



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101558558 B

(45) 授权公告日 2011.08.31

(21) 申请号 200880001078.8

(22) 申请日 2008.05.07

(30) 优先权数据

60/928,051 2007.05.07 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009.05.07

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2008/062909 2008.05.07

(87) PCT申请的公布数据

W02008/137935 EN 2008.11.13

(73) 专利权人 哈曼国际工业有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 杰拉尔德·R·斯坦利

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 李晓舒

(51) Int. Cl.

H03F 3/217(2006.01)

H02M 3/00(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1747273 A, 2006.03.15, 全文.

CN 1373924 A, 2002.10.09, 全文.

US 2002/0075700 A1, 2002.06.20, 全文.

US 2001/0036085 A1, 2001.11.01, 全文.

US 5986895 A, 1999.11.16, 全文.

审查员 彭杰

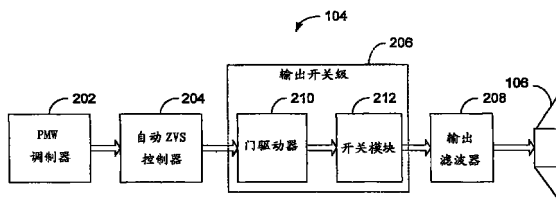
权利要求书 2 页 说明书 13 页 附图 5 页

(54) 发明名称

自动零电压开关模式控制器

(57) 摘要

本发明公开了一种 DC-AC 功率变换器,包括自动零电压开关(ZVS)模式控制器。该自动零电压开关模式控制器可以根据该功率变换器供应的负载电流的范围调节 ZVS 死区时间,该范围从静止条件到功率变换器的预定负载水平。该可变 ZVS 死区时间可以比静止条件稍大,且在负载电流增加时逐渐减小。在负载电流的预定范围之外,该可变 ZVS 死区时间可以失效或者最小化。



1. 一种自动零电压开关模式控制器,包括:

以第一时间间隔工作的第一计时器;

以第二时间间隔工作的第二计时器;

开关控制信号输出电路,被配置成根据所述第一时间间隔和第二时间间隔其中之一,选择性地驱动具有零电压开关的开关模式功率变换器的开关级;

控制器,与所述第二计时器连接,其中该控制器被配置成基于测量参数自动调节所述第二计时器的第二时间间隔,从而调节零电压开关死区时间,所述测量参数表示流向负载的预定范围的交流电流;以及

计数器,配置成响应于表示流向负载的电流大于预定量的测量信号,使得所述第二计时器失效。

2. 根据权利要求 1 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述控制器被进一步配置成基于表示流向负载的电流大于预定量的测量信号,调节所述第二计时器的第二时间间隔,使其小于所述第一时间间隔。

3. 根据权利要求 1 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述第一计时器的第一时间间隔是固定时间间隔,其被设置为总是保持最小开关死区时间。

4. 根据权利要求 3 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述第一计时器被配置成自动调节所述固定时间间隔,以补偿所述开关级的温度中的变化。

5. 根据权利要求 1 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述控制器被配置成响应于表示流向所述负载的电流增加的测量参数,减小所述第二时间间隔。

6. 根据权利要求 5 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述控制器被配置成响应于表示流向所述负载的电流减小的测量参数,增加所述第二时间间隔。

7. 根据权利要求 1 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述自动零电压开关模式控制器包括集成电路,该集成电路包括所述第一计时器、第二计时器和开关控制信号输出电路。

8. 一种自动零电压开关模式控制器,包括:

输入处理电路,被配置成接收脉冲宽度调制信号;

计时器电路,被配置成在所述脉冲宽度调制信号上选择性地强加具有可变时间周期的零电压开关死区时间;

控制器,被配置成接收表示功率变换器的负载电流的测量参数,该控制器与所述计时器电路连接,且还被配置成响应于处于静止条件的负载电流,动态地将所述可变时间周期调节为最大化的时间周期,且该控制器还被配置成根据增加的负载电流逐渐减小所述可变时间周期;并且

所述输入处理电路进一步被配置成响应于负载电流超过预定量的情况,使得动态可调可变时间周期失效。

9. 根据权利要求 8 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述功率变换器是半桥 D 类 DC-AC 功率变换器。

10. 根据权利要求 8 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述功率变换器是全桥 D 类 DC-AC 功率变换器。

11. 根据权利要求 8 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述控制器包括峰值获

取和保持检测器,该峰值获取和保持检测器被配置成获取和保持表示负载电流的测量参数。

12. 根据权利要求 11 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述输入处理电路包括计数器,该计数器被配置成计数所述脉冲宽度调制信号,且所述峰值获取和保持检测器包括计时电容,该计时电容被配置成存储表示电流峰值负载电流的电荷,所述峰值获取和保持检测器被配置成在所述计数器 达到预定计数时使得所述计时电容放电。

13. 根据权利要求 8 所述的自动零电压开关模式控制器,其中所述计时器电路包括第一计时器和第二计时器,其中所述第一计时器被配置成提供代表最小零电压开关死区时间的固定时间周期,且所述第二计时器被配置成提供可变时间周期,所述可变时间周期和所述固定时间周期其中之一是零电压开关死区时间。

14. 一种控制自动零电压开关的方法,该方法包括:

接收脉冲宽度调制信号;

检测表示功率变换器的负载电流的测量参数;

根据所述负载电流的大小调节可变零电压开关死区时间;

将所述可变零电压开关死区时间插入到所述脉冲宽度调制信号中;以及

当所述负载电流超过预定量时,使所述可变零电压开关死区时间失效。

15. 根据权利要求 14 所述的方法,其中将所述可变零电压开关死区时间插入到所述脉冲宽度调制信号的步骤包括:在所述负载电流处于预定范围内时插入所述可变零电压开关死区时间,所述预定范围包括所述功率变换器的静止工作条件。

16. 根据权利要求 14 所述的方法,其中调节可变零电压开关死区时间的步骤包括:在所述负载电流表示所述功率变换器的静止条件时将所述可变零电压开关死区时间的时间周期增大到最大时间周期,且在所述负载电流表示增加的负载电流时减小所述可变零电压开关死区时间。

17. 根据权利要求 14 所述的方法,其中调节可变零电压开关死区时间的步骤包括:在所述负载电流超过预定量时使用最小零电压开关死区时间代替所述可变零电压开关死区时间。

自动零电压开关模式控制器

[0001] 优先权要求

[0002] 本申请要求享有 2007 年 5 月 7 日提交的美国临时专利申请 No. 60/928, 051 的优先权的益处, 此处引用其内容作为参考。

技术领域

[0003] 本发明涉及用在功率变换应用中的功率变换器中的零电压开关。

背景技术

[0004] D 类功率变换器可用于开关模式音频放大器。近年中, 由于优于 Legacy (遗留) 放大器的优势, D 类信号放大器在语音应用中十分流行。更低效的放大器包括 A 类、B 类、AB 类和 H 类。

[0005] A 类放大器复制和放大整个输入信号, 且因此是绝对线性的。因此, 它们一般是低效的。即使最有效的理论 A 类放大器也仅以约 50% 的效率工作。一般而言, 对于 A 类放大器的每一个瓦特的功率输出能力, 有另一瓦特作为热量被浪费。A 类放大器中的实际效率小于 10%。

[0006] B 类放大器以分段线性的方式复制且仅放大部分输入信号。两个放大元件其中之一每隔半个周期交替关断。最有效的理论 B 类放大器将以 78.5% 的效率工作。与音乐相关的实际效率小于 30%。AB 类放大器平衡了 B 类放大器的较高效率和 A 类放大器的线性之间的直接折衷。

[0007] H 类放大器类似于 A 类或 AB 类放大器, 但是其具有在电源电压之间切换的电源以增加输出级效率。这种设计的底层是复杂的且存在电源开关瞬态现象并不能从输出信号完全移除的风险。对于音乐而言, 效率可以达到 50%。

[0008] D 类放大器一般描述为开关放大器, 因为所有的功率开关器件要么全开要么全关。D 类放大器可以使用脉冲宽度调制 (PWM) 或其他形式的调制。因为 D 类放大器的输入信号被转换为脉冲序列, 功率并不像以线性方式放大信号的其他类放大器那样被浪费。除了较大的相对效率之外, 相对小的热损耗可以导致相对小的散热器的使用。D 类放大器的理论效率为 100%。D 类放大器的实际效率可达 95%。

[0009] 通过工作在零电压开关 (ZVS) 工作模式, 用在开关模式音频放大器以及其他 DC-AC 功率变换应用中的 D 类半桥功率变换器可以实现较高的效率和较低的电磁干扰 (EMI)。使用 ZVS 模式, 在工作期间, 功率变换器的开关级中的开关器件可以在它们的主端子电压的零交叉点激活以最小化导通损耗。开关器件关闭或导通需要时间。这些瞬态现象之间的交叠可以被认为是死区时间 (dead-time)。需要最小量的死区时间以避免两个开关器件同时闭合。如果两个开关器件同时闭合, 可能导致从电源轨到轨 (rail to rail) 直接传输的潜在的破坏 (性) 的直通电流。太多的死区时间可能导致输出信号中的失真。

