(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103069714 B
(45)授权公告日 2016.05.04

(21)申请号 201180039028.0

(22)申请日 2011.08.05

(30)优先权数据
10172725.3 2010.08.13 EP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2013.02.07

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/IB2011/053500 2011.08.05

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2012/020363 EN 2012.02.16

(73)专利权人 皇家飞利浦电子股份有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬

(72)发明人 H·胡伊斯曼

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司 72002
代理人 黄云铎 陈松涛

(51)Int.Cl.
*H03F 3/217*(2006.01)
*G01R 33/385*(2006.01)

(56)对比文件
US 6593806 B1,2003.07.15,
US 2006/0208798 A1,2006.09.21,
US 2007/0029959 A1,2007.02.08,
CN 101013861 A,2007.08.08,
US 7352220 B2,2008.04.01,
US 2008/0180166 A1,2008.07.31,
CN 101501976 A,2009.08.05,

审查员 杜锦锦

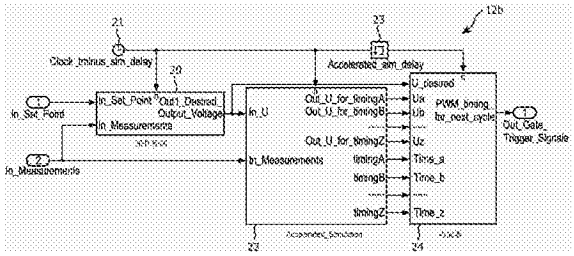
权利要求书2页 说明书9页 附图9页

(54)发明名称

切换模式的供电设备和方法

(57)摘要

本发明涉及一种切换模式的供电设备和一种相应的方法。为了有效补偿由在对所述设备的切换功率放大器中的死区时间和电压下降造成的非线性，提出了一种设备，其包括切换功率放大器(14)，所述切换功率放大器用于放大由外部信号源(11)供给的信号并用于向负载(15)供给负载电压和/或负载电流；并且包括控制单元(12；12b)，所述控制单元用于基于定时设置控制所述切换功率放大器的切换，所述控制单元适于基于关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息，通过预测对于针对期望负载电压和/或负载电流的至少两个定时设置，特别是多个定时设置的平均负载电压和/或负载电流，来模拟所述切换功率放大器的行为。




CN 103069714 B

1. 一种切换模式的供电设备，包括：

切换功率放大器 (14)，其用于放大由外部信号源 (11) 供给的信号并且用于向负载 (15) 供给负载电压和 / 或负载电流，以及

控制单元 (12 ;12b)，其用于基于定时设置来控制所述切换功率放大器的切换，所述控制单元适于基于关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息，通过预测对于针对期望负载电压和 / 或负载电流的至少两个定时设置的平均负载电压和 / 或负载电流，来模拟所述切换功率放大器的行为。

2. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于通过选择属于最接近所述期望负载电压和 / 或负载电流的预测的平均负载电压和 / 或负载电流的定时设置，从用于预测平均负载电压和 / 或负载电流的定时设置中选择用于控制对所述切换功率放大器进行切换的定时设置。

3. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于通过在属于最接近所述期望负载电压和 / 或负载电流的预测的平均负载电压和 / 或负载电流的各定时设置之间进行内插，来确定用于控制对所述切换功率放大器进行切换的定时设置。

4. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 包括采样控制电路 (20)，所述采样控制电路用于根据关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息和设置点来确定所述期望负载电压和 / 或负载电流。

5. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于预测对于预定数量的定时设置的平均供给电压和 / 或供给电流。

6. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

还包括感测器件 (13)，所述感测器件用于感测关于所述切换功率放大器的当前状态的所述状态信息。

7. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于预测针对下一个切换周期的平均负载电压和 / 或负载电流。

8. 根据权利要求 1 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于预测对于随后的时间间隔的平均负载电压和 / 或负载电流。

9. 根据权利要求 5 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述控制单元 (12 ;12b) 适于预测对于从 2 到 25 范围内的数量的定时设置的平均供给电压和 / 或供给电流。

10. 根据权利要求 6 所述的切换模式的供电设备，

其中所述感测器件 (13) 用于感测所述切换功率放大器的内部电流和 / 或电压，和 / 或感测所述切换功率放大器和 / 或所述供电设备的一个或多个元件的温度。

11. 根据权利要求 8 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述随后的时间间隔等于控制循环或在 1 到 200 微秒范围内。

12. 根据权利要求 11 所述的切换模式的供电设备，

其中，所述随后的时间间隔在 5 到 50 微秒的范围内。

13. 一种切换模式的供电方法，包括下述步骤：

通过切换功率放大器放大由外部信号源供给的信号并且向负载供给电压和 / 或电流，以及

通过模拟所述切换功率放大器的行为，基于定时设置控制所述切换功率放大器的切换，所述模拟是基于关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息，通过预测对于针对期望负载电压和 / 或负载电流的至少两个定时设置的平均负载电压和 / 或负载电流进行的。

14. 一种包括负载 (15) 的装置，所述负载要被提供负载电压和 / 或负载电流，所述装置包括：

如权利要求 1 所述的切换模式的供电设备 (10)，其用于向所述负载供给负载电压和 / 或负载电流。

# 切换模式的供电设备和方法

## 技术领域

[0001] 本发明涉及一种切换模式的供电设备和一种相应的方法。而且，本发明涉及一种装置，其包括要被提供负载电压和 / 或负载电流的负载。

## 背景技术

[0002] 由于输出级的切换行为，对功率放大器进行切换通常受到非线性的影响。这些非线性的确切的性质不仅依赖于使用的（一个或多个）功率半导体的类型，也依赖于在负载和驱动侧处的（一个或多个）连接电路。在精确功率应用中，例如用于磁共振成像（MRI）的运动控制和梯度放大器，对这些非线性的补偿是强制的，因为大多数情况下在控制系统中使用前馈通道。

[0003] US 2006/208798 A1 公开了一种操作 D 类放大器输出级的方法，其补偿了在输出级的切换中，在死区时间内由残余负载电流引入的非线性。所述放大器输出级包括输入、门控驱动器电路、两个输出晶体管、输出和电流感测电路。所述晶体管串联在电源的各终端之间。当他们被关闭时，残余负载电流流过所述晶体管。所述门控驱动器电路基于所述残余负载电流流过所述晶体的方向增大或减小驱动所述晶体管的信号的占空比，从而令放大器输出的占空比保持基本上恒定并且等于放大器输入的占空比。

[0004] 如在US 2006/208798 中所示的，通过（仅）使用负载电流的方向进行补偿能够获取的准确性是有限的。为了获取更好的结果，能够使用基于模型的方式，例如使用查找表来预测系统在下一个感兴趣时间周期上的行为。

[0005] 用于填充这样的查找表的一种可能的方法是对上面提到的参数的所有组合重复地对电路脱线进行模拟，并且将所得的平均电压存储于查找表中。能够通过使用查找表的条目找到切换定时的合适的补偿，并且如果需要，使用内插法来找到恰好针对电路状态的组合的电路行为的近似值，所述近似值由控制器在控制时间间隔的开始处测量。这样的解决方案原则上是可能的，但是，如果要完全实施，需要考虑内存资源。即便利用当前可用的丰富且便宜的内存装置，由于在这样的方式中固有的指数增长规律，这样的方式在准确性上和能够使用的状态变量的数量上是有限的。

## 发明内容

[0006] 本发明的目标是提供一种切换模式的供电设备和一种相应的方法，其能够有效补偿在所述切换模式的供电设备的切换功率放大器中由死区时间和电压下降造成的非线性。

[0007] 在本发明的第一方面中，给出了一种切换模式的供电设备，包括：

[0008] 切换功率放大器，其用于放大由外部信号源供给的信号以及用于向负载供给负载电压和 / 或负载电流，以及

[0009] 控制单元，其用于基于定时设置来控制所述切换功率放大器的切换，所述控制单元适于基于关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息，通过预测对于针对期望负载电压和 / 或负载电流的至少两个定时设置，特别是多个定时设置的平均负载电压和 / 或负

载电流，来模拟所述切换功率放大器的行为。

[0010] 在本发明的又一方面中，给出了一种包括负载的装置，所述负载要被提供负载电压和 / 或负载电流，所述装置包括 ：

[0011] 负载，其要被提供负载电压和 / 或负载电流，以及

[0012] 根据本发明提出的切换模式的供电设备，其用于向所述负载供给负载电压和 / 或负载电流。

[0013] 本发明优选的实施例在从属权利要求中限定。应该理解到，声明的方法和声明的装置具有与所声明的切换模式供电设备以及在从属权利要求中所限定的优选实施例相似和 / 或相同的优选实施例。

[0014] 本发明提出一种备选的方式用于以加速的时间比例，通过使用循环模拟来可靠补偿由死区时间和电压下降造成的非线性。由于这种实施方式的固有的平行处理，完成这点所需的电路系统（例如基于现场可编程门阵列，FPGA）的尺寸显示出随着代表电路的复杂性的线性增长。利用现今的装置进行 10 倍的加速似乎是轻易可行的。例如，这样的实施方式允许在 2 微秒或更短时间中预测接下来的 20 微秒（在上面提到的系统中用于控制和 / 或切换最内层控制环路的周期的典型值）。

[0015] 加入感兴趣的额外电路特征（诸如装置温度和 / 或驱动器电路细节）在无需妨碍模拟速度的情况下是可行的，只要使用的实施方式包含足够的硬件资源。

[0016] 在此提到的由外部信号源供给的信号可以为由功率源提供的功率信号，但该信号通常为设置点，所述设置点通常由“主”控制器在微小的功率水平上供给。

[0017] 在优选的实施例中，所述控制单元适于通过选择属于最接近期望负载电压和 / 或负载电流的预测的平均负载电压和 / 或负载电流的定时设置，从用于预测平均负载电压和 / 或负载电流的定时设置中选择用于控制对所述切换功率放大器进行切换的定时设置。通过这种方式，通常能够获取高准确性的预测。

