



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111418159 B

(45) 授权公告日 2023. 07. 18

(21) 申请号 201880077560.3
 (22) 申请日 2018.09.27
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 111418159 A
 (43) 申请公布日 2020.07.14
 (30) 优先权数据
 62/566,672 2017.10.02 US
 15/916,708 2018.03.09 US
 (85) PCT国际申请进入国家阶段日
 2020.05.29
 (86) PCT国际申请的申请数据
 PCT/GB2018/052745 2018.09.27
 (87) PCT国际申请的公布数据
 W02019/069051 EN 2019.04.11

(72) 发明人 T·井户
 (74) 专利代理机构 北京北翔知识产权代理有限公司 11285
 专利代理师 郑建晖 李星宇

(51) Int.Cl.
 H03M 1/82 (2006.01)
 H03K 7/08 (2006.01)
 H03F 3/217 (2006.01)

(56) 对比文件
 CN 1808895 A, 2006.07.26
 CN 105932897 A, 2016.09.07
 CN 1713095 A, 2005.12.28
 US 2005040980 A1, 2005.02.24
 US 2005212576 A1, 2005.09.29

(73) 专利权人 思睿逻辑国际半导体有限公司
 地址 英国洛锡安区爱丁堡

审查员 郁然

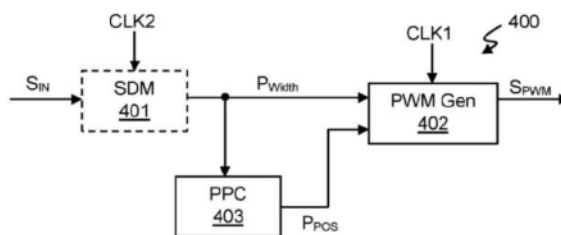
权利要求书5页 说明书15页 附图5页

(54) 发明名称

脉冲宽度调制器

(57) 摘要

脉冲宽度调制。本申请涉及数字PWM调制。PWM调制器(400、1100)具有PWM生成器(402),被配置为接收脉冲宽度数据(P Width)且输出包括多个重复的PWM循环周期的PWM信号(S PWM),其中PWM信号在每个PWM循环周期中的任一脉冲的持续时间基于脉冲宽度数据。PWM生成器被配置为将PWM循环周期以及任一PWM脉冲的开始和结束同步至所接收的第一时钟信号。PWM生成器能操作,以生成与PWM循环周期内的居中位置具有位置误差的脉冲,且脉冲位置控制器(403)被配置为控制脉冲在PWM循环周期内的位置,从而至少部分地补偿一个或多个先前脉冲的位置误差。



1. 一种PWM(脉冲宽度调制) 调制器,包括:

PWM生成器,被配置为接收脉冲宽度数据且输出包括多个重复的PWM循环周期的PWM信号,其中在每个PWM循环周期中,所述PWM信号的任一脉冲的持续时间均基于所述脉冲宽度数据,

其中所述PWM生成器被配置为接收第一时钟信号,且将所述PWM循环周期以及所述PWM信号的任一脉冲的开始和结束同步至所述第一时钟信号;

其中所述PWM生成器能操作以生成与所述PWM循环周期内的居中位置具有位置误差的脉冲;以及

其中所述PWM调制器包括脉冲位置控制器,所述脉冲位置控制器被配置为控制脉冲在PWM循环周期中的位置,从而至少部分地补偿一个或多个先前脉冲的位置误差;

其中所述脉冲位置控制器被配置为接收所述脉冲宽度数据,且包括:

误差块,用于基于所述脉冲宽度数据来确定脉冲的位置误差;

环路滤波器,用于对所述位置误差进行滤波;以及

量化器,被配置为基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据,所述脉冲位置数据用于控制所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置;

其中所述脉冲位置数据包括指示脉冲位置与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移的数据;

其中所述误差块包括乘法器,用于将所述脉冲位置数据的反馈信号与所述脉冲宽度数据相乘,以生成所述位置误差。

2. 根据权利要求1所述的PWM调制器,其中所述脉冲位置控制器进一步包括增益补偿块,所述增益补偿块被配置为对所述环路滤波器的输出施加增益补偿,以补偿可变的脉冲宽度。

3. 根据权利要求2所述的PWM调制器,其中所述增益补偿块包括与可能的脉冲宽度的倒数成比例的一组倒数值存储,且所述增益补偿块被配置为基于所述脉冲宽度数据将所述环路滤波器的输出与适当的倒数值相乘。

4. 根据权利要求1所述的PWM调制器,其中所述环路滤波器包括二阶或更高阶积分滤波器。

5. 根据权利要求1所述的PWM调制器,其中所述量化器被配置为在所述脉冲宽度数据为奇数时从第一组输出值中选择,且在所述脉冲宽度数据为偶数时从第二组输出值中选择。

6. 根据权利要求5所述的PWM调制器,其中所述第一组输出值和所述第二组输出值中的一个包括一组整数,且所述第一组输出值和所述第二组输出值中的另一个包括一组半整数。

7. 根据权利要求5或权利要求6所述的PWM调制器,其中所述脉冲位置控制器包括奇偶性监测器,用于由所述脉冲宽度数据的最低有效位来确定所述脉冲宽度数据是奇数还是偶数,其中所述量化器响应于所述奇偶性监测器。

8. 根据权利要求5或权利要求6所述的PWM调制器,其中所述量化器包括第一量化器和第二量化器,所述第一量化器和第二量化器用于分别以所述第一组输出值和所述第二组输出值操作,其中基于所述脉冲宽度数据的奇偶性来选择所述第一量化器和所述第二量化器中的一个,以输出所述脉冲位置数据。

9. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,其中所述脉冲位置控制器包括饱和和控制器,所述饱和和控制器被配置为基于所述脉冲宽度数据对所述量化器的输出施加限制,以将所述脉冲的开始和结束限制在所述PWM循环周期内。

10. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,其中所述脉冲位置控制器被配置为向所述PWM生成器输出脉冲位置数据,且其中所述PWM生成器被配置为在PWM循环周期内生成处于基于所述脉冲位置数据的位置处且具有基于所述脉冲宽度数据的持续时间的脉冲。

11. 根据权利要求10所述的PWM调制器,其中所述PWM调制器包括:

阈值生成器,用于基于所述脉冲宽度数据和所述脉冲位置数据来生成第一阈值和第二阈值;

计数器,所述计数器由所述第一时钟信号提供时钟,以生成计数值;以及

至少一个比较器,响应于所述第一阈值和所述第二阈值和所述计数值来确定在所述PWM循环周期内何时开始和停止脉冲。

12. 根据权利要求11所述的PWM调制器,其中所述脉冲位置数据包括对所述脉冲与所述PWM循环周期中的居中位置的偏移的指示,且其中所述阈值生成器被配置为基于居中位置的脉冲的脉冲宽度数据来生成所述第一阈值和所述第二阈值的初始值,且基于所述脉冲位置数据来调整所述第一阈值和所述第二阈值的所述初始值。

13. 根据权利要求11所述的PWM调制器,其中所述计数器被配置为在对与所述PWM循环周期相对应的所述第一时钟信号的多个时钟循环计数之后复位。

14. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,进一步包括信号转换器,所述信号转换器用于接收输入信号且将所述输入信号转换为所述脉冲宽度数据。

15. 根据权利要求14所述的PWM调制器,其中所述信号转换器包括 Σ - Δ 调制器。

16. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,包括电路系统,所述电路系统用于接收来自所述PWM生成器的PWM信号且导出提供差分输出的第一PWM信号和第二PWM信号。

17. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器:

其中所述PWM生成器被配置为接收第一脉冲宽度数据和第二脉冲宽度数据,且输出相应的第一PWM信号和第二PWM信号;

其中所述误差块被配置为基于所述第一脉冲宽度数据和所述第二脉冲宽度数据来确定脉冲位置误差;以及

其中所述量化器是矢量量化器,所述矢量量化器被配置为输出第一脉冲位置数据和第二脉冲位置数据,所述第一脉冲位置数据用于控制所述第一PWM信号的PWM循环周期内的脉冲的位置,且所述第二脉冲位置数据用于控制所述第二PWM信号的PWM循环周期内的脉冲的位置。

18. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,所述PWM调制器被实施为集成电路。

19. 根据权利要求1至6中的任一项所述的PWM调制器,其中所述PWM调制器形成为用于驱动换能器的信号路径的一部分。

20. 根据权利要求19所述的PWM调制器,其中所述换能器是以下中的一个:音频换能器;超声换能器;触觉换能器。

21. 一种D类放大器电路,包括根据任一项前述权利要求所述的PWM调制器和由所述PWM信号控制的输出级。

22. 根据权利要求21所述的D类放大器电路,其中所述输出级是全桥输出级。

23. 根据权利要求22所述的D类放大器电路,其中所述放大器电路包括用于接收所述PWM信号且导出分别用于驱动所述全桥输出级的第一支路和第二支路的第一PWM信号和第二PWM信号的电路系统。

24. 一种电子设备,包括根据权利要求1至20中的任一项所述的PWM调制器或根据权利要求21至23中的任一项所述的D类放大器电路。

25. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是便携式设备。

26. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是电池供电设备。

27. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是通信设备。

28. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是移动电话。

29. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是蜂窝电话。

30. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是智能电话。

31. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是计算设备。

32. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是笔记本计算设备。

33. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是平板计算设备。

34. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是可穿戴设备。

35. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是智能手表。

36. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是语音控制设备。

37. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是语音激活设备。

38. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是媒体播放器。

39. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是游戏设备。

40. 根据权利要求24所述的电子设备,其中所述设备是家用设备。

41. 一种PWM调制的方法,包括:

生成包括多个重复的PWM循环周期的PWM信号,其中所述PWM信号在每个PWM循环周期中的任一脉冲的持续时间基于所接收的脉冲宽度数据,以使得所述PWM循环周期以及所述PWM信号的任一脉冲的开始和结束被同步至所接收的第一时钟信号;

其中所述方法包括生成与所述PWM循环周期内的居中位置具有位置误差的脉冲,以及控制脉冲在PWM循环周期内的位置,从而至少部分地补偿一个或多个先前脉冲的位置误差,其中所述方法进一步包括:

基于所述脉冲宽度数据来确定脉冲的位置误差;

用环路滤波器对所述位置误差进行滤波;

基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据,所述脉冲位置数据用于控制所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置,其中所述脉冲位置数据包括指示脉冲位置与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移的数据;以及

将所述脉冲位置数据的反馈信号与所述脉冲宽度数据相乘,以生成所述位置误差。

42. 一种PWM调制器,包括:

用于接收输入信号的输入;

用于接收第一时钟信号的时钟输入;以及

用于生成PWM循环周期内的脉冲的脉冲生成器,其中所述脉冲和所述PWM循环周期被同步至所述第一时钟信号,且基于所述输入信号来控制脉冲在PWM循环周期内的持续时间;

其中所述脉冲生成器能操作以生成在PWM循环周期内未居中的脉冲,且脉冲在PWM循环周期内的位置被控制,从而补偿一个或多个先前PWM循环周期内未居中的脉冲;

其中所述PWM调制器进一步包括脉冲位置控制器,所述脉冲位置控制器被配置为接收第一脉冲宽度数据和第二脉冲宽度数据,并且基于所述第一脉冲宽度数据和第二脉冲宽度数据来确定所述第一脉冲和所述第二脉冲在对应的第一PWM信号和第二PWM信号的PWM循环周期内的位置。

