



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96191840.3

[45] 授权公告日 2004 年 6 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 1156200C

[22] 申请日 1996. 11. 22 [21] 申请号 96191840.3

[30] 优先权

[32] 1995. 12. 8 [33] US [31] 08/569,515

[86] 国际申请 PCT/IB1996/001289 1996. 11. 22

[87] 国际公布 WO1997/022232 英 1997. 6. 19

[85] 进入国家阶段日期 1997. 8. 8

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 W·J·古 R·刘

审查员 张朝伟

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

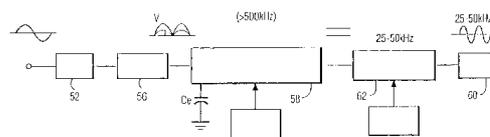
代理人 马铁良 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 12 页

[54] 发明名称 镇流系统

[57] 摘要

本发明的镇流系统可认为是一个带隔离 PFC 转换器的双频率镇流系统。在本发明镇流系统的典型实施方案中, PFC 转换器包括一个 DC - DC 转换器和一个装在隔离变压器一次侧的高频振荡功率因数校正电路, 而 DC - AC 变频器则是一个标准的半桥或全桥的 DC - AC 变频器。PFC 转换器包括第一个开关电路, 而第一个控制电路是用来控制第一个开关电路运行的。具体地说, 是第一个控制电路以第一个开关频率控制第一个开关电路的运行。为校正功率因数, 第一个控制电路也用来调制第一个开关电路的开关频率。DC - AC 变频器包括第二个开关电路, 而第二个控制电路是用来控制第二开关电路运行的。



1. 一种用于灯的镇流系统，包含有：
一个 AC - DC 转换器 (58)，用来将低频交流电源电压转换成一个直流电压；
- 5 一个 DC - AC 转换器 (62)，用来将直流电压转换成一个交流电压；
其中，AC - DC 转换器包含：
一个功率因数校正电路 (70)，由下部分组成：
电感器 (L1)；
与电感器相联的二极管 (D1, D2)；
- 10 第一个开关器 (Q1, Q2)，它同上述的二极管相连，用来控制流经电感器的电流；
与第一个开关器相连的电容器 (Ce)，以及
连在第一个开关器上的第一个控制电路，该控制电路用来轮流地控制第一个开关器的通电与不通电，
- 15 一种 DC - DC 转换器 (72)，包括以下部分：
与电容器相连的第二个开关器 (Q1, Q2)；
一种高频变压器 (T)，包括有一次线圈 (Np) 和二次线圈 (Ns)，其一次线圈接在所述电容器上；
与所述二次线圈相连的整流器 (D3 - D6)，以及连在第二个开关器上的第二个控制电路，该控制电路用来轮流控制第二个开关器的通电与不通电，
- 20 其特征在于，该第一个开关器和该第二个开关器以频率 f 轮流地通电和不通电，并且所述高频 f 至少为该 DC - AC 转换器产生的交流电压频率的十倍。
- 25 2. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，所述第一个开关器包含第一对开关 (Q1, Q2)，而所述第二个开关器则包含第二对开关 (Q1, Q2)。
3. 根据权利要求 1 或 2 的镇流系统，其中，所述第二个开关器 (Q1, Q2) 由所述第一个开关器 (Q1, Q2) 组成，而所述第二个控制电路由
- 30 所述第一个控制电路组成。
4. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，高频 f 大于 500KHz。
5. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，功率因数校正电路包括一

种高频振荡功率因数校正电路。

6. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，功率因数校正电路包括一种半桥功率因数校正转换器。

7. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，功率因数校正电路包括一种
5 种推拉功率因数校正转换器。

8. 根据权利要求 1 的镇流系统，其中，该 DC-AC 转换器为一种高频脉宽调制 DC-AC 转换器 (110)，包括以下部分：

第三个开关器 (Q3, Q4)，用来将直流电压转换成高频电压；

第三个控制电路，它同所述第三个开关相连，用来产生一个控制
10 信号以控制所述第三个开关器轮流导通与不导通，所述第三个控制电
路包括有调制脉宽的装置，调制脉宽的装置是以 DC-AC 转换器产生的
交流电压频率来调制所述第三个控制信号的脉宽的，以及

解调所述高频电压的装置。

9. 根据权利要求 8 的镇流装置，其中，所述第三个开关器包含第
15 三对开关 (Q3, Q4) 而所述高频脉宽调制的 DC-AC 转换器包含有一个
桥电路。

镇流系统

本发明涉及一种用于灯的镇流系统，包括以下几个部分：

5 一个 AC - DC 转换器，用来将低频交流电源电压转换成一个直流电压，以及

一个 DC - AC 转换器，用来将直流电压转换成一个交流电压。

这类镇流系统从 EP0323676 中可获得了解。一般地，DC - AC 转换器可以是一种整流器，如一个低频切换的全桥电路。但 DC - AC 转换器
10 经常采用一种半桥电路，它可以产生一个接近 10KHz 的灯电流。

电子整流灯 (EBLs) 已被广泛采用。通常，EBL 为一种放电灯，如荧光灯，它联在电子镇流电路 (系统) 上，电子镇流电路 (系统) 把交流线电压转换成高频交流输出电压供灯运行，而且还利用灯电流反馈信号来调整灯的正弦波电流。

15 现参考附图 1，此图为常规电子镇流系统 20 的框图，系统的电源从公用交流电线 22 获得，例如，从住宅里的电线端子可获得标准值为 60Hz 的电源。镇流系统 20 包括一个 EMI 滤波器 24，它将高频噪声从镇流电路中滤去。从公用电线引来的交流电源由整流器 26 进行整流，以产生一个脉动的直流电输出。从整流器 26 输出的直流电由高频功率
20 因数校正 (PFC) 放大转换器 28 进行滤波，得到一个脉动量大大减少的 (即低含量的) 平滑的直流电输出。对于由整流器 26 输出的脉动直流电，PFC 放大转换器 28 将其电流电压相位差嵌至近乎零，由此可以得到一个接近于 1 的功率因数 (pf)。通常，为满足工业要求，气体放电灯所引的电源线其功率因数至少为 90% 且谐波畸变不超过 20%。
25 此后，由 PFC 放大转换器 28 产生的平滑直流电经过高频 DC - AC 变频器 30 转换成高频的 (如 25 ~ 50KHz) 交流电压，供给灯 32 使其发光工作。由于系统的输入电源频率较低而输出电源频率较高，所以为了储能，在 PFC 放大转换器 28 中装有电容器 Ce，以此来平衡功率的输入输出。由变频器 30 提供公用交流电线与负载灯之间的绝缘。利用控制
30 电路 A 粗略地控制 PFC 放大转换器 28 的直流电输出，利用控制电路 B 来控制高频 DC - AC 变频器 30 的工作频率，由此来调整供给灯 32 的输出电源。

现参考附图 2, 它用部分图解和部分框图讲述了一种常规镇流系统的典型实施方案。其中整流器 26 为一种全桥整流器, 由二极管 D1 - D4 组成。PFC 放大转换器 28 包括一个与前向偏置二极管 D 串联的电感 L1, 还有一个并联于电路中的金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 开关 Q。控制电路 A 接到一个电压信号 V 及一个电流信号 i, v 和 i 分别表示整流器 26 的脉动直流输出端的电压值和电流值, 这两个信号接在控制电路 A 的第一和第二个输入端子上, 同时控制电路 A 还接到一个来自 PFC 放大转换器 28 输出端的反馈信号, 将其接在第三个输入端子上。控制电路 A 选择性地改变 ON 占空比及/或开关 Q 的切换频率, 使得整流器 26 输出的脉动直流电压与电流波形相位保持一致, 以此作出适当的功率因数校正。