[0018] 根据另一实施例中，所述控制单元适于通过在属于最接近期望负载电压和 / 或负载电流的预测的平均负载电压和 / 或负载电流的各定时设置之间进行内插，来确定用于控制对所述切换功率放大器的切换的定时设置。通过这种内插能够获得最佳定时设置。

[0019] 优选地，所述控制单元包括采样控制电路，所述采样控制电路用于从关于所述切换功率放大器的当前状态的状态信息和设置点来确定期望负载电压和 / 或负载电流。所述采样控制电路特别适于基于设置点与测量信号的结合周期性地提供放大器的期望输出电压。

[0020] 在又一实施例中，所述控制单元适于预测对于预定数量的定时设置的平均供给电压和 / 或供给电流，特别是对于从 2 到 25 范围内的数量的时间设置的平均供给电压和 / 或供给电流。2 到 25 为合理的数量，但是其他数量也能够在实践中实施。

[0021] 所述切换模式的供电设备还可以包括感测器件，所述感测器件用于感测关于所述切换功率放大器的当前状态的所述状态信息，特别地，用于感测所述切换功率放大器的内部电流和 / 或电压，和 / 或感测所述功率放大器和 / 或供电设备的一个或多个元件的温度。这样的感测器件通常由公知的器件实施，诸如电流测量元件、电压测量元件、温度测量元件等。然而，对于如上面描述的使用公知器件难以获取的那些信号，也能够使用预测方法，例如，基于电路和 / 或装置行为的物理模型的使用的预测方法。这样的方式对于测量半导体

结点的温度是特别有意义的，测量半导体结点的温度通过公知器件是几乎不能达到的。

[0022] 而且，所述控制单元可以适于以高保真度预测对于下个切换周期的平均负载电压和 / 或负载电流。如果所述切换功率放大器用于前馈控制链中，这是特别重要的。

[0023] 在实际的实施中，所述控制单元适于预测对于随后的时间间隔的平均负载电压和 / 或负载电流，所述随后的时间间隔特别地等于控制周期或在 1 到 200 微秒范围内，特别是 5 到 50 微秒范围内。

## 附图说明

[0024] 参考下文描述的（一个或多个）实施例，本发明的这些和其他方面会变得明显并被阐述。在下面附图中

[0025] 图 1 示出了具有恒定电流负载和切换节点电容的相位臂，

[0026] 图 2 示出了用于改变输出电流的单个相位臂的关闭 / 打开切换，

[0027] 图 3 示出了用于改变输出电流的相位臂电压的平均值，

[0028] 图 4 示出了对于恒定（5A）电流，平均相位臂电压与负载的占空比的依赖性，

[0029] 图 5 示出了具有针对两个边缘进行补偿的定时的相位臂电压，

[0030] 图 6 示出了在应用补偿后的平均相位臂电压，

[0031] 图 7 示出了用于 MRI 梯度放大器的典型负载电路，

[0032] 图 8 示出了具有如图 7 所示负载的相位臂电压和滤波器电流的例子，

[0033] 图 9 示出了在附接实际负载的情况下平均相位臂电压与占空比的依赖性，以及更大比例的真实和理想行为间的差异，

[0034] 图 10 示出了一种根据本发明的切换模式的供电设备的框图，

[0035] 图 11 示出了功率放大器的示范性实施例，

[0036] 图 12 示出了如常规地用于切换模式的供电设备中的控制单元的已知实施例的框图，

[0037] 图 13 示出了根据本发明的用在如图 11 所示的切换模式的供电设备中的控制单元的实施例的框图，

[0038] 图 14 示出了一图表，其图示了根据本发明的定时设置的确定，以及

[0039] 图 15 示出了放大器的电路图，所述放大器具有电流源电源，并由具有电压源特性的电路加载。

## 具体实施方式

[0040] 切换功率放大器通常受由于输出级的切换行为而导致的非线性影响。在精确功率应用中，诸如用于精确运动控制和在磁共振成像（MRI）设备的梯度系统中，这些非线性的补偿是强制性的，因为在大多数情况下前馈通路用于控制系统中。

[0041] 非线性行为主要由在相位臂中关闭一个半导体并且打开另一个而花费的非零时间造成。通常，在关闭和打开事件之间引入所谓的死区时间，以制造对于在功率半导体、驱动级以及电路状态的不同实现间的定时差异的某种容忍。在死区时间内，两个功率半导体都被关闭，并且在切换节点上的电压主要由输出电流确定（同时切换节点的初始状态（电压）通常也是相关的）。对于一般具有电感特性的相位臂的负载，在特定时间跨度内的平均

电压是重要的。在死区时间内这种平均电压也依赖于切换节点电压。为了图示相关现象，通过绝缘栅双极晶体管（IGBT）和二极管建立的相位臂在图 1 中示出。

[0042] 从电压源给所述相位臂供应DC电压V_sup，并且从电流源给所述相位臂加载DC输出电流I_bridge。在切换节点上的组合电容显示为单个电容器Cnode。将测量装置mVnode并入以显示出切换节点电压的限定（definition），如在随后的图中示出的。

[0043] 根据输出电流的符号和值，在切换节点上的电压显示出变化的行为。使用对于 I_bridge 的各值，V_sup=100V、切换周期 20μs 以及 Cnode=8nF，来模拟电路运行。IGBT 实现为具有 100mΩ 串联电阻的理想的切换器。这是相当粗略的模型，其仅用于图示造成非线性的主要现象。在现实中，需要考虑功率半导体的详细的切换行为以及在图 1 中由 Cnode 代表的寄生装置电容的非线性。对于这个例子，节点电压对时间的波形在图 2 中示出。

[0044] 已经设置了功率半导体的定时（打开 / 关闭）从而使得使用 60% 的额定占空比和 2μs 的死区时间。在这个例子中的额定切换点位于 t=6μs（高到低转变）处和 t=14μs（低到高）处。由于死区时间，实际切换能够发生达到 1μs，即 50% 的死区时间间隔，或早或晚，如在图 2 中所示的。结果是，在死区时间间隔中的切换节点电压，并且因此这个电压在切换周期上的平均值，依赖于输出电流的符号和幅度。这种依赖性在图 3 中示出。

[0045] 在这个例子中，平均电压最显著的变化（即，在 -2A 到 +2A 输出电流之间，几乎 20 伏特的摆动）由死区时间造成。另外，对于更高的电流值能够观察到有限的斜率。这种斜率主要由因功率半导体的电阻行为造成的电压下降导致，同时也存在电压换向的影响，但是在这个例子中高于几安培，远小于电阻性的电压下降。

[0046] 如在图 3 中所示的能够通过调整驱动功率半导体的门控信号的占空比来补偿平均节点电压的下降或升高。能够使用如图 3 中所示的表格值来改变切换事件的定时从而修正对于在这个例子中（即，20μs）所考虑的间隔的平均节点电压。能够通过估计平均切换节点电压对占空比的依赖性来找到所需的（定时）修正量。对于 5A 的恒定电流负载的情况，这已经在图 4 中描绘出。

[0047] 在这种情况中，真实与理想行为之间的差异，如在图 4B 中所示的，是独立于占空比的。由此得出结论，补偿是能够轻易找出的，因为对于真实行为（在图 4A 中示出）的描绘图为直线。对于这种情况，用于补偿所需的唯一测量值为输出电流。

[0048] 应用补偿后的切换节点电压的波形在图 5 中示出。在图 5 的例子中，不仅平均相位臂电压被补偿，而且独立边缘的定时也被调整从而使完整电压波形的重心重新集中于 t=10μs 处。

[0049] 考虑这样的补偿另一方式为独立地处置时间间隔的第一半（时间从 0 到 10μs）和第二半（时间从 10μs 到 20μs）。对于以直线一路从 0 直到 100V 或者相反的电压边缘，在图 5 中的轨迹清晰地显示出在这个例子中边缘半程点恰位于 50V 处。对于由两段构成的边缘，情况会更加复杂，且这些边缘的重心也分别被重新定位在 t=6μs 和 t=14μs 的期望位置处。

[0050] 对于此处示出的情况，所述补偿能够带来几乎完美的结果，60 伏特的设置点值能够在几 mV 内实现。在图 6 中示出了所得的平均相位臂电压。

[0051] 如果“实际的”负载电路连接于相位臂，情况会变得更加复杂，因为输出电流现在包括纹波，并且因此随时间改变。在图 7 中示出典型的负载电路，如在 MRI 扫描器的梯度链

(de gradient chain)中使用的。

[0052] 所述负载电路包括滤波电感 Lfilt,滤波电容器 Cfilt,以及梯度线圈 Lgrad。通常,所述滤波电感为梯度线圈电感的大约 5%。如图 1,测量装置已经被加入到所述电路,以指示将要在随后图中示出的信号的起源。

[0053] 对于接下来的例子,将下列示范性参数配置给所述电路 :

[0054]

| 名称 | 值 | 含义 |
|---|---|---|
| Vdc | 100[V] | DC 供给电压 |
| I_Vf | 1[V] | IGBT 等效正向电压降 |
| I_Rf | 10[mΩ] | IGBT 等效微分电阻 |
| D_Vf | 1[V] | 二极管等效正向电压降 |
| D_Rf | 10[mΩ] | 二极管等效微分电阻 |
| Cnode | 2[nF] | 在切换节点上的电容 |
| Lfilt | 25[μH] | 滤波电感 |
| Cfilt | 10[μF] | 滤波电容 |
| Lgrad | 500[μH] | 梯度线圈电感 |

[0055] 为了简化,在滤波和梯度电感器中的损失(即串联电阻)在这个近似模型中被忽略,并且这些设置不意在反映对于现有梯度放大器的常用工作点。

[0056] 特别是当滤波器电流(图 7 中的 mIL)跨过零时,在下一控制循环内产生的平均切换节点电压难以通过分析来预测。这样情况的例子在图 8 中示出。其中,在图 8B 中描绘的滤波线圈电流在第一死区时间间隔内跨过零。结果是,在图 8A 中描绘的节点电压显示出相当宽的脉冲干扰(大约 1.1μs)。

