



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101730972 A

(43) 申请公布日 2010.06.09

(21) 申请号 200880014462.1

(22) 申请日 2008.05.02

(30) 优先权数据

60/915,547 2007.05.02 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009.11.02

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2008/062423 2008.05.02

(87) PCT申请的公布数据

W02008/137679 EN 2008.11.13

(71) 申请人 塞瑞斯逻辑公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 约翰·L·梅兰松

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限公司 11240

代理人 余刚 吴孟秋

(51) Int. Cl.

H02M 3/156(2006.01)

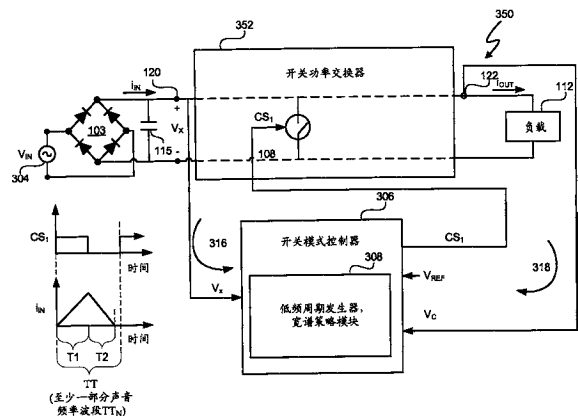
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 16 页

(54) 发明名称

具有在低功率需求水平控制脉宽变异性开关的开关整流器

(57) 摘要

一个功率控制系统包括一开关模式控制器(306)以控制开关功率变换器(352)的开关模式。开关模式控制器(306)生成一开关控制信号(CSI)以控制开关功率变换器(352)中开关(108)的导电性。通过控制开关(108)的导电性控制开关功率变换器(352)的开关模式。开关模式控制器(306)包括一周期发生器(308),以确定定开关控制信号(CSI)的标称周期,并改变预定周期以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频带的开关控制信号(CSI)。生成具有位于可闻及频段中的宽频带的开关控制信号,可使所述系统利用位于可闻及频段中的开关频率。



1. 一个系统,包括:

一开关模式控制器,其系用于生成开关控制信号以控制开关功率变换器中开关模式开关的导电性,其中,所述开关模式控制器包括:

一周期发生器,以决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期,以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号。

2. 根据权利要求 1 所述的系统,其中周期发生器被额外配置以生成一具有随机选择周期宽频谱的开关控制信号。

3. 如权利要求 3 所述的系统,其中随机选择的周期的平均值约等于标称周期。

4. 如权利要求 1 所述的系统,其中周期发生器另外包括一伪随机数发生器以生成伪随机数,周期发生器额外配置以基于此伪随机数生成一具有随机选择周期的宽频谱开关控制信号。

5. 根据权利要求 1 所述的系统,其中周期发生器被额外配置以生成一宽频谱开关控制信号,其周期利用低通滤过的伪随机数确定。

6. 根据权利要求 1 所述的系统,其中周期发生器被额外配置以生成一宽频谱开关控制信号,其周期利用高通滤过的伪随机数确定。

7. 根据权利要求 1 所述的系统,其中周期发生器被额外配置以生成一宽频谱开关控制信号,其周期使用标称周期的 $\Delta - \Sigma$ 调制后的随机值。

8. 根据权利要求 1 所述的系统,其中可闻及频段大约在 20Hz 至 20kHz。

9. 根据权利要求 1 所述的系统,其中开关模式控制器被额外配置以控制开关模式开关的导电性,从而使输入至开关功率变换器的电流发生与输送至开关功率变换器的时变电压电源信号成比例的变化,其中所述开关模式控制器另外包括:

一脉宽发生器用于确定开关控制信号的脉宽,作为对如下因素的反应:(i) 开关控制信号的标称周期,(ii) 电压电源信号的电压水平,及 (iii) 开关功率变换器输出电压信号的电压水平。

10. 一种方法包括:

生成开关控制信号以控制开关功率变换器中开关模式开关的导电性;

确定开关控制信号的标称周期;

其当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时,

改变标称周期以生成宽频谱的开关控制信号;

确定开关控制信号的脉宽;和

提供开关控制信号至开关功率变换器的开关。

11. 根据权利要求 10 所述的方法:

控制开关的导电性,以使输入至开关功率变换器的电流发生与输入至开关功率变换器的电压电源信号成比例的变化;和

确定开关控制信号的脉宽另外包括确定对如下因素反应的开关控制信号脉宽:(i) 开关控制信号的标称周期,(ii) 电压电源信号的电压水平,及 (iii) 开关功率变换器输出电压信号的电压水平。

12. 根据权利要求 10 所述的方法,其中改变标称周期以生成宽频谱开关控制信号另外包括生成具有随机选择周期的宽频谱开关控制信号。

13. 如权利要求 12 所述的方法,其中随机选择的周期的平均值约等于标称周期。

14. 根据权利要求 10 所述的方法,其中改变标称周期以生成宽频谱开关控制信号另外包括,生成伪随机数和基于此伪随机数生成具有随机选择周期的宽频谱开关控制信号。

15. 根据权利要求 10 所述的方法,其中改变标称周期以生成宽频谱开关控制信号另外包括,生成伪随机数和基于此伪随机数生成具有随机选择周期的宽频谱开关控制信号。

16. 根据权利要求 10 所述的方法,其中改变标称周期以生成宽频谱开关控制信号另外包括生成宽频谱开关控制信号,其周期为使用高通滤过的伪随机数确定的周期。

17. 根据权利要求 10 所述的方法,其中改变标称周期以生成宽频谱开关控制信号另外包括生成宽频谱开关控制信号,其周期使用标称周期的 $\Delta - \Sigma$ 调制后的随机值。

18. 根据权利要求 10 所述的方法,其中可闻及频段大约在 20Hz 至 20kHz。

19. 权利要求 10 所述的方法还包括:

控制开关的导电性以使输入至开关功率变换器的电流发生与输入至开关功率变换器的电压电源信号成比例发生变化;和

确定开关控制信号的脉宽另外包括确定对如下因素响应的开关控制信号脉宽:(i) 开关控制信号的标称周期,(ii) 电压电源信号的电压水平,及(iii) 开关功率变换器输出电压信号的电压水平。

20. 一个功率控制系统,其包括:

一具有开关的开关功率变换器;和

一开关模式控制器,其系用于生成开关控制信号以控制开关功率变换器中开关模式开关的导电性,其中,所述开关模式控制器包括:

一周周期发生器以决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期,以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号。

21. 根据权利要求 20 所述的功率控制系统,其中周期发生器被额外配置以生成一具有随机选择周期的宽频谱开关控制信号。

22. 根据权利要求 20 所述的功率控制系统,其中开关功率变换器另外包括一输入节点,一连接于输入节点和开关的感应器,一连接于开关盒感应器二极管,及一连接于二极管的输出电容。

23. 根据权利要求 20 所述的功率控制系统,其中开关模式控制器被额外配置以控制开关模式开关的导电性,从而使输入至开关功率变换器的电流发生与输送至开关功率变换器的时变电压电源信号成比例变化,其中所述开关模式控制器另外包括:

一脉宽发生器用于确定开关控制信号的脉宽,作为对如下因素的反应:(i) 开关控制信号的标称周期,(ii) 电压电源信号的电压水平,及(iii) 开关功率变换器输出电压信号的电压水平。

24. 一套装置,其包括:

一件构件,其系用来生成开关控制信号以控制开关功率变换器中开关模式开关的导电性;

一件构件,其系用来确定开关控制信号的标称周期;

一件构件,其系当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时用来改变标称周期以生成宽频谱的开关控制信号;

一件构件,其系用来确定开关控制信号的脉宽;和

一件构件,其系用来提供开关控制信号至开关功率变换器的开关。

25. 根据权利要求 24 所述的装置,其另外包括:

构件,其系用来控制开关的导电性以使输入至开关功率变换器的电流发生与输入至开关功率变换器的电压电源信号成比例的变化;和

构件,其系用来确定开关控制信号的脉宽另外包括确定对如下因素的反应的开关控制信号脉宽:(i) 开关控制信号的标称周期,(ii) 电压电源信号的电压水平,及(iii) 开关功率变换器输出电压信号的电压水平。

具有在低功率需求水平控制脉宽变异性开关的开关整流器

[0001] 优先权要求和相关专利申请

[0002] 本申请案基于 35 U. S. C. § 119(e) 和 37 C.F.R. § 1.78 主张 2007 年 5 月 2 日申请,题为“功率因素校正控制器 (PFC) 装置及方法”之美国临时专利申请案第 60/915,547 号之权利。

技术领域

[0003] 本发明大体涉及到电子学领域,尤其是使用一具有在低功率需求水平控制信号脉宽开关的开关功率变换器以转换电压的系统和方法。

背景技术

[0004] 很多装置利用电力操作。电力最初由一电源提供,如一个公用事业公司,通常它提供稳定输入电压。然而,各种设备使用的电压等级有别于电源所提供的稳定输入电压。例如,基于发光二极管 (LED) 的照明系统,工作于不同于公用事业公司所提供的电压等级下。为了调节来自电源电压与装置需要利用电压的不同,整流器连接于电源和装置之间以将交流电 (AC) 源提供的电压水平转换为,如,另外一不同于所供电压水平的交流电源。整流器还可以将 AC 电力转换为 DC (直流电) 电力和将 DC 电力转换为 AC 电力。

[0005] 开关功率变换器即为一类整流器的实例。开关功率变换器利用开关及能源储存技术将输入电压转换为一部分与其相连的设备适宜的输出电压。

[0006] 图 1 示出了一个功率控制系统 100,它包括有一个开关功率变换器 102。电压电源 101 提供 AC 输入“电源”电压 V_{mains} 至二极管全桥式整流器 103。例如,电压电源 101 位于一公用事业单位,而 AC 电源电压 V_{mains} 则为,例如,在美国为 60Hz/120V,在欧洲为 50Hz/230V。整流器 103 对输入的电源电压 V_{mains} 进行整流。整流器 103 整流输入电源电压 V_{mains} 并提供整流后的,时变的初级供电电压 V_x 至开关功率变换器。开关功率变换器 102 提供近乎恒定的电压功率至负载 112 的同时对电压电源 101 维持阻性输入特性。对电压电源 101 维持阻性输入特性时提供近乎恒定的电压电力至负载 112,这就被称为功率因素校正 (PFC)。因此,控制功率因素校正后的开关功率变换器 102 可使输入开关功率变换器 102 的 i_L 产生与 AC 电源电压 V_{mains} 近乎成比例的变化。

[0007] PFC 和输出电压控制器 114 控制开关模式开关 108 的电阻率,从而提供功率校正因数并调节开关功率变换器 102 的输出电压 V_c 。PFC 和输出电压控制器 114 通过控制电感电流 i_L 以使平均电感电流 i_L 成线性并直接与初级供电电压 V_x 成比例。电感电流 i_L 与初级供电电压 V_x 的比例系数被调整以调节至负载 112 的电压。PFC 和输出电压控制器 114 提供一脉宽调节 (PWM) 后的开关控制信号 CS_0 以控制开关 108 的传导性。在至少一个实例中,开关 108 是场效应晶体管 (FET),开关控制信号 CS_0 是开关 108 的触发电压。脉宽和开关控制信号 CS_0 的占空率取决于至少 2 个信号,即初级供电电压 V_x 和电容器电压 / 输出电压 V_c 。输出电压 V_c 通常也称为“链接电压”。电流控制环 119 提供电流 i_{RTN} 至 PFC 和输出电压控制器 114 以使 PFC 和输出电压控制器 114 调节平均 i_L 电流至目标 i_L 电流。

[0008] 当二极管 111 为反向偏置和初级供电电压 V_x 低于输入电源的 RMS 值时, 电容器 106 提供储能至负载 112。电容器 106 的值与设计选择相关。在至少一个实例中, 它非常大以维持非常稳定输出电压 V_c , 由 PFC 何输出电压控制器 114 确定。当使用 400V 输出电压 V_c 时, 电容器 106 的值为 1 微法每瓦由开关整流器 102 提供的最大输出功率。输出电压 V_c 保持在非常稳定的目标值在稳定负载条件随初级供电电压 V_x 频率波动期间。然而, 输出电压 V_c 随负载条件变化而变化。PFC 和输出电压控制器 114 通过调节开关控制信号 CS_0 还原输出电压 V_c 至目标值以响应电压 V_c 的变化。在至少一个实例中, PFC 和输出电压控制器 114 包括一小电容 115 以从初级供电电压 V_x 过滤任何高频信号。

[0009] 因为寄生阻抗, 每次开关 108 切换于绝缘和传导状态时开关功率变换器 102 产生开关损耗。寄生阻抗包括穿越开关 108 的寄生电容 132。在变换开关控制信号 CS_0 每期间 TT , 能源被用于, 例如, 充电寄生阻抗 132。因此, 开关功率变换器 102 在开关控制信号 CS_0 的每期间 TT 产生开关损耗。