继续参考附图 2, DC - AC 变频器 30 为一种高频半桥 DC - AC 变频器, 其中有一个变压器 T 将灯 32 同交流线电压隔离开来。由 DC - AC 变频器 30 产生的高频交流电源经过 L - C 谐振电路以正弦波电流的形式供给灯 32, L - C 谐振电路由电感 L_r 和电容 C_r 组成。控制电路 B 接到灯电流反馈信号, 对其作出响应以控制 DC - AC 变频器的 MOSFET 开关 Q1 与 Q2 的开关频率, 由此来调整流经灯 32 的高频交流电流。

由于荧光灯是一种高频天线, 为防止灯过量的 EMI 辐射, 灯的电流频率被限制在 100KHz 左右。典型地, 气体放电灯的工作频率为 50Khz。

上述常规镇流系统至少有一个主要的缺点。即, DC - AC 变频器的开关频率受到上述灯电流频率的限制。为限制 DC - AC 变频器的开关频率, 需要设计一些磁元件 (如电感器和隔离变压器) 以及其他一些电抗元件 (如电容器) 来满足频率 < 50-100KHz, 所以这些元件的尺寸与重量的最低限度还是比较大, 因此这对镇流系统的小型化起了很大的局限作用。

本发明的目的就是给灯提供了一种电子镇流系统, 它含有 AC - DC 转换器, 克服了上述常规镇流系统的主要缺点。

因此根据本发明, 本文开头所述的镇流系统特征在于 AC - DC 转换器包括:

一种功率因数校正电路, 由下面元件组成:

电感器;

与电感器相联的二极管；
第一个开关器，它同上述的二极管相连，用来控制流经电感器的
主流；

与第一个开关器相连的电容器，以及
5 连在第一个开关器上的第一个控制电路，该控制电路用来以高频 f
轮流地控制第一个开关器通电与不通电，
一种 DC - DC 转换器，包括以下部分：

与电容器相连的第二个开关器；
一种高频变压器，包括有一次线圈和二次线圈，其一次线圈接在
10 电容器上；

与二次线圈相连的整流器，以及
连在第二个开关器上的第二个控制电路，该控制电路用来以高频 f
轮流控制第二个开关器的通电与不通电。

高频变压器为一种隔离变压器。由于这种变压器是 DC - DC 转换器
15 的一部分而且交流输入电同负载灯之间已由变压器隔离开，因此，AC
- DC 转换器中的开关器开关频率 f 可优选地比灯电流频率（及 DC - AC
变频器开关频率）大出许多，这样，相对于常规镇流系统电感器、隔
离变压器、以及镇流电路的电抗元件的尺寸与重量就可以大大减小
了，而灯的 EMI 辐射也不会增加。在此，本发明的镇流系统可以认为
20 是一种带有隔离功率因数校正电路的双频率镇流系统。

优选地，第一个开关器包括第一对开关而第二个开关器则包含有
第二对开关。

根据本发明，有种很好的镇流系统实施方案，采用的元件很少，
其中第二个开关器由第一个开关器构成，而第二个控制电路则由第一
25 个控制电路构成。

为达到 AC - DC 转换器的基本小型化，采用的高频率 f 至少为 DC
- AC 转换器产生的交流电压频率的十倍，优选地，取大于 500KHz。

采取下面的实施方案可取得很好的效果，其中，功率因数校正电
路包括一个高频振荡功率因数校正电路、一个半桥功率因数校正转换
30 器或一个推拉功率因数校正转换器。

如果 DC - AC 转换器采取高频脉宽调制，则既可对 AC - DC 转换器
实现小型化，也可对 DC - AC 转换器实现小型化，这种 DC - AC 转换器

包括:

第三个开关器, 用来将直流电压转换成高频电压;

5 第三个控制电路, 它同第三个开关相连, 用来产生一个控制信号以控制第三个开关器轮流导通与不导通, 第三个控制电路包括有调制脉宽的装置与解调高频电压的装置, 调制脉宽的装置是以 DC-AC 转换器产生的交流电压频率来调制第三个控制信号的脉宽的。

10 高频电压的频率选得比较高。调制第三个控制信号就需要用交流电压的频率来进行调制。解调装置将调制的高频电压转变成交流电压。既然第三个控制信号频率可以选得比调制频率 (= DC-AC 转换器生成交流电压的频率) 大得多, 那么 DC-AC 转换器就可小型化为一个固定的尺寸。优选地, 第三个开关器包括第三对开关, 高频脉宽调制的 DC-AC 转换器包括一种桥式电路。

参考附图及其详述, 很容易就能明白本发明这样和那样的特性与优点, 其中:

15 图 1 为常规电子镇流系统的框图;

图 2 有些部分为图解, 有些为框图, 讲述了图 1 所示的常规镇流系统的一种典型实施方案;

图 3 为一种电子镇流系统的框图, 组成了本发明现行的优选实施方案;

20 图 4 有些部分为图解, 有些为框图, 讲述了图 3 所示的本发明镇流系统的实现方法;

图 5A-5D 为一些图解, 它描述了高频振荡功率因数校正电路的连续工作过程, 该校正电路为图 4 所示, 系本发明镇流系统的一部分;

图 6 为图 4 所述的本发明镇流系统的 DC-DC 转换器等价电路;

25 图 7 为 DC-DC 转换器的工作波形图, 该转换器为本发明优选实施方案的镇流系统中的 DC-DC 转换器, 如图 6 所示;

图 8 部分是图解, 部分是框图, 讲述了本发明镇流系统的第一个选择实施方案;

30 图 9 部分是图解, 部分是框图, 讲述了本发明镇流系统的第二个选择实施方案;

图 10 部分是图解, 部分是框图, 讲述了本发明镇流系统的第二个选择实施方案;

图 11 部分是图解，部分是框图，讲述了图 10 所示的本发明第三个选择实施方案其镇流系统的 PWM DC - AC 变频器的第一种实施方案；

图 12 部分是图解，部分是框图，讲述了附图 10 所示的本发明第三个选择实施方案其镇流系统的 PWM DC - AC 变频器的第二种实施方

5 案；

图 13 为图 11 所示的 PWM DC - AC 变频器的第一种实施方案的工作波形；

图 14 为图 11 所示的 PWM DC - AC 变频器的第二种实施方案的工作波形。

10 图 15 为 BIBRED 转换器的图解，该转换器可用于本发明的镇流系统之中；

图 16 为高频振荡转换器的图解，它也可用于本发明的镇流系统之中。

现参考图 3，可以看到一种电子镇流系统 50 的框图，由它便组成了本发明现行的一种优选实施方案。同上述常规镇流系统一样，本发
15 明的镇流系统 50 包括一个 EMI 滤波器 52 和一个整流器 56，如一个半桥或全桥整流器。但是，常规镇流系统采用的是无隔离的放大转换器，而本发明的镇流系统采用的是高频 PFC 转换器 58，其中带有隔离变压器（图 3 没有表示出来）将公用交流电线同灯 60 隔离开。储能电容 C_e
20 并联在 PFC 转换器 58 的隔离变压器一次侧。隔离的 PFC 转换器 58 输出一个由控制电路 A 调整好的直流电压。由高频 DC - AC 变频器 62 将调整好的直流电压变换成高频的交流电压，高频 DC - AC 变频器 62 可采用标准的半桥或全桥 DC - AC 变频器，或者半桥或全桥的 PWM DC - AC 变频器。由 DC - AC 变频器 62 产生的高频交流电压以正弦（交流）
25 电流供给灯 60，使其发光工作。控制电路 B 用来调整正弦灯电流。PFC 转换器 58 的开关频率比 DC - AC 变频器 62 的开关频率高很多，而 DC - AC 变频器 62 的开关频率就是灯电流的频率。在此，PFC 转换器 58 的开关频率优选地采用 $>500\text{KHz}$ ，而 DC - AC 变频器 62 和灯电流频率优选地采用 $25 \sim 50\text{KHz}$ ，这样便可防止灯 60 过量的 EMI 辐射，采用上述
30 确定的开关频率数字将不会局限本发明的范围。