43. 一种PWM调制器,该PWM调制器能操作以生成数字PWM信号,其中所述PWM信号中的信号转变被同步至第一时钟信号,其中所述PWM调制器包括脉冲位置控制器,所述脉冲位置控制器被配置为监测由PWM循环周期内的脉冲在所述PWM循环周期内未居中所引起的任何位置误差,且控制在后续PWM循环周期内的脉冲的位置,从而补偿所述误差,其中所述脉冲位置控制器被配置为接收所述脉冲宽度数据,且包括:

误差块,用于基于所述脉冲宽度数据来确定脉冲的位置误差;

环路滤波器,用于对所述位置误差进行滤波;以及

量化器,被配置为基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据,所述脉冲位置数据用于控制所述脉冲在所述后续PWM循环周期内的位置,其中所述脉冲位置数据包括指示脉冲位置与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移的数据;

其中所述误差块包括乘法器,用于将所述脉冲位置数据的反馈信号与所述脉冲宽度数据相乘,以生成所述位置误差。

44. 一种脉冲位置控制器,所述脉冲位置控制器用于控制PWM信号的脉冲在PWM循环周期内的位置,所述脉冲位置控制器被配置为接收脉冲宽度数据,且包括:

误差块,用于基于所述脉冲宽度数据来确定脉冲的位置误差;

环路滤波器,用于对所述位置误差进行滤波;以及

量化器,被配置为基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据,用于控制所述脉冲在PWM循环周期内的位置;

其中所述脉冲位置数据包括指示脉冲位置与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移的数据;

其中所述误差块包括乘法器,用于将所述脉冲位置数据的反馈信号与所述脉冲宽度数据相乘,以生成所述位置误差。

45. 一种数字PWM脉冲生成器,包括:

第一输入,用于接收脉冲宽度数据;

第二输入,用于接收脉冲位置数据;

时钟输入,用于接收第一时钟信号;

用于输出包括PWM循环周期内的一系列脉冲的PWM信号的输出,其中PWM循环周期以及所述脉冲的开始和结束被同步至所述第一时钟信号;

其中脉冲在PWM循环周期内的持续时间由所述脉冲宽度数据定义,且所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置由所述脉冲位置数据定义;

其中所述数字PWM脉冲生成器被配置为接收第一脉冲宽度数据和第二脉冲宽度数据且输出对应的第一PWM信号和第二PWM信号，

且其中所述数字PWM脉冲生成器还被包括脉冲位置控制器，所述脉冲位置控制器被配置为监测由PWM循环周期内的脉冲在所述PWM循环周期内未居中所引起的任何位置误差，且控制在后续PWM循环周期内的脉冲的位置，从而补偿所述误差。

46. 根据权利要求45所述的数字PWM脉冲生成器，包括：

阈值生成器，用于基于所述脉冲宽度数据和所述脉冲位置数据来生成第一阈值和第二阈值；

计数器，所述计数器由所述第一时钟信号提供时钟，以生成计数值；以及

至少一个比较器，所述至少一个比较器响应于所述第一阈值和所述第二阈值和所述计数值，以确定在所述PWM循环周期内何时开始和停止脉冲。

脉冲宽度调制器

技术领域

[0001] 本申请涉及用于脉冲宽度调制的方法和装置。

背景技术

[0002] 脉冲宽度调制(PWM)是一种已知的调制类型,其中通常信号在两个输出状态之间循环交替且信号值通过每个循环中不同输出状态的脉冲的持续时间或宽度编码。信号值通常被编码为,与该循环中第二状态的脉冲的持续时间或总循环周期相比,例如第一状态的脉冲的相对持续时间。在一些类型的PWM中,循环周期从一个循环到下一循环可以是恒定的,即存在固定的循环频率。

[0003] PWM调制器可用于多种应用。一种具体应用是用作用于将数字信号转换为模拟信号的信号路径的一部分,例如,用作音频回放路径中用于将数字音频信号转换为适于驱动音频换能器的模拟音频信号的一部分。

[0004] 常规地,音频回放路径已经使用合适的数模转换器(DAC)来实施,该数模转换器使用模拟电路系统(例如,开关式电容器DAC等)来实施,以将输入数字音频信号转换为模拟信号。然后,可以根据需要来缓存或放大模拟信号,例如使用任何合适的放大器(诸如,AB类放大器或模拟输入D类放大器)。

[0005] 然而,越来越多的趋势是使用较小的工艺节点几何结构来实施集成电路。对于这种较小的工艺节点几何结构,模拟电路系统可能会呈现某些设计挑战且可能在尺寸和功率要求方面无法很好地扩展。因此,往往期望的是,尽可能地实施与数字电路系统一样多的电路系统。

[0006] 数字PWM生成器可与D类输出级一起使用,以提供主要是数字的从而可以在较小的工艺节点几何结构上有效实施的信号路径。脉冲边沿的时序由数字字定义,且被量化为快速时钟的边沿。然而,数字PWM生成可能需要快速的时钟速度,以避免与脉冲位置的量化相关联的失真。

发明内容

[0007] 本公开内容中所描述的实施方案涉及数字PWM调制器,且涉及用于至少减轻这些问题中的至少一些问题的用于数字PWM的方法和装置。

[0008] 因此,根据本公开内容的一个方面,提供了一种PWM(脉冲宽度调制)调制器,包括:

[0009] PWM生成器,被配置为接收脉冲宽度数据且输出包括多个重复的PWM循环周期的PWM信号,其中在每个PWM循环周期中,所述PWM信号的任一脉冲的持续时间均基于所述脉冲宽度数据,

[0010] 其中所述PWM生成器被配置为接收第一时钟信号,且将所述PWM循环周期以及所述PWM信号的任一脉冲的开始和结束同步至所述第一时钟信号;

[0011] 其中所述PWM生成器能操作以生成与所述PWM循环周期内的居中位置(centred position)具有位置误差(positional error)的脉冲;以及

[0012] 其中所述脉冲宽度调制器包括脉冲位置控制器,所述脉冲位置控制器被配置为控制脉冲在PWM循环周期内的位置,从而至少部分地补偿一个或多个先前脉冲的位置误差。

[0013] 在一些实施方式中,所述脉冲位置控制器可以被配置为接收所述脉冲宽度数据,且可以包括:误差块,用于基于所述脉冲宽度数据来确定脉冲的位置误差;环路滤波器,用于对所述位置误差进行滤波;以及,量化器,被配置为基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据,所述脉冲位置数据用于控制所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置。所述脉冲位置数据可以包括指示脉冲位置与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移(shift)的数据。所述误差块可以包括乘法器,用于将所述脉冲位置数据的反馈信号与所述脉冲宽度数据相乘,以生成所述位置误差。所述脉冲位置控制器可以进一步包括增益补偿块,所述增益补偿块被配置为对所述环路滤波器的输出施加增益补偿,以补偿可变的脉冲宽度。所述增益补偿块可以包括与可能的脉冲宽度的倒数成比例的一组倒数值值的存储,且所述增益补偿块可以被配置为基于所述脉冲宽度数据将所述环路滤波器的输出与合适的倒数值相乘。所述环路滤波器可以包括二阶或更高阶积分滤波器。所述量化器可以被配置为在所述脉冲宽度数据为奇数时从第一组输出值中选择,且在所述脉冲宽度数据为偶数时从第二组输出值中选择。所述第一组输出值和所述第二组输出值中的一个可以包括一组整数,且所述第一组输出值和所述第二组输出值中的另一个可以包括一组半整数(half-integer)。所述脉冲位置控制器可以包括奇偶性监测器,用于由所述脉冲宽度数据的最低有效位确定所述脉冲宽度数据是奇数还是偶数,其中所述量化器响应于所述奇偶性监测器。所述量化器可以包括第一量化器和第二量化器,用于分别以所述第一组输出值和所述第二组输出值操作,且可以基于所述脉冲宽度数据的奇偶性来选择所述第一量化器和所述第二量化器中的一个,以输出所述脉冲位置数据。所述脉冲位置控制器可以进一步包括饱和控制器,所述饱和控制器被配置为基于所述脉冲宽度数据对所述量化器的输出施加限制,以将所述脉冲的开始和结束限制在所述PWM循环周期内。

[0014] 在一些实施方案中,所述脉冲位置控制器可以被配置为向所述PWM生成器输出脉冲位置数据。所述PWM生成器可以被配置为在PWM循环周期内生成处于基于所述脉冲位置数据的位置处且具有基于所述脉冲宽度数据的持续时间的脉冲。所述PWM调制器可以包括:阈值生成器,用于基于所述脉冲宽度数据和所述脉冲位置数据生成第一阈值和第二阈值;计数器,所述计数器由所述第一时钟信号提供时钟,以生成计数值;以及,至少一个比较器,响应于所述第一阈值和第二阈值和所述计数值来确定在所述PWM循环周期内何时开始和停止脉冲。所述脉冲位置数据可以包括对所述脉冲与所述PWM循环周期内的居中位置的偏移的指示。所述阈值生成器可以被配置为基于居中位置的脉冲的脉冲宽度数据来生成所述第一阈值和所述第二阈值的初始值,且基于所述脉冲位置数据来调整所述第一阈值和所述第二阈值的所述初始值。所述计数器可以被配置为在对与所述PWM循环周期相对应的所述第一时钟信号的多个时钟循环计数之后复位。

[0015] 在一些实施方式中,所述PWM调制器可以进一步包括信号转换器,所述信号转换器用于接收输入信号且将所述输入信号转换为所述脉冲宽度数据。所述信号转换器可以包括 $\Sigma-\Delta$ 调制器。

[0016] 在一些实施方案中,所述PWM调制器可以被配置为输出第一PWM信号和第二PWM信号,例如作为差分输出,该差分输出例如用于驱动全桥D类放大器输出级。在一些实施方案

中,所述PWM调制器可以包括电路系统,所述电路系统用于接收来自所述PWM生成器的PWM信号且导出提供差分输出的第一PWM信号和第二PWM信号。

[0017] 在一些情况下,所述第二PWM信号可以是所述第一PWM信号的反相型式,例如以提供AD型调制。在这种情况下,从所述PWM生成器所输出的PWM信号可以作为所述第一PWM信号输出,且所述PWM调制器可以包括反相器,所述反相器用于将从所述PWM生成器所输出的PWM信号的型式反相,以提供所述第二PWM信号。

[0018] 在其他实施方案中,可以生成所述第一PWM信号和所述第二PWM信号,以允许所述差分输出中的零状态,例如BD型调制。在一些实施方案中,所述PWM调制器可以包括重调制器,该重调制器被配置为将从所述PWM生成器所输出的PWM信号转换成三态信号。在一些情况下,所述重调制器可以包括梳状滤波器,所述梳状滤波器例如包括延迟器和组合器。所述PWM调制器可以进一步包括映射器,所述映射器用于将所述三态信号映射至所述第一PWM信号和所述第二PWM信号中。

