

- 1、一种提高一参量功率放大器中的功率效率的参量扬声器系统，包括：
 - (a) 该功率放大器中的一开关功率级；
 - (b) 由该开关功率级放大的一超声载频；
 - (c) 一声频信号，该声频信号被调制到该载频上以形成从该载频偏移的边带信号，以及
 - (d) 至少一个与该功率放大器电耦合的转换器。
- 2、按权利要求 1 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关功率级有多个功率级，利用振幅开关的多个功率级向一线性输出级提供功率。
- 3、按权利要求 2 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关功率级有至少两个振幅开关功率级。
- 4、按权利要求 1 所述的参量扬声器系统，其特征在于，进一步包括一输出耦合变压器，该变压器包括第一极性处的一低压抽头和一高压抽头和与第一极性相反的第二极性处的一低压抽头和一高压抽头。
- 5、按权利要求 2 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该多个功率级由至少两个变压器正抽头和至少两个变压器负抽头提供。
- 6、按权利要求 2 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该多级功率级包括至少两个正的和两个负的功率供应级。
- 7、按权利要求 1 所述的参量扬声器系统，其特征在于，所述的边带信号由开关功率级放大；且该参量扬声器系统还包括至少一个耦合在该开关功率级与该至少一个转换器之间的电抗线路元件。

8、按权利要求 7 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关功率级使用脉冲宽度调制。

9、按权利要求 7 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关功率级为一 D 类放大器。

10、按权利要求 7 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关功率级有一与该参量扬声器系统的载频对应的开关频率。

11、按权利要求 10 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该开关频率为该参量扬声器系统的载频的整数倍。

12、按权利要求 11 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该功率放大器以三状态方式工作，该开关功率级的开关频率为该参量扬声器系统的载频的偶整数倍。

13、按权利要求 11 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该功率放大器以两状态方式工作，该开关功率级的开关频率为该参量扬声器系统的载频的奇整数倍。

14、按权利要求 11 所述的参量扬声器系统，其特征在于，在一与该参量扬声器系统的最低可听频率限度对应的频率容限内该开关功率级的开关频率等于该参量扬声器系统的载频的倍数。

15、按权利要求 14 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该频率容限小于该最低可听频率限度。

16、按权利要求 14 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该频率容限小于或等于载波的一倍数与最低可听频率限度的乘积。

17、按权利要求 14 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该频率容限由下式确定：

$$T_L < (xC) * LFL$$

其中， T_L 为频率容限；

(xC) 为所使用的载波的倍数；

LFL 为最低频率容限。

18、按权利要求 1 所述的参量扬声器系统，其特征在于，在一与载频对应的频率下该至少一个电抗线路元件中的一个或多个元件用来补偿该转换器的电抗负载。

19、按权利要求 7 所述的参量扬声器系统，其特征在于，参量扬声器系统的转换器进一步包括一共振频率，该至少一个电抗线路元件在一与该共振频率对应的频率下用来补偿该转换器的电抗负载。

20、按权利要求 7 所述的参量扬声器系统，其特征在于，参量扬声器系统的转换器进一步包括一共振频率，该至少一个电抗线路元件在该参量扬声器系统超声频率范围内一与非共振频率对应的频率下用来补偿该转换器的电抗负载。

21、一种提高一参量功率放大器中的功率效率的参量扬声器系统，包括：

(a) 该功率放大器中的一开关功率级；

(b) 由该开关功率级放大的一载频；

(c) 具有从该载频偏移的对应边带频率的一声频范围；

(d) 至少一个与该开关功率级电耦合、显示为电抗负载的转换器；以及

(e) 至少一个耦合在该开关功率级与该至少一个转换器之间、用来在一与该载频对应的频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路元件。

22、按权利要求 21 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该转换器在一包括该载频的频率下主要呈容抗负载；以及该至少一个电抗线路元件进一步包括一电感。

23、按权利要求 21 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该转换器在一包括该载频的频率下主要呈感抗负载；以及该至少一个电抗线路元件进一步包括一电容。

24、一种与一放大一载频的参量功率放大器一起使用时可提高功率效率的参量扬声器系统，包括：

一呈电抗负载和至少一个共振频率的转换器；以及

耦合在该功率放大器与该转换器之间、在选定非共振频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路。

25、按权利要求 24 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该转换器在该非共振频率下主要呈容抗负载；以及该电抗线路进一步包括至少一个电感。

26、按权利要求 25 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该电抗线路进一步包括至少一个电容。

27、按权利要求 24 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该电抗电路可以根据该转换器的参量变动而动态调节。

28、按权利要求 24 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该电抗电路可随载频的变动而相应地动态调节。

29、按权利要求 24 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该电抗电路可随着该转换器共振频率的变动而相应地动态调节。

30、一种与一放大一超声载频的参量功率放大器一起使用时可提高功率效率的参量扬声器系统，包括：

一呈电抗负载的转换器；以及

包括至少一个电感和至少一个电容、耦合在该功率放大器与该转换器之间、在选定频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路。

31、按权利要求 30 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该转换器中有至少一个电感。

32、按权利要求 30 或 31 所述的参量扬声器系统，其特征在于，该选定频率从以下该选定频率组合选取：载频、转换器的共振频率、和转换器的非共振频率。

33、一种提高一参量扬声器功率放大器中的功率效率的方法，包括如下步骤：

- (a) 生成一脉冲宽度调制 PWM 信号；
- (b) 使用该 PWM 信号放大一有一载频和与声频有关的边带信号的参量信号；
- (c) 将该参量信号传给至少一个有一电抗负载的转换器；以及
- (d) 用至少一个电抗线路元件补偿该转换器中的电抗负载。

34、按权利要求 33 所述的方法，其特征在于，步骤 (a) 进一步包括在开关频率下生成该脉冲宽度调制 PWM 信号，所述的开关频率选自以下开关频率：载频的倍数的开关频率、载频的偶倍数的开关频率、以及载频的奇倍数的开关频率。

35、一种在一有一功率输出级的放大器中无需使用一隔离功率变压器就可放大传给一参量扬声器的信号的方法，包括下列步骤：

- (a) 使用输入隔离电路元件隔离小信号输入线路与该放大器中的输入功率线路；
- (b) 使用输出隔离变压器隔离该放大器输出线路；以及

(c) 用直接离线整流而不是一功率隔离变压器把功率从输入功率线路传给放大器输出级。

36、按权利要求 35 所述的方法，其特征在于，步骤 (a) 进一步包括下列步骤：使用一光隔离器隔离输入功率线路。

37、按权利要求 35 所述的方法，其特征在于，步骤 (a) 进一步包括下列步骤：使用一隔离变压器隔离输入功率线路。

38、一种在一有一功率输出级 并用来放大一信号的放大器中减小一电抗负载转换器在该转换器的非共振频率下的电抗的方法，包括下列步骤：

(a) 向该包括至少一个与该放大器耦合的电抗元件的放大器的功率输出级提供一信号；以及

(b) 通过该信号与该至少一个电抗元件的相互作用补偿该转换器的非共振频率下转换器电抗。

39、按权利要求 38 所述的方法，其特征在于，步骤(b)进一步包括下列步骤：使用至少一个感抗元件补偿一电容性转换器的转换器电抗。

40、按权利要求 39 所述的方法，其特征在于，步骤 (b) 进一步包括下列步骤：使用至少一个容抗元件补偿一电感性转换器的转换器电抗。

41、一种高效使用一开关式功率放大器与一基于载频的参量扬声器的方法，包括下列步骤：

(a) 确立一参量扬声器载频；

(b) 经该开关式功率放大器生成一为该参量扬声器的载频的整数倍的开关频率。

42、按权利要求 41 所述的方法，其特征在于，步骤 (b) 进一步包括经该开关式功率放大器生成一为该参量扬声器的载频的偶整数倍的开关频率。

参数扬声器的功率放大

技术领域

本发明涉及参数扬声器系统，尤其涉及参量扬声器的功率供应系统。

背景技术

参量扬声器是这样一种电声系统，它在工作时产生一比方说 40kHz 的超声载波，然后用一声频输入信号调制该载波。该调制把该声频上移到载波频率加上声频之和的频率。该上移频率 (f_1) 与载波频率 (f_2) 相互作用，通过把空气驱动到非线性而产生有关可听信号 (f_1-f_2) 加上其他分量 (例如 f_1+f_2)，从而对声频输入信号进行可听复制。一般要求一参量系统的超声上限频率至少为 60kHz，因为这可在 40kHz 载波信号的顶部上调制 20kHz 的声频信号。

以往参量扬声器的使用受到限制。其一部分原因是一般其效率低下，因为声音输出基于超声波在空气中解调成可听声音的二次效应。该二次效应需要大量功率来驱动该系统和供应声频输出。

参量功率供应系统的效率由于参量系统需要连续输出载频而进一步下降。在全声频输出下，载频工作在不变的 1/4 功率输出大小上，从而在放大器中造成高功率消耗。即使在较低声频大小下或当音乐中断时，也必需在不变高功率大小下驱动载波信号。

此外，大多数参量扬声器转换器为高电抗负载。在现有技术中，参量转换器使用直接驱动转换器的普通线性功率放大器来驱动，因此需要使用在输出级中消耗大量功率和热量的很大功率的放大器。

由于可能需要连续的高功率，参量或超声扬声器中工作最佳的转换器往往主要是电抗 (容抗和/或感抗) 性的。这与主要呈电阻性的普通电磁扬声器成鲜明对照。在参量系统中使用电抗扬声器的原因之一是，平均值很大的载频会在转换器的电阻元件中造成高热消耗。纯电抗转换器由于它作为放大器的电抗负载而在该装置本身中消耗极少热量。相应地，与电抗转换器或扬声器耦合的功率放大器 (特别是线性放大器) 的热能损耗很大。这些损耗是由于功率放大器在直接驱动电抗负载时必需放大高电抗充电电流造成的。在最大输出功率的频率如载频和与待复制的最低声频有关的频率下该问题特别严重。

与现有参量扬声器有关的一个主要问题是，电抗负载转换器需要大量电抗充电功率。该功率要求转而不得不使用输出功率大得多的放大器来供应该浪费性功率。

现有参量扬声器使用通常所谓的线性或 B 类放大器，这种放大器在满功率时效率最高，在 1/4 功率大小或相当的一半电压大小下热效率最低。作为一个例子，100W 的 B 类放大器工作在 1/4 功率下时在向负载只输出 25W “有用”功率的同时 50W 消耗在废热上。这既无谓浪费功率又由于需要很大冷却系统而提高了系统成本。

参量系统中线性功率放大器效率低下的一个主要原因是，使用在参量扬声器中的普通转换器的电抗必需由该功率放大器驱动。如所公知，线性放大器在驱动电抗负载时效率大大下降，热量增加。因此，需要有一种在一参量扬声器系统中更有效使用放大器功率的系统。

发明内容

本发明提供一种可提高参量扬声器系统中的功率效率的参量扬声器功率放大器。

本发明具体提供了如下的几个主要技术方案：

一种提高一参量功率放大器中的功率效率的参量扬声器系统，包括：（a）该功率放大器中的一开关功率级；（b）由该开关功率级放大的一超声载频；（c）一声频信号，该声频信号被调制到该载频上以形成从该载频偏移的边带信号，以及（d）至少一个与该功率放大器电耦合的转换器。

一种提高一参量功率放大器中的功率效率的参量扬声器系统，包括：（a）该功率放大器中的一开关功率级；（b）由该开关功率级放大的一载频；（c）具有从该载频偏移的对应边带频率的一声频范围；（d）至少一个与该开关功率级电耦合、显示为电抗负载的转换器；以及（e）至少一个耦合在该开关功率级与该至少一个转换器之间、用来在一与该载频对应的频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路元件。

一种与一放大一载频的参量功率放大器一起使用时可提高功率效率的参量扬声器系统，包括：一呈电抗负载和至少一个共振频率的转换器；以及耦合在该功率放大器与该转换器之间、在选定非共振频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路。

一种与一放大一超声载频的参量功率放大器一起使用时可提高功率效率的参量扬声器系统，包括：一呈电抗负载的转换器；以及包括至少一个电感和至少一个电容、耦合在该功率放大器与该转换器之间、在选定频率下补偿该转换器的电抗负载的电抗线路。

一种提高一参量扬声器功率放大器中的功率效率的方法，包括如下步骤：（a）生成一脉冲宽度调制（PWM）信号；（b）使用该 PWM 信号放大一有一载频和与声频有关的边带信号的参量信号；（c）将该参量信号传给至少一个有一电抗负载的转换器；以及（d）用至少一个电抗线路元件补偿该转换器中的电抗负载。