[0010] PFC 和输出电压控制器 114 控制着开关功率变换器 102 的进程, 以将预期的能量转送给电容器 106。能量需求取决于负载 112 需求的电压和电流。要确定负载 112 需求的能量, PFC 和输出电压控制器 114 包括补偿器 128。输入电压控制环 116 提供一初级供电电压 V_x 样本值 PFC 和输出电压控制器 114。补偿器 128 决定参考电压 V_{REF} (代表输出电压 V_c 的目标电压) 和实际输出电压 V_c (感应自节点 122 并作为电压回路 118 的反馈接收) 的差别, 补偿器 128 利用技术, 如比例积分 (PI) 型控制, 以响应输出电压 V_c 与参考电压 V_{REF} 的不同。PI 控制处理错误从而使 PFC 和输出电压控制器 114 顺利适应输出电压 V_c 以避免因小错误信号产生的输出电压 V_c 快速波动。补偿器 128 提供一输出信号至脉宽调制器 (PWM) 130 以使其产生驱动开关 108 的开关控制信号 CS_0 。

[0011] PFC 和输出电压控制器 114 调节 PFC 开关 108 的传导率。初级供电电压 V_x 为, 在至少一个实例中, 整流正弦波。为了调节传输能量量并维持功率因数接近 1, PFC 和输出电压控制器 114 改变开关控制信号 CS_0 的期间 TT 以使电感器电流 i_L 跟踪初级供电电压 V_x 的变化并保持输出电压 V_c 稳定。当初级供电电压 V_x 从相位角 0° 增至 90° 时, PFC 和输出电压控制器 114 增加开关控制信号 CS_0 的周期 TT , 当初级供电电压 V_x 降低时, PFC 和输出电压控制器 114 降低开关输出信号 CS_0 的周期。

[0012] 时间 $T2$ 代表电感器 110 的回扫时间, 这种情况发生于开关 108 绝缘及二极管 111 导电条件下。在至少一个实例中, 感应器 110 的值与设计选择有关。感应器 110 可以是任何类型的磁性组件包括变压器。在至少一个实例中, 所选电感器 110 的值可储备足够的能量 (当开关 108 导电时传输自电压电源 101 的能量), 从而在当开关 108 绝缘时传输能量至电容器 106 并进而维持需要的输出电压 V_c 。

[0013] 当开关 108 导电, 如处于“ON”的状态时, 电感器电流 i_L 在时间 $T1$ 中增加。当开关 108 绝缘, 如处于“OFF”状态时, 电感器电流在回扫时间 $T2$ 中下降, 并通过二极管 111 提供电感电流 i_L 以对电容器 106 再充电。当开关控制信号 CS_0 处于周期 TT 电感电流 i_L 达到 0 时, 发生不连续导电模式 (DCM)。当在整个周期 TT 电感电流 i_L 超过 0 时, 发生连续导电模式 (CCM)。

[0014] PFC 和输出电压控制器 114 设置一追踪初级供电电压 V_x 的目标电流。当电感电流 i_L 在脉宽 $T1$ 达到目标电流时, 开关控制信号 CS_0 打开开关 108, 然后电感电流 i_L 在回扫

时间 T2 降至 0。平均电感电流 i_L 追踪初级供电电压 V_x 从而提供功率因数校正。Prodić, 《功率因数校正整流器的快速电压环路的补偿器设计与稳定性评价》(Compensator Design and Stability Assessment for Fast Voltage Loops of Power Factor Correction Rectifiers), IEEE 电力电子学汇刊 (IEEE Transactions on Power Electronics), 第 12 卷, 第 5 期, 9 月, 1007, 1719–1729 页。(本文将其作为“Prodić”引用), 描述了一个 PFC 和输出电压控制器 114 的例案。

[0015] PFC 和输出电压控制器 114 以比输入电压 V_x 频率更高的频率更新开关控制信号 CS_0 。输入电压 V_x 的频率一般为 50–60Hz。1/TT 开关控制信号 CS_0 频率为, 例如, 在或低于 130kHz 以避免显著开关失效。

[0016] 图 2 描绘的是与可听见频率波段图 200 相对应的人听力敏感度。可听灵敏度分布图 202 表明声音频率和人对此声音的灵敏度之间的关系。所述的“人”指的是普通人。人一般能听到频率范围在约 20Hz 至约 20kHz 之间的声音。因此可闻及频段定义为约 20Hz 至 20kHz。当声音频率从 20Hz 增加至约 1kHz 时, 人对其的灵敏度也随之增加。在约 1kHz, 人对声音的灵敏度开始随其频率增加而降低。人对高于 20kHz 声音的灵敏度降至 0。换言之, 高于 20kHz 的声音通常是人听不到的。

[0017] 人对频率在可闻及频段的音调, 如音调 204, 尤其敏感。人可闻及音调为在一基础频率 (在可闻及频段中) 的重复声音。人对无音调或噪音样声音则欠敏感。

[0018] 根据图 1 和 2, 功率控制系统 100 的所有磁路组件都为小扬声器。电线和功率控制系统 100 的磁路组件上各种力使电线和组件随开关控制信号 CS_0 的开关频率震动。低于 20kHz 的开关频率可产生可闻及音调, 并且多为人所厌烦的。因为负载 112 所需能量在一小段时间内, 如 2–4 秒, 趋于产生很小的变化, 开关控制信号 CS_0 的频率将保持近乎稳定, 并且因其开关频率低于 20kHz 而产生可闻及音调。

[0019] 人们普遍需求更低开关频率的开关控制信号 CS_0 高压晶体管, 二极管以及感应器通常具有显著的寄生电容, 从而使开关 108 的高频开关无效。此外, 高频开关增加功率控制系统 100 的电磁干扰 (EMI)。虽然需要更低的开关频率, 但功率控制系统 100 尤其避免开关频率低于 20kHz 以免产生可闻及音调。因此, 功率控制系统 100 的音调制造限制了开关 108 的开关频率范围。

发明内容

[0020] 在本发明的一个实例中, 一个系统包括一个生成开关控制信号以控制开关功率变换器中的开关模式开关的开关模式控制器。开关模式控制器包括一周期发生器以决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号。

[0021] 在本发明的另外一个实例中, 一种方法包括生成开关控制信号以控制开关功率变换器中开关模式开关的电阻率。此方法也包括决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号。此方法另外还包括决定开关控制信号的脉宽并提供开关控制信号至开关功率变换器的开关。

[0022] 在本发明的另外一个实例中, 一个功率控制系统包括一具有开关的开关功率变换

器,一开关模式控制器以生成开关控制信号并控制开关功率变换器中开关模式开关的电阻率。开关模式控制器包括一周期发生器以决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号。

[0023] 在本发明的另外一个实例中,一套装置包括用来生成开关控制信号并控制开关功率变换器中开关模式开关的电阻率的多种工具。此装置也包括用来决定开关控制信号的标称周期并改变标称周期,以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制信号的各种工具。此装置也包括用来决定开关控制信号的脉宽并提供开关控制信号至开关功率变换器的开关的各种工具。

附图说明

[0024] 通过参考附图,本领域内的技术人员可更容易理解本发明,并显然明白它的多种客体,特征和优势。贯穿多幅图的相同参考数字指的是相同或相似的元素。

[0025] 图 1(标示出了以前的技术)示出了一个功率控制系统,它包括有一个开关功率转换器。

[0026] 图 2(标记为已有技术)描述的是与可闻及频段图相对应的人的可闻及灵敏度。

[0027] 图 3A 描述的是一功率控制器,其特征为具有一开关整流器和一具有低频广谱策略模块的开关模式控制器。

[0028] 图 3B 描述的是一功率控制器,其特征为具有一升压型开关整流器和一具有低频广谱策略模块的开关模式控制器。

[0029] 图 4 描述的是一功率控制系统,其特征为具有一开关整流器和一控制信号周期-功率传送相关性策略模块。

[0030] 图 5 描述的是一低频广谱策略。

[0031] 图 6-8 描述的是一低频广谱策略模块。

[0032] 图 9-11 描述的是频率能量关系图,其系开关控制信号对图 6-8 各自的反馈。

[0033] 图 12-14 描述的是开关控制信号 CS_1 的能量与频率关系图。

[0034] 图 15 描述的是非线性 $\Delta-\Sigma$ 调制器。

[0035] 图 16 描述的是一比例积分器。

[0036] 图 17 和 18 描述的是均方根值发生器。

具体实施方式

[0037] 一个功率控制系统包括一开关模式控制器以控制开关整流器的开关模式。在至少一个实例中,此开关模式控制器也控制开关整流器的功率因素校正。开关模式控制器生成一开关控制信号以控制开关功率变换器中开关的电阻率。通过控制开关的电阻率控制开关功率变换器的开关模式。开关功率变换器可以是任意类型的开关整流器,如降压型,升压型,升压-降压型,Cúk 型, Sepic 型等。开关模式控制器控制与开关功率变换器类型相一致的开关。为了控制功率因素校正,开关模式控制器产生输入电流至开关功率变换器以与时变电压成比例改变输入至开关功率变换器的电源信号。

[0038] 开关模式控制器包括一周期发生器,可决定开关控制信号的标称周期并改变预定周期以使其在当标称周期与可闻及频段中至少一部分频率相符时产生宽频谱的开关控制

信号。生成开关控制信号（在可闻及频段中具有宽频谱）可使功率控制系统利用开关频率，此频率处于可闻及频段中并在任何特定频率具有相对低功率，在至少一个实例中，也可以避免音调。宽频谱可被塑造成降低位于可闻及频段的特定敏感区域中的各种频率功率至最小化。因此，功率控制系统可利用在可闻及频段中的开关频率而不产生声音。

[0039] 图 3A 描述的是一功率控制系统 350，其特征为具有一开关功率变换器 352 和一开关模式控制器 306。开关功率变换器 350 可以是任何类型的开关功率变换器，如降压型，升压型，升压-降压型，Cúk 型，Sepic 型等。开关模式控制器 306 控制与开关功率变换器类型一致的开关模式开关 108（本文引用为“开关 108”）。接下来描绘的是与升压型开关功率变换器相关的功率控制系统 350。开关模式控制器 306 的原理适用于任何类型的开关功率变换器。其中，所述控制器原理决定一段时期的开关控制信号 CS_1 并在预定周期与可闻及频段中至少一部分相符时改变预定周期以生成宽频谱的开关控制信号 CS_1 。在至少一个实例中，预定周期与被称作标称周期 TT_N 。可闻及频段（其中，开关控制信号 CS_1 的相应周期发生变化）的一部分或多部分与设计选择相关。在至少一个实例中，此部分为整个可闻及频段。在另一个实例中，此部分为人最敏感的可闻及频段，如 50Hz-10kHz。

[0040] 图 3B 描绘的是一功率控制系统 300，其特征为具有开关功率变换器 302 和开关模式控制器 306。功率控制系统 300 代表功率控制系统 350 的一个实例。开关功率变换器 302 是升压型整流器，开关功率变换器 302 代表开关功率变换器 352 的一个实例。开关功率变换器 302 可以是任何类型的开关功率变换器，如降压型，升压型，升压-降压型，Cúk 型，Sepic 型等。开关模式控制器控制与开关功率变换器类型相一致的开关。

[0041] 开关模式控制器 306 包括并利用一周期发生器 308（具有一低频广谱策略模块）生成脉宽已调整的开关控制信号 CS_1 。开关模式控制器 306 使用代表初级供电电压 V_X 和输出电压 V_C 反馈信号生成开关控制信号 CS_1 。在至少一个实例中，开关功率变换器 302 使用与开关功率变换器 102 相同的方法进行配置。整流器 103 整流由电压电源 304 提供的输入电压 V_{IN} 为时变的初级供电电压 V_X 。在至少一个实例中，电压电源 304 与电压电源 101 相同，输入电压 V_{IN} 与电源电压 V_{mains} 相同。

[0042] 在至少一个实例中，当周期发生器 308 决定周期 TT 在可闻及频段中相应频率的开关控制信号 CS_1 时，周期发生器 308 扩大开关控制信号 CS_1 的频谱，以最小化任何由开关模式开关 108 开关所产生的声音。周期发生器 308 可利用任何数量的低频宽谱策略。在至少一个实例中，周期发生器 308 也可扩大开关控制信号 CS_1 的频谱为不可闻及频率，其方法与扩大开关控制信号 CS_1 频谱为可闻及频率的方法相同，例如降低 EMI 发射。

[0043] 为了控制功率因数校正，开关模式控制器 306 使输入至开关功率变换器 302 的电流 i_{IN} 产生与时变电压（由电源信号提供至开关功率变换器）成比例地改变。美国专利申请第 11/967,269 号，题为“使用具有非线性功率转换流程模型的非线性 $\Delta-\Sigma$ 调制器的功率控制系统”（PowerControl System Using a Nonlinear Delta-Sigma Modulator with Nonlinear Power Conversion Process Modeling），申请于 2007 年 12 月 31 日，代理者 Cirrus Logic 公司，发明者 John L. Melanson 描述控制功率因数校正的典型系统和方法，并以引用方式并入本文。

[0044] 图 4 描绘的是开关模式控制器 400，代表开关模式控制器 306 的一个实例。开关模式控制器 400 决定开关控制信号 CS_1 ，它是根据开关控制信号生成策略，通过低频广谱策

