

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl<sup>7</sup>

G01R 33/38

H02M 7/521

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99118609.5

[43]公开日 2000年3月15日

[11]公开号 CN 1247319A

[22]申请日 1999.9.3 [21]申请号 99118609.5

[30]优先权

[32]1998.9.4 [33]US [31]09/148559

[71]申请人 通用电气公司

地址 美国纽约州

[72]发明人 R·L·斯特格瓦德 W·F·沃思

L·D·斯特瓦诺维克

J·N·帕克

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

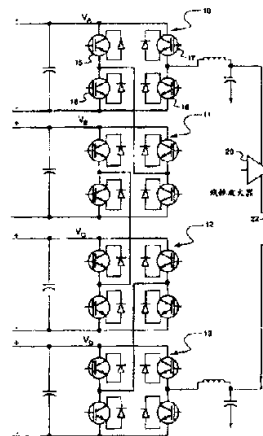
代理人 吴增勇 傅康

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 8 页

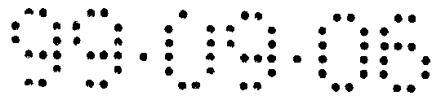
[54]发明名称 产生用于磁共振成像线圈的连续任意波形的开关放大器

[57]摘要

部分电压降压调节器控制通往全桥式电路的高压总线,使得总的开关损耗减小并分散开来。需要高的输出电压时低电压降压调节器器件执行 PWM 方式开关操作,而需要低的输出电压时高压桥式器件执行 PWM 方式开关操作。可以以高功率因数方式工作的可变输入电源可以调节输入总线电压,以便获得给定的磁共振成像序列的最优性能。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

---

1.一种开关放大器，它包括：

至少两个隔离的直流输出电压总线；

输入降压调节器，用来控制每一个直流输出电压总线，所述输入降压调节器与同第二输入电压总线串联的第一输入电压总线并联耦合，所述第一和第二输入电压总线适合于耦合到输入电源，在正常运行期间，每一个直流输出电压总线上的所述电压都大于所述第二输入电压总线上的所述电压；

桥式逆变器，它耦合到每一个直流输出电压总线，以便向负载提供电压；

开关控制装置，用来控制所述输入降压调节器，以便对高于阈值电压的负载电压执行开关操作，并用来控制桥式逆变器，以便对低于所述阈值的负载电压执行开关操作。

2.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述隔离的电压总线包括可变电电压总线。

3.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述开关控制装置控制所述输入降压调节器和所述桥式逆变器以PWM方式执行开关操作。

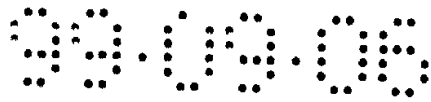
4.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述降压调节器耦合接收来自可变输入电源的功率。

5.权利要求4的开关放大器，其特征在于：所述可变输入电源包括高功率因数电源。

6.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述桥式逆变器彼此相对相移。

7.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述输入降压调节器包括多相降压调节器。

8.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述输入降压调节器



包括其电压额定值等于所述桥式逆变器电压额定值一部分的部分电压降压调节器。

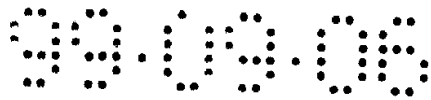
9.权利要求1的开关放大器，其特征在于：所述桥式逆变器占空比约为50%。

10.权利要求1的开关放大器，其特征在于：在所述使降压调节器或所述桥式逆变器中无开关器件的情况下，所述开关控制装置控制所述第二电压总线，以便把所述第二电压总线上的电压直接加到负载上。

11.权利要求1的开关放大器，其特征在于还包括滤波装置，用来使提供给负载的电流平滑化。

12.权利要求11的开关放大器，其特征在于：所述滤波装置包括耦合到每一个降压调节器的输出滤波器。

13.权利要求11的开关放大器，其特征在于：所述滤波装置包括耦合到每一个桥式逆变器的输出滤波器。



## 说明书

### 产生用于磁共振成像线圈的 连续任意波形的开关放大器

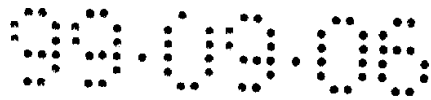
5

本发明一般地涉及驱动磁共振成像(MRI)系统的梯度线圈用的开关放大器,更详细地说,涉及能够产生连续任意波形的这样一种放大器。

10 MRI系统的梯度线圈需要快速变化的大电流以及精确的电流控制。为了达到快速的电流变化,需要高电压驱动,需要高压、大电流半导体(一般用绝缘栅双极晶体管,亦即IGBT's)。电压较高的器件一般都有较高的开关损耗,限制了可能达到的最大开关频率。在高的开关损耗下,使高压逆变器能够以足够高的频率进行开关以维持精确的  
15 电流波形的时间间隔也受到限制。解决办法一向是加线性放大器,遗憾的是,它引起相对较大的损耗。为了产生梯形的线圈电流,高压逆变器提供获得快速的电流上升和下降时间所需的高压;而在不要求高压的波形平顶部分期间,线性放大器控制电流。