[0019] 在一些实施方案中,所述PWM生成器可以被配置为生成所述第一PWM信号和所述第二PWM信号,且所述脉冲位置控制器可以被配置为控制所述第一PWM信号和所述第二PWM信号中的脉冲的位置。在一些实施方案中,所述PWM生成器被配置为接收第一脉冲宽度数据和第二脉冲宽度数据,且输出相应的第一PWM信号和第二PWM信号。处理块可以被配置为接收(例如,来自 $\Sigma - \Delta$ 调制器的)初始脉冲宽度信号,且确定所述第一脉冲宽度数据和所述第二脉冲宽度数据。在一些实施方案中,上面所讨论的误差块可以被配置为基于所述第一宽度数据和所述第二脉冲宽度数据来确定脉冲位置误差,且所述量化器可以是矢量量化器,所述矢量量化器被配置为输出第一脉冲位置数据和第二脉冲位置数据,所述第一脉冲位置数据用于控制所述第一PWM信号的PWM循环周期内的脉冲的位置,且所述第二脉冲位置数据用于控制所述第二PWM信号的PWM循环周期内的脉冲的位置。

[0020] 所述PWM调制器可以被实施为集成电路。在一些实施方式中,所述PWM调制器可以形成为用于驱动换能器的信号路径的一部分。所述换能器可以是以下中的一个:音频换能器;超声换能器;触觉换能器。

[0021] 多个方面还涉及一种D类放大器电路,包括如上述变体中的任一项所描述的PWM调制器和由所述PWM信号所控制的输出级。所述输出级可以是半桥输出级或全桥输出级。在所述输出级是全桥输出级且所述PWM调制器本身不输出适于驱动所述全桥输出级的第一PWM信号和第二PWM信号的情况下,所述放大器电路可以包括用于接收所述PWM信号且导出用于分别驱动全桥输出级的第一支路和第二支路的第一PWM信号和第二PWM信号的电路系统,诸如如上面所描述的反相器或重调制器和映射器。

[0022] 多个方面还涉及一种电子设备,包括如以上变体中的任一项所描述的PWM调制器或如所描述的D类放大器电路。该设备可以是以下中的至少一个:便携式设备;电池供电设备;通信设备;移动或蜂窝电话或智能电话;计算设备;膝上型计算设备、笔记本计算设备或平板计算设备;可穿戴设备;智能手表;语音控制设备或语音激活设备;媒体播放器;游戏设备;家用设备或电器。

[0023] 多个方面还涉及PWM调制的方法,包括:

[0024] 生成包括多个重复的PWM循环周期的PWM信号,其中所述PWM信号在每个PWM循环周期内的任一脉冲的持续时间基于所接收的脉冲宽度数据,以使得所述PWM循环周期以及PWM

信号中的任一脉冲的开始和结束被同步至所接收的第一时钟信号；

[0025] 其中所述方法包括：生成与所述PWM循环周期内的居中位置具有位置误差的脉冲；以及，控制脉冲在PWM循环周期内的位置，从而至少部分地补偿一个或多个先前脉冲的位置误差。

[0026] 多个方面还涉及一种PWM调制器，包括：用于接收输入信号的输入；用于接收第一时钟信号的时钟输入；以及，用于在PWM循环周期内生成脉冲的脉冲生成器，其中所述脉冲和所述PWM循环周期被同步至所述第一时钟信号，且基于所述输入信号来控制脉冲在PWM循环周期内的持续时间；其中所述脉冲生成器能操作以生成在PWM循环周期内未居中的脉冲，且控制脉冲在PWM循环周期内的位置，从而补偿一个或多个先前PWM循环周期中未居中的脉冲。

[0027] 多个方面还涉及一种PWM调制器，所述PWM调制器能操作以生成数字PWM信号，其中所述PWM信号的信号转变被同步至第一时钟信号，其中所述PWM调制器包括脉冲位置控制器，所述脉冲位置控制器被配置为监测由PWM循环周期内的脉冲在所述PWM循环周期内未居中所引起的任何位置误差，且控制后续PWM循环周期内的脉冲的位置，以补偿所述误差。

[0028] 多个方面还涉及一种脉冲位置控制器，所述脉冲位置控制器用于控制PWM信号的脉冲在PWM循环周期内的位置，所述脉冲位置控制器被配置为接收脉冲宽度数据，且包括：误差块，用于基于所述脉冲宽度数据确定脉冲的位置误差；环路滤波器，用于对所述位置误差进行滤波；以及，量化器，被配置为基于所述环路滤波器的输出来输出脉冲位置数据，所述脉冲位置数据用于控制所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置。

[0029] 多个方面还涉及数字PWM脉冲生成器，包括：

[0030] 第一输入，用于接收脉冲宽度数据；第二输入，用于接收脉冲位置数据；时钟输入，用于接收第一时钟信号；用于输出包括PWM循环周期中的一系列脉冲的PWM信号的输出，其中PWM循环周期以及所述脉冲的开始和结束被同步至所述第一时钟信号；其中脉冲在PWM循环周期内的持续时间由所述脉冲宽度数据定义，且所述脉冲在所述PWM循环周期内的位置由所述脉冲位置数据定义。

[0031] 所述数字PWM脉冲生成器可以包括：阈值生成器，用于基于所述脉冲宽度数据和所述脉冲位置数据来生成第一阈值和第二阈值；计数器，所述计数器由所述第一时钟信号提供时钟，以生成计数值；以及，至少一个比较器，所述至少一个比较器响应于所述第一阈值和所述第二阈值和所述计数值，以确定在所述PWM循环周期内何时开始和停止脉冲。

附图说明

[0032] 为了更好地解释和例示本公开内容的多个方面，现在将仅通过实施例的方式参考附图来描述多个实施方案，在附图中：

[0033] 图1例示了D类放大器的一个实施例；

[0034] 图2例示了PWM信号的不同格式；

[0035] 图3例示了伴随数字PWM信号的时序问题；

[0036] 图4例示了根据一个实施方案的PWM调制器；

[0037] 图5例示了合适的脉冲位置控制器的一个实施例；

[0038] 图6例示了量化器特性的一个实施例；

- [0039] 图7例示了PWM生成器的一个实施例；
- [0040] 图8例示了用于D类放大器的全桥输出级的一个实施例；
- [0041] 图9a和图9b例示了用于全桥输出级的调制方案的两个实施例；
- [0042] 图10a和图10b例示了PWM调制器用于驱动全桥输出级的用途的两种实施方式；以及
- [0043] 图11例示了根据另一实施方案的PWM调制器。

具体实施方式

[0044] 如上面所提及的，数字PWM调制器的一种应用是用于D类放大器。图1例示了数字PWM D类放大器电路100的原理。通过PWM调制器101接收数字输入信号 S_{IN} ，该PWM调制器101生成相应的PWM信号 S_{PWM} 。PWM信号 S_{PWM} 将输入信号 S_{IN} 的值编码为第一输出状态（例如，逻辑1）的脉冲在所定义的循环频率 F_{CYC} 的PWM循环周期中的持续时间。

[0045] 通过预驱动器102接收PWM信号 S_{PWM} ，该预驱动器102基于PWM信号 S_{PWM} 反相地驱动输出级104的开关103a和103b（通常在开关转变期间具有较小的死区时间，以避免电流直通）。开关103a和103b串联连接在高电压轨 V_H 和低电压轨 V_L 之间，且从开关103a和103b之间的中点处的输出节点105分接输出信号 S_{OUT} 。因此，在图1的实施例中，输出信号 S_{OUT} 是轨至轨输出，该轨至轨输出根据PWM信号 S_{PWM} 在 V_H 和 V_L 之间变化。输出信号 S_{OUT} 的平均电压取决于PWM信号 S_{PWM} 的占空比。输出信号 S_{OUT} 可以通过下游滤波器部件进行滤波，所述下游滤波器部件可以包括例如音频负载，以提供模拟驱动信号。注意，图1例示了半桥输出级，例如适于驱动单端负载，但是在某些情况下可以使用全桥输出级，如下面将更详细描述。

[0046] 对于数字PWM调制器101，PWM信号 S_{PWM} 的信号转变被同步至频率 F_{CLK1} 的第一时钟信号CLK1。因此，PWM信号 S_{PWM} 的每个脉冲的持续时间以及PWM循环周期本身是第一时钟信号CLK1的时钟循环的周期 T_{CLK1} 的倍数。PWM调制器101的循环频率 F_{CYC} 有效地定义了什么可以被视为输出信号 S_{OUT} 在滤波之前的采样率，且可以被选择从而为放大器电路100提供所期望的总体性能。可以将第一时钟信号CLK1的时钟频率 F_{CLK1} 选择为使得在PWM循环周期内存在足够数目的时钟循环，以依据可用于对输入信号进行编码的不同可能脉冲宽度的数目提供所期望的分辨率。因此，第一时钟信号 F_{CLK1} 的频率可以被设置为等于 $N * F_{CYC}$ ，其中N是所期望的分辨率。例如，如果循环周期对应于第一时钟信号CLK1的30个时钟循环，则可以对占空比的31个不同值进行编码，假设0%的占空比（即，该循环内没有第一状态的脉冲）和100%的占空比（即，在整个PWM循环周期内处于第一状态的脉冲）是允许的。

[0047] 输入信号 S_{IN} 定义了第一状态的脉冲的持续时间。在一些情况下，输入信号可以是适当的数字信号，该适当的数字信号依据第一时钟信号CLK1的时钟循环的数目自然地定义了所需的脉冲宽度。例如，输入信号 S_{IN} 可以是具有与PWM调制器101的分辨率匹配的分辨率N的数字信号。例如，对于上面所描述的具有31个不同脉冲宽度（包括零脉冲宽度）的实施例，输入信号 S_{IN} 可以是采样率对应于循环频率 F_{CYC} 的合适的5位数字信号。但是，在一些实施方式中，输入信号 S_{IN} 可能需要通过合适的转换器（诸如， $\Sigma - \Delta$ 调制器）转换为合适的格式，例如诸如采样率对应于PWM循环频率 F_{CYC} 的5位数字信号，如将在后面更详细讨论的。

[0048] 因此，PWM调制器101针对由输入信号所定义的第一时钟信号CLK1的连续时钟循环的数目生成第一状态的脉冲。PWM调制器101的输出可以被看作是采样率由第一时钟信号

CLK1定义的数字信号,其中PWM循环周期内某一数目的连续位是1,PWM循环周期内的其余位是0(反之亦然)。

[0049] PWM信号存在多种不同的格式。例如,图2例示了PWM信号的两个实施例。在每种情况下,都存在一个固定的PWM循环周期 T_{CYC} ,图2例示了三个PWM循环周期,分别在T1、T2和T3处开始。在每种情况下,PWM信号在第一状态(例如,逻辑1)和第二状态(例如,逻辑0)之间变化,以在每个PWM循环周期中以相应的持续时间D1、D2和D3定义第一状态的单个脉冲。

[0050] 在图2所例示的最上面的信号中,第一状态的脉冲开始于相关PWM循环周期的起点,且第一状态(逻辑1)保持所需的持续时间。然后,当信号变回至第一状态时,该信号改变至第二状态且保持该状态直到下一个PWM循环周期的开始(除非允许,下一个第一状态脉冲被定义为具有零长度)。