一种在一有一功率输出级的放大器中无需使用一隔离功率变压器就可放大传给一参量扬声器的信号的方法，包括下列步骤：（a）使用输入隔离电路元件隔离小信号输入线路与该放大器中的输入功率线路；（b）使用输出隔离变压器隔离该放大器输出线路；以及（c）用直接离线整流而不是一功率隔离变压器把功率从输入功率线路传给放大器输出级。

一种在一有一功率输出级、并用来放大一信号的放大器中减小一电抗负载转换器在该转换器的非共振频率下的电抗的方法，包括下列步骤：（a）向该包括至少一个与该放大器耦合的电抗元件的放大器的功率输出级提供一信号；以及（b）通过该信号与该至少一个电抗元件的相互作用补偿该转换器的非共振频率下转换器电抗。

一种高效使用一开关式功率放大器与一基于载频的参量扬声器的方法，包括下列步骤：（a）确立一参量扬声器载频；（b）经该开关式功率放大器生成一为该参量扬声器的载频的整数倍的开关频率。

本发明的有益效果是提高参量扬声器功率放大器中的效率，不失真。克服了采用开关式放大器或 D 类功率放大器的缺点。本发明的其他特征和优点见以下结合附图的详细说明，该说明和附图一起例示出本发明的各特征。

附图说明

图 1 为一 D 类脉冲宽度调制放大器的方框图；

图 2 简示出一包括一 H-桥放大器、输出滤波和变压器负载耦合的参量扬声器系统；

图 3 简示出一包括输出滤波的半桥放大器；

图 4 示出约 23 倍载频的脉冲宽度调制（PWM）频率；

图 5 示出由图 4 中 PWM 频率造成的失真频率；

图 6 为一频谱图，示出非同步脉冲宽度调制频率造成声频上边带失真；

图 7 为一频谱图，示出同步脉冲宽度调制频率避免声频上边带失真；

图 8 为一具有一 D 类放大器的参量系统的方框图，它使用一频率倍增器生成一为载频预定整数倍的 PWM 频率来避免失真波；

图 9 示出生成一理想信号正弦波；

图 10 示出使用双极 3 倍载频脉冲宽度调制生成一信号波；

图 11 示出使用单极 2 倍载频脉冲宽度调制生成一信号波；

图 12 示出使用双极 5 倍载频脉冲宽度调制生成一信号波；

图 13 示出单极 4 倍载频脉冲宽度调制；

图 14 简示出一包括一线性功率放大器和一功率变压器的参量扬声器系统；

图 15 为图 14 参量扬声器系统的频率响应曲线图；

图 16 为包括声音输出曲线的图 14 系统的频率响应曲线图；

图 17 示出一包括一调谐到非转换器共振频率的电感的参量扬声器系统；

图 18 示出其电感调谐到非转换器共振频率的图 17 系统的频率响应图和一示出没有该电感时的响应曲线；

图 19 示出一包括一调谐到非转换器共振频率的并联电感的参量扬声器系统；

图 20 示出一包括调谐到最佳频率的一电感和一可变电容的参量扬声器系统；

图 21 为图 20 的频率响应曲线图；

图 22 简示出一包括一电感性扬声器和一并联共振电容的参量扬声器系统；

图 23 简示出一包括一电感性扬声器和一串联共振电容的参量扬声器系统；

图 24 示出当把电抗组件调谐到一不与转换器共振的频率时图 22 和 23 的频率响应曲线图；

图 25 示出当把电抗组件调谐到与转换器共振时图 22 和 23 的频率响应曲线图；

图 26 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括一组电感和一电容；

图 27 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括一组电感和一组电容；

图 28 示出一用于图 17、19、20 和 26-32 的可变可饱和电感；

图 29 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括一组串联电感和一并联电容；

图 30 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括一升压变压器前的一电感、一并联电容和该变压器中的一电感；

图 31 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括一升压变压器前的一电感、一并联电容和该变压器后的一电感；

图 32 简示出一具有电抗线路的参量扬声器系统，该电抗线路包括变压器前的一电感和一并联电容和该变压器后的一电感组和电容；

图 33 简示出一线性或开关式功率放大器的功率变压器的隔绝线路图；

图 34 示出参量扬声器的一多级开关放大器；

图 35 示出参量扬声器的一使用一输出耦合变压器的多级开关放大器。

具体实施方式

为更好理解本发明原理，下面使用具体语言说明附图所示实施例。但应指出，不应看成对本发明范围有所限制。本领域普通技术人员可在本发明范围内对本文所述本发明特征作出种种改动和修正，本发明原理也可用于其他种种场合。

由于一参量扬声器即使不发声一般也工作在 1/4 输出功率上且使用在参量扬声器中的转换器的负载阻抗通常包括很大电抗组件，因此参量扬声器系统中的现有线性放大器的效率低下。由于前述问题，可以看出，现有参量系统效率低下的一个主要原因是使用了线性 B 类放大系统。

另一类放大器为开关式或 D 类功率放大器。该放大器使用一开关输出级，与 B 类放大器的线性信号方式不同，其输出功率信号不是“开”就是“关”。开关式功率放大的效率非常高，即使电抗性负载也能保持高效率。公知使用这一技术来大大提高低频系统的效率，但新近才被有效使用于达 20kHz（即最大可听频率）的音响装置中。即便如此，当用于电容性转换器时即使在 20kHz 以下频率，也很难不发生较大失真或高频响应误差。

图 1 示出一参量系统中的一 D 类功率放大器或一脉冲宽度调制（PWM）放大器的一实施例，其输出信号在送到负载或转换器前经滤波。输入信号源 100 与一误差放大器 102 连接，该误差放大器接收一来自一控制信号增益的反馈放大器 103 的反向信号。该信

号然后传给一环路滤波器 104，该环路滤波器可为一滞后-超前滤波器，以稳定该反馈环路。用一脉冲宽度调制器 106 产生、控制和改变所生成的脉冲的宽度或长度。桥式驱动器 108 控制输出功率开关 110 的的开关。桥式驱动器和脉冲宽度调制器可合成在一集成芯片中，也可如图所示分开在各自芯片中。输出功率开关接收来自电源 112 的功率后使用半桥或全桥开关线路接法输出一开关放大信号。用滤波组件 114 把该脉冲宽度调制转换成模拟信号，减小开关噪声。使用半桥开关线路接法时需要使用一组滤波器；使用全桥线路接法时使用第二组对称滤波器 116。一转换器负载 118 与滤波器组件连接。

现有 D 类功率放大器的一个问题是，为了使该放大器的高频性能等于或接近 B 类功率放大器的高频性能，要求开关频率至少为待复制频率的 10—25 倍甚至更高。这一要求甚至对仅为 0—20kHz 的声频信号带宽来说也是一个难于满足的设计标准，因为它需要 200kHz—500kHz 的开关频率。这一频率范围的 D 类放大器已得到使用，但不是很成功。

从线性、输出阻抗和降低滤波器成本的观点看要求使用甚至更高开关频率来提高性能，但从开关损耗和热耗的观点看不应提高开关频率。事实上，提高某些 D 类放大器的开关频率（400kHz 以上）的结果是这些 D 类放大器的效率与标准 B 类放大器一样低下。

现有 D 类放大器的另一个问题是，它们一般在输出上使用一个或多个 LC 滤波器生成线性信号。为了减小 D 类放大器的开关噪声，要求这些 LC 滤波器的值足够大，但为了在高声频时不与扬声器负载相互作用，相反要求该值足够小。

现有 D 类功率放大器的另一个问题是，电能会从电源到负载又回到电源循环。由于这一问题，大多数 D 类放大器必需使用功率晶体管、驱动器、整流器和输出滤波器数量增加一倍的桥式输出级。如不使用这种线路，电能就会从电源正极流到负载后又返回电源负极。这一循环会造成过电压而造成灾难性过电压后果。因此需要使用成本更高的桥式输出线路或复杂的电压平衡系统。

尽管 D 类放大器存在这些缺点，但仍希望在参量扬声器系统中使用 D 类放大器，因为 D 类放大器一般来说效率高，特别对于电抗负载来说在 1/4 功率下的效率提高。用于 60kHz 下的参量扬声器系统（其待复制的最高频率通常比 D 类放大器已难于实现的声频频带高至少三倍）时对现有 D 类放大器的 10—25 倍的最低要求需要 D 类功率放大器的开关频率为 600—1500kHz。使用 D 类放大器实现这些高开关频率既困难，又昂贵。更昂贵和复杂的 D 类放大器的又一个缺点是，用来产生 600—1500kHz 时 D 类放大器的效

率下降，可能产生与线性放大器差不多的大量功耗。在超声频率下使用 D 类放大器会提高放大器系统的成本和复杂性而无法保持使用较低开关频率时 D 类放大器的效率。可以看到，如能在一参量扬声器系统中利用 D 类放大器的效率的同时仍保持在其较低开关频率下时所能获得的效率是有价值的。

如图 2 所示，一参量扬声器系统包括一具有一 H-桥放大器的 D 类放大器、输出滤波和一变压器负载耦合。4 个功率开关装置 120a—120d 用来开关来自电源线 122 的功率。若干脉冲驱动线 130a—130d 与桥式驱动器连接而驱动各开关装置。开关装置可为 MOSFETs、高速双极晶体管或其他公知快速功率开关装置。用于该系统的元件的典型电源额定值为 60 V MOSFET。也可使用更高电压如 200V 的 MOSFETs，但它们更贵。

该全桥线路接法中还使用两开关滤波器 124a 和 124b 滤去高频开关噪声。一电容 126 用来滤去 DC 信号。为使电压与转换器 132 匹配，用一变压器 128 升高或降低由开关装置 130a-d 输出的电压。在要生成超声信号时使用变压器特别有利，因为超声转换器需要比使该放大器工作最佳的直接输出更高电压或电流。当然，该变压器可省略而使高压装置（例如 MOSFETs 等）与高压转换器匹配，但这决定于要使用何种方法。两对两极滤波器 131a 和 131b 用来进一步过滤高频和/或调谐以与电抗负载匹配。

图 3 简示出其输出滤波的一半桥放大器。2 个功率开关装置 140a 和 140b 用来开关来自电源线 142 的功率。脉冲驱动线 144a 和 144b 各与桥式驱动器接而驱动各开关装置。开关装置可为 MOSFETs、高速双极晶体管或公知的类似快速功率开关装置。在全桥线路接法中，用一 4 极滤波器 145 滤去高频开关噪声。此外，该 D 类放大器与该转换器之间可用变压器耦合来匹配放大器的输出与转换器的阻抗。

图 4 示出比载频信号 152 大约 20—25 倍的脉冲宽度调制频率 150 或 800kHz—1MHz 的一频率。超声信号使用 20kHz 以上的载波信号。优选的载频为 30—60kHz，该载频用在该频率上加上 15 或 20kHz 的声频信号边带调制。一 D 类放大器使用的开关频率比最高复制频率大约 20 倍或以上，因此要求开关频率为当前开关式或 D 类技术无法实现的 1.2MHz 或以上。如使用较低开关频率，就会在与声频有关的边带中造成失真，从而造成可听声音的失真和/或可能需要更多滤波器作用，因为必需使用较大滤波器滤去这些较低失真频率。此外，当使用较低开关频率时滤波器与扬声器负载之间的相互作用会造成频率响应异常。

图 4 还示出为载波整数倍的谐波 153。图 5 为图 4 中载频的放大图，谐波 153 用虚线表示。当脉冲宽度调制（PWM）频率的大小小于载频的 25 倍时，生成频带内失真波 154。可在由该参量转换器复制的音频中听到这些频带内失真波。图 6 示出约为 170kHz 的脉冲宽度调制频率 156。即使当脉冲宽度调制频率接近载频 158 时，上边带音频 162 中仍生成失真波 160。应该指出，这些附图示出单边带（SSB）（即调制到载频上的上边带（USB）音频信号），但也可使用较低边带（LSB）或双边带（DSB）。以上说明示出单边带（或上边带）的情况，但使用较低或双边带调制时出现互成镜像的失真波。

脉冲宽度调制的频率值不是任取，我们发现，使用为载频倍数的脉冲宽度调制特别有利。有价值的结果是，PWM 频率中的二次失真谐波直接落在载波上，任何其他更小谐波与载波的更高谐波相合。图 7 示出 PWM 频率 164 为载频 158 4 倍的情况。由于 PWM 频率的失真谐波落在上边带音频 162（或较低边带）的外部，因此不生成可听失真。图 7 还示出可用于 PWM 频率的其他整数谐波 166。