遗憾的是,如上所述,利用线性放大器获得任意电流波形(例如,非梯形波形)是不实际的,因为损耗太大,以致不允许把这样的波形  
20 维持足够长的时间,以便允许进行高性能的成像。因此,最好提供一个开关放大器,它减小器件的开关损耗,并将其分散,使得任意波形能够维持较长的时间,从而能够实现高性能的先进的成像。

用于产生任意梯度线圈波形的开关放大器包括高频、降低电压的降压(buck)调节器,后者包括电压相对较低的和快速的开关器件,它  
25 控制向全桥式逆变器馈送高压的高压总线。需要高压时,降低电压的降压电路执行开关操作,以控制该线圈的电流。而当需要低压时,高压全桥式逆变器执行开关操作,将低压直流总线加于其输入端。这样,开关损耗由降压调节器和桥式逆变器分担,并减到最小。结果,



实现了高频操作，使得能够产生任意线圈波形，供先进的成象技术、诸如那些使用螺旋形轨迹的技术使用。另外，通过控制可变输入电源以便调整输入总线电压来实现进一步的优化和减小梯度线圈中的纹波电流。

5 图 1 示意地举例说明获得高压和相对较高的开关频率用的 4 个堆叠的全桥式放大器；

图 2 示意地举例说明与图 1 类似但采用较高电压的 IGBT 的系统；

图 3 示意地举例说明梯度放大器开关双电平总线电路；

10 图 4 示意地举例说明按照本发明最佳实施例的梯度放大器、开关可变总线电路；

图 5 用曲线举例说明在转换速率要求较高的放大器输出电压的正弦波形输出的情况下图 4 降压调节器和桥式逆变器的开关时间；

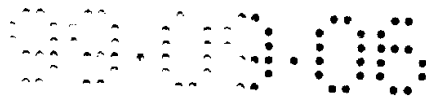
15 图 6 以曲线举例说明在梯形梯度电流波形的情况下降压调节器和桥式逆变器的开关时间；

图 7 以曲线举例说明在按照本发明最佳实施例的梯度线圈中逆变器桥臂的开关频率如何乘以 4。

图 8 示意地举例说明多相部分电压降压调节器；而

20 图 9 示意地举例说明本发明的梯度放大器、开关可变总线电路的替代实施例。

图 1 表示用来获得高压和相对较高的开关频率的、适合于驱动 MRI 系统中梯度线圈的传统开关放大器系统。如图所示，4 个全桥式 D 类开关放大器 10 - 13 与驱动 MRI 系统中的梯度线圈 22 的线性放大器 20 串联堆叠，其中每一个所述开关放大器包括 4 个开关器件 15 - 18。在典型的情况下，向放大器馈电的直流总线可为 400Vdc(伏直流)的数量级，这提供 1600V(伏)的总的高电压驱动。开关时，每个桥路相对于相邻的桥路都相移 45 度，实际上单个桥路的开关频率乘以 8。例如，若每一个桥路以 31.25kHz(千赫)的频率开关，则有效线

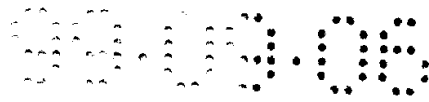


圈纹波频率为 250kHz。该桥控制高转换速率电流转换，而串联的线性放大器控制梯度电流波形的低转换速率部分。

图 2 表示与图 1 类似的系统，但利用新型的电压较高的 IGBT，因而只需要两个串联的 D 类桥式放大器 30 和 32。假定使用同类驱动装置，图 2 系统可以达到的转换速率是图 1 的一半，但已经发现对于大部分 MRI 应用而言已经足够，因为较高的转换速率可能导致不希望有的病人的神经刺激。结果，成本较低的图 2 系统已经普遍应用于使用梯形梯度电流波形的成象序列。图 1 和图 2 的系统可以产生某些任意电流波形，但因为大的开关损耗和伴随的半导体器件温升，长时间维持这样的波形却不实际。