略模块 402 实施。如后文所详细描述,低频广谱策略模块 402 代表策略的一个实例。所述策略被周期发生器 308 利用已生成周期 TT 的开关控制信号 CS₁ 并在至少可闻及频段,作为对负载 112 估计功率需求的反应,扩大开关控制信号 CS₁ 的频谱。在至少一个实例中,负载 112 的估计功率需求由 K 代表。K 通过作为低频广谱策略模块 402 而提供。“K”是负载功率需求估计器 403 的输出。在另外一个实例中,输送至负载 112 的估计功率通过将电压控制回路 318 得到的平均输出电压 V_c 与开关功率变换器 402 的平均输出电流 i_{OUT} 相乘,乘积可提供给或决定于低频广谱策略模块 402。输送至负载 112 的估计功率测量与设计选择相关并可由许多方法中的任意一种确定。

[0045] 开关模式控制器 400 决定开关控制信号 CS₁ 的周期 TT 及其脉宽 T1。在至少一个实例中,脉宽周期 T1 的平方,如 T1²,根据方程 [1] 确定。

$$T1^2 = \frac{2 \cdot L}{V_{X_{RMS}}^2} \cdot K \cdot TT \cdot \left(1 - \frac{V_x}{V_c} \right)$$

[0046]

[1]

[0047] “T1”为控制信号 CS₁ 的脉宽时间。“L”表示电感器 110 的电感值。V_{X_{RMS}} 代表初级供电 RMS 电压 V_{X_{RMS}}。“K”代表负载 112 的功率需求的估计值,它由电压控制回路 418 中的负载功率需求估计器 403 确定。“TT”是控制信号 CS₁ 的周期,它由控制信号周期生成策略模块 402 生成。“V_x”为初级供电电压 V_x 的当前值的采样值。“V_c”为电压控制回路 418 的输出电压 V_c 的采样值。在优选的实例中,计算等式 [1] 通通过具有合适定标值和工作长度的定点运算完成。

[0048] 因为开关控制信号 CS₁ 频率属于至少一部分可闻及频段,开关控制信号周期 TT 被称为标称周期 TT_N(图 3A) 标称周期 TT_N 与开关控制信号 CS₁ 的标称频率 f_N 相应。在至少一个实例中,周期发生器 308 改变标称周期 TT_N 以生成宽频谱的开关控制信号 CS₁。标称周期 TT_N 的实际值与设计选择相关,并且,如,取决于开关功率变换器 402 组件的值,如感应器 110,开关 108,电容 106 和二极管 111 的特性及瞬时初级供电电压 V_x,初级供电 RMS 电压 V_{X_{RMS}} 和输送至负载 112 的功率。如下文所详细描述,当标称频率 f_N 位于至少一部分可闻及频段中时,低频广谱策略模块 402 改变标称周期 TT_N 以扩大标称频率 f_N 的频谱。

[0049] RMS 值发生器 404 从电压回路 316 的取样初级供电电压 V_x 确定初级供电 RMS 电压 V_{X_{RMS}}。组件 406 接收初级供电 RMS 电压 V_{X_{RMS}} 值并确定 2 · L / (V_{X_{RMS}}²)。“2 · L / (V_{X_{RMS}}²)”代表一标度因子。升压因子模块 408 确定升压因子 (1 - V_x / V_c)。乘法器 410 将开关控制信号 CS₁ 周期 TT,模块 406 的输出值,升压因子模块 408 的输出值及估计功率需求 K 相乘以生成 T1²。非线性 Δ - Σ 调制器 412 确定开关控制信号 CS₁ 的脉宽 T1。脉宽调制器 (PWM) 414 接收脉宽时间 T1 和周期 TT 并生成开关控制信号 CS₁ 从而使开关控制信号具有脉宽 T1 和周期 TT。

[0050] 在至少一个实例中,为确保开关整流器 302 在 DCM 中起作用,感应器 110 的 L 值根据等式 [2]:

$$L = V_{\min}^2 / [(P_{\max} \cdot J) \cdot (2 \cdot f_{\max}) \left[1 - \sqrt{2} \left(\frac{V_{\min}}{V_{\text{cap}}} \right) \right]]$$

[0051]

[2]

[0052] “L”是感应器 110 的值。“ V_{\min} ”初级供电 RMS 电压 $V_{X_{\text{RMS}}}$ 的最小预期值。“ P_{\max} ”负载 112 的最大需求功率。“J”为过度设计系数,任何大于 1 的值表明过度设计。在至少一个实例中,“J”为 1.1。“ f_{\max} ”为控制信号 CS_1 的最大频率。“ V_c ”标称输出电压 V_c 。回扫时间 T2 可依据方程 [3] 确定。

$$T2 = \frac{V_x}{V_c \cdot V_x}$$

[0053]

[3]

[0054] 在至少一个实例中,为避免感应器 110 饱和,感应器 110 的 L 值可使输入电流的峰值 $i_{\text{IN_PEAK}}$ 大于或等于 $V_x \cdot T1/L$ 的最大值。在低直流电压期间初始电源电压 V_x 达到峰值实现全输出功率时,出现输入电流峰值 $i_{\text{IN_PEAK}}$ 。

[0055] 图 5 描绘的是典型的低频广谱策略 500,其用于扩大开关频率在可闻及频段的开关控制信号 CS_1 的频谱。特定的频率扩大策略和标称周期 TT_N 的范围与设计选择相关。传送至负载 112 的估算功率对开关控制信号 CS_1 周期 TT 的曲线 502 表明传送至负载 112 的估算功率对开关控制信号 CS_1 周期 TT 这两者呈逆相关。曲线 502 表明标称周期 TT_N 与开关控制信号 CS_1 的标称频率 f_N 相应。传送至负载 112 的估算功率对开关控制信号 CS_1 周期 TT 的特定关系曲线 502 可以改变,而且这与设计选择相关。

[0056] 当开关控制信号 CS_1 的标称周期 TT 超出 50 微秒时,开关控制信号 CS_1 的标称频率 f_N 就位于可闻及频段,低频宽谱策略模块 402 改变标称周期 TT_N 以产生宽频谱的开关控制信号 CS_1 ,撞虚线盒 504 描述周期 TT 在与标称频率 f_N 对应的标称周期 TT_N 周围的散布幅度,从而表明开关控制信号 CS_1 频谱的扩展度。扩展开关控制信号 CS_1 的频谱可传播音调的功率,从而在任何特定频率降低功率。扩展开关控制信号 CS_1 的频谱可使开关模式控制器 306 产生周期等于或大于 50 微秒的开关控制信号同时最小化在可闻及频率的功率。

[0057] 在至少一个实例中,传送至负载 112 的估计功率和开关控制信号 CS_1 的周期 TT 的逆相关提高了开关模式控制器 306 的效率。如与本发明申请案同时申请的美国专利申请号 _____ 题为“高效周期开关控制信号的开关整流器”(Switching Power Converter With Efficient Switching Control Signal Period Generation)与本发明申请案同时申请,代理人卷号 1677-CA,专利权人 Cirrus Logic 公司,发明人 John L. Melanson,所述。以上文献以参考方式并入本文。

[0058] 图 6 描绘的是低频广谱策略模块 600,并且当标称周期 TT_N 大于或等于 50 微秒时此模块代表低频广谱策略模块 402 的实例。策略模块 600 生成开关控制信号 CS_1 的周期 TTs 以扩大开关控制信号 CS_1 的频谱并改变其频率使之与策略模块 600 生成的周期相对应并进入人低灵敏度区域。

[0059] 策略模块 600 包括一可生成伪随机数 PRN 的伪随机数 (PRN) 发生器 602。伪随机

数 PRN 供至滤波器 604 以生成过滤后的伪随机数 PRN_F。在至少一个实例中,滤波器 604 为具有转移功能的高通滤波器,如 $(1-z^{-1})/(1-.99z^{-1})$ 。“z⁻¹”代表在 z 域有一单位延迟。过滤后的伪随机数 PRN_F 输入至随机数发生器 606。在至少一个实例中,过滤后的伪随机数 PRN_F 被标定并与标称周期 TT_N 一起被处理以生成随机化的周期 TT_R。策略模块 600 重复随机化周期 TT_R 的生成以生成多种随机化周期 TT_R 从而扩大标称周期 TT_N 的范围。在至少一个实例中,过滤后伪随机数 PRN_F 的标定决定开关控制信号 CS₁ 开关频率的分布幅度。随机数发生器 606 可以多种方法中任意一种处理伪随机数 PRN_F 和标称周期 TT_N。例如,以过滤的伪随机数 PRN_F 可被标定,然后随机数生成程序 606 可通过将 TT_N 值乘以伪随机数 PRN 以生成随机化周期 TT_R,或将 TT_N 值加上伪随机数 PRN,随机数生成程序 606 可放大标称周期 TT_N 的随机化数值。特定标定尺度和开关控制信号 CS₁ 的频率分布与设计选择相关。在至少一个实例中,策略模块 600 具有一运转频率以生成许多伪随机数 PRN,多种已过滤的伪随机数 PRN_F,和对各标称周期 TT_N 的多种随机化周期 TT_R 从而使各标称周期 TT_N 的平均随机化周期 TT_R 约等于标称周期 TT_N。在至少一个实例中,使用高通滤波器 604 导致随机化周期 TT_R 的平均值与标称周期 TT_N 相同,高通滤波器 604 没有 DC 组件。高通滤波器 604 也将更多声音能量转变进入人耳欠敏感的更高频率。

[0060] 在至少一个实例中,滤波器 604 为低通滤波器。低通滤波器 604 执行平均功能,使随机化周期 TT_R 的平均数等于标称周期 TT_N。在至少一个实例中,策略模块 600 设计用途在于,使在 2-4 秒时限内生成的周期 TT 平均数与标称周期 TT_N 一致。

[0061] 图 9 描绘的是由具有低通滤波器 604 的策略模块 600 生成的开关控制信号 CS₁ 频谱的能量对频率关系图 900。灵敏度分布图 902 表明人听觉灵敏度等级对频率关系。撞击音 904 表示开关控制信号 CS₁ 的频率和能量,所述控制信号 CS₁ 的周期 TT 为未扩大开关控制信号 CS₁ 的频谱生成。开关控制信号 CS₁ 频率图 906 代表与音调 904 的周期相关频率的典型扩大。图 906 中的开关控制信号 CS₁ 频率由策略模块 600 生成并处于人欠敏感频率范围。

[0062] 图 7 描绘的是低频广谱策略模块 700,并且当标称周期 TT_N 大于或等于 50 微秒时此模块代表低频广谱策略模块 402 的实例。伪随机数 PRN 发生器 602 生成伪随机数 PRN。加算器 702 将与 $1/f_L$ and $-1/f_L$ 几乎相同数加入伪随机数 PRN。“f_L”代表由策略模块 700 生成周期的最大和最小频率限制。随机数生成器 604 处理伪随机数 PRN $\pm f_L$ 和标称周期 TT_N 以生成随机化周期 TT_R。在至少一个实例中,随机数生成器 604 将 PRN $\pm f_L$ 和标称周期 TT_N 相加,在至少一个实例中,随机数将 PRN $\pm f_L$ 和标称周期 TT_N 相乘。标称周期 TT_N 的随机化可用随机化百分比标示。换言之,标称周期 TT_N 可被因子 $\pm x\%$ 随机化。其中“x”代表一个特定的百分比。此特定的百分比为设计选择,更大的百分比通常代表更广的开关控制信号 CS₁ 范围。在至少一个实例中,策略模块 700 具有一运转频率以生成许多伪随机数 PRN 和多种伪随机数 PRN,和对各标称周期 TT_N 的多种随机化周期 TT_R,从而使各标称周期 TT_N 的平均随机化周期 TT_R 约等于标称周期 TT_N。从而,频率 $1/TT_R$ 被 $\pm f_L$ 改变以扩大开关控制信号 CS₁ 的范围。

[0063] 图 10 描述的是由策略模块 700 生成开关控制信号 CS₁ 频谱的能量对频率关系图 1000。撞击音 904 表明开关控制信号 CS₁ 的频率和能量,所述控制信号 CS₁ 的周期 TT 为未扩大开关控制信号 CS₁ 的频谱生成。正如图 1000 所指出,与策略模块 700 生成开关控制信

号 CS_1 的周期相应的开关控制信号 CS_1 的频率分布于如下频率中,例如,由频谱 1002 显示,分布于从 $1/TT_N - f_L$ 至 $1/TT_N + f$ 并且围绕标称频率 $f_N = 1/TT_N$ 。开关控制信号 CS_1 频谱的扩大可避免重复音和分布能量与多种频率,从而开关控制信号 CS_1 生成的任何声音为人不易闻及的。

[0064] 图 8 描述的是低频广谱策略模块 800,并且当标称周期 TT_N 大于或等于 50 微秒时此低频广谱策略模块 800 代表低频广谱策略模块 402 的实例。策略模块 800 与 $\Delta - \Sigma$ 调制器 802 一起调节策略模块 700 的 TT_{700} 输出。 TT_{700} 以对开关控制信号 CS_1 的扩大频谱(与策略模块 700 生成的周期 TT_{700} 相对应)进行噪音整形。 $\Delta - \Sigma$ 调制器 802 进一步扩大标称周期 TT_N 的频谱,可避免重复音。在至少一个实例中,策略模块 800 具有一足够高的运转频率以使各标称周期 TT_N 的随机化周期 TT_R 的平均值约等于标称周期 TT_N 。典型的常规 $\Delta - \Sigma$ 调制器设计和操作描述于《明白 Delta-Sigma 数据转换器》(Understanding Delta-Sigma Data Converters) Schreier 和 Temes 著,IEEE 出版于 2005 年,ISBN0-471-46585-2。

