



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102570817 B

(45) 授权公告日 2015.06.10

(21) 申请号 201110438021.8

CN 1318896 A, 2001.10.24, 全文.

(22) 申请日 2007.10.08

CN 2741269 Y, 2005.11.16, 全文.

(30) 优先权数据

JP 特开 2006-149067 A, 2006.06.08, 说明书第 7-16 页、图 1, 2, 8, 10, 13.

11/543, 543 2006.10.04 US

审查员 王宁

(62) 分案原申请数据

200710192951.3 2007.10.08

(73) 专利权人 电力集成公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 S·鲍尔勒 G·范

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理
有限责任公司 11258

代理人 李晓冬

(51) Int. Cl.

H02M 3/28(2006.01)

H02M 3/335(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1309459 A, 2001.08.22, 全文.

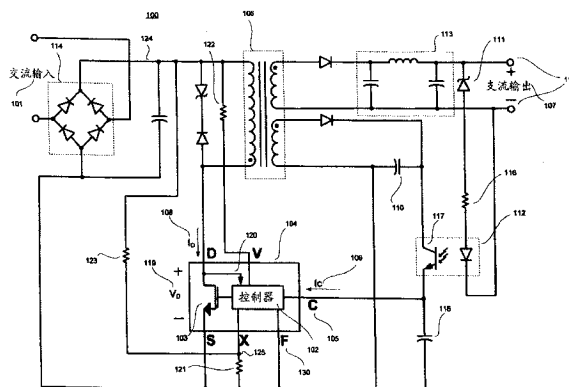
权利要求书2页 说明书11页 附图7页

(54) 发明名称

具有多种操作模式的控制电路的方法和装置

(57) 摘要

本发明公开了具有多种操作模式的控制电路的方法和装置。一种功率变换器,包括:耦合到能量传输元件的开关,该能量传输元件耦合在功率变换器的输入端和输出端之间;耦合到所述开关的控制电路;和耦合在功率变换器的输出端和控制电路之间的控制环,用于响应于功率变换器的输出参数来产生具有控制环增益的反馈信号,该控制电路包括第一和第二占空比控制模式以响应所述反馈信号来切换所述开关以调节传送到功率变换器输出端的功率,其中该控制环增益在第一和第二占空比控制模式之间的转换期间基本上是恒定的。



1. 一种功率变换器,包括:

耦合到能量传输元件的开关,该能量传输元件耦合在功率变换器的输入端和输出端之间;

耦合到所述开关的控制电路;和

耦合在功率变换器的输出端和控制电路之间的控制环,用于响应于功率变换器的输出参数来产生具有控制环增益的反馈信号,该控制电路包括第一和第二占空比控制模式以响应所述反馈信号来切换所述开关以调节传送到功率变换器输出端的功率,

其中该控制环增益在第一和第二占空比控制模式之间的转换期间基本上是恒定的以便所述开关以在所述转换期间基本上随所述反馈信号线性变化的占空比被切换。

2. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中第一占空比控制模式为电压模式控制模式。

3. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中第一占空比控制模式为电流模式控制模式。

4. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中第一占空比控制模式为准谐振控制模式。

5. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中第一占空比控制模式为导通时间可变而关断时间固定的控制模式。

6. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中第二占空比控制模式为电流限制固定而切换循环时间可变的控制模式。

7. 如权利要求 1 所述的功率变换器,其中流经所述开关的电流的电流阈值响应于功率变换器的操作状态而变化。

8. 如权利要求 7 所述的功率变换器,其中所述功率变换器的操作状态为功率变换器的输入电压 (101) 的幅值。

9. 如权利要求 7 所述的功率变换器,其中所述功率变换器的操作状态为在第一占空比控制模式下控制电路的开关频率。

10. 如权利要求 1 所述的功率变换器,还包括振荡电路,所述振荡电路根据第一占空比控制模式和第二占空比控制模式二者的要求来提供固定的或可变的切换循环时间。

11. 如权利要求 10 所述的功率变换器,其中所述振荡电路产生输出信号,该输出信号被耦合到所述开关,并且所述振荡电路决定在每个切换循环的起始处所述开关被导通的时刻。

12. 一种调节从功率变换器的输入端传送到功率变换器的输出端的功率的方法,该方法包括:

切换耦合到能量传输元件的电力开关,该能量传输元件耦合在功率变换器的输入端和输出端之间;

通过控制电路控制所述电力开关的切换,该控制电路耦合到所述开关以调节从功率变换器的输入端传送到功率变换器的输出端的功率;

利用耦合在所述功率变换器的输出端和控制电路之间的控制环来生成反馈信号,控制电路响应该反馈信号,该反馈信号具有控制环增益,该控制环增益在控制电路从包含在控制电路内的第一占空比控制模式转换到包含在控制电路内的第二占空比控制模式的期间基本上恒定以便所述开关以在所述转换期间基本上随所述反馈信号线性变化的占空比被切换。

13. 如权利要求 12 所述的方法,其中第一占空比控制模式为电压模式控制模式。

14. 如权利要求 12 所述的方法,其中第一占空比控制模式为电流模式控制模式。
15. 如权利要求 12 所述的方法,其中第一占空比控制模式为准谐振控制模式。
16. 如权利要求 12 所述的方法,其中第一占空比控制模式为导通时间可变而关断时间固定的控制模式。
17. 如权利要求 12 所述的方法,其中第二占空比控制模式为电流限制固定而切换循环时间可变的控制模式。

具有多种操作模式的控制电路的方法和装置

[0001] 本申请是申请日为“2007 年 10 月 8 日”、申请号为“200710192951.3”并且发明名称为“具有多种操作模式的控制电路的方法和装置”的专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明通常涉及控制电路,更特别地,本发明涉及用于实现多种操作模式的功率变换器的控制电路。

背景技术

[0003] 功率变换器控制电路可用于多种目的和应用。由于节能功率变换器解决方案的全球需要的不断增加,为符合这些需要的控制器电路功能性的需求也在不断增加。此外,大部分功率变换器应用具有成本指标。就形成集成电路的一部分的控制电路而言,内部安装有集成电路的封装将显著地增加控制电路的成本。控制电路使用的管脚或端子的数目影响到集成电路封装的成本。因此期望一种位于封装内的控制电路以实施能够达到节能指标的控制模式,同时具有低管脚数以满足功率变换器应用的成本指标。

[0004] 节能功率变换器典型使用开关功率变换器配置,其中开关被耦合到控制电路和一能量传输元件。该能量传输元件可以为例如逆向变换器或正向变换器的功率变换器内的变压器或为其它功率变换器配置如 buck, Cuk 或 SEPIC 变换器内的单一电感。该控制电路控制开关的切换以调节由能量传输元件传输的电能以及传送到功率变换器的输出端的功率。

[0005] 许多功率变换器控制方式实施两种或更多的控制模式。典型地,一种操作控制模式被应用于额定负载状态,其它模式被应用于轻负载,备用或无负载状态。被用于轻负载,备用和无负载状态的一种典型的操作控制模式被称作周期跳跃或脉冲串式控制。这些控制模式典型地通过在功率被传送到功率变换器的输出端的周期和传送到功率变换器的输出端的功率实质上为 0 的周期之间交替以维持功率变换器的一个输出参数的调节。在这种控制模式的类型里,传送到功率变换器的输出端的功率实质上为 0 的周期的时间被调节以维持输出参数,典型地为出现在功率变换器的输出端的输出电压。由于传送到功率变换器的输出端的功率实质上为 0 的周期通过暂停耦合到能量传输元件的开关的切换而获得,这些控制模式提高了功率变换器的效率并因此减少了功率变换器的能量损耗。在切换被暂停的周期内与开关的切换相关联的开关损耗因此被消除。

[0006] 该操作的脉冲串式或周期跳跃模式适合于轻负载,备用或无负载状态。然而,新兴的节能标准需要在一个宽范围的负载状态下取得严格的功率变换器效率目标。在高负载状态下上述周期跳跃模式和脉冲串式控制方案是低效的,因为它们易于导致功率变换器的不稳定性,功率变换器输出电压的纹波和潜在的声波噪声的增加。

[0007] 因此,在高负载状态下脉冲宽度调制 (PWM) 控制或占空比控制方案更为合适。出于公开的目的,该 PWM 或占空比控制方案被定义成不需要周期跳跃就可调节传输到功率变换器的输出端的功率的方案。该控制方案通过采用控制各种其它参数以调节传送到电源输出端的功率而避免了跳跃切换周期的需要。例如,电压模式控制采用一固定开关频率和在

每个切换周期内变化开关的导通时间。该开关频率为开关的一个切换循环周期的倒数。开关导通时间和切换循环的整个周期的比率被称作占空比。

[0008] 其它的常规控制方案为电流模式控制,采用一固定开关频率和变化一在开关导通时流过开关的电流的电流限制阈值。通过调节电流限制阈值,每个循环的能量被调节且传送到功率变换器输出端的功率被依次调节。