现参考图 4，一部分是图解，一部分是框图，它讲述了上述本发明现行优选实施方案的典型实现方法。具体实现时，PFC 转换器 58 由高

频振荡功率因数校正电路 70 和 高频 DC-DC 转换器 72 组成。高频振荡功率因数校正电路 70 包括电感 L1, 二极管 D1 与 D2, MOSFET 开关 Q1 与 Q2, 储能电容 Ce。DC-DC 转换器 72 包括 MOSFET 开关 Q1 与 Q2, 电容 C1 与 C2, 变压器 T, 由 D3~D16 组成的全桥整流器, 电容 C3 与 C4。

5 DC-AC 变频器 62 是一种半桥变频器, 包括电容 C3 与 C4, MOSFET 开关 Q3 与 Q4, 一个由联在灯 60 上的电感 Lr 与电容 Cr 组成的 L-C 振荡电路。

现参考图 5A-5D, 讲述了高频振荡功率因数校正电路 70 的工作过程。首先具体参考附图 5A, 当线电压 V_i 为正值而开关 Q1 接通时, 通过电感 L1 与二极管 D1、开关 Q1, 线电压 V_i 加在电感 L1 上。流经 L1

10 的电流线性地自零升至正的峰值, 能量便储存在 L1 上。

现在具体参考图 5B, 当线电压 V_i 为正值且开关 Q1 断开时, 正的电感电流便经过开关 Q2 内的二极管 76 流至储能电容 Ce, 由此把开关 Q1 接通时储在电感 L1 上的能量转移给电容 Ce。经过电感 L1 的电流线性地自正的峰值降至零。

15

现具体参考图 5C, 当线电压 V_i 为负值而开关 Q2 接通时, 线电压 V_i 通过二极管 D2 和开关 Q2 加在电感 L1 上。流经 L1 的电流线性地自零升至正的峰值, 能量便储存在 L1 上。

现具体参考图 5D, 当线电压 V_i 为负值且开关 Q2 断开时, 负的电感电流便经过开关 Q1 内的二极管 78 流至储能电容 Ce, 由此把开关 Q2 接通时储在电感 L1 上的能量转移给电容 Ce。经过电感 L1 的电流线性地自负的峰值降至零。回过头来参考图 4, 控制电路 A 收到一个来自 DC-DC 转换器 72 输出端的全波整流反馈信号, 并对开关 Q1 与 Q2 的开关频率进行调制, 以此来校正功率因数。实现时, 开关 Q1 与 Q2 以

25 高频率, 如 $>500\text{KHz}$, 占空比为 50% 进行开关切换, 因此流经电感 L1 的电流为连续导通模式 (DCM)。流经电感 L1 的电流高频成分由 EMI 滤波器 52 进行滤波, 产生的线电流为与线电压同相的半正弦波。功率因数接近于 1 且总的谐波畸变很低。所以, 输入电源由调制 MOSFET 开关 Q1 与 Q2 的频率来进行控制。

30 现参考附图 6, 可看到 DC-DC 转换器 72 的等效电路, 其中二次侧反映在一次侧上, 输出用电压源 V_o 代替。由图所示, 变压器 T 有两漏电感 L1k1 和 L1k2, 以及磁感 L_m 。开关 Q1 接通之前, 电流 i_{1k2} 为负

值。开关 Q1 接通后，变压器 T 的一次侧加上了一个正电压 V_i ，而在变压器 T 的二次侧通过二极管 D4 与 D6 加上了一个负电压 V_o 。流经 L1k1 的电流 i_{lk1} 与流经 L_m 的电流 i_m 均上升。当 i_{lk1} 超过 i_m 的值后，流经 L1k2 的电流 i_{lk2} ($= i_{lk1} - i_m$) 变为正值且流过二极管 D3 与 D5。

5 当开关 Q2 接通时，工作过程同上述相似，但方向相反。工作波形如图 7 所示。

为减少开关损失与开关噪音，DC-DC 转换器 72 可以设计为零压切换。在此，对于由控制电路 A 产生并供给 MOSFET 开关 Q1 与 Q2 的占空比控制信号 A1、A2，如果保持它们在一个死区时间内不发生作用，那么开关 Q1 与 Q2 就可以在该死区时间内进行切断了。在死区时间内，

10 经过漏感 L1k1 的电流 i_{lk1} 对开关 Q1 与 Q2 的漏电电容 C_{ds1} 与 C_{ds2} 进行充电和放电。如果储存于漏电感 L1k1 的能量不足完成对漏电电容 C_{ds1} 与 C_{ds2} 的充放电过程，那么储于磁感的能量将继续对它们进行充放电。可设计 DC-DC 转换器 72 在超过满负载和输入电压范围的情况下进行零压切换。

15

回过来参考图 4，由于 PFC 转换器 58 已含有隔离变压器，所以高频半桥 DC-AC 变频器 62 除了不含隔离变压器外，其余部分同常规镇流电流均一样。控制电路 B 收到电流反馈信号并作出响应，对开关 Q3 与 Q4 的开关频率进行调制，通过这种方式将正弦波灯电流均方根值调整为一个几乎恒定不变的值。在优选实施方案中，以高频率，如 25~

20 50KHz，占空比为 50% 对开关 Q3 与 Q4 实行开关切换。因此，输出电源由调制开关 Q3 与 Q4 的频率而得到调整。假如 L-C 电路 (L_r , C_r) 的谐振频率较 DC-AC 变频器 62 的开关频率低的话，为减少开关损耗和开关噪音，变频器 62 可设计在零压时进行切换操作。在此，对于由

25 控制电路 B 产生并供给 MOSFET 开关 Q3 与 Q4 的占空比控制信号 B1、B2，如果保持它们在一个死区时间内不发生作用，那么开关 Q3 与 Q4 就可在该死区时间内进行切断了。

现参考图 8，该图示出了本发明镇流系统的第一种选择实施方案，同图 4 所示的现行优选实施方案的典型实现方法相比，除了用高频半桥 PFC 转换器代替高频振荡 PFC 转换器 58 外，其余部分两者均是一样的。半桥 PFC 转换器 80 由一个半桥功率因数校正电路 82 和一个 DC-DC 转换器 84 组成。半桥功率因数校正电路 82 包括一个由二极管 D1~

30

D4 组成的全桥整流器、一个电感 L1 和二极管 D5、MOSFET 开关 Q1 与 Q2 以及储能电容 Ce。DC-DC 转换器 84 由以下部分组成：MOSFET 开关 Q1 与 Q2、电容器 C1 与 C2、变压器 T、一个由二极管 D6 - D9 组成的全桥整流器、电容器 C3 与 C4。

5 现参考附图 9，图示为本发明镇流系统的第二种选择实施方案，同附图 4 所示的现行优选实施方案的典型实现方法相比，除了用高频推拉 PFC 转换器 90 代替高频振荡 PFC 转换器 58 外，其余部分两者均是一样的。推拉 PFC 转换器 90 由一个推拉功率因数校正电路 92 和一个 DC-DC 转换器 94 组成。推拉功率因数校正电路 92 包括一个电感 L1
10 及二极管 D5，它们串联在 N1 点和变压器 T 的一次线圈首端 96 之间，校正电路 92 还包括一个电感 L2 及二极管 D6，它们串联在 N1 点和变压器 T 的一次线圈第二端 98 之间，且同电感 L1 和二极管 D5 并联。结点 N1 和全桥整流器的输出结点 N2 相联，全桥整流器由二极管 D1 - D4 组成。第一个 MOSFET 开关 Q1 联结在变压器 T 的一次线圈首端 96 和底部
15 导电轨 99 之间，而第二个 MOSFET 开关 Q2 则联结在变压器 T 的一次线圈第二端 98 和底部导电轨 99 之间，且与第一个开关 Q1 并联。储能电容 Ce 连在变压器 T 的中间抽头 100 和底部导电轨 99 之间。本实施方案的镇流系统其他元件同上述现行优选实施方案的镇流系统相应元件是相同的，因此不再对它进行叙述。