发明内容

[0010] 诸如音频放大器之类的 DC-AC 功率变换器或放大器可包括产生脉冲宽度调制信号的脉冲宽度调制器、自动调节 ZVS 死区时间的自动零电压开关模式控制器、产生放大器输出信号的输出开关级以及滤波输出信号的输出滤波器。该变换器接收输入信号且向负载供应放大的输出信号。功率变换器可以是全桥变换器或半桥变换器。

[0011] 功率变换器至少可以部分地构建为集成电路。变换器可以利用动态可变 ZVS 死区时间工作以在静止信号条件向脉冲宽度调制信号插入大的 ZVS 死区时间。当大于静止信号条件的信号条件出现时,插入的 ZVS 死区时间可以自动逐渐变小。自动零电压开关模式控制器可以基于表示变换器的负载电流的测量参数信号动态地调节 ZVS 死区时间。在一个示例中,当负载电流超过预定范围时,可以通过自动零电压开关模式控制器使可变 ZVS 死区时间失效。在另一示例中,当负载电流增加时,可变 ZVS 死区时间可以继续被最小化,直到使用固定 ZVS 死区时间的温度补偿计时器超驰 (over ridden) 为止。

[0012] 由于 ZVS 死区时间的自动控制,在静止条件中,效率被最大化。因而,在大放大器中,诸如在具有 IC 上形成的双通道开关级的放大器(能够以每通道 125 或 150 瓦工作)中,在静止条件中,输出开关级产生的热被量最小化。因而,独立的输出级开关可以相对靠近的方式布置在具有相对小或可忽略的散热器的集成电路(IC)中。另外,因为在负载电流处于预定范围外的工作条件下,ZVS 死区时间失效或被最小化,放大器工作的线性被优化。

[0013] 对于本领域技术人员而言,当检查下面的附图和详细描述时,本发明的其他系统、方法、特征和优势将显见或变得显见。旨在表明,所有这种附加系统、方法、特征和优点都被包括在本描述内、本发明的范围内,且受到所附权利要求的保护。

附图说明

[0014] 参考下面的附图和描述可以更好地理解本发明。附图中的组件没有必要按比例,相反,重点放在解释本发明的原理上。而且,在附图中,贯穿不同视图,相同的参考标号表示相应的部件。

[0015] 图 1 是示例音频系统的框图。

[0016] 图 2 是图 1 的放大器的示例的框图。

[0017] 图 3 是图 2 的自动零电压开关模式控制器的一个示例的电路图。

[0018] 图 4 是图 2 的自动零电压开关模式控制器的另一个示例的电路图。

[0019] 图 5 是说明图 1-4 的零电压开关模式控制器的工作的流程图。

[0020] 图 6 是图 5 的工作流程图的第二部分。

具体实施方式

[0021] 图 1 是示例性音频系统 100 的框图,该音频系统 100 包括音频源 102、音频放大器 104 和负载 106。音频源 102 可以向音频放大器 104 提供输入音频信号。音频放大器 104 可作为 DC-AC 功率变换器工作以使用 DC 电源电压放大输入音频信号。在其他示例中,音频源 102 可以是提供将被放大的输入信号的任意其他源,且音频放大器 104 可以是功率放大器或能够放大输入信号的任意形式的 DC-AC 功率变换器。音频放大器 104 可以产生提供到负载 106 的放大调制输出信号。负载 106 可以是一个或多个扬声器或能够接收放大输出信

号的任意其他设备。

[0022] 图 2 是示例音频放大器 104 和负载 106 的框图。音频放大器 104 包括脉冲宽度调制 (PWM) 调制器 202、自动零电压开关 (ZVS) 模式控制器 204、输出开关级 206 和输出滤波器 208。PWM 调制器 202 可以是能够基于连续可变输入信号产生开关控制信号的任意电路或设备。在一个示例中, PWM 调制器 202 可以使用脉冲宽度调制 (PWM) 数字地调制输入信号为三角波形以形成开关控制信号。开关控制信号可以被提供到自动 ZVS 模式控制器 204。

[0023] 自动 ZVS 模式控制器 204 可以是能够执行逻辑的任意器件或电路。在一个示例中, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以是分离组件逻辑电路和 / 或在集成电路 (IC) 中实施的逻辑电路, 其被配置成执行所描述的功能。在另一示例中, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以是执行存储在存储器中的指令以执行所描述功能性的处理器, 其中存储器可以是能够以计算机代码和 / 或数据形式存储指令以提供所描述的功能性的任意形式的存储器件。在另一示例中, 自动 ZVS 模式控制 204 可兼有逻辑电路和具有存储器的处理器。自动 ZVS 模式控制器 204 可以通过控制被包括在输出开关级 206 中的输出级开关的零电压开关死区时间, 选择性地调节开关控制信号的时间, 以提供自动零电压开关 (ZVS)。

[0024] 输出开关级 206 可以包括门驱动器 210 和开关模块 212。当选择性地使用自动 ZVS 模式控制器 204 调节时, 门驱动器 210 可以基于 PWM 调制器 202 提供的开关控制信号来控制被包括在开关模块 212 中的输出级开关。使用调整导通事件的 dV/dt 和 dI/dt 的开关驱动方法, 输出级开关的导通速率可以使用门驱动器 210 控制。关断也可以达到最快。在一个示例中, 音频放大器 104 可以在功率集成电路 (IC) 中实施。该示例的功率 IC 在其达到关断速率时具有优于分离设计的本质优点, 因为限制关断速率的开关公共导线电感 (MOSFET 源极电感) 在很大程度上不存在。源极引线电感的减小还可以使导通速率的 dV/dt ($dVds/dt$) 电压反馈控制的稳定性最大化。

[0025] 可以使用开关控制信号控制被包括在开关模块 212 中的输出级开关, 以产生交流输出信号。在一个示例中, 输出级开关可以是金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。在另一示例中, 任意其他类型的晶体管或其他开关器件可以用作输出级开关。交流输出信号可以从电源正轨 (+Vcc) 和电源负轨 (-Vcc) 产生, 从而以增加的幅度复制音频输入信号。

[0026] 输出滤波器 208 可以包括解调制滤波器以最小化来自输出信号的脉冲宽度调制谱, 使得输出信号的 AC 输出电压 (V_{out}) 的波形基本不含有可见波纹电压。输出滤波器 208 可以包括形成为任意类型的电感电容 (LC) 低通滤波器的电容和电感。

[0027] 在工作中, PWM 调制器 202 可以通过比较来自音频源 102 (图 1) 的输入音频信号和三角波形来产生脉冲宽度调制 (PWM) 信号。自动 ZVS 模式控制器 204 可工作, 以基于表示输出到负载 106 的预定范围的输出信号的交流电流的测量参数, 选择性地执行自动 ZVS 控制。基于 PWM 信号和测量参数, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以选择性地对开关控制信号强加计时以提供门驱动器 210 的动态调制的零电压开关控制。门驱动器 210 可以控制开关模块 212。输出滤波器 208 可以从被包括在开关模块 212 中的输出级开关产生的输出信号中移除开关频率。

[0028] 为实现低损耗开关模式, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以选择性地在开关先开后合周期之间加入足够的 ZVS 死区时间, 以允许用于下一导通输出级开关的主端子电压的完全塌陷。当输出级开关使用零主端子电压 (零损耗) 激励时, 它工作在 ZVS 工作模式。ZVS 模

式不仅使效率最大化, ZVS 模式还可以使电磁干扰 (EMI) 噪声最小化。

[0029] 可以通过自动 ZVS 模式控制器 204 选择性实施的 ZVS 死区时间间隔导致能量和相关循环电流从被包括在输出滤波器 208 中的电感器传输到被包括在输出滤波器 208 中的开关节点电容。在一个示例中, 被包括在输出滤波器 208 中的电感器和电容器是低损耗器件。循环电流越大, 将开关节点从一个电源电势回转到另一电势所需的死区时间越小。为了使开关循环具有最小损耗, 需要关断的输出级开关被配置以快速且完全关断。需要关断的输出级开关保持导通的时间越长, 开关损耗增加得越多, 且在下一导通输出级开关上实现归零电压变换的时间延长。

[0030] 自动 ZVS 模式控制器 204 可以自动变化 ZVS 死区时间以最大化工作效率。使用自动 ZVS 模式控制器的 ZVS 死区时间的调节可能涉及自动增加 ZVS 死区时间到最大量, 该最大量在当音频放大器处于静止条件或没有负载条件时仍能避免非线性。当在此使用时, 术语“静止”或“无负载”表示这种条件: 音频输入信号基本是小 DC 信号, 使得存在从输出开关级 206 产生且通过输出滤波器 208 供给到负载 106 的最小信号引起的负载电流。另外, ZVS 死区时间的调制可能涉及减小 ZVS 死区时间以在输入信号引起的负载电流增加时减小开关损耗。因而, 可以基于输出到负载 106 的相应预定范围的电流, 在预定范围内调制 ZVS 死区时间。预定范围的负载电流可以从静止条件 (例如, 基本没有电流流向负载 106 且出现最大波纹电流) 扩展到流向负载 106 的预定量的电流。电流的预定量可以很大程度上处于比静止波纹电流大的任意水平。在大多数情况, 该范围的上限将适当地大于静止波纹电流。