[0009] 然而 PWM 或占空比控制方案的其它例子为固定导通时间而变化关断时间。虽然该控制方案的变化关断时间使得切换循环时间产生变化,但该控制方案依然符合前述操作的 PWM 或占空比控制模式的定义,该切换循环时间周期为从一个切换循环到下一个切换循环逐渐变化以调节传送功率且没有跳跃周期。

[0010] 还有其它的控制方案如固定关断时间而变化导通时间,谐振模式和准谐振模式都调节传送到功率变换器的输出端的功率而没有跳跃周期,而是通过变化与切换循环周期成比例的开关导通时间脉冲宽度来代替。再次,该开关导通时间与切换循环周期成比例被称作占空比。

[0011] 各种情形下,对于本公开而言,虽然控制方案可导致在大量的切换循环内的切换周期的改变,但是它们都符合占空比控制操作模式的定义,它们都没有跳跃周期而且该切换循环时间周期在多个循环内逐渐改变以调节传送功率。因此,对于本公开而言,该通过变化开关导通时间与切换循环时间周期成比例来调节传送功率而没有周期跳跃的各种控制方案被称作占空比控制操作模式。可以知晓对于这些操作模式的替代描述可以为 PWM 操作模式。

[0012] 实现多种占空比控制操作模式的一个关键挑战在于确保在操作模式之间的平滑转换。该模式之间的转换一般引入在功率变换器的控制环增益上的一些变化或不连续性,因为每个占空比控制操作模式依据功率变换器的操作状态在控制环增益上具有不同的特征。已知的方案中在占空比控制操作模式之间转换时采用滞后以确保在从一种控制模式到另一种控制模式的转换时控制环增益内的任何改变不会导致控制环的不稳定性,该不稳定性潜在地导致模式之间的振荡,该振荡可增加功率变换器的输出电压纹波,噪声和甚至损坏功率变换器内的某些组件。

[0013] 实现多种占空比控制操作模式的另一个关键挑战在于维持一个低成本方案。该控制电路应当需要最小数目的端子以实现多种操作模式。已知的实施多种占空比控制操作模式的解决方案采用了附加端子以在从一种占空比控制模式到另一种占空比控制模式的转换时检测负载状态。该端子被耦合到功率变换器的能量传输元件的附加绕组上以在随输出负载变化的每个切换循环内检测能量传送周期。该实施执行了一种底部探测 (BD) 方案以在附加的能量传输元件绕组上的一个电压到一低电压电平时检测,该表明了在该切换循环内到功率变换器输出端的能量传送完成。

[0014] 因此期望具有一种控制电路通过实施多种占空比控制模式以在一宽负载范围内保持高功率变换器效率,同时采用低成本封装以保持低成本功率变换器设计。

发明内容

[0015] 根据本发明的一方面,提供一种功率变换器,包括:耦合到能量传输元件的开关,该能量传输元件耦合在功率变换器的输入端和输出端之间;耦合到所述开关的控制电路;

和耦合在功率变换器的输出端和控制电路之间的控制环,用于响应于功率变换器的输出参数来产生具有控制环增益的反馈信号,该控制电路包括第一和第二占空比控制模式以响应所述反馈信号来切换所述开关以调节传送到功率变换器输出端的功率,其中该控制环增益在第一和第二占空比控制模式之间的转换期间基本上是恒定的。

[0016] 根据本发明的另一方面,提供一种调节从功率变换器的输入端传送到功率变换器的输出端的功率的方法,该方法包括:切换耦合到能量传输元件的电力开关,该能量传输元件耦合在功率变换器的输入端和输出端之间;通过控制电路控制所述电力开关的切换,该控制电路耦合到所述开关以调节从功率变换器的输入端传送到功率变换器的输出端的功率;利用耦合在电源输出端和控制电路之间的控制环来生成反馈信号,控制电路响应该反馈信号,该反馈信号具有控制环增益,该控制环增益在控制电路从包含在控制电路内的第一占空比控制模式转换到包含在控制电路内的第二占空比控制模式的期间基本上恒定。

附图说明

[0017] 本发明非限制性的和非穷举性的实施例参考附图被予以描述,其中除非另外强调,在各个视图中,相同的数字涉及相同的部分。

[0018] 图 1 为根据本发明的教导一般性地描述了一示例性的功率变换器的框图,该功率变换器采用了具有多种操作模式的控制电路。

[0019] 图 2 为根据本发明的教导一般性地图示了一示例性的具有多种操作模式的控制电路的控制波形。

[0020] 图 3 为根据本发明的教导一般性地图示了一示例性的具有多种操作模式的控制电路在不同的操作模式下的电流波形。

[0021] 图 4 为根据本发明的教导一般性地描述了另一示例性的功率变换器的框图,该功率变换器采用了具有多种操作模式的控制电路。

[0022] 图 5 为根据本发明的教导一般性地图示了另一示例性的具有多种操作模式的控制电路的控制波形。

[0023] 图 6A 为根据本发明的教导一般性地描述了用于一示例性的具有多种操作模式的控制电路的示例性的振荡电路。

[0024] 图 6B 为根据本发明的教导一般性地图示了一示例性的具有多种操作模式的控制电路的示例性的波形。

[0025] 图 7 为根据本发明的教导一般性地描述了实施多种操作模式的一控制电路的一部分。

具体实施方式

[0026] 公开了实施一具有多种操作模式的控制电路的方法和装置。在下述描述中,多个具体的细节被记载以利于对本发明的彻底的理解。然而,很显然,对于本领域技术人员而言,这些具体的细节对于实践本发明而言并不是必须要采用的。在其它的例子中,已知的材料或方法没有详细描述以避免使本发明不清楚。

[0027] 贯穿整个说明书,“一个实施例”意味结合实施例相关联的具体特征,结构或特点被包括在本发明的至少一个实施例中。因此,在本说明书中各个地方出现的词组“在一个实

施例中”并不必须都参见同一实施例。进一步,该特别的特征,结构或特点可在一个或多个实施例中以任何合适的组合和 / 或子组合被组合。此外,可以理解在此提供的附图是为了向本领域技术人员的解释,这些附图也没有必要按照比例绘制。

[0028] 下面将描述根据本发明的教导的具有多种操作模式的控制电路。本发明的示例包括用于制成具有多种操作模式的控制电路的方法和装置。

[0029] 图 1 根据本发明的教导一般性地图示了功率变换器 100 的框图,该功率变换器 100 包括具有多种占空比控制操作模式的控制电路。在一个示例中,功率变换器 100 为逆向变换器。必须注意的是,根据本发明的教导,在其它的示例中,功率变换器 100 也可以为任何一种功率变换器装置如正向变换器或 buck 变换器和可以为隔离的或非隔离的变换器。

[0030] 如图所示,控制电路 102 被耦合到开关 103,该开关的一个示例为 MOSFET 半导体开关。开关 103 被耦合到能量传输元件 106,该能量传输元件 106 通过整流桥 114 被耦合到交流输入电压 101,在一个示例中,控制电路 102 和开关 103 形成了集成电路 104 的一部分,该集成电路 104 可以被加工成如混合或单片集成电路。控制电路 102 被耦合以接收反馈信号 109,该反馈信号在一个示例中为电流信号,但同时根据本发明的教导也可以为电压信号。

[0031] 在一个示例中,控制电路 102 被耦合以调节传送到功率变换器 100 的功率变换器输出端 115 的功率。在一个示例中,被调节的具体输出参数为 DC 输出电压 107,但在不同的装置中可以为流入输出端 115 的输出电流。在一个示例中,根据反馈组件 111,116 和 112 两端的输出电压 107 而产生反馈信号 109。在一个示例中,控制电路 102 也使用反馈终端 105 以提供工作功率到控制电路 102。电容器 118 提供低阻抗源以存储用于给控制电路 102 供电的能量。然而,根据本发明的教导,在其它的实施例中,也同样可以使用分离反馈和电源终端的控制电路。

[0032] 在该示例中,控制电路 102 作为控制环的一部分被包括,该控制环也包括开关 103,能量传输元件 106,输出滤波器 113,齐纳二极管 111,电阻器 116,光电耦合器 112 和电容器 118。在一个示例中,该包括上述列出的组件的控制环具有增益特性,该增益特性响应反馈信号 109 以控制到功率变换器输出端 115 的功率传送。虽然控制环内所有的组件均影响控制环增益,但在所有状态下控制环的稳定性取决于控制器 102 对反馈信号 109 的响应。