图 3 表示在梯形波形平顶部分期间、亦即在不需要高电压的地方使用的单步骤中降低直流总线电压的系统。图 3 的系统包括每一个全桥式放大器 30 和 32 的输入端上的开关双电平总线电路 33。每一个开关双电平总线 33 包括开关器件 38 和 40 的半桥式连接。当放大器要求低电压时，器件 38 截止，而器件 40 导通。桥式开关损耗可以降低，因为这些损耗大体上与向其提供的直流总线电压成正比。图 3 的放大器在美国专利 No.5, 663, 647 中有描述，而且一般称作梯度放大器开关双电平总线。采用这样的系统，可以省去附加高损耗的线性放大器，在梯形电流波形的平顶部分期间也可以维持精确的电流控制。但是，这种系统只是针对梯形波形优化的。对于任意波形，诸如比较先进的螺旋形成象技术用的正弦波形，对于波形的大部分来说，高压总线都必须保持连接，导致高的开关损耗。因而，由于 IGBT 开关损耗过大，无法长时间维持任意波形。

图 4 举例说明按本发明最佳实施例的用来产生任意梯度线圈波形的开关放大器 50。在图 4 的实施例中，两个全桥式 D 类开关放大器 52 和 54 串联。开关放大器 52 和 54 各自包括开关器件 56 - 59。借助范围可达 750Vdc(伏直流)的绝缘直流总线电压  $V_A$  和  $V_B$  向开关放大器供电。绝缘直流总线电压各自由双向降压变换器 46 提供。每一



个降压变换器从线路接口电源 55( $P_1$ ) 获得其直流总线电压。每一个电源和降压变换器组合都包括可变总线调节器 56。在图 4 中开关器件控制装置用方框 70 表示。降压调节器输出端的滤波器 72 包括电感 74 和电容 76，用来使电流平滑化。

5            与整个总线电压  $V_1+V_2$ (例如，800Vdc 的数量级)相比，只需把降压调节器中的开关器件(60, 62)的额定电压定为直流总线电压  $V_1$ (例如，400 - 500Vdc 的数量级)。结果，降压调节器中可以使用电压较低  
10            的开关器件。事实上，750Vdc 总线是由额定只有 400Vdc 的降压调节器控制的，故此这里将其称作“部分电压”降压调节器。若使用相同类型的器件，则可以用于该降压调节器的 600V(伏)IGBT 的开关损耗，例如，一般仅为用于全桥式开关放大器的 1200V IGBT 的 1/3。另外，新型的较高速的 600V IGBT(器件 60 和 62)将开关损耗降为老式较高压的器件的 1/8。正如后面将要解释的，本发明运用降低电压的降压调节器中电压较低的开关器件的明显较低的开关损耗。

15            按照本发明的最佳实施例，通过由控制装置 70 适当地控制部分电压降压调节器，直流总线电压  $V_A$  和  $V_B$  在  $V_2$  和  $V_1+V_2$  之间迅速变化。大部分脉宽调制(PWM)开关都利用电压较低的降压调节器器件完成。例如，若线圈需要 400V 和 750V 之间的电压电平，则利用降压调节器开关器件 60 和 62 调节电压，它们不是像全桥式放大器执行开关操作的情况那样开关 750Vdc，而是开关 400Vdc 的直流总线。对于电压较高的输出要求，控制装置 70 简单地使输出桥路进行开关，以便向线圈提供适当极性的电压，因此只承担可忽略的开关损耗。因为电压  $V_A$ (和  $V_B$ )不能降低到  $V_2$ (例如，400V)以下，所以当需要这些较低  
20            的电压时，输出桥路开始以脉宽调制(PWM)方式切换。这时，输入降压调节器不切换，因而不产生任何开关损耗，但是输出桥路以降低后的直流总线电压(例如， $V_2=400Vdc$ )切换。因为开关损耗大体上与直流总线电压成正比，所以在降低后的总线电压下输出桥路的开关损耗显著较低。通过以这样的方式控制整个放大器，开关损耗就会减  
25



小，并被分散在几个器件上。

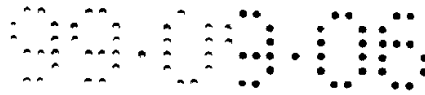
例如，在图 4 的实施例中，典型的梯度线圈电感约 1mH(毫亨)，可以获得 1500A/mSec(安培/毫秒)的梯度线圈电流变化速率(di/dt)。对于典型的 85A/Gauss/cm(安培/高斯/厘米)的线圈增益，所得梯度场转换速率(亦即，di/dt 被线圈增益除)约为 176Tesla/m/sec(特斯拉/米/秒)。120Tesla/m/sec 的典型最大转换速率足以使 750Vdc 提供克服梯度线圈电感和电阻变化的余量。