由于 PWM 频率同步到载频的合适倍数，因此可使用较小滤波元件，因为二次谐波被抵销而无需滤波。换句话说，该同步减小了所需截断率和/或提高了滤波器所需截断频率。使用载频的一谐波下的 PWM 频率的一个主要优点是，用于音频、例如 400kHz 的同一 D 类放大器也可在 400kHz 下而不是在预期的 800kHz—1.5MHz 下用于超声频率。使用同步还可对带通滤波调谐而滤去 20kHz 以上的频率，从而变压器由于无需较低频率而变小。

尽管最好为载频的精确整数倍，但 PWM 频率也可稍稍偏离载频的整数倍而不发生可听失真。即使 PWM 频率只大致为载频的整数倍，也能产生有利结果。此时，开关式功率放大器的功率级的开关频率在一“频率容限”内大致等于该参量扬声器系统的一载频的倍数。该频率容限与该参量扬声器的最低可听工作频率相当。换句话说，一参量扬声器有一阈值频率，如低于该阈值频率，该参量扬声器无法有效复制可听声音。由该阈值频率以下 PWM 生成的失真是听不到的。这一最低可听频率常常为 200Hz—400Hz 或以下，与频率容限有关的失真分量小于最低可听工作频率。该频率容限 T_L 小于或等于载波的倍数 (x_C) 与最低频率限度 (LFL) 的乘积。这也可表为：

$$T_L < (x_C) * LFL$$

因此，如载波的倍数为 3，最低可听频率为 300Hz，则该频率容限为 900Hz。这为 PWM 可偏离谐波但不发生可听失真的最大频率。

一个例子是使用 100kHz 载频和 400kHz 的 PWM 开关频率放大该载波（即 4 倍载频）。如 PWM 频率稍稍偏离 4 倍载频（400kHz）200Hz，就会在 50Hz 处生成失真。为确定失真频率，用该偏离（200Hz）除以整数倍 4（PWM 倍增器或 $\times C$ ）。所得 50Hz 下失真在频率只能低到 200Hz 的参量扬声器系统中是听不到的。如该偏离为 2000Hz，则失真谐波为 500Hz，刚好在可复制阈值以上。

图 8 为一 D 类放大器的方框图，包括在选定频率下生成脉冲宽度调制（PWM）功率信号所需线路。首先，生成一载波信号 200。该载波信号传给载频基准输入 202 和一般化振幅调制（包括该载波）204。一般化振幅调制用声频输入 206 调制生成一载波调制声频信号。该载波调制信号在传送到比较器 210 前通过一误差放大器 208。

与此同时，载波基准输入传到锁相环频率倍增器 212 后传到三角波发生器 214。锁相环基准频率与使用在该调制器中的载波的频率相同。在这里，三角波为载频的整数倍。这为开关驱动器提供一时钟信号。从三角波发生器输出的信号在通过比较器 210 时与从误差放大器 208 输出的信号一起生成一脉冲信号。该脉冲信号然后传送到功率放大器开关驱动器 224，开关驱动器转而控制功率放大器的开关装置 216。开关装置在半桥或全桥线路接法中可为 MOSFET 开关。还用一反馈环路 222 来控制信号增益。生成 PWM 功率信号后，用一输出滤波器 218 除去高频开关噪声。还包括匹配电抗组件 218，这在下文说明。最后超声信号传送给发出合成声波的转换器 220。

脉冲宽度调制（PWM）放大器必需尽可能精确地复制含有声频信息的模拟波。图 9 示出一完美的正弦波。PWM 通常有两类。一类 PWM 称为双极调制，因为正弦波两部分的脉冲只有两个值。换句话说，有一高值和一低值但没有中间值。另一类 PWM 为单极调制，其中，只有 0 值以上的正脉冲用于正弦波的正部分，只有 0 值以下的负脉冲用于正弦波的负部分。换句话说，有三种状态。

图 10 示出用双极 PWM 生成正弦波，其中，脉冲数为载波的三倍。重要的是要看到，这些脉冲对称于 180 度这一点，信号负部的脉冲与信号正部的脉冲互为镜像。与此对照，单极或三状态调制（正、负或 0 状态）的正弦波的正部分只生成正脉冲，正弦波

的负部分只生成负脉冲。图 11 示出以两倍载频生成脉冲。应该看到，虽然示出光滑波形，但当用声频信号调制载波时，波的形状不规则，用合适的脉冲来复制给定波形。

图 12 示出脉冲频率为 5 倍载频的双极脉冲宽度调制 (PWM)。图 13 示出 PWM 频率为 4 倍载频的单极脉冲宽度调制。正弦波正部和负部脉冲的对称有助于消除载频的偶次谐波。如上所述，使用为载频整数倍的 PWM 频率解决了可听范围内的失真问题。

参量音响系统的另一重要问题是输出常使用电容性转换器。纯电容性负载给放大器带来问题。大量电能存储在电容中。这些电能必需由放大器提供。电容性阻抗变动大，造成无用电压和电流在整个线路中循环。

如图 14 所示，一功率放大器参量扬声器系统经一升压或降压变压器 232 与一 A/C 电源 230 连接。功率传给一桥式整流器 234 后经两 DC 电能储能电容 236a 和 236b 传给一线性功率放大器 238。调制电子装置 240 与该线性功率放大器连接而供应一用与声频有关的边带信号调制的超声信号。该经调制、放大的信号传给一电容性转换器 242，该电容性转换器在该例中为一压电转换器。当载频 244 如图 15 所示与转换器共振频率 246 对齐时声音输出或效率增益提高。图 16 示出电容性转换器的频率响应（即以分贝为单位的输出与所复制的声频之间的关系）。第一曲线 248 表示载频与转换器共振频率不符时转换器的输出曲线。第二曲线 250 表示载波 244 与转换器共振频率符合时转换器声音输出的提高。尽管输出提高，但转换器的电容性不变，放大器必需把大量电抗能消耗在热量上。

可用放大器和转换器之间的另一阻抗来改善这一点，为此，用一正电抗抵销或补偿转换器电容的负电抗。图 17 示出一提高功率效率的参量扬声器功率放大器。该参量扬声器系统包括功率放大器 260 中的一开关功率级和提供一信号的调制电子装置 263。电抗线路元件耦合在该开关功率级和至少一个转换器 264 之间。确切说，一串联电感 262 与该开关功率级连接。该开关功率级最好为一 D 类放大器。当然，也可使用线性功率放大器，但 D 类放大器的效率高得多。

该电抗线路元件抵销或中和转换器负载阻抗的电抗部分的效应，提高电能效率。该电抗储能元件提供存储在负载阻抗的电抗部分中的无功功率。这意味着，该电抗匹配网络不断与转换器交换无功电能，使得放大器不必提供该无功电能。因此，放大器只须提

供驱动转换器的电能。此外，电抗元件与负载阻抗的电抗部分交替地交换无功电能。无功电能交替地存储在负载的电抗部分和所提供的电抗元件中。

如图 18 所示，调谐图 17 的电感生成一在非共振频率 266 上的电抗补偿频率。从而把声音输出曲线 272 从其原输出移动到由调谐电感而生成的声音输出曲线 270。这是有价值的，因为高频下本会衰减的输出得到提高。也可调谐该电感把电抗补偿频率移动到转换器的共振频率 268。带有声频信号的声频范围调制到载频上后传给转换器以便复制。图 19 示出电感 262 也可与该线路并联，然后调谐到载频、转换器非共振频率或最优选工作频率。

在窄频带上，转换器电容似乎由于增加电抗元件而消失。但是，电容和电感的电抗值随频率的变动相反，因此电抗阻尼或抵销只出现在窄频带上。电抗大小的变动实际上比以前更急剧。事实上，理论上在共振频率下可看成短路。

一种更好的办法是使用一由多个电感和电容构成的电抗匹配网络。这一网络包括至少两个电感和一电容。图 20 示出电抗线路元件的这一多元件接法。调制电子装置 280 与开关功率放大器 282 连接，电抗元件耦合在开关功率放大器与转换器 290 之间。该线路中的电抗元件为一串联电感 284 和一并联可变电容器 286。该线路中电感的优选调谐（在考虑电容前）是把电感调谐到高于或低于转换器的共振频率。然后可调谐电容，使得频率非常接近或等于转换器的共振频率。从而可根据转换器中的参量改变如热耗、温度、湿度或气压改变动态调节调谐。该动态调谐还可使得在其他非转换器共振频率上效率最大和需要跟踪转换器声音共振的很大改变时改变到载频上。图 21 示出当频率调谐到接近载频或共振频率时声音输出的提高。使用由多个电感和电容构成的电抗匹配网络可把对放大器的功率要求降到最低。

图 22 和 23 示出一包括一主要为电感性转换器的参量扬声器系统。调制电子装置 300 提供由声频边带信号调制后传给线性或 D 类功率放大器 302 的超声载波信号。该信号经一电抗匹配网络传给电感性转换器 304。该转换器为电磁发声线圈转换器、磁致伸缩转换器和显示为一电感性负载的同类转换器。用共振电容 306 和 308 对两电路调谐以在预定频率下补偿电感性负载中的电抗。图 22 示出一并联电容 306，图 23 示出一串联电容 308。两电容都与电感性负载共振而把转换器电感用作电抗匹配网络的一部分。图 24

示出使用该电抗网络把载频 307 调谐到非转换器共振频率。图 25 示出使用图 22 和 23 电抗匹配网络把信号频率 309 调谐到载频或转换器共振频率。

如使用 D 类开关放大器，可组合使用该电抗匹配网络与通常用来减小电磁干扰（EMI）的低通滤波器，提供合适滤波以减小开关噪声和使 PWM 正常工作。由于可能发生相互作用，这些元件即使分开设计也需要一起工作。该电抗匹配网络可设计成减小要求在放大器输出上生成的最大电压和最大电流。当组合使用该低通滤波器与该电抗匹配网络时，所得网络滤波器设计成同时满足 PWM 网络和补偿电抗负载的需要。

如图 26 和 27 所简示，调制电子装置 310 提供由声频边带信号调制后传给功率放大器 312 的超声载波信号。该信号经一电抗匹配网络传给转换器 318。确切说，电抗匹配网络都包括至少一个串联电感 314 和一个并联电容 316。图 26 包括另一并联电感 320。使用电感和电容组抵销电抗负载在使放大器的功率要求最佳化方面是有价值的。最好使用多个电感和电容，因为它们可调谐，从而不仅在狭窄频率范围上，而且在很宽频率范围上抵销电抗。与多极低通滤波器一样，调谐多个电感和电容比调谐单个电感可在非常窄的频率范围上大大抵销电抗。使用一组电容和电感在很宽或非常狭窄频率范围上抵销电抗可使放大器驱动转换器的能力最佳。相比之下，单个电感的调谐或频率控制有限。

图 27 示出作为电抗网络的一部分还包括一串联电感 322 和一并联可变电容 324。使用可变电容使得频率调谐可调节到要求加强的某些频率。由多个元件构成的电抗网络对 D 类放大器特别有效，但也可用于其负载电抗需要补偿的其他类型的放大器。

图 28 示出一可取代上述附图所示电感或增加到上述附图所示电感上的可变、可饱和和电感。该电抗线路中的电感 330 的感抗可随着供电 332 的变动而变。随着导磁线圈的磁场的改变，该电抗线路中的感抗波动。一可变电感可受电的控制而与该线路中的一反馈环路连接，以在任何给定时刻确定多大的感抗值可使该线路的电抗最佳。

图 29—32 示出数种电抗匹配网络。图 29—32 都包括调制电子装置 310 来提供由声频边带信号（单边带或双边带）调制后传给开关功率放大器 312 的超声载波信号。该信号经一电抗匹配网络传给转换器 318。每一匹配网络包括至少一个串联电感 314 和一个并联电容 316。图 29 示出使用与该电抗匹配网络的其他元件串联的电感 340。此外，可根据转换器的与气压和海拔高度改变有关的共振频率的改变改变载频。可改变载频以使参量扬声器输出的效率和输出大小最佳。

需要时某些或所有所需感抗也可包括在匹配变压器中。图 30 示出一升压或降压变压器 342，该变压器可包括一部分所需感抗。匹配变压器中的感抗可调谐以与该电抗匹配线路中的其他元件配合。图 31 为图 30 的一种变种，其中，感抗 346 已从一变压器 344 中移出到该变压器的转换器一边。图 32 示出用于电抗匹配的一电感 314 和电容 316 和一调节电压的变压器 356。该变压器与转换器之间电抗网络的其他元件为两电感 350 和 352 和一共振电容 354。