[0065] 图 11 描述的是由策略模块 800 生成开关控制信号 CS_1 频谱的能量对频率关系图 1100。撞击音 904 表明开关控制信号 CS_1 的频率和能量,所述控制信号 CS_1 的周期 TT 为未扩大开关控制信号 CS_1 的频谱生成。正如图 1102 所示,与策略模块 800 生成开关控制信号 CS_1 周期相对应的开关控制信号 CS_1 频率被塑造成分布于可闻及频段的频率。开关控制信号 CS_1 频谱的扩大可避免重复音和分布能量与多种频率,从而开关控制信号 CS_1 生成的任何声音为人不易闻及的。

[0066] 图 12 描述的是频率对开关控制信号 CS_1 能量的关系图 1200,开关控制信号 CS_1 的确定周期 TT 与多种位于可闻及频段中的频率相对应。图 1200 表示确定周期 TT 无随机化。

[0067] 图 13 描述的是频率对开关控制信号 CS_1 能量的关系图 1300,其周期为开关控制信号 CS_1 多种确定周期 TT_N 的随机化周期 TT_R 。图 1300 说明开关控制信号 CS_1 频谱的显著扩大和低峰值能量水平与图 1200 中的峰值能量水平有关。低峰值能量水平导致开关控制信号 CS_1 产生低能量声音。

[0068] 图 14 描述的是频率对开关控制信号 CS_1 能量的关系图 1400,其周期为开关控制信号 CS_1 多种确定周期 TT_N 的随机化周期 TT_R 。在图 1400 中,开关控制信号 CS_1 的频谱用策略模块 600 和高通滤波器 604 扩大。在这个实例中,高通滤波器 604 具有转移 $(1-z^{-1})/(1-.99z^{-1})$ 的功能。图 1400 说明峰值能量水平下降约 12dB 与图 1300 所述的峰值能量水平相关。更低的峰值能量水平导致开关控制信号 CS_1 产生更低能量的声音。

[0069] 图 15 显示的是非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器 1500,其系代表非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器 412 的一个实例。非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器 1500 调节开关整流器 302 的非线性功率传递进程。开关功率转换器 302 的非线性能量传递过程可以模拟成平方函数 x^2 。非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器 1500 包括非线性系统反馈模块 1502 由 x^2 表示。反馈模块 1502 的输出为延迟 -1 数字转换器输出信号 $T1$ 的平方,如 $[T1(n-1)]^2$ 。延迟 z^{-1} 1506 表示延迟 -1 数字转换器的输出信号 $T1$ 。负 $[T1(n-1)]^2$ 通过加算器 1512 加入 $T1^2$ 。非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器 1500 包括一独立于数字转换器 1508 的补偿模块 1504。非线性补偿模块 1504 处理环路滤波器 1510 的输出信号,即用平方根功能 $x^{1/2}$ 以补偿非线性反馈模块 1502 所产生的非线性。补偿模块 1504 的输出被数字转换器 1508 量子化以生成开关控制信号 CS_1 脉宽 $T1$ 。

[0070] 图 16 描绘的是 PI 补偿器 1600,其系代表负载功率需求估算器 403 的一个实例。

PI 补偿器 1600 生成负载功率需求信号 K。负载功率需求信号 K 在如下情况发生变化：参考电压 V_{REF} 和输出电压 V_C 之间的差异变化时，由错误发生器 1601 生成的错误信号 e_v 变化时。参考信号 V_{REF} 被设置为输出电压 V_C 的期望值。PI 补偿器 1600 包括基础信号通道 1602 和比例信号通道 1604。基础信号通道包括一发生器 1606 以生成错误信号 e_v 和一增益模块 1608 以将基础错误信号 e_v 乘以增益因子 g_2 并生成基础输出信号 I_{PW} 。比例通道 1604 包括一增益模块 1610 以将错误信号 e_v 乘以增益因子 g_1 并生成成比例的输出信号 P_{PW} 。加算器 1612 将基础输出信号 I_{PW} 和比例输出信号 P_{PW} 相加以生成负载功率需求信号 K。

[0071] 增益因子 g_1 和 g_2 的值与设计选择相关。增益因子 g_1 和 g_2 影响开关模式控制器 306 的回应性。典型的增益因子 g_1 和 g_2 的值陈述于下述文献忠图 8-31 的模拟代码：美国专利申请第 11/967,269 号，题为“使用非线性 $\Delta - \Sigma$ 调制器调节非线性功率转换进程的功率控制系统” (Power Control System Using a Nonlinear Delta-Sigma Modulator with Nonlinear Power Conversion Process Modeling) (专利权人：Cirrus Logic 公司。发明人 John L. Melanson，申请于 2007 年 12 月 31 日。)。美国专利申请第 11/967,269 号描述典型的系统和方法，并以引用方式并入本文。开关模式控制器 306 更快的响应时间可使开关控制信号 CS_1 更迅速适应最小化错误信号 e_v 。如果响应太慢，输出电压 V_C 可能无法跟踪负载 112 功率需求的变化，进而无法维持近乎恒定的值。如果响应太快，输出电压 V_C 可能对负载 112 功率需求的微小短暂波动产生反应。这些快速反应可能在开关模式控制器 306 中产生振动，损害或降低各组件的寿命。比例生成器 1600 的特定反应比率因设计选择而定。

[0072] 图 17 和 18 描绘的是 RMS 值发生器 404 的典型实例。初级供电电压 V_X 的 RMS 值为初级供电电压 V_X 平方的平均值的平方根。RMS 值发生器 1700 接收在一周期的初级供电电压 $\{V_X\}$ 中初级供电电压 V_X 的抽样值，平方模块 1702 将初级供电电压的每一个抽样值平方以确定 $\{V_X^2\}$ 。低通滤波器 1704 确定 $\{V_X^2\}$ 的平均值 $V_X^2_{MEAN}$ 。平方根模块 1706 确定 $V_X^2_{MEAN}$ 的平方根，以确定初级供电 RMS 电压 V_{X_RMS} 。

[0073] RMS 值发生器 1800 接收初级供电电压 V_X ，峰值探测器 1802 确定其峰值 V_{X_PEAK} 。因为初级供电电压 V_X 在至少一个实例中为正弦波，用乘法器 1804 将 V_{X_PEAK} 乘以 $\sqrt{2/2}$ ，以生成初级供电 RMS 电压 V_{X_RMS} 。在至少一个实例中， V_{X_PEAK} 的精确值并非必须条件，用 RMS 值发生器 1800 确定 V_{X_PEAK} 足够适用。

[0074] 因此，生成开关控制信号（在可闻及频段中具有宽频谱）可使功率控制系统 300 利用开关频率，在至少一个实例中，此频率处于可闻及频段中，并在任何特定频率具有相对低功率，可以避免音调。

[0075] 尽管已经对本发明作了详细描述，但应明白，在不偏离所附权利要求中定义的本发明之范围和精神情况下仍可以进行多种变化、替代和更改。

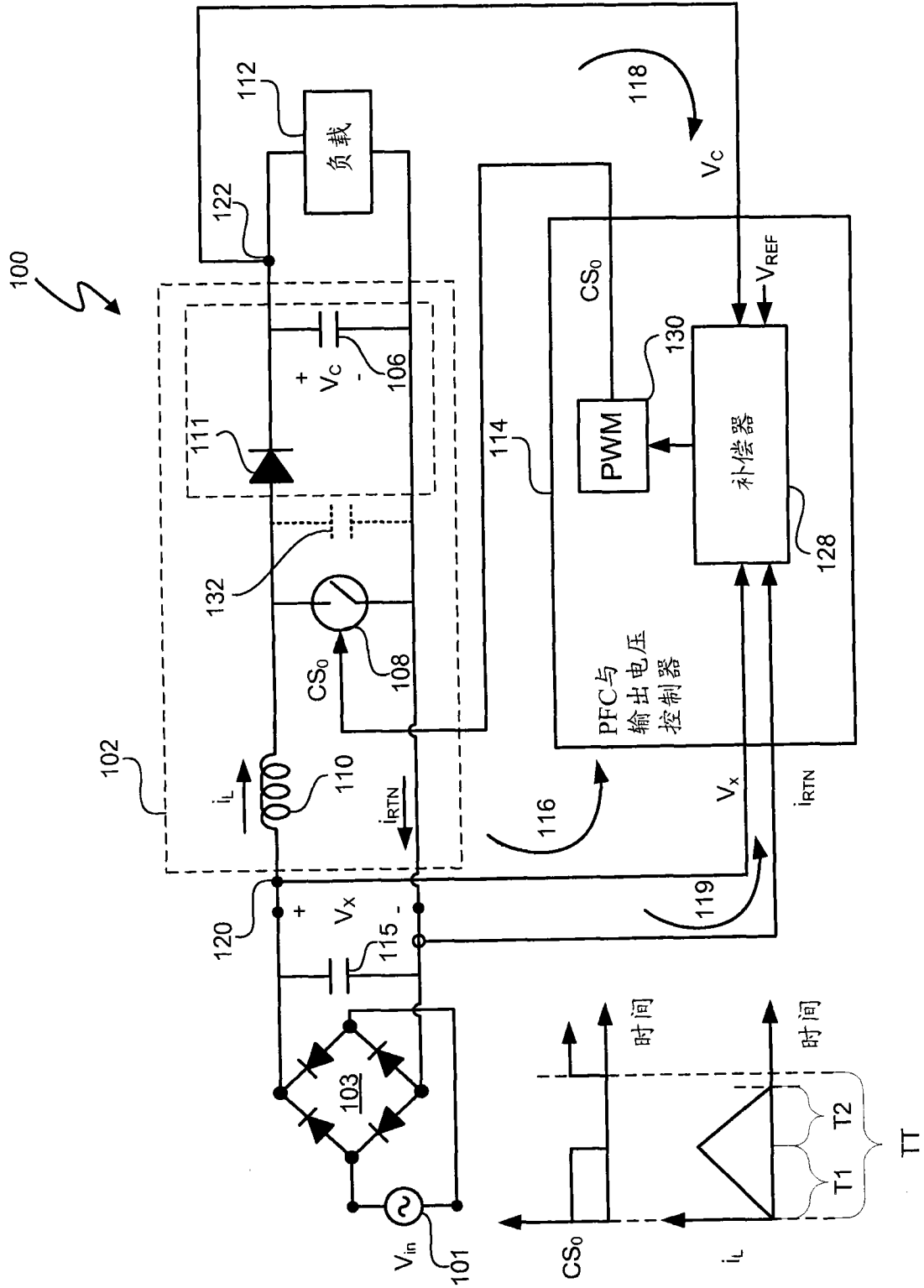


图1 (现有技术)

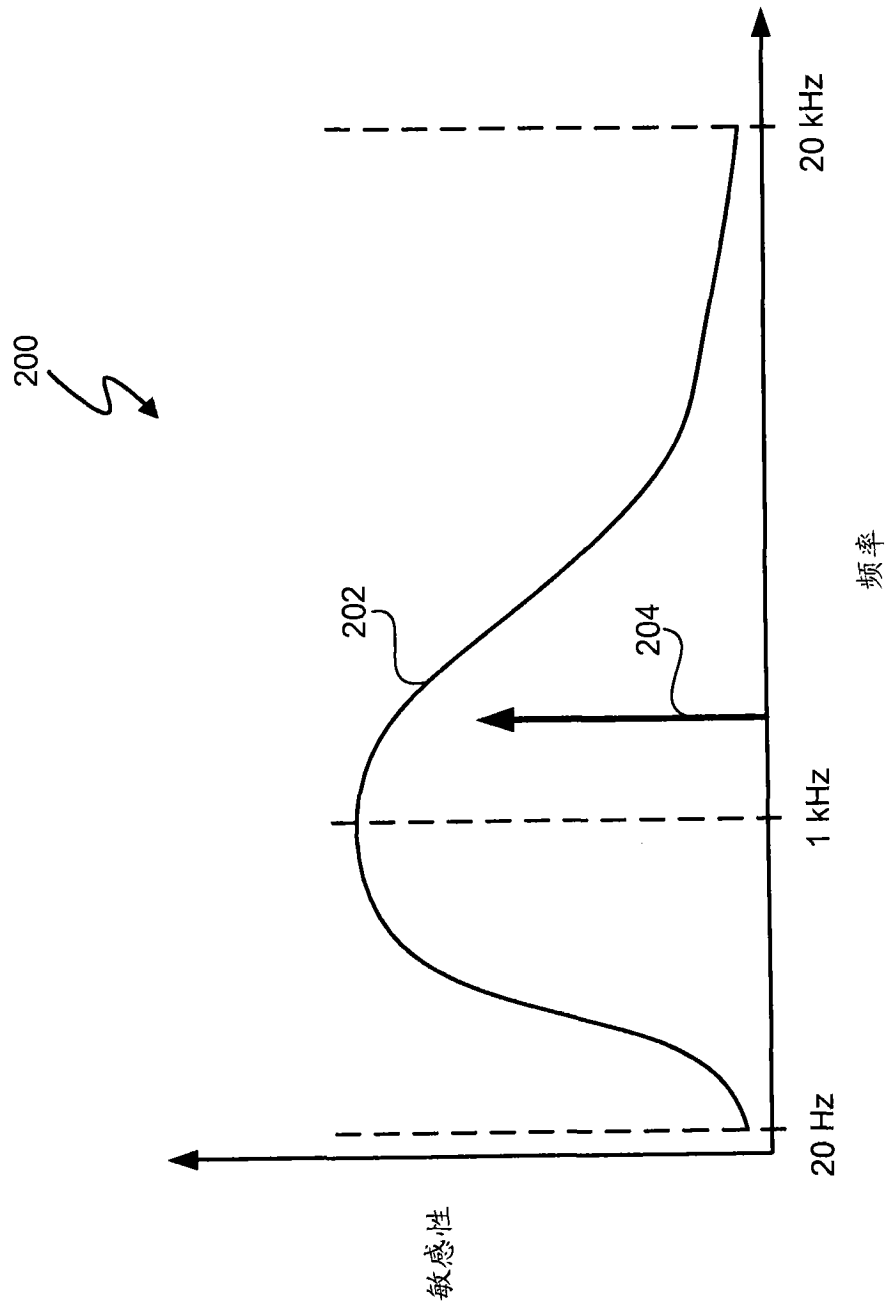


图 2 (现有技术)