[0031] 因为当负载循环电流增加时, 可换向 ZVS 周期的循环电流可以减小, 当输入信号引起的负载电流被添加到输出滤波器 208 的电感器电流时, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以自动减小 ZVS 死区时间。当输入信号引起的负载电流增加到负载电流的预定范围之外时, 根据用于输出级开关的静止条件, 换向电流不再存在或可以充分地被减小。因而, 此时, 下一导通开关可能需要强迫节点电压为下一状态, 导致在下一导通开关消耗用于换向开关输出节点所需的能量之后, 主端子电压电势的减小。

[0032] 当换向电流不再存在或充分地被减小时, 开关损耗具有两个主要分量。第一分量是把输出级开关上存在的电荷对开关电压进行积分的积分结果, 这是把输出级开关的电容对开关电压的第二电压积分。对于诸如 MOSFET 之类的输出级开关, 电容可能是高度非线性的。

[0033] 当换向电流不再存在时损耗的第二原因可能是主导原因, 且可能随着电流和温度极大地增加。需要关断的输出级开关在其电路分支中具有反向电流。当该电流反向流过关断的输出级开关 (诸如 MOSFET) 时, 体二极管 (bodydiode) 和 / 或基板二极管 (substrate diode) 可以被正向偏置和反向恢复以允许下一导通输出级开关换向节点 (commute the node)。该反向恢复事件可能需要在下一导通输出级开关上使用全电源电压维持的大电流。在某些应用中, 可以使用较好恢复类型的续流二极管补充输出级开关 (诸如 MOSFET) 的体二极管, 但是即使是最好的恢复二极管, 恢复中发生的损耗也是显著的。

[0034] 当音频放大器 104 工作在负载电流的预定范围之外的信号引入的负载电流时, 自动 ZVS 模式控制器 204 可以将 ZVS 死区时间最小化为优化的最小值, 或简单地使得 ZVS 工作模式失效。在负载电流的预定范围之外, 音频放大器 104 以相对高的信号引入的负载电

流工作,且不再能够有利地工作在 ZVS 模式。因而,ZVS 模式的附加的死区时间不再有用。ZVS 死区时间越长,越多的电荷可以在续流二极管器件上积累,而无论二极管构造如何。在续流二极管是 MOSFET 体二极管的情况,恢复可能是费力的且对于被恢复的器件潜在有害。动态雪崩可以在高速恢复时看到,这导致灾难性故障。MOSFET 中的寄生双极晶体管 (BJT) 可被使能且其安全操作区域和足够击穿电压的缺乏可能先于 MOSFET 中的微观热点感应故障之前发生。高温可以通过增加存储的电荷、减小 BJT 中导通的基极 - 发射极电压阈值和 / 或减小用于热点形成过程的热冗余,而使得情况恶化。

[0035] 一般而言,输出级开关在不导通时看见反向电流模式的时间越少,越少的存储电荷可以在任意形式的续流二极管中积累。(少子机制 (minority-carrier) 是最不好的行为)。例如,和主端子被正常偏置 (正向电流) 时一样,在反向主端子工作条件过程中,MOSFET 仅在其受控多子沟道中是导电的。当这样使能时,它看上去是并联的两个器件,MOSFET 和二极管。MOSFET 的电阻越低,通过二极管转向的电流越多。在某些情况下,具有正常偏置的多子沟道的结果可能多于简单的电流转向,且有时还可能在多子电流活动时导致 MOSFET 中的电荷的更期望的物理分布。

[0036] 实施为集成电路 (IC) 的输出开关级 206 还可能具有与掩埋的 N 阱和基板中流动的续流电流相关的问题。不仅体二极管用于存储电荷,电荷还可能位于 IC 的构造中的位置中,这可能干扰 IC 的功能和可靠性。这些附加的电荷存储位置还可能进一步降低效率,因为它们是每个开关周期的恢复能量损耗的一部分。

[0037] 另外,一旦负载信号电流超过波纹电流,死区时间可能是输出开关级 206 (诸如 D 类输出级) 中的开路循环 (open-loop) 非线性的主要原因。只要负载信号电流维持得小于或基本等于静态波纹电流,则不存在大的误差。

[0038] 因而,自动 ZVS 模式控制器 204 被配置以在静止条件期间最大化的 ZVS 死区时间范围上自动管理 ZVS 死区时间。当信号引入的负载电流增加时,自动 ZVS 模式控制器 204 可以相应地降低 ZVS 死区时间以使反向电流最小化且维持输出开关级 206 中的线性。另外,当 ZVS 死区时间不再有用时,自动 ZVS 模式控制器 204 可以被最小化成优选小值或者简单地失效。因而,当输出音频电流处于负载电流的预定范围之外时,在负载电流的预定范围之内,大信号的线性被优化,且损耗被最小化。另外,通过避免直通电流改善可靠性。

[0039] 图 3 是作为死区时间控制器工作的举例说明的自动 ZVS 模式控制器 204 的电路示意图。自动 ZVS 模式控制器 204 包括输入处理电路 302、第一计时器电路 304、第二计时器电路 306、控制器 308 和开关控制信号输出电路 310。在该示例中,与自动 ZVS 模式控制器 204 耦合的输出开关级是全桥输出开关级,其包括两个半桥输出级 (A 和 B),每个半桥输出级具有高端开关级和低端开关级。在另一示例中,输出开关级可以是包括高端开关级和低端开关级的单个半桥输出开关级 (A),且与包括在图 3 中的另一半桥输出级 (B) 相关的电路可以省略。在其他示例中,自动 ZVS 模式控制器 204 可以作为用于两个或多个并联交替全桥输出开关级的死区时间控制器来工作。

[0040] 两个半桥输出级 (A 和 B) 可以使用两个单独的调制流 (PWMA 和 PWMB) 交替工作,该调制流经由相应门驱动器从开关控制信号输出电路 310 提供到相应半桥输出级。在图 3 中,PWMA 可以是沿着第一调制路径处理的第一脉冲宽度调制信号,且 PWMB 可以是沿着第二调制路径处理的分离且独立的第二脉冲宽度调制信号。交替操作使得输出级开关在时间中

心附近切换第一和第二脉冲宽度调制信号。在不使用交替的另一示例中,可以使用一个计时器代替第一计时器 304 和第二计时器 306。在该示例中,当两个半桥 (A 或 B) 其中一个使用 PWM 数据流工作时,则半桥 (A 或 B) 其中另一个使用相同的 PWM 数据流或者 PWM 数据流的补体 (complement) 工作。

[0041] 在图 3 中,输入处理电路 302 可以从 PWM 调制器 202 (图 2) 接收第一 PWM (PWMA) 信号 314 和第二 PWM (PWMB) 信号 316。另外,输入处理电路 302 可以从一个或多个传感器或检测器接收测量参数信号 318。测量参数信号 318 可以是表示一个或多个相应测量参数的一个或多个信号。该一个或多个测量参数可以表示从音频放大器 104 (图 2) 流向负载 106 (图 2) 的交流电流。这些测量参数可以包括提高的输出电流和 / 或基本反向的电流,和 / 或输出级 204 (图 2) 中的电荷。

[0042] 在图 3 中,测量参数从低端电流或电荷检测器 320 和高端电流或电荷检测器 322 被提供。高端电流 / 电荷检测器 322 和低端电流 / 电荷检测器 320 检测和提供的测量参数可以被从音频放大器 104 的共享电源检测到、从输出级开关中 MOSFET 的正向电流检测到、从 MOSFET 中的反向续流电流检测到、从感应输出场的输出电流检测到或者从其任意组合被检测到。在其他示例中,测量参数可以是表示供应到负载 106 的交流电流的大小的音频放大器 104 的任意其他操作参数。取样电流被放大或抑制以在控制器 308 与比较器一起工作时做出模拟判断。在其他示例中,电阻可用于将取样的电流转换为与另一参考电势电压做比较的电压,控制信号输出可以此参考电势电压为基础。

[0043] 在一个示例中,希望快速地检测电流,然而,使用太大的速度检测电流也是需要避免的事情。例如,对于 MOSFET, sub 100nS 的检测速度将被避免,因为 MOSFET 体二极管的正常反向恢复电流可以通过自动 ZVS 模式控制器 204 检测且会产生不希望的作用。自动 ZVS 模式控制器 204 中的电路或逻辑可用于调整最小死区时间值,以试图避免所谓的直通电流 (shoot-through current)。然而,在某些情况下,在必须连接相对输出级开关且反向电流必须仍然在至少该续流二极管器件和体二极管中流动时,为了恢复续流二极管,直通电流可能是必须的。

[0044] 在一个示例中,输出级开关中的正向电流可用作判断 ZVS 死区时间的自动变化和判断何时使 ZVS 失效的基础。当高端开关中的正向电流很大时,则低端开关中的反向电流很大,反之亦然。因而,正向电流可以从反向电流推断,反之亦然。