参量转换器的另一个问题是隔离 AC 电源线与负载线路。如放大器的高压引线露出的话这大量功率对使用者是极危险的，因为使用者会受到严重电击。现有放大器系统在桥式整流器前使用昂贵的功率隔离变压器隔离功率放大器与 AC 电源线。图 33 示出一种不使用昂贵功率隔离变压器隔离功率放大器的功率放大线路。参量信号从调制电子装置 360 经第一隔离变压器 362 传给功率放大器 364。一与 AC 电源线 372 连接的桥式整流器 370 用作功率输入线路把功率供应给功率放大器。然后放大的信号从该功率放大器经第二隔离变压器 366 传给输出转换器。这样该功率放大器和两隔离变压器可密封在使用者无法触及的同一容器中。第二变压器 366 根据转换器如静电转换器、压电转换器或其他转换器类型的匹配要求可为升压、降压或 1 比 1 变压器。使用两较小变压器来隔离功率放大器由于不必使用一般较大、较贵的功率变压器或功率隔离变压器可降低参量功率放大器的成本和大小。这一隔离线路的另一实施例是用一光隔离器取代该输入变压器。

开关功率放大器的一实施例使用一振幅开关或多级电压功率放大器。一超声载频用声频调制生成边带信号，该信号与载波一起由该开关功率级放大。一超声转换器与该功率放大器的输出连接。该多级开关功率级的一个特征是，它有多级功率供应或变压器抽头（见图 35）并使用功率振幅开关向一放大器的输出级提供受控功率和减小该放大器输出级的损耗。一多级开关放大器最好每一极性包括至少两个可开关功率输出。

图 34 示出参量扬声器多级开关放大器的一实施例。所示功率级的一极性和相反极性 384、386 包括与储能电容 390、392、394、396 的组合的多级电压供应 380、382。

在节目信号值低时，晶体管 402 和 404 操纵“内部”供应 382 和 384 从电容 392 和 394 吸取电流。在信号值高时，晶体管 400 和 406 接通，二极管 408 和 409 反向偏置切断包括二极管的电路中的电流。该多级方案提高该功率级的效率、减小其损耗。开关功率

级 490 的输出 410 可与一转换器连接。应该指出, 图 34 中每一极性两功率供应也可为一极性三个或三个以上功率供应或一输出耦合变压器上的两个或两个以上抽头。

图 35 示出参量扬声器多级开关放大器的另一实施例。与一放大器耦合的一变压器 450 有一极性和相反极性 458、460 的多级抽头 452、454 和一中心抽头 456。这一线路的输出和效率与图 34 系统相当, 但只须使用一个储能电容 462。

在节目信号值低时, 晶体管 470 和 472 (所示为 MOSFETs) 经低值变压器抽头 452 和 460 工作, 从储能电容 462 抽取电流。在信号值高时, 晶体管 474 和 476 接通, 晶体管 470 和 472 切断, 二极管 478 和 480 反向偏置, 从而切断包括二极管的电路中的电流, 从而从两高值电压抽头 454、458 中抽取电流。变压器的输出 482a 和 482b 可与一转换器连接。这一多级方案提高功率级的效率, 降低其损耗。

在图 34 多级功率供应实施例中, 可用一变压器输出上的 4 组抽头取代 4 组功率供应。也就是说, 用图 35 的 4 个抽头取代图 34 的 4 个功率供应。

结合图 34 所述系统的低值组可用功率供应电压 382 和 384, 而在图 35 中, 低值组可用较低抽头 454 和 458 的匝数比, 高值组用较高抽头 452 和 460 的匝数比。可根据若干参量如预期平均工作电压、节目材料的峰值与平均值的比例等选择功率大小。一优选实施例把高压与低压之比设为 2 比 1。此外, 多级功率线路可与功率放大线路组合以隔离该功率放大器而不必使用一功率隔离变压器。通过这两个线路的组合可提供与使用者隔离、大小、重量和成本减小的多级功率。

使用图 34 和 35 所示系统可使功率放大器效率较之现有参量扬声器的功率放大器大大提高。

可设计出更复杂的多级功率、振幅开关实施例如一多位功率放大器。例如, 可用每一极性 4 个独立功率供应生成 2 乘 4 级功率供应, 但当使用在多位方案中时可生成 2 乘 16 级功率供应。这些功率供应可组合成不同功率级。在多位功率供应中, 可有 4 个功率供应, 每一功率供应有一功率开关 (例如一 MOSFET)。任何数量的这些开关可以各种组合接通和切断, 从而可有 2^4 或 16 级功率供应。这是有利的, 因为实际只用 N 个功率供应就可获得 2^N 级功率供应。多级电压把输出级上的电压保持在最低电压上从而减小该放大器中的功率损耗。每一功率供应可为原先功率供应的电压的两倍。因此如有 4 个功

率供应，它们的电压将为 N、2N、4N 和 8N 伏（例如 10V、20V、40V 和 80V）。此外可使用两正和两负功率供应级。

应该指出，开关功率放大器指开关式功率转换技术中公知的许多不同方案和名称，包括但不限于 D 类、AD 类、BD 类、两状态放大器、三状态放大器、数字功率放大器、脉冲宽度调制（PWM）、脉冲周期调制（PDM）、振幅开关放大器、信号跟踪放大器、“G”类、“H”类、多位和开关式功率放大器。

上述本发明功率放大器比现有参量扬声器功率放大器的效率大大提高和/或成本和大小大大降低。

应该指出，上述线路只例示出本发明原理的应用。本领域普通技术人员可在本发明精神和范围内作出种种修正和设计出各种可供替代的线路。后附权利要求覆盖这些修正和线路。因此，尽管以上用当前看来最实用和优选的实施例结合附图详细说明了本发明，但本领域普通技术人员显然可在由后附权利要求限定的本发明原理和概念内作出种种修正，包括但不限于改变其大小、材料、形状、形式、功能和工作方式、组件以及应用。