图 5 表示在正弦波输出的情况下，什么时候图 4 的降压调节器和桥路以需要较高的放大器输出电压的转换速率执行开关操作。假定  $V_1=V_2=400Vdc$ ，当需要 400V 以上的输出电压时，器件 60( $Q_a$ )和 62( $R_b$ )以 PWM 方式切换，而同时输出桥路只选择加到梯度线圈上的极性；就是说，输出桥路不进行 PWM 切换。当需要 400V 以下的输出电压时，器件  $Q_b$  大部分时间仍旧把  $V_2$  加到桥式输出总线  $V_A$ ，而这些桥式器件以 PWM 方式切换，以调节输出电压。电压较低的器件(60，62)在需要高压时执行开关操作；而在需要低的输出电压时，高压器件执行开关操作，但有利的是施加低的总线电压。不仅高压器件利用施加低电压的总线进行开关，这有利地产生低开关损耗的结果，而且较高电压器件的 PWM 切换时间的百分比仅约为 1/3，亦即对于图解说明的例子为 180° 中的 60°。

图 6 表示梯形梯度电流波形的情况。当需要大于  $V_2$  的电压时，器件 60( $Q_a$ )和 62( $Q_b$ )执行开关操作，而当需要低于  $V_2$  的电压时，所述桥路执行开关操作。

另外，可以通过让器件  $Q_b$  保持导通(例如，在梯形波形的平顶部分期间)而直接把电压  $V_2$  加到线圈上，在这种情况下可以直接控制线圈电流，使得无须任何器件进行开关。这导致放大器开关损耗为零。

由可以控制的可变的线路接口电源提供电压  $V_1$  和  $V_2$ 。这样，对于给定的成象序列， $V_1$  和  $V_2$  可以或者成比例地或者单独地改变，以便达到可能最佳的性能。



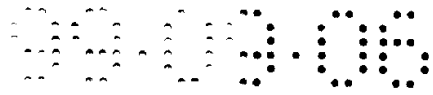
按照本发明的开关放大器电路的优点是可以获得相对较高的开关频率，这可以导致低的梯度线圈纹波电流和精确的电流控制。结果，诸如图 1 和 2 电路所用的线性放大器就不必要了。

5 图 7 表示在梯度线圈上桥臂(例如,  $Q_1$  和  $Q_2$ )的开关频率如何乘以 4。就是说, 由于全桥式的缘故开关频率乘以 2, 并且, 由于两桥路之间有  $180^\circ$  相移的缘故所述开关频率再乘以 2。例如, 若桥式器件以 31.25kHz 开关, 则等效输出开关频率为 125kHz。这种相对较高的频率, 结合高频输出 LC 滤波器, 产生加在梯度线圈上的低的纹波电流。对于梯形电流, 诸如图 6 所举例说明的, 可以通过调整输入电  
10 源把电压  $V_2$  控制为精确数值(使该桥可以工作在 50% 的占空比上)。在这种情况下, 产生非常低的输出纹波, 理论上为 0。若输入电源把电压  $V_2$  的电压调整为克服功率变换器和梯度线圈中的导通损耗所必要的数值, 则在梯形电流波形的平顶部分期间, 也可以有效地消除输出电流纹波。这种方法提供了既在降压调节器上又在输出桥上基本上  
15 消除开关损耗的额外好处, 因为在波形的平顶部分期间它们全都连续导通。

输入电源 56( $P_1$ )可以是任何适当布局的软性开关电源, 诸如相移过渡谐振桥, 诸如美国专利 No.4, 864, 479 所描述的, 或者作为替代方案, 串联谐振变换器。除此之外, 这些示范性的软开关电源中的任  
20 何一种都会提供适用于这里所描述的应用的快速响应、低的开关损耗、高效率的电源。另外, 若有必要, 这些示范电源可以向输入的交流线路提供高的功率因数。

如上所述, 若两个桥路彼此相移  $180^\circ$ , 则降低电压的降压调节器开关频率亦乘以 2。因为降压调节器中的器件具有比输出桥器件低的开关损耗, 所以降压调节器器件可以在高频下工作。例如, 若降压  
25 调节器工作在 62.5kHz, 则产生 125kHz 的等效输出开关频率, 刚好和输出桥路一样。

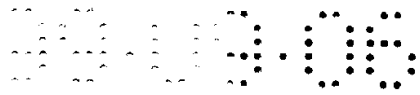
图 8 举例说明按照本发明最佳实施例, N 个降压调节器可以接



成多相连接。这里， $N$  个开关调节器以彼此有  $360^\circ/N$  的相位差的形式工作，以便获得  $N \cdot f$  的等效开关频率。若两个降压调节器彼此相对相移，则开关频率还要乘以 2。包括并联耦合的功率较低的调节器的多相降压调节器乃是单一模块中并联独立器件的一个替代方案。

