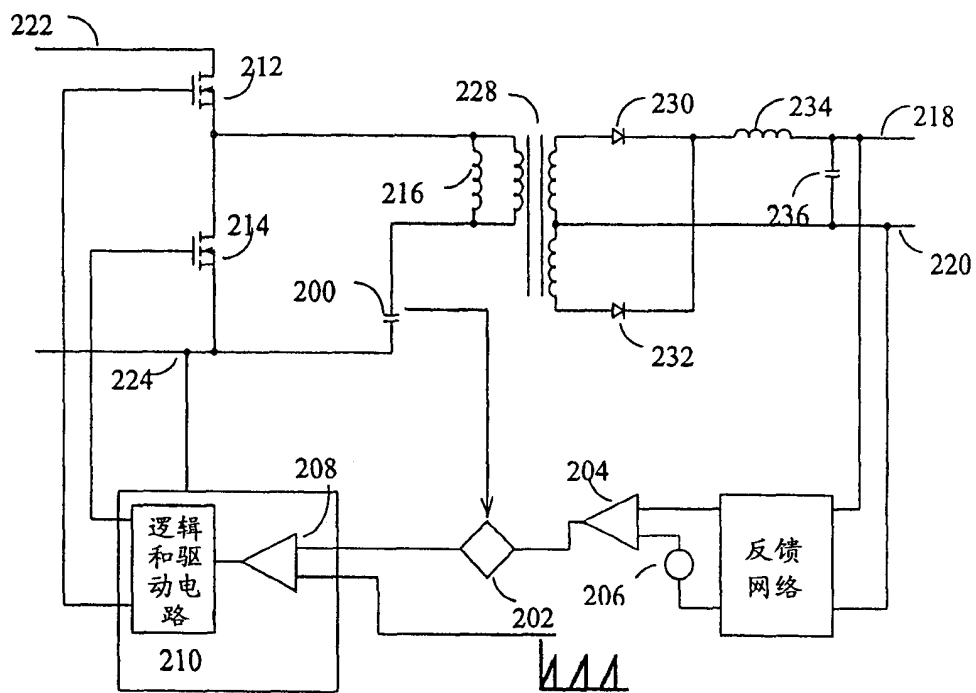


图 2



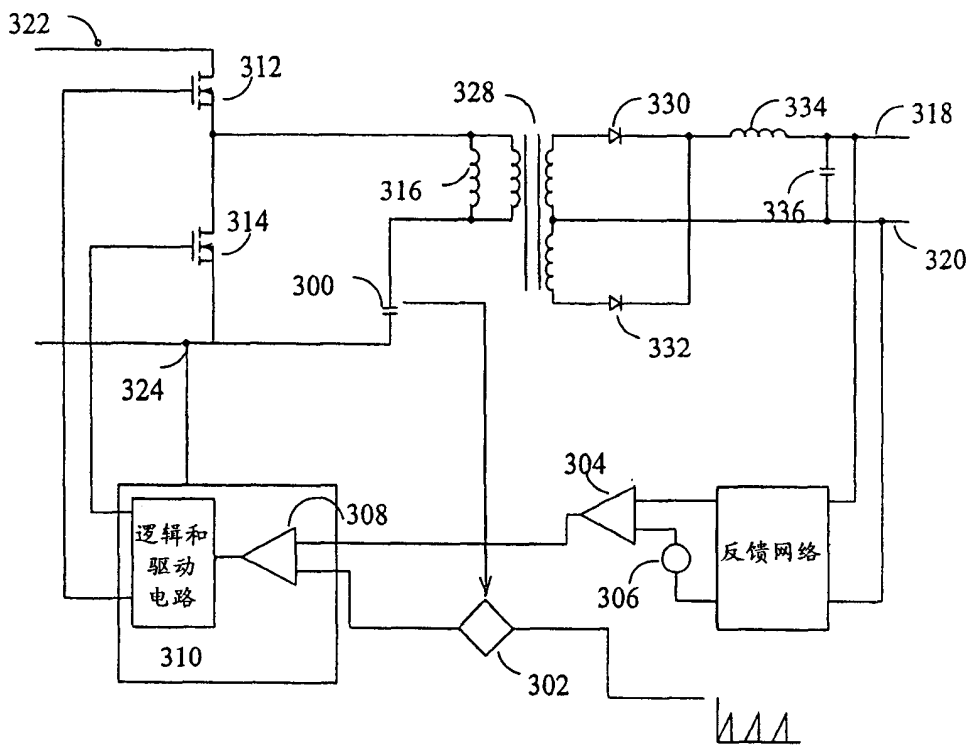


图 3

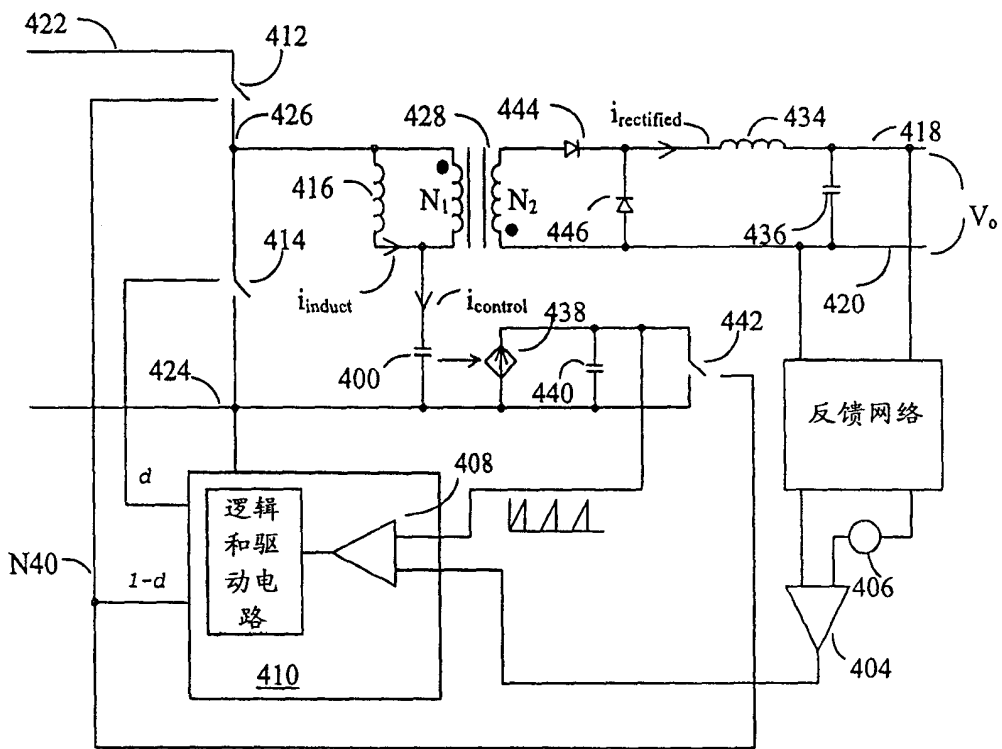