[0057] 切换节点电压随时间的演变依赖于电路状态(Vnode、Ifilt、Vfilt、Igrad)的所有初始值、供给电压和两个功率半导体的切换的时刻,即许多(例如 7 个)参数。另外,若干电路元件(诸如在该实施例中,这里示出的四个功率半导体和两个电感器)的运行温度能够起作用。由于得到的所述电路的复杂性,网络问题的分析性的解决方案是不可行的。而且,为了消除所述电路的非线性,期望预测在下一个感兴趣间隔上的平均切换节点电压。

[0058] 这样的调整对于上面关于图 1 描述的具有恒定电流负载的情况是明确的。在那种情况中,切换节点电压的平均值显示出对占空比、由供给电压 V_sup 限定的斜率的线性依赖性,如在图 4 中所示的。因此,对占空比所必须的修正等于模拟的电压下降或升高与供给电压的比率,结果如在图 6 中所示。

[0059] 然而,在更加实际的负载电路的情况中,找出使用的补偿不是不重要的,因为(由于如在图 8 中所示的更复杂的信号)切换节点电压的平均值不再显示出对占空比的线性依

赖性。实际上，这种值以复杂的方式依赖于所有电路状态和切换时刻。作为一个例子，已经借助对于占空比的一个范围的值的模拟而计算出对于一个特定初始情况（与用于图 8 的相同）的平均相位臂电压。结果在图 9 中示出，其中，图 9A 示出了对于平均切换节点电压的真实和理想行为的描绘图，并且图 9B 以放大比例示出了在真实和理想行为之间的差异。

[0060] 如之前的，真实行为和理想行为在此本质上不同，只是现在是以非线性的形式。这使得修正占空比从而产生期望的平均电压更加复杂。

[0061] 图 10 示出了切换模式供电设备 10 的总设计的示意性框图。控制器 12 从作为系统输入的外部信号源 11 获得代表期望输出电压或电流的设置点以及在功率放大器 14 的输出处测量的测量信号，所述测量信号代表将要再现为接近设置点的（一个或多个）电流和 / 或（一个或多个）电压。哪些信号需要被测量依赖于多种选择，诸如期望的准确性和功率电路的细节。接下来，假设与能量存储电路元件相关联的电路状态（即电容器电压和电感器电流）被测量，但是其他选择也是可行的。

[0062] 控制器 12 使用来自设置点信号和实际测量信号的信息来控制在放大器 14 中提供的功率半导体的切换。功率放大器 14 包括功率电路系统和用于基于输入控制信号生成期望的（一个或多个）输出信号的功率半导体。所述（一个或多个）输出信号通常为负载电压和 / 或负载电流，其被提供给外部负载 15。

[0063] 功率放大器 14 的示范性实施例在图 11 中描绘出。这种电路能够用作电流放大器。通过负载线圈 Lload 的电流为受控可变的。在接下来的讨论中，这种特定的电路会用作功率放大器的例子，但是应该注意到，本发明也能够应用于使用不同电路配置（拓扑）的其他功率放大器。

[0064] 控制器 12a 的已知的实施例在图 12 中示出。控制器 12a 包括采样控制电路 16 和 PWM 调制器 18，其将期望电压转化为定时信号。采样控制电路 16 使用设置点和测量信号的结合来周期性地提供放大器 14 的期望平均输出电压（对于下个控制周期 / 时间间隔）。在采样控制电路内部，通常使用前馈和反馈控制的结合来获得期望的结果。这样的采样控制电路，例如，在 Norman S. Nise，John Wiley 和 Sons 的“Control Systems Engineering”中描述，从而其细节不在此解释。此处重要的特征是 :所述控制被采样。采样意味着测量数据是在特定时刻获得的，在大多数情况中，以固定的频率获得的。由于采样，采样时刻“之间”的测量信息是不可用的，并且所有动作（在本文环境中为关于切换事件的决定）因此必须基于“旧”信息。

[0065] 调制器使用的技术通常是已知的，并且例如，在 http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation 上和在 D. Grahame Holmes，Thomas A. Lipo，T. A. Lipo 的，Wiley-IEEE，2003 年的“Pulse width modulation for power converters :principles and practice”中描述。

[0066] 本发明针对在图 12 中示出的 PWM 调制器 18 的功能。如上面解释的，由放大器 14 产生的平均电压不仅依赖于 PWM 定时，也依赖于负载状况，特别是如在图 3 中图示的实际输出电流。对于更复杂的负载电路，电路行为甚至能够与期望情况背离更多，如在图 9 中示出的。

[0067] 为了获得向将会以更高的可靠性再现期望电压的 PWM 定时的转换，如在图 12 中示出的控制器 12a，可以如图 13 所示被修改，图 13 示出了根据本发明的控制器 12b 的实施例，

其能够用作在图 10 中描绘的供电设备 10 中所示的控制器 12。

[0068] 采样控制电路 20 本质上与控制器 12a 的采样控制电路 16 相同，但是 PWM 调制器 18 已经被模拟单元 22 和内插器 24 代替。控制电路 12b 的运行如下。

[0069] 在采样控制电路 20 已经完成期望输出电压的计算之后，立即将这个值连同所有相关功率电路信号(在大多数情况中这将包括完整的或部分的“状态信息”，即与能量存储电路元件相关联的信号，其经由输入“in_measurements”来提供)的测量结果一起由模拟元件 22 使用来以加速的模拟(此处使用的“加速的”意味着在实时通过控制周期之前，对于完整控制周期的模拟结果已经准备好)针对各种定时设置预测功率放大器 14 的平均输出电压，该定时设置概要地在图 13 中以 A,B, …,Z 指示。需要这些定时设置中的多少个取决于于期望准确性和功率放大器的细节。模拟单元 22 的输入“in_U”能够，任选地，用于限制定时设置的数量，例如使用关于与上面简要描述的“理想”PWM 调制器的最大偏差的预先知识(advance knowledge)。

[0070] 在图 13 的电路图中，Clock_minus_sim_delay 在之前控制器中所定义的时钟之前生成触发时间“acceletated_sim_delay”。所以，后面的输出精确地为原始时钟。“in_measurements”(即“状态信息”)包含电路信号(包括(一个或多个)供给电压)，所述电路信号中的一些能够可行地被预测而不是被测量。

[0071] 优选地，将可选传感器 13 安装于功率放大器 14 (如在图 11 中概要示出的)以提供所有这些电路信号。优选地，在实际设计中，使用尽量少的传感器，但是什么是可行的依赖于期望的准确性、可用的计算资源以及电路细节。

[0072] 对于多种定时设置预测平均输出电压。存在定时设置来源的多种可能性。最粗略和消耗资源的方式为生成固定数量的定时设置(在“Accelerated_Simulation”(加速模拟)元件 22 的内部)并且计算所得的电压。

[0073] 为了节省资源，在另一实施例中可能使用对于期望电压的预先知识仅针对这些时间设置的更小的集合计算电压，为了该目的能够使用输入 In_U。什么是可行的依然依赖于期望的准确性和电路细节。例如，对于原始电路(图 1)，很可能两个定时点就是足够的，因为电压对定时的依赖性几乎为线性的。对于在图 7 中示出的电路，可能需要更多的定时点，但是在这个例子中，如果已知需要 80V 的平均电压，为占空比 =0.1 周围的时间点做高级模拟依然是浪费的。之后，例如，仅为对应于占空比间隔 [0.6..0.8] 的一些时间点执行加速模拟。

[0074] 模拟单元 22 的输出包括许多预测的输出电压，每个定时设置对应一个值。在内插器 24 中，这种信息用于获取最优定时设置，当所述最优定时设置应用于功率放大器 14 时，会生成期望的输出电压。这个过程在图 14 中图示出。

[0075] 图 14 示出了模拟单元的输出的描绘图，具体的为预测的输出电压对定时设置(在本例中，为针对 [1 4 5 6 8 12 15] μs 的定时设置)的描绘图。如果，例如，采样控制电路 20 命令了 41V 的平均电压，通过内插找出相应的最优定时设置，如在图 14 中的箭头示出的。在这个例子中的结果为 t=5.67 μs。

[0076] 这种设置现在能够应用于功率放大器 14 的门控触发信号，并且其将根据模拟模型的细节和准确性以及在图 14 示出的图表中选择的定时点以高保真度再现期望输出电压。

[0077] 因此，本发明的一个实施例为以加速时间比例的硬件电路模拟。使用在系统中，具体地在功率放大器的输出处测量的最近的信息，通过使用行为的（电路）模型对电路进行模拟。这种模型能够或者为模拟的或者为数字的，但是接下来，考虑数字（FPGA）版本，因为目前为止这是利用当今技术的最灵活的解决方案。

[0078] 待实施的模拟模型包括通过基础电路分析结合切换行为细节获取的微分方程。作为一个例子，用于在图 1 中示出的电路的微分方程在两个 IGBT 都关闭的情况中会类似于 d（Vnode）/dt=I_bridge/Cnode。如果 IGBT 中的任一个打开，由于有关的 IGBT 的导通电阻，额外的项会起作用。之后，这些微分方程使用合适的（一个或多个）时间步长和离散（差分方程）求解器被离散化，其对于在电路中感兴趣的特征值（时间常量）必须是鲁棒的。这种离散过程为在本领域中通常已知的，并且已经在，例如，K.Watanabe，D.M.Himmelblau 的“Analysis of trajectory errors in integrating ordinary differential equations”，Journal of the Franklin Institute，314 卷，5 期，1982 年 11 月，238-321 页，ISSN0016-0032 中被描述。

[0079] 作为一个例子，假设能够通过可接受的准确性使用 10ns 的时间步长来模拟差分方程。如果描述离散化行为的差分方程在 1ns 时钟上执行，能够获取比实时快 10 倍（即 10ns/1ns）的结果，所述 1ns 时钟似乎能够很好地由实际 FPGA 装置实现。换言之，当经过了周期时间的 10%（在上述例子中为 2μs），就能够得到在这整个周期（20μs）上由相位臂产生的平均电压的估计，其依然能够通过及时调整切换事件中的一个或多个而被修正。