[0051] 尽管这样的PWM信号可以按每个PWM循环周期内的占空比对输入信号 S_{IN} 的值进行正确编码,但是如果这样的PWM信号被用于对PWM信号的每个PWM循环内的能量分布敏感的一些应用,例如如果通过滤波将PWM信号转换为模拟信号,则时序问题确实会出现。例如,如果这样的PWM信号被用来控制D类输出级(诸如图1中所例示的),且这样的D类输出级被连接在 $V_H = VDD$ 和 $V_L =$ 接地的供电轨之间,则PWM信号的脉冲将定义连接至VDD的电压的输出所花费的时间量及其时序。输出信号 S_{OUT} 的每个PWM循环周期可以被看作是一个采样周期,其中信号的值被编码为脉冲在采样周期内的电压-时间乘积。当被滤波时,这提供了所期望的模拟信号值。应理解,对应于脉冲的电压-时间乘积的采样值有效地居中于脉冲的中心或中点。图2还示出了三个循环周期中的每个循环周期中的脉冲的相应中点M1、M2和M3。可以看出,脉冲的中点与相应的PWM循环周期的中点并不对准,且随着脉冲持续时间变化(在此实施例中减小),中点的位置移动(在此实施例中进一步朝着循环的开始),且连续脉冲的中点之间的时间也变化。实际上,这导致时序误差或相位误差,所述时序误差或相位误差导致所得到的经滤波的模拟信号的失真。

[0052] 因此,对于通过滤波将PWM信号有效地转换为模拟信号的应用(诸如,D类放大器),PWM信号优选地被布置为对称PWM信号,如由图2中下部的信号所例示的。对于对称PWM信号,每个循环中每个脉冲的中点与循环的中点位于同一位置。因此,第一状态的脉冲(例如,D1)出现在PWM循环周期的中部,而相等周期的第二状态出现在PWM循环周期的开始和结束。可以将这样的对称PWM信号转换为模拟信号,而不会出现上述时序误差。

[0053] 对于模拟PWM调制器,第一状态的脉冲的开始或结束的时间不会受到明显限制,且因此循环周期内的基本上任何持续时间的脉冲都可以形成为对称PWM信号的一部分,例如通过将输入信号或由输入信号所导出的误差信号与锯齿型波形进行比较,该锯齿型波形在循环周期的过程内对称地从第一值渐变至第二值然后回至第一值。

[0054] 然而,如上所述,对于数字PWM调制器,PWM循环周期内的脉冲的开始和结束被同步至第一时钟信号。这可能意味着,一些可能的脉冲宽度不能被正确定位成关于PWM循环周期的中点对称。如上所述,PWM循环周期可以被定义为具有等于第一时钟信号CLK1的N个时钟循环的持续时间,且脉冲在PWM循环周期内的起点和结束可以被同步至第一时钟信号,以使得脉冲持续时间也是整数数目的时钟循环。如果N为偶数,例如30个时钟循环的持续时间(如先前所讨论的实施例),则奇数数目的时钟循环的脉冲宽度不能被正确地定位为在PWM循环周期内对称。

[0055] 图3例示了此问题。图3例示了持续时间 T_{Cyc} 的PWM循环周期,该持续时间 T_{Cyc} 在此实施例中等于第一时钟信号CLK1的周期 T_{CLK1} 的8个时钟循环。对于PWM循环周期内的此偶数数目的时钟循环,可以将具有也等于偶数数目的时钟循环的持续时间的脉冲布置成对称的,如位置(a)例示的。当然应理解,可以将具有偶数数目的时钟循环的脉冲定位在PWM循环周期内,从而较早地开始,如由位置(b)所例示的。在此实施例中,在脉冲开始之前仅存在一个第二状态的时钟循环,而在脉冲结束之后且在PWM循环周期结束之前存在三个时钟循环。这可以被看作是一个极性的位置误差,即太早地开始脉冲。位置(c)例示了相反极性的误差,即太晚地开始脉冲。

[0056] 然而,对于具有等于奇数数目的时钟循环的持续时间的脉冲,不可能在PWM循环周期 T_{Cyc} 内将脉冲正确地定位成对称的。脉冲或者太早地开始,如位置(d)中所例示的,或者太晚地开始,如位置(e)中所例示的,在位置(d)中,在脉冲开始之前存在两个时钟循环,以及在脉冲结束之后且在PWM循环周期结束之前存在三个时钟循环,这对应于开始脉冲时间中的半个时钟循环的误差,在位置(e)中再次存在半个时钟循环的时序误差。

[0057] 应理解,如果PWM循环周期具有等于奇数数目的时钟循环 T_{CLK1} 的持续时间,则将存在类似的问题。在那种情况下,有可能对称地布置脉冲的持续时间也是奇数数目的时钟循环的脉冲,但是对于具有对应于偶数数目的时钟循环的持续时间的脉冲,时序误差或相位误差总是会存在。换句话说,如果PWM周期的持续时间和脉冲的持续时间依据时钟循环的数目具有相同的奇偶性,即都是偶数或都是奇数,则脉冲可以在PWM周期内居中定位,但是如果奇偶性不同,则不能居中定位。

[0058] 可以将数字PWM调制器101限制为仅输出具有与PWM循环周期的持续时间具有(依据时钟循环的数目)相同奇偶性的持续时间的脉冲,例如对于自身是偶数数目的时钟循环的循环周期,仅使用偶数数目的时钟循环。但是,这将限制可以产生的不同脉冲宽度的数目。例如,如果PWM循环周期具有等于30个时钟循环的持续时间,且PWM调制器被限制为产生具有仅等于偶数数目的时钟循环的持续时间的输出脉冲,则将仅存在可能生成的15个不同的脉冲宽度(或16个不同的脉冲宽度,包含没有脉冲,即0%的占空比)。因此,这将降低PWM信号的分辨率,且对性能产生影响。替代地,为了维持所期望的分辨率,可以通过使用较高频率的第一时钟信号CLK1来增大PWM循环周期内的时钟循环的数目。例如,如果第一时钟信号CLK1的频率足够快以至于在所需的PWM循环周期中存在60个时钟循环,则PWM调制器101可以被布置为输出30个不同的脉冲宽度,每个脉冲宽度具有偶数数目的时钟循环。然而,这将要求第一时钟信号CLK1的频率是提供所需分辨率原本需要的频率的两倍。这样的快时钟频率将对功率效率产生影响。

[0059] 因此,本公开内容的实施方案涉及用于至少减轻这些问题中的一些问题的用于PWM调制的方法和装置。在本公开内容的实施方案中,PWM调制器可操作用于生成PWM信号,在该PWM信号中至少部分地基于对一个或多个先前脉冲的任何位置误差的指示来控制PWM循环周期内的脉冲的位置。在本公开内容的实施方案中,PWM调制器可以生成PWM信号,在该PWM信号中,PWM循环周期和脉冲在PWM循环周期中的位置由第一时钟信号定义,即,脉冲的开始和结束被同步至第一时钟信号。可以生成PWM信号,其中至少一些脉冲可以包括位置误差,例如,在PWM循环周期内未居中或不对称,且后续循环周期内的后续脉冲在PWM循环周期内被定位成至少部分地补偿位置误差。

[0060] 图4例示了可以被用作图1的放大器电路100中的数字PWM调制器101的PWM调制器400的一个实施方案。然而,在一些实施方式中,所接收的输入信号的格式(例如,位宽或字长或采样频率)可能不适合直接用作对所需的脉冲宽度 P_{Width} 的指示。图4例示了在一些实施方式中可以通过字长或采样率转换器模块401接收输入信号 S_{IN} 。例如,可以通过 $\Sigma - \Delta$ 调制器(SDM)401减少字长。与仅截取输入信号 S_{IN} 的输入数字字相比,这种转换器中的量化噪声的整形可以提供更好的音频带量化噪声。SDM 401可以将输入信号 S_{IN} 转换为具有所需分辨率 N 和对应于PWM循环频率 F_{CYC} 的所需采样率的数字信号。来自SDM 401的输出有效地指示了每个循环周期中所需的脉冲宽度 P_{Width} 。SDM 401因此可以以由第二时钟信号CLK2所定义的操作,其中第二时钟信号CLK2具有比第一时钟信号更低的频率。第二时钟信号CLK2可以具有等于 F_{CYC} 的频率。在一些情况下,第二时钟信号CLK2可以由第一时钟信号CLK1导出。

[0061] 然而,在一些实施方式中,可以以合适的格式例如从一些上游处理或存储来接收输入信号 S_{IN} ,且因此输入信号 S_{IN} 可以被直接用作脉冲宽度数据 P_{Width} 。

[0062] 脉冲宽度数据 P_{Width} 被提供至PWM生成器402,该PWM生成器402生成依据第一时钟信号CLK1的时钟循环的数目的对应的所需宽度的脉冲。

[0063] 然而,在图4的实施方案中,脉冲宽度数据 P_{Width} 也被提供至脉冲位置控制器403。脉冲位置控制器403接收脉冲宽度数据 P_{Width} ,且确定脉冲在循环周期内的脉冲位置。脉冲位置控制器403将每个循环周期的脉冲位置数据 P_{POS} 输出至PWM生成器402,PWM生成器402然后在循环周期内如至少部分地由脉冲位置数据 P_{POS} 所定义的位置处生成具有如由 P_{Width} 所定义的所需宽度的脉冲。

[0064] 脉冲位置控制器403有效地操作以试图将相应循环的每个脉冲定位成跨越若干循环保持低的总体位置误差。如上所述,对于等于偶数数目的时钟循环的PWM循环周期,具有也等于偶数数目的时钟循环的宽度或持续时间的脉冲可以被定位成对于该循环没有任何位置误差,但是在给定循环内,某些位置误差对于奇数宽度的脉冲是固有的。脉冲位置控制器403操作,以试图通过将PWM循环周期内的脉冲定位成补偿先前循环的位置误差来跨越若干循环减小或最小化总体误差。

[0065] 因此,例如,如果PWM循环周期等于第一时钟信号CLK1的8个时钟循环,且在两个连续的PWM循环周期中所需的脉冲宽度是3个时钟循环,则可以如由图3中的位置(d)所例示的定位第一PWM循环周期中的脉冲,例如比完全的对称位置早半个时钟循环开始脉冲,且可以如由图3中的位置(e)所例示的定位第二PWM循环周期中的脉冲,例如比完全的对称位置晚半个时钟循环开始脉冲,以补偿误差。

[0066] 在一些实施方式中,脉冲位置控制器403可以被配置成使得具有(依据时钟循环的数目)与PWM循环周期具有相同奇偶性的宽度或持续时间的脉冲总是对称地定位,以在相应的PWM循环内不生成位置误差。然后,依据第一时钟信号CLK1的时钟循环的数目,与循环周期具有相反奇偶性的宽度或持续时间的脉冲可以被可控制地定位,以保持低的总体位置误差。

[0067] 然而,在使用中,具有意味着不能在PWM循环周期内对称地定位的宽度的脉冲可能跟随有一连串的循环,其中所有脉冲都可以对称地定位,在这种情况下,在有用的时间帧内将不会补偿位置误差。

[0068] 还应注意,位置误差的量随脉冲宽度而变化。例如,再次参考图3,考虑位置(e)处

所例示的脉冲。这是三个时钟循环的连续脉冲。但是,可以认为,在PWM循环周期的第四和第五时钟循环处出现的两个时钟循环的第一子脉冲,紧跟着是在PWM循环周期的第六时钟循环处出现的一个时钟循环的第二子脉冲。第一子脉冲关于PWM循环周期的中点对称,且因此不具有与之相关联的位置误差。可以将第二子脉冲的时间-电压乘积视为等于进入循环周期的5.5个时钟循环的时间处一定量的能量的等同物,因此在PWM循环周期的中点之后的1.5个时钟循环处出现。