5 图 9 举例说明梯度放大器开关可变总线电路的替代的实施例。具体地说，图 9 与图 4 的差别在于省去了每一个降压调节器的输出滤波器 72。图 9 电路的操作与上述图 4 的类似，其中，滤波器 72 的功能由输出滤波器 80 完成，每一个滤波器 80 包括电感 82 和电容 84，并与梯度线圈结合。

10 尽管这里已经显示和描述了本发明的最佳实施例，但是显然，这样的实施例只是作为例子提供的。在不脱离这里的本发明的情况下本专业的技术人员可以提出许许多多变化、改变和替换。因此，我们的意图是：本发明只受后附的权利要求书的精神和范围的限制。



说明书附图

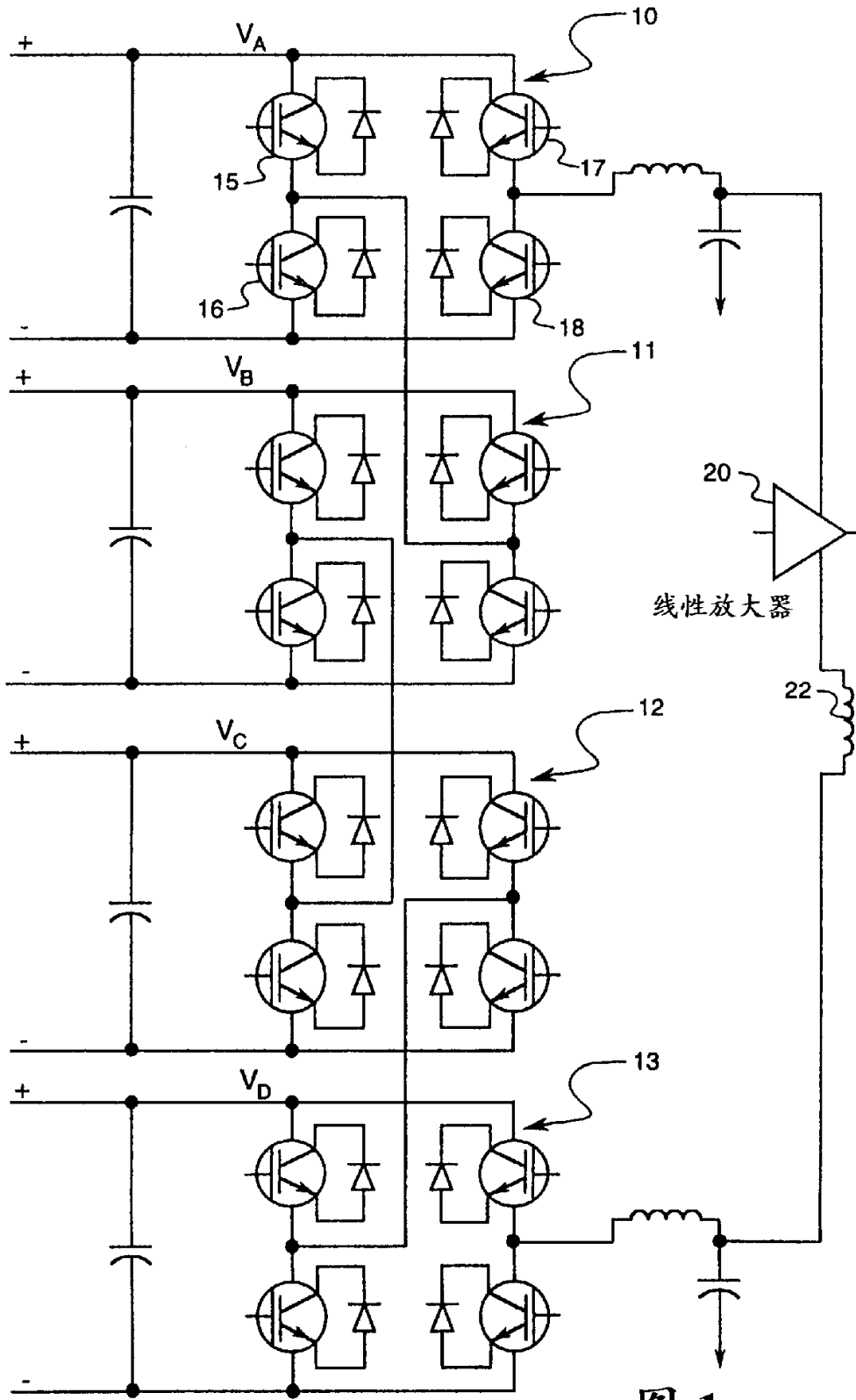


图 1

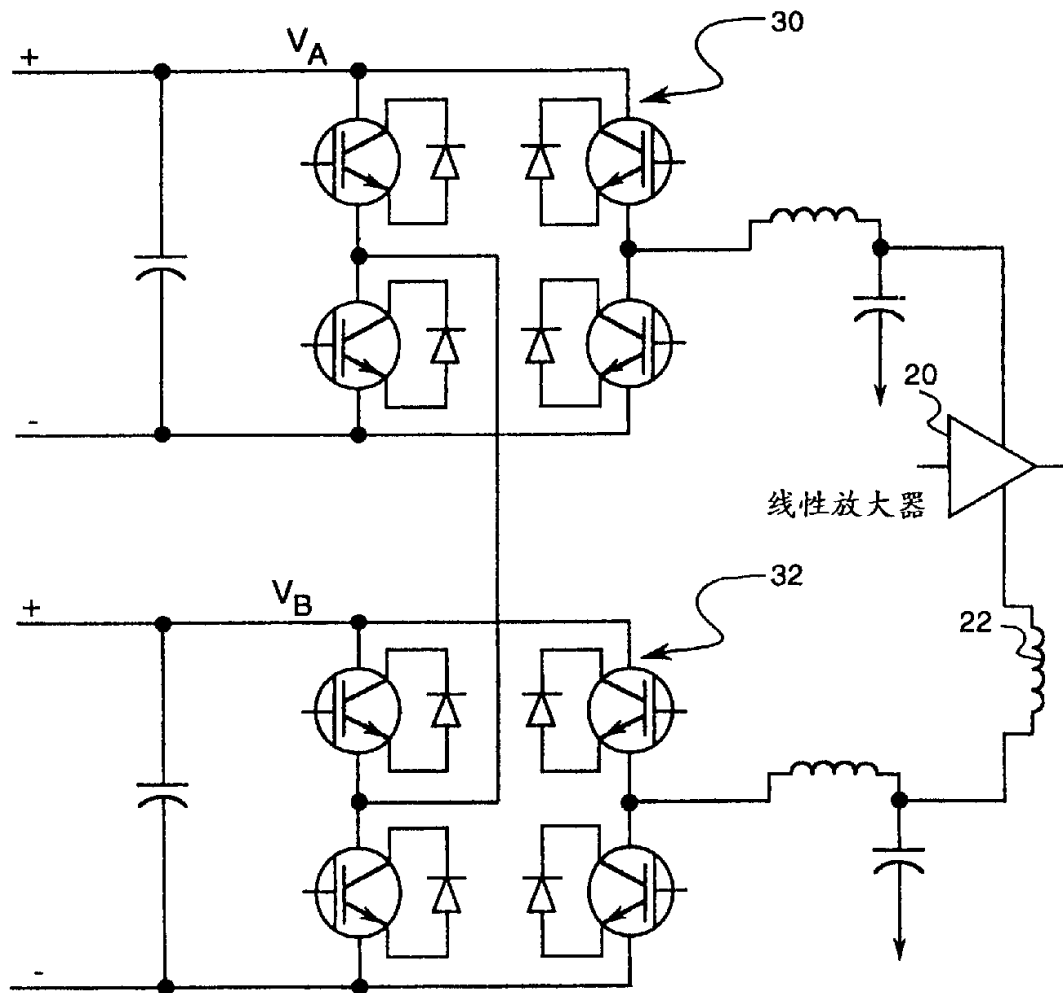


图 2



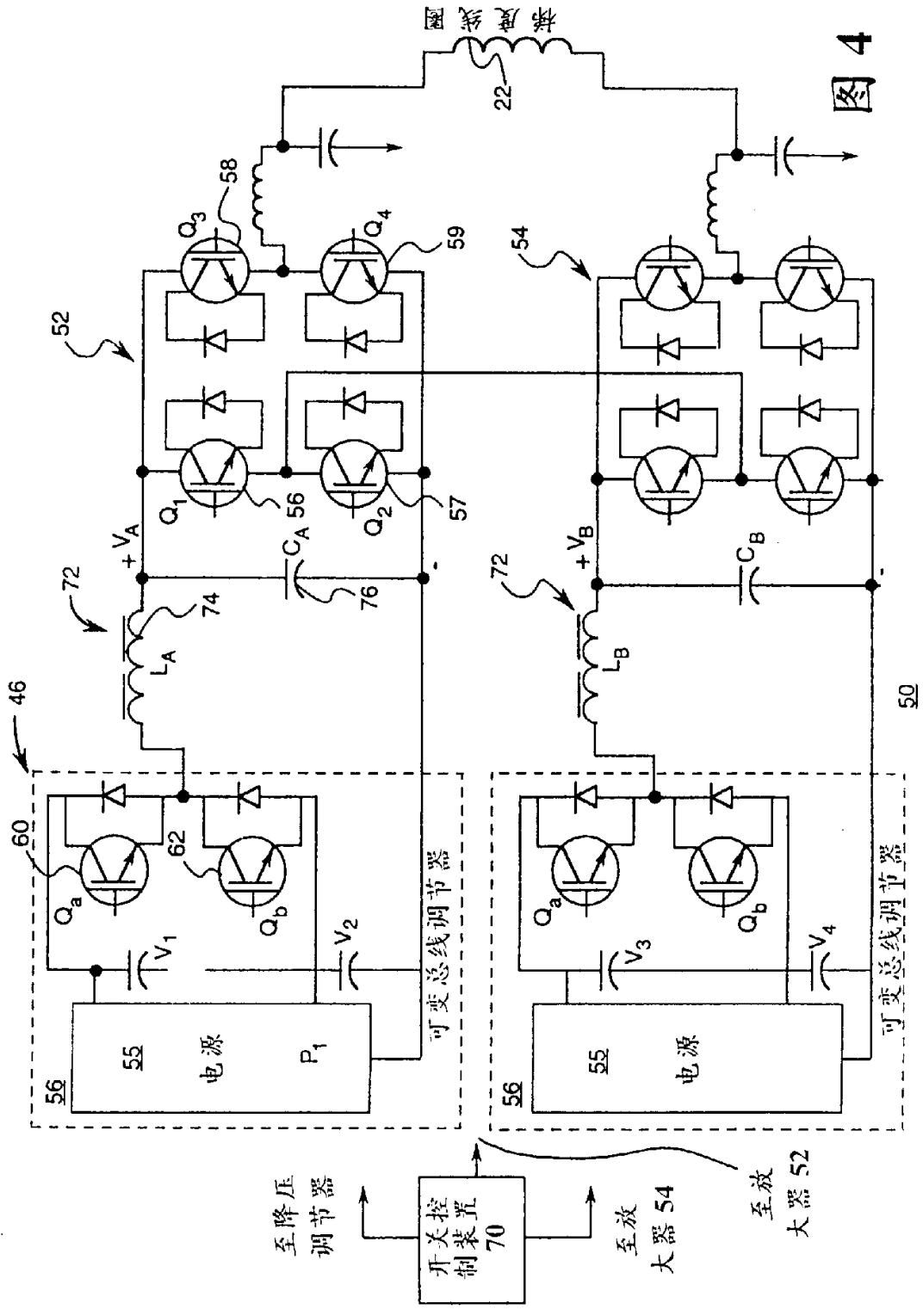


图 4