[0080] 在该例子中的模拟会在 2000（2μs/1ns）步中执行。在最终的实施方式中，将可变时间步长用于一个实施例中的模拟模型。模拟已经显示出，使用合适的可变步长求解器，使用大约 1000 步，即在该例子中的 1μs 内，已经能够找出解。

[0081] 模拟提供了对于占空比的特定设置的平均切换节点电压。为了能够借助切换定时（即如上面描述的定时设置）补偿这个电压，需要找出这个电压对切换定时变化的敏感性。这种敏感性为如在图 4 和图 9 中示出的“真实行为”曲线的斜率。

[0082] 一种可行的方式是使用对于切换定时事件的扰动值，平行地运行两个或更多模拟模型。在一个实施例中，以不同切换定时使用若干相同的模型，每个模型生成单个的平均电压。之后，将这些用于内插器 24 中以检索能够再现 U_desired（期望电压）的定时。在各模型之间的结果的差异为平均切换节点电压对定时变化的敏感性的直接指示。之后，这种敏感性能够用于电压补偿。要运行的这样的平行模型的数量本质上是有限制的，因为仅将对于定时的小的修正作为目标。

[0083] 已经在上面通过源于电压反馈电流输出放大器的例子图示了本发明，所述电压反馈电流输出放大器诸如通常应用于使用磁性电机的驱动和包含负载线圈的应用中。然而，根据本发明提出的方式对于由电流源供电且具有电容性负载的功率放大器也是有效的，所述功率放大器在典型的切换频率处表现得像是电压源。这样的应用的一个简化的实施例在图 5 中示出，其中，电流源 I_sup 向放大器供电并且负载电路被绘制为电压源 V_load。如在之前例子中的，优选地在两个功率切换器 IGBTtop 和 IGBTbot 的切换之间引入死区时间间隔，从而引起供给到负载的电流中的非线性。这些非线性的净影响能够再次通过以加速时间比例模拟线路模型得以计算。

[0084] 本发明优选地用于切换功率放大器，所述切换功率放大器在这样的应用中：在该

应用中，在电流或电压控制回路中使用前馈。这样的例子有 MRI 梯度电流放大器，诸如当前用于 ASML（PAAC，PADC）和 Assembléon 产品中的运动控制放大器，以及供给电容式扬声器的音频放大器。

[0085] 尽管本发明在附图和之前的描述中被详细地图示和描述，这样的图示和描述被认为是说明性或示范性的，而不是限制性的；本发明不局限于公开的实施例。本领域技术人员能够在实践声明的发明中通过学习附图、公开和所附权利要求，理解和实现对公开的实施例的其他变化。

[0086] 在权利要求中，词语“包括”不排除其他元件或步骤，并且不定冠词“一”或“一个”不排除多个。单个元件或其他单元可以实现在权利要求中列举的多个项目的功能。事实是，在相互不同的从属权利要求中列举的特定的措施并不意味这些措施的结合不能被用于改进。

[0087] 在权利要求中的任何参考符号不应解释为限制范围。

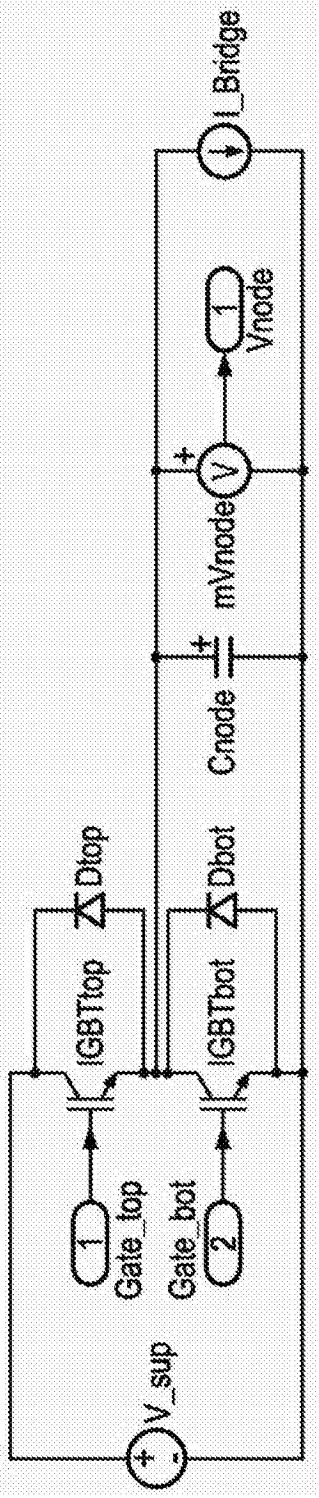

I_Bridge
Vnode
mVnode
Cnode
Dtop
Dbot
IGBTtop
IGBTbot
Gate_top
Gate_bot
V_sup

图 1

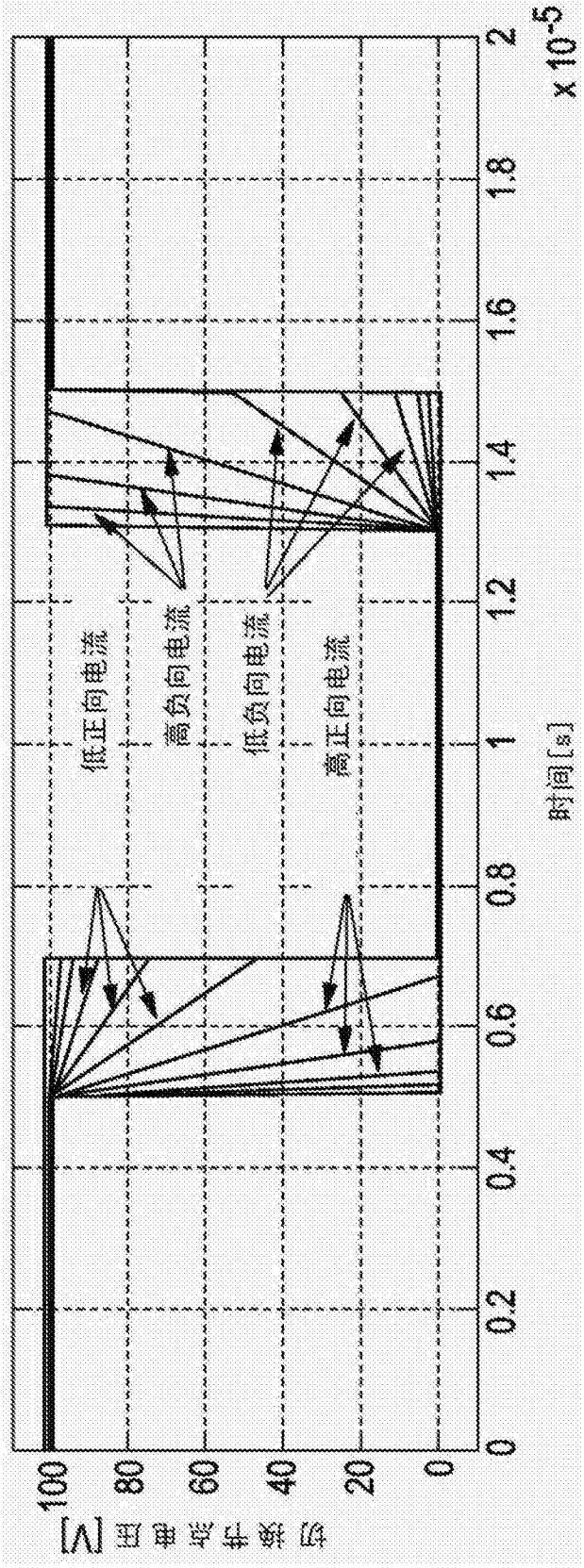

x 10^-5
低正向电流
高负向电流
低负向电流
高正向电流
时间[s]
切换节点电压[V]

图 2

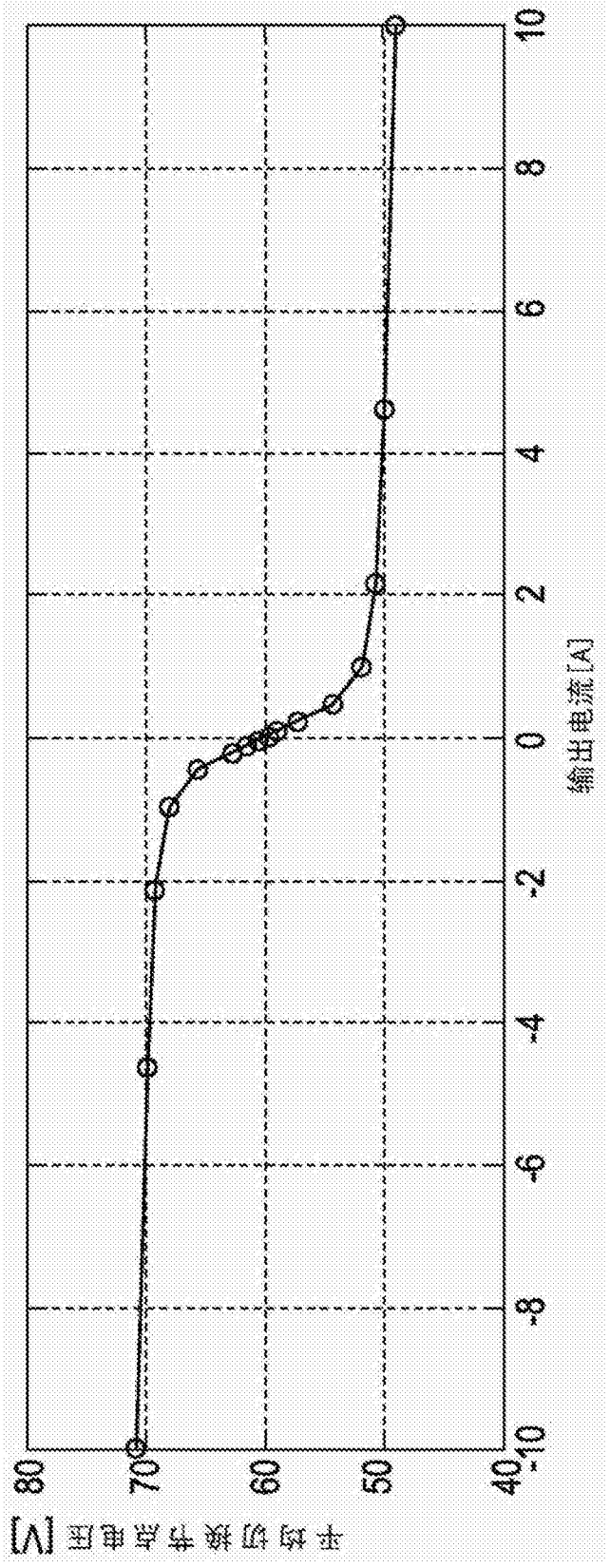

平均切换节点电压 [V]
80
70
60
50
40
-10
-8
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10
输出电流[A]