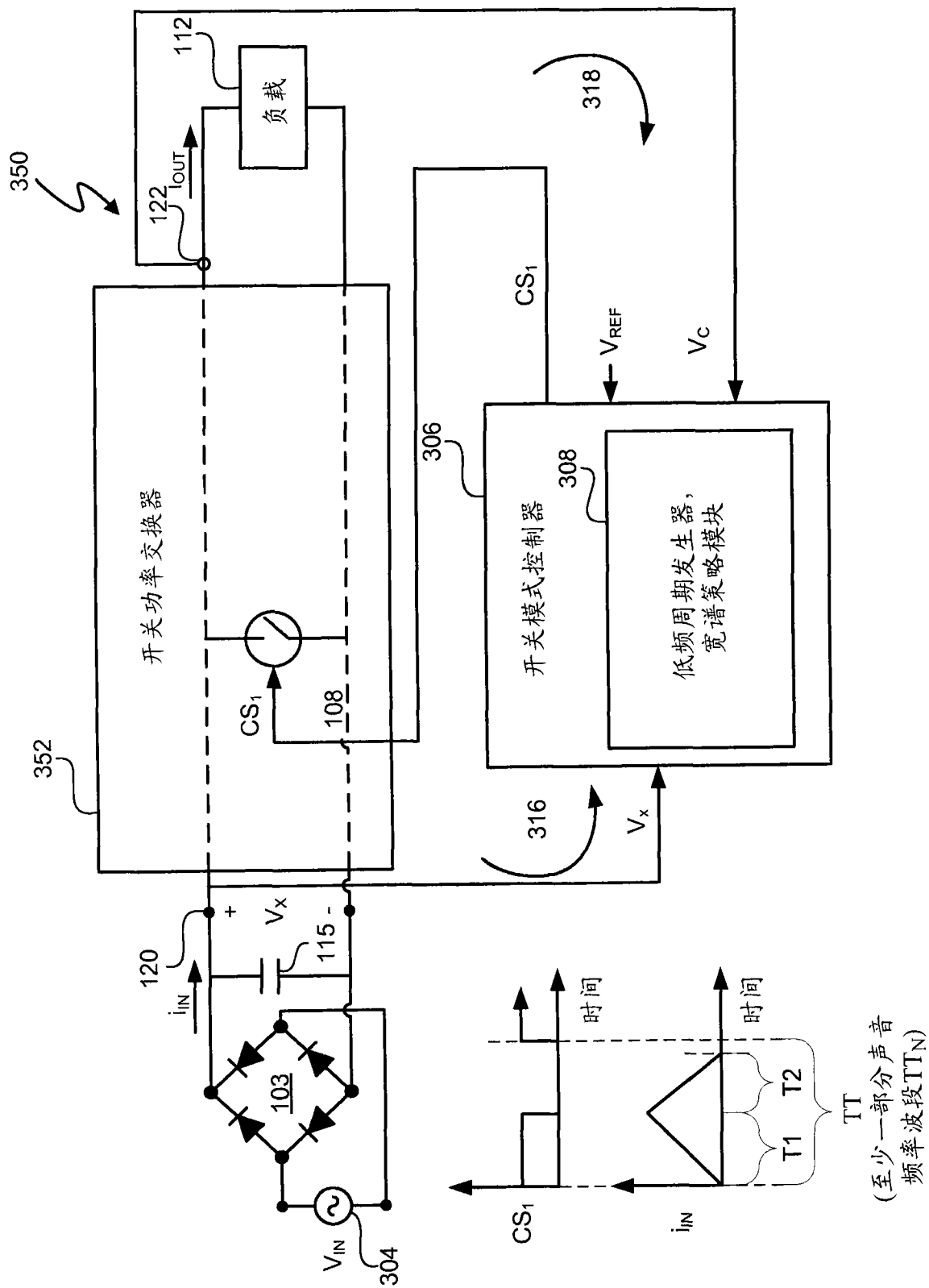


图 3A

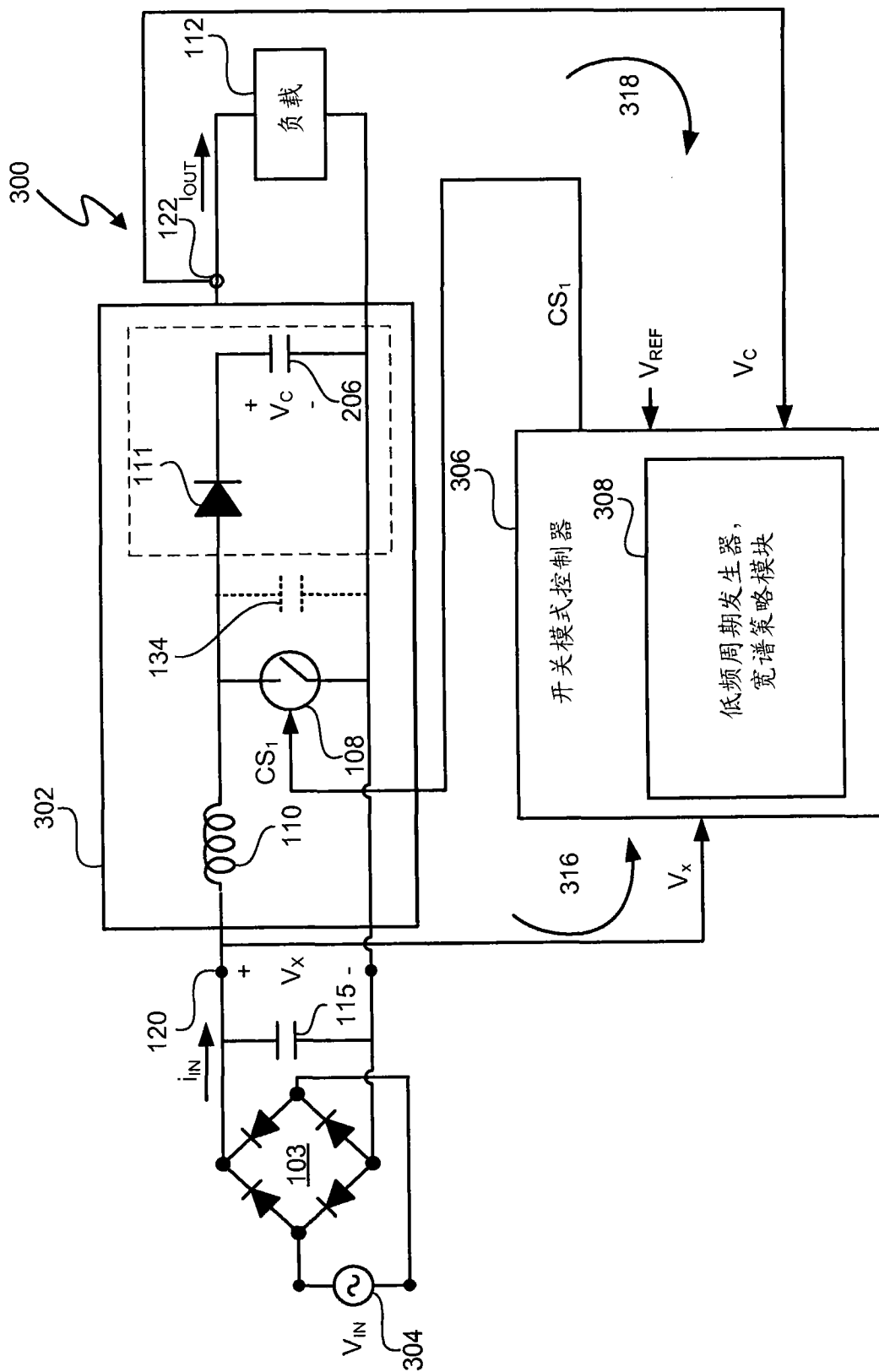


图 3B

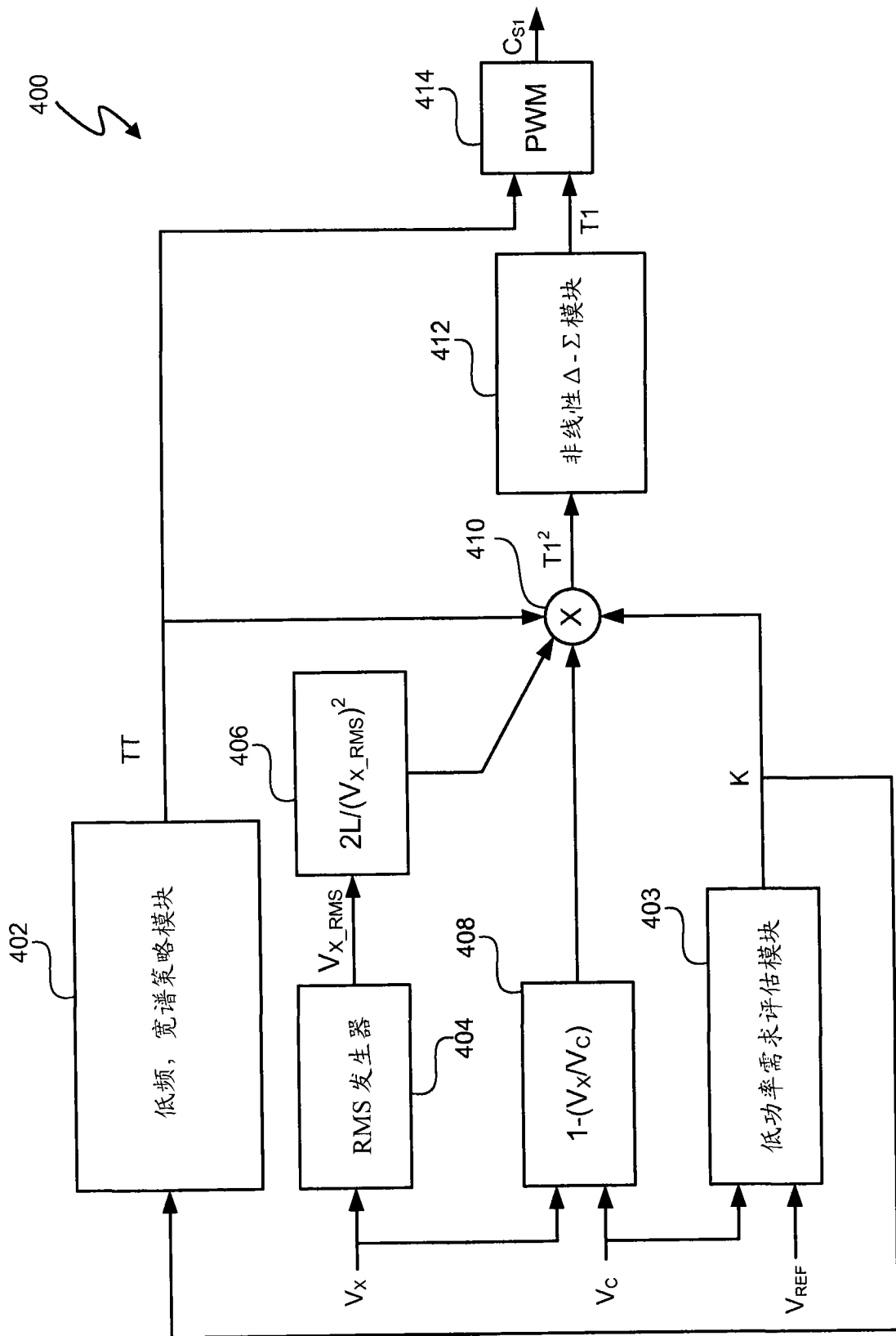


图 4

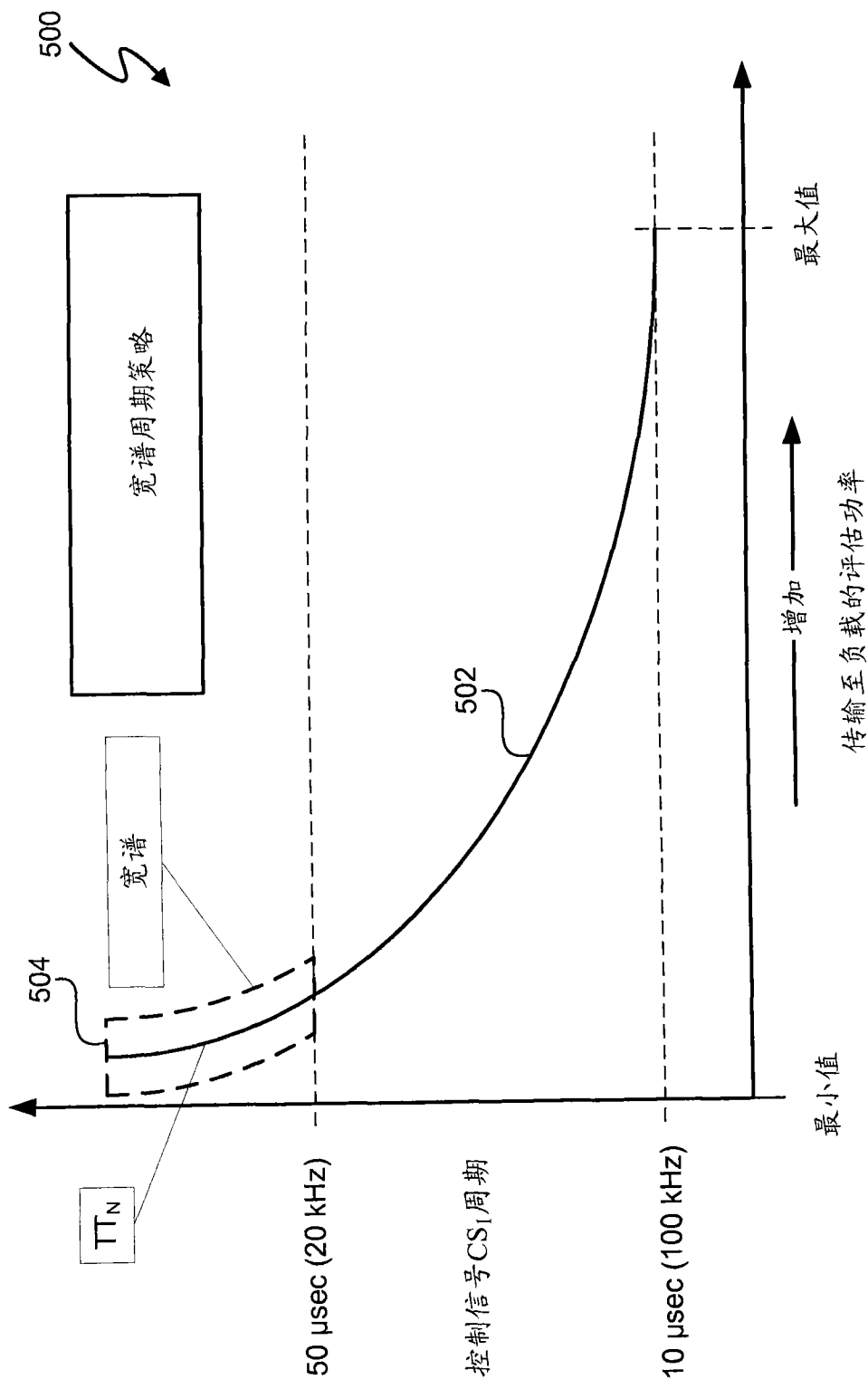


图 5

