



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205634 B

(45)授权公告日 2017.03.29

(21)申请号 201380015649.4

(22)申请日 2013.02.22

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104205634 A

(43)申请公布日 2014.12.10

(30)优先权数据  
61/602,528 2012.02.23 US  
13/773,177 2013.02.21 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2014.09.22

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2013/027216 2013.02.22

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02013/126626 EN 2013.08.29

(73)专利权人 密克罗奇普技术公司  
地址 美国亚利桑那州

(72)发明人 迈克尔·加伯特  
雅各布斯·艾伯特斯·范伊登  
戴维·马丁

(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限  
责任公司 11287  
代理人 沈锦华

(51)Int.Cl.  
H03K 7/08(2006.01)

(56)对比文件  
US 2007195876 A1,2007.08.23,  
US 2006164142 A1,2006.07.27,  
CN 102326456 A,2012.01.18,  
US 2004120395 A1,2004.06.24,  
US 2008048899 A1,2008.02.28,  
审查员 李健壮

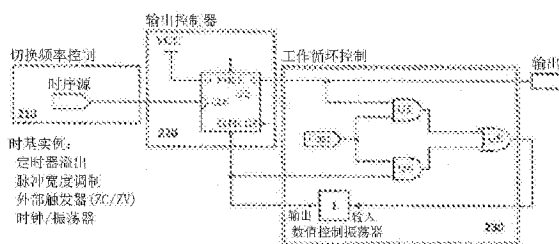
权利要求书2页 说明书8页 附图10页

(54)发明名称

高分辨率脉冲宽度调制器

(57)摘要

本发明揭示一种脉冲宽度调制器,其具有第一时钟源,所述第一时钟源提供时钟信号到输出控制器的设定输入,所述输出控制器经配置以设定脉冲宽度输出信号且具有复位输入以使所述脉冲宽度输出信号复位。工作循环控制单元与所述输出控制器的所述复位输入耦合,其中所述工作循环控制单元具有数控振荡器NCO,所述NCO与寄存器耦合且经配置以提供直接数字合成以根据所述寄存器中设定的值产生指定频率。此外,提供用于接收来自第二时钟源的信号和所述脉冲宽度输出信号以触发所述数控振荡器的逻辑。



1. 一种脉冲宽度调制器,其包括:

第一时钟源,其提供时钟信号到输出控制器的设定输入,所述输出控制器经配置以设定脉冲宽度输出信号且具有复位输入以使所述脉冲宽度输出信号复位;

工作循环控制单元,其与所述输出控制器的所述复位输入耦合,其中所述工作循环控制单元包括与寄存器耦合且经配置以提供直接数字合成以根据所述寄存器中设定的值产生指定频率的数控振荡器NCO,且进一步包括用于接收来自第二时钟源的信号和所述脉冲宽度输出信号以触发所述数控振荡器的逻辑。

2. 根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器,其中所述NCO在一段时间内以平均固定工作循环产生输出信号。

3. 根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器,其中所述第一时钟源是计时器、PWM单元、提供规则计时信号或不规则计时信号的外部源。

4. 根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器,其中所述第二时钟源是系统时钟源、计时器、PWM单元、外部源。

5. 根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器,其中所述数控振荡器NCO包括接收源于所述第二时钟源的信号的时钟输入、增量寄存器,所述增量寄存器与经配置以将所述增量寄存器的值与累加器的内容相加的加法器耦合,其中所述累加器产生用作所述NCO的输出信号的溢出信号。

6. 根据权利要求5所述的脉冲宽度调制器,其中所述溢出信号与源于所述第二时钟源的所述信号进行“与”运算以产生所述NCO的输入信号。

7. 根据权利要求6所述的脉冲宽度调制器,其中经“与”运算的信号被馈送到D触发器的时钟输入,所述D触发器的反相输出与D输入耦合且所述D触发器的非反相输出提供所述NCO的所述输出信号。

8. 根据权利要求5所述的脉冲宽度调制器,其中所述NCO包括用于选择多个输入信号的输入多路复用器,其中所述输入信号中的一者是源于所述第二时钟源的所述信号。

9. 根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器,其中所述输出控制器是D触发器,所述D触发器包括与所述第一时钟源耦合的时钟输入、与逻辑高耦合的D输入、与所述工作循环控制单元的所述输出耦合的复位输入和提供所述输出控制器的所述输出信号的非反相输出。