[0033] 在一示例中,在控制器在占空比控制模式工作时,控制器 102 内的振荡器决定了开关 103 的一个切换循环周期,该振荡器将在下面参考图 6 中被详细描述。在一示例中,控制电路 102 也被耦合以接收响应于流入开关 103 的电流 108 的信号 120。在图 1 的示例中,信号 120 表示开关 103 两端的电压 119,虽然在其它示例中使用一个耦合导通经过开关 103 的电流 108 的电阻器以产生该信号。

[0034] 如图所示,控制电路 102 同样耦合到电阻器 121,在一个示例中,该电阻器设定了一个电流限制阈值电平。如果流入开关 103 的电流 108 超出了该阈值电平,开关 103 被控制电路 102 关闭。在一个示例中,一可选的电阻器 123 被耦合在节点 125 和 DC 母线 124 之间。该电阻器在节点 125 产生一信号,该信号随 AC 输入电压 101 的变化而变化,该信号调整上述电流限制阈值电平。该特征在需要操作大范围输入电压的功率变换器的应用中非常实用,因为改变电流限制阈值电平有助于维持恒定最大功率变换器输出功率容量,而不受输入电压的影响。

[0035] 图 2 一般性的图示了在控制电路 102 的一示例中响应反馈信号 109 的控制特性 200。特性 201 示出了控制电路占空比 204 对反馈信号 209 的响应。出于描述的目的,该反馈信号 209 被认为是电流信号。在区域 212,控制器 102 不响应反馈信号 209。对于功率变换器 100,该操作区域涉及当功率变换器没有调节传送到功率变换器输出端的功率的启动或故障状态,但是,在该示例中,功率变换器在最大占空比 217、100%峰值开关电流 216 和 100%振荡频率 218 处工作。在其它示例中,在区域 212,该功率变换器可以在最大占空比 217 或 100%峰值开关电流 216 和 100%振荡频率 218 处工作。

[0036] 然而,在反馈信号值 I_{c1} 207,占空比 201 开始被调节和在一个示例中,该峰值开关电流 202 也减少。在其它示例中,受功率变换器设计和输入电压的影响,该峰值开关电流可在反馈信号 209 的一个不同值时开始被调节。然而,在此处于描述的目的,占空比和峰值开关电流被假定在反馈信号大于 I_{c1} 207 时均减少。

[0037] 在反馈信号值 I_{c1} 207,该控制器进入第一占空比控制模式 219。在一个示例中,其是电压控制模式,其中利用固定开关频率来调节开关 103 的导通时间,处于描述的目的,该开关频率同样为控制器 102 内的振荡器的振荡频率,如特性曲线图 203 所示。在一示例中,在第一占空比控制模式 219 区域中振荡器可采用频率波动,该区域内开关频率被调制或平均大致为 100% 218。在示例中,频率波动为减少由功率变换器 100 产生的电磁干扰 (EMI) 的一项技术。

[0038] 如图 2 所示,当反馈信号 209 达到值 I_{c2} 208 时,峰值开关电流 205 的幅值达到阈值。在一个示例中,该峰值开关电流阈值为值 100% 216 的 55% 222。在其它示例中,该阈值 222 可以为值 100% 216 的任意百分比。在其它示例中,该作为值 100% 216 的百分比的值 222 也可以响应于功率变换器 100 的操作状态而变化。例如,图 1 中流经电阻器 122 的电流可以按照 AC 输入电压 101 的数值而变化。该信号可以被控制器 102 使用以按照 AC 输入电压 101 的数值而改变作为 100% 216 的百分比的值 222。因此,根据本发明的教导,该阈值 222 可以响应于 AC 输入电压 101 的幅值。在其它的示例中,图 1 中位于 F 终端 130 的电压决定了控制器 102 的 100%开关频率 218。在 F 终端 130 的电压能被控制器 102 使用以按照 100%开关频率 218 改变作为 100% 216 的百分比的值 222。因此,根据本发明的教导,在第一占空比控制模式 219 下,该阈值 222 可响应于控制电路 102 的开关频率。

[0039] 如示例的图示,在反馈信号值 I_{c2} 208,控制电路 102 在第一占空比控制模式 219 和第二占空比控制模式 220 之间转换。在一个示例中,第二占空比控制模式 220 为固定电流限制,可变的切换循环时间控制模式,其中控制电路 102 调节峰值开关电流至一固定值,同时当反馈信号 209 增加以调节传送到功率变换器 100 的输出端 115 的功率时调制开关频率 206 低于 100%值 218。在一个示例中,通过改变开关 103 的关断时间予而改变开关频率 206。因此,根据本发明的教导,控制电路 102 实施第一和第二占空比控制模式以调节传送到功率变换器 100 的输出端 115 的功率。

[0040] 如示例所图示,当反馈信号 209 达到值 I_{c3} 210 时,该开关频率 206 达到一阈值。在一个示例中,开关频率阈值 224 为 100% 218 值的 20%。因此,在反馈信号 209 为值 I_{c3} 210 时,根据本发明的教导,控制电路 102 在第二占空比控制模式 220 和第三占空比控制模式 221 之间转换。在一个示例中,第三占空比控制模式 221 为电压控制模式,但可以为任何上述占空比控制模式之一,其中控制电路 102 调节开关 103 的导通时间与整个切换循环时

间周期成比例。

[0041] 在一个示例中,20%频率阈值 224 正好高于音频范围如 20kHz 至 30kHz。此时,开关频率 206 不再减少以减少产生显著的音频噪声的风险。相反,峰值电流 205 被减少,其减少了能量传输元件中的峰值通量密度。在接下来的轻负载状态 213 中,当峰值通量密度已经通过此方式减少到例如峰值电流的 25% 223,功率变换器可以使用脉冲串模式或周期跳跃模式在音频范围内操作而不产生显著的音频噪声。控制电路 102 因此根据本发明的教导实现了第一,第二和第三占空比控制模式以调节传送到功率变换器 100 的输出端 115 的功率。

[0042] 在一个示例中,当反馈信号 209 达到值 I_{c4211} 时,控制电路 102 可又转换到下一个的操作模式。由于开关频率和峰值开关电流都从 100% 值大幅度减少,此时可能为非常轻的负载状态 213。因此在反馈信号大于值 I_{c4211} 时操作模式可以为脉冲串模式或周期跳跃模式,而不是占空比控制模式。

[0043] 在第一 219 和第三 221 占空比控制区域内的峰值开关电流 205 减少的斜率不必须为如图 2 中所示的示例中所图示的线性。例如,如果流经开关 103 的电流在第一占空比控制模式 219 期间从连续模式转换到不连续模式时,该斜率将改变,因为峰值开关电流 205 和开关占空比 204 之间的关系在连续和不连续操作模式之间变化。此外,在第一 219 和第三 221 占空比控制区域的峰值开关电流 205 减少的斜率将依赖于功率变换器 100 的输入电压 101 值而变化。

[0044] 图 3 为根据本发明的教导一般性地图示了一示例性的具有多种操作模式的控制电路的不同操作模式的电流波形。例如,图 3 中图示了开关 103 的电流 108 为波形 308 以进一步解释上述描述。必须注意所示不连续电流波形仅仅为解释目的。其它例子中,值得注意的是,在不同的负载和线性状态下可通过图示连续电流波形或连续电流波形和不连续电流波形的混合以解释本发明的教导。

[0045] 301 内所示的波形图示了在第一占空比控制模式 219 内开关 103 的电流波形的一个示例。在该模式下,峰值电流值 307 变化而在一个示例中该循环时间 $T_{cycle309}$ 保持固定。该峰值电流 307 也可以在如图 2 所示的电压模式控制内通过控制导通时间 T_{on306} 而改变。在其它的示例中,在电流模式控制的情形下,该峰值电流 307 也能直接通过调制 I_{pk} 307、响应于反馈信号 109 的峰值开关电流 108 而改变。在其它的示例中,如在准谐振或谐振模式变换器内的情况那样, I_{pk} 307 和 T_{cycle} 309 能被改变以调节传送到功率变换器的输出端的功率。在其它的示例中, T_{on} 306 能被改变而 T_{off} 323 被固定。

[0046] 无论对第一占空比控制模式 219 使用哪种控制方案,当峰值开关电流 307 达到阈值 322 时都将转换到第二占空比控制模式 220。该峰值开关电流为功率变换器输出端上输出负载的一个测量值,并且通过控制电路 102 被检测,无需例如底部探测 (BD) 终端的额外终端,从而减少了控制电路 102 的成本。

[0047] 当峰值开关电流 307 达到阈值 322,控制电路 102 操作从而转换到第二占空比控制模式 220,如波形 302 所示。在控制区域 220 的第二占空比控制模式内, I_{pk} 312 被调节到一固定值 322 而 T_{cycle} 324 时间被改变以调节传送到功率变换器 100 的输出端的功率。在一个示例中,通过调制关断时间 T_{off} 310 而改变 T_{cycle} 时间 324。