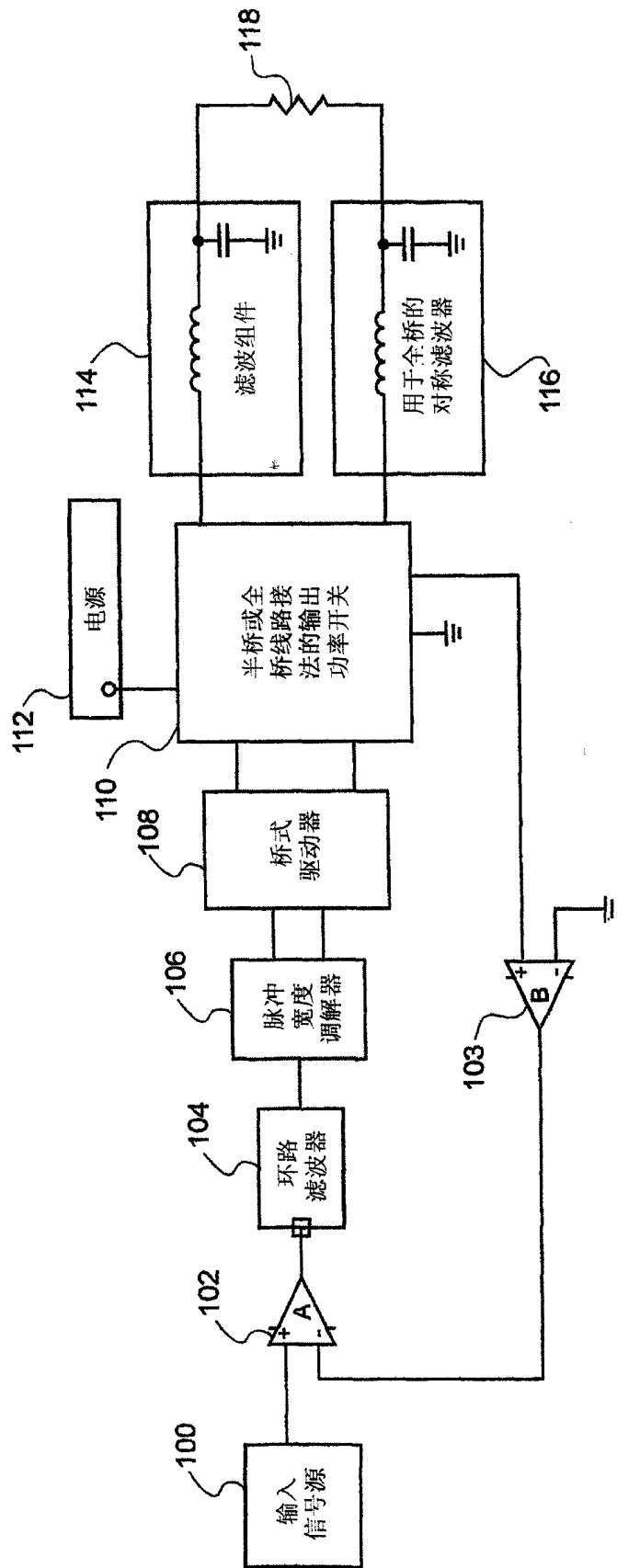


图 1

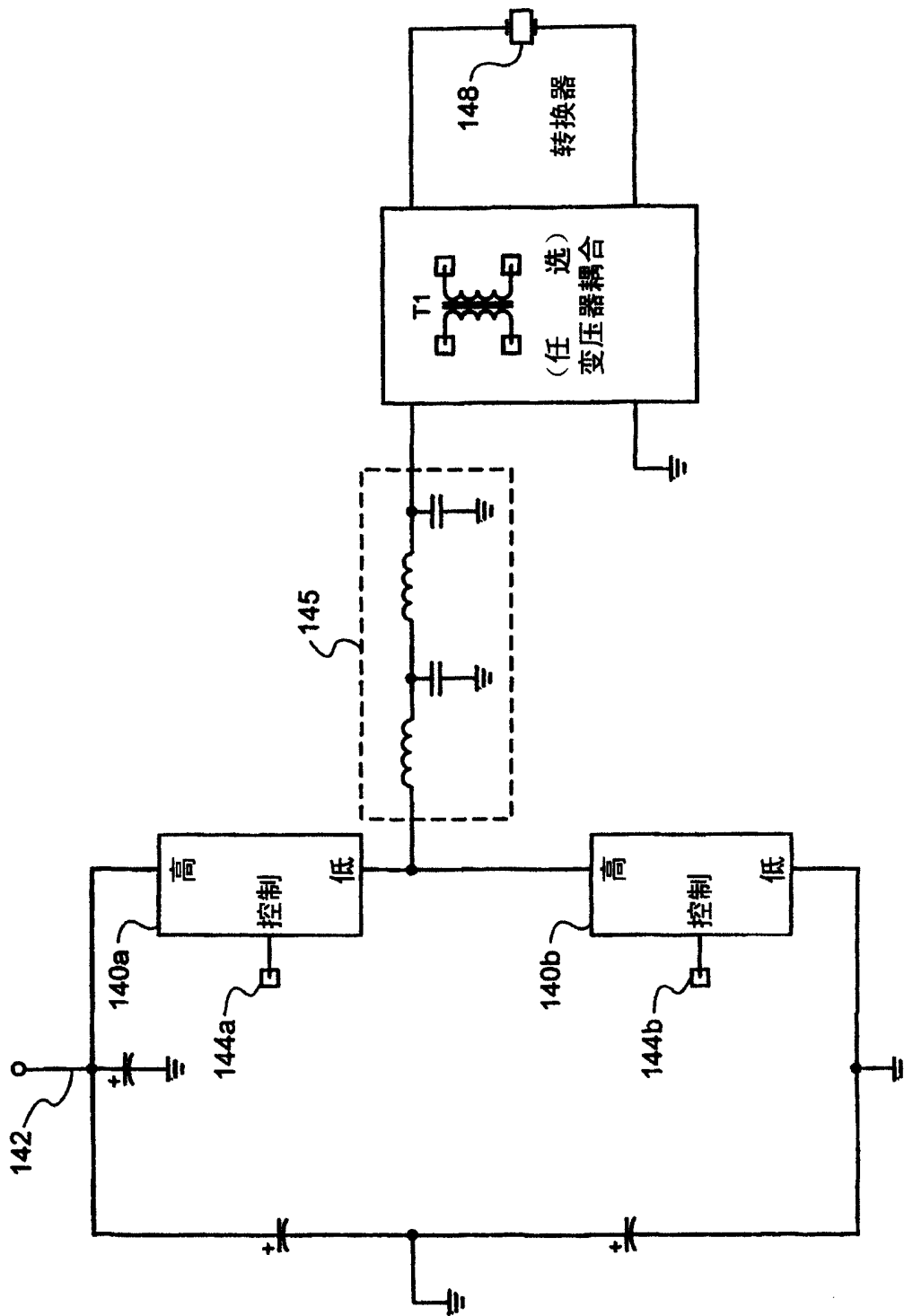


图 3

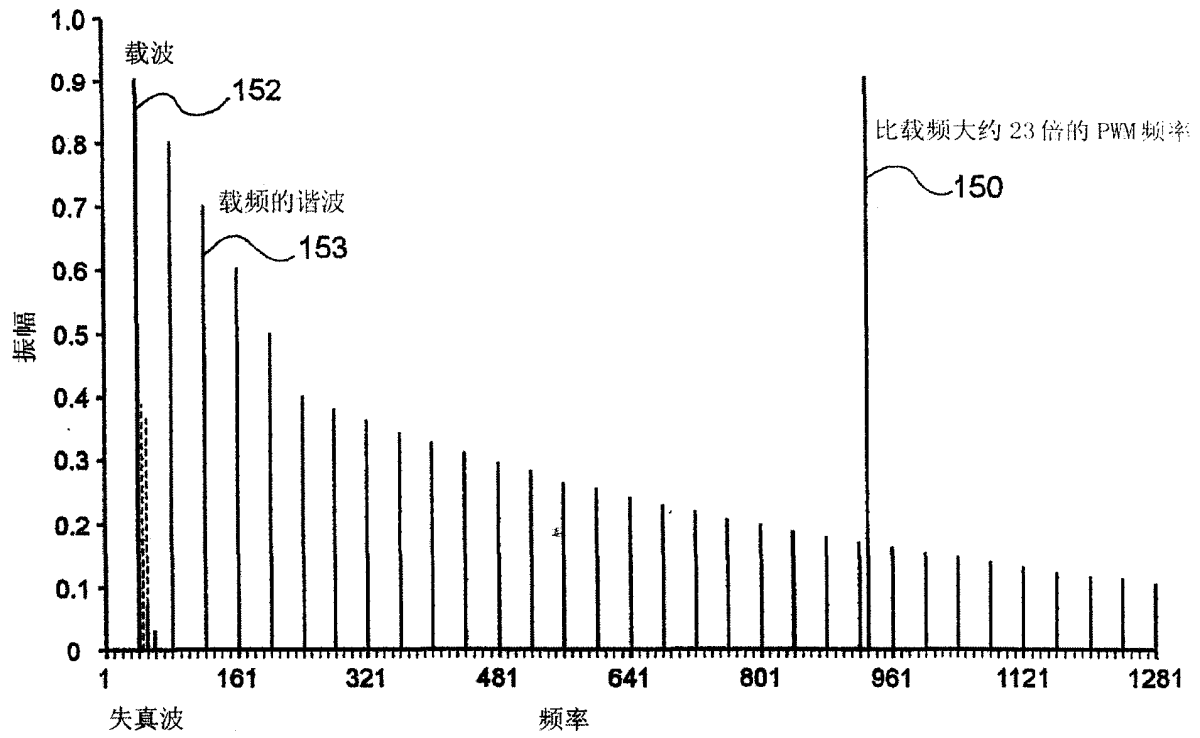


图 4

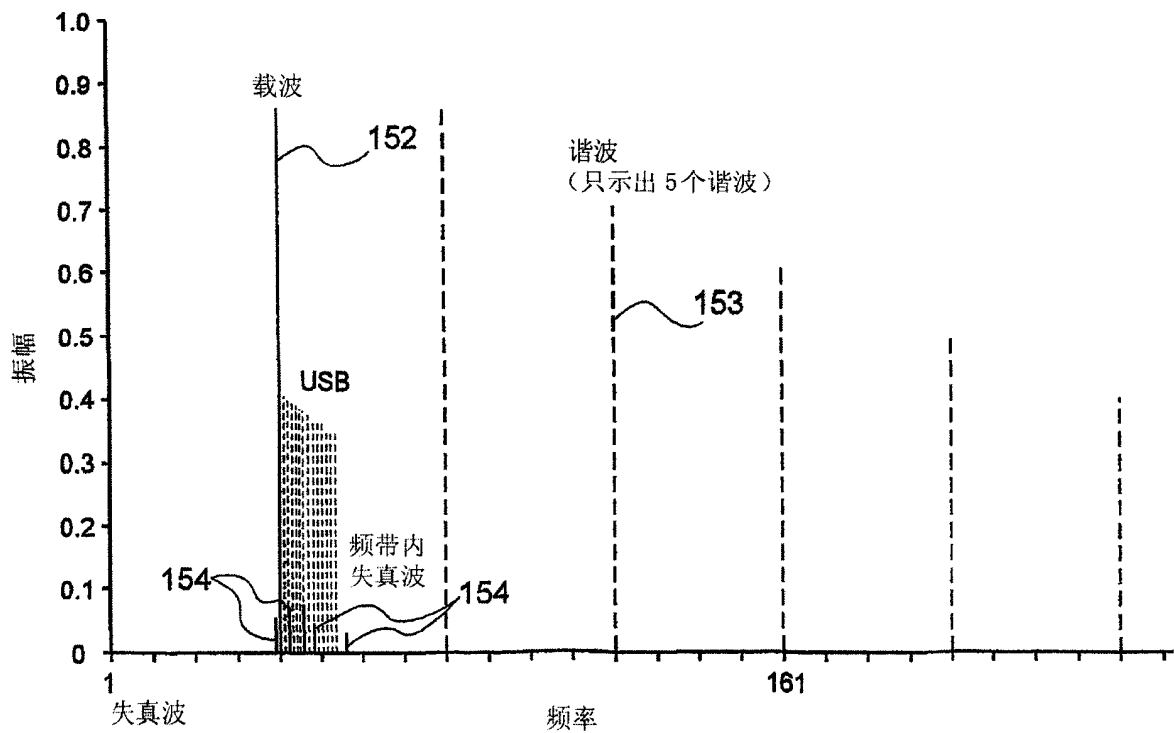


图 5

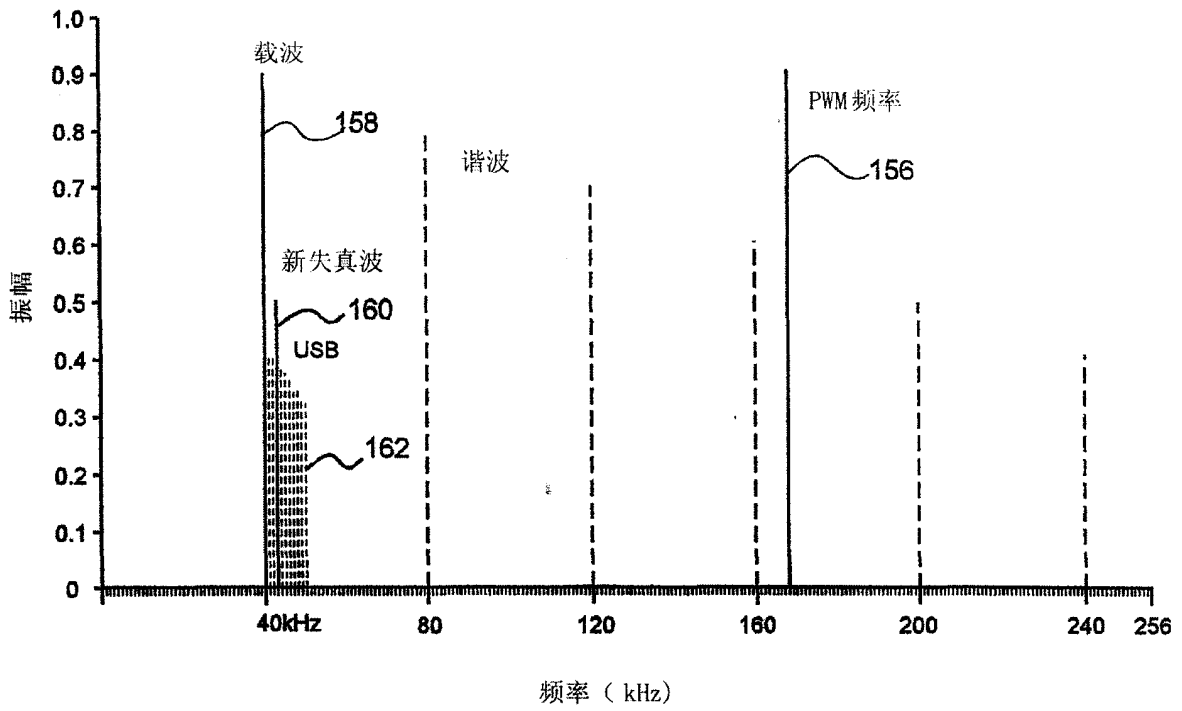


图 6

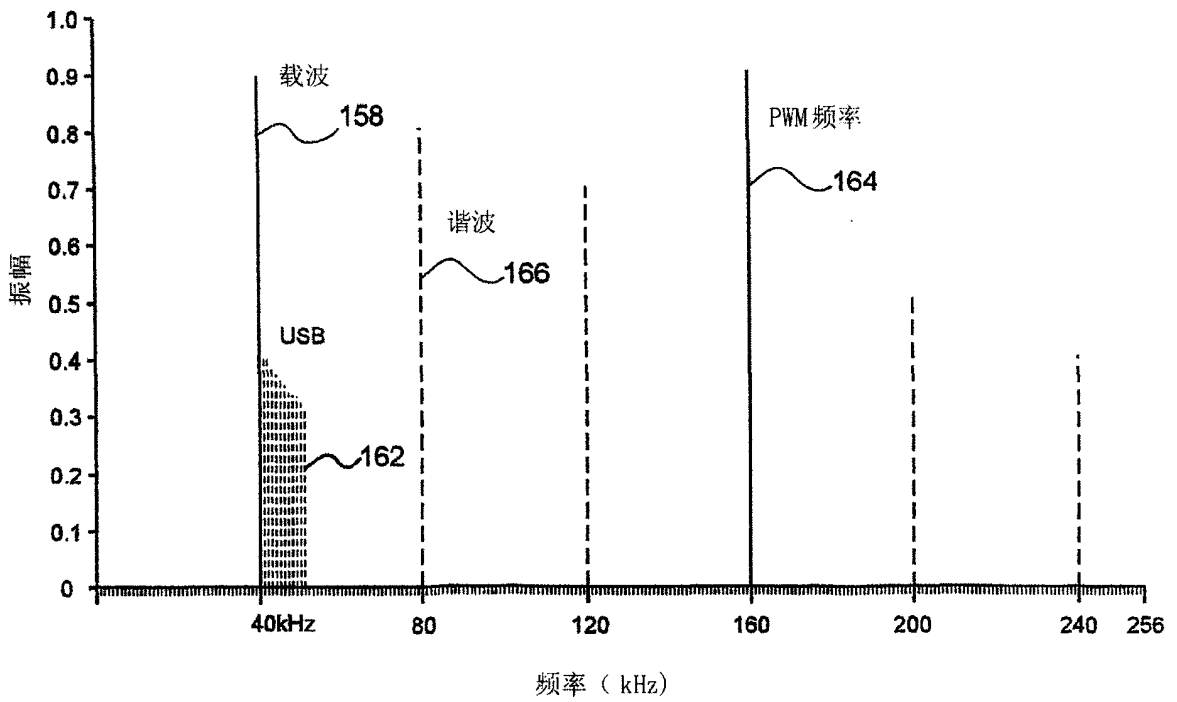


图 7

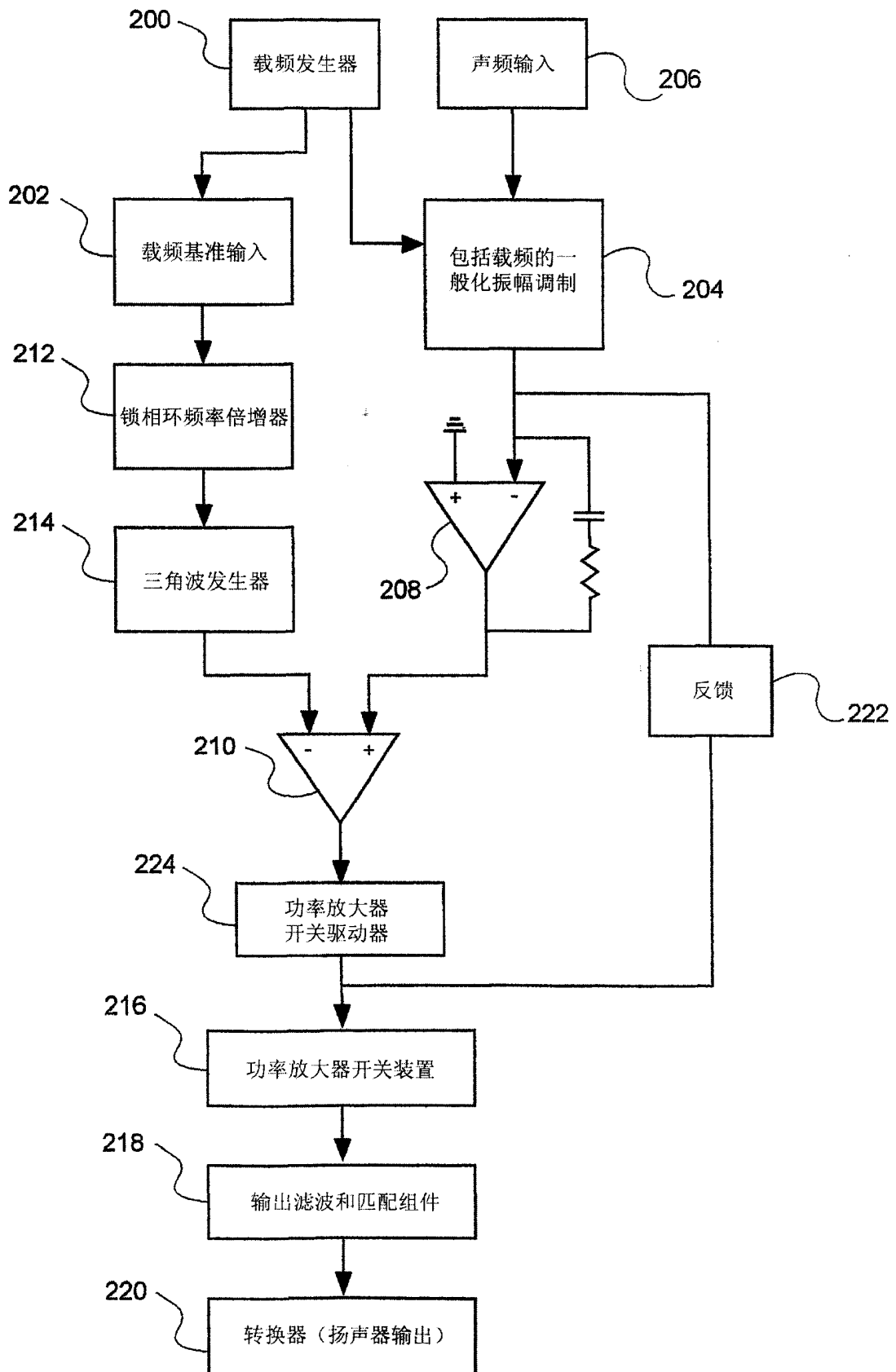


图 8

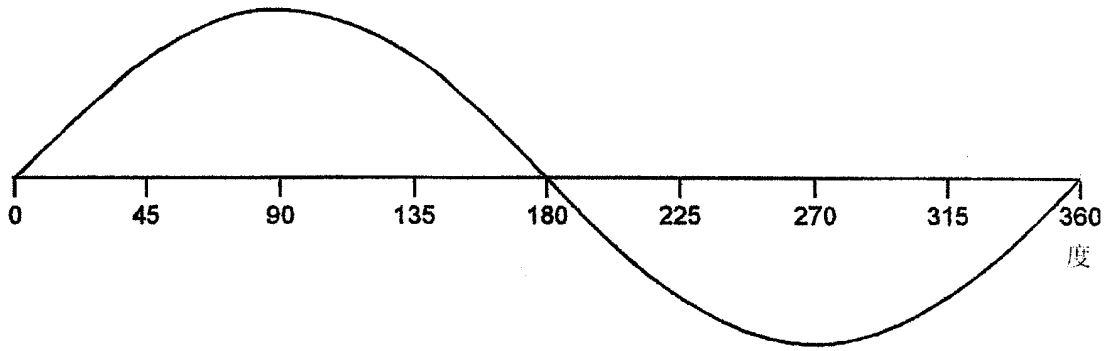


图 9

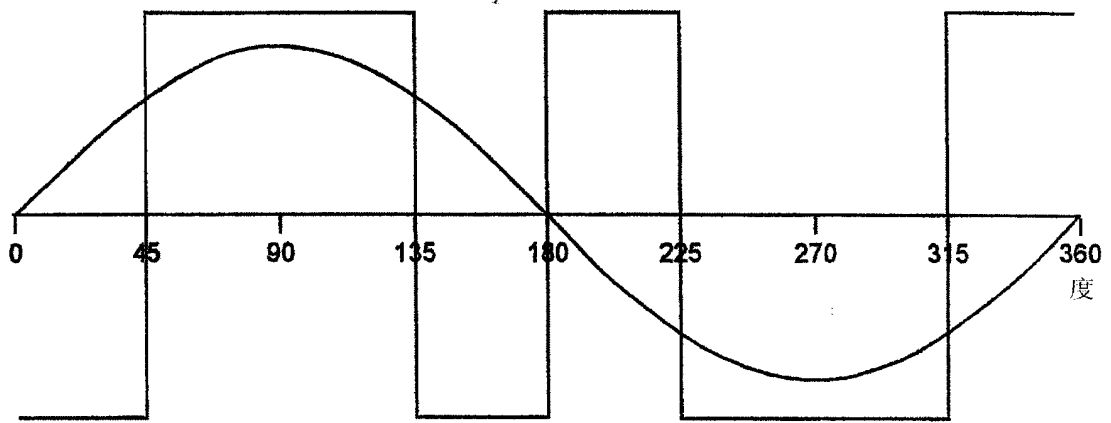


