

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/04 (2006.01)

H02M 3/06 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510078392.4

[45] 授权公告日 2009 年 6 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 100505488C

[22] 申请日 2005.6.20

[21] 申请号 200510078392.4

[30] 优先权

[32] 2004.6.18 [33] US [31] 10/872,040

[73] 专利权人 伯斯有限公司

地址 美国马萨诸塞州

[72] 发明人 罗曼·利托夫斯基 威廉·R·肖特

[56] 参考文献

EP1202427A1 2002.5.2

EP0657985A1 1995.6.14

US6580945B2 2003.6.17

审查员 李丽娜

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 王茂华

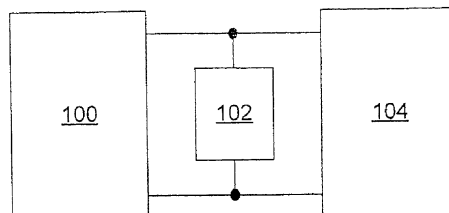
权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 20 页

[54] 发明名称

控制功率转换器

[57] 摘要

响应将功率输送给负载的转换器的电路参数的变化，以通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给负载的模式操作转换器，电路参数包括除了输入电流之外的参数。



1. 一种用于控制转换器的方法，包括如下步骤：

响应将功率输送给音频放大器的转换器的电路参数的变化，以通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给音频放大器的模式操作转换器，其中该音频放大器包括压缩器，其具有作为通过该电容元件提供给该音频放大器电压的函数的阈值。

2. 根据权利要求1所述的方法，其中，该音频放大器的增益是通过转换器提供给音频放大器的电压的函数。

3. 根据权利要求2所述的方法，其中，该音频放大器能够在该电压的值的范围内工作以降低限幅。

4. 根据权利要求2所述的方法，其中，该音频放大器的增益在电压的可能值的至少一部分范围内与该电压成正比。

5. 根据权利要求1所述的方法，其中，该电路参数包括该转换器的输出电流、输入电流、输入功率或一个部件的温度中的至少一个。

6. 根据权利要求1所述的方法，其中，该转换器在第一模式下起电压源的作用和在第二模式下起电流源的作用。

7. 根据权利要求1所述的方法，其中，该电容元件被耦合到该转换器的输出功率端。

8. 根据权利要求1所述的方法，其中，该放大器包括压缩器，其具有作为指示经放大的信号电平的参数的函数的阈值。

9. 根据权利要求1所述的方法，其中，该电容元件是超级电容元件，并且该转换器特性被选得使该超级电容元件的电压放电至少20%。

10. 根据权利要求1所述的方法，其中，该电容元件是超级电容元件，并且该转换器特性被选得使该超级电容元件的电压放电至少50%。

11. 根据权利要求1所述的方法，其中，该音频放大器包括可变增益电路。

12. 一种电路装置，包括：

电容元件；

音频放大器；和

功率转换器，该电容元件耦合到该转换器的输出，使得该装置响应该转

换器的电路参数的变化,以通过电容元件将附加功率提供给音频放大器的模式工作,其中该音频放大器包括压缩器,其具有作为通过该电容元件提供给该音频放大器电压的函数的阈值。

13. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该音频放大器与该电容元件并联。

14. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该转换器与该电容元件和该放大器并联。

15. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该放大器的增益是通过该转换器提供给该放大器的电压的函数。

16. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该电容元件是超级电容元件,并且该转换器特性被选得使该超级电容元件的电压放电至少 20%。

17. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该电容元件是超级电容元件,并且该转换器特性被选得使该超级电容元件的电压放电至少 50%。

18. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该音频放大器包括信号压缩器,其具有作为通过该电容元件提供给该音频放大器电压的函数的阈值。

19. 根据权利要求 12 所述的电路装置,其中,该音频放大器包括可变增益电路,该音频放大器的增益是通过该转换器提供给该音频放大器的电压的函数。

20. 一种电路装置,包括:

音频放大器;

设置来将功率提供给该音频放大器的电容元件; 以及

设置来将功率提供给该电容元件和该音频放大器的转换器,该转换器允许该电容元件深度放电至少 20%,其中该电容元件放电的时间常数为至少 1 秒。

21. 根据权利要求 20 所述的电路装置,其中,该转换器通过以下方式中的一种或多种进行配置:(a)响应电路参数来限制该转换器的输出功率;(b)响应电路参数来限制该转换器的输出电流;(c)响应电路参数来限制该转换器的输入功率;(d)响应电路参数来限制该转换器的输入电流;以及(e)响应电路参数来增加该转换器的输出阻抗。

22. 根据权利要求 21 所述的电路装置,其中,功率限制通过调整从由输出电流、输出功率、输入功率、输入电流、输出电压和输出阻抗组成的组中

的至少之一中选择的电路参数来实现。

23. 根据权利要求 20 所述的电路装置, 其中, 选择转换器特性, 使得该电容元件的电压放电至少 50%。

24. 根据权利要求 20 所述的电路装置, 其中, 该时间常数为至少 5.5 秒。

25. 根据权利要求 20 所述的电路装置, 其中, 该电容元件为超级电容元件。

26. 根据权利要求 20 所述的电路装置, 其中, 转换器峰值功率需要的降低为至少 4 倍。

27. 一种电路装置, 包括:

音频放大器;

设置来将功率提供给该音频放大器的电容元件; 以及

设置来将功率提供给该电容元件和该音频放大器的转换器, 该转换器允许该电容元件放电, 其中该电容元件放电的时间常数为至少 1 秒, 并且该转换器通过响应到达电路参数的阈值而改变输出电压-电流特性来进行配置, 所述电路参数是从由输出电流、输出功率、输入功率、输入电流和温度组成的组中的至少之一中选择的。

28. 一种电路装置, 包括:

音频放大器;

设置来将功率提供给该音频放大器的电容元件; 以及

设置来将功率提供给该电容元件和该音频放大器的转换器, 该转换器允许该电容元件放电, 其中该电容元件放电的时间常数为至少 1 秒, 该音频放大器包括可变增益电路, 该音频放大器的增益是通过该转换器提供给该音频放大器的电压的函数。

29. 根据权利要求 27 或 28 所述的电路装置, 其中, 该时间常数为至少 5.5 秒。

30. 根据权利要求 27 或 28 所述的电路装置, 其中, 该电容元件为超级电容元件。

31. 根据权利要求 27 或 28 所述的电路装置, 其中, 转换器峰值功率需要的降低为至少 4 倍。

控制功率转换器

技术领域

本发明涉及控制功率转换器(power converter)。

背景技术

功率转换器用于将功率提供给负载。一些功率转换器是从诸如电池之类的直流(DC)电源提供DC功率的DC-DC转换器。其它功率转换器是从诸如壁装电源插座之类的交流(AC)电源提供DC功率的AC-DC转换器。在一些情况下,与功率转换器并联的电容器(例如“超级电容器”)用作备用电源。

发明内容

一般说来,在一个方面中,本发明的特征在于方法,包括如下步骤:响应将功率输送给负载的转换器的电路参数的变化,以通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给负载的模式操作转换器,电路参数包括除了输入电流之外的其它参数。

本发明的实施方案可以包括一个或多个如下特征。电路参数包括转换器的输出电流、输入功率或一个部件的温度中的至少一个。负载具有可变输入阻抗。转换器在第一模式下起电压源的作用和在第二模式下起电流源的作用。转换器包括开关电源。

一般说来,在一个方面中,本发明的特征在于方法,包括如下步骤:响应将功率输送给负载的转换器的电路参数的变化引起的触发(trigger)条件,以通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给负载的模式操作转换器,触发条件是可编程的。

本发明的实施方案可以包括一个或多个如下特征。触发条件被编程到微处理器中。引起触发条件的电路参数是可编程的。电路参数发生变化引起触发条件的数量是可编程的。负载具有可变输入阻抗。电路参数包括转换器的输出电流、输入电流、输入功率或一个部件的温度中的至少一个。转换器在第一模式下起电压源的作用和在第二模式下起电流源的作用。转换器包括开

关电源。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于方法，包括如下步骤：响应将功率输送给放大器的转换器的电路参数的变化，以通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给放大器的模式操作转换器，放大器的增益是指示放大信号电平的参数值的函数。

本发明的实施方案可以包括一个或多个如下特征。放大器的增益是通过转换器提供给放大器的电压值的函数。放大器能够在电压值的范围内不限幅(clipping)地工作。放大器包括具有与电压成正比的阈值的压缩器(compressor)。放大器的增益在电压可能值的至少一部分范围内与电压成正比。电路参数包括转换器的输出电流、输入电流、输入功率或一个部件的温度中的至少一个。转换器在第一模式下起电压源的作用和在第二模式下起电流源的作用。转换器包括开关电源。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于方法，包括如下步骤：操作将功率输送给负载的转换器，以便转换器的伏安特性曲线在预定电流值上具有一个拐点，从而负载的输入阻抗的下降使通过与转换器并联的电容元件将附加功率提供给负载的时间常数增大。

本发明的实施方案可以包括一个或多个如下特征。伏安特性曲线在电流值比预定电流值低的范围内具有近似平坦的电压值，和在预定电流值之上具有较低电压。伏安特性曲线对于比预定电流值低的电流值具有缓变(shallow)斜率，和对于比在预定电流值之上的第二预定电流值高的电流值具有陡变斜率。在预定电流值之上伏安特性曲线的电流值受最大电流值限制。负载的输入阻抗的下降使时间常数增加到1到10秒之间的值。转换器包括开关电源。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于将功率输送给负载的装置。该装置包括电容元件、和与电容元件并联的转换器，以便响应转换器的电路参数的变化，以通过电容元件将附加功率提供给负载的模式工作，电路参数包括除了输入电流之外的其它参数。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于将功率输送给负载的装置。该装置包括电容元件、和与电容元件并联的转换器，以便响应转换器的电路参数的变化引起的触发条件，以通过电容元件将附加功率提供给负载的模式工作，其中，触发条件是可编程的。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于一种装置，其包括电容元

件、与电容元件并联的放大器、和与电容元件和放大器并联的转换器，以便响应转换器的电路参数的变化，以通过电容元件将附加功率提供给放大器的模式工作，其中，放大器的增益是指示放大信号电平的参数的函数。

一般说来，在一个方面中，本发明的特征在于将功率输送给负载的装置。该装置包括电容元件、和与电容元件并联的转换器，以便以这样的方式工作，使转换器的伏安特性曲线在预定电流值上具有一个拐点，从而负载的输入阻抗的下降使通过电容元件将附加功率提供给负载的时间常数增大。

本发明的优点是如下的一个或几个。控制功率转换器使功率通过电容器提供给负载能够使高峰值功率提供给负载。当功率转换器从电池提供功率时，通过检测来自电池的转换器输入电流控制功率转换器的伏安特性可以延长电池寿命和提高可靠性。通过检测转换器输出电流控制功率转换器的伏安特性可以防止转换器输出部件过载。

本发明的其它特征和优点可从如下的描述中和从权利要求书中明显看出。

附图说明

图 1 是与耦合于负载的电容元件并联的功率转换器的电路示意图；

图 2A 是与耦合于音频放大器的电容元件并联的 DC-DC 功率转换器的电路示意图；

图 2B 是与耦合于音频放大器的电容元件并联的 AC-DC 功率转换器的电路示意图；

图 3A 是驱动负载的电压源的电路示意图；

图 3B 是有关图 3A 的电路的伏安特性曲线；

图 4A 和 4C 是驱动负载的电流源的等效电路示意图；

图 4B 是有关图 4A 和 4C 的电路的伏安特性曲线；

图 5A 和 6A 是与耦合于负载的电容元件并联的功率转换器的电路示意图；

图 5B 和 6B 分别是有关图 5A 和 6A 的电路的伏安特性曲线；

图 5C 和 5D 是有关图 5A 的电路的电路变量的时间曲线；

图 6C 是有关图 6A 的电路的电路变量的时间曲线；

图 6D-6F 是不同类型音乐的功耗动态特性曲线；

图 7A-7D 是示出不同检测技术的电路示意图；

图 8 是实现图 7A 的检测技术的电路示意图;