[0048] 当 T_{cycle} 324 达到 T_{cycle} 313 的阈值时,控制电路 102 转换到第三占空比控制

模式,如波形 303 所示。与上述波形 301 的描述相同,在第三占空比控制操作模式下 I_{pk} 314 和 T_{on} 315 均改变。然而,参见上述波形 301 的描述,根据本发明的教导,所采用的控制模式可以为电压模式、电流模式、准谐振模式、谐振模式或导通时间可变而关断时间固定的控制模式之一。

[0049] 无论在第一占空比控制模式 219,第二占空比控制模式 220 和第三占空比控制模式 221 内的控制方案如何,参见图 1 中所讨论的控制环的稳定性很重要。尤其在转换发生在高负载状态的情形下,而不是过去典型的已知的被应用于轻负载状态的脉冲串式和周期跳跃模式的情形下。这意味着这些转换将在普通功率变换器操作时发生,而不是只在备用或无负载状态下。

[0050] 因此,无论控制方案如何,控制电路 102 的增益能参见图 2 中所示的占空比传输特性 201 来表征。该特性将图 3 中的开关导通时间 306,311 和 315 与切换循环周期 309,324 和 313 相关联。如图 2 所示,通过标识 214,在 I_{c1} 207 和 I_{c4} 211 之间的线性区域内,控制电路 102 的增益正比于曲线 201 的斜率的幅值。

[0051] 因此,操作多种占空比控制模式依赖与维持曲线 201 的斜率的能力,尤其当操作在第一 219 和第二 220 占空比控制模式之间和在第二 220 和第三 221 占空比控制模式之间转换时。根据本发明的教导,如果这被实现,当控制电路 102 从第一 219 到第二 220 和第二 220 到第三 221 占空比控制模式之间转换时,功率变换器 100 的整个控制环增益将基本上不受影响。此外,如果曲线 201 的斜率在该方式下被保持,根据本发明的教导,无需在操作模式之间引入滞后,由于当改变操作模式时环内增益的电势变化,该滞后在过去已知的功率变换器内是必须的。

[0052] 图 4 为根据本发明的教导一般性的示意了采用具有多种操作模式的控制电路的另一功率变换器的示例的示意图。可以理解,图 4 中所示的功率变换器 400 的示例的描述极大的简化了上述讨论中的数学描述。可以看见,图 4 中所示的功率变换器 400 的示例与图 1 中的功率变换器 100 具有很多相同的特征。然而,光耦合器 412 耦合于反馈管脚 FB 413 和源电位 411 之间。因此,控制器 402 具有分离的从偏置电容器 410 直接供电的 V_{cc} 电源端 412。

[0053] 在示例中,由于光耦合器 412 的连接,控制电路 402 对反馈电流 I_{fb} 409 的增加的响应为增加开关 403 的占空比。与图 1 中的示例性的装置相比,图 1 中在 I_{c1} 207 和 I_{c4} 211 之间的区域中当反馈信号增加时占空比线性下降,而在图 4 中的示例性装置中在同样的操作区域,当反馈信号增加时占空比线性增加。

[0054] 该特征在图 5 中示意,图 2 中所示的特性被重新绘制以图示具有反馈信号相对于占空比相反的斜率的曲线 201 的线性区域,使得占空比随增加的反馈信号 509 而增加或占空比正比于反馈信号。虽然特性 501 被图示为随反馈信号增加而线性增加,但是仅仅需要特性的斜率 514 在第一 519 与第二 520 和第二 520 与第三 521 占空比或 PWM 控制模式之间转换时基本上为常数,以确保控制环增益在占空比或 PWM 控制模式之间转换时为常数。

[0055] 特性曲线 501 能通过数学方式描述如下:

[0056]
$$\text{DutyCycle} = k \times I_{fb} \quad (1)$$

[0057] 其中 K 为特性曲线 501 的斜率。参见图 3 的波形和公式 350:

$$[0058] \quad DutyCycle = \frac{T_{on}}{T_{cycle}} \quad (2)$$

[0059] 结合等式 (1) 和 (2) 得到：

$$[0060] \quad k \times Ifb = \frac{T_{on}}{T_{cycle}} \quad (3)$$

[0061] 在一个示例中,在第一占空比或 PWM 控制模式 519 期间,该开关频率 506 以及切换循环时间周期 (T_{cycle}) 为固定。重新组织等式 3 得到：

$$[0062] \quad T_{on} = k_2 \times Ifb \quad (4)$$

[0063] 其中 $k_2 = k \times T_{cycle}$ 。

[0064] 在一个示例中,在第二占空比控制模式 520 时,峰值开关电流为常数。 T_{cycle} 为 T_{on} 和 Ifb 的函数,重新组织等式 3 得到：

$$[0065] \quad T_{cycle} = \frac{T_{on}}{k \times Ifb} \quad (5)$$

[0066] 因此,在第二占空比控制模式内,切换循环时间周期 (T_{cycle}) 正比于开关导通时间 (T_{on}) 和反馈电流 (Ifb) 的比值。由于等式 4 和 5 都从等式 3 中得到,在第一 519 到第二 520 占空比控制模式的转换时,特性曲线 501 的斜率以及功率变换器增益为常数。

[0067] 在一个示例中,在第三占空比控制模式 521 时,开关频率 506,以及切换循环周期 (T_{cycle}) 又被固定。因此,在从第二 520 到第三 521 占空比控制模式的转换期间,控制器 402 的操作反向改变开关 403 的导通时间,因此等式 (4) 又被采用,虽然在一个示例中 T_{cycle} 值与第一占空比控制模式期间的值不同。因此,特性曲线 501 的斜率以及功率变换器增益在从第二 520 到第三 521 占空比控制模式的转换期间均为常数。

[0068] 在第一占空比操作模式下,根据等式 4 的关系,开关导通时间 T_{on} 直接正比于反馈信号 Ifb 的幅值。此外,在通过等式 5 的关系所描述的第二占空比操作模式下,切换循环时间周期正比于开关导通时间和反馈信号的比值。进一步,在一个示例中,在第三占空比控制操作模式下,等式 4 又被采用,因此开关导通时间 T_{on} 直接正比于反馈信号 Ifb 的幅值。下述阐述描述了能用于控制电路以提供上述功能的详细的电路实现的一个示例。

[0069] 特别的,图 6A 图示了振荡器电路 600 的一个示例,该振荡器电路 600 将根据上述操作模式的需要提供一固定的或可变的 T_{cycle} 时间。图 6B 示意了波形 601 的一个示例,该波形一般性的示意了电容器 627 两端的振荡器电压 $T_{th}+V_{osc}$ 。在该示例中,电容器 627 在电压电平 651 和 652 之间被交替充电和放电以提供 T_{cycle} 时间 653。在一个示例中,通过改变 I_{dn} 放电电流 650 的值同时 I_{up} 628 保持不变来改变 T_{cycle} 。当电容器 C 627 上的电压达到两个振荡器阈值电平 V_{th} 652 和 V_m+V_{th} 651 时,开关 657 和 630 被交替切换,使用开关 631 和 632 将 V_{th} 652 和 V_m+V_{th} 651 依次与比较器 633 连接和断开。

[0070] 在一个示例中,输出信号 655 被耦合到开关如图 4 中的开关 403 和决定在每个切换循环的起始处开关 403 被导通的时刻。其它的逻辑电路将决定每个切换循环内开关被关断的时刻,这将在下面参看图 7 叙述。图 6 中示例的波形 601 显示了电容器 627 两端出现的振荡器电压 $V_{th}+V_{osc}$ 。出于描述目的,在后述数学描述中,识别电压电平 $V_{osc@ton}$ 657 是很有帮助的,该电压电平为在开关 403 的导通时间结束时电容器 627 两端超出 V_{th} 的电压。开关 403 的导通时间在时刻 658 启动,在时刻 659 开关 403 关断。该开关 403 在每个

振荡器循环期间的导通时间为 T_{on} 660。

[0071] 通过识别时刻和振荡器电压、开关的导通时间结束时的 $V_{osc@ton}$ 657, 就可以根据振荡器 600 的振荡器参数描述 T_{on} 和 T_{cycle} 。

$$[0072] \quad T_{on} = \frac{C}{I_{up}} \times V_{osc@ton} \quad (6)$$

$$[0073] \quad T_{cycle} = V_m \times C \times \left(\frac{1}{I_{up}} + \frac{1}{I_{dn}} \right) \quad (7)$$

[0074] 通过等式 (6) 和 (7) 所定义的关系, 在等式 3 中替换 T_{on} 和 T_{cycle} 将提供维持控制环增益基本上恒定而与控制电路的操作模式无关的必要关系, 根据振荡器电路参数:

$$[0075] \quad k \times I_{fb} = \frac{\frac{C}{I_{up}} \times V_{osc@ton}}{V_m \times C \times \left(\frac{1}{I_{up}} + \frac{1}{I_{dn}} \right)} \quad (8)$$