图 3

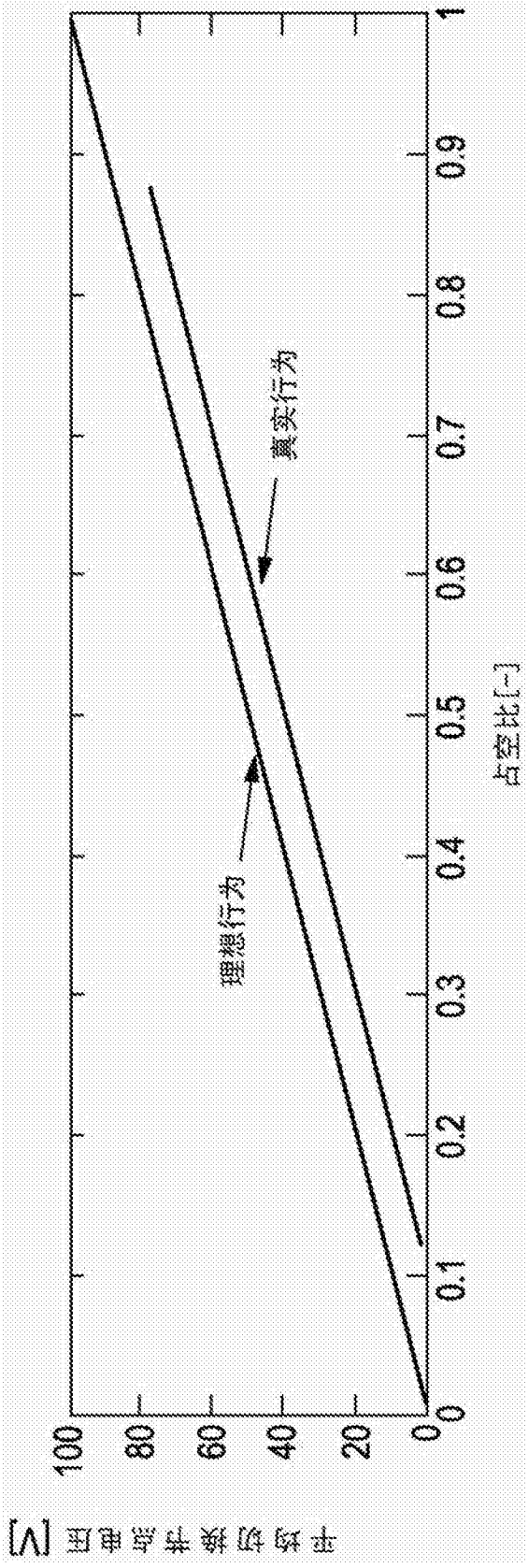

平均切换节点电压 [V]
100
80
60
40
20
0
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
占空比[-]
理想行为
真实行为

图 4A

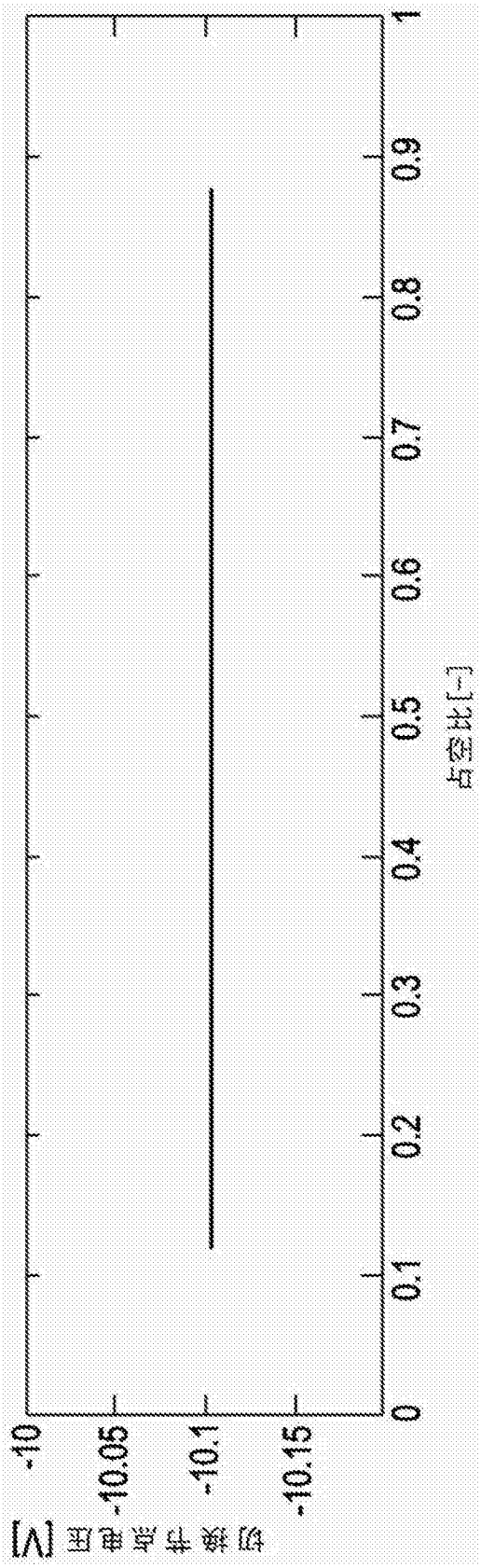

切换节点电压 [V]
-10
-10.05
-10.1
-10.15
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
占空比[-]

图 4B

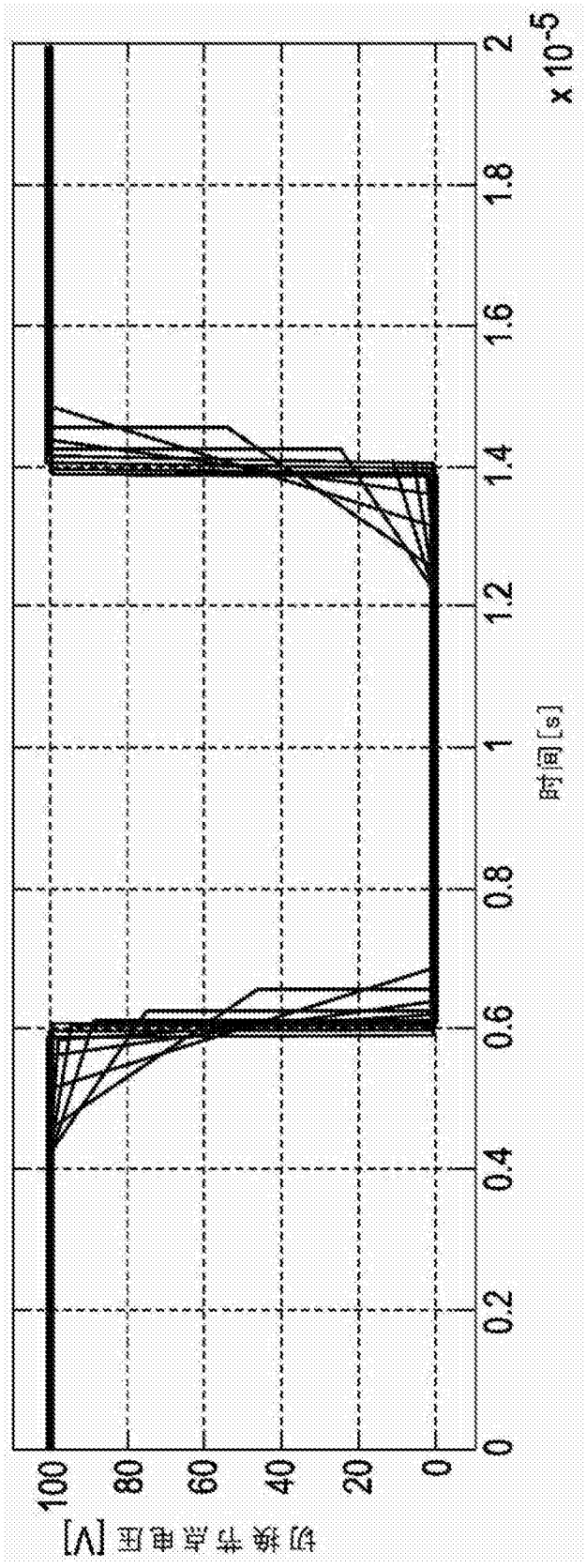

切换节点电压 [V]
100
80
60
40
20
0
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
x 10-5
时间[s]