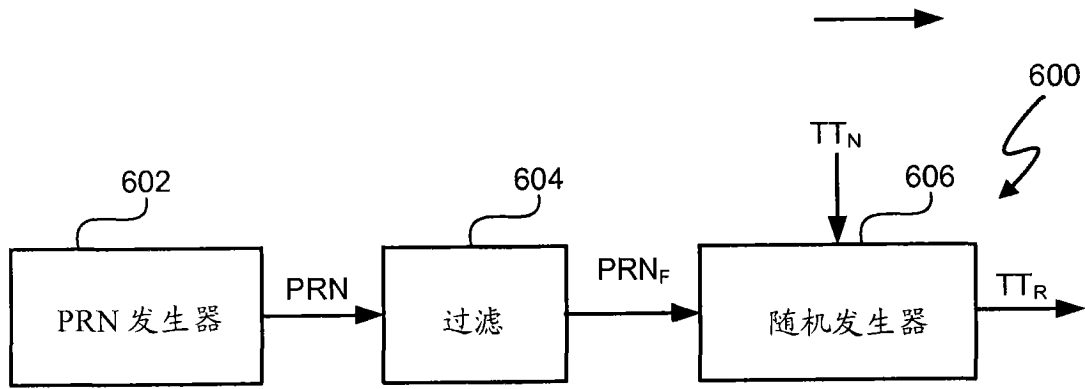


图 6

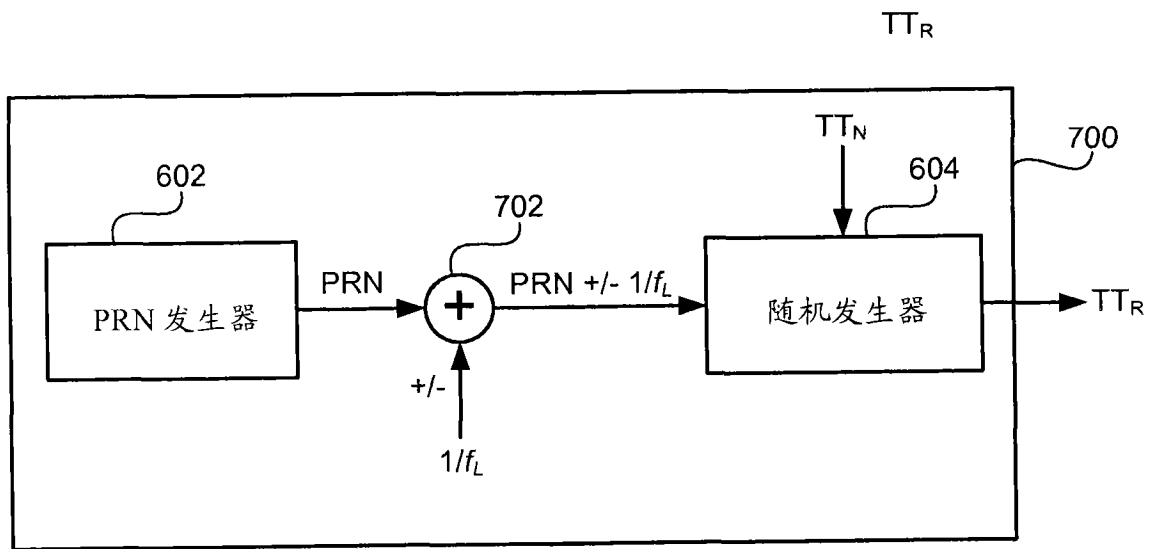


图 7

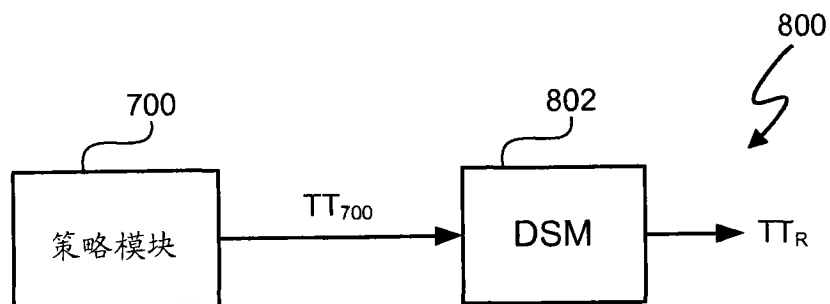


图 8

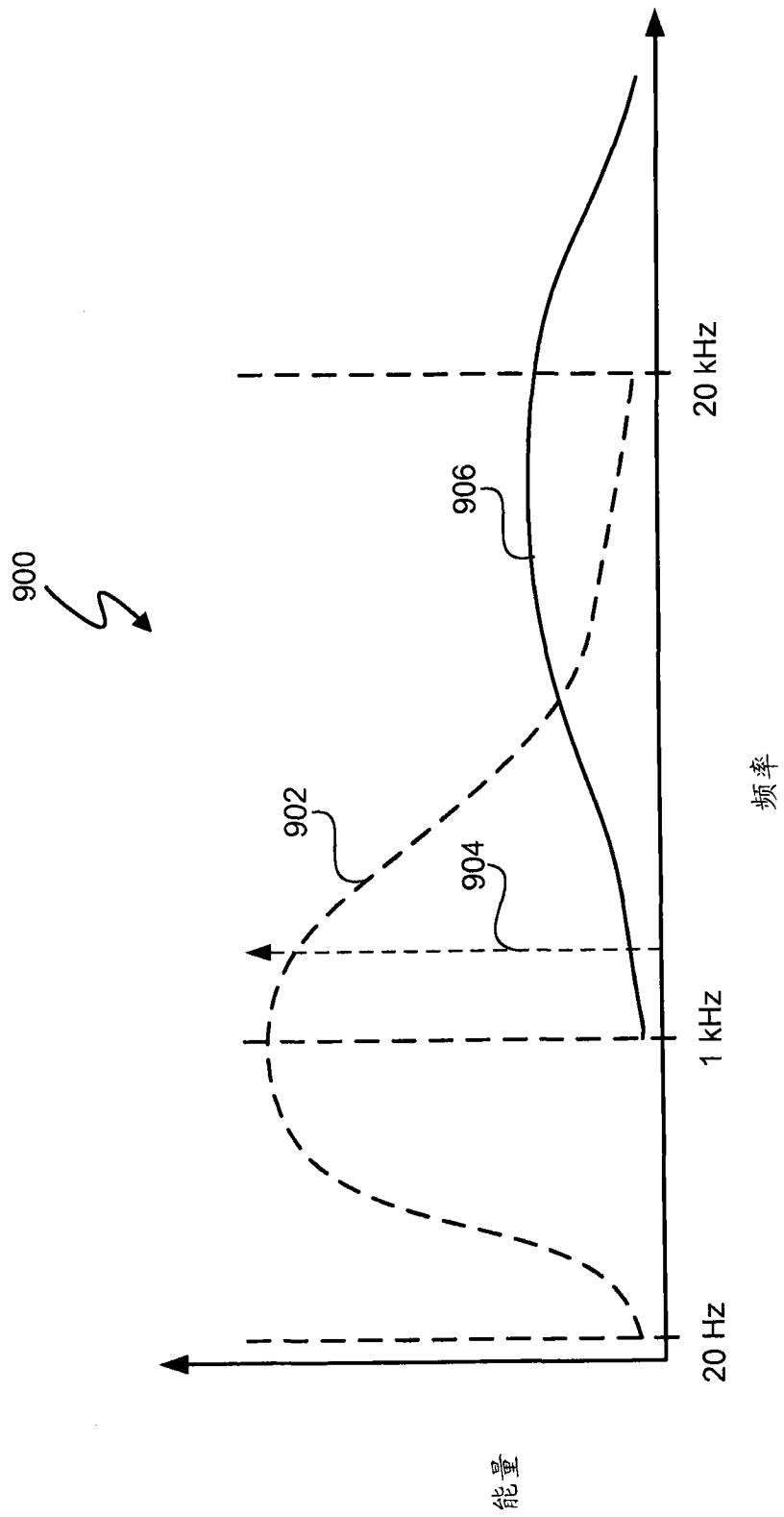


图 9

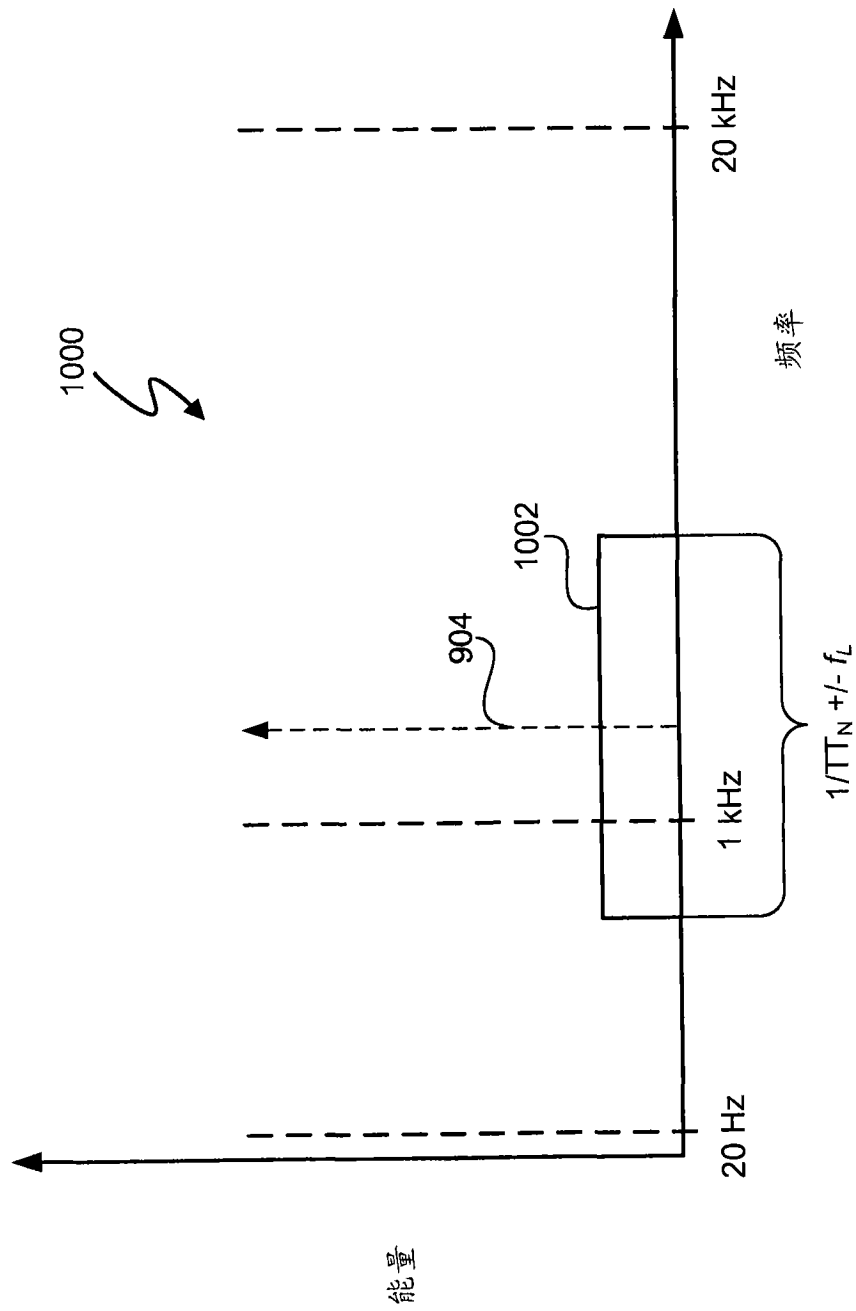