20 现参考附图 10，图示为本发明镇流系统的第三种选择实施方案，同附图所示的现行优选实施方案的典型实现方法相比，除了用高频脉宽调制 (PWM) 的 DC-AC 变频器 110 代替标准半桥 DC-AC 变频器 62 外，其余部分两者均是一样的。(PWM) DC-AC 变频器 110 可以是一种半桥 PWM 变频器，如附图 11 所示，或者为附图 12 所示的全桥 PWM
25 变频器。半桥 PWM 变频器工作方式如下所述。由控制电路 B 产生占空比控制信号 B1、B2，其脉宽由一个较低频率的信号（如 25 - 50KHz 的信号）进行调制，最后在 a 点和 b 点之间得到一个脉宽调制电压 Vab。该脉宽调制电压 Vab 经过由电感 Lo 和电容 Co 组成的 L-C 电路进行滤波，由此产生一个调好的、低频的输出电压（如 25 - 50KHz 交流电压）
30 供给灯 60。设计时，L-C 滤波器的工作角频率至少为调制频率的十倍，如 250KHz，以便大大减小 L-C 滤波器的尺寸。PWM 变频器 110 的开关频率（即占空比控制信号 B1、B2 的频率）至少为 L-C 滤波器的角频

率的十倍，如 2.5MHz。在灯 60 的启辉期间，调制频率与 L-C 滤波器的角频率同步，这样，由于 L-C 电路的谐振，可获得输出高压将灯 60 点燃。在灯 60 稳态工作期间，为防止灯 60 过量的 EMI 辐射，调制频率保持在 25KHz。因此，控制电路 B 是通过控制电流振荡模式来对灯电

5 流进行调整的。半桥 PWM DC-AC 变频器的工作波形如附图 13 所示，全桥 PWM DC-AC 变频器的工作波形如附图 14 所示。

现参考附图 15，图示为一个集成有反向整流器 (buck converter) /能量储存器/DC-DC 转换器的放大器 (BIBRED 转换器)，它组成了联合 PFC/DC-DC 转换器 (28, 42) 的一例典型实施方案。BIBRED 转换器

10 器包括一个电感 50 和一个高频开关 62 (如 MOSFET 开关)，电感 50 同二极管 52 及储能电容 54 串联在整流器 26 与隔离变压器 60 的一次线圈 58 首端 56 之间，高频开关 62 联结在点 64 与变压器 60 的一次线圈 58 第二端 66 之间，点 64 介于二极管 52 与电容 54 之间。二极管 70 阳极接在变压器 60 的二极线圈 74 首端 72 上，电容 76 联结在二极管

15 70 阴极与二次线圈 74 的第二端 78 之间。L-C 滤波器由电感 77 与电容 75 组成，电容 75 联结在点 65 和变压器 60 的二次线圈 74 首端 72 之间，点 65 介于电容 75 与二极管 70 之间。开关 62 的开关频率与占空比由控制电路 B 控制，在 BIBRED 转换器 (28/42) 的输出端产生一个调整好的直流电流，开关频率很高，如 >1MHz。

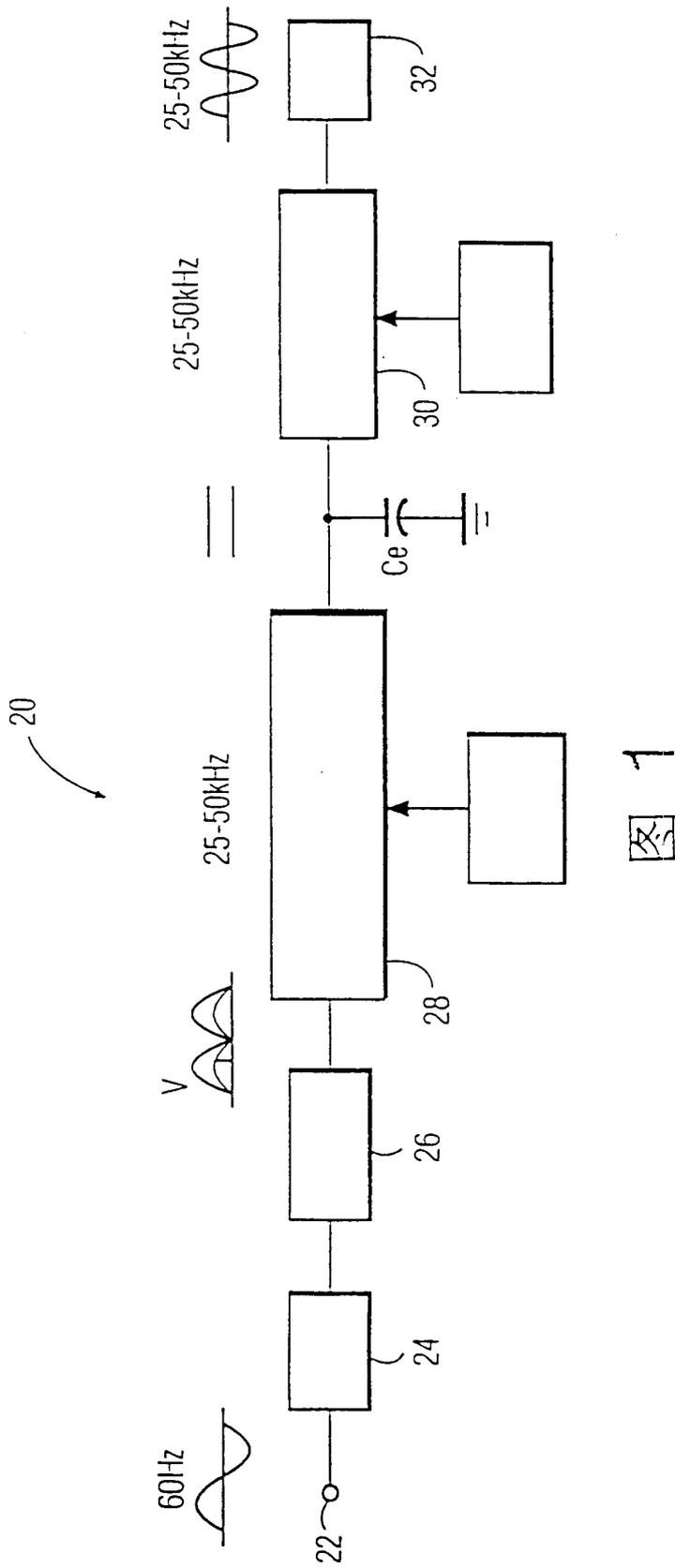
20 现参考附图 16，图示为一种高频振荡转换器，组成了联合 PFC/DC-DC 转换器 (28, 42) 的另一例实施方案。高频振荡转换器包括一个隔离变压器 80，变压器 80 的一次线圈 82 和二次线圈 84 的中间都有一个抽头。电感 86 联结在整流器 26 与一次线圈 82 的首端 88 之间，而储能电容 90 则联结在一次线圈 82 的中间抽头 92 与前向偏置二极管 94 的阳极之间，前向偏置二极管 94 连在一次线圈 82 的第二端 96 上。高频开关 97 (如 MOSFET 开关) 装置在变压器 80 的一次侧。半桥整流器

25 包括二极管 98 和 100、一个包含电感 102 和电容 104 的 L-C 滤波电路，半桥整流器装在变压器 80 的二次侧，其中电容 104 联结在电感 102 和二次线圈 84 的中间抽头 106 之间。开关 97 的开关频率与占空比由