图 5

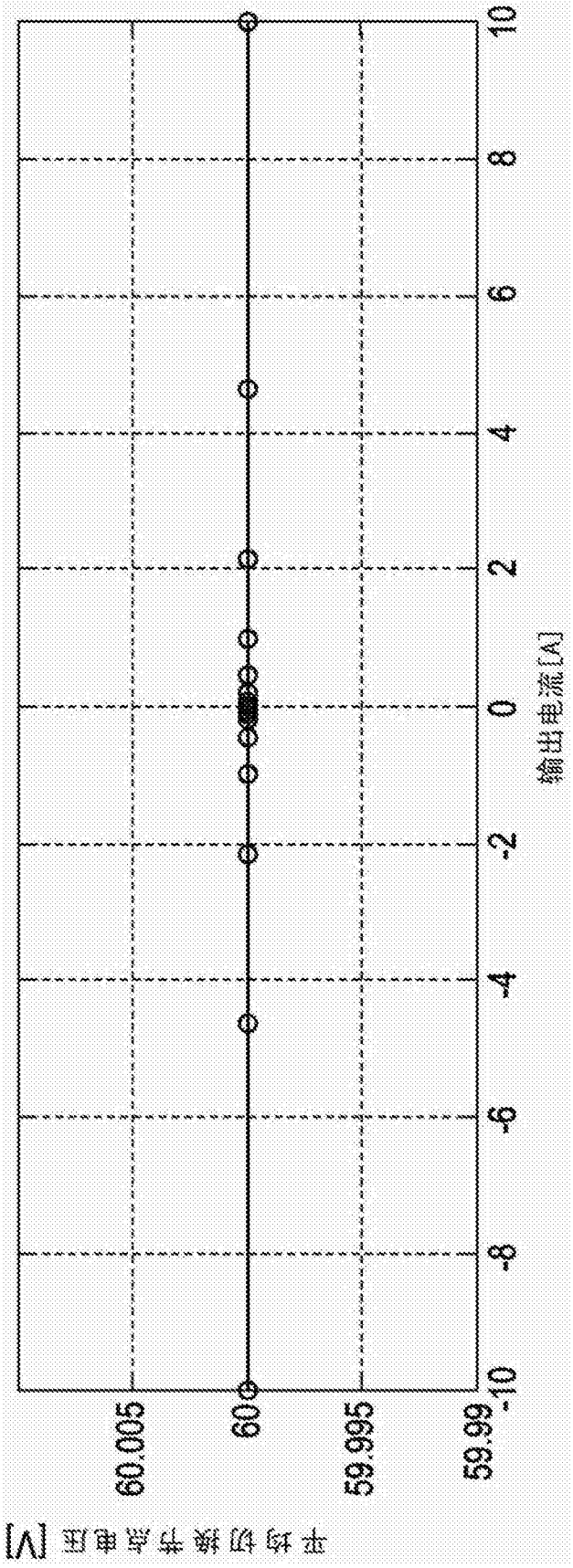

平均切换节点电压 [V]
60.005
60
59.995
59.99
-10
-8
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10
输出电流[A]

图 6

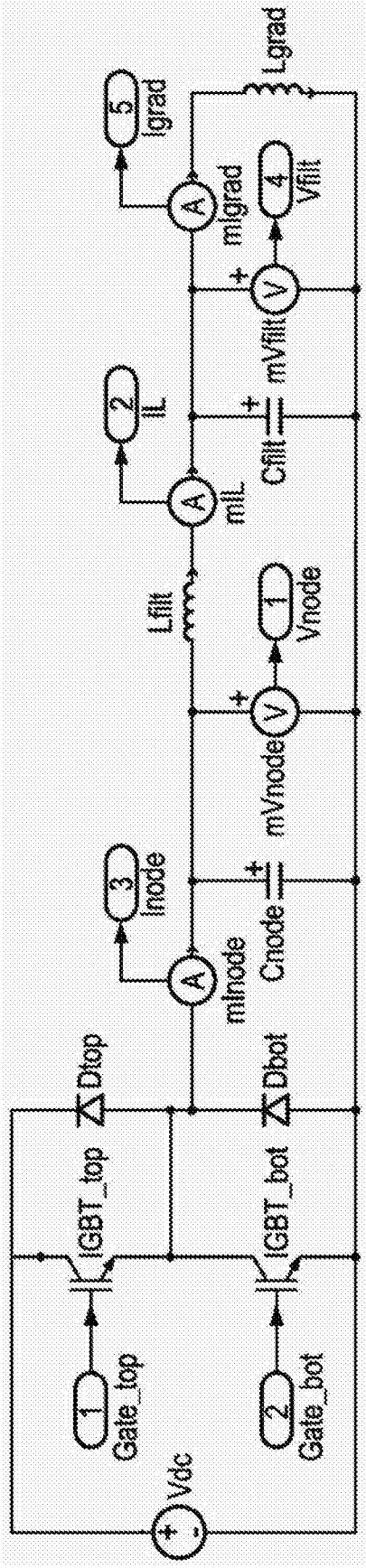

Vdc
1
Gate_top
2
Gate_bot
IGBT_top
IGBT_bot
Dtop
Dbot
3
Inode
miInode
Cnode
mVnode
1
Vnode
Lfilt
2
IL
miL
Cfilt
mVfilt
4
Vfilt
mIgrad
5
Igrad
Lgrad

图 7

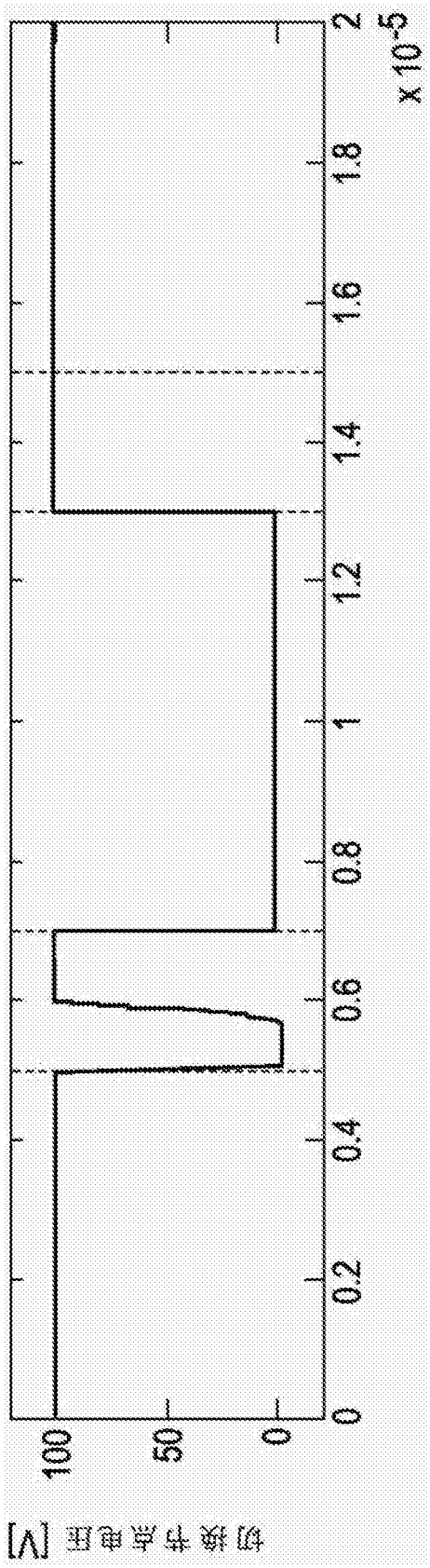

切换节点电压 [V]
100
50
0
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
x 10-5

图 8A

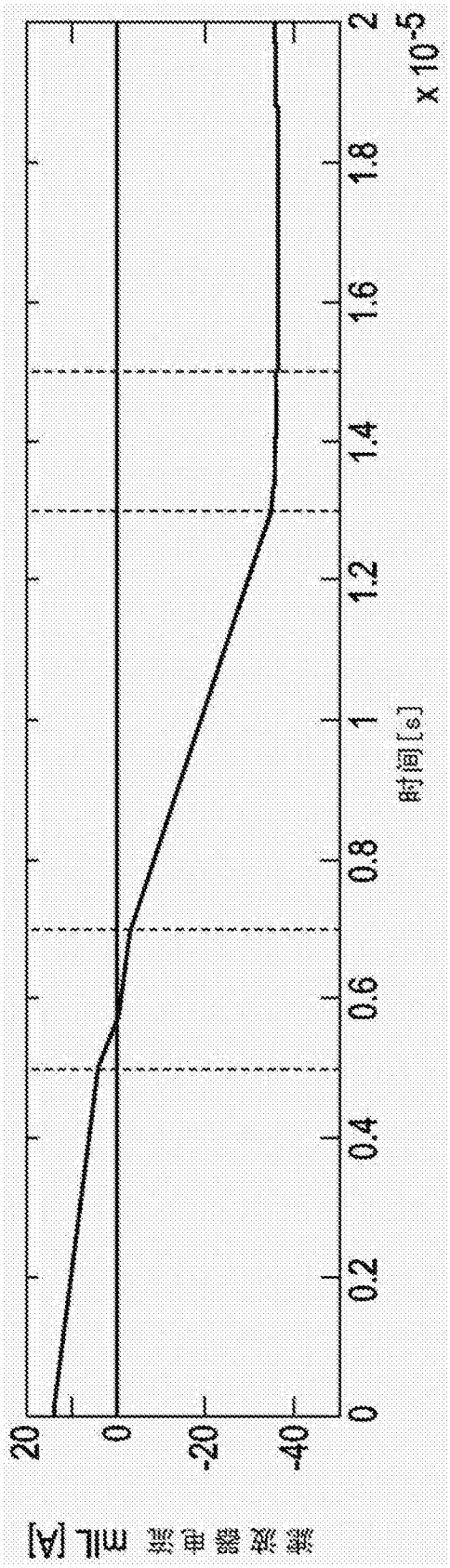

变压器电流 mIL [A]
20
0
-20
-40
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
x 10-5
时间 [s]