图 10

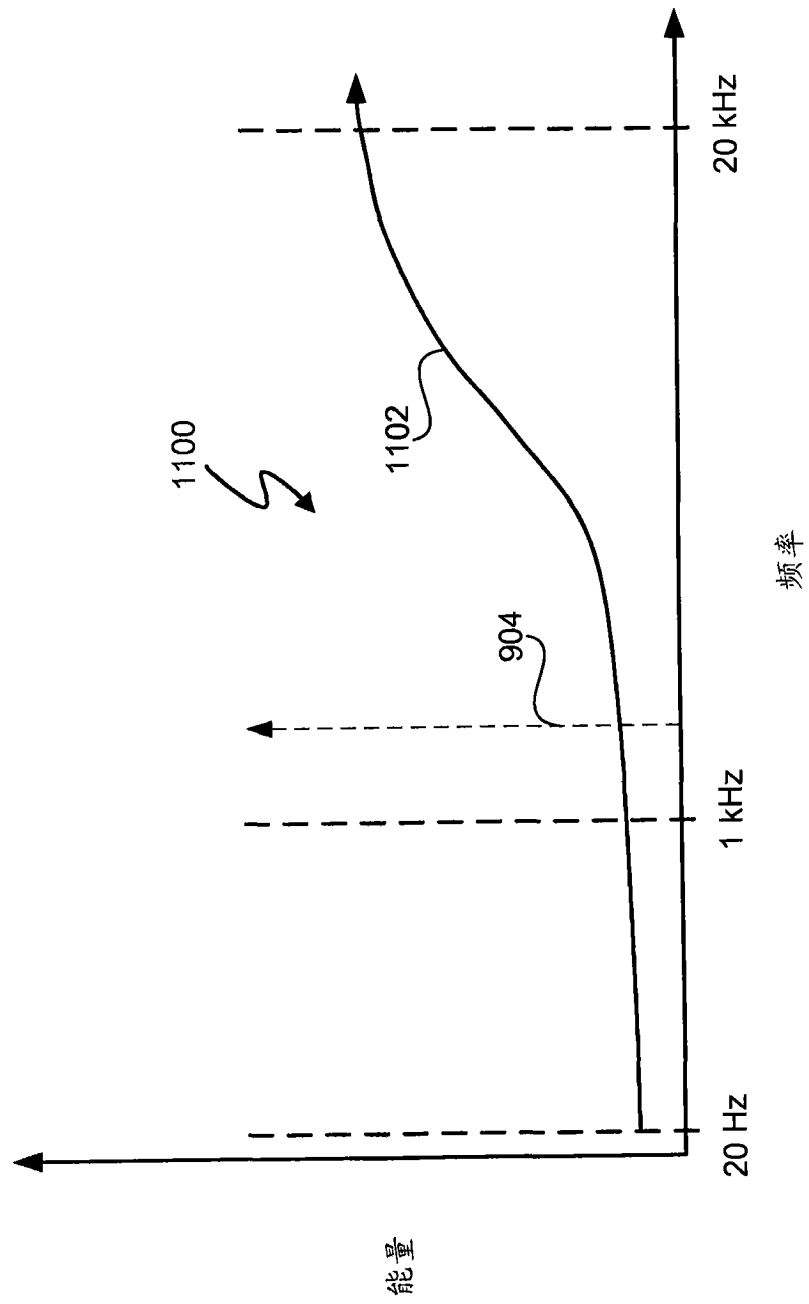


图 11

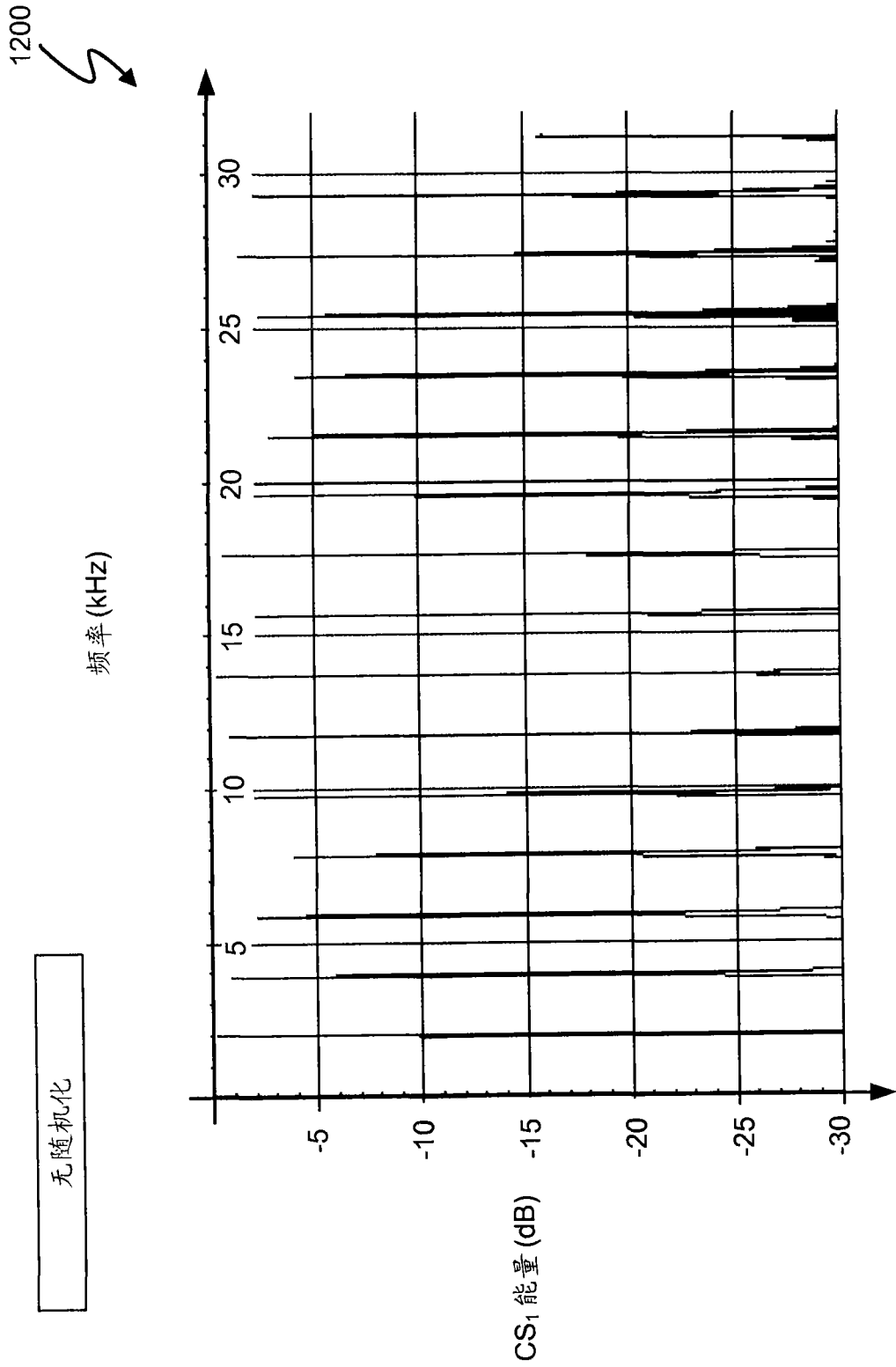


图 12

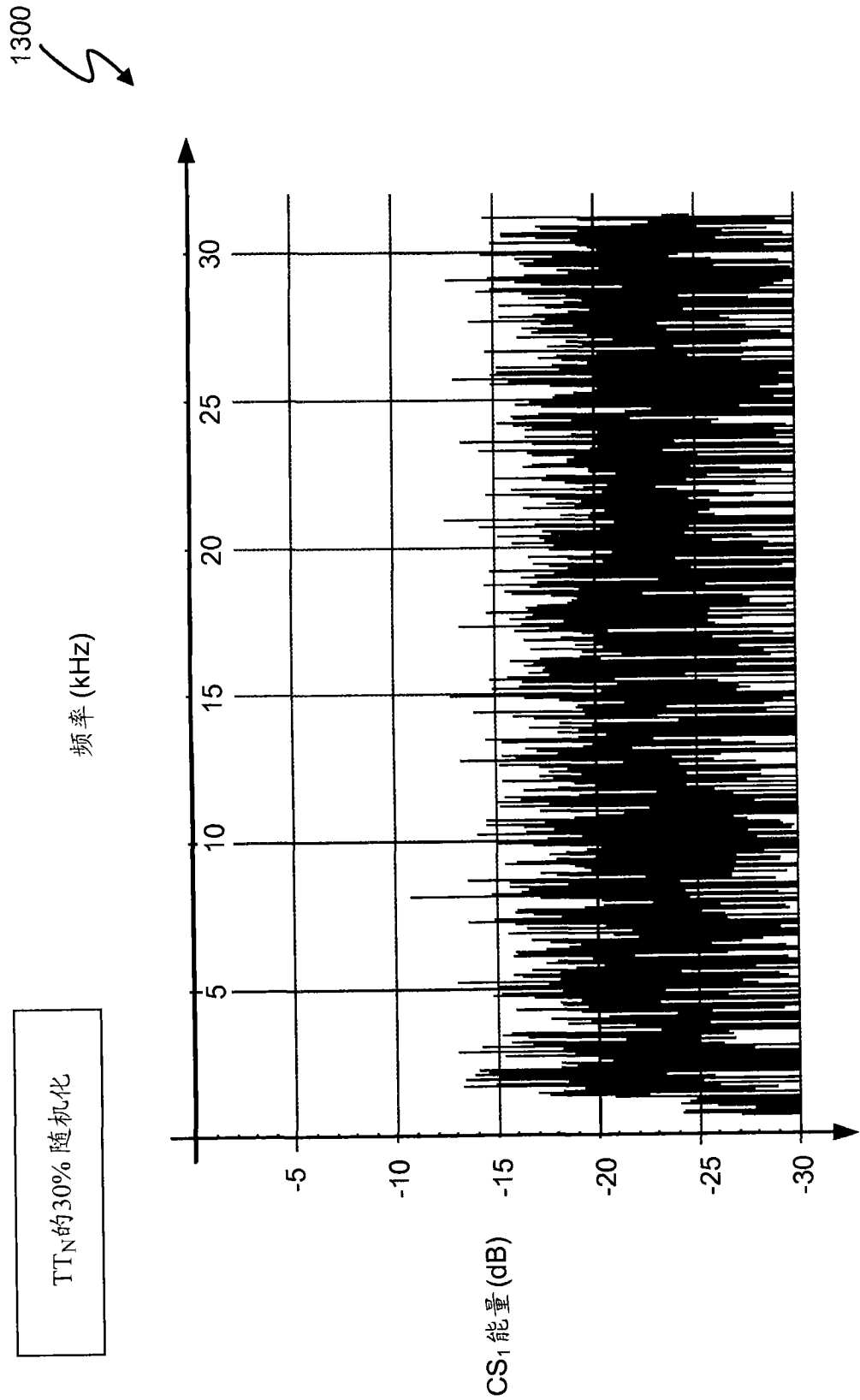


图 13

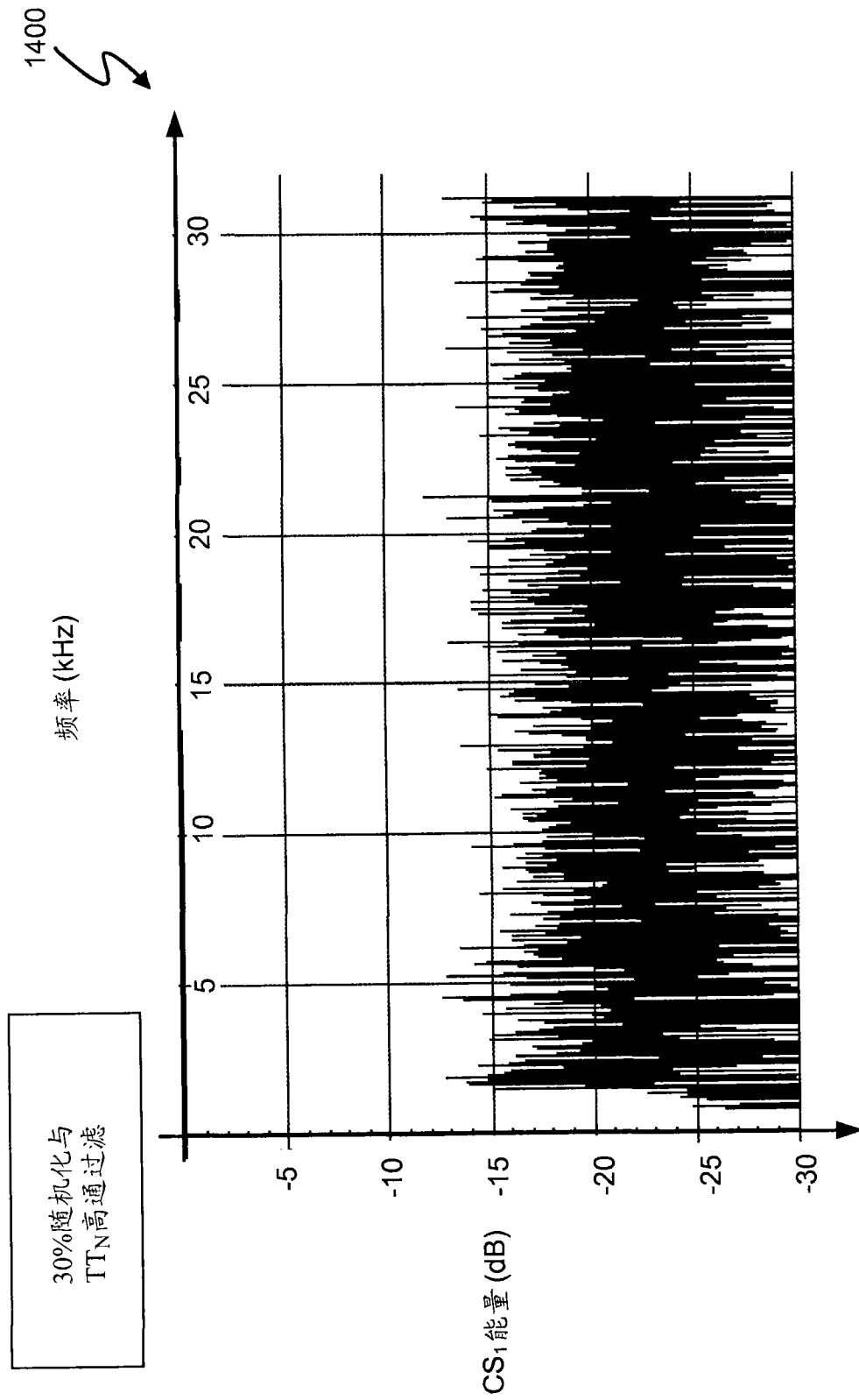