30 控制电路 B 控制，以产生一个调整好的直流电流，开关频率很高，如 >1Mhz。

本领域的技术人员容易理解，DC-DC 转换器 42 (或联合 PFC 转换

器 28/DC - DC 转换器 42) 可采用任何合适的零压切换或软切换技术来提高其工作或开关频率, 譬如, 采用零电压切换准谐振开关或零电流切换准谐振开关, 和/或采用高精度的减震器电路(没有用图表示), 这样就可以减小变压器和其他电抗元件的尺寸大小。另外, 可利用半桥或其它合适类型的整流器来代替全桥整流器。此外, 如果输入电源为直流电源, 如电池, 而不是从公用电线引入的交流电源, 那么, 整流器 26 和 PFC 转换器可以省去。



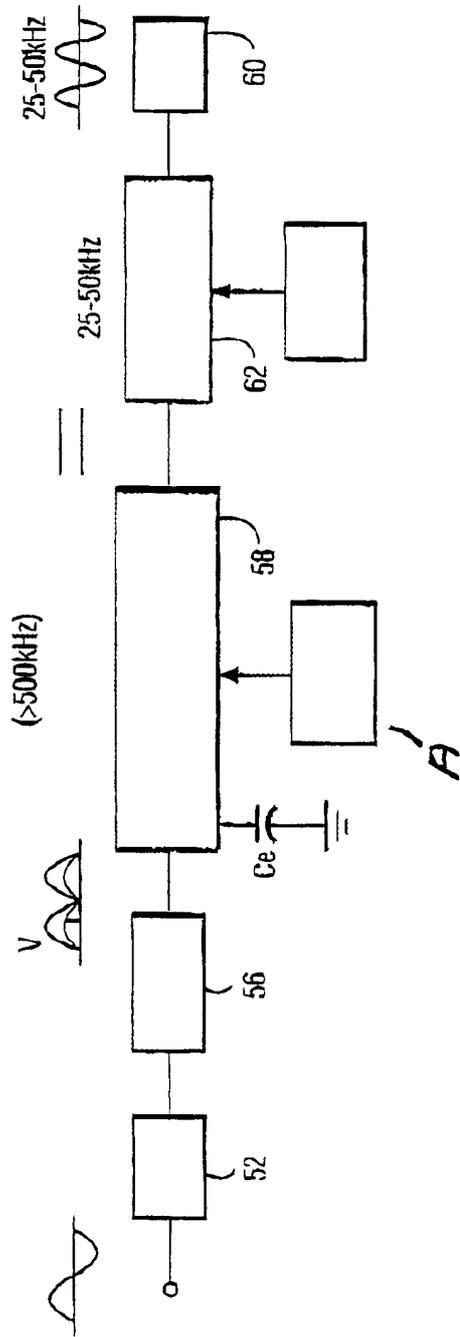


图 3

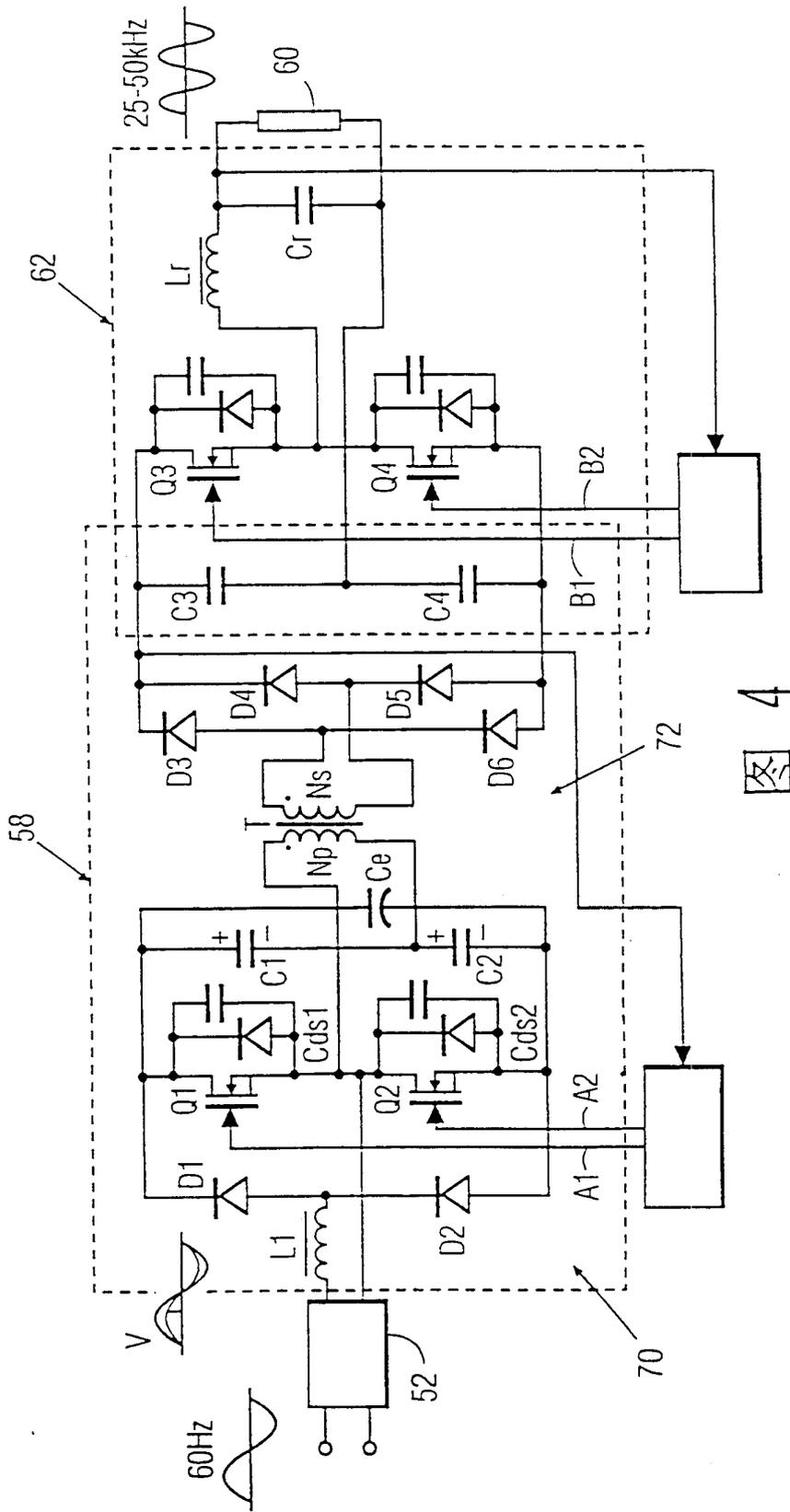


图 4

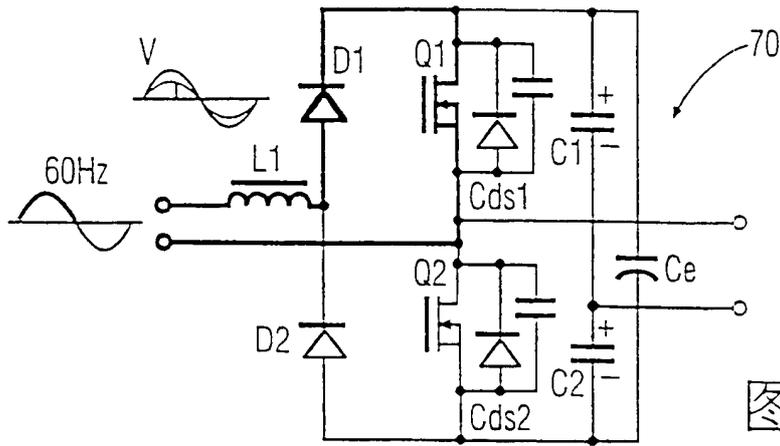


图 5A

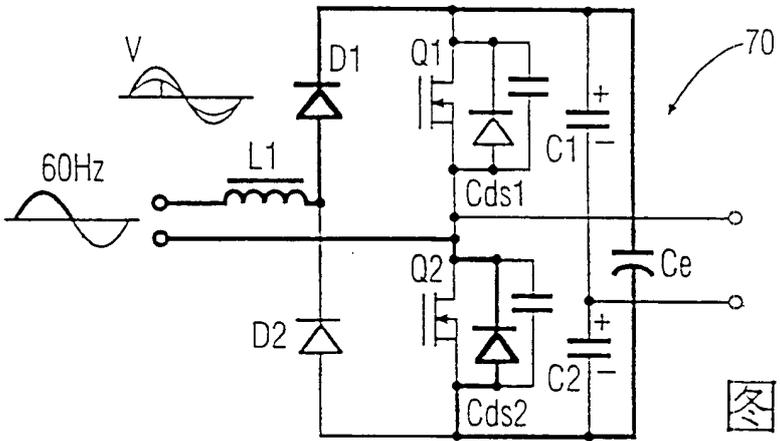