图 8B

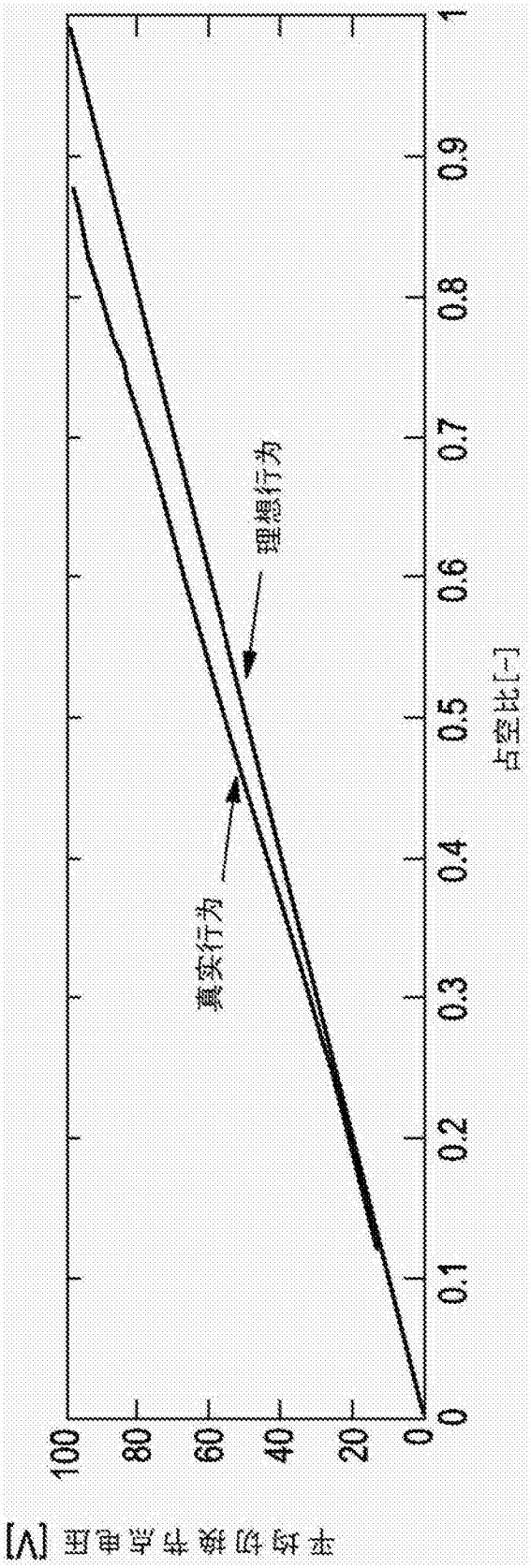

平均切换节点电压 [V]
100
80
60
40
20
0
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
占空比[-]
理想行为
真实行为

图 9A

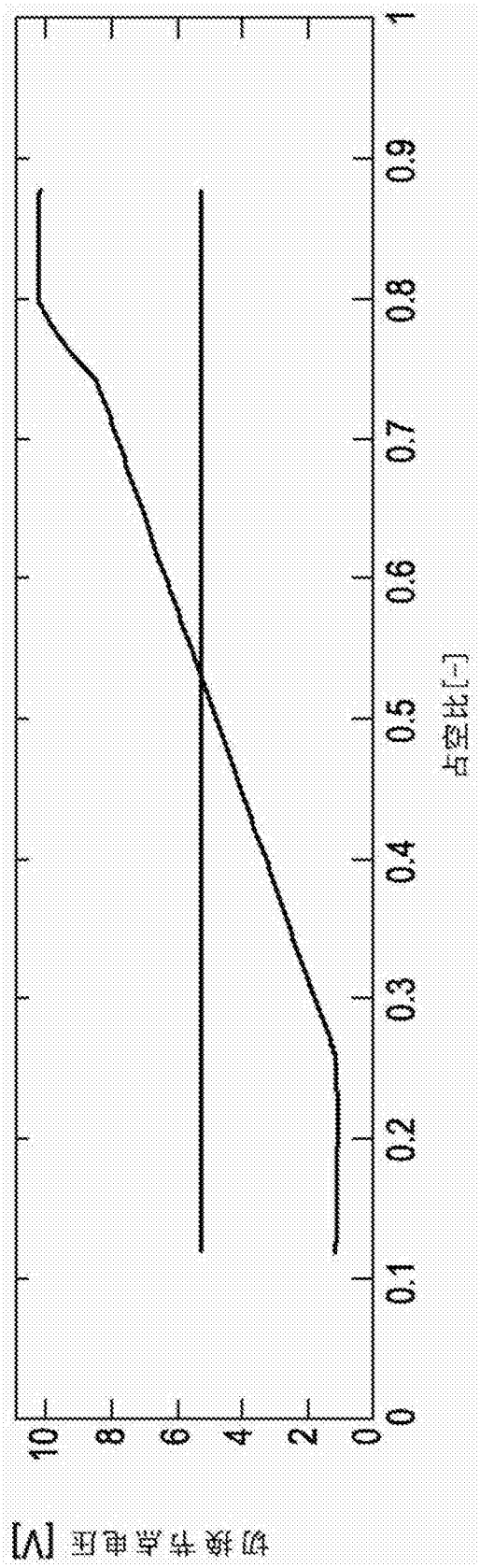

切换节点电压 [V]
10
8
6
4
2
0
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
占空比[-]

图 9B

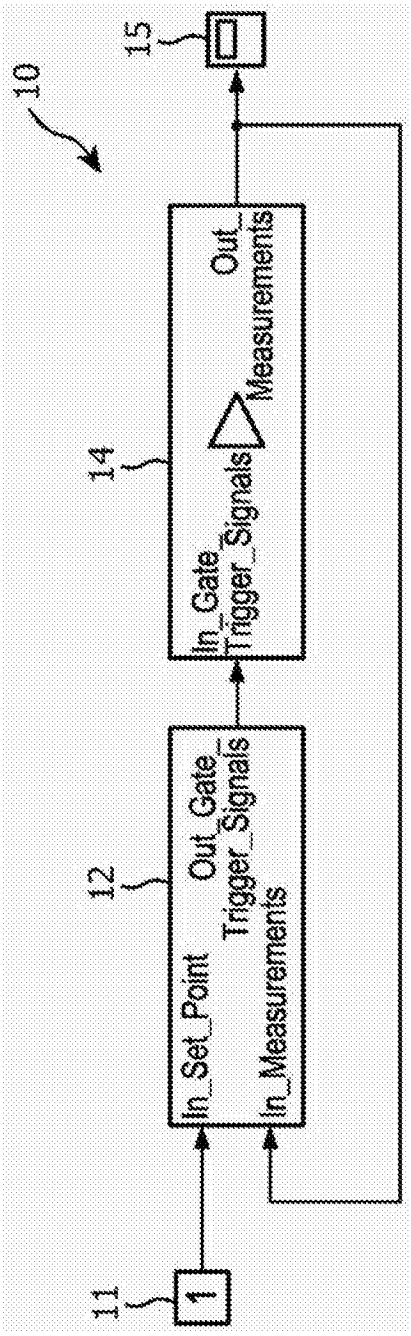

10
15
14
In_Gate_Trigger_Signals
Out_Measurements
12
In_Set_Point
Out_Gate_Trigger_Signals
In_Measurements
11
1

图 10

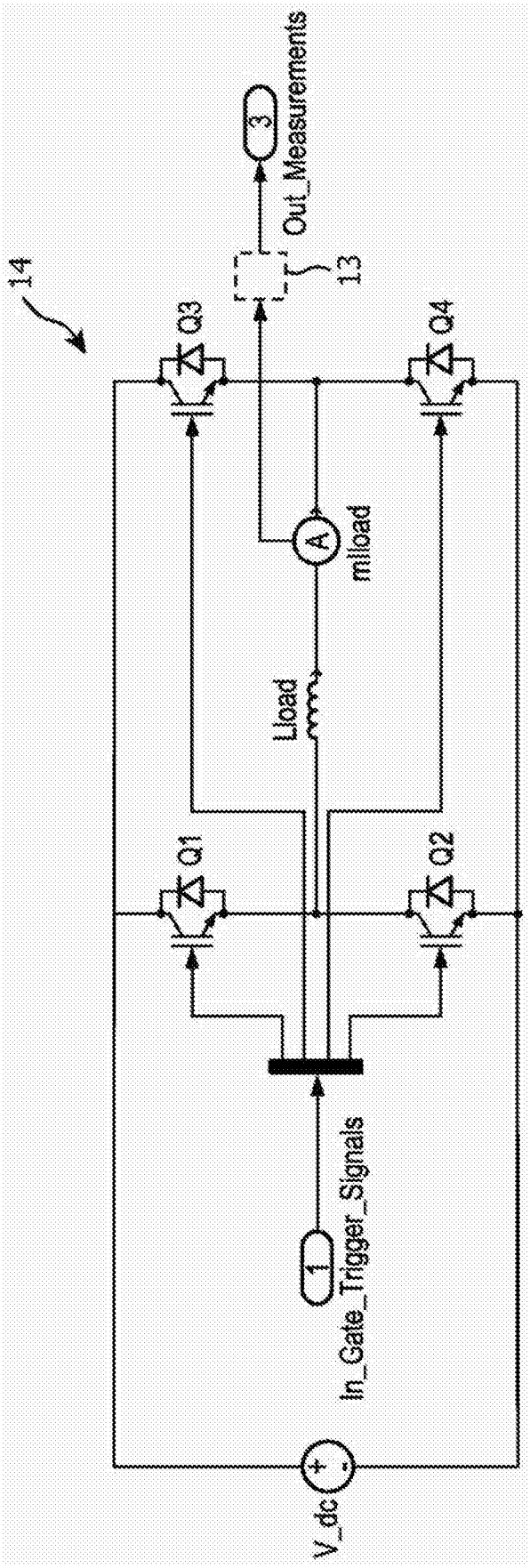

14
3
Out_Measurements
13
Q3
Q4
A
mload
Lload
Q1
Q2
1
In_Gate_Trigger_Signals
V_dc
+
-

图 11

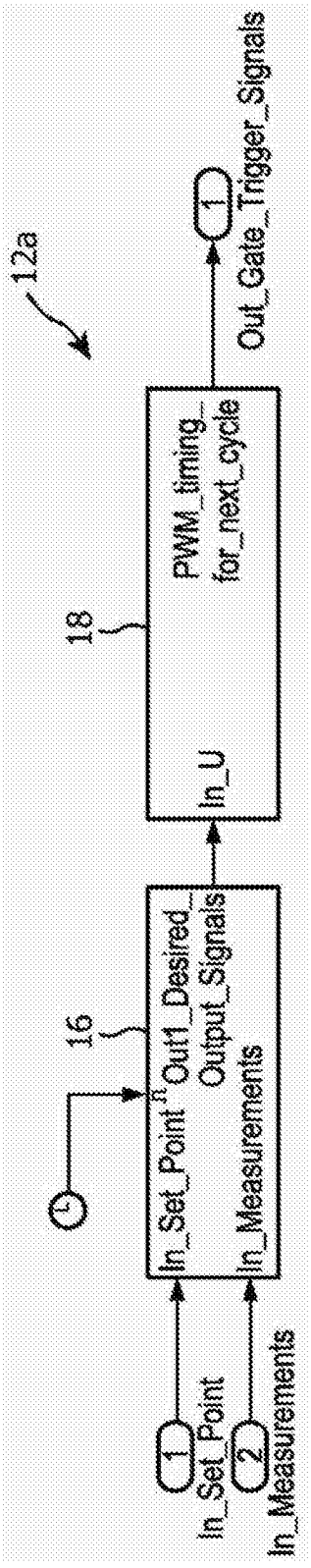

12a
16
18
In_Set_Point
In_Measurements
In_Set_Point
Out1_Desired_
Output_Signals
In_Measurements
In_U
PWM_timing_
for_next_cycle
Out_Gate_Trigger_Signals