[0069] 现在考虑改为使脉冲早一个时钟循环开始且晚一个时钟循环结束。这将对应于具有五个时钟循环的持续时间的脉冲,该脉冲再次比理想的对称位置晚半个时钟循环开始。在这种情况下,这样的脉冲可以再次被认为是第一对称子脉冲,在这种情况下,该第一对称子脉冲现在是四个时钟循环的持续时间,跟随具有一个时钟循环的第二子脉冲。再次,第一子脉冲是对称的且不产生位置误差,但是在这种情况下,第二子脉冲的能量居中在第七循环周期,且因此比PWM循环周期的中点晚2.5个循环周期出现。

[0070] 因此,可以将图3的位置(e)中所例示的脉冲可以被看作是具有1.5(依据时钟循环)的幅度的误差,而具有五个时钟循环的持续时间的脉冲(同样地在对称位置之后半个时钟循环开始)将导致幅度2.5的位置误差。太早开始的脉冲也会出现同样的情况,但是误差可以认为具有相反的极性。

[0071] 通常,任何脉冲都可以划分为第一子脉冲区域和第二子脉冲区域,该第一子脉冲区域包括围绕PWM循环周期的中点对称的脉冲的最大部分(如果有的话),该第二子脉冲区域包括该脉冲的任何剩余部分。如果脉冲在PWM循环周期的中点之前开始且在中点之后结束,则可以将脉冲的至少一部分定义为第一子脉冲区域,且这样的区域将在与脉冲相同的时间开始或在与脉冲相同的时间结束,如果脉冲实际是居中的,则这样区域将在与脉冲相同的时间开始且在与脉冲相同的时间结束。如果脉冲未居中,则将存在脉冲的至少一部分与第二子脉冲区域相对应,第二子脉冲区域与在已识别该脉冲的大部分对称部分之后脉冲的剩余部分相对应。该第二子脉冲区域可以看作是提供了时序误差,且对于更长持续时间的脉冲,它将远离循环周期的中点。

[0072] 脉冲位置控制器403因此可以控制奇数和偶数宽度脉冲的位置,即,依据第一时钟信号CLK1的时钟循环的数目,脉冲的持续时间可以是奇数或偶数。脉冲位置控制器403可以控制脉冲的位置,该脉冲可以对称地定位,以使得该脉冲被布置在非对称位置中,从而减小总体位置误差。因此,例如参考图3,脉冲位置控制器403可以生成脉冲位置数据 P_{POS} ,以使得PWM生成器402在位置(b)或(c)而不是位置(a)处生成四个时钟循环的持续时间的脉冲,以减少总体位置误差。

[0073] 图5例示了合适的脉冲位置控制器403的一个实施方案。在此实施例中,脉冲位置控制器403输出脉冲位置数据 P_{POS} ,该脉冲位置数据 P_{POS} 指示脉冲位置与居中的对称位置的偏移量。

[0074] 通过乘法器501将所接收的脉冲宽度数据 P_{Width} 与由输出脉冲位置数据 P_{POS} 所导出的反馈信号相乘。如上所述,位置误差的程度与时序误差的量有关,但也与脉冲的宽度有关。因此,乘法器501的输出提供了对输入至环路滤波器502的位置误差的指示。因此,乘法器501用作用于确定位置误差的误差块。环路滤波器502有效地累积位置误差的量。如本领域技术人员将理解的,环路滤波器502可以是被选择以提供期望性能的任何合适类型的滤

波器。例如,滤波器可以是二阶或更高阶积分滤波器,例如三阶或四阶滤波器,诸如可以被用于 $\Sigma - \Delta$ 调制器等。

[0075] 环路滤波器502的输出被输出至增益补偿块503,增益补偿块503在反馈环路中通过脉冲宽度 P_{width} 对乘积进行补偿,以提供恒定的增益。在一些实施方式中,增益补偿块503可以有效地将环路滤波器502的输出除以与脉冲宽度 P_{width} 成比例的值。这可以通过实际的除法函数来实施,但是由于除法在计算上是昂贵的且可能的脉冲宽度的数目受到限制,所以可能是有利的是,将一组倒数值(例如,与脉冲宽度的倒数成比例的值)存储在查找表或类似表格中,且基于脉冲宽度 P_{width} 来选择合适的倒数值以用于与环路滤波器502的输出相乘。

[0076] 然后,可以将经增益补偿的位置误差输入至量化器504,该量化器选择待施加至脉冲以减小总体位置误差的任何适当的时序偏移。如上所述,可以提供时序偏移数据,即脉冲位置数据 P_{POS} ,作为与理想居中位置相比,脉冲的偏移的指示。还如上所述,对于奇数和偶数宽度脉冲,与可以实施的偏离理想居中位置的可能偏移在实践中会变化。依据时钟循环的数目,脉冲宽度与循环周期具有相同奇偶性(例如,都是偶数或都是奇数)的脉冲可以在PWM循环周期内正确地居中(即,零偏移),或者可以与该理想位置偏移整数数目的时钟循环。因此,对于与PWM循环周期具有相同奇偶性的脉冲宽度,量化器504可以被配置为输出偏移值,该偏移值是整数,即零或非零的正整数或负整数。如所指出的,零值可指示无时序偏移,而对于非零值,极性(正或负)可指示相对时序偏移,例如,分别指示早或晚,反之亦然。

[0077] 依据时钟循环的数目,对于与循环周期具有相反奇偶性的时钟宽度,量化器504可被配置为输出等于任何半整数的值,即 $x/2$ 的值,其中 x 为任何正或负的奇数整数。这样的脉冲不能在PWM循环周期内正确地居中,且因此与理想居中位置的一些时序偏移始终会出现。

[0078] 图6例示了依据可能的输出量化水平,量化器504的特性的一个实施例。在一些情况下,量化器504可以响应于奇偶性监测器505,该奇偶性监测器505通过查看每个循环的脉冲宽度数据 P_{width} 的最低有效位的值来确定脉冲的奇偶性(依据脉冲持续时间对应于奇数数目还是偶数数目的第一时钟信号CLK1的时钟循环)。如果脉冲宽度数据是奇数,则量化器可以从第一组输出值中选择,且如果脉冲宽度数据是偶数,则量化器可以从第二组输出值中选择。在一些实施例中,量化器504可以包括分别以第一组和第二组输出值操作的分立的奇数数目的量化器504a和偶数数目的量化器504b。可以基于脉冲宽度数据的奇偶性来选择相关量化器以供使用,或者量化器可以并行操作且可以基于对来自奇偶性监测器505的奇偶性的指示来选择相关量化器的输出。

[0079] 因此,来自量化器504的输出是与当前PWM循环周期的脉冲的理想居中位置的所需时序偏移的指示,该所需时序偏移使总体位置误差最小化。

[0080] 在一些情况下,量化器504的输出可以被输入至饱和控制器506中。饱和控制器506实际上可以确保所施加的时序偏移的量是适当的,且如果需要,限制所施加的时序偏移的量。应理解,脉冲在循环周期内可以偏移的量将取决于脉冲宽度。因此,例如,如果脉冲具有的持续时间仅比总体循环周期短一个时钟循环,则该脉冲只有两个可能的位置,即该脉冲在PWM循环周期的起点处开始且在结束之前的一个时钟循环结束,或者脉冲在进入PWM循环周期的一个时钟循环开始且在PWM循环周期的结束处停止。然而,理论上可以将具有仅一个时钟循环的持续时间的脉冲定位在从PWM循环周期的第一个时钟循环至最后一个时钟循环

的任何位置。

[0081] 因此,饱和控制器506可以基于脉冲宽度 P_{width} 来限制脉冲偏移值 P_{POS} 的幅度,以避免将脉冲偏移大于所需的量。脉冲位置数据 P_{POS} 的反馈在饱和控制器之后被分接出,使得反馈至环路滤波器502的位置误差基于实际所实施的脉冲位置。

[0082] 如图5中所例示的脉冲位置控制器403有效地将噪声整形施加至脉冲位置,即PWM信号的脉冲边缘的位置。脉冲位置控制器403因此可以被视为边缘位置整形器。

[0083] 脉冲位置数据 P_{POS} 被提供至PWM生成器402,在上面所描述的实施例中,脉冲位置数据 P_{POS} 可以指示脉冲与居中位置偏移(如果有的话)的程度,例如脉冲的边沿的位置的期望偏移。然后,PWM生成器402生成在PWM循环周期内适当定位的脉冲。图7例示了合适的PWM生成器402的一个实施例。脉冲宽度数据 P_{width} 被阈值块701接收,且被用来基于所需脉冲宽度导出至少一个阈值。在此实施例中,上限阈值 D_A 和下限阈值 D_B 被定义为(依据第一时钟信号CLK1的时钟循环)表示应分别开始和停止脉冲以在PWM循环周期中提供所需宽度中心的脉冲的值。因此,例如,所需的脉冲宽度值 P_{width} 可以减半,且从对应于PWM循环的中点的值 P_{MID} 中减去所得到的值以提供阈值 D_A ,且将所得到的值与值 P_{MID} 相加以提供阈值 D_B 。如果PWM循环周期具有等于偶数数目的第一时钟信号的时钟循环的持续时间,则值 P_{MID} 将是整数。在这种情况下,如果脉冲的持续时间也是偶数数目的时钟循环,则阈值 D_A 和 D_B 均为整数。但是,如果脉冲的持续时间是奇数数目的时钟循环,则一半的值将为半整数且所得到的阈值也将为半整数。但是,如果PWM循环周期的持续时间等于奇数数目的时钟循环,则值 P_{MID} 将是半整数。在这种情况下,奇数数目的时钟循环的脉冲持续时间将导致阈值 D_A 和 D_B 的整数值,且偶数数目的时钟循环的脉冲宽度将导致半整数值。因此,如果脉冲宽度和PWM循环周期确实具有相同的奇偶性(依据时钟循环的数量),阈值将是整数,否则如果奇偶性不同,则阈值将是半整数。

[0084] 然后,将对应于居中脉冲位置的这些阈值都通过被定义为脉冲位置数据 P_{POS} 的量进行偏移。如上面所提及的,此值表示与居中位置的所需时间偏移的量,且如果脉冲的持续时间和PWM循环周期的持续时间彼此具有相反的奇偶性(依据时钟循环的数目),则脉冲位置数据 P_{POS} 本身将为半整数。阈值 D_A 和 D_B 各自都沿相同的方向偏移,例如从阈值 D_A 和 D_B 两者中减去脉冲位置数据 P_{POS} 值(如果期望的是脉冲位置数据 P_{POS} 的正极性提供较早的脉冲位置,否则可以将脉冲位置数据 P_{POS} 加到两个阈值上)。这提供了所需的脉冲位置偏移,而对脉冲宽度没有任何影响。然后,经调整的阈值(即,经边缘整形的阈值 D_{AS} 和 D_{BS})被用来定义何时在PWM循环周期内开始和停止脉冲。

[0085] 在此实施例中,将经边缘整形的阈值 D_{AS} 和 D_{BS} 分别提供至比较器702a和702b,比较器702a和702b中的每个从计数器703接收计数值。计数器703由第一时钟信号CLK1提供时钟,且在重置为零之前,计数器703可以分别从计数值零递增至值N,该值N等于PWM循环周期的时钟循环的数目。除非计数值等于或大于相应的阈值 D_{AS} 或 D_{BS} ,否则比较器702a和702b输出逻辑0的值。从比较器702b的输出中减去来自比较器702b的输出,以形成PWM信号 S_{PWM} 。在PWM循环的开始处,计数值为零。除非下限阈值等于零,否则比较器702a和702b的输出都将为逻辑0。然后,计数值递增,直至达到下限阈值 D_{AS} 的值为止,此时比较器702a的输出变为逻辑1。除非阈值 D_{BS} 等于 D_{AS} (指示零占空比),否则比较器702b的输出将为逻辑0,且因此此时PWM信号 S_{PWM} 将变为逻辑1。计数值将增加,直到达到较高阈值 D_{BS} 且比较器702a和702b均具有