[0045] 因此,反向电流检测可以直接被自动 ZVS 模式控制器 204 用来揭示减小死区时间的需要。例如,当输出开关级包括高端和低端时,在被检测的输出开关级的一半中死区时间可以减小。在另一示例中,当积分器用于检测暗示少子导电模式的位置中的电荷或电流时,这种积分器可用作传感器以提供测量参数。从可靠性观点来看,辨别 IC (诸如 NMOS IC) 的低端 FET 中的电荷存储是有用的。只要电流限制在范围内,可在低端形成的寄生双极晶体管 (BJT) 也是有用的电荷检测器。

[0046] 可以使用各式各样的其他测量技术其中任意一种来测量电流或电荷。电荷测量是电流相对于时间的积分。在开关模式功率 IC 中,可以使用除了用在 IC 构造中的那些材料之外不需要附加材料的测量技术。其他测量技术可能需要磁性材料或所需属性的其他材料 (诸如具有强霍尔系数的材料) 以测量电流或电荷。

[0047] 一种测量技术是电阻性电流分流 (resistive current shunt)。电阻性电流分流

可以通过在输出级开关（诸如 MOSFET）的源极引线中或者在通向功率级的电源上放置电阻而形成。使用在电源引线被测量时从电源到负载的正向电流或者从输出滤波器 208 的电感返回的续流电流的欧姆定律，电阻性电流分流可以提供直接检测。在用于 IC 的电阻性电流分流构造中使用的材料可以是高掺硅 (highly doped silicon) 或者金属化，诸如在 IC 的互连中使用的铝或铜。对于高电流应用，使用金属化的电阻性电流分流构造可以提供相对低的损耗。除了电阻性电流分流测量技术，功率 MOSFET 允许使用少量 MOSFET 单元作为检测 FET 的电路检测的机会。在该测量技术中，器件电流的少量的取样可以与主电流共享。可以使用任意电流极性。

[0048] 在另一测量技术中，可以使用置于结点中的电荷实现电荷检测。双极晶体管 (BJT) 可用作电荷放大器件。例如，当基极-发射极结与 MOSFET 的体二极管中的电流相邻布置时，体二极管上的正向导电电荷能被检测且被用作 BJT 的输入。

[0049] 无论使用什么检测机制，包括输出开关级 206 的静止和小信号操作的减小的电流将不会导致自动 ZVS 模式控制器 204 检测 ZVS 工作模式和过早地使得 ZVS 工作模式失效。在一个示例中，正向电流检测的边界可约为负载的峰值操作 / 限制电流的 25%。在某些示例中，静止波纹电流可约为峰值负载电流的 10%。在这些示例中，如果用于正向电流检测的边界被设置为 25%，则，在所有较高负载电流过程中将没有 ZVS，不过仍存在足够的电流来实现各种设计，其中波纹电路容差不会过早使得 ZVS 失效。因而，静止模式中的循环电流可以被设计为不超过预定限制。

[0050] 输入处理电路 302 包括对于第一门驱动器电路（门 Drvr- 图 2, 210）和第二门驱动器电路（门 Drvr- 图 2, 210）而言是相同的计数器 326 和逻辑门 328。另外，输入处理电路 302 包括可与第一门驱动器电路一起工作的第一边沿检测器 330 和第一延时电路 332，以及可与第二门驱动器电路一起工作的第二边沿检测器 334 和第二延时电路 336。在音频放大器 104 仅包括半桥的其他示例中，第二边沿检测器 334 和第二延时电路 336 可以省略。

[0051] 控制器 308 可以是能够执行逻辑的任意电路或器件。在一个示例中，控制器 308 可以是能够执行指令或代码以接收输入、产生输出且执行相关处理的处理器或其他器件。本示例的控制器 308 可以包括存储器，其中指令和代码被处理器存储和访问。另外，存储器可以存储数据和与控制器 308 的工作相关的任意其他操作参数。在另一示例中，控制器 308 可以是能够执行所述功能性的分离组件电路或者集成电路。在另一示例中，控制器 308 可以包括处理器和电路。

[0052] 一般而言，控制器 308 可以接收测量参数信号作为控制循环中的反馈信号，且相应地调节第二计时器 342。控制器 308 取样的测量参数信号可以被放大或者抑制以使得控制器 308 例如能够使用比较器做出模拟判断。在一个示例中，控制器 308 还可以包括电阻，用于将取样电流转换成与另一参考电势进行比较的电压。

[0053] 高端电流 / 电荷检测器 322 和低端电流 / 电荷检测器 320 可以向控制器 308 提供表示信号引入的负载电流的测量参数。另外，测量参数经由逻辑门 328 提供到计数器 326。为简单起见，且用于差分均衡，自动 ZVS 模式控制器 204 可以使得所有输出级开关的 ZVS 模式同时失效。对于全桥，这暗示着所有 4 个输出级开关同时使用相同的模式。在其他示例中，自动 ZVS 模式控制器 204 可以通过添加 ZVS 死区时间使得某些输出级开关序列使用 ZVS 模式工作，而其他输出级开关序列不使用 ZVS 模式。

[0054] 计数器 326 可以是能够在约 6 毫秒 (ms) 到约 18ms 的范围中进行计数的任意形式的器件或电路。在其他示例中,其他范围也是可行的,只要所述范围足够长以防止负载电路的音频频率上的快速模式切换,但又并不长得折衷了整体放大操作。在图 3 中,计数器 326 是 10ms 数字计数器,其包括清零输入端 (Clr),最终计数输出端 (TC)、使能输入端 (EN) 和时钟输入端 (C)。在图 3 中,第一和第二计时器电路 304 和 306 均与相应的半桥一起使用。另外,第一和第二计数器电路 304 和 306 均可包括以第一时间间隔工作的第一计时器 340 和以第二时间间隔工作的第二计时器 342。第一计时器 340 可工作为基于固定时间间隔的固定单次计时器 (fixed one shot timer)。另一方面,第二计时器 342 可工作为具有可变时间间隔的 ZVS 单次计时器。第一和第二计时器 340 和 342 均可以是向高和低端输出级开关提供计时信号的单次触发器。在音频放大器仅包括半桥的其他示例中,第二计时器电路 306 可以省略。

[0055] 边沿检测器 330 和 334 可以是能够检测脉冲信号的上升沿或下降沿的任意电路或器件。在图 3 中,边沿检测器 330 和 334 均使用包括 XOR 门 344 和 NOT 门 346 的逻辑形成。边沿检测器 330 和 334 可以在 PWMA 和 PWMB 信号 314 和 316 的上升和下降沿上输出窄的峰值以触发相应第一和第二计时器 304 和 306 的输出。第一和第二延时电路 332 和 336 可以包括提供 PWMA 和 PWMB 信号 314 和 316 的预定信号传播延时的任意逻辑。

[0056] 在图 3 中,信号传播延时被设置得基本等于或者稍大于相应第一和第二边沿检测器 330 和 334 以及相应计时器电路 304 和 306 的传播延时。在图 3 中,延时电路 332 和 336 包括 4 个反相器。在其他示例中,任意数目的反相器或者其他延时机制可用于提供合适的传播延时。当传播延时超过边沿检测器和计时器路径的延时,结果是,输出级开关的导通相位较早关断,而不是使得死区时间的整体影响是输出级开关的延时的导通。来自第一和第二计时器 304 和 306 的输出信号和延时的 PWMA 和 PWMB 信号 314 和 316 可以被提供到开关控制信号输出电路 310。

[0057] 开关控制信号输出电路 310 可以是提供选择性地包括 ZVS 的门驱动信号到门驱动器 210 (图 2) 的任意形式的电路或逻辑。在图 3 中,开关控制信号输出电路 310 包括第一调制路径中的第一 ZVS 使能 348 和第二调制路径中的第二 ZVS 使能 350。另外,开关控制信号输出电路 310 包括第一调制路径中的第一高端逻辑 354 和第一低端逻辑 356 以及第二调制路径中的第二高端逻辑 358 和第二低端逻辑 360。来自第一和第二高端逻辑和低端逻辑 354、356、358 和 360 的输出提供开关控制输出信号以驱动输出开关级 206 (图 2)。

[0058] 第一计时器 340 可被自动 ZVS 模式控制器 204 使用以维持温度补偿最小化 ZVS 死区时间以防止在所有工作条件下的明显直通。第二计时器 342 可以经由控制器 308 提供的计时器调节信号调节以提供可变 ZVS 死区时间。在控制器 308 处于包含第一和第二计时器 304 和 306 的 IC 的外部的一个示例中,使用控制器 308 控制的编程电阻器可以应用于 IC 的外部引脚以提供第二计时器 342 的可变 ZVS 死区时间的自动调节能力。在其他示例中,可以通过控制器 308 提供模拟输出、脉冲或任意其他形式的控制信号,以控制第二计时器 342 的可变 ZVS 死区时间。取样电流可以被放大或抑制以使用比较器做出模拟判断。电阻器可用于将取样电流转换成与另一参考电势比较的电压。