图 9 是作为时间函数的转换器开关操作的曲线;

图 10A 和 10B 是示范性伏安特性曲线;

图 10C 和 10D 是包括增益取决于功率转换器工况的音频放大器的实例;

图 11 是对于不同类型音乐的峰值功率需要量的降低与等效时间常数之间的关系的关系的曲线; 和

图 12-14 是用于实现与耦合于音频放大器的电容元件并联的功率转换器的电路示意图。

具体实施方式

图 1 示出了包括与电容元件 102 并联的功率转换器 100 的电路 (例如具有为负电抗的阻抗的电路)。功率转换器 100 和电容元件 102 与负载 104 耦合, 负载 104 根据负载 104 的输入电阻 R_L 要求功率量 P_L 。对于对功率具有可变要求的负载 104 (“可变负载”), 输入电阻 $R_L(t)$ 作为时间 t 的函数而改变。对于提供恒定电压 V_s 的功率转换器 100, 提供给负载 104 的功率 $P_L(t)$ 通过 $P_L(t) = V_s^2 / R_L(t)$ 确定。在稳态条件 (例如 $R_L(t)$ 按与电容元件 102 相联系的等效时间常数而缓慢变化) 下, 负载 104 从功率转换器 100 吸收近似等于 $I_L(t) = V_s / R_L(t)$ 的电流 $I_L(t)$ 。

一些可变负载 (例如音频功率放大器或电动机) 具有比平均功率需要量高许多倍的峰值功率需要量。在这样的情况下, 像下面详尽描述那样、具有受控伏安特性的功率转换器 100 能够提供负载要求的平均功率, 而对高峰值功率的短暂要求由存储在电容元件 102 中的能量来满足。通过让至少一些峰值功率由电容元件 102 提供, 功率转换器 100 可以维持从诸如电池或 AC 主干线之类的电源吸取的相对低功率量。

如图 2A 和 2B 所示, 与电容元件 202A 并联的 DC-DC 功率转换器 200A 可以用于将功率从电池 206 提供到音频放大器 204 (图 2A), 和与电容元件 202B 并联的 AC-DC 功率转换器 200B 可以用于将功率从 AC 主干线 208 提供到音频放大器 204 (图 2B)。通过例如被放大以驱动扬声器 212 的音乐信号 210, 确定来自音频放大器 204 的功率需要量的变化特性。功率转换器和电容元件可以用于将功率提供给其它类型的器件, 或功率需要量可以改变的器件 (例如用于蜂窝式电话的带电叉簧 (cradle) 和许多其它实例, 其中, 叉簧也起供电

式扩音器的作用)的组合。

电容元件 202A 可以利用“超级电容器”(例如利用气凝胶技术)实现,以获得范围大约在 1-30 法拉(F)内的电容和大约 2.5V 的最大耐压。在另一种实施方案中,电容元件 202B 包括两个串联的 10F/2.5V 电容器,每个电容器带有 5.1k Ω 分流电阻(例如在各电容器中间保证均等的稳态电荷存储)。电容元件 202B 的总电容是 5F,和电容元件 202B 的最大耐压是 5V。在其它实施方案中,电容元件可以包括三个或更多个串联的电容。包括 202A、202B 或其它的电容元件的各种各样实施方案的任何一种可以用在包括 DC-DC 功率转换器、AC-DC 功率转换器或其它的各种各样功率转换器配置的任何一种中。

图 3A 示出了含有电压源 300 和负载电阻 310 的电路。电压源 300 (例如 Li 离子或 NiMHd 电池)通过代表电压源 300 的输出电阻的电阻 304 与理想电压源 302 (恒定电压 V_0) 串联而模型化。这个电压源 300 的伏安特性曲线 306 与负载 310 的“负载线”(即,负载电阻 310 的伏安特性曲线)一起显示在图 3B 中。电阻 304 所代表的小输出电阻 R_v 使电压源 300 的作为输出电流 I_v 的函数的输出电压 V_v 产生下跌 (sag) 308。下跌 308 的大小随负载电阻 R_L (即,负载线的斜率)减小而增大。

图 4A 示出了含有电流源 400 和负载电阻 310 的电路。电流源 400 通过代表电流源 400 的输出电阻的电阻 404 与理想电流源 402 (恒定电流 I_0) 并联而模型化。这个电流源 400 的伏安特性曲线 406 与负载电阻 310 的“负载线”一起显示在图 4B 中。在这种情况下,电阻 404 所代表的大输出电阻 R_l 使电流源 400 的作为输出电压 V_l 的函数的输出电流 I_l 产生下跌 408。下跌 408 的大小随负载电阻 R 增大而增大。这个电流源 400 可以通过理想电压源 412 与电阻 404 串联等效地模型化,其中,等效理想电压源 412 的电压 V_{BQ} 是 $V_{BQ} = I_0 R_l$ (图 4C)。

图 5A 示出了与电容器 502 并联的功率转换器 500 的实例。功率转换器和电容器协同地将功率提供给可变负载 504。在本例中,功率转换器 500 具有如图 5B 所示的伏安特性曲线 506。功率转换器 500 对于从 0 到 I_A 的输出电流 I_s 值,具有电压源 300 的特性(例如具有低的等效输出电阻 R_v),和对于高于 I_A 的输出电流 I_s ,具有电流源 400 的特性(例如具有高的等效输出电阻 R_l),限制了可以从功率转换器 500 提供的电流。如图 5C 的曲线所示,在一个实例中,通过使输入电阻 $R_L(t)$ 从 R_0 的值(与“额定”负载线 510 相对应)下降到

$R_0/3$ 的值 (与“峰值”负载线 512 相对应), 可变负载 504 在时间段 $T = t_A - t_B$ 内短暂要求更多的功率, 此后电阻返回到值 R_0 。

额定负载线 510 在电流 I_1 和电压 V_1 上与伏安特性曲线 506 相交。峰值负载线 512 在比 I_1 大的电流 I_2 和比 V_1 稍小一点的电压 V_2 上与伏安特性曲线 506 相交。由于电容器 502 的老化(decay), 负载线与伏安特性曲线 506 的这些交点给出了瞬态之后电流和电压的渐近(asymptotic) “DC 解”。电容器 502 保证了电容器电压 (等于 $V_s(t)$) 随时间连续变化。图 5D 示出了作为时间函数的功率转换器 500、电容器 502、和可变负载 504 两端的电压 $V_s(t)$ 。在负载电阻在时刻 t_A 下降之后, 从 t_A 到 t_B 电压 $V_s(t)$ 按照下式指数下降:

$$V_s(t) = V_2 + (V_1 - V_2) \exp(-(t - t_A) / \tau_A),$$

其中, τ_A 是与电容器 502 (具有电容 C) 相联系的等效时间常数, 在本例中, 由于功率转换器 500 的输出电阻 R_V 远小于可变负载 504 的输入电阻 $R_0/3$, 因此 $\tau_A = [1/CR_V + 3/CR_0]^{-1} \approx CR_V$ 。在时刻 t_B 之后, 电压 $V_s(t)$ 以具有相同时间常数 τ_A 指数上升回到 V_1 。在时刻 t_A 和 t_B 之间其它电路变量的值, 譬如电容器电流 $I_C(t)$ 和负载电流 $I_L(t)$ 可以像下面那样从 $V_s(t)$ 确定: $I_C(t) = C(dV_s(t)/dt)$ 和 $I_L(t) = 3V_s(t)/R_0$ 。

在本例中, 当可变负载 504 要求更多的功率时, 由于电容器不陡变放电, 电容器 502 提供的功率 ($I_C(t)V_s(t) = C(dV_s(t)/dt)V_s(t)$) 受到限制。电压 $V_s(t)$ 的变化只持续时间段 T 的几分之一, 产生 $dV_s(t)/dt$, 因此, 电容器 502 提供的功率 $I_C(t)V_s(t)$ 受到限制。为了使电容器陡变放电 (例如达大约 20% 以上, 和在一些实例中, 达大约 50% 以上) 将更多的功率提供给可变负载 504, 可以将电流极限降低到与可变负载 504 的期望峰值要求相对应, 以便功率转换器 500 像在下一个实例 (图 6A - 6D) 中所述的那样, 提供双模式能力。

图 6A 示出了与协同地将功率提供给可变负载 504 的电容器 502 并联的功率转换器 500' 的实例。在本例中, 功率转换器 500' 具有如图 6B 所示的伏安特性曲线 606。功率转换器 500' 对于从 0 到 I_B 的输出电流 I_S 值, 具有电压源 300 的特性 (例如具有低的等效输出电阻), 和对于高于 I_B 的输出电流 I_S , 具有电流源 400 的特性 (例如具有高的等效输出电阻)。并且, 如图 5C 的曲线所示, 在一个实例中, 通过使输入电阻 $R_L(t)$ 从 R_0 的值 (与“额定”负载线

610 相对应) 下降到 $R_0/3$ 的值 (与负载线 612 相对应), 可变负载 504 在时间段 T 内短暂要求更多的功率, 此后电阻返回到值 R_0 。

与前面的实例 (图 5B) 一样, 额定负载线 610 在电流 I_1 和电压 V_1 上与伏安特性曲线 606 相交。但是, 在本例 (图 6B) 中, 峰值负载线 612 在比 I_1 大但比 I_2 小的电流 I_3 和比 V_1 和 V_2 小相当多的电压 V_3 上与伏安特性曲线 606 相交。负载线与伏安特性曲线 606 的这些交点也给出了电流和电压的渐近 DC 解。图 6C 示出了作为时间函数的功率转换器 500'、电容器 502、和可变负载 504 两端的电压 $V_s(t)$ 。在负载电阻在时刻 t_A 下降之后, 从 t_A 到 t_C 电压 $V_s(t)$ 按照下式指数下降:

$$V_s(t) = V_2 + (V_1 - V_2) \exp(-(t - t_A) / \tau_A),$$

在本例中, 在 t_C 上, 功率转换器 500' 从“电压源” (例如低输出电阻) 模式转移到“电流源” (例如高输出电阻) 模式。于是, 从 t_C 到 t_B 电压 $V_s(t)$ 按照下式指数下降:

$$V_s(t) = V_3 + (V_s(t_C) - V_3) \exp(-(t - t_C) / \tau_B),$$

其中, τ_B 是当功率转换器 500' 处在电流源模式下时, 与电容器 502 相联系的等效时间常数, 由于功率转换器 500' 处在电流源模式下的输出电阻 R_I 远大于可变负载 504 的输入电阻 $R_0/3$, 所以 $\tau_B = [1/CR_I + 3/CR_0]^{-1} \approx CR_0/3$ 。由于 V_3 比 V_1 低相当多, 电容器 502 能够陡变放电 (例如在本例中, 达大约 50%)。在时刻 t_B 之后, 电压 $V_s(t)$ 指数上升回到电压 $V_s(t_C)$, 在电压 $V_s(t_C)$ 上功率转换器 500' 切换到时间常数 $\tau_C = [1/CR_I + 1/CR_0]^{-1} \approx CR_0$ 的模式。在时刻 t_B , 功率转换器 500' 切换回到电压源模式。与前面的实例一样, 在时刻 t_A 和 t_B 之间其它电路变量的值, 譬如电容器电流 $I_C(t)$ 和负载电流 $I_L(t)$ 可以像下面那样从 $V_s(t)$ 中确定: $I_C(t) = C(dV_s(t)/dt)$ 和 $I_L(t) = 3V_s(t)/R_0$ 。

在本例中, 当可变负载 504 要求更多的功率时, 由于电容器的确陡变放电, 电容器 502 提供的功率 ($I_C(t)V_s(t) = C(dV_s(t)/dt)V_s(t)$) 较大。电压 $V_s(t)$ 的变化持续整个时间段 T , 产生 $dV_s(t)/dt$ 以及因此电容器 502 提供的功率 $I_C(t)V_s(t)$ 大到足以提供在可变负载对更多功率的短暂要求中的大部分