[0076] 等式 8 的下列操作是为了使得 I_{dn} 为研究对象, 根据在先描述, 正是参数 I_{dn} 被改变以提供控制。

[0077] 在电路实施的一个示例中, 常数 k 为固定电流源, 因此:

$$[0078] \quad k = \frac{1}{I_o} \quad (9)$$

[0079] 重新调整等式 8 和替换 k 得到:

$$[0080] \quad I_{fb} \times V_m \times \frac{1}{I_{up}} + I_{fb} \times V_m \times \frac{1}{I_{dn}} = \frac{I_o}{I_{up}} \times V_{osc@ton} \quad (10)$$

[0081] 调整等式 10 以消除分母得到:

$$[0082] \quad (I_{fb} \times V_m \times I_{dn}) + (I_{fb} \times V_m \times I_{up}) = I_o \times I_{dn} \times V_{osc@ton} \quad (11)$$

[0083] 进一步调整等式 11 以使得 I_{dn} 为研究对象得到:

$$[0084] \quad I_{dn} = \frac{I_{fb} \times I_{up}}{I_o \times \frac{V_{osc@ton}}{V_m} - I_{fb}} \quad (12)$$

[0085] 根据本发明的教导, 基于开关导通时的振荡器电压、 $V_{osc@ton}$ 的电路根据等式 12 设置值 I_{dn} , 将因此保持控制环增益基本上恒定, 而与控制电路的操作模式无关。

[0086] 很显然, 除了变化 I_{dn} 放电电流 650 的值的同时保持 I_{up} 628 固定之外还有很多其它的方式改变 T_{cycle} 。例如可以通过保持 I_{up} 628 和 I_{dn} 650 恒定但在闭合开关 657 或 630 之前引入可变延时来改变振荡器循环时间 T_{osc} 。根据本发明的教导, 通过将可变延时设定成电压电平 $V_{osc@ton}$ 657 的函数, 能按照等式 3 的关系改变 T_{cycle} , 从而使得保持控制环增益基本上恒定而与控制电路的操作模式无关。

[0087] 图 7 中根据本发明的教导一般性的示意了实现等式 12 的控制电路的一部分的一个示例。如示例所示, 电路 750 具有终端 411, 412, 413 和 450, 在一个示例中上述终端与图 4 中所示的电路的各个节点相对应。在一个示例中, 反馈信号 I_{fb} 700 与图 4 中的反馈信号 409 是等同的。在另一个示例中, 反馈信号 I_{fb} 700 可以为内部信号, 该内部信号由图 1 中反馈电流 I_c 109 的倒置而生成。在一个示例中, 晶体管开关 726 分别等同于图 1 和图 4 中的开关 103 和 403。振荡器 790 等同于图 6A 中的振荡器 600, 其中晶体管 720 相应于图 6A

中的 I_{dn} 电流源 650。

[0088] 根据本发明的教导,在该示例中,电路 750 的全部功能通常为捕捉开关 726 的导通时间结束时的振荡器电压 V_{osc} 753,并使用该电压 $V_{osc@ton}$ 根据等式 12 的关系来设定需要的电流 I_{dn} 752。

[0089] 在示例中所示,电路 750 包括由晶体管 702,703,709 和 710 组成的乘法电路。该乘法电路的操作使得流经晶体管 702 和 703 的电流乘积等于流经晶体管 709 和 710 的电流乘积。很显然,如果流经晶体管 702,703,709 和 710 的电流如下设定,则等式 12 将可被建立:

$$[0090] \quad \text{在 702 流经的电流} = I_{up} \quad (13)$$

$$[0091] \quad \text{在 703 流经的电流} = I_{fb} \quad (14)$$

[0092]

$$\text{在 709 流经的电流} = I_o \times \frac{V_{osc@ton}}{V_m} - I_{fb} \quad (15)$$

$$[0093] \quad \text{在 710 流经的电流} = I_{dn} \quad (16)$$

[0094] 从图 7 中,值得注意的是,流经晶体管 702 和 703 的电流分别为 I_{up} 和 I_{fb} 。如示例所示,电流源 701 为与电流源 728 相分离的电流源,但提供了基本上同样的电流。

[0095] 在该示例中,流经晶体管 709 的电流通过以下方式建立以提供等式 15 的关系。通过匹配晶体管 715 和 716,将它们操作在它们的线性工作区间并通过由晶体管 707 和 708 构成的电流镜将它们耦合,在晶体管 715 和 716 两端的电压将相同,以使得下述关系成立:

$$[0096] \quad \frac{I_o}{V_m} = \frac{I_x}{V_{osc}} \quad (17)$$

[0097] 因此:

$$[0098] \quad I_x = \frac{I_o \times V_{osc}}{V_m} \quad (18)$$

[0099] 由于在等式 12 中的所关心的具体项采用了在开关导通结束时刻的开关关断时刻的振荡器电压 $V_{osc@ton}$,等式 18 可重新写成:

$$[0100] \quad I_x = \frac{I_o \times V_{osc@ton}}{V_m} \quad (19)$$

[0101] 为实现等式 12 的分母,其仅仅保留以减去 I_{fb} 。在图 7 的电路中,流经晶体管 716 的电流包括 I_{fb} ,该电流在节点 756 被求和。该 I_{fb} 通过由晶体管 704 和 705 构成的电流镜产生,该电流镜镜像流经晶体管 703 的电流。因此从等式 19 中,流经晶体管 709 的电流为:

[0102]

$$\text{流经晶体管 709 的电流} = I_o \times \frac{V_{osc@ton}}{V_m} - I_{fb} \quad (20)$$

[0103] 因此,通过由晶体管 702,703,709 和 710 组成的乘法电路的操作,流经晶体管 710 的电流为 $I_{dn}(t)$ 。电流 $I_{dn}(t)$ 751 被表述成时间的函数,由于该电流将随电压 $V_{th}+V_{osc}$ 753 而变化。然而,为满足等式 12 的关系,需要在开关 726 导通时间结束时刻计算 $I_{dn}(t)$ 751 的值,将在下面叙述。

[0104] 如示例所示,电流 $I_{dn}(t)$ 通过晶体管 712 和 713 被反射。晶体管 712 和 713 构成

了逻辑电路 757 的一部分,该逻辑电路 757 确定开关 726 在每个切换循环内的关断时刻,根据本发明的教导,该关断时刻取决于占空比控制操作模式,可以包括流经开关 726 达到阈值的电流,或开关 726 的循环时间达到阈值,等等。然而,由于在该示例中,为提供等式 12 的关系的电路 750 的操作被具体地设计成为恒定而与开关 726 被关断的原因无关,从而提供了基本上恒定的增益而与占空比控制的操作模式无关,因此该逻辑的细节并没有进一步详细讨论。

[0105] 继续该示例, $I_{dn}(t)$ 751 也通过晶体管 714 被反射并依次再次通过由晶体管 719 和 720 构成的电流镜被反射。然而,晶体管 719、开关 722 和电容器 721 形成采样和保持电路。该电路的功能为当开关 726 关断时捕捉并保持 $I_{dn}(t)$ 值。为执行该功能,开关 722 被耦合以接收开关 726 的门极驱动信号 758。当门极驱动信号 758 为低,开关 722 被打开,电容器 721 保持正比于开关 726 的关断时刻的 $I_{dn}(t)$ 值的电压。通过该方式,在开关 722 打开后流经晶体管 720 的电流 I_{dn} 752 不再随时间变化且根据等式 12 的关系基本上固定在开关关断时刻的电流值 $I_{dn}(t)$ 。由此,根据本发明的教导,电容器 727 的放电电流基于等式 12 的关系被确定,而与占空比控制操作的模式无关。

[0106] 发明上述描述的示例,包括摘要中的描述,都不是为了穷举或限制本发明公开的具体形式。本发明的具体的实施例和示例在此为叙述需要而描述,不偏离本发明的更宽的精神和范围下的各种等同的修改是可能的。事实上,很清楚,具体的电压,电流,频率,功率范围值,时间等等被提供是出于解释的目的,根据本发明的教导,其它的各种数值在其它的实施例和示例中可同样被采用。

[0107] 这些修改能根据上述详细描述被用于本发明的示例中。权利要求中的各种术语不被解释成限制本发明为权利要求和说明书中公开的具体的实施例。相反,保护范围完全通过下述权利要求被确定,权利要求根据确定的权利要求解释的原则而被解释。当前的说明书和附图被当作是示意性的而不是限制性的。