[0059] 包含在开关控制信号输出电路 310 中的第一和第二高端逻辑和低端逻辑 354、356、358 和 360,基于 PWMA 和 PWMB 信号 314 和 316、来自计数器 326 的输出以及来自计时器

电路 304 和 306 的输出,提供开关控制输出信号。因而,即使控制器 308 将第二计时器 342 调节到可变 ZVS 死区时间的极小值,其将对实际工作的死区时间没有影响。因为第一计时器 340 可用作固定计时器以确立最小 ZVS 死区时间,当来自第二计时器 342 的可变 ZVS 死区时间信号被调节以提供小于第一计时器 340 提供的最小 ZVS 死区时间时,最小 ZVS 死区时间可以被逻辑配置成否决可变 ZVS 死区时间。

[0060] 在使用图 3 的示例的工作中,一旦预定范围之外的电流 / 电荷事件被高端检测器 322 或低端检测器 320 检测到,基于从逻辑 328 到清零输入端 (Clr) 的信号,计数器 326 可以被清零 (设置为零)。最终计数输出端 (Tc) 可以基本同时被清零,使得使用 ZVS 使能 348 和 350 的第二计时器 342 的输出信号失效。只要计数器 326 被清零,则计数器 326 归零。当从逻辑 328 到清零输入端 (Clr) 的信号由于预定范围之外的事件已经过去而不复存在时,计数器 326 开始计数,因为时钟信号输入端 (C) 使用使能输入 (En) 而被使能。

[0061] 在图 3 中,提供到时钟输入端 (C) 的信号是 PWMA 信号 314。在另一示例中, PWMB 信号 316 可以设为时钟信号输入 (C)。在其他示例中,可以使用不同于 PWMA 和 PWMB 314 和 316 的信号。计数器 326 可以在进入的 PWMA 信号 314 的上升沿计时。在另一示例中,计数器 326 可以在进入的 PWMA 信号 314 的下降沿计时。因为延时电路 322,计数器 326 可以计数到最终计数 (TC) 且在相关的上升沿到达位于下游的低端逻辑 358 和 360 之前,使用 ZVS 使能 348 和 350,使能来自第二计数器 342 的可变 ZVS 死区时间。当 ZVS 被使能且假设提供可变 ZVS 死区时间或者固定 ZVS 死区时间时,工作条件可以是抑制的负载电流条件。

[0062] 通过在使用 ZVS 使能 348 和 350 的 ZVS 抑制模式的激活和 ZVS 计时的再激活之间设置相当大的时间延时,基于开关级输出中的任意未校准的误差,人为听见抑制和再激活之间的模式转化的风险被最小化。这是因为存在的产生 ZVS 模式之外的模式开关输出的大信号可以听觉上屏蔽在对信号进行大反馈校正之后残留的小误差。例如,为了使用 250kHz 的 PWM 信号计数到 10ms,需要具有适当解码最终计数状态的 12 位计数器 (2500)。在另一示例中,11 位计数器将计数到 2047 或 8.188ms。在 PWMA 信号 314 的削波过程中的计数的损耗可以忽略,因为削波花费的时间的百分比将保持相对小。另一方面,如果削波百分比大,可以在削波过程中提供备选计数机制,诸如用于形成三角波形的三角波形时钟 (输入信号通过 PWM 调制器 202 数字调制成该三角波形) 或者可以多个三角波形时钟操作的任意其他时钟。

[0063] 在一个示例中,计数器 326 可以在加电之后清零以复位自动 ZVS 模式控制器 204。复位自动 ZVS 模式控制器 204 可以被实施以改善均衡或关键启动时间。可替换地,计数器 326 可以在加电时使能 ZVS 模式,直到检测的条件和测量参数信号指示信号引入的负载电流处于预定范围之外。

[0064] 在 IC 中,由于相邻的门驱动信号和电流 / 电荷信息的相互可用性,自动 ZVS 模式控制器 204 可以位于负轨 (-Vcc) 或者 IC 的基板电平。在门驱动信号用于驱动低端输出级开关 (诸如 FET) 或者被转换以驱动高端输出级开关 (诸如 NMOS 高端 FET) 之前,门驱动信号可以转换成负轨或基板电平。与使用基于大地的信号处理器时在放大器的负轨 (-Vcc) 进行控制编程相比,基于接地电平转换计时器电路 304 和 306 的可调节计时电流可能更加有效。

[0065] 在另一 IC 示例中,自动 ZVS 模式控制器 204 的构造可以处于 IC 中的接地电平。当

自动 ZVS 模式控制器 204 实施在接地电平时, PWM 信号可以从基于接地的逻辑转换为放大器的负轨 ($-V_{cc}$)。然而, 在该示例中, 在 ZVS 死区时间的插入之后, 更多的信号需要被转换, 这可能增加转换器的数目且增加了将蔓延到死区时间临界点的附加容差或误差的风险。

[0066] 自动 ZVS 模式控制器 204 还可以被配置成基于放大器中看到的电流连续地调制 ZVS 死区时间。正向或者反向电流均可以被检测为测量参数信号, 且用作控制变量。例如, 可以使用独立开关电流或者共享电源电流。在一个示例中, 可以使用包括具有可用即时模拟电源电流信息的全桥放大器、峰值获取和保持检测器的放大器代替控制器 308 来处理电流信号。

[0067] 图 4 是工作为连续可变自动 ZVS 模式控制器以调制 ZVS 死区时间的示例的自动 ZVS 模式控制器 204 的电路图。与图 3 的自动 ZVS 模式控制器 204 相似, 该自动 ZVS 模式控制器 204 包括输入处理电路 302、第一计时器电路 304、第二计时器电路 306、控制器 308 以及开关控制信号输出电路 310。因此, 出于简洁目的, 下面的讨论主要集中于与前述自动 ZVS 模式控制器 204 的不同之处。

[0068] 在图 4 中, 控制器 308 被配置为峰值获取和保持检测器。在该示例中, 不像前一示例中那样用 ZVS 使能 348 和 350 使得第二计时器 342 (图 3) 失效, 而是, 第二计时器 342 的调制的 ZVS 死区时间在时间上减小, 使得调制的 ZVS 死区时间最终在第一计时器 340 提供的固定 ZVS 死区时间之后消失, 且 ZVS 模式使用最小死区时间操作以避免直通。

[0069] 图 4 的示例控制器 308 包括高端电流缓冲放大器 402 和低端电流缓冲放大器 404, 其被配置以接收相应的高端电流 406 和低端电流 408 作为测量参数信号。当低端电流或高端电流超过预定峰值时, 控制器 308 获取并保持该值一预定时间周期。控制器 308 还包括误差箝位 (error clamp) 410、反馈电阻 412、电流电阻 414、测量信号门 418、放电开关 420、比较器 422、电容缓冲放大器 424、放电电阻 428 以及计时电容 430。在其他示例中, 其他逻辑拓扑或者处理器可用于实现相似的功能性。

[0070] 工作中, 低端电流和高端电流作为测量参数被接收。在测量参数大于计时电容 430 上的代表性电荷电流时, 高端电流缓冲放大器 402 和低端电流缓冲放大器 404 经由测量信号门 418 对计时电容 430 充电。计时电容 430 可以与计时电阻 414 联合操作为 RC 电路。在一个示例中, 计时电阻 414 的大小经过调整且与计时电容 430 串联以允许音频放大器 104 (图 2) 在充电间隔期间维持稳定。比较器 422 可以通过比较来自测量信号门 418 的漏极电压与供给到比较器 422 的预定偏置电压 432, 监控流向计时电容 430 的电荷电流。当漏极电压被拉到偏置电压 432 之下时, 比较器 422 被触发, 以在计数器 326 的清零输入端 (Clr) 处产生信号, 以开始对存储有计数器 326 中的计数的寄存器的清零。换句话说, 比较器 422 被触发以在计时电容 430 从测量参数信号充电时复位计数器 326。因而, 只要测量参数信号超过表示计时电容 430 被充电的负载电流的原先的峰值, 计数器 326 可以复位。

[0071] 一旦计数 PWMA 信号 314 的上升或下降沿的计数器 326 达到最终计数 (TC), 计时电容 430 上存储的电荷可以通过放电开关 420 缓慢地放电。因而, 随着时间的流逝, 作为超过表示原先检测的负载电流的峰值电流的替换, 只要测量参数信号超过计时电容 430 的放电值, 计数器 326 可以类似地被复位。电容缓冲放大器 424 给第二计时器 342 供给电压以调制 ZVS 死区时间。相应地, 控制器 308 以阶梯方式操作以在负载电流增加时增加计时电容 430 上存储的电荷。

[0072] 基于设为反馈信号的高端电流 406 和低端电流 408 以及存储在计时电容 430 中的电荷,电容缓冲放大器 424 产生的电压对应于存在的负载电流。因而,第二计时器 342 的可变 ZVS 死区时间正比于测量参数的电压。