附加功率。

虽然在这些实例中对更多功率的要求被模型化成输入电阻 $R_L(t)$ 在时间段 T 内的瞬间降低,但诸如音频功率放大器之类的可变负载可以呈现具有更复杂时间相关性的输入电阻 $R_L(t)$ 的连续变化,这种复杂时间相关性具有遵从出现在代表对高峰值功率的短暂要求的音乐信号(例如数量级为毫秒或高达数十秒)中的时标的变化。不同类型音乐的功耗动态特性的实例显示在图 6D-6F 中。如图 6D-6F 所示的曲线基于播放不同音乐类型的示范性音乐片段 (passage)、包括像这里所述那样的功率转换器控制的模拟型音频系统。

图 6D 示出了对于在峰值功率需要量期间电容元件的等效时间常数 τ 的不同值(例如 $\tau = R_{LP}C$, 其中, C 是电容元件 102 的等效电容,和 R_{LP} 是在峰值功率需要量上放大器的电阻), (在功率转换器使一部分功率由电容元件提供之后)从电源中吸收剩余功率的曲线 620-627,以播放作为时间函数的未压缩流行音乐的示范性片段。在每个曲线图中,垂直轴给出用瓦特表示的从电源吸收的瞬时剩余功率,和水平轴给出用秒表示的时间。曲线 620-627 的每一条对应于标成“RC”的不同时间常数。每条曲线的峰值剩余功率被显示成虚线。在本例中,当 RC 从 0.01 秒(曲线 621)增加到 10 秒(曲线 627)时,峰值剩余功率逐渐从大约 40 W(曲线 621)下降到大约 7 W(曲线 627)。为了便于比较,曲线 620 示出了没有电容元件(或 $RC = 0$)的功率。

图 6E 示出了压缩流行音乐的示范性片段的类似曲线 630-637。在本例中,当 RC 从 0.01 秒(曲线 631)增加到 10 秒(曲线 637)时,峰值剩余功率从大约 70 W(曲线 631)下降到大约 20 W(曲线 637)。

图 6F 示出了古典音乐的示范性片段的类似曲线 640-647。在本例中,当 RC 从 0.01 秒(曲线 641)增加到 10 秒(曲线 647)时,峰值剩余功率从大约 67 W(曲线 641)下降到大约 20 W(曲线 647)。

图 6D-6F 中的这些曲线表明了各自类型音乐的功率动态特性的差异:未压缩流行音乐片段具有持续时间相对短(例如大约 1-100 ms)的许多强尖峰,压缩流行音乐片段具有平均大约 12 dB 的低峰均 (PTA) 功率比(或“波峰因数”),而古典音乐片段则呈现可以持续例如许多秒或数十秒的非常大声片段的时间段。

如图 7A-7C 所示,DC-DC 功率转换器 200A(图 2A)可以使用任何各种各样参数来实现如上所述的双模式能力。例如图 7A 中的电路包括检测开关电源

704 的输出电流的电阻 702。电阻 702 两端的电压被反馈到开关电源 704，和用于根据所需伏安特性控制输出电压。在另一个实例中，图 7B 中的电路包括为了实现所需伏安特性检测开关电源 704 的输入电流的电阻 706。在另一个实例中，图 7C 中的电路包括检测开关电源 704 的输入功率的电路系统 708。电路系统 708 生成量值 710，量值 710 是输入电压和与输入电流成正比的电压的乘积，因此，与输入功率成正比。当输入功率低于阈值功率电平时，电源 704 根据第一模式的伏安特性工作，和当输入功率高于阈值功率电平时，电源 704 根据第二模式的伏安特性工作。其它参数也可以用于控制开关电源 704 的伏安特性。电源 704 包括根据检测的参数切换模式的控制模块 705。下面更详细地描述这样控制模块的一种可能实现(例如图 8 中的控制模块 814)。

为了取得高的系统效率，功率转换器 200A 中的损耗应该忽略不计。开关电源 704 可以使用各种各样低损耗转换技术(例如升压型转换器、降压型(buck)转换器、回扫型转换器或单端初级线圈感应型转换器)的任何一种。

类似地，AC-DC 功率转换器 200B (图 2B) 可以使用各种各样参数的任何一个来实现如上所述的双模式能力。AC-DC 功率转换器 200B 可以使用与如上所述的那些相似的技术。可替代地，如图 7D 所示，AC-DC 转换器 712 包括检测 AC 变压器铁芯 716 的温度的电路系统 714。AC-DC 转换器 712 根据检测温度与阈值温度的比较，在不同伏安特性(即，不同模式)之间切换。在一些实施方案中，温度可选地可以与其它控制参数(例如输出电流、输入功率、输入电流等)结合使用。在一些实施方案中，温度改变伏安特性(例如使 I_B 成为温度的函数)。其它参数也可以用于控制切换转换器 712 的伏安特性。转换器 712 还包括根据检测的参数切换模式的控制模块 705。

在一些实施方案中，使控制模块 705 切换模式的触发条件是可编程的(例如将触发条件编程到微处理器中)。例如转换器 712 检测各种各样的电路参数(例如输入功率、输出电流、温度等)和控制模块 705 用来切换模式的电路参数是可编程的。可替代地，触发模式改变的电路参数的值也是可编程的。

图 8 示出了实现图 7A 的检测技术的升压型功率转换器电路 800。电路 800 的输入端与具有电压 V_B 的电池 802 连接，和电路 800 的输出端与该与可变负载 806 并联的电容器 804 耦合。电路 800 包括电感器 808、二极管 810、和开关 812，控制模块 814 根据检测电阻 816 中的输出电流 $I_{out}(t)$ 控制开关 812。电路 800 还包括电容器 818，电容器 818 的电容相对较小，以便滤出大部分

开关频率和降低输出电压上的脉动。在一些实施方案中,控制模块 814 包括微处理器,用于控制作为检测输出电流的函数的开关操作。检测电阻 816 的电阻 R_s 与负载电阻 $R_L(t)$ 相比较小。

由于电路 800 是升压型的,输出电压 $V_{out}(t)$ 高于恒定输入电压 V_B 。输出电压由开关 812 的打开和闭合的占空比 D 决定。如图 9 所示,开关 812 在时间 T_{on} 内闭合和在时间 T_{off} 内打开,因此,占空比是 $D = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ 。稳态条件(电感器 808 和二极管 810 中的损耗忽略不计)下的输出电压 $V_{out}(t)$ 是

$$V_{out}(t) = V_B / (1-D)。 \quad (1)$$

当控制模块 814 检测到输出电流 $I_{out}(t)$ 小于阈值电流 I_{th} 时,控制模块 814 将电路 800 设置成电压源模式。在电压源模式下,目标输出电压接近常数 $V_{out}(t) = V_0$ 。为了生成这个电压,控制模块 814 将占空比 D 设置成:

$$D = D_0 = 1 - V_B' / V_0'。 \quad (2)$$

当控制模块 814 检测到输出电流 $I_{out}(t)$ 大于阈值电流 I_{th} 时,控制模块 814 将电路 800 设置成电流源模式。在电流源模式下,目标输出电压根据目标伏安特性随输出电流而改变:

$$V_{out}(t) = V_0 - (I_{out}(t) - I_{th}) R_{out}, \quad (3)$$

其中, R_{out} 是受控制模块 814 控制的电路 800 的模拟输出电阻参数。为了实现高输出阻抗源,控制模块 814 选择大值的 R_{out} (例如 $R_{out} \gg R_L(t)$)。 R_{out} 的值可以是常数,或者,可替代地, R_{out} 的值可以随检测的输出电流 $I_{out}(t)$ 而改变。方程 (1) - (3) 生成如下占空比值 D , 以便控制模块 814 用于在电流源模式下响应检测的输出电流 $I_{out}(t)$ 控制开关 812:

$$D = D_0 + \frac{1 - D_0}{1 - V_B / [(I_{out}(t) - I_{th}) R_{out} (1 - D_0)]} \quad (4)$$

利用其它控制参数的控制模块可以以相同的方式实现。例如当输入功率穿过阈值时，升压型或其它类型开关式功率转换器的占空比可以是输入功率的函数。

图 10A 和 10B 示出了可以用于使电容元件陡变放电将更多功率提供给可变负载的功率转换器的示范性伏安特性曲线。在图 10A 中，特性曲线 1002 具有其特征在于电压随电流变化的曲线缓变斜率的第一模式 1004、和对于低于转变电压 V_T 的电压 V_S ，电流 I_S 受最大电流 I_{th} 限制的第二模式 1006。例如在图 8 的实施方案中，对于小于 I_{th} 的 I_S 值，通过将方程 (4) 中的 R_{out} 设置成小值可以实现第一模式 1004，和对于大于等于 I_{th} 的 I_S 值，通过将方程 (4) 中的 R_{out} 设置成大值可以实现第二模式 1006。

在图 10B 中，特性曲线 1008 具有其特征在于电压随电流变化的曲线缓变斜率的第一模式 1010、和其特征在于电压随电流变化的曲线陡变斜率的第二模式 1012。在第一模式和第二模式之间，特性曲线 1008 具有在电压随电流变化的曲线中存在“拐点”的“转变区” 1014。例如在图 8 的实施方案中，对于小于 I_{th} 的 I_S 值，通过将方程 (4) 中的 R_{out} 设置成小值可以实现第一模式 1010。对于大于等于 I_{th} 的 I_S 值，通过将方程 (4) 中的 R_{out} 设置成作为 I_S 的函数的增加值可以实现转变区 1014 和第二模式 1012。在一种实施方案中，可以利用可编程装置（例如微处理器）控制方程 (4) 中 D 的值。在这种实施方案中，可以利用例如查询表或多项式曲线拟合以软件控制方程 (4) 中 R_{out} 的值（作为 I_S 的函数）。

在各种各样的实施方案中可以控制伏安特性曲线的其它特征。例如可以选择模式之间的转变和电压随电流变化的曲线的斜率，以保证对于给定峰值要求（例如最小负载电阻）保持最小工作电压（例如对于音频放大器）。可选地，模式之间的转变是可调的。

对于将功率提供给音频放大器的功率转换器（例如功率转换器 200A 或 200B），音频放大器的特征可以取决于功率转换器的工作状况。例如当功率转换器提供的电压下降（例如在切换到电流源模式之后）时，可以降低音频放大器的增益，以免音乐信号 210 在放大器或扬声器上失真（例如由于信号限幅）。在一种实施方案中，如图 10C 所示，音频放大器 1100 包括阈值随功率转换器 100 和电容元件 102 提供的电压标定的压缩器 1102。这个阈值可变压缩器 1102 降低了在扬声器 1106 上播放的音乐的失真。在另一种实施方案中，如图 10D

所示, 音频放大器 1108 包括根据预定函数, 随着功率转换器 100 和电容元件 102 提供的电压 $V_s(t)$ 下降而降低增益的增益可变电路 1110。这些或其它技术 (例如含有任何类型的宽带或多带幅度压缩器的系统) 可以用于降低在高于给定最小工作电压的任何功率转换器电压上信号限幅的可能性。压缩器可以根据功率转换器和电容器提供的电压, 或根据其它参数, 譬如功率变压器温度、扩音器温度、扩音器位移、或指示放大信号电平的任何其它参数工作。

通过使一些功率增加要求由电容元件提供, 可以降低电源要求的剩余峰值功率。剩余峰值功率需要量的降低量取决于等效时间常数 τ 和被放大的音乐的类型。影响剩余峰值功率需要量降低的音乐的一个特性是 PTA 功率比。PTA 功率比高的音乐 (例如未压缩流行音乐) 比 PTA 功率比低的音乐 (例如广播 AM (调幅) 音乐) 受大时间常数的综合效应影响更大。