图 10

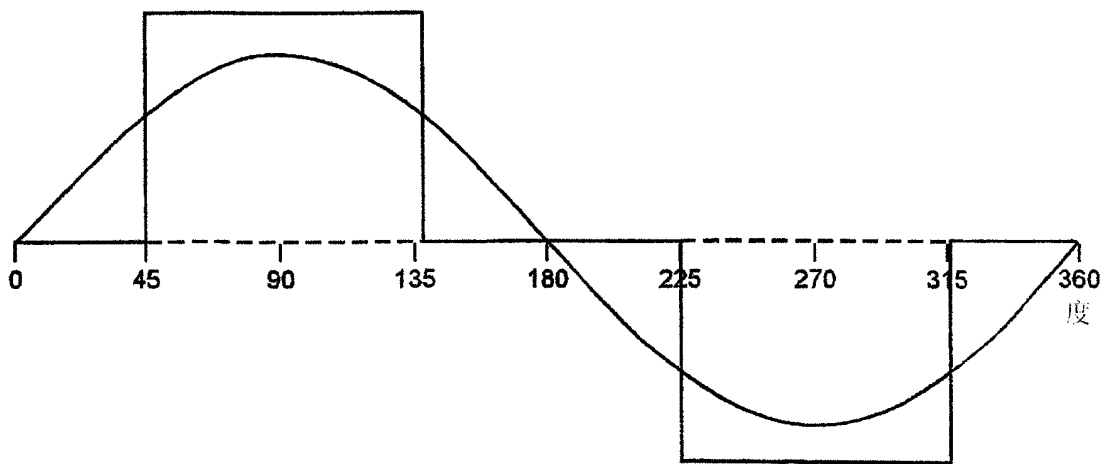


图 11

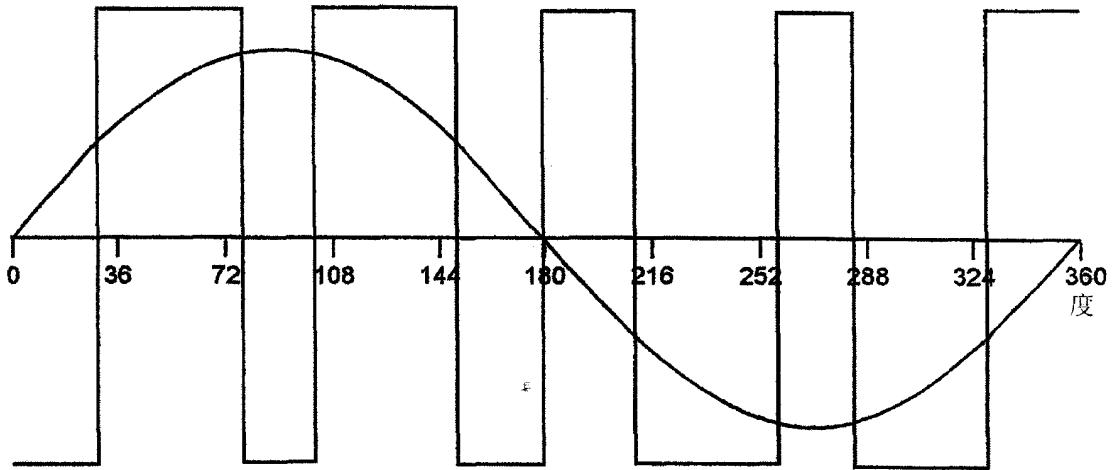


图 12

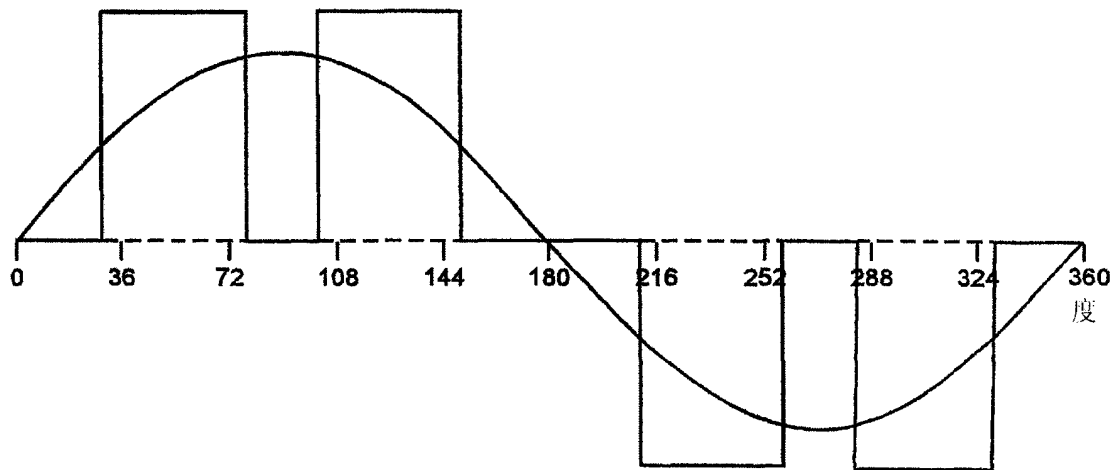


图 13

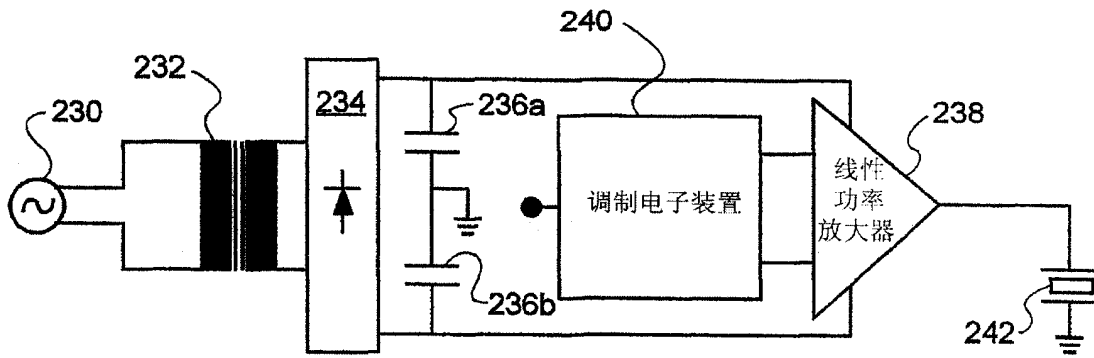


图 14

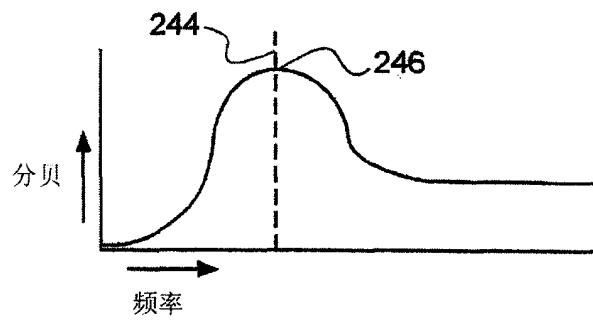


图 15

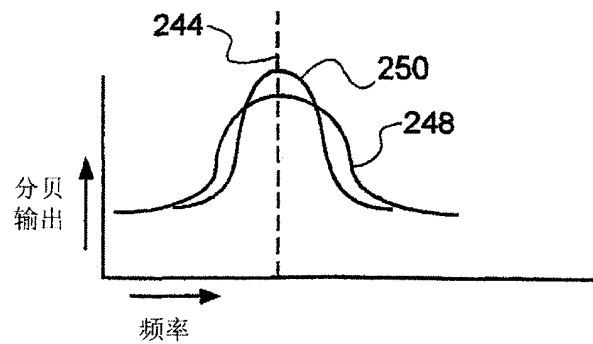


图 16

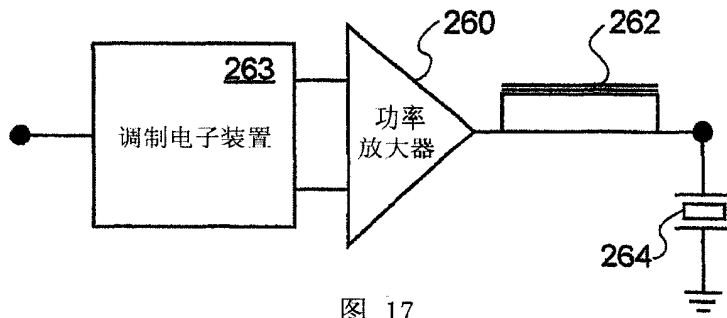


图 17

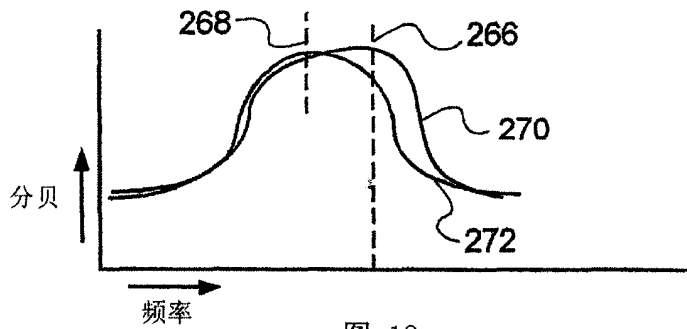


图 18