图 14

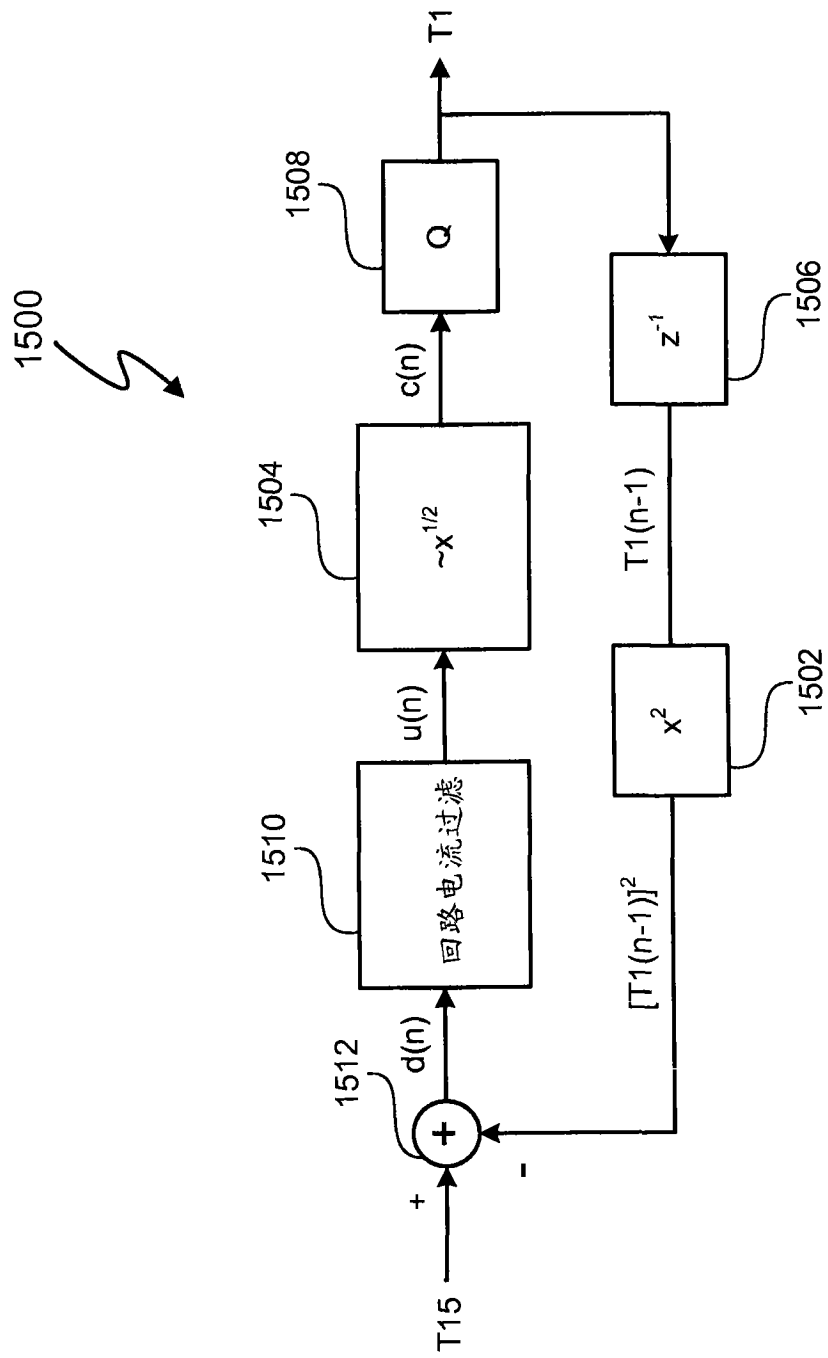


图 15

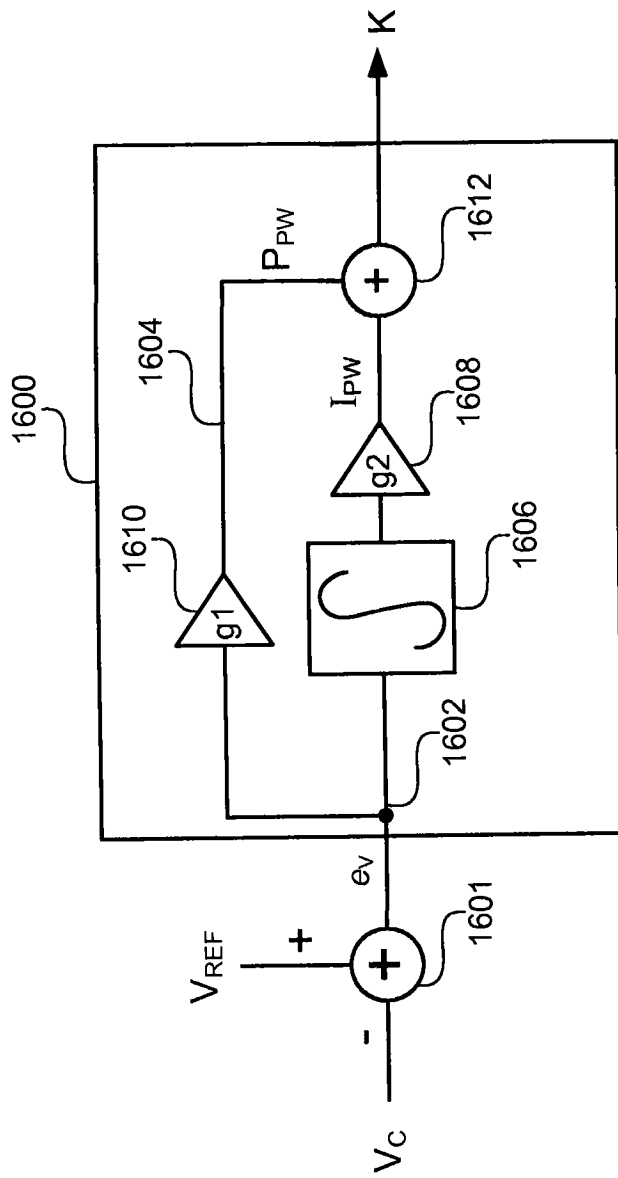


图 16

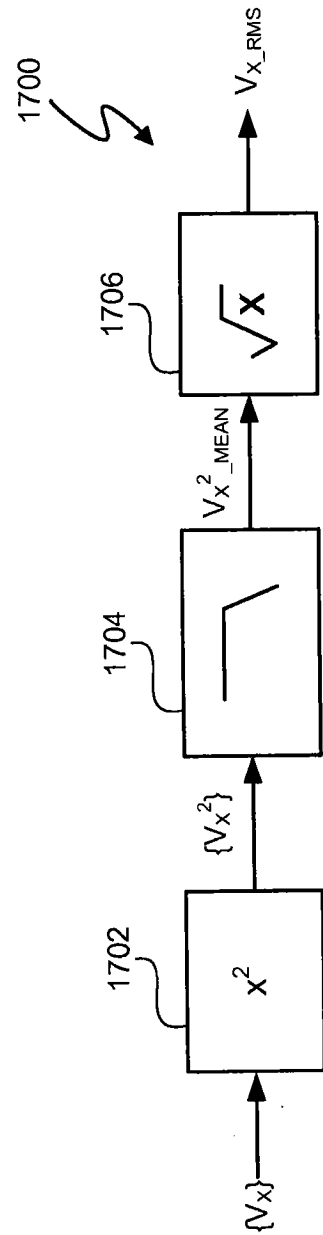


图 17

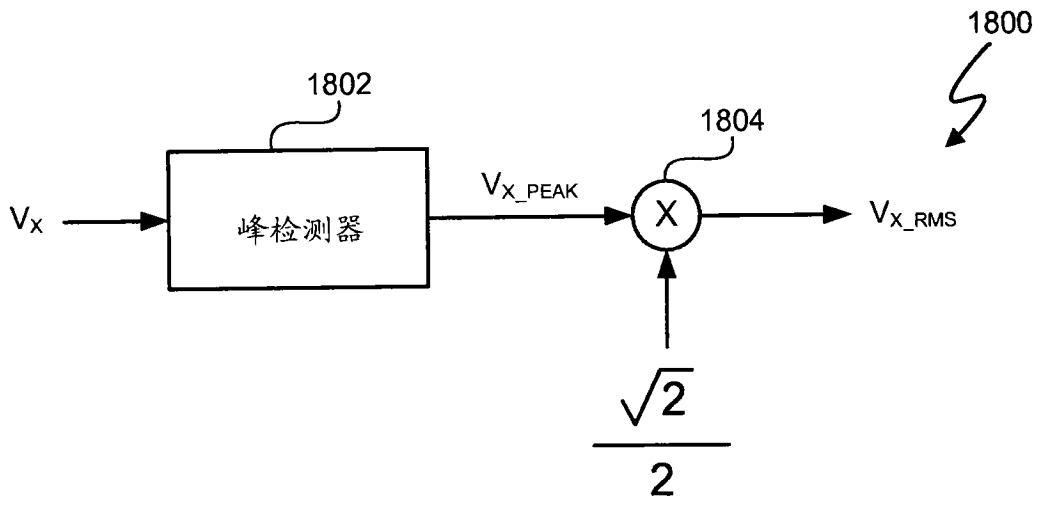


图 18