逻辑1的输出,在这种情况下,PWM信号 S_{PWM} 降回至逻辑0。

[0086] 应理解,这种布置意味着仅计数器703和比较器702a和702b以第一时钟信号的相对快的时钟速率操作,且阈值块702可以第二时钟信号CLK2的较慢的速度(例如,以PWM循环频率 F_{CYC})操作。还应理解,这仅是合适的PWM生成器402的一个实施例,许多变体是可能的。

[0087] 在图5和图7中例示的实施例中,脉冲位置控制器403输出关于脉冲与居中位置的所需边缘偏移的脉冲位置数据 P_{POS} 。然而,这仅是一个实施例,且脉冲位置控制器可以被布置为提供其他格式的脉冲位置数据,例如脉冲位置控制器403可以输出对PWM循环周期中脉冲应开始和/或停止的时钟循环的时钟循环的指示。因此,脉冲位置控制器403可以例如输出相关上限或下限阈值的指示。然后,PWM生成器402可以在相关时钟循环处开始脉冲,且将脉冲保持所需的持续时间,如脉冲宽度数据 P_{width} 所指示的。

[0088] 如上面所讨论的,根据本公开内容的实施方案的PWM调制器可以被用作D类放大器(诸如关于图1所描述的放大器)的一部分。图1中所示出的D类放大器具有半桥输出级,但是D类放大器的一些实施方式使用具有全桥布置的输出级。图8例示了以全桥布置实施的D类放大器的输出级104的一个实施例。在此实施例中,输出级104具有第一支路,该第一支路包括开关103a和103b,所述开关103a和103b串联连接在 V_{H} 和 V_{L} 之间,且以与上面所讨论的类似方式与输出节点105-1连接,但是输出级还包括第二支路,该第二支路包括开关103c和103d,所述开关103c和103d也串联连接在电压轨 V_{H} 和 V_{L} 之间且与第二输出节点105-2连接。输出信号 S_{OUT} 是从第一输出节点105-1和第二输出节点105-2分接出的差分信号,且可以例如被用来驱动桥接负载。第一支路的开关103a和103b可以经由第一预驱动器102-1由第一PWM信号 S_{PWM1} 来驱动。第二支路的开关103c和103d可以经由第二预驱动器102-1由第二PWM信号 S_{PWM2} 来驱动。

[0089] 在一些情况下,可以驱动输出级以使得两个输出支路彼此在相同的时间切换状态,其中第一支路的开关103a和103b相对于第二支路的对应开关103c和103c以反相方式被切换。这种调制方案通常被称为AD调制。因此,第二PWM信号 S_{PWM2} 实际上是第一PWM信号 S_{PWM1} 的反相,如图9a中例示的。图9a例示了PWM信号的三个PWM循环。第一PWM信号 S_{PWM1} 可以是诸如上面所描述的PWM信号,其中第一状态的脉冲在PWM循环周期内尽可能地居中且循环周期的剩余部分包括第二输出状态。第二PWM信号 S_{PWM2} 是第一PWM信号 S_{PWM1} 的反相。所得到的输出信号 S_{OUT} 是在两个输出节点105-1和105-2处的电压之间的差。这样的布置允许输出信号具有更大的电压摆动。例如,如果高电压 V_{H} 和低电压 V_{L} 之间的电压差等于 V_1 的幅度,则输出信号可以在 $+V_1$ 和 $-V_1$ 之间变化,即幅度为两倍 V_1 的摆动。这也可以允许由单极电源生成双极输出信号。例如,如果高电压轨 V_{H} 等于正电压 V_1 且低电压轨 V_{L} 接地,则输出信号(忽略损耗)将在 $+V_1$ 和 $-V_1$ 之间交替。

[0090] 替代地,可以驱动全桥输出级,使得第一支路的开关可以与第二支路的开关在不同的时间切换。这通常被称为BD调制。这允许在两个支路都被切换成将输出节点105-1和105-2连接至同一电压轨时,输出信号具有零差分电压。图9b例示了BD调制的一个实施例。再次例示了三个连续的PWM循环周期。图9b例示了第一PWM信号 S_{PWM1} 和第二PWM信号 S_{PWM2} 可以被布置成使得两个输出节点105-1和105-2都可以保持在相同的电压且持续循环的至少一部分,从而在输出信号 S_{OUT} 中存在至少一个零电压的周期,且支路也被切换到相反的轨,以根据需要在输出信号 S_{OUT} 中提供正或负电压脉冲。这可能比AD调制更有效。注意,使用BD调

制时,存在两种可能的方式可以实施零电压输出:两个输出节点105-1和105-2都连接至高电压轨 V_H 或都连接至低电压轨 V_L 。图9b中例所示的前三个PWM循环例示了通过连接至低电压轨 V_L 的两个输出节点实现零电压输出。然而,图9b还例示了作为一个分立的第四PWM循环,如何可以通过使用交替的零状态(其中两个输出都被连接至高电压轨 V_H)、通过仅仅将第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 和第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$ 反相来实施与第三PWM循环相同的输出信号 S_{OUT} 。在一些BD调制方案中,如本领域技术人员将理解的,所使用的零状态可以被可控地交替以维持所需的总体共模电压。

[0091] 本公开内容的实施方案可以被用作具有全桥输出级的D类放大器的一部分。例如,图10a例示了用于在AD调制方案中驱动全桥输出级的D类放大器链的一部分的一个实施例。诸如上面所描述的PWM调制器400被用来生成具有位置受控的脉冲的PWM信号,该PWM信号被用作第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 。该信号被反相器1001反相以提供第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$ 。PWM调制器400校正第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 中的任何位置误差,且因此校正第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$ 中的任何位置误差。

[0092] 图10b例示了用于在BD调制方案中驱动全桥输出级的D类放大器链的一部分的一个实施例。在此实施例中,诸如上面所描述的PWM调制器400被用来生成具有位置受控的脉冲的PWM信号。该PWM信号被输入至调制器1002中,该调制器1002实际上将二态PWM信号 $S_{P_{PWM}}$ (可被视为在两个状态+1和-1之间变化)转换为在状态+1、0和-1之间变化的三态信号。在此实施例中,通过包括延迟器1003和组合器1004的梳状滤波器来实施重调制器1002。此三态信号可以被输入至映射器1005,该映射器1005可以将三态信号映射至所需的第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 和第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$ 中。如上所述,映射器1005可以被实施为对用于共模控制的零状态提供一些控制,例如通过在逐循环的基础上交替所使用的零状态。

[0093] 应注意,关于图9b例示的BD调制仅仅是一个实施例,且存在不同的变体。例如,如果需要以比PWM循环频率更快的更新速率控制共模,则所使用的零状态可以在一个循环内变化。

[0094] 在一些实施方案中,PWM调制器可以被配置为生成第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 和第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$,且控制脉冲在每个PWM信号内的位置。图11例示了PWM调制器1100的一个实施方案。在此实施例中,输入信号 S_{IN} 可以由如上面所讨论的SDM 401处理,以提供指示所需信号电平的信号。此脉冲宽度信号可以被输入至处理块1101,以确定输出级的每个支路的单独的脉冲宽度,即实际上用于正侧支路的脉冲的所需宽度 W_p 以及用于负侧支路的脉冲的所需宽度 W_n 。在一些实施方案中,处理块可以实际上将脉冲宽度值 P_{width} 分成两个,施加任何最低限制和最高限制,将负侧支路的值反相,且将所得到的值加到对应于50%占空比的值。这些单独的脉冲宽度作为第一PWM信号 $S_{P_{PWM1}}$ 和第二PWM信号 $S_{P_{PWM2}}$ 所需的脉冲宽度被提供至单独的PWM生成器402-1和402-2。通过脉冲位置控制器1102确定脉冲位置,在此实施例中,脉冲位置控制器1102接收两个脉冲宽度值 W_p 和 W_n ,且确定共同减小或补偿任何位置误差的两个脉冲的位置。脉冲位置控制器确定且累积任何位置误差的程度,然后以与上面所讨论的类似方式确定使总体误差最小化的位置。然而,在此实施例中,确定且减去正脉冲和负脉冲的单独误差,以给出输入至环路滤波器502的总体位置误差。在此实施例中,量化器1103是矢量量化器,该矢量量化器接收对总体误差和所需脉冲宽度的指示。

[0095] 量化器可以以多种方式操作。在实践中,一个脉冲宽度 W_p 或 W_n 可以比另一个更大,且量化器可以仅改变较小的(即,较窄的)脉冲的位置。在一些实施方案中,量化器可操作以

使两个脉冲的位置在相同方向上或在相反方向上变化。所需脉冲位置 P_p 和 P_n 被输出至各自的PWM生成器401-1和402-1,所述PWM生成器401-1和402-1各自可以如上面参考图7所描述地操作。

[0096] 因此,如本公开内容的实施方案中所描述的PWM调制器提供了具有尺寸和功率优势的数字实施方式,尤其是在较小的几何结构工艺节点处。因此,通过被同步至第一时钟信号来在时间上量化PWM信号的脉冲。PWM调制器允许生成奇数数目的和偶数数目的第一时钟信号的时钟循环的脉冲,且因此可以针对第一时钟信号的给定时钟频率和所需的PWM循环周期来利用所有可用的分辨率。通过监测位置误差且基于由一个或多个先前脉冲所引起的误差来控制脉冲的位置以减少总体位置误差,减轻了通过使用奇数数目的和偶数数目的时钟循环脉冲所引起的位置误差的问题。

[0097] 注意,如本文中所使用的,术语“时钟循环”是指时钟信号中被用来定义最小时间周期的部分。在一些实施方案中,这可以是时钟信号的连续上升沿或连续下降沿之间的信号的一部分。然而,在一些情况下,最小周期可以被定义在任何连续的边沿之间,例如在一个上升沿和一个下降沿之间,然后在该下降沿和下一个上升沿之间,且因此这样的周期应被视为时钟循环。

[0098] 诸如所描述的数字PWM调制器200可以用于多种不同的应用中。如前所描述的,一种应用可以是作为用于诸如关于图1所描述的D类放大器的数字PWM调制器101或其变体。这样的D类放大器可以被用作换能器(例如音频换能器,诸如扬声器)的驱动器,因此PWM调制器可以被布置为音频回放路径的一部分。D类放大器可以被实施在主机设备中,且在一些情况下可操作用于驱动主机设备的换能器。附加地或替代地,在一些实施方案中,D类放大器可操作用于驱动一些外围设备或附件装置的换能器,所述外围设备或附件装置在使用中与主机设备可移除地连接,例如通过一些合适的配对连接器,诸如插孔和插座布置或一些其他插塞和接收器连接器(诸如,可能是旋转对称的USB连接,例如USB-C连接器或闪电连接器或类似物)。注意,如本文中所使用的,术语“音频”不限于可听频带,例如几Hz至大约20kHz的频带。尽管PWM调制器可以被用作可听频带信号的回放路径的一部分,但是PWM调制器可以附加地或可替代地被用于其他频带信号,例如用于驱动超声换能器和/或驱动触觉换能器。