图 11 示出了对于三种不同类型音乐: 未压缩流行音乐 (曲线 1102)、压缩流行音乐 (曲线 1104)、和古典音乐 (曲线 1106), 由电容元件引起的峰值功率需要量的降低 R (单位: dB) 与等效时间常数 τ (单位: 秒) 之间的关系。峰值功率需要量的降低 R 被量化成时间常数为 0 的功率转换器的峰值功率与具有给定等效时间常数 τ 的功率转换器的峰值功率之比, 即, $R = P_{\text{peak}}(\tau=0) / P_{\text{peak}}(\tau)$ 。这些实验导出曲线表明, 用在本例中的未压缩流行音乐由于其高的 PTA 功率比和幅度尖峰的相对短持续时间, 受功率转换器的等效时间常数 τ 的影响最严重。例如对于 $\tau \sim 5.5$ 秒 (图 11, 曲线 1102), 剩余峰值功率需要量的降低是 10 dB (或 10 倍)。

另一方面, 压缩流行音乐 (例如 FM (调频) 或 AM (调幅) 广播类型) 具有低得多的 PTA 功率比 (为了平均起来发声更响亮一点), 因此, 等效时间常数 τ 的影响较不明显。例如对于相同时间常数 $\tau \sim 5.5$ 秒 (图 11, 曲线 1104), 剩余峰值功率需要量的降低是 8.7 dB (或 7.5 倍)。

古典音乐通常具有在压缩和未压缩流行音乐之间的 PTA 功率比, 但幅度尖峰的持续时间长得多。因此, 用在本例中的古典音乐受电源的等效时间常数影响最小。例如对于相同时间常数 $\tau \sim 5.5$ 秒 (图 11, 曲线 1106), 剩余峰值功率需要量的降低只是 6 dB (或 4 倍)。

观看图 11 的另一种方式是含有供电容量有限的电源的系统通过将电容元件用于保证一些峰值功率需要量, 能够播放得更响亮一点。从上面有关 $\tau \sim 5.5$ 秒的未压缩流行音乐的实例来看, 可用播放音乐的峰值功率将是来自

使峰值功率由电容元件提供的系统比来自没有这样做的系统高的 10 dB。

在如图 12 所示的一种实施方案中, AC 主干线供电的电源 1202 (惠普 (Hewlett Packard) 公司型号 6253A 的 DC 电源) 与电容元件 1204 并联, 电容元件 1204 由串联的 6 个 33 F/2.5 V 气凝胶超级电容器组成, 每个电容器含有 5.1 k Ω 分流电阻, 总共提供 5.5 F 的电容和 15 V 的最大耐压。电源 1202 和电容元件 1204 向驱动扬声器 1208 的切换音频放大器 1206 (Bose 公司的 Bose 100W 切换音频放大器) 供电。音乐信号 1210 输入放大器 1206 中。当电源 1202 具有设置成大约 3.2 A 的输出电流极限和设置成 15 V 的额定输出电压 (即, 没有负载) (对于 48 W 的最大输出功率) 时, 电源 1202 和电容元件 1204 一起将 98.7 W 的峰值功率提供给对于所有测试的音乐输出电压维持在 9 V 以上的放大器 1206。

在如图 13 所示的另一种实施方案中, 6 个 1.2 V 电池 (总共提供 7.2 V 输入电压) 供电的电源 1302 (基于线性技术 (Linear Technology) 公司型号 LTC1624 开关式调节器控制器的 DC-DC 升压转换器) 与电容元件 1304 并联, 电容元件 1304 由串联的 6 个 10 F/2.5 V 气凝胶超级电容器组成, 每个电容器含有 5.1 k Ω 分流电阻, 总共提供 1.67 F 的电容和 15 V 的最大耐压。电源 1302 和电容元件 1304 向分别驱动扬声器 1308A 和 1308B 的一对音频放大器 1306A 和 1306B 供电。音乐信号 1310A 和 1310B 分别输入放大器 1306A 和 1306B 中。当电源 1302 具有设置成大约 0.6 A 的输出电流极限和设置成 14 V 的额定输出电压 (对于 8.4 W 的最大输出功率) 时, 电源 1302 和电容元件 1304 一起将 25.2 W 的峰值功率提供给对于所有测试的音乐输出电压维持在 9.5 V 以上的放大器 1306A 和 1306B。

在如图 14 所示的另一种实施方案中, AC 主干线通过 AC-DC 转换器 1403 (苹果计算机 (Apple Computer) 公司的 12 V/1 A wall pack) 供电的电源 1402 (基于线性技术 (Linear Technology) 公司型号 LTC1624 开关式调节器控制器的 DC-DC 降压转换器) 与电容元件 1404 并联, 电容元件 1404 由串联的 5 个 4 F/2.5 V 气凝胶超级电容器组成, 每个电容器含有 20 k Ω 分流电阻, 总共提供 0.8 F 的电容和 12.5 V 的最大耐压。电源 1402 和电容元件 1404 向分别驱动扬声器 1408A 和 1408B 的一对音频放大器 1406A 和 1406B 供电。音乐信号 1410A 和 1410B 分别输入放大器 1406A 和 1406B 中。当电源 1402 具有设置成大约 0.8 A 的输入电流极限和设置成 12 V 的额定输出电压 (对于 9.6

W 的最大输入功率) 时, 电源 1402 和电容元件 1404 一起将 25 W 的峰值功率提供给对于所有测试的音乐输出电压维持在最小工作电压以上的放大器 1406A 和 1406B。