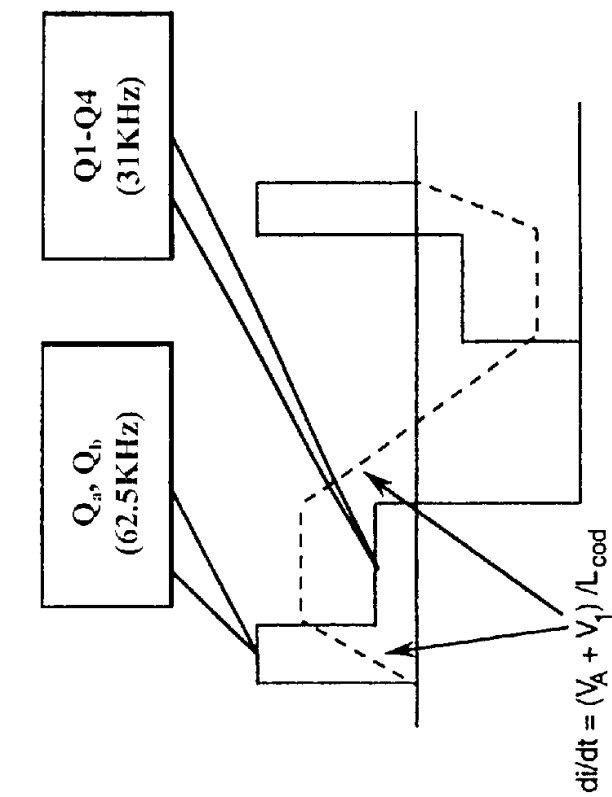


图 5

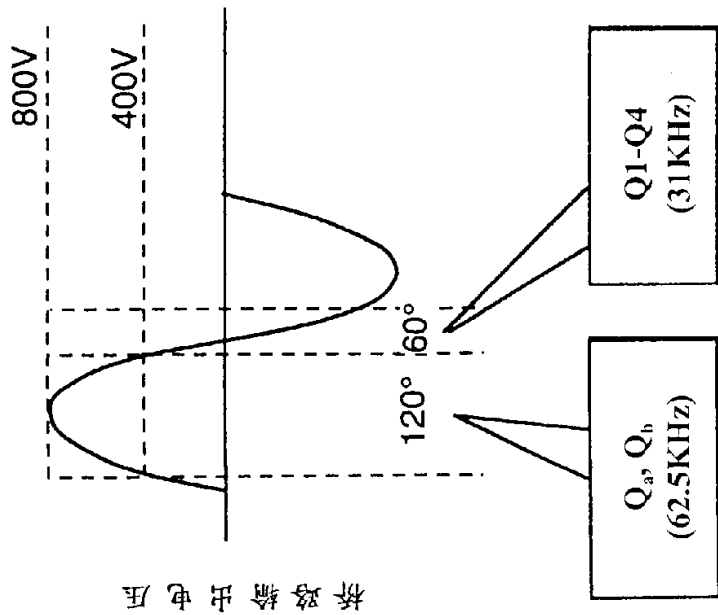


图 6

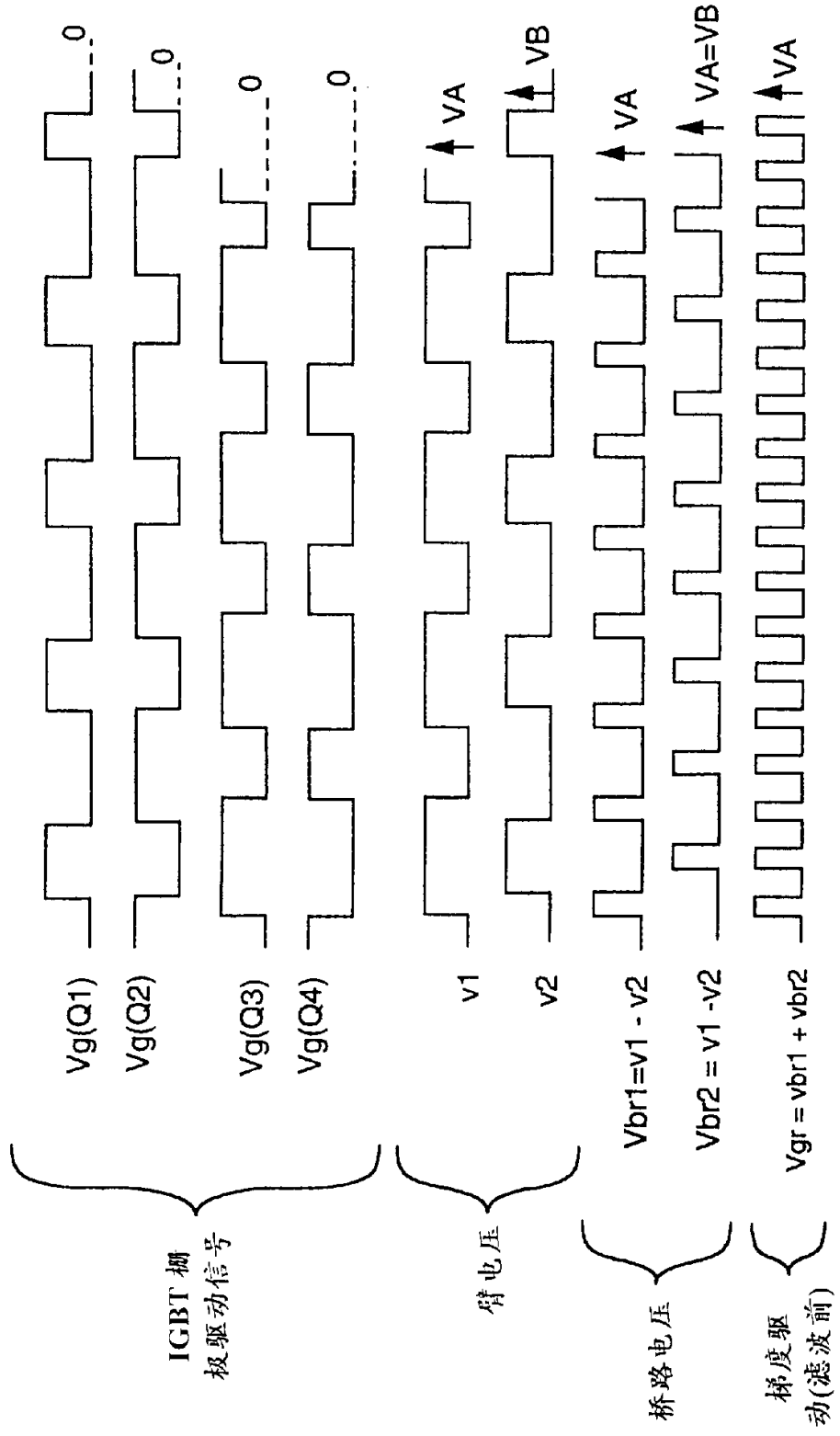


图 7