10. 根据权利要求9所述的脉冲宽度调制器,其中可配置逻辑单元包括具有与所述第二时钟源耦合的第一输入和与所述输出控制器的所述输出耦合的第二输入的第一“与”门、具有与所述第二时钟源耦合的第一输入和接收所述NCO的输出信号的第二输入的第二“与”门以及与所述第一“与”门和所述第二“与”门的输出耦合且产生所述NCO的输入信号的“或”门。

11. 一种包括根据权利要求1所述的脉冲宽度调制器的微控制器,其中所述输出控制器是由所述微控制器中的第一可配置逻辑单元形成,且所述工作循环控制单元内的所述逻辑是由所述微控制器中的第二可配置逻辑单元形成。

12. 根据权利要求11所述的微控制器,其中所述第一可配置逻辑单元配置为D触发器,且所述工作循环控制单元内的所述逻辑配置为两个“与”门,所述两个“与”门的输出与“或”门的输入耦合。

13. 根据权利要求12所述的微控制器,其中所述D触发器的时钟输入与所述第一时钟源

耦合,且归零输入与所述NCO的输出耦合。

14. 根据权利要求12所述的微控制器,其中第一“与”门的第一输入与所述D触发器的所述输出耦合,所述第一“与”门的第二输入和第二“与”门的第一输入与所述第二时钟源耦合,所述第二“与”门的第二输入与所述NCO的输出耦合,且所述“或”门的所述输出与所述NCO的输入耦合。

15. 一种用于提供脉冲宽度调制信号的方法,其包括:

提供第一时钟信号到输出控制器的设定输入,所述输出控制器经配置以设定脉冲宽度输出信号且具有复位输入以使所述脉冲宽度输出信号复位;

通过数控振荡器NCO产生复位信号,所述NCO与寄存器耦合且经配置以提供直接数字合成以根据所述寄存器中设定的值产生指定频率,其中所述NCO接收源于第二时钟信号的时钟信号、所述复位信号和脉冲宽度调制输出信号。

16. 根据权利要求15所述的方法,其中所述NCO在一段时间内以平均固定工作循环产生输出信号。

17. 根据权利要求15所述的方法,其中通过计时器、PWM单元、提供规则计时信号或不规则计时信号的外部源产生所述第一时钟信号。

18. 根据权利要求15所述的方法,其中通过系统时钟源、计时器、PWM单元或外部源产生所述第二时钟信号。

19. 根据权利要求15所述的方法,其中在源于所述第二时钟信号的所述时钟信号的控制下,所述数控振荡器NCO可重复地将增量值相加到累加器,其中所述累加器产生用以产生所述NCO的输出信号的溢出信号。

20. 根据权利要求19所述的方法,其中所述第二时钟信号与所述脉冲宽度调制输出信号进行“与”运算且与同所述NCO的所述输出信号进行“与”运算的所述第二时钟信号进行“或”运算,且其中所述经“或”运算的信号是源于馈送到所述NCO的所述第二时钟信号的所述信号。

## 高分辨率脉冲宽度调制器

[0001] 对相关申请案的交叉参考

[0002] 本申请案主张2012年2月23日申请的第61/602,528号美国临时申请案的权利,所述案以引用方式全部并入本文。

### 技术领域

[0003] 本发明涉及脉冲宽度调制器,特定来说涉及高分辨率脉冲宽度调制器。

### 背景技术

[0004] 常规脉冲宽度调制器(PWM),例如,微控制器中的PWM单元,在其分辨率上通常受限于通用系统时钟。PWM外围单元中的分辨率是确定可控制脉冲宽度的精度的重要参数。如果不能足够精确地控制PWM脉冲宽度,则将发生例如极限循环或只有一个不正确的输出电压值等多个问题。如上所述,通常最小的PWM脉冲宽度调整将等于系统时钟周期。在16MHz装置上,此将是62.5ns。

[0005] 在大多数切换模式电力供应器(SMPS)应用中,工作循环的操作范围证明只是全范围的分数的分数。例如,12V到1.2V DC/DC降压转换器将使用小于10%的全范围,进而将有效PWM分辨率减小3.3个位。这全部意味着在从16MHz系统时钟操作的600kHz切换频率下用于SMPS的常规PWM将至多能够实现5位的分辨率,且如果所述常规PWM是如上所述的DC/DC转换器,则其将会损失3.3位的分辨率,进而导致有效控制分辨率仅为1.7位,其明显是不合需要的。