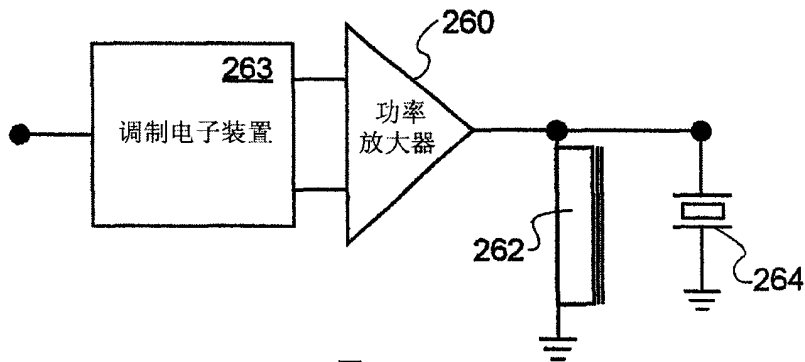


图 19

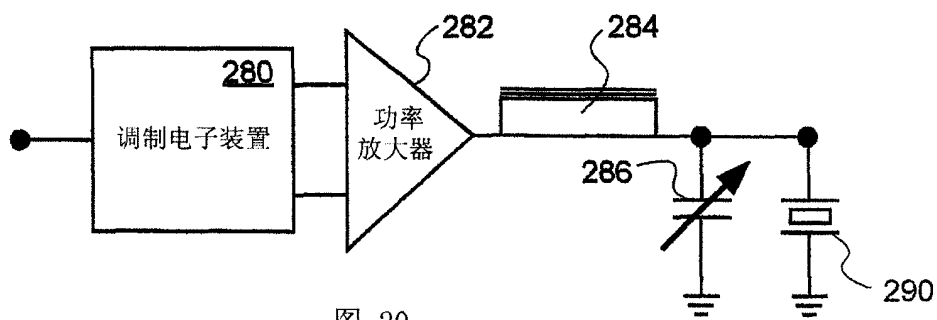


图 20

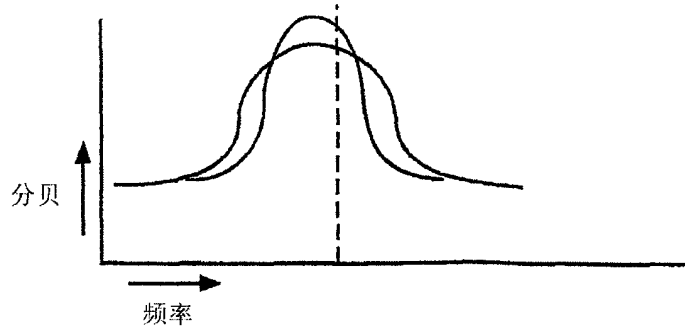


图 21

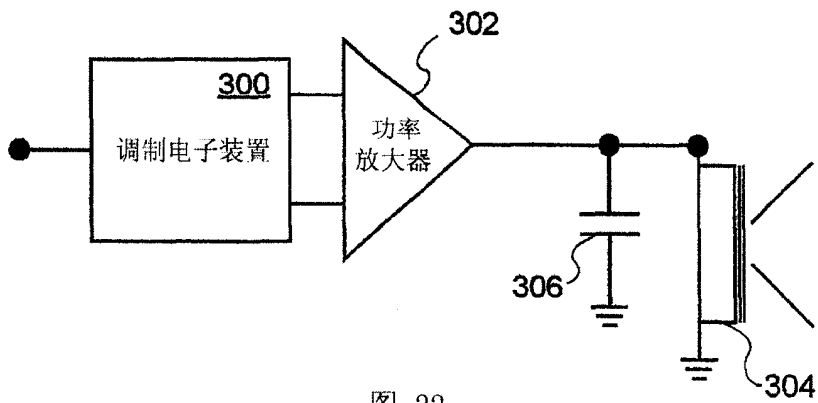


图 22

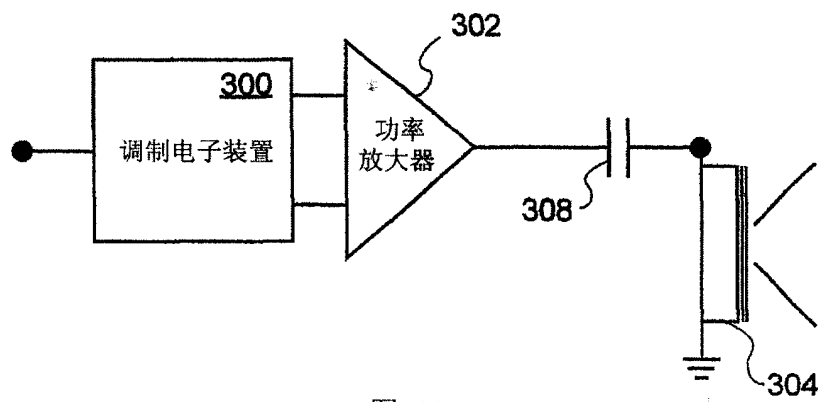


图 23

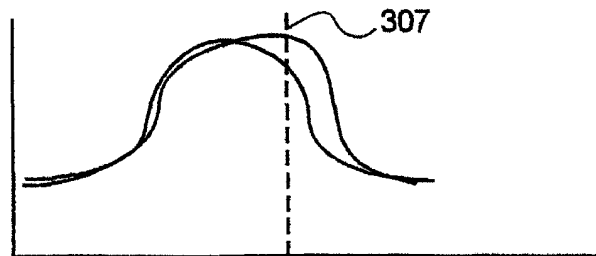


图 24

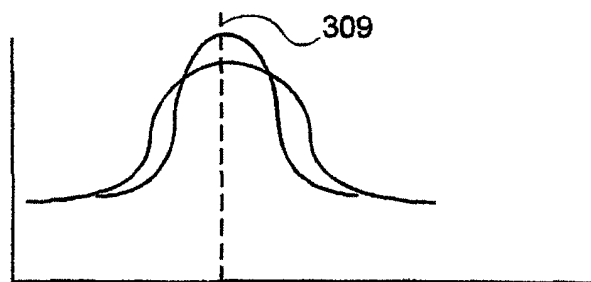


图 25

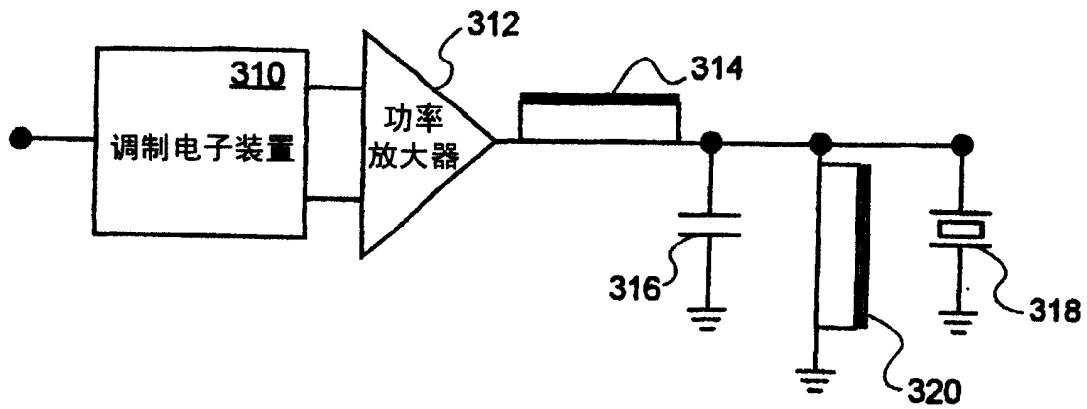


图 26

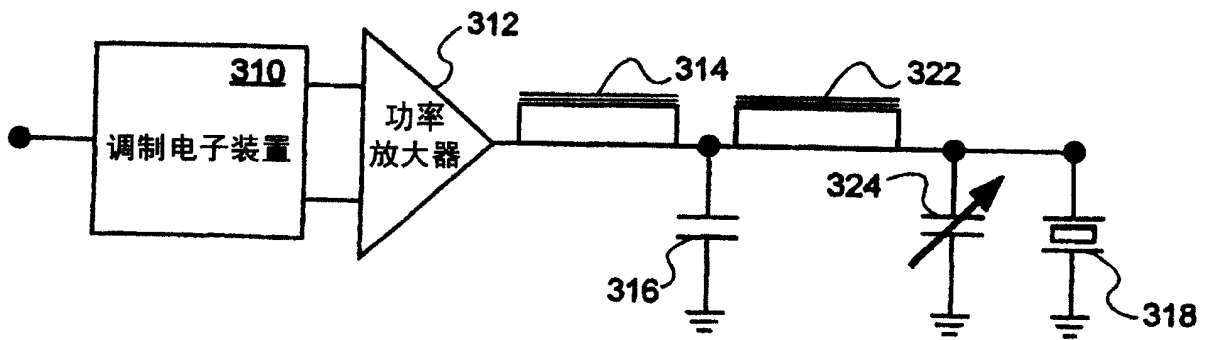