[0099] PWM调制器可以被实施为集成电路的至少一部分,例如编解码器等。

[0100] 尽管PWM调制器对于D类放大器电路有用,但是存在可能有利地使用具有减小的时序误差的数字PWM信号的其他应用,且本公开内容不限于D类应用且应被认为涵盖对称数字PWM信号可能有用的任何应用。

[0101] 如本文所使用的,术语“脉冲宽度”和“脉冲持续时间”应被视为彼此相同的意思。当在脉冲宽度的上下文中使用时,术语“奇偶性”以及术语“奇数”和“偶数”应指时钟信号的时钟循环的数目对应于这样的脉冲宽度。

[0102] 注意,如本文所使用的,术语“模块”应被用来指可以至少部分地通过专用硬件部件(诸如自定义的电路系统)实施和/或至少部分地通过一个或多个软件处理器或在合适的处理器(所述处理器可以是通用处理器等)上运行的合适的代码实施的功能性实体或部件。形成一个模块的一部分的任何电路系统部件或软件进程可以与另一模块共享和/或同一处理器可以实施多个模块。特定模块自身可以包括部件模块。形成一个模块的至少一部分的

部件可以彼此位于同一位置,或者由同一处理器实施,或者可以通过不同处理器上的不同进程在空间上分开或实施。术语“块”应具有与术语“模块”相同的含义。

[0103] 因此,本领域技术人员将认识到,上文所描述的装置和方法的一些方面可以具体化为例如位于非易失性载体介质(诸如,磁盘、CD-ROM或DVD-ROM、程序化存储器诸如只读存储器(固件))上或位于数据载体(诸如,光学信号载体或电信号载体)上的处理器控制代码。对于许多应用,本发明的实施方案将被实施在DSP(数字信号处理器)、ASIC(专用集成电路)或FPGA(现场可编程门阵列)上。因此,代码可以包括常规程序代码或微代码或例如用于设置或控制ASIC或FPGA的代码。代码还可以包括用于动态地配置可重新配置的装置(诸如,可重新编程逻辑门阵列)的代码。类似地,代码可以包括用于硬件描述语言(诸如Verilog™或VHDL)的代码。如本领域技术人员将理解,代码可以被分布在彼此通信的多个经耦合的部件之间。在合适的情况下,还可以使用在现场可(重新)编程模拟阵列或类似的设备上运行以配置模拟硬件的代码来实施所述实施方案。

[0104] 本公开内容的实施方案可以在电子设备中实施。电子设备可以是以下中的至少一个:便携式设备;电池供电设备;通信设备;移动或蜂窝电话或智能电话;计算设备;膝上型计算机、笔记本计算机或平板计算机;游戏设备;可穿戴设备;语音控制设备。

[0105] 应注意,上文所提及的实施方案例示而非限制本发明,且在不偏离随附权利要求的范围的情况下,本领域技术人员将能够设计许多替代实施方案。除非明确说明,否则可以将参考一个实施方案描述的特征与相对于任何其他实施方案所描述的特征结合地使用。词语“包括”不排除除了在权利要求中所列出的那些元件或步骤之外的元件或步骤的存在,“一”或“一个”不排除多个,且单个特征或其他单元可以实现权利要求中所记载的若干单元的功能。权利要求中的任何参考数字或参考标注不应被解释为对所述权利要求范围的限制。术语诸如“放大”或“增益”包括可能将小于1的比例系数应用到信号。