[0073] 因此,第二计时器 342 是自动可变的,使得随着测量参数的电压的增加,死区时间减小,类似于前一示例。在工作中,只要表示峰值负载电流的测量信号被获取且被保持为计时电容 430 上的存储电荷,计数器 326 通过来自比较器 422 的信号被清零。当计数器 326 处于最终计数 (TC) 时,通过放电开关 420,计时电容 430 可以以预定速度放电,该放电开关 420 释放存储的电荷使其下降到测量参数信号的电流跟踪水平。每次负载电流看上去增加时,基于测量参数信号,计时电容 430 可以被充电到约等于新检测的电流水平的大小且计数器 326 可以被清零。

[0074] 控制器 308 可以作为峰值获取和保持电路工作,该电路设计为具有较低的几百 ns 的信号电平上升速度 (attack speed),该速度足够快,远可以满足该应用的需要。因为输出滤波器 308 的电感限制了输出开关级 206 的电流上升的速度,在某些示例中,响应速度可以是微秒量级。电容缓冲放大器 424 可以与高端电流缓冲放大器 402 和低端电流缓冲放大器 404 以及计时电容 430 形成控制循环。高端电流缓冲放大器 402 和低端电流缓冲放大器 404 示出为具有误差箝位 410。误差箝位 410 可以例如是使恢复时间最小化的二极管,否则,该恢复时间将是每次输出电流峰值检测事件之前的饱和错误条件。换句话说,当高端电流 406 和低端电流 408 变得小于电容缓冲放大器 404 的输出时,相应的高端电流缓冲放大器 402 和低端电流缓冲放大器 404 可以通过由相应的误差箝位 410 的箝位来维持控制以防止饱和。

[0075] 在该示例中,在峰值保持检测器的控制循环中可以存在足够的增益,以允许第二计时器 342 的可变死区时间最小化,以在负载的电流水平处于对音频放大器 104 产生压力的水平之前,使得 ZVS 死区时间小于第一计时器 340 的固定死区时间 (图 2)。尽管不同于参考图 3 描述的自动 ZVS 控制器 204,图 4 的连续可变系统可以通过允许插入可变量的 ZVS 死区时间来最大化效率,以在小输入信号和大输入信号之间发生调制时更精确地跟踪操作音频放大器 104 (图 1) 的需要。在一个示例中,内部控制电压可以与预定编程的计时相乘,以允许用户设置用于基本连续可变 ZVS 死区时间操作的 ZVS 模式的时间尺度变化。

[0076] 而且,如果可变 ZVS 死区时间在音频放大器 104 (图 2) 的静止信号条件之上不远的值处开始缩短,则输出功率级在负载电流值的连续范围上的线性将更加理想。在一个示例中,当供给到负载的峰值电流小于供给到负载的最大峰值电流约 25% 时,可变 ZVS 死区时间可以通过自动 ZVS 模式控制器 204 增加到最大死区时间。自动 ZVS 模式控制器 204 可以在约 25% 的最大峰值电流供给到负载时开始缩短或减小 ZVS 死区时间。ZVS 死区时间可以在约 80% 的最大峰值电流供给到负载时通过自动 ZVS 模式控制器完全缩短至 ZVS 死区时间的最小值。在其他示例中,ZVS 死区时间可以是能够在可靠功能输出滤波器 208 包括的滤波组件的容差范围内和传感器或检测器的检测器阈值范围内实现可靠功能的任意范围内。

[0077] 在图 4 中,在 IC 的示例中,如前面所讨论的,自动 ZVS 模式控制器 208 建于负轨 (-Vcc)。由于容易存取 PWM 信号、高端电流 406 和低端电流 408,自动 ZVS 模式控制器 208 可以建于负轨 (-Vcc)。可替换地,也如前面所讨论的那样,自动 ZVS 模式控制器 208 可以建于基板上。

[0078] 在另一示例中,可以形成图 3 和图 4 的系统的混合体。在该自动 ZVS 模式控制器 208 中,在负载电流的某些预定高值,如参考图 4 描述的第二计时器 342 的自动调制的 ZVS 死区时间可以像参考图 3 讨论的那样失效。

[0079] 图 5 是说明参考图 1-4 讨论的自动 ZVS 模式控制器 204 的示例操作的方法流程图。在其他示例中,如前面所讨论的,步骤的顺序和 / 或数目可以变化。在方框 520,音频放大器 104 被加电且从音频源 102 接收音频输入信号。在方框 504,计数器 326 基于加电而复位。在方框 506,计数器 326 开始计数 PWMA 信号 314 的 PWM 脉冲。在方框 508,判断计数器 326 是否到达最终计数。如果没有,操作继续检测以判断是否到达最终计数。如果在方框 508 已经到达最终计数,则在方框 512,计数器 326 向开关控制信号输出电路 310 中的 ZVS 使能 348 和 350 (图 3) 或者控制器 308 (图 4) 输出 TC 信号。在方框 514,输入处理电路 302 中的边沿检测器 330 和 334 检测相应的 PWMA 信号 314 和 PWMB 信号 316 的边沿。

[0080] 在方框 516,检测的边沿信号被作为输入以触发第一计时器 340 和第二计时器 342。在框 520,指示音频放大器 104 向负载 106 供给的负载电流的测量参数信号被检测到且被提供到控制器 308 作为反馈信号。在方框 522,取决于负载电流的量,控制器 308 判断第二计时器 342 应用于 PWMA 信号 314 的和 PWMB 信号 316 的可变 ZVS 死区时间是否需要被调整成更长 (方框 524) 或者更短 (方框 526)。在方框 530,第一和第二计时器 340 和 342 的输出脉冲被提供到开关控制信号输出电路 310。

[0081] 现在参考图 6,开关控制信号输出电路 310 中的逻辑延迟 PWMA 信号 314 和 PWMB 信号 316,防止其被输出到门驱动器 210,直到来自第一计时器 340 (温度补偿固定 ZVS 死区时间) 和 / 或第二计时器 342 (自动可变 ZVS 死区时间) 的输出脉冲已经完成了循环 (诸如从“逻辑 1”状态返回到“逻辑 0”状态)。因而,在方框 534,判断来自第二计时器 340 的输出脉冲是否已经循环回静止状态。如果没有,在方框 536,判断是否已经通过使用 ZVS 使能 348 和 350 从而使得第二计时器 342 (图 3) 失效。如果还没有通过使用 ZVS 使能 348 和 350 使得第二计时器 342 失效,操作返回到方框 534。

[0082] 如果在方框 534 第二计时器 342 已经循环或者在方框 536 第二计时器 342 失效,则在方框 538,判断第一计时器 340 是否已经循环。如果在方框 538 第一计时器 340 没有循环,操作继续监控第一计时器 340 的输出脉冲的循环。如果第一计时器 340 已经循环,则在方框 542,开关控制信号输出电路 310 中的逻辑利用此处插入的死区时间释放 PWMA 信号 314 和 PWMB 信号 316 到相应门驱动器 210。

[0083] 如参考图 3 所讨论的,在方框 544,测量参数信号被作为反馈信号,其指示信号引入的负载电流已经增加到超过流向负载 106 的预定电流范围。在方框 546,计数器 326 响应于清零信号 (Clr) 的接收而被复位。在方框 548,在计数器 326 复位的同时,ZVS 使能 348 和 350 使得第二计时器 342 的 ZVS 死区时间输出失效,防止其被提供到开关控制信号输出电路 310,且在计数器复位且可变 ZVS 死区时间失效之后,操作返回到方框 506。

[0084] 可替换地,如参考图 4 所讨论的,在方框 560,控制器 308 接收指示峰值负载电流的测量参数信号作为反馈信号。在方框 562,相应电荷量被存储在计时电容 430 中。在方框 564,计数器 326 复位。在计数器 326 复位的同时,在方框 566,开始计时电容 430 上存储的电荷对地的缓慢放电,且在计数器复位和存储的电荷的放电开始之后,操作返回到方框 506。

[0085] 在原先描述的示例中,在工作条件中,自动 ZVS 模式控制器 208 可以优化 ZVS 死区时间,其中当 ZVS 的使用变得较不优化时,ZVS 有助于减小 ZVS 死区时间和 / 或使得 ZVS 模式完全失效。使用自动 ZVS 模式控制器 208,可以快速从音频放大器 104 移除 ZVS 死区时间延时以优化高负载电流水平时输出开关级的鲁棒性,且在静止工作条件中 ZVS 死区时间可以被动态调制到最大 ZVS 死区时间以在相对低的负载电流水平使效率最大化。另外,由于动态和自动地使得 ZVS 模式失效或者将 ZVS 死区时间减小到最小水平的能力,输出负载电流的线性可以被最大化。

[0086] 尽管描述了本发明的各种实施例,对于本领域技术人员而言,很明显,本发明范围内的很多其他实施例和实施方式是可行的。因此,除了依照所附权利要求和它们的等同物之外,本发明并不受限。