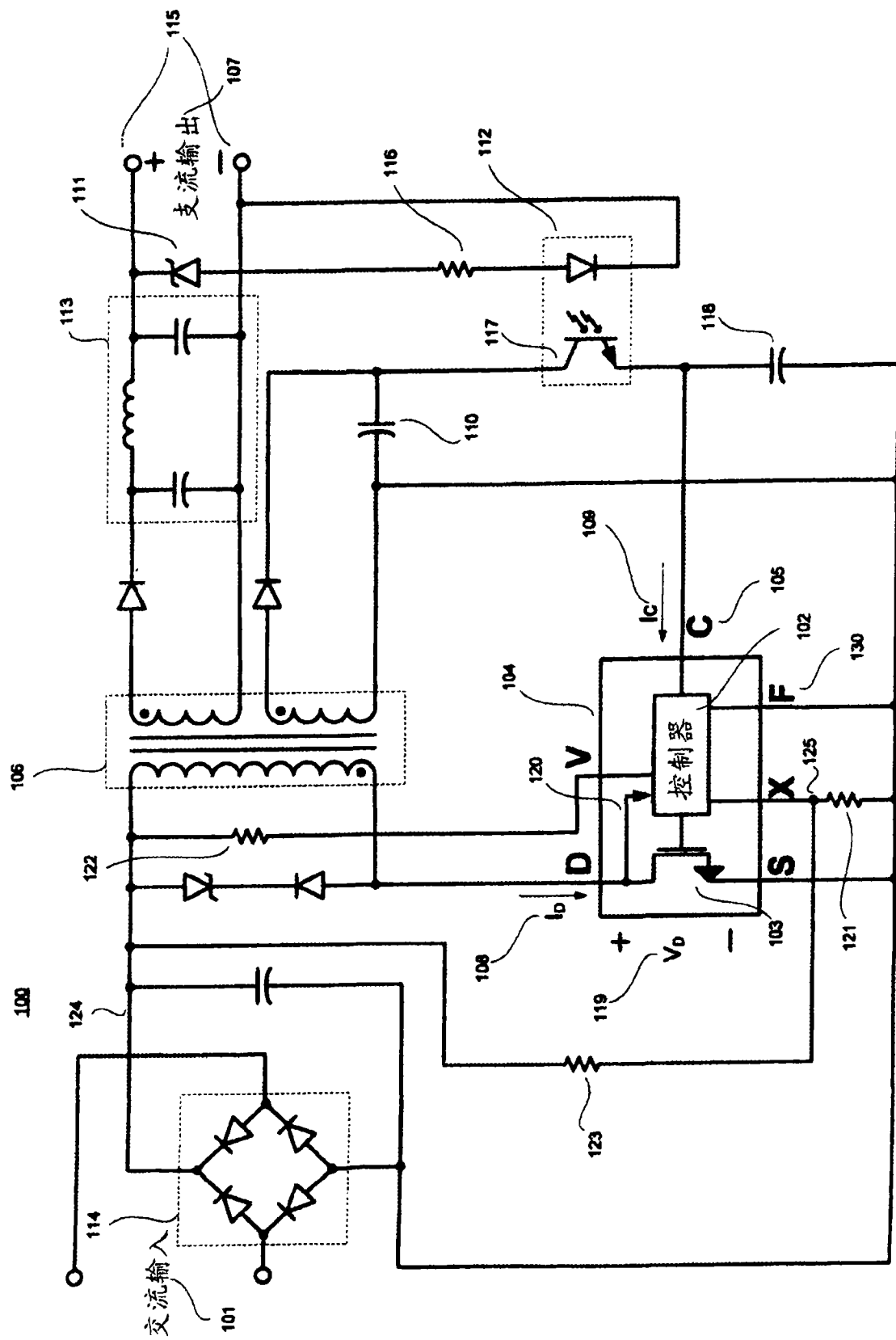


图 1

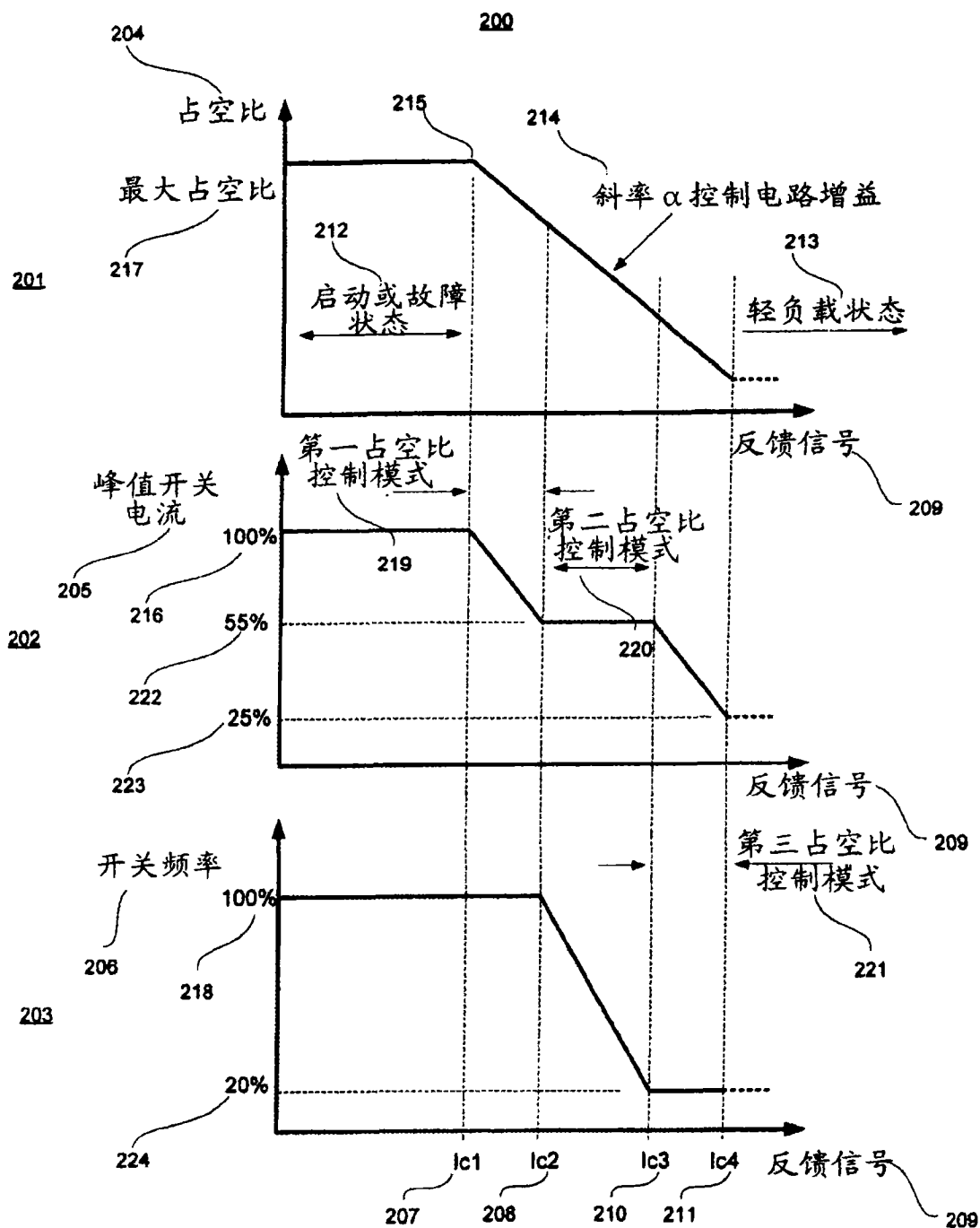


图 2

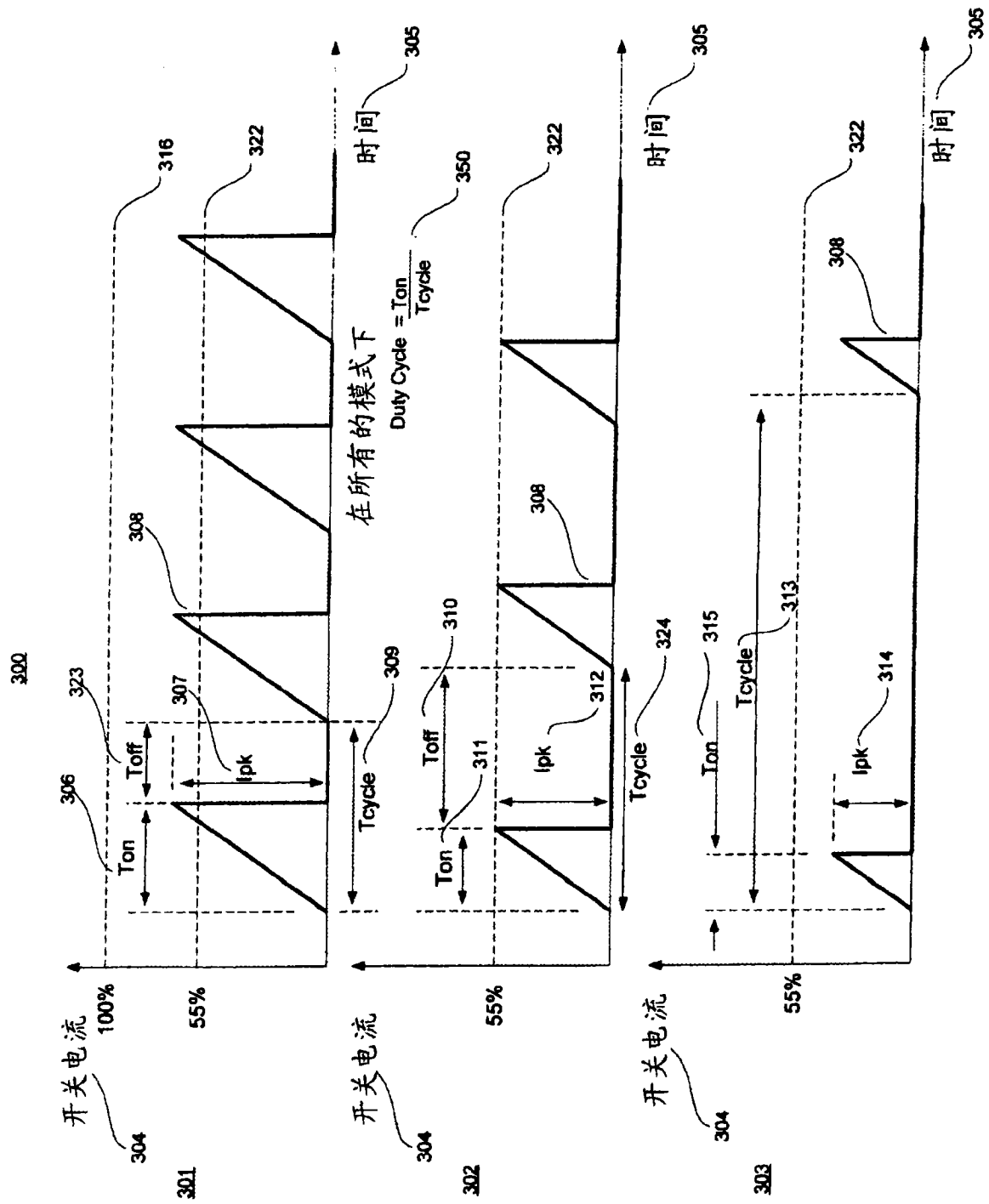