图 4

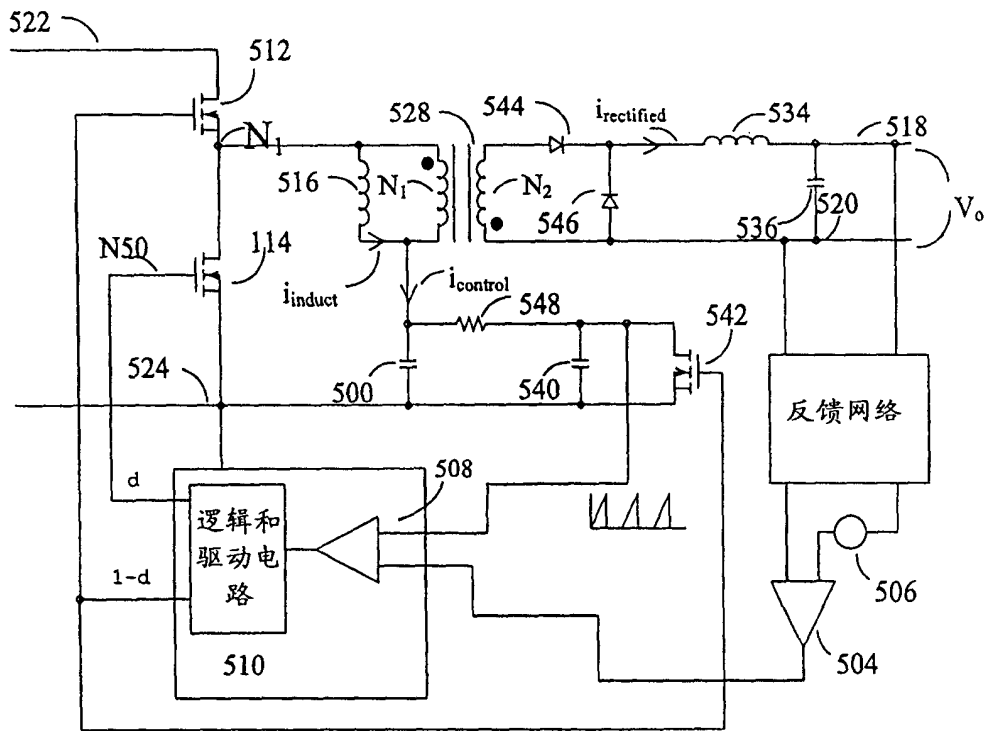
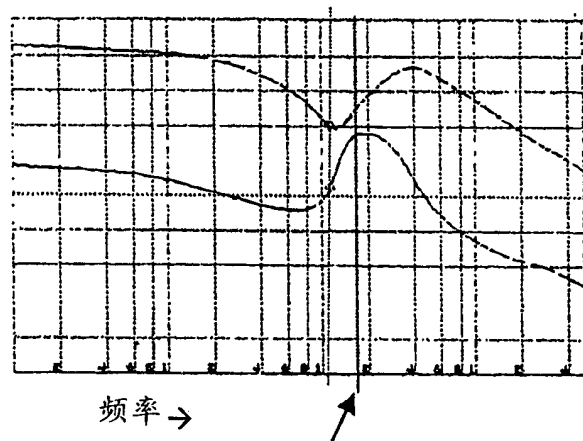


图 5

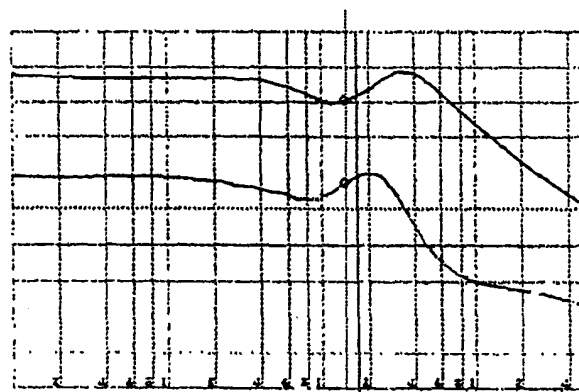


L501 和 C501 形成的共振点  $\cong 1.7\text{KHz}$

电感 116 和隔直流电容 100 形成的共振点  $\cong 1.7\text{KHz}$   
上曲线: 增益 dB, 10dB/div  
下曲线: 相位度, 45°/div