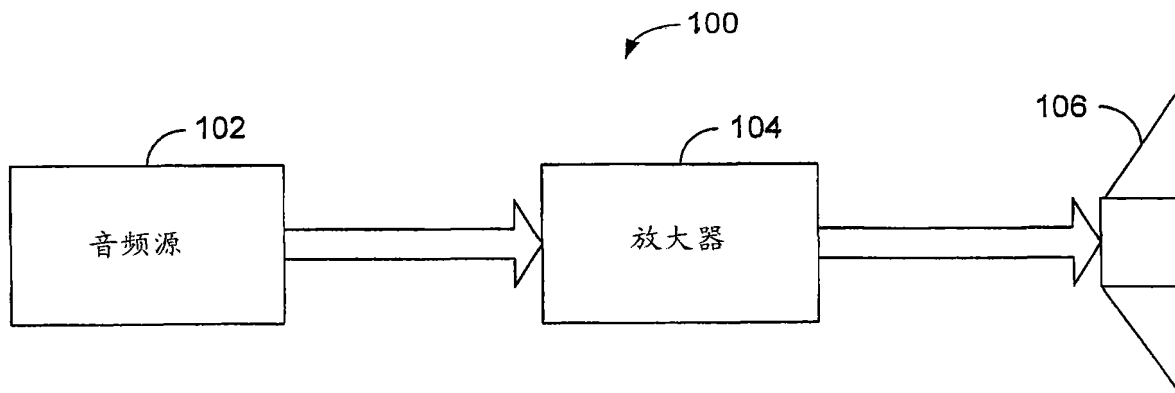


图 1

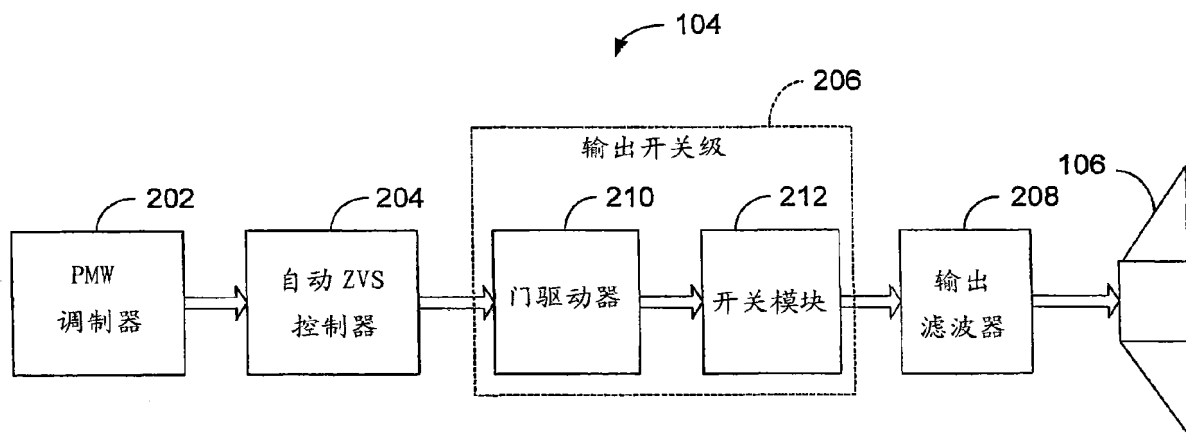


图 2

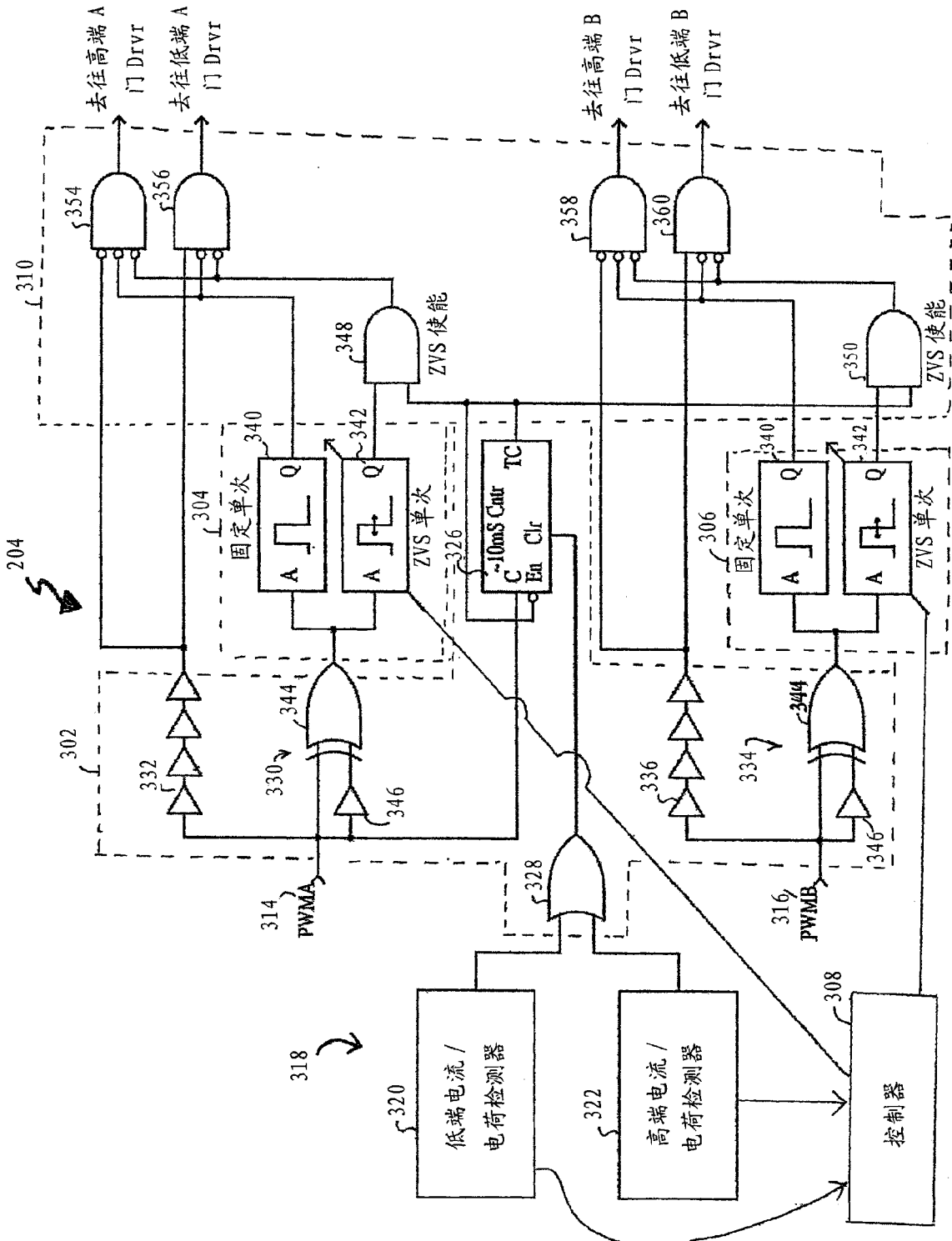


图 3