图 3

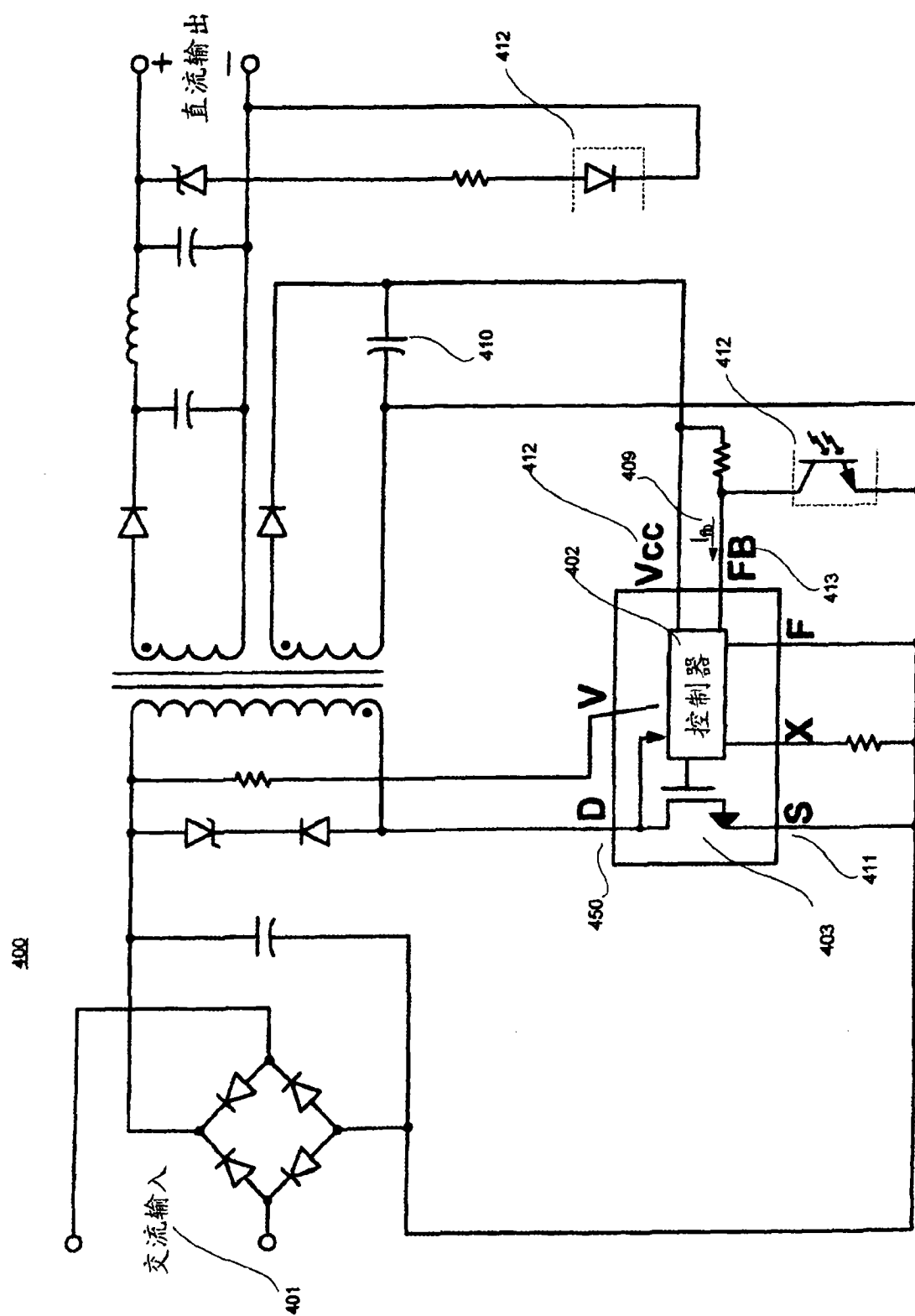


图 4

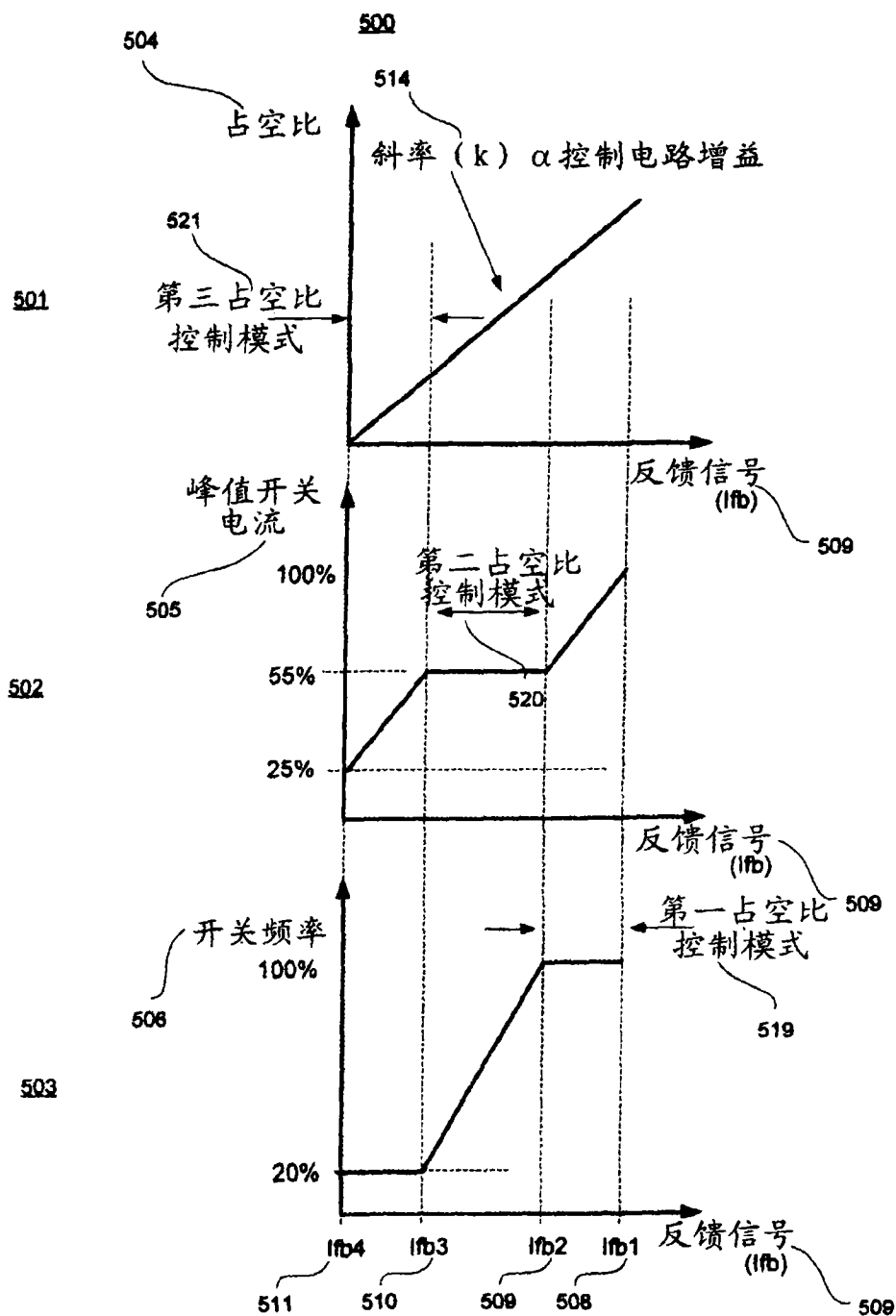


图 5