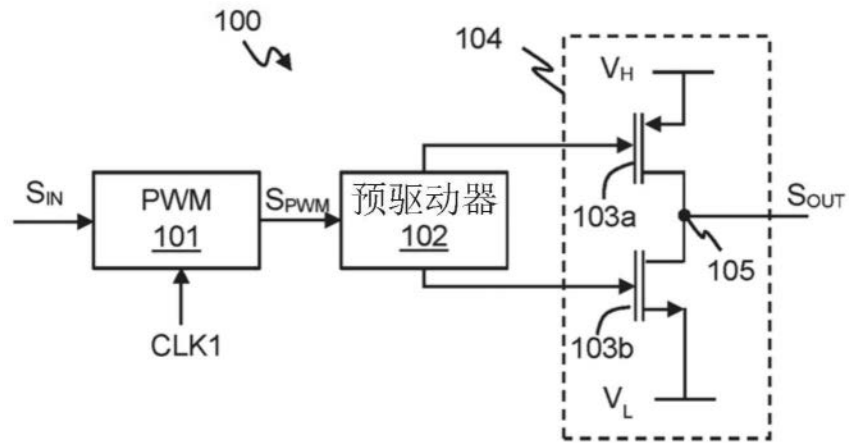


图1

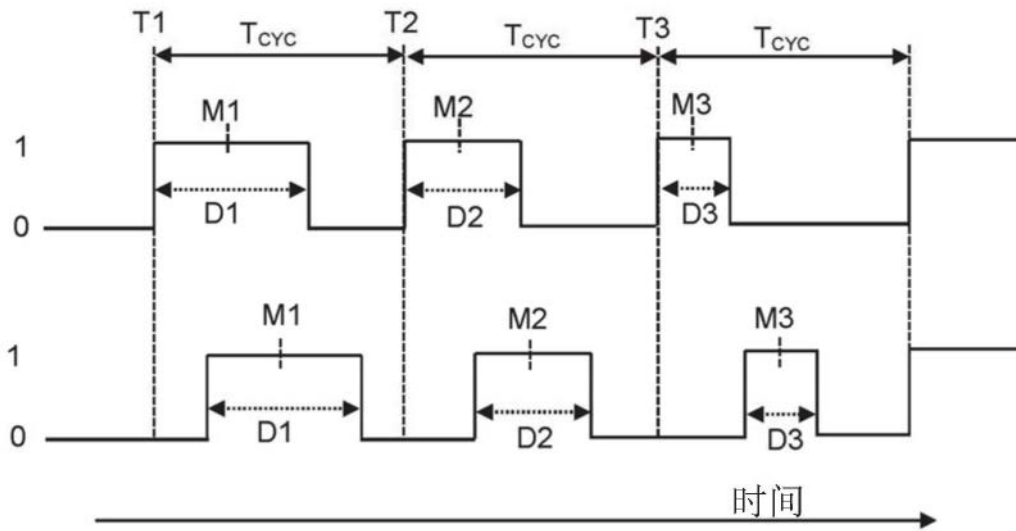


图2

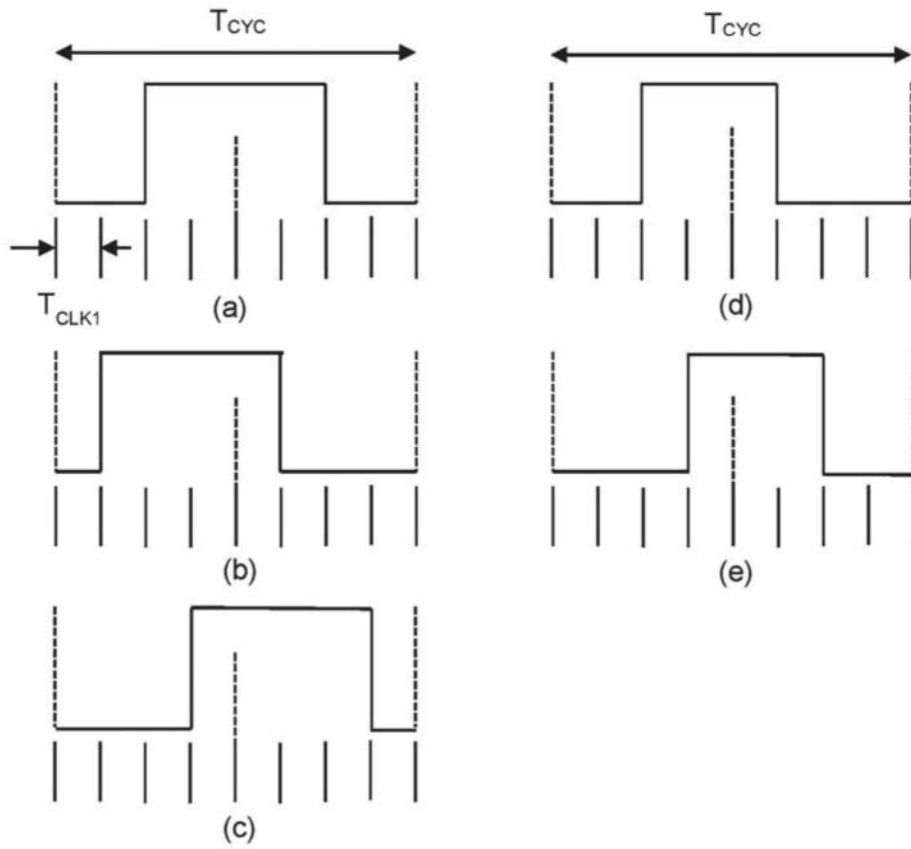


图3

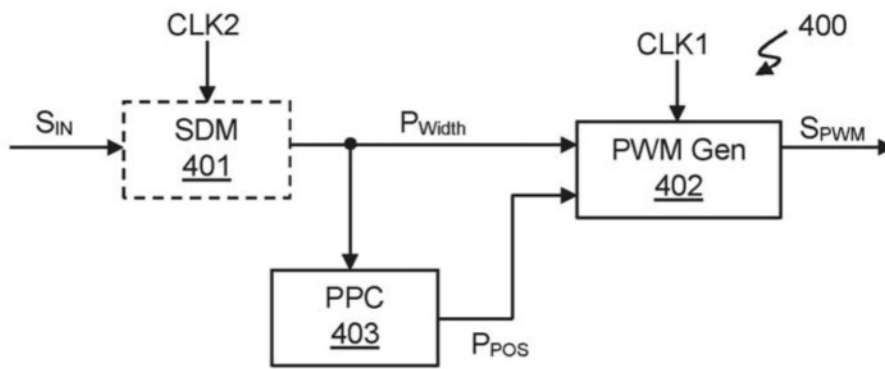


图4

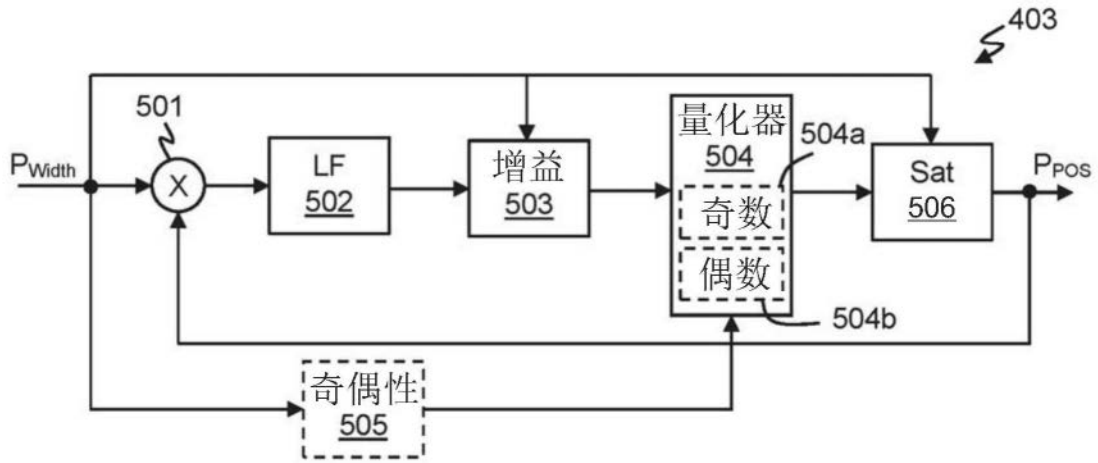


图5

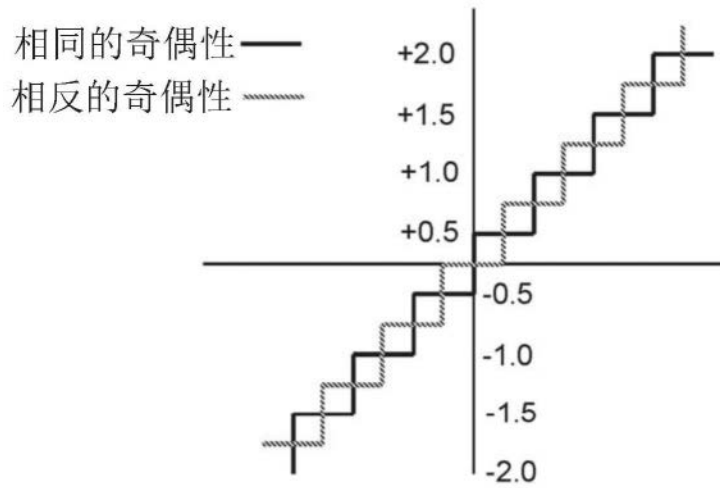


图6

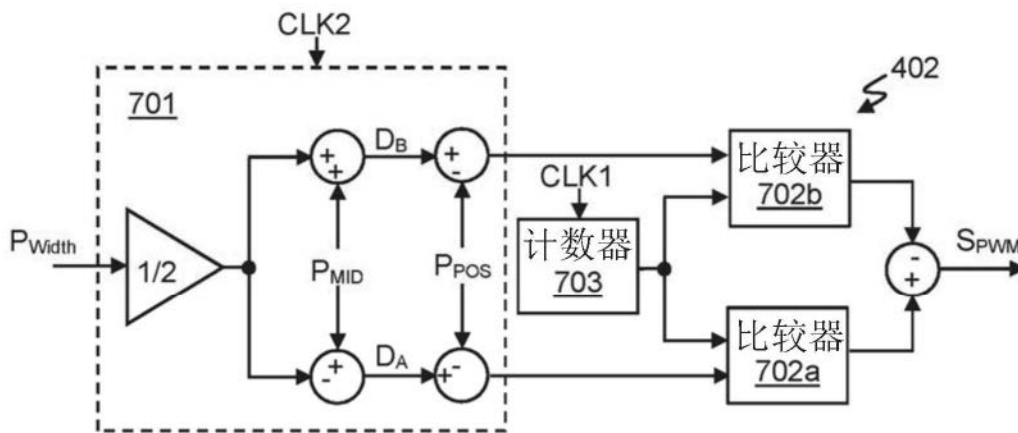


图7

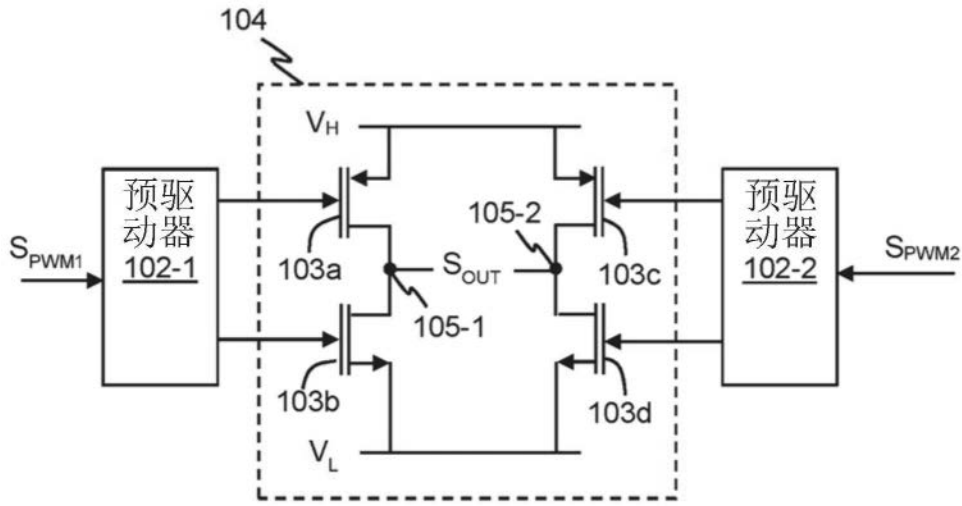


图8

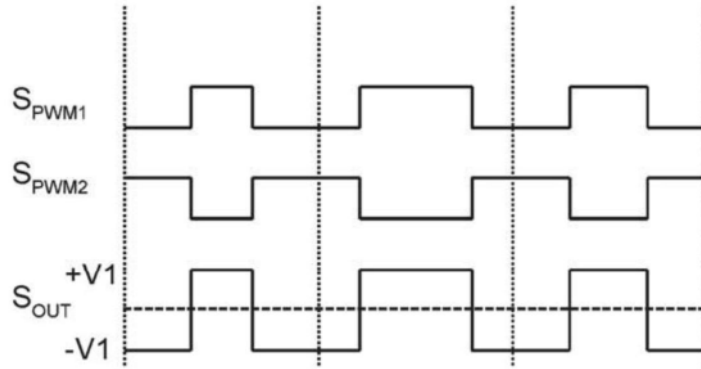


图9a

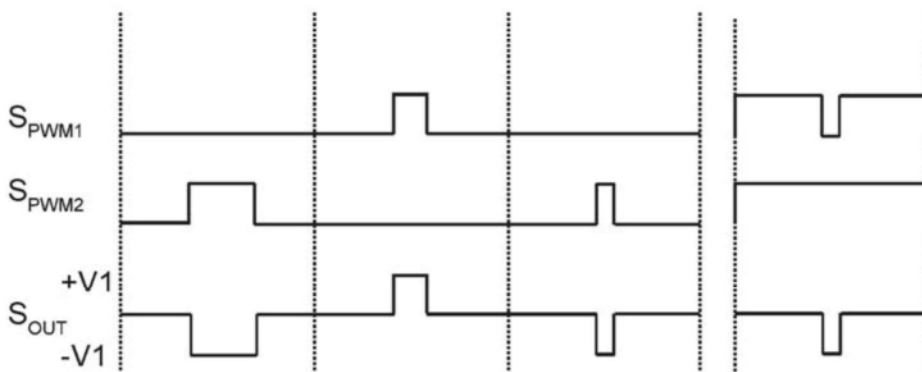


图9b

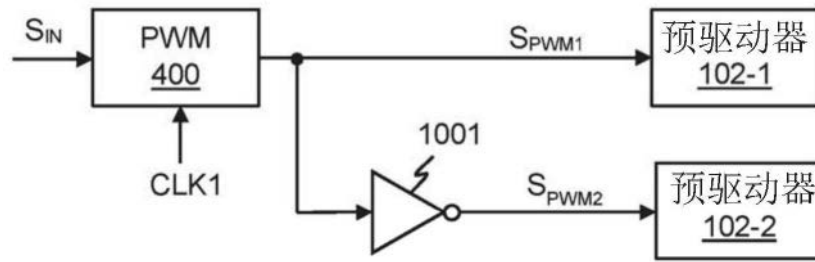


图10a

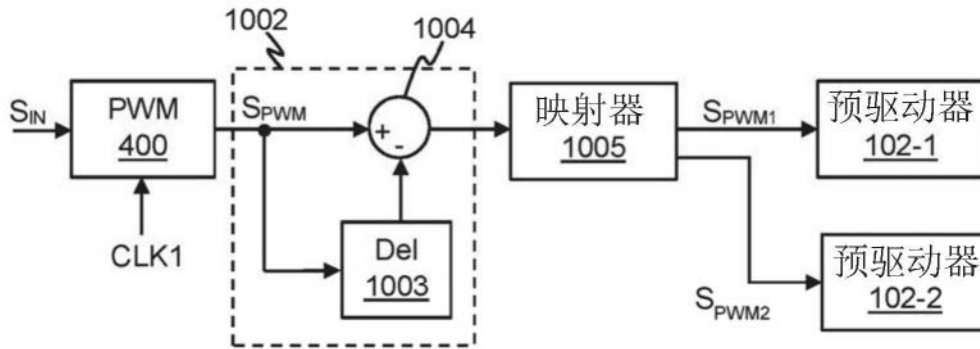


图10b

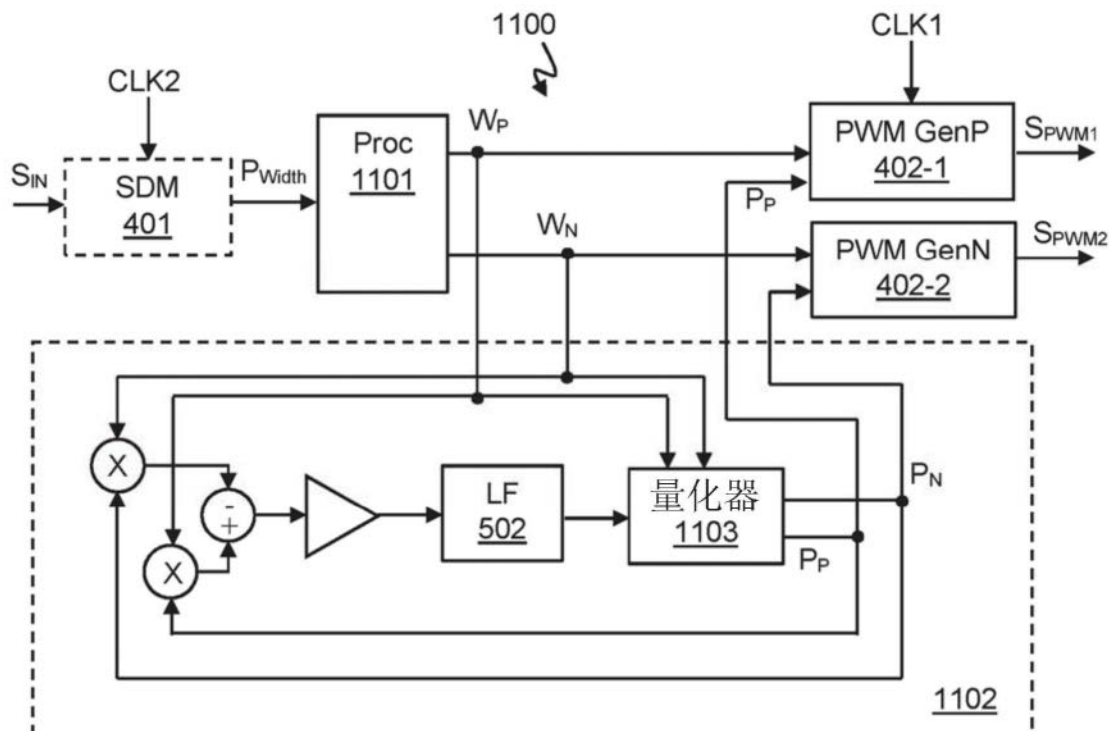


图11