图 27

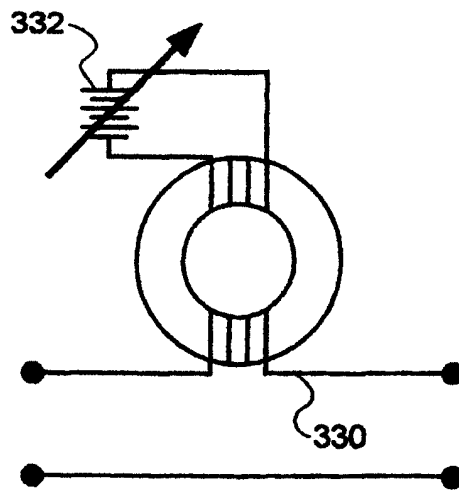


图 28

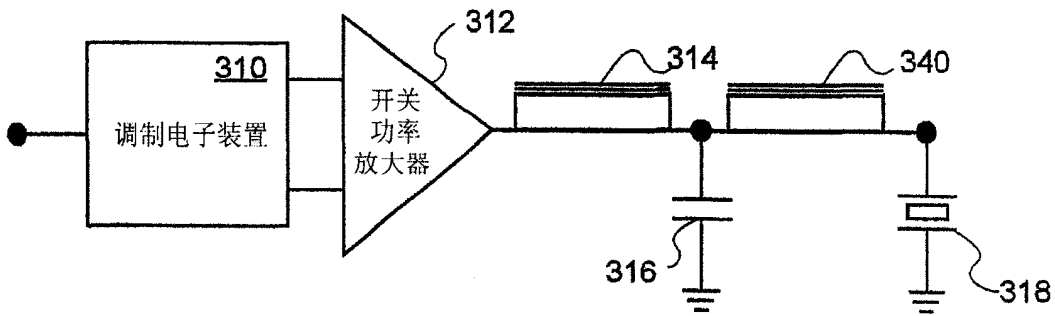


图 29

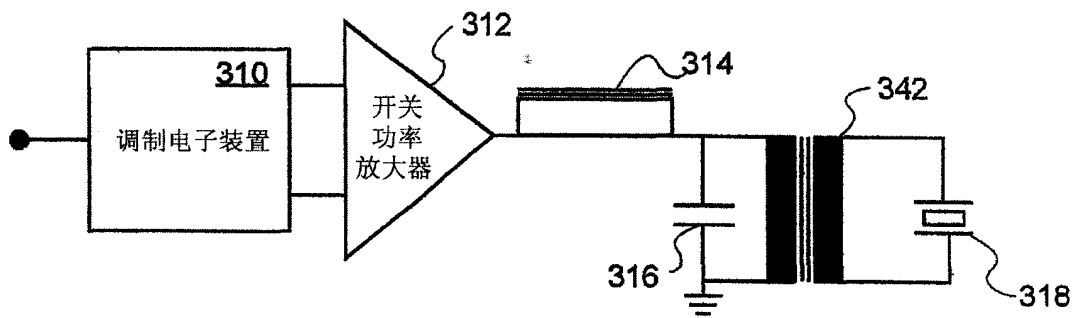


图 30

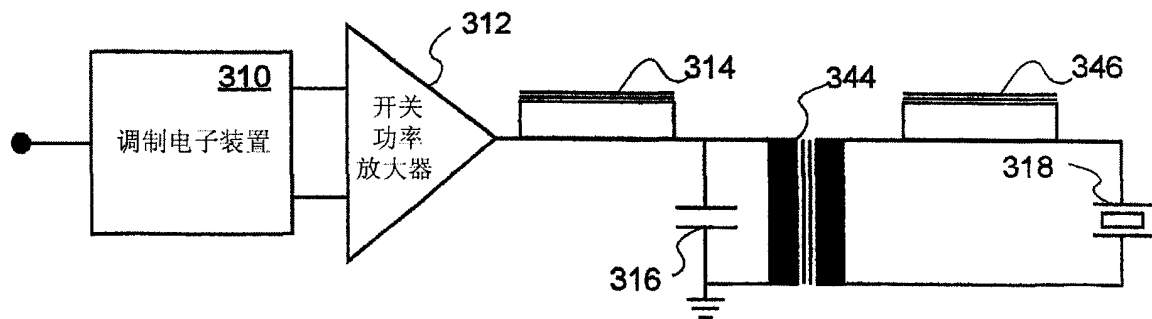


图 31

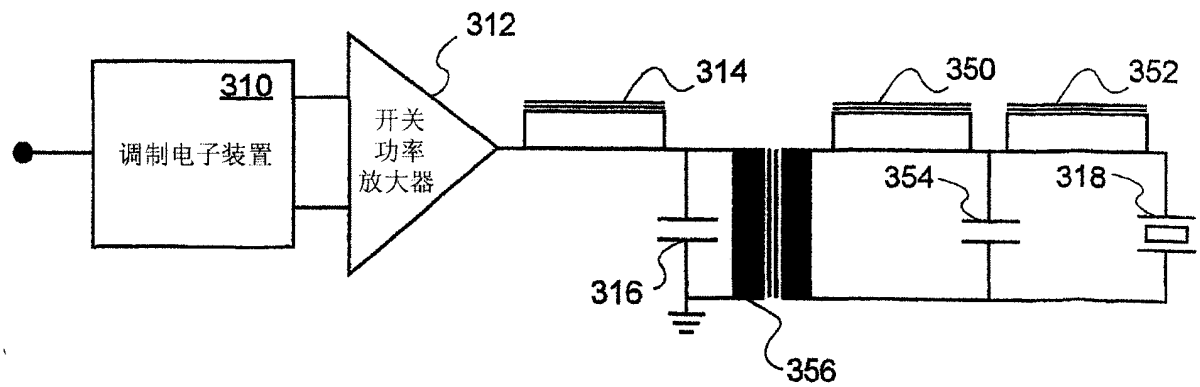


图 32

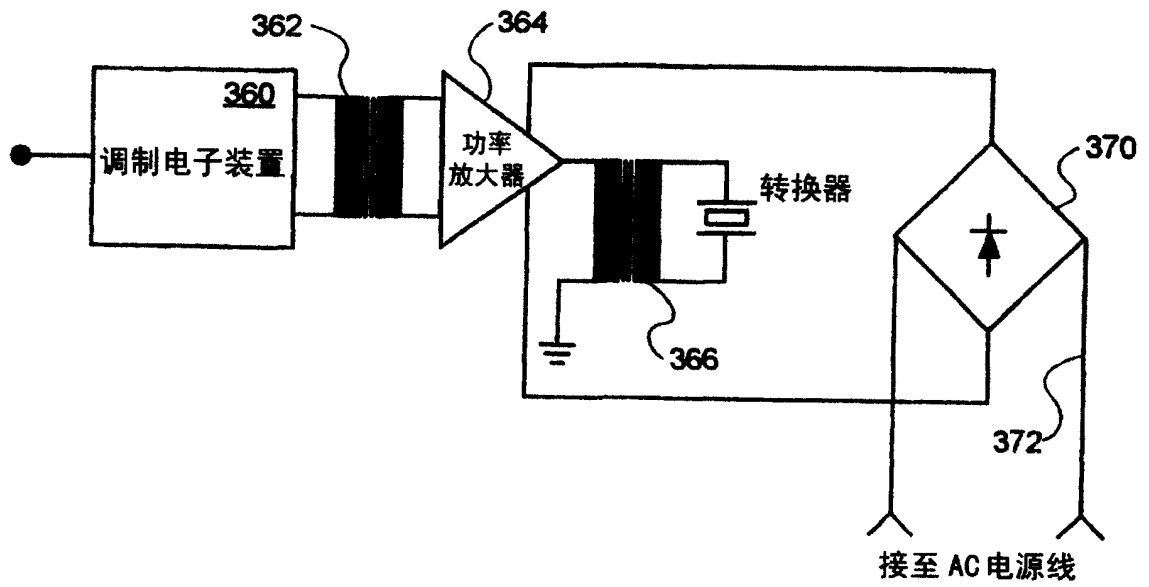


图 33

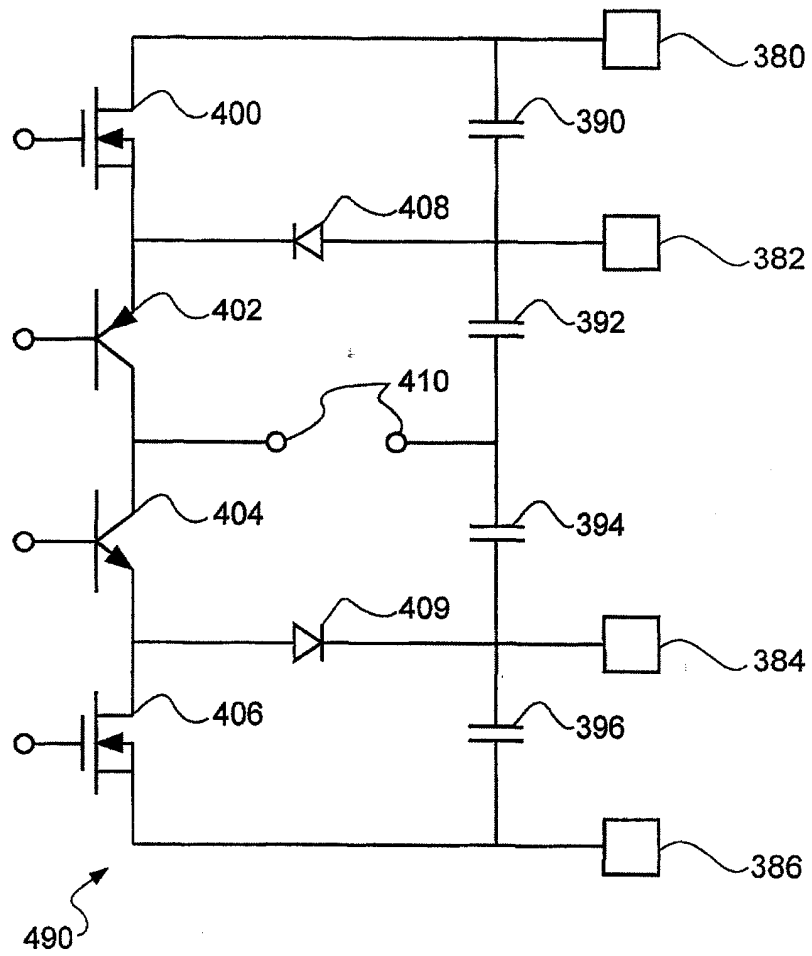


图 34

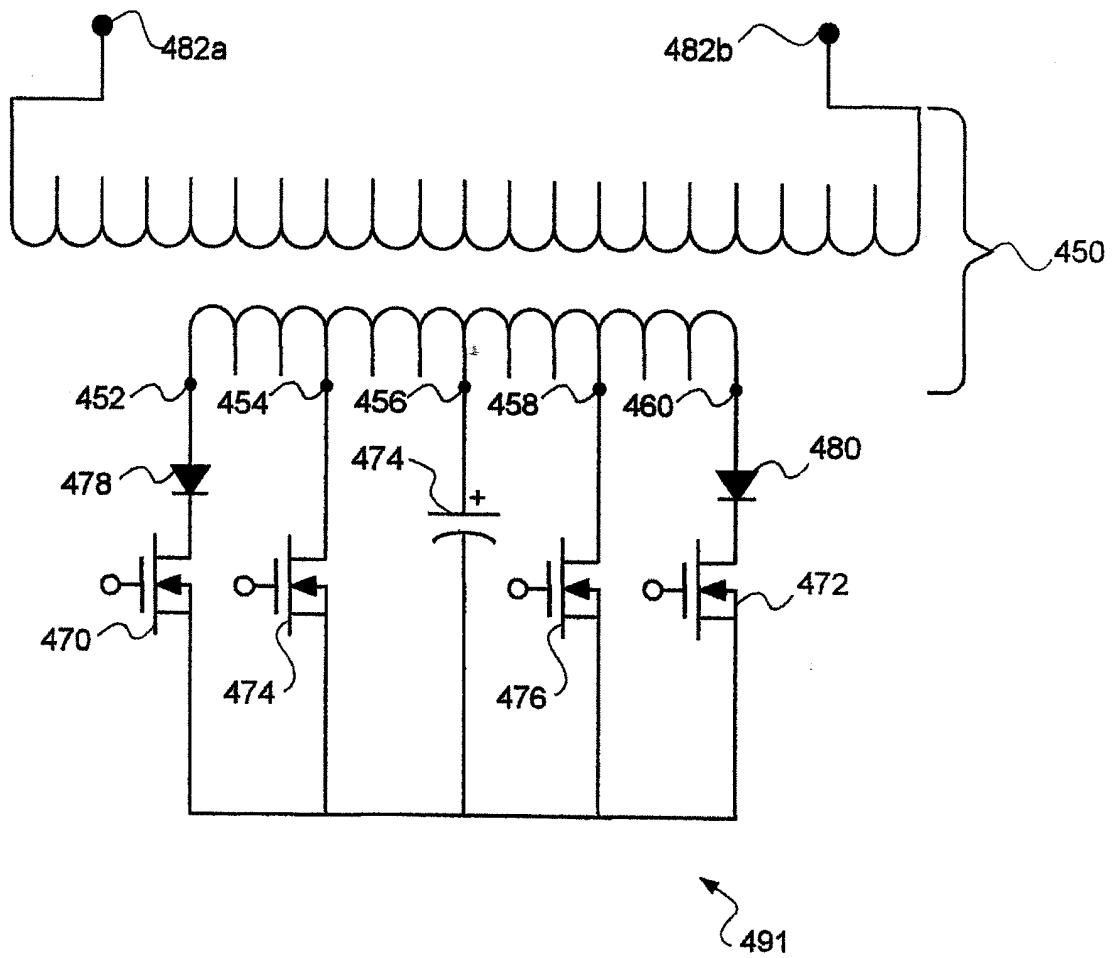


图 35