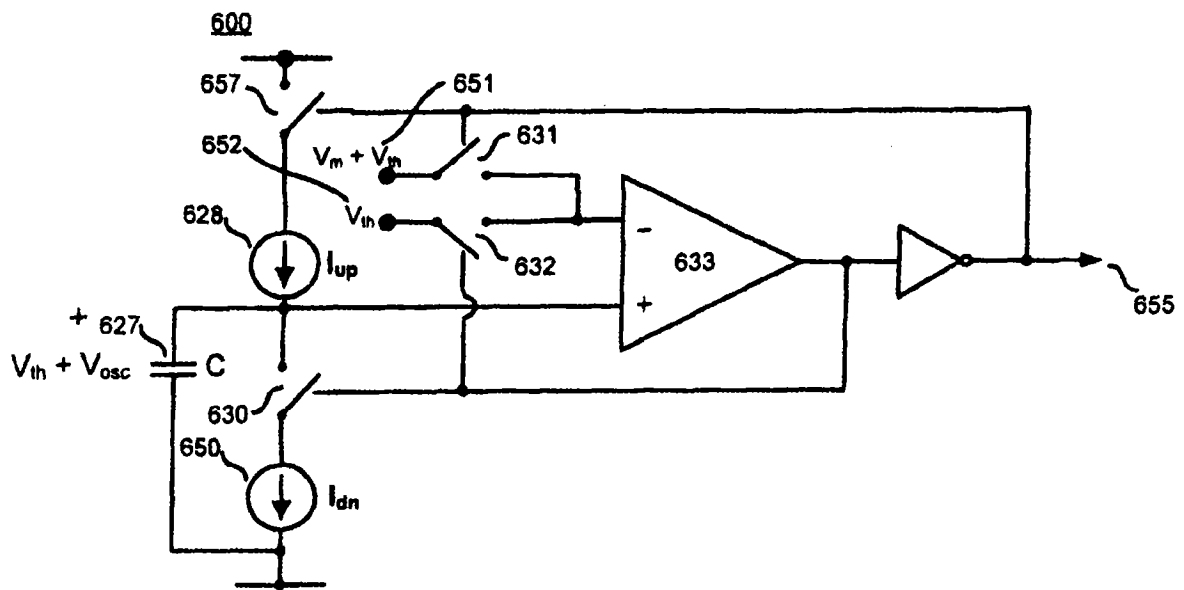


图 6A

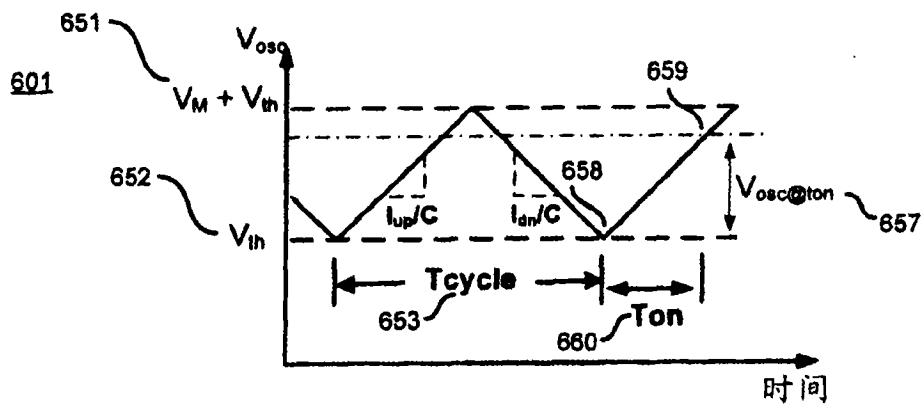


图 6B

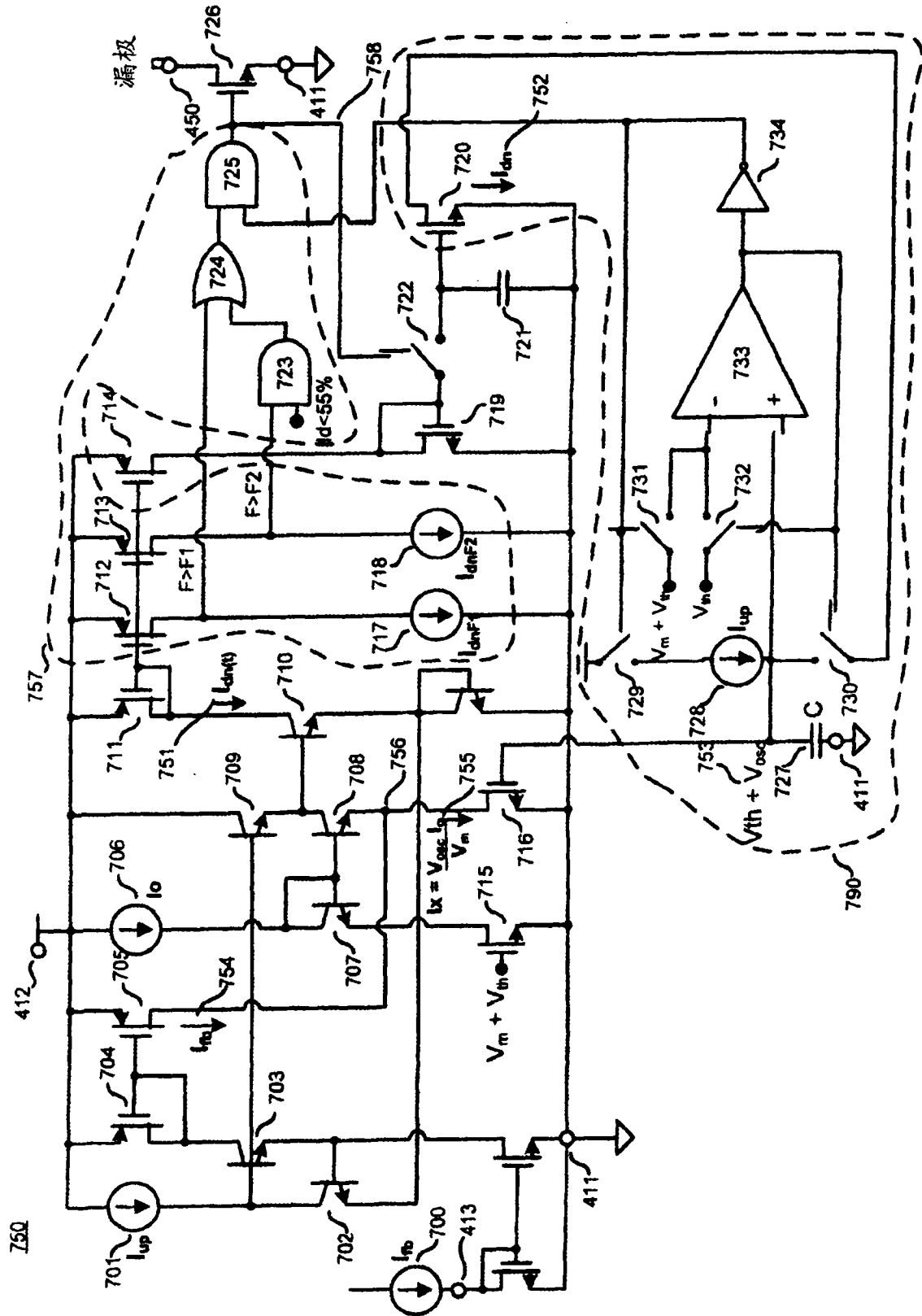


图 7