图 12

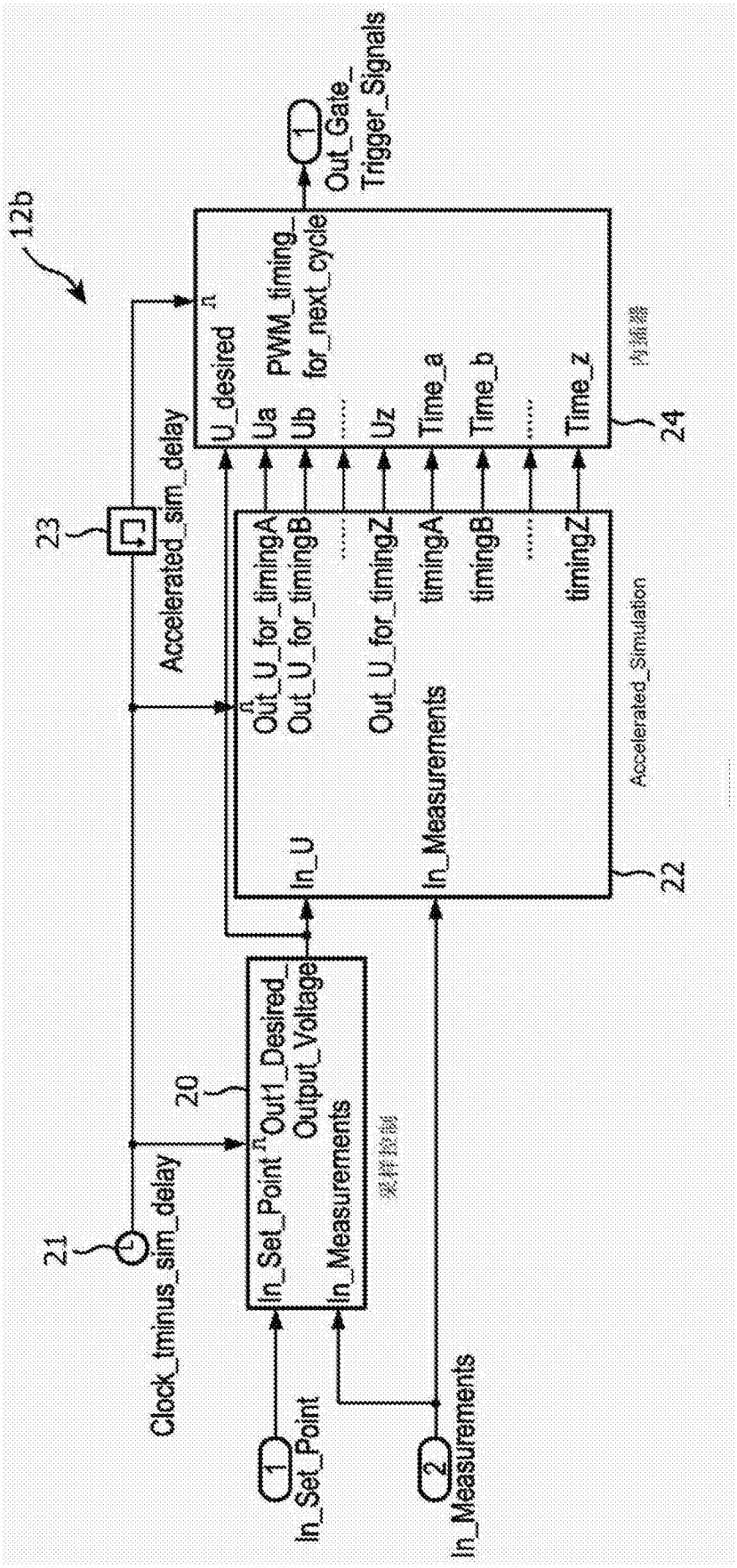

12b
21
Clock_tminus_sim_delay
20
In_Set_Point
Out1_Desired_
Output_Voltage
In_Measurements
采样控制
23
Accelerated_sim_delay
In_Set_Point
In_Measurements
In_U
Out_U_for_timingA
Out_U_for_timingB
Out_U_for_timingZ
In_Measurements
timingA
timingB
timingZ
Accelerated_Simulation
22
U_desired
Ua
Ub
Uz
PWM_timing_
for_next_cycle
Time_a
Time_b
Time_z
内插器
24
Out_Gate_
Trigger_Signals

图 13

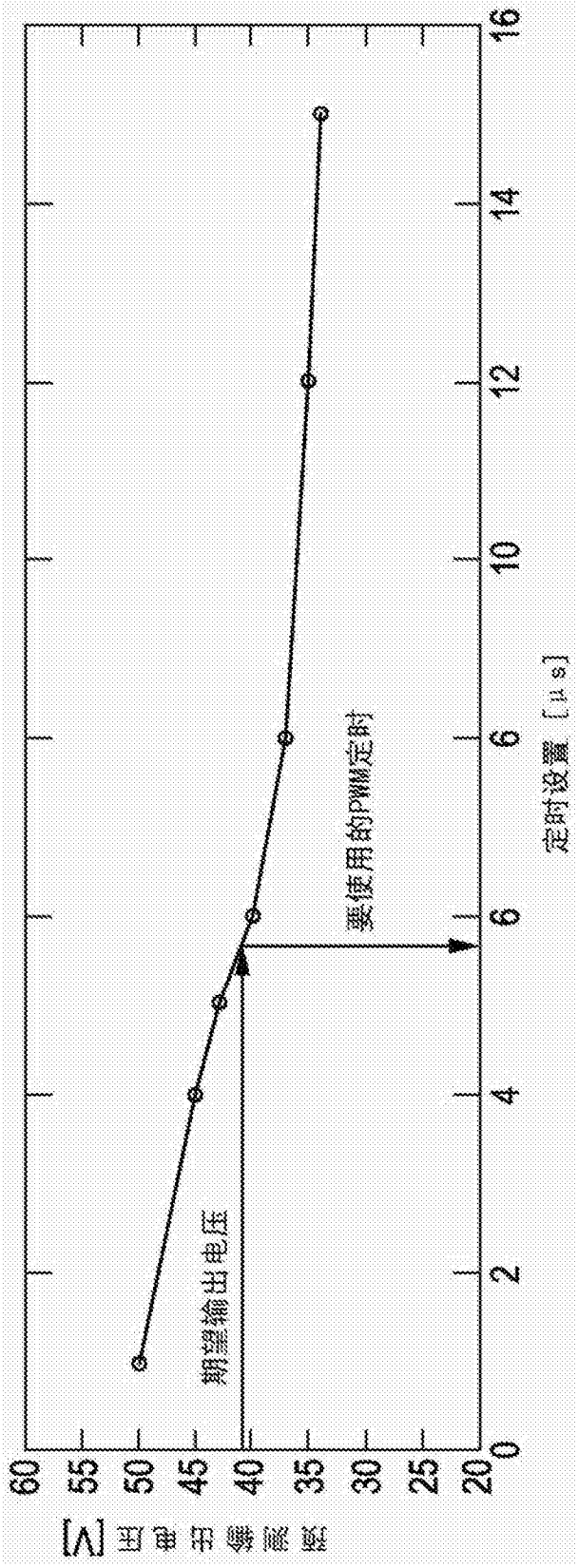

预测输出电压 [V]
定时设置 [μs]
期望输出电压
要使用的PWM定时
60
55
50
45
40
35
30
25
20
0
2
4
6
8
10
12
14
16

图 14

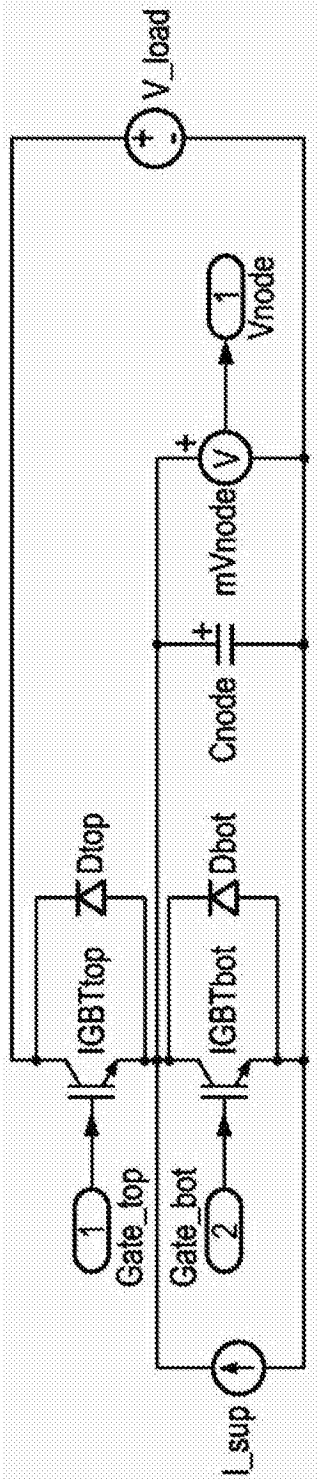

V_load
Vnode
mVnode
Cnode
Dtop
Dbot
IGBTtop
IGBTbot
Gate_top
Gate_bot
L_sup

图 15