其它实施例都在所附权利要求书内。

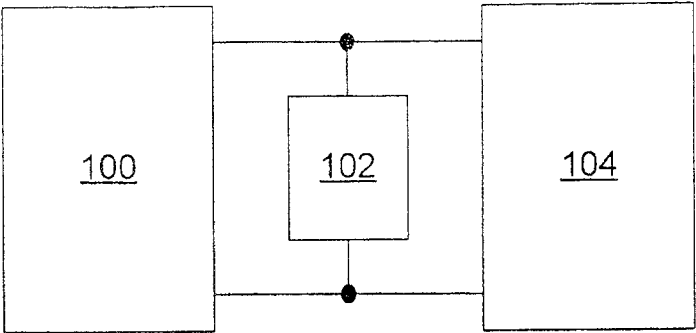


图 1

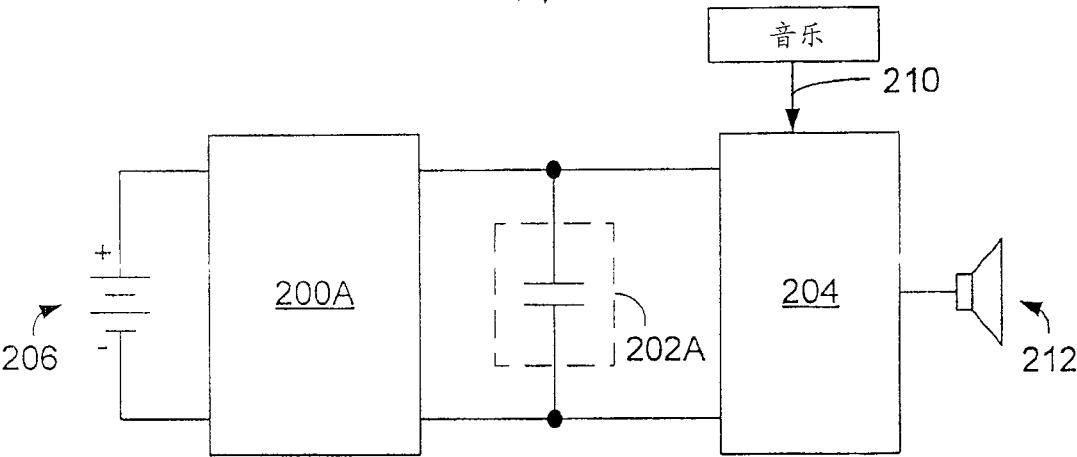


图 2A

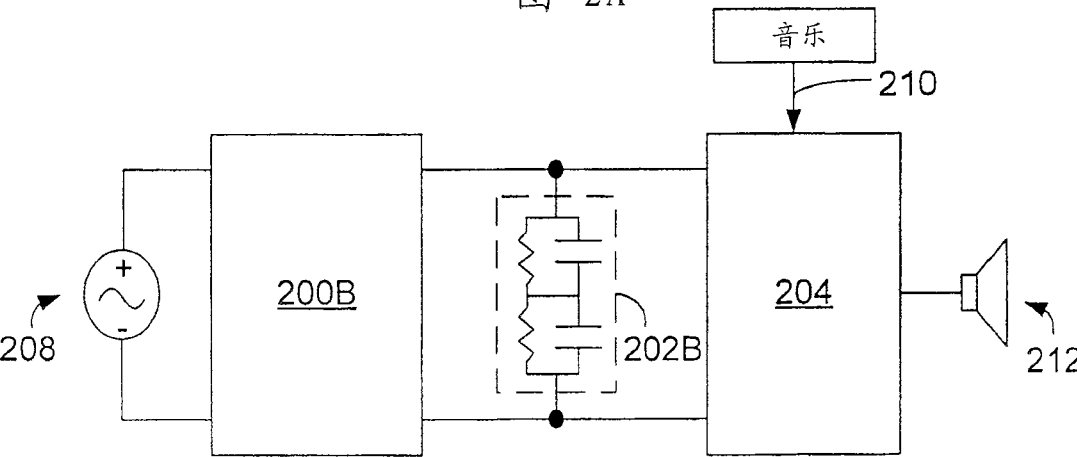


图 2B

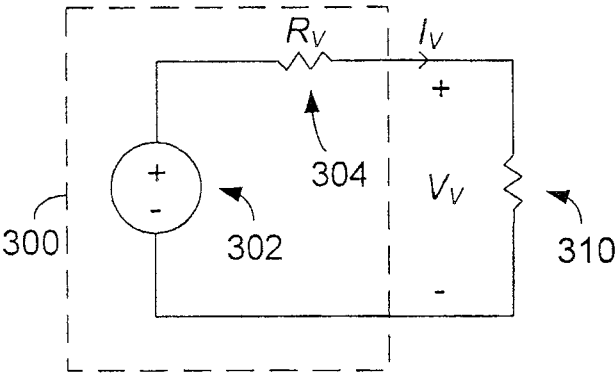


图 3A

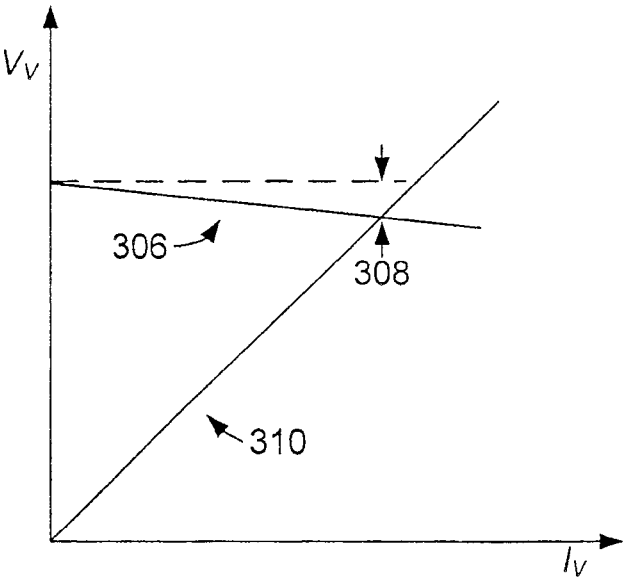


图 3B

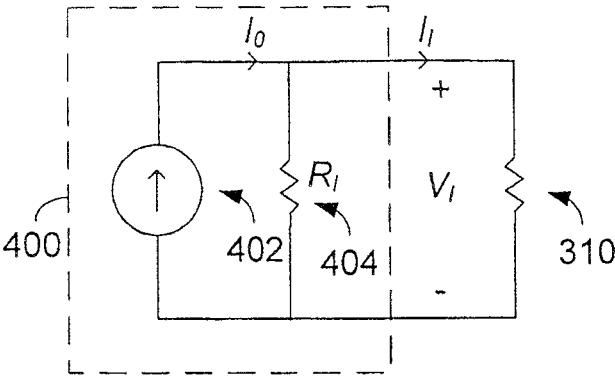


图 4A

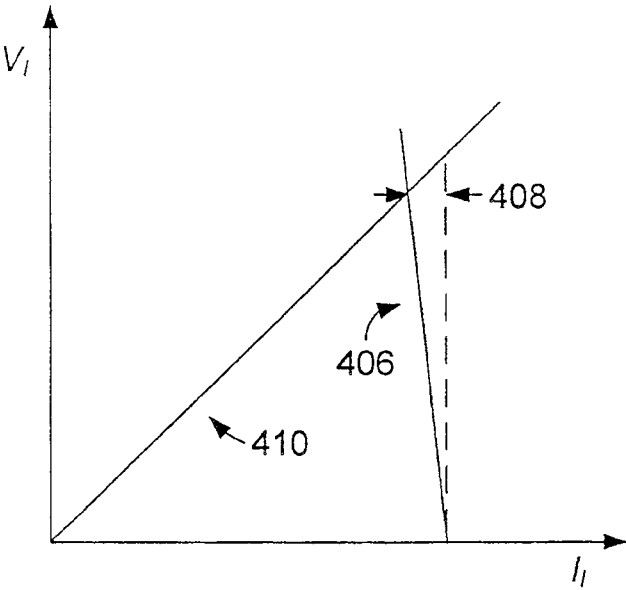


图 4B

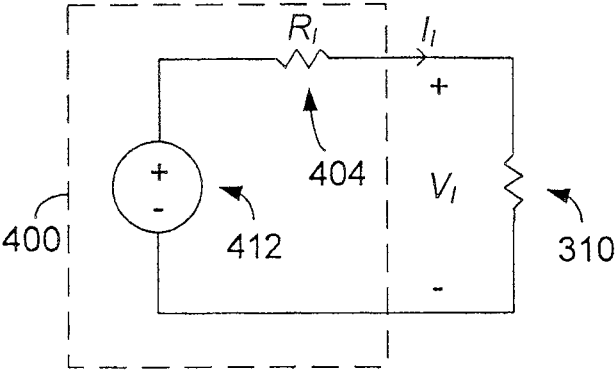