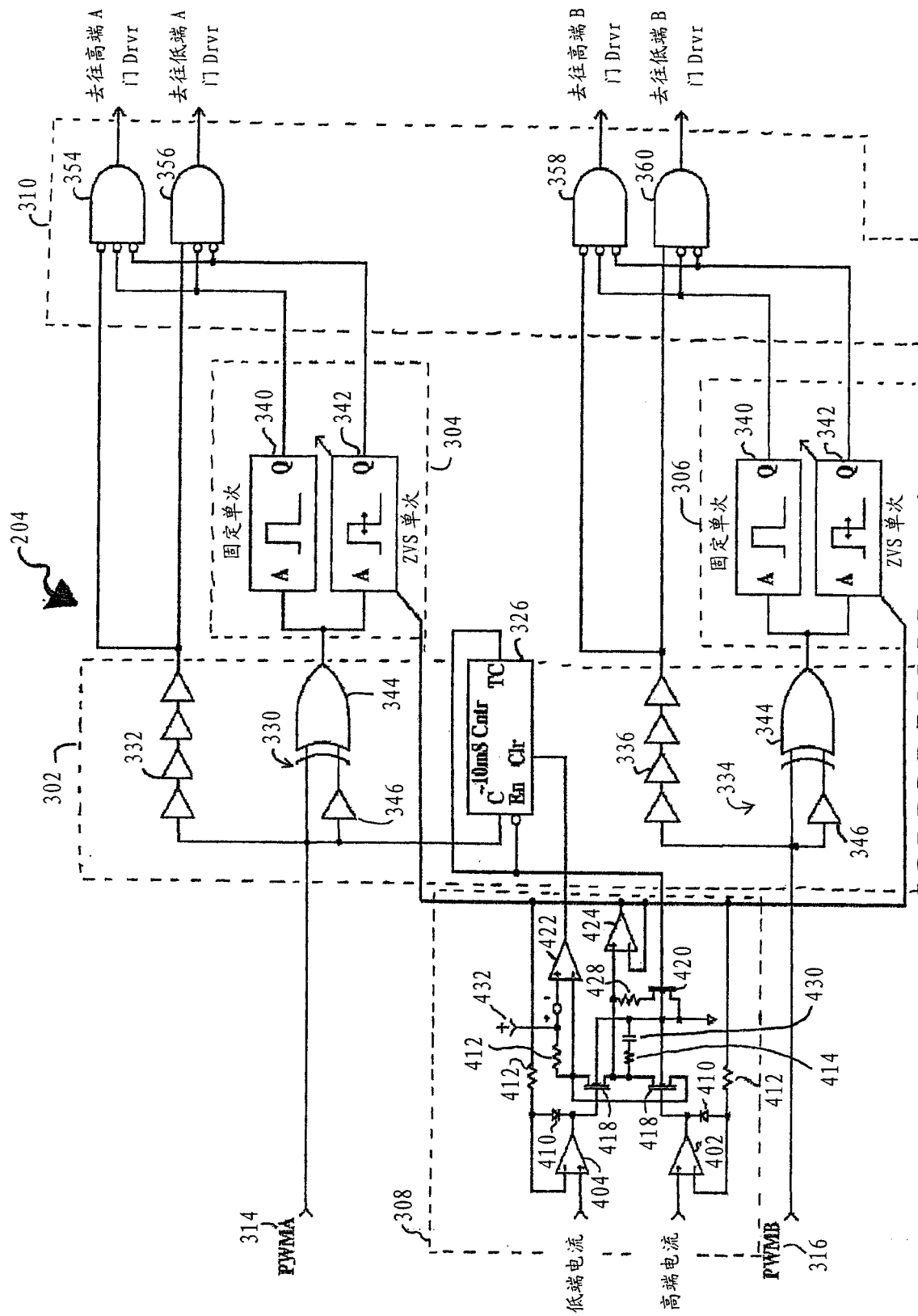


图 4

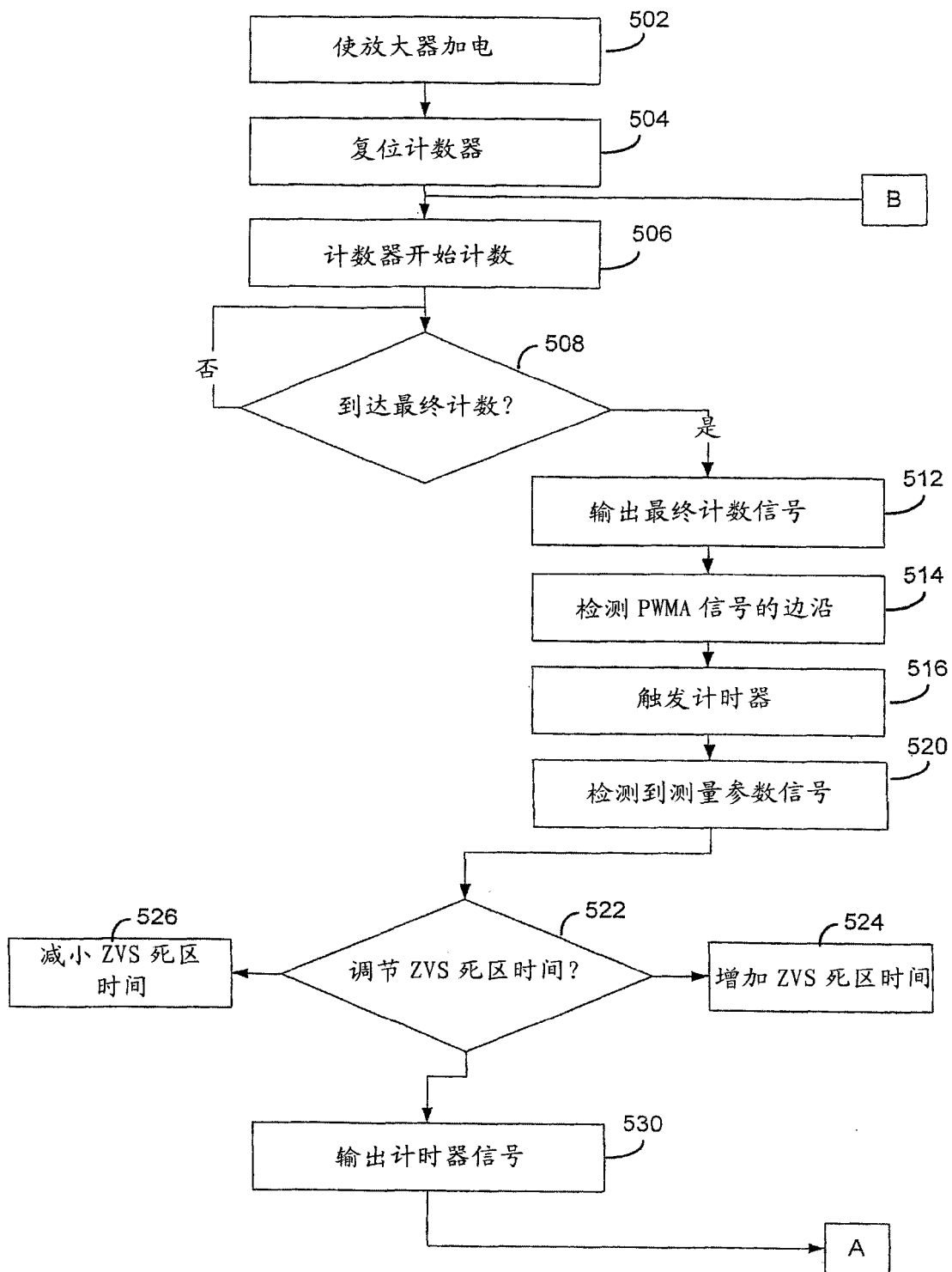


图 5

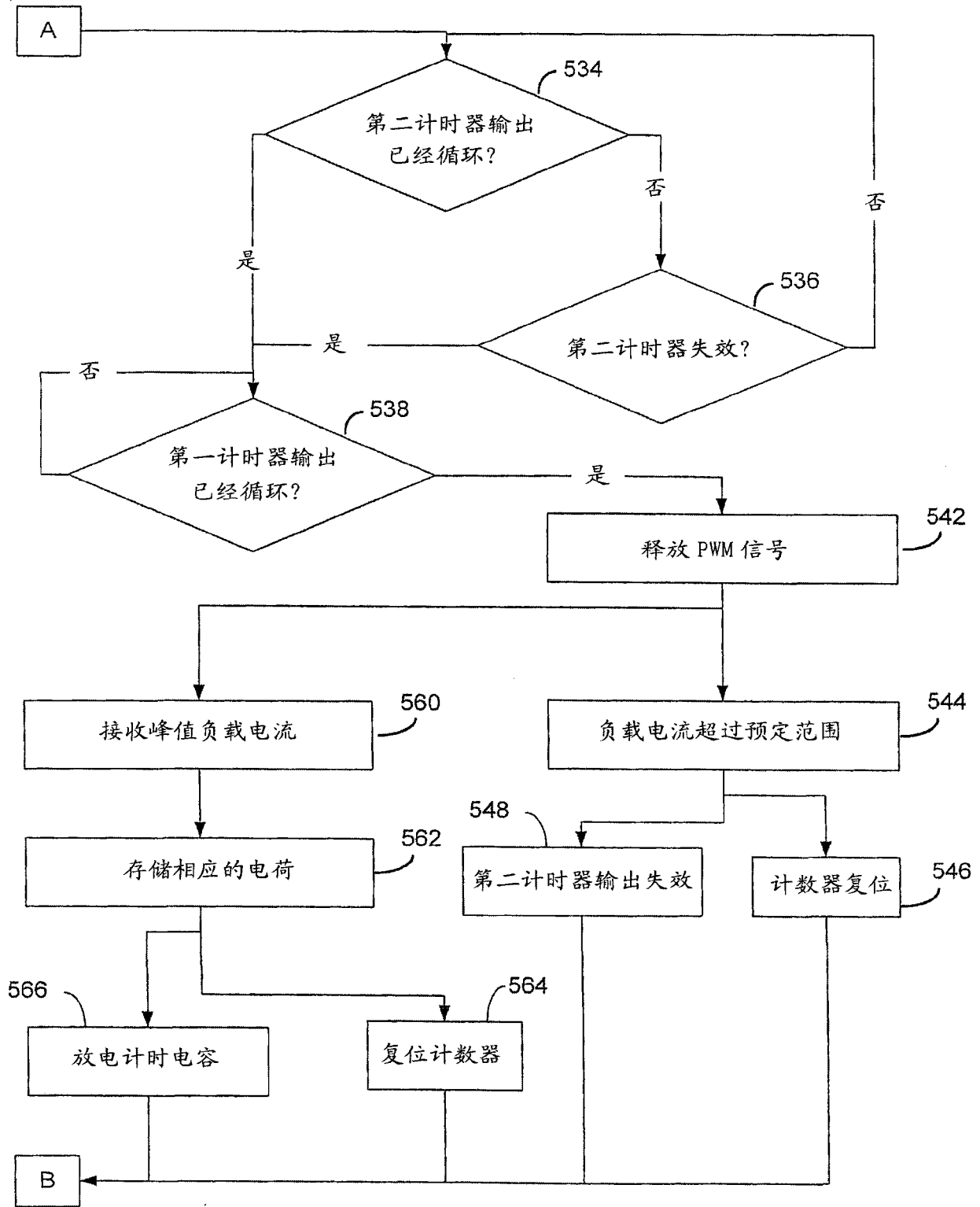


图 6