图 5B

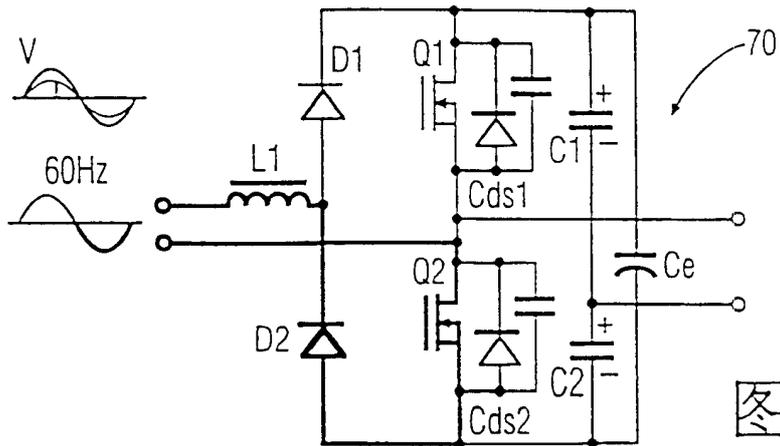


图 5C

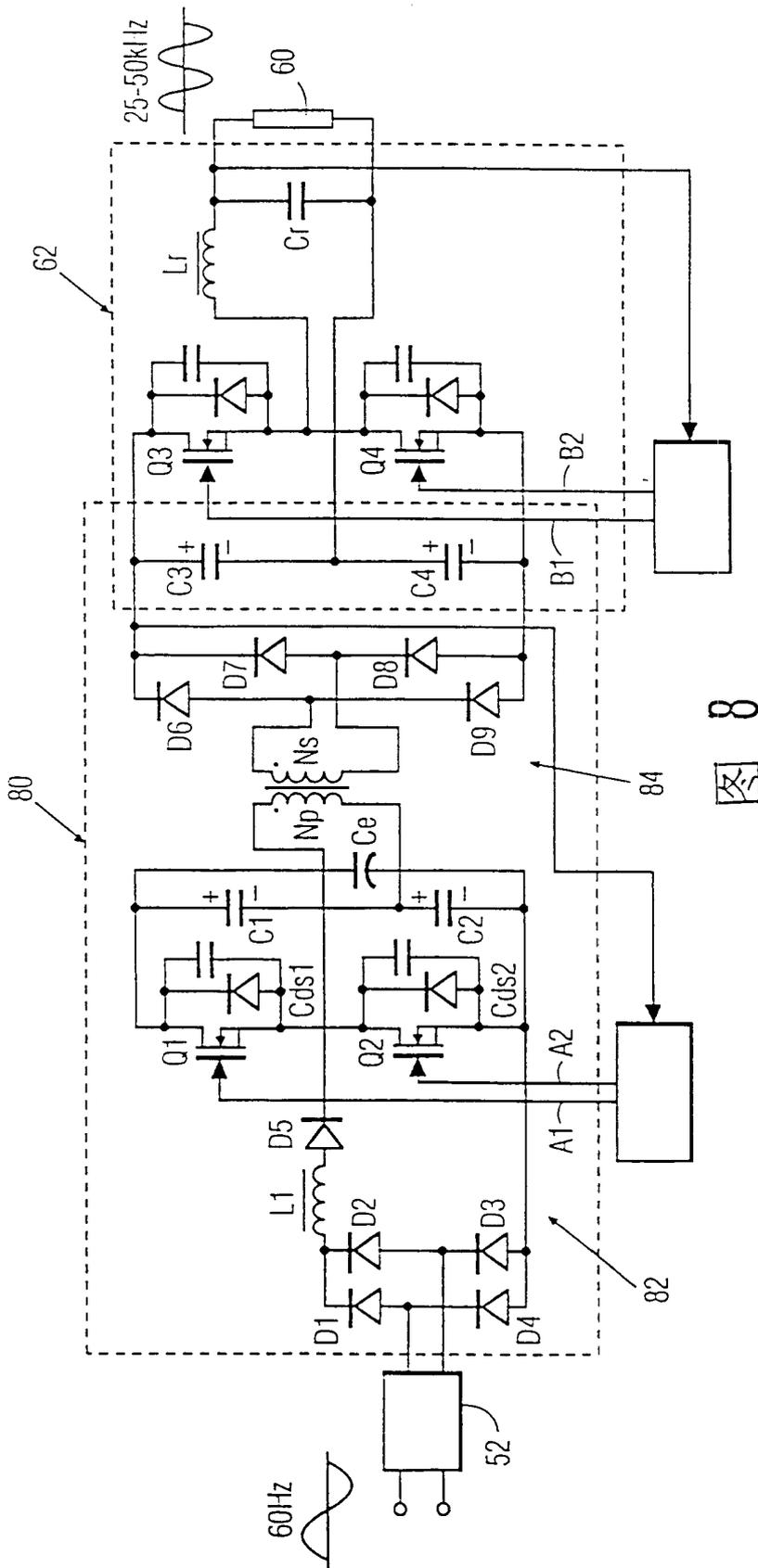


图 8

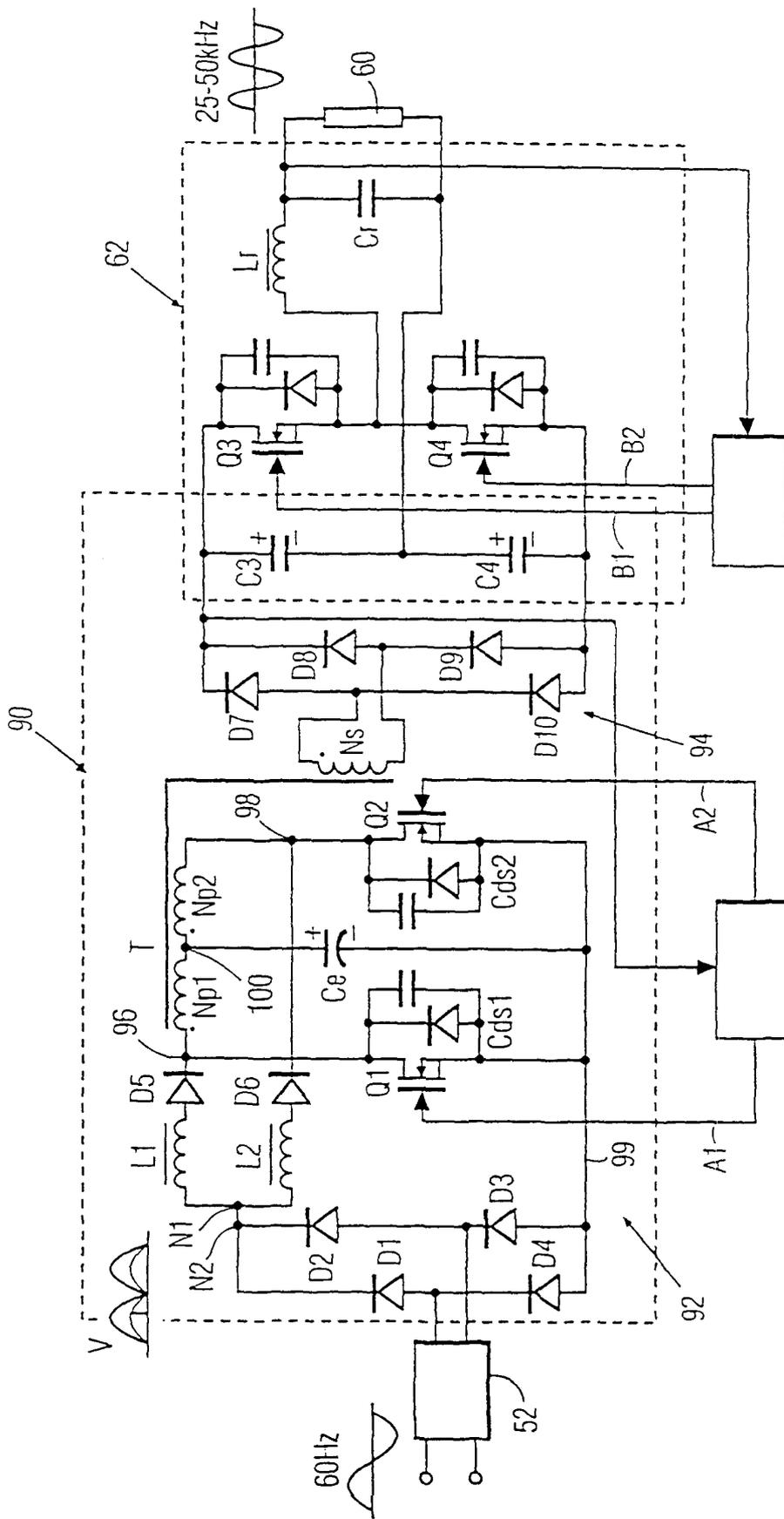


图 9

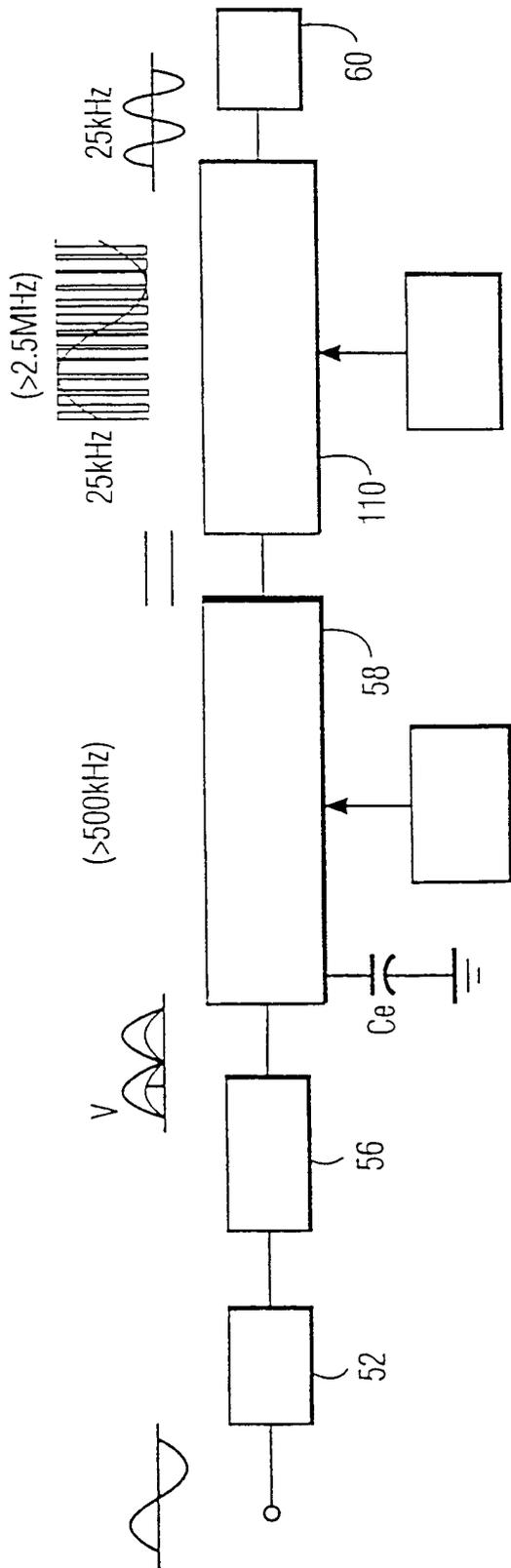


图 10

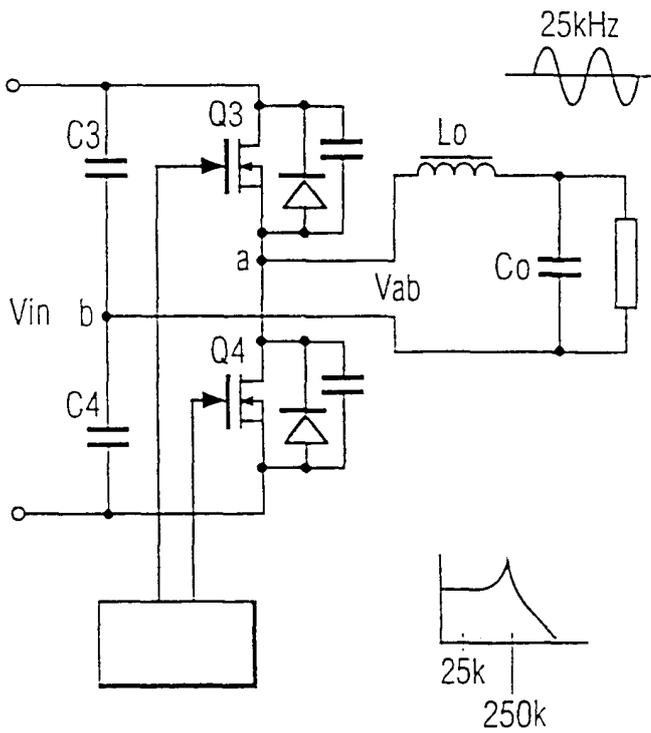