图 4C

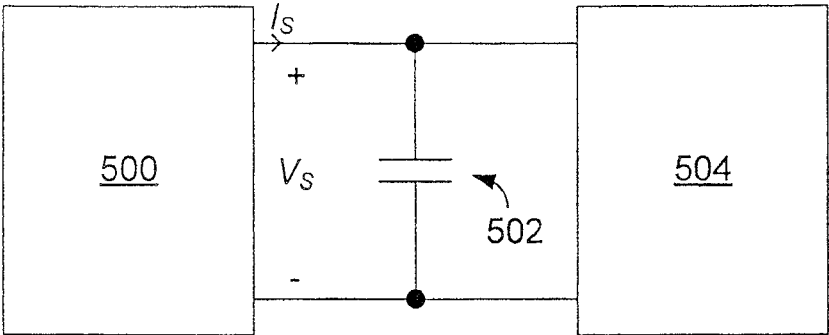


图 5A

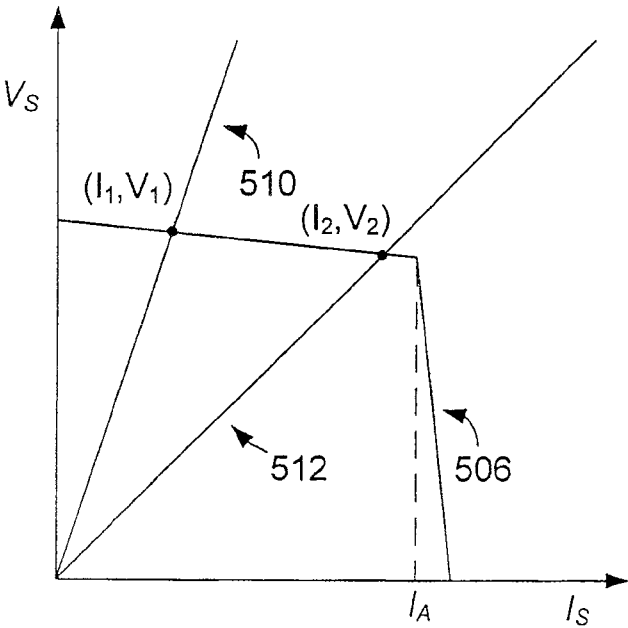


图 5B

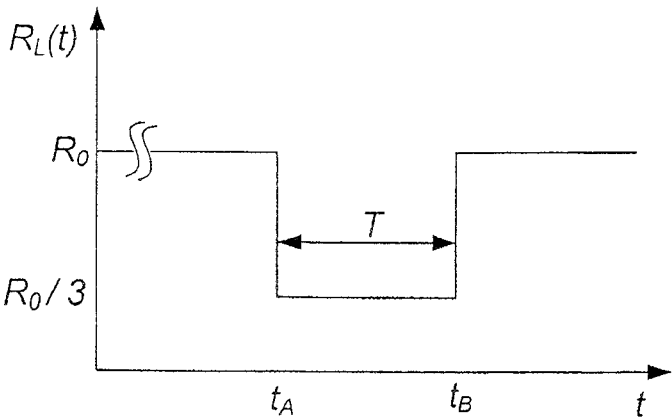


图 5C

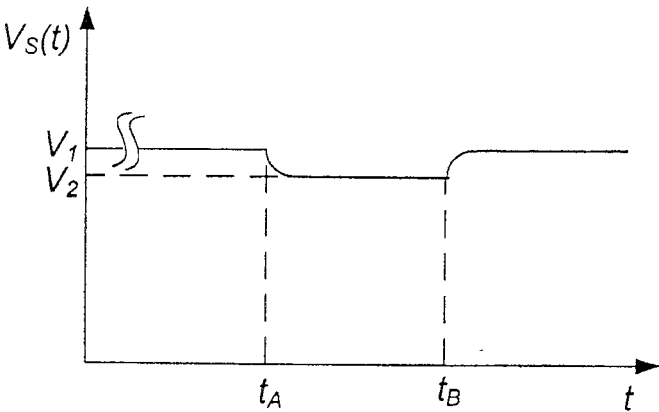


图 5D

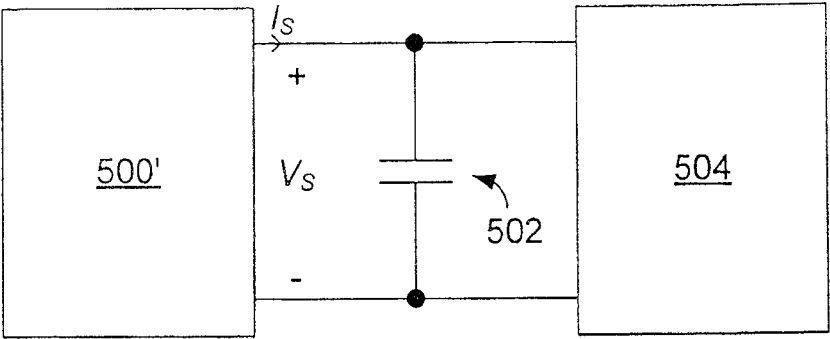


图 6A

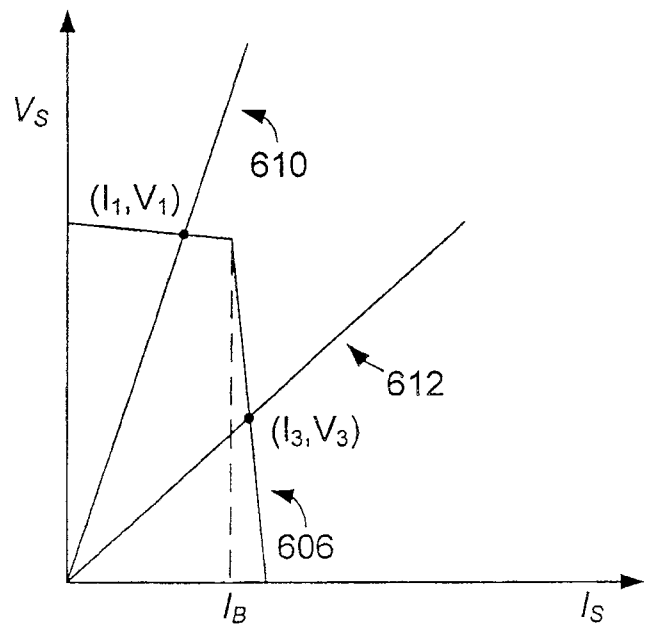


图 6B

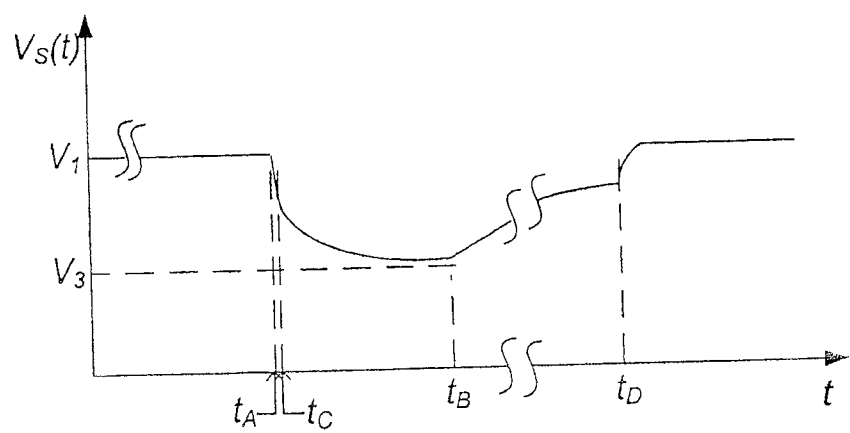


图 6C

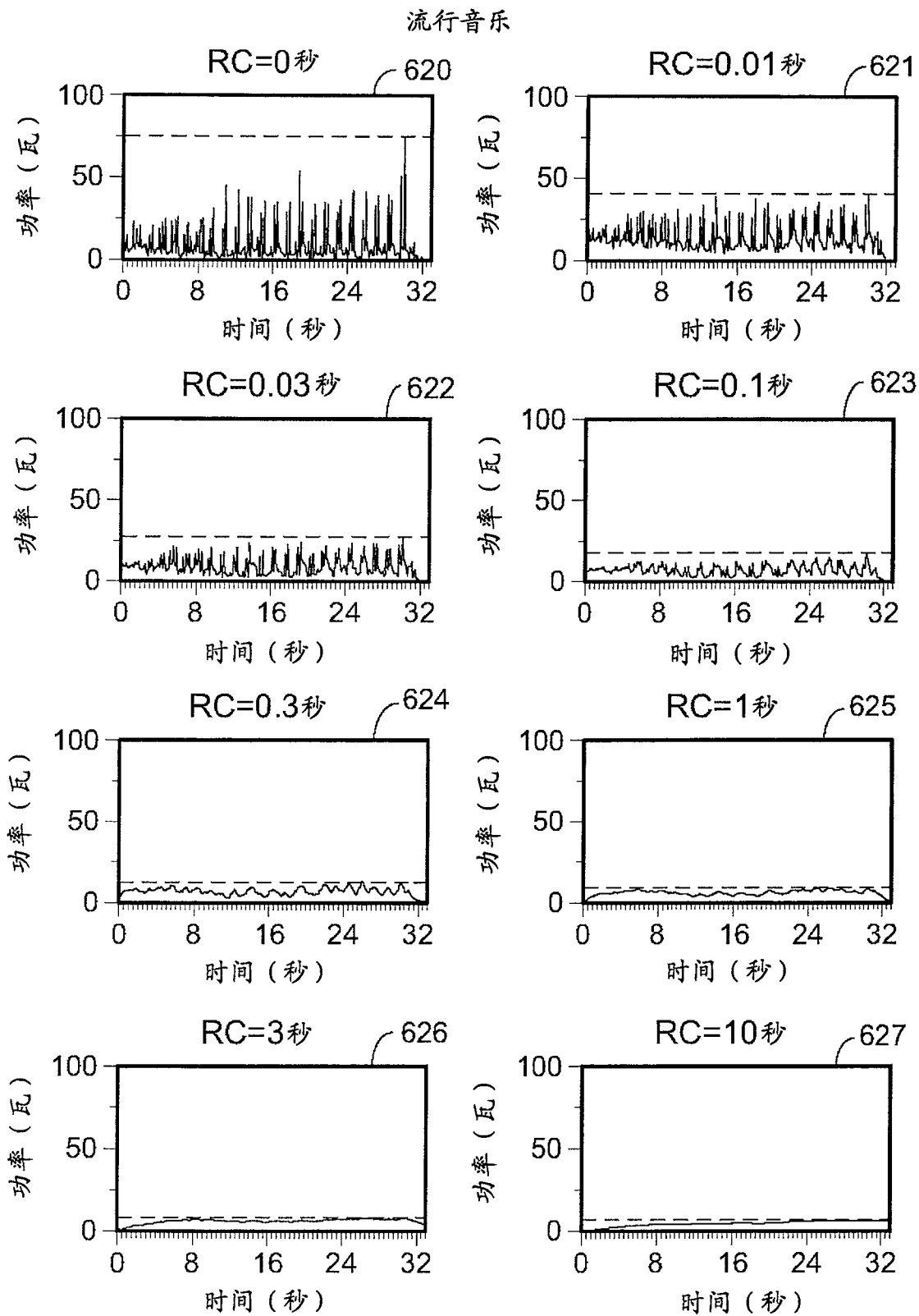