[0006] 因此,存在对于具有高分辨率的经改善PWM的需要。

### 发明内容

[0007] 根据一实施例,脉冲宽度调制器可包括第一时钟源,其提供时钟信号到输出控制器的设定输入,所述输出控制器经配置以设定脉冲宽度输出信号且具有复位输入以使所述脉冲宽度输出信号复位;工作循环控制单元,其与所述输出控制器的所述复位输入耦合,其中所述工作循环控制单元包括与寄存器耦合且经配置以提供直接数字合成以根据所述寄存器中设定的值产生指定频率的数控振荡器(NCO),且进一步包括用于接收来自第二时钟源的信号和所述脉冲宽度输出信号以触发所述数控振荡器的逻辑。

[0008] 根据另一实施例,NCO可在一段时间内以平均固定工作循环产生输出信号。根据另一实施例,第一时钟源可为计时器、PWM单元、提供规则计时信号或不规则计时信号的外部源。根据另一实施例,第二时钟源可为系统时钟源、计时器、PWM单元、外部源。根据另一实施例,所述数控振荡器(NCO)可包括接收源于所述第二时钟源的信号的时钟输入、增量寄存器,所述增量寄存器与经配置以将增量寄存器的值相加到累加器的内容的加法器耦合,其中所述累加器产生用作所述NCO的输出信号的溢出信号。根据另一实施例,所述溢出信号可与源于所述第二时钟源的信号进行“与”运算以产生所述NCO的输出信号。根据另一实施例,经“与”运算的输出信号可被馈送到D触发器的时钟输入,所述D触发器的反相输出与D输入耦合且所述D触发器的非反相输出提供所述NCO输出信号。根据另一实施例,所述NCO可包括

用于选择多个输入信号的输入多路复用器,其中所述输入信号中的一者是源于所述第二时钟源的所述信号。根据另一实施例,所述输出控制器可为D触发器,所述D触发器包括与所述第一时钟源耦合的时钟输入、与逻辑高耦合的D输入、与所述工作循环控制单元的输出耦合的复位输入和提供所述输出控制器的输出信号的非反相输出。根据另一实施例,可配置逻辑单元可包括具有与所述第二时钟源耦合的第一输入和与所述输出控制器的输出耦合的第二输入的第一“与”门、具有与所述第二时钟源耦合的第一输入和接收所述NCO输出信号的第二输入的第二“与”门、和与所述第一“与”门和所述第二“与”门的输出耦合且产生所述NCO输入信号的“或”门。

[0009] 根据另一实施例,微控制器可包括如上所述的脉冲宽度调制器,其中所述输出控制器是由所述微控制器中的第一可配置逻辑单元形成,且所述工作循环控制单元内的所述逻辑是由所述微控制器中的第二可配置逻辑单元形成。

[0010] 根据所述微控制器的另一实施例,所述第一可配置逻辑单元可配置为D触发器,且所述工作循环控制单元内的所述逻辑配置为两个“与”门,所述两个“与”门的输出与“或”门的输入耦合。根据所述微控制器的进一步实施例,所述D触发器的时钟输入可与所述第一时钟源耦合且归零输入与所述NCO的输出耦合。根据所述微控制器的进一步实施例,所述第一“与”门的第一输入可与所述D触发器的输出耦合,所述第一“与”门的第二输入和所述第二“与”门的第一输入与所述第二时钟源耦合,所述第二“与”门的第二输入与所述NCO的输出耦合,且所述“或”门的输出与所述NCO的输入耦合。

[0011] 根据又另一实施例,一种用于提供脉冲宽度调制信号的方法可包括以下步骤:提供第一时钟信号到输出控制器的设定输入,所述输出控制器经配置以设定脉冲宽度输出信号且具有复位输入以使所述脉冲宽度输出信号复位;以及通过数控振荡器(NCO)产生复位信号,所述NCO与寄存器耦合且经配置以提供直接数字合成以根据所述寄存器中设定的值产生指定频率,其中所述NCO接收源于第二时钟信号的时钟信号、所述复位信号和脉冲宽度调制输出信号。

[0012] 根据所述方法的另一实施例,所述NCO可在一段时间内以平均固定工作循环产生输出信号。根据所述方法的另一实施例,可通过计时器、PWM单元、提供规则计时信号或不规则计时信号的外部源产生所述第一时钟信号。根据所述方法的进一步实施例,可通过系统时钟源、计时器、PWM单元或外部源产生所述第二时钟信号。根据所述方法的另一实施例,在源于所述第二时钟源的信号的控制下,所述数控振荡器(NCO)可重复地将增量值相加到累加器,其中所述累加器产生用以产生所述NCO的输出信号的溢出信号。根据所述方法的另一实施例,所述第二时钟信号可与所述脉冲宽度调制输出信号进行“与”运算且与同所述NCO的输出信号进行“与”运算的第二时钟信号进行“或”运算,且其中所述经“或”运算的信号是源于馈送到所述NCO的第二时钟信号的信号。