图 6

上曲线: 增益 dB, 10dB/div  
下曲线: 相位度, 45°/div



频率 →  
L501 和 C501 形成的共振点  $\cong 1.7\text{KHz}$

电感 116 和隔直流电容 100 形成的共振点  $\cong 1.7\text{KHz}$

图 7

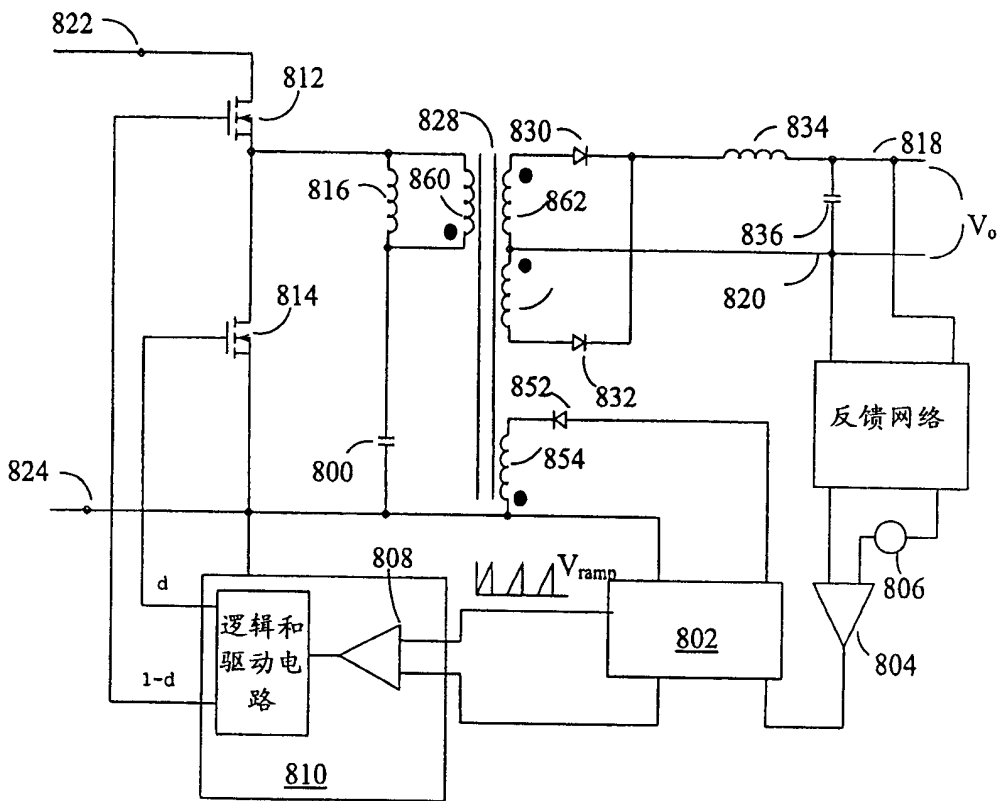


图 8

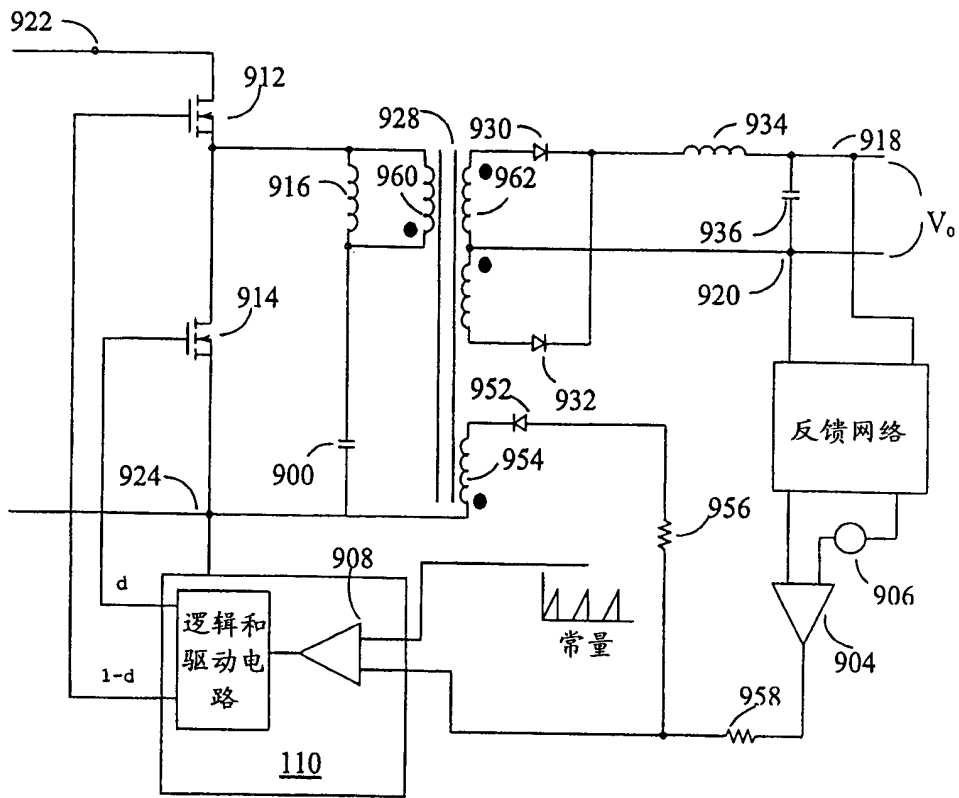


图 9

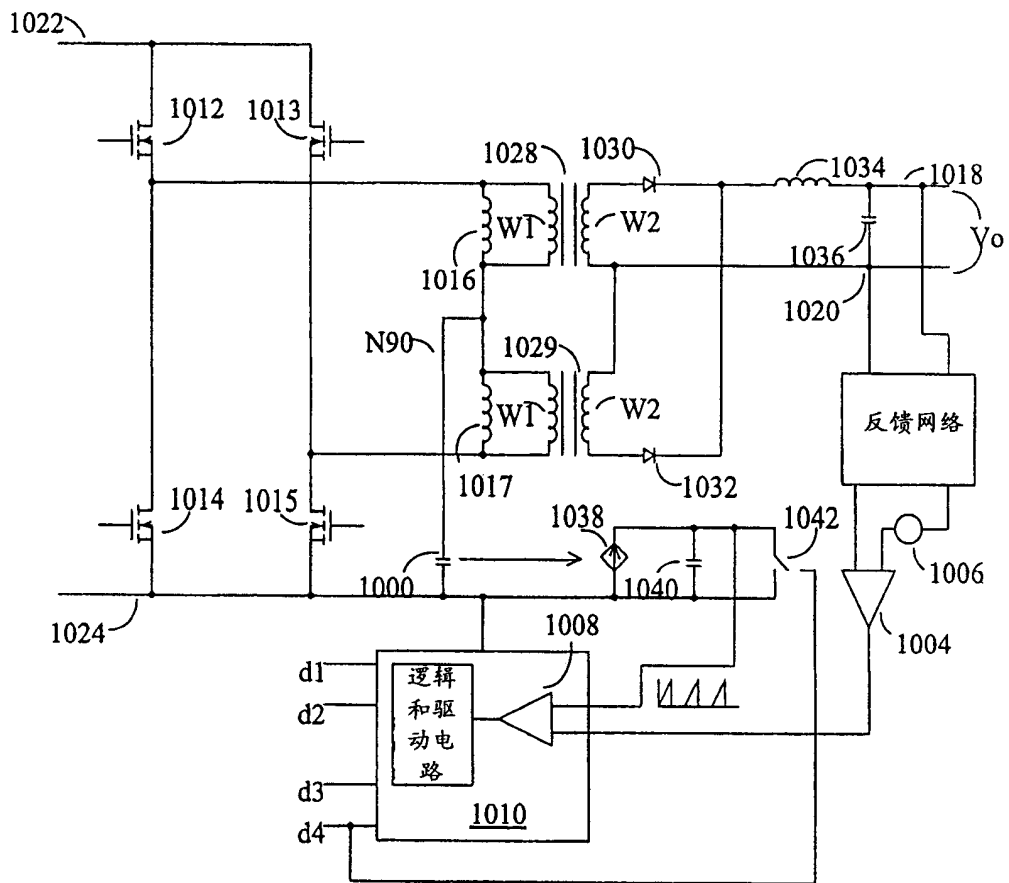


图 10