图 6D

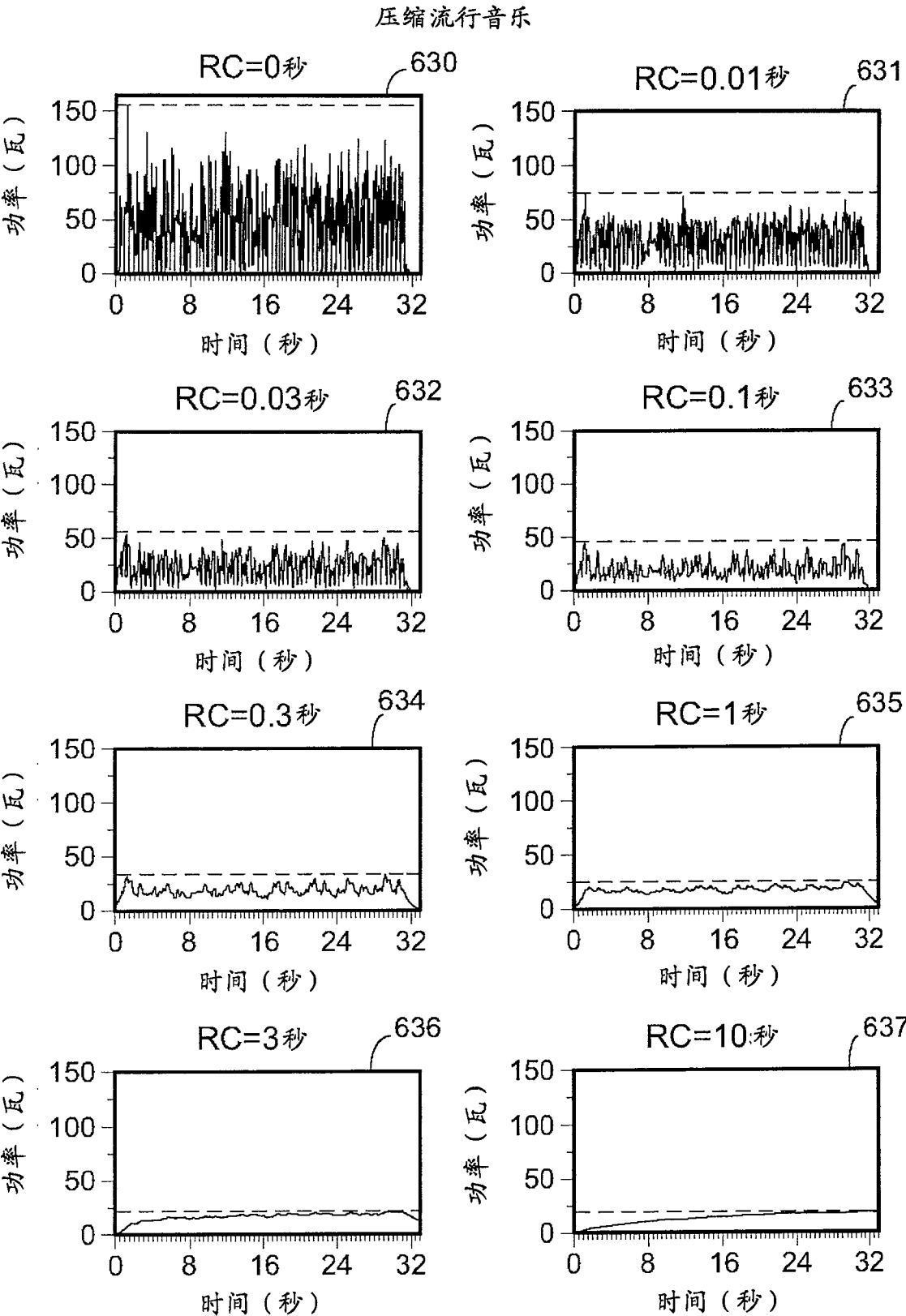


图 6E

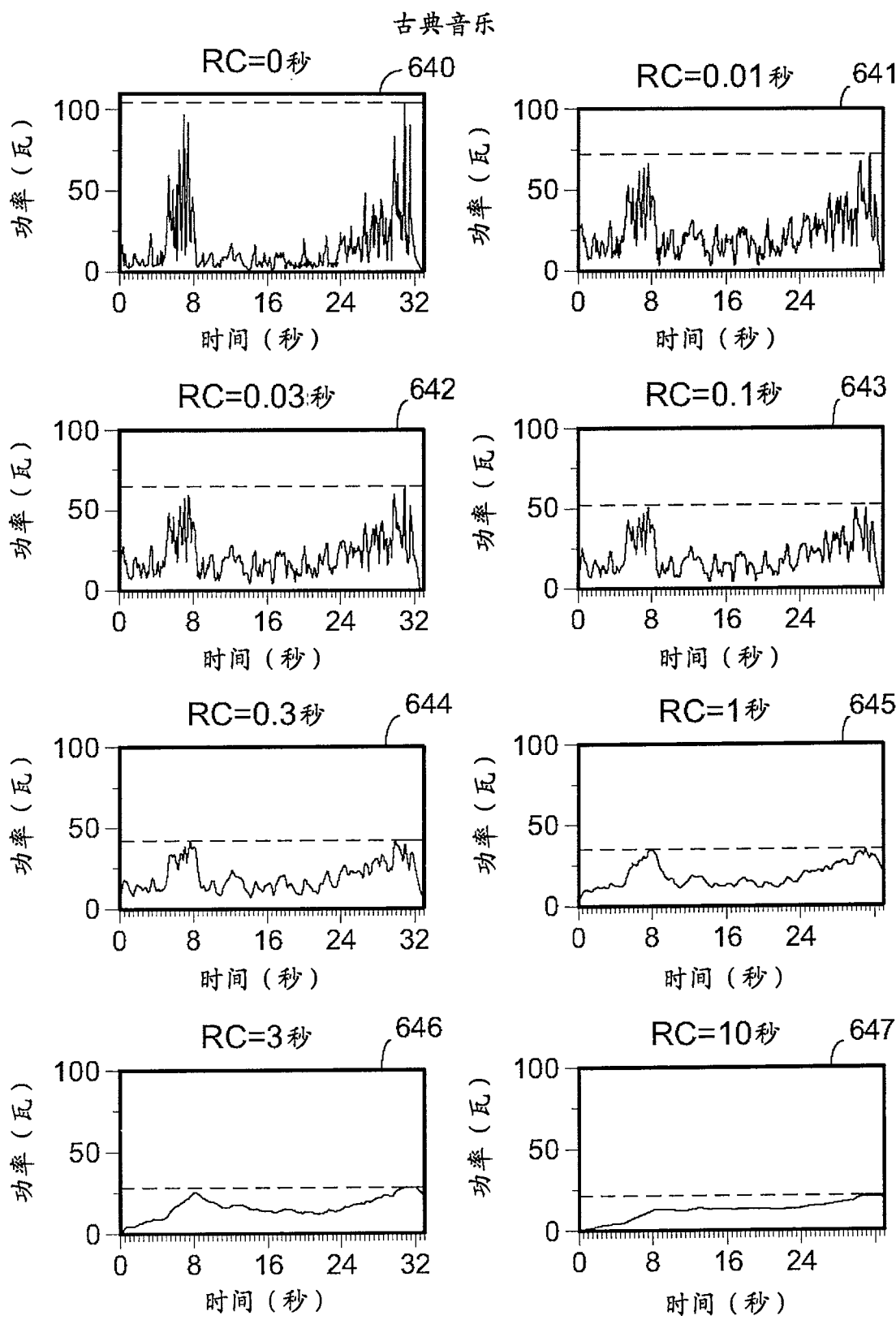


图 6F

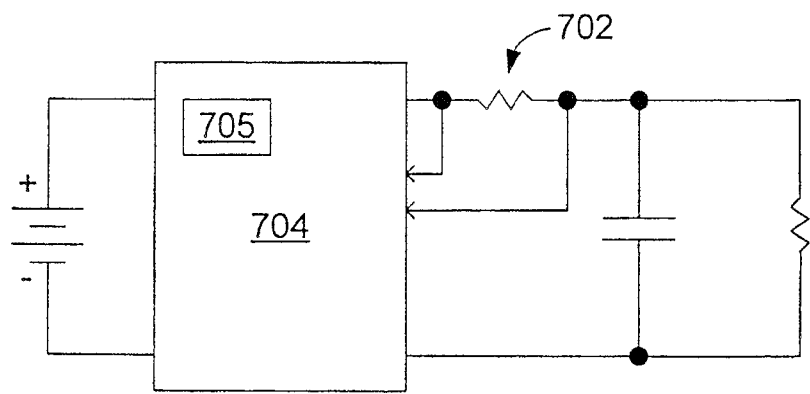


图 7A

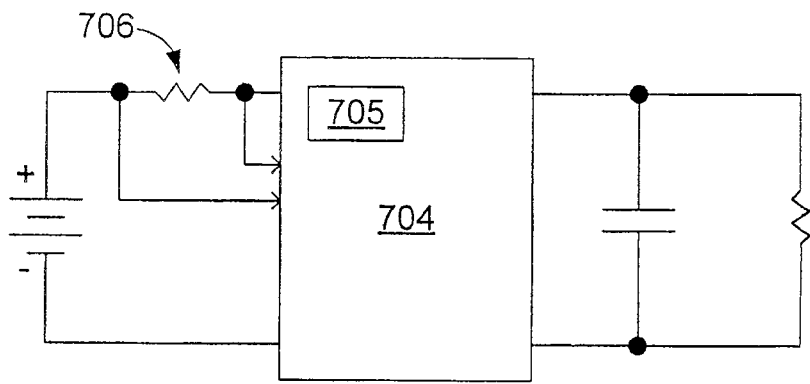


图 7B

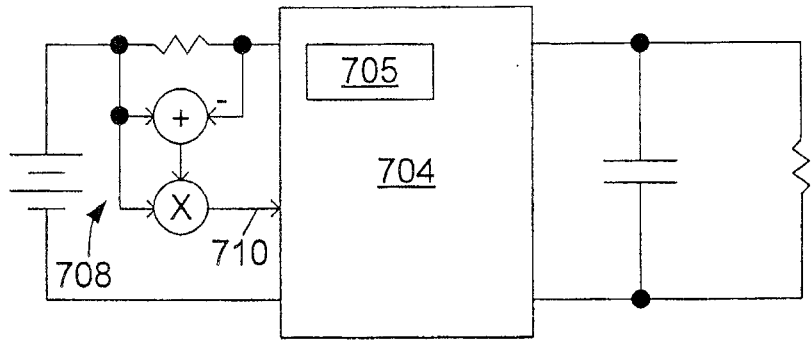


图 7C

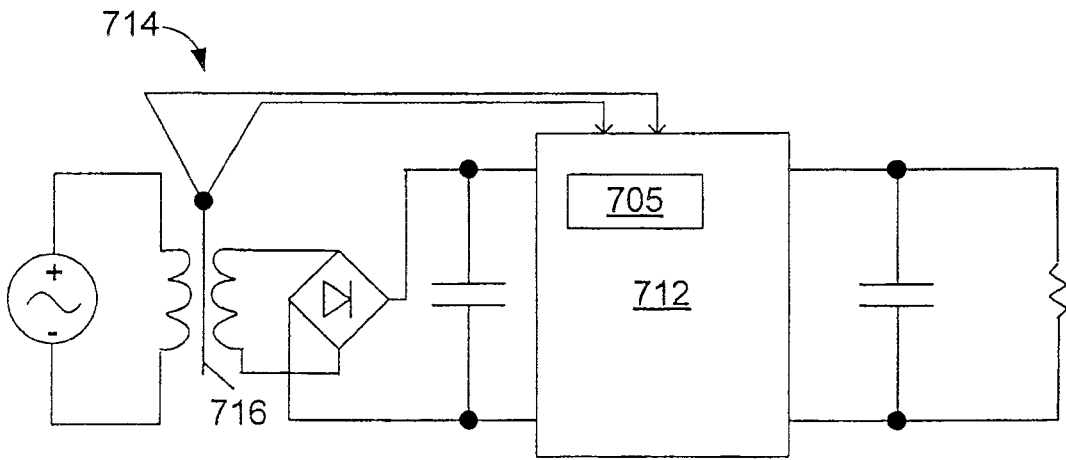


图 7D

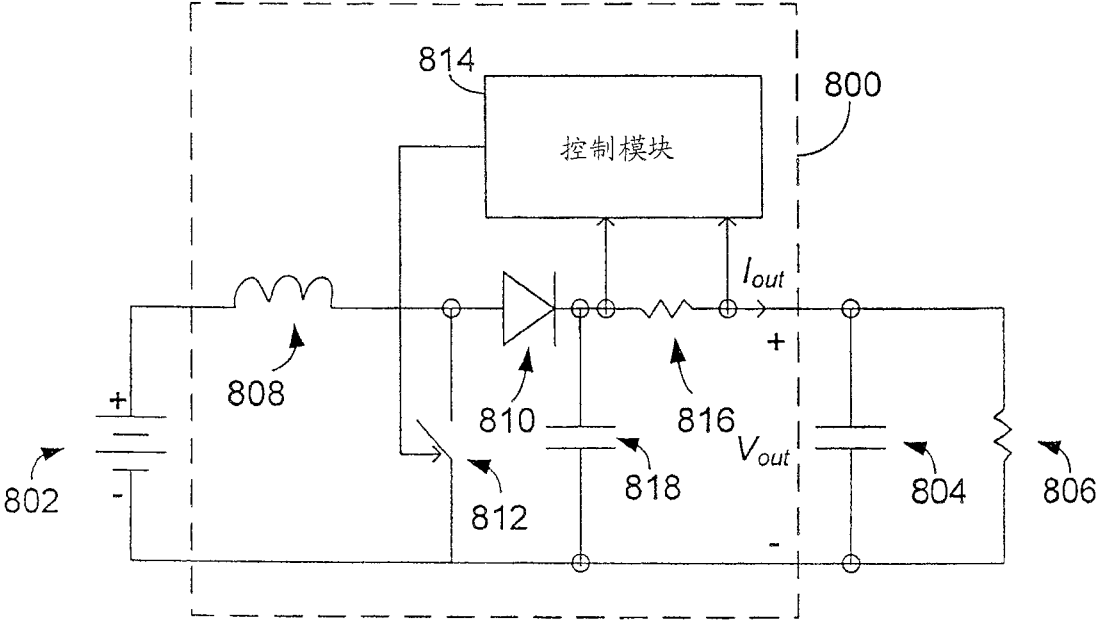


图 8

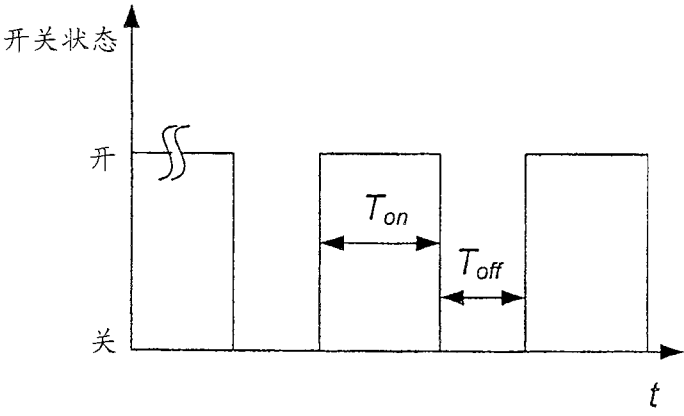


图 9