## 附图说明

[0013] 图1展示根据一实施例的框图。

[0014] 图2展示在微控制器上使用NCO外围设备和CLC外围设备的一实施例。

[0015] 图3展示常规PWM单元的典型分辨率。

[0016] 图4展示数控振荡器(NCO)外围设备的可能实施方案。

- [0017] 图5(包括5A和5B)展示NCO的各种信号的时序图。
- [0018] 图6展示微控制器中的可配置逻辑单元外围设备的简化框图。
- [0019] 图7展示可在微控制器内经编程选择的可能逻辑单元。
- [0020] 图8A和8B分别展示常规PWM调制器和根据各种实施例的PWM调制器的时序图。
- [0021] 图9A到9D展示对照各种配置的工作循环绘制的高分辨率PWM的位分辨率。

### 具体实施方式

[0022] 为尝试增加PWM分辨率,必须改善工作循环计时器精度。存在实现改善工作循环计时器精度的各种途径。然而,切换模式电力供应器(SMPS)和类似装置由于其通过平衡负载与电源之间的能量流动而操作以致对脉冲宽度并不敏感,反而对平均脉冲宽度敏感。这是与常规SMPS设计的典型转变。需要PWM的常规解决方案将注意装置上可用的PWM外围设备。改善分辨率的成熟方法是简单地增加时钟频率。常规解决方案因此仅仅着重于增加时钟来解决所述问题。

[0023] 通过平均化脉冲宽度,可根据各种实施例实现远小于系统时钟的有效脉冲宽度控制。所述概念可能难以接受。然而,根据本发明的物理实施例可证明改善的结果。因此即使以数字设计中对可控制信号的精度为硬限制的62.5ns系统时钟,也可根据如下文更详细解释的各种实施例实现15ps脉冲宽度调整。

[0024] SMPS基本上通过控制负载的平均能量转移而操作,换句话说,其固有地平均化所供应的脉冲宽度。在许多微控制器(例如通过本发明的受让人制造的微控制器)中,可利用数控振荡器(NCO)。根据各种实施例中,可使用此种数控振荡器(NCO)外围设备来改善PWM分辨率。为此,所述NCO可与被称为直接数字合成的技术一起使用以产生通常可通过对所产生的输出增加精确控制的颤动而极精细地调整的频率。可使用相同的技术(实际上相同的外围设备)以此方式产生可极精细调整的脉冲宽度(1/f)。

[0025] 此外,各种微控制器(尤其通过本发明的受让人制造的某些微控制器)还提供可配置逻辑单元(CLC)。根据各种实施例,通过使用所述CLC作为链接逻辑(glue logic),可在16MHz时钟下运行的装置上用当前硬件将现有的NCO变成平均脉冲宽度增量小到15皮秒(ps)的PWM。对于与上述情形相同的情形,这将会在相同装置上使用完全相同的16MHz时钟而产生17位的有效PWM分辨率。

[0026] 此信号的消耗装置如SMPS的情况精确地平均化随时间推移而产生的脉冲宽度。对于NCO,消耗装置必须平均化频率。作为受欢迎的副作用,用以产生平均脉冲宽度的抖动将会有效地略微扩展切换频率谐波,且因此改善装置的电磁兼容性(EMC)性能。

[0027] 增加PWM切换频率分辨率的软件方法在2006年由Microchip发表为应用笔记1050。重点是通过使用溢出计数器增加PWM的频率分辨率。

[0028] 本发明中提出的各种实施例并未改善频率分辨率,而是通过使用类似技术增加脉冲宽度控制分辨率。通过组合所述两种方法,可精确地控制切换频率和脉冲宽度二者。

[0029] 此外,本发明中提出的各种实施例以简单且有效的方式以硬件实施所述技术。根据一实施例,可使用DDS产生的时钟以产生可以低到皮秒的增量调整平均脉冲宽度的极高分辨率PWM。可通过组合CLC和NCO外围设备在现有硬件上实施各种实施例。其将用于控制SMPS电力供应器应用。

[0030] 根据各种实施例,通过使用NCO外围设备的性质,可产生高分辨率PWM信号。

[0031] 如图1中所示,根据一实施例,描绘控制电路100,其包括用以对PWM信号提供时基或切换频率的切换时钟110。此时基110可为微控制器上的计时器、微控制器上的PWM、外部规则计时信号或不规则信号,例如零电流检测输入或零电压检测输入。根据各种实施例,例如,可通过数字控制信号调整所述切换时钟110。输出控制器120可经配置以对PWM输出信号进行设定和复位,因此控制脉冲宽度。因此,可如上陈述般调整的切换时钟110确定PWM切换频率。各种实施例还可用以产生单个脉冲(并非规则的PWM信号,而是指定持续时间的单稳态(单击)脉冲)。