图 11

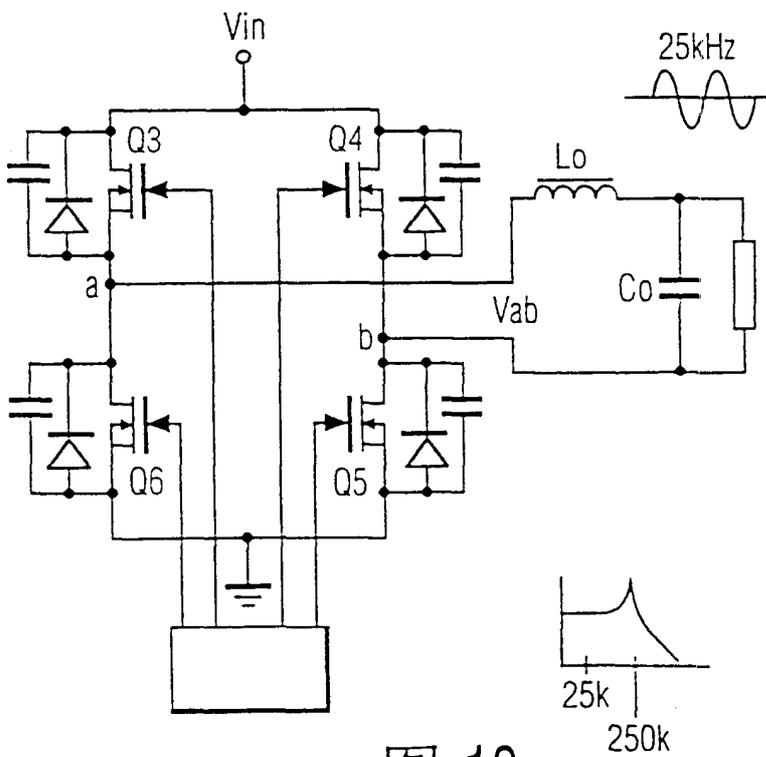


图 12

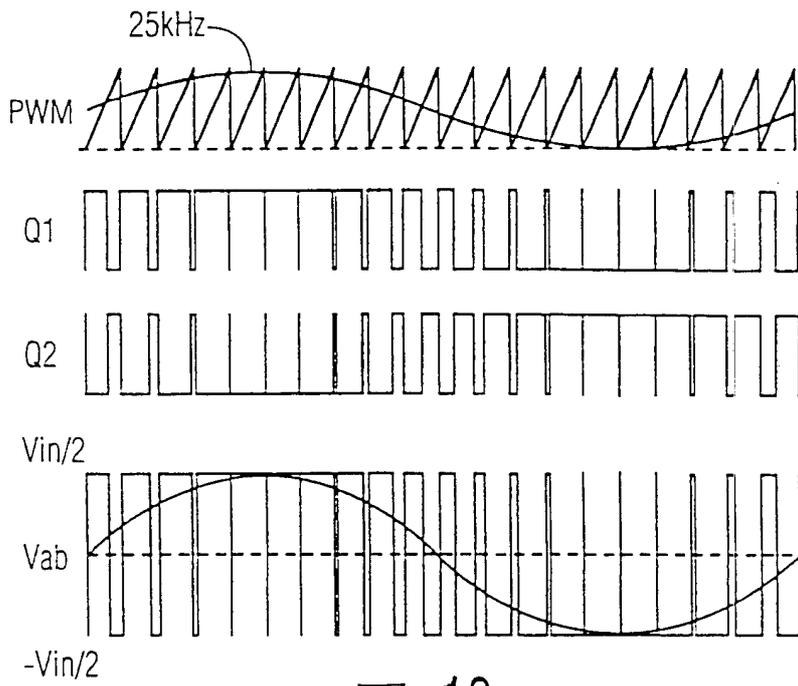


图 13

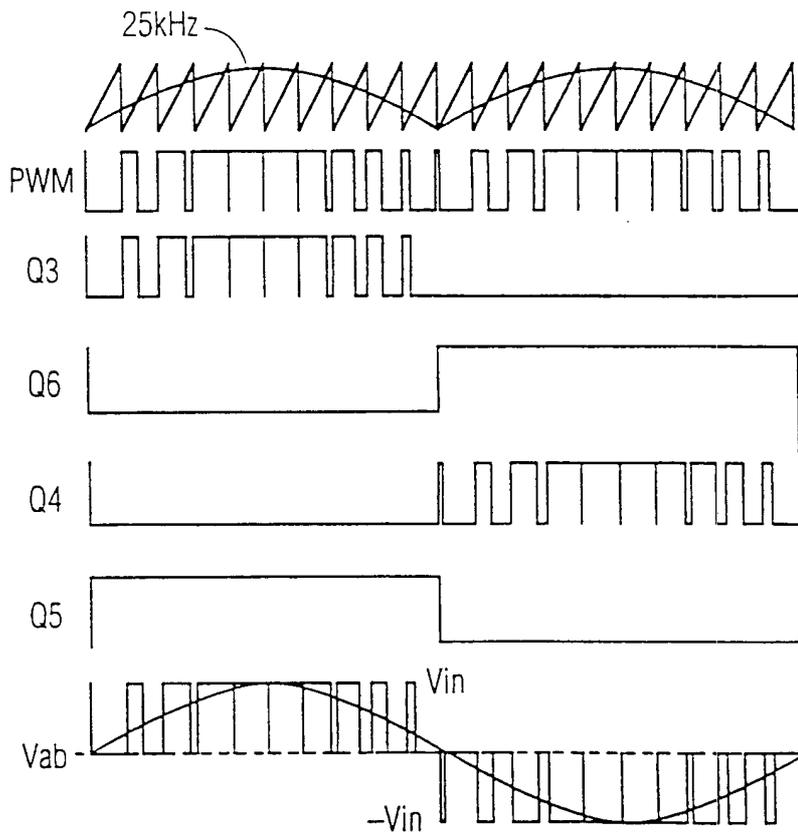


图 14

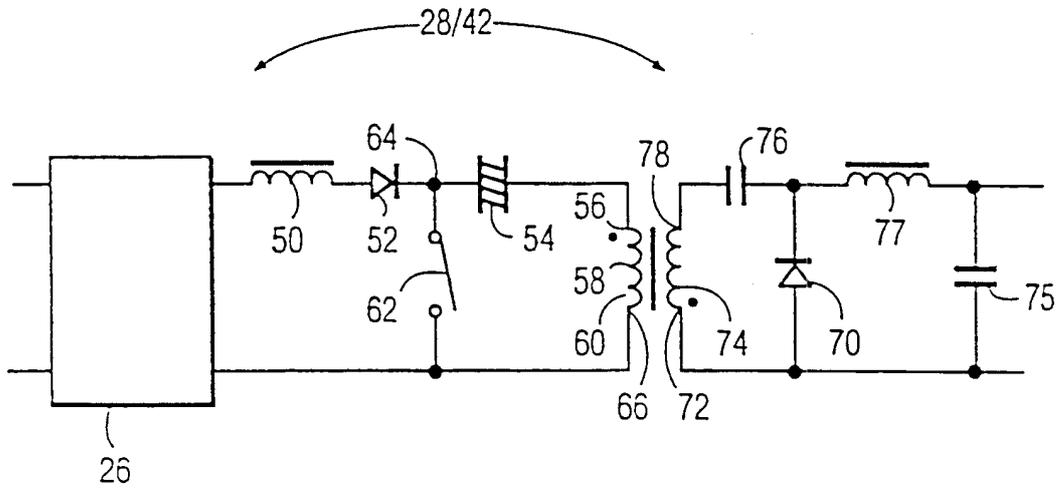


图 15

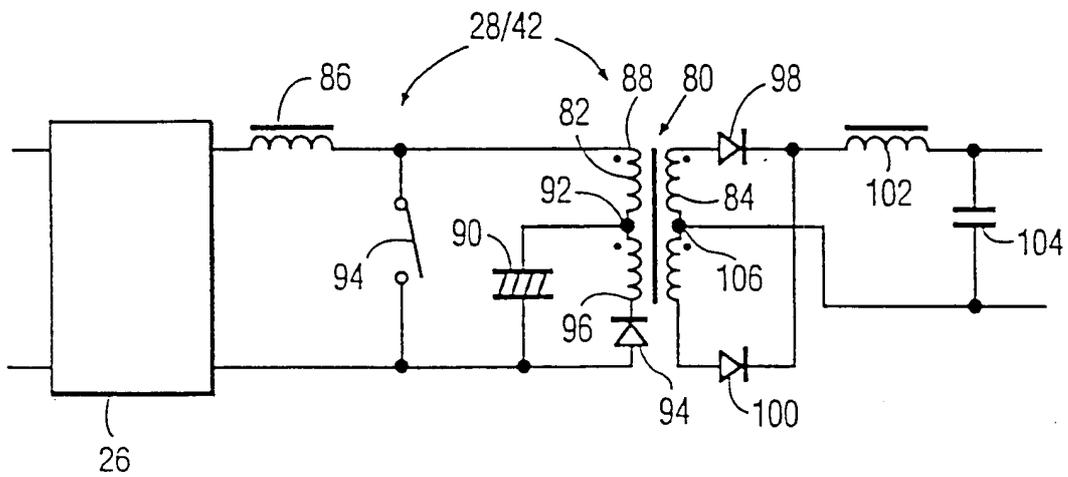


图 16