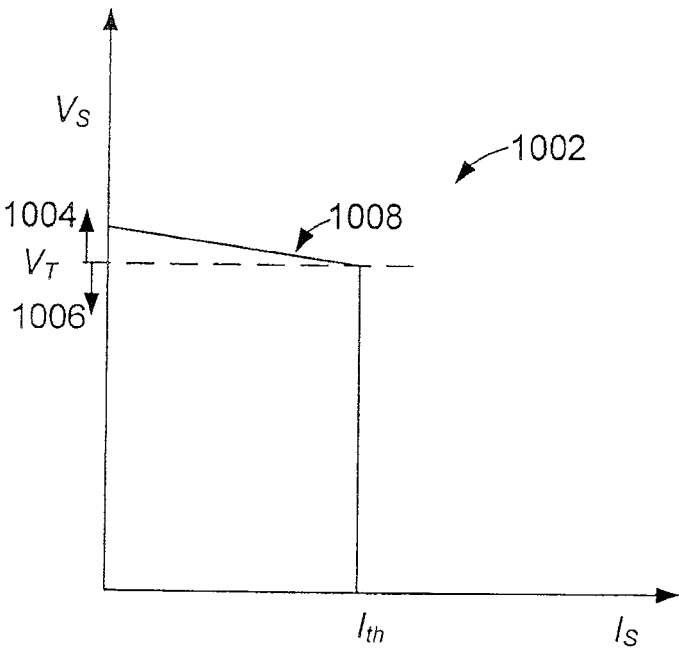


图 10A

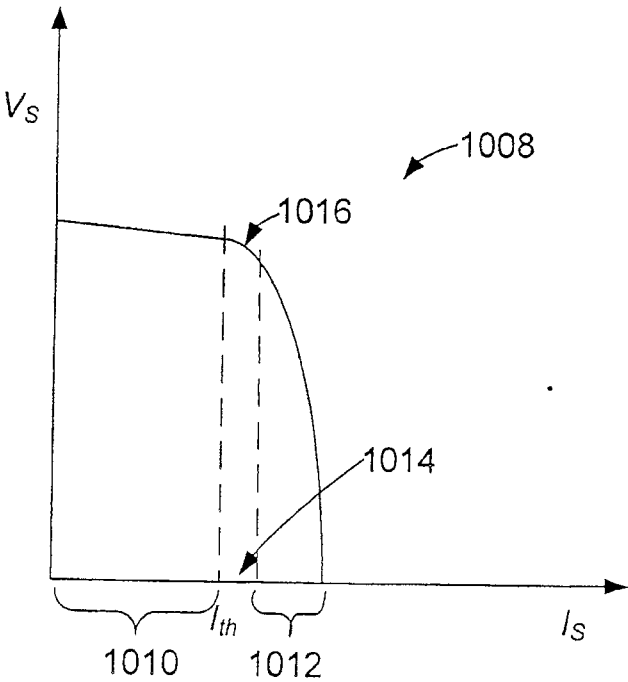


图 10B

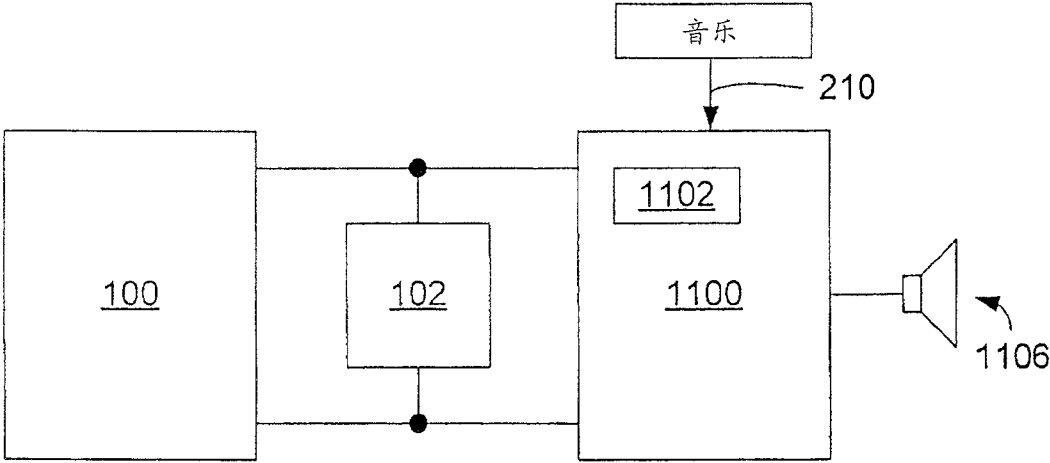


图 10C

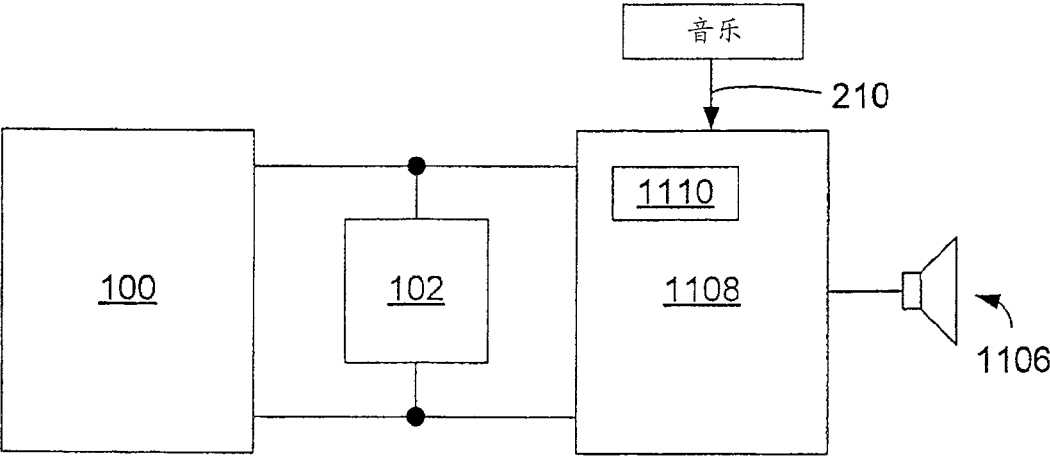


图 10D

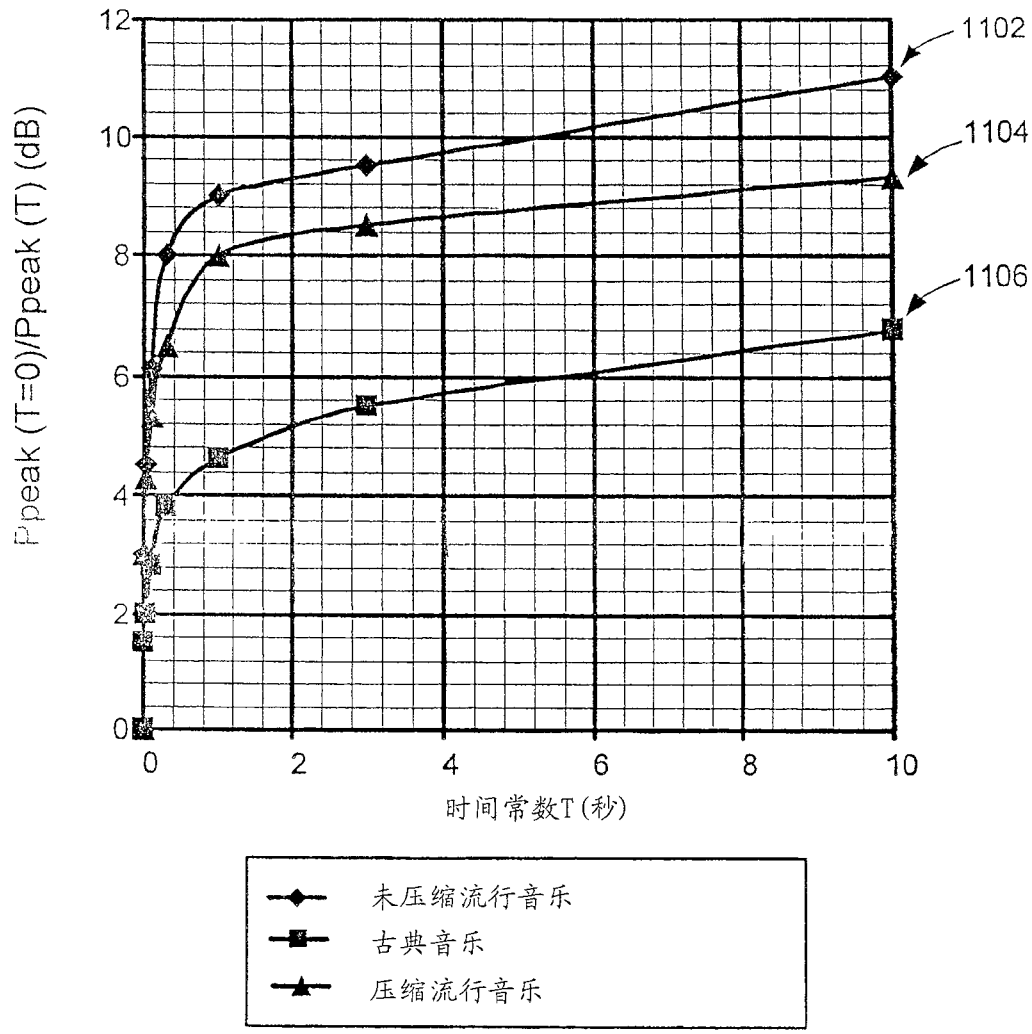


图 11

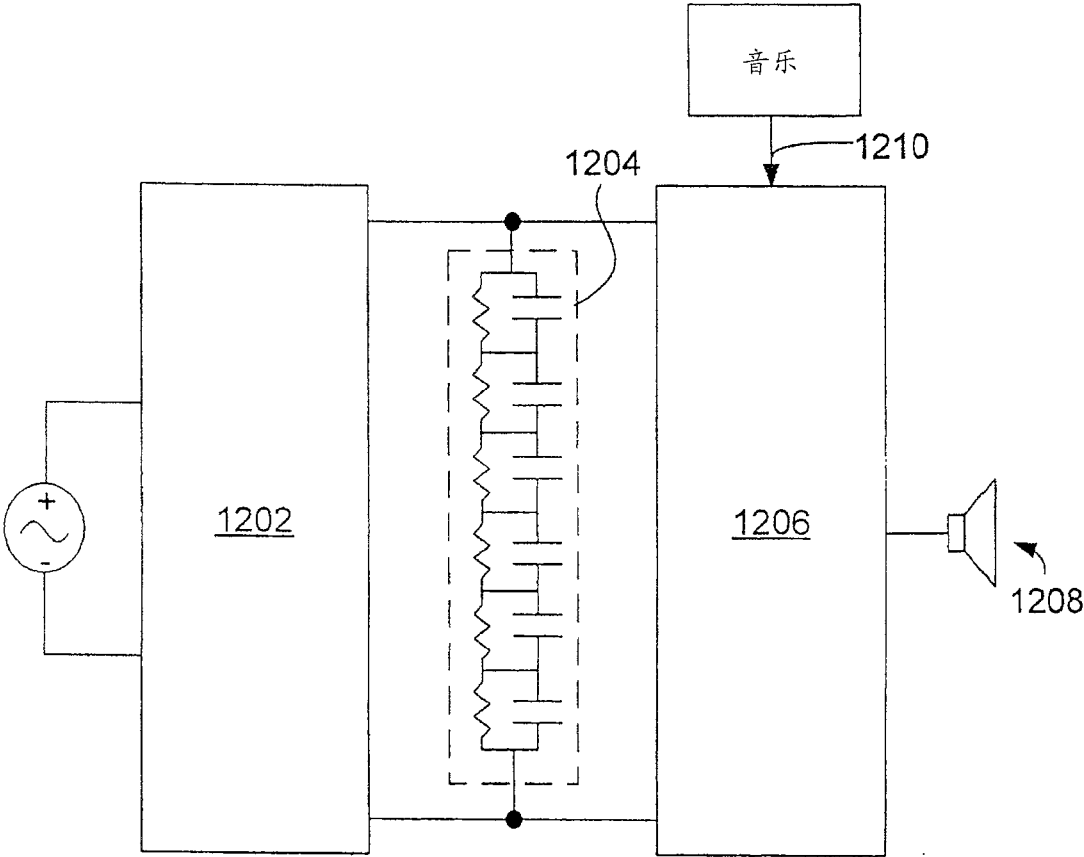


图 12

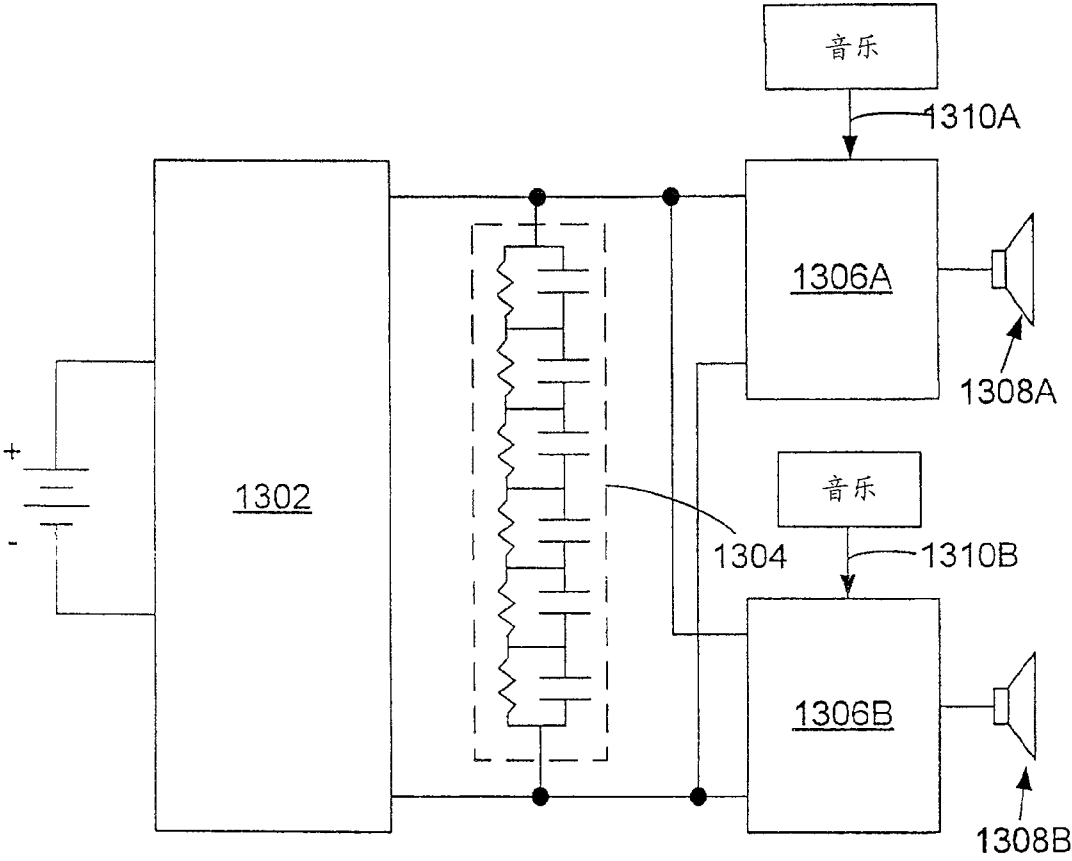


图 13

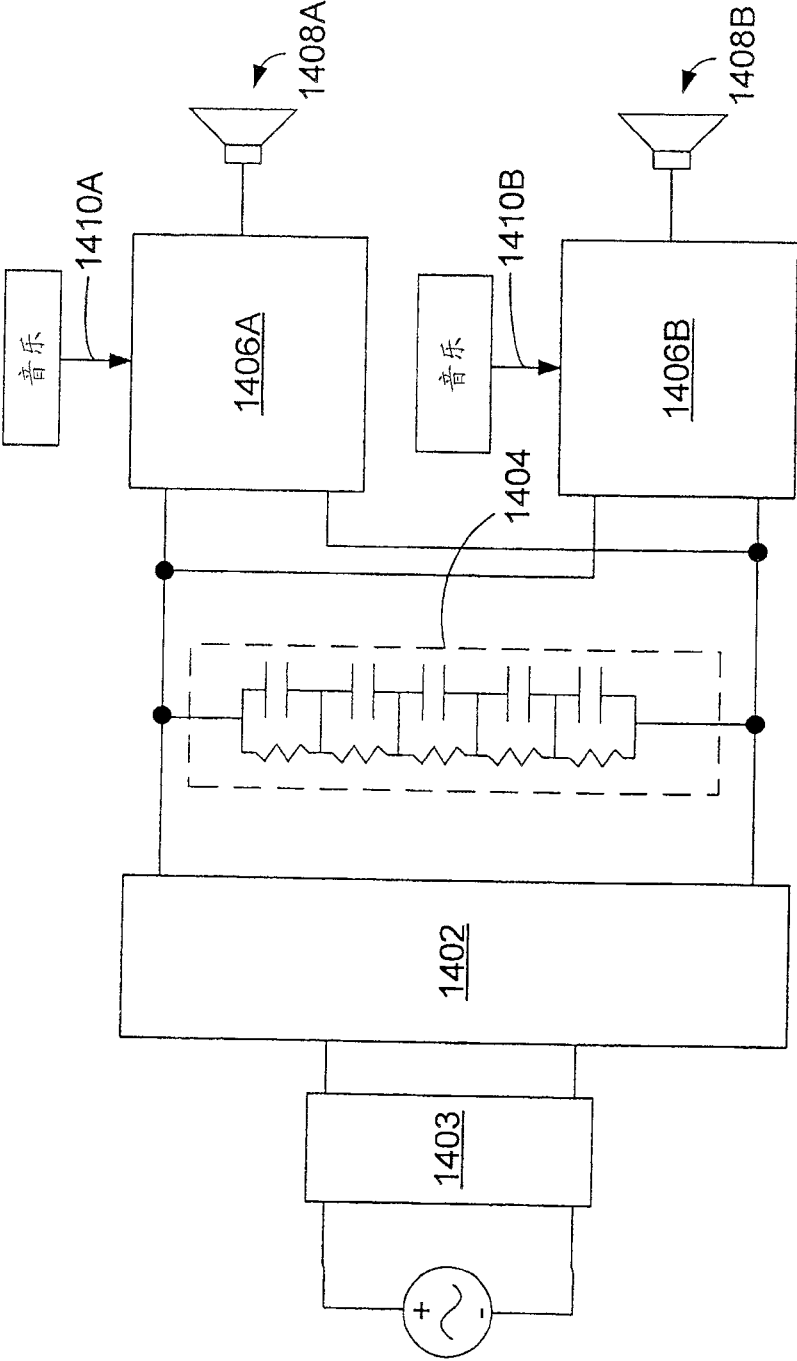


图 14