[0032] 第二主要功能组件是如图1中所示的工作循环控件130。所述工作循环控件130使用时钟源140,其可为振荡器时钟、例如计时器或另一PWM等内部规则计时信号或通过微控制器引脚提供的外部信号。所述时钟源140通过一些逻辑门150连接到所述微控制器上的数控振荡器(NCO)外围设备160。所述NCO外围设备160是溢出计数器,其通过实施维持累加器中的进位值的溢出计数器而实施直接数字合成以产生指定频率。增量寄存器170用以确定切换频率。由所述NCO160产生的频率通常是已在所述增量寄存器170中设定的频率,其是通过偶尔发射由于所述累加器中导致过早溢出的进位而比正常脉冲快一个时钟的脉冲而实现。所述变动的效果是:发射较高的平均频率。通过使用所述频率计算出所述脉冲宽度,频率( $1/f=T$ )被有效地反相以在PWM上实施可精确控制的平均脉冲宽度。

[0033] 所述输出控制器120将来自切换时钟110的切换信号与工作循环控件130组合在一起,进而仅当切换频率控制已用信号通知周期开始时启动工作循环控制器时钟且当完成工作循环脉冲时停用所述工作循环控制器时钟,从而使系统准备接收下一个切换频率控制脉冲并重复所述过程。

[0034] 图2展示使用具有至少两个可配置逻辑单元和NCO的微控制器的实际示范性实施方案。所述微控制器可购自本发明的受让人,例如由Microchip Technology公司制造的PIC16F1509,其文件通过引用方式并入本文。第一逻辑单元220经配置以形成输出控制器120的D触发器U2。第二逻辑单元230经配置以形成两个“与”门U3、U4和“或”门U5。接着可编程地路由输入和输出信号以形成如图2中所示的电路。然而,根据其它实施例,可在提供相同功能性的微控制器中实施专用逻辑。

[0035] 可如下描述电路的操作可描述如下:1.所述触发器U2将会在时序信号的正边缘上计时。这将会导致Q输出变高且启动PWM脉冲。2.输出变高时,所述“与”门U3组合此输出信号与经由U5馈送进入NCO时钟引脚中的高速时钟。此时,NCO输出为低且U4并未产生任何输出。3.当NCO溢出时,NCO输出变高,其使触发器复位,从而迫使所述触发器的Q输出变低。U3现在由于所述门的两个输入中的一者为低而不活动。4.使用U4以使NCO恢复稳定状态,这是因为使NCO输出恢复为低需要额外的时钟。一旦NCO输出恢复为低,U4也将不会产生时钟输出且系统将会由于输出为低而处于稳定状态。5.当从时序源接收到下一个正边缘时,从上述步骤1重复所述过程。NCO溢出所花费的时间量将取决于上一次溢出之后累加器中留下的剩余部分以及增量寄存器。由于剩余部分的累加,脉冲有时候将比平常短一个系统时钟。通过控制发生所述情况的频率(设定增量寄存器),可完全控制平均脉冲宽度。

[0036] 图4展示可实施为微控制器内的外围装置的示范性数控振荡器。数控振荡器(NCO)模块400是使用由于相加增量值的溢出以对输入频率进行分频的计时器。加法方法优于简

单计数器驱动计时器的优点是：分频的分辨率并未随着分频器值改变。所述NCO 400对在固定工作循环需要频率精度和精细的分辨率的应用最为有用。所述NCO的特征包含：16位增量函数、固定工作循环(FDC)模式、脉冲频率(PF)模式、输出脉冲宽度控制、多时钟输入源、输出极性控制和中断能力。

[0037] NCO模块以固定工作循环操作模式通过凭借加法器430重复地将存储于寄存器/缓冲器410/420中的一固定值相加到累加器460而操作。加法以由多路复用器440和启用门450提供的输入时钟速率而发生。所述累加器460由于进位而定期溢出，其为原始NCO输出信号。此输出可与输入时钟通过“与”门470进行“与”运算以产生输出信号，例如中断信号NCOxIF。此信号可进一步通过如图4中所示的其它逻辑480路由且馈送到多路复用器490以产生用作数控振荡器的输出信号的最后输出信号NCOxOUT。多路复用器490是用以使用图4之下部部分中所示且与本发明的实施例不相关的逻辑选择脉冲频率调制模式。

[0038] 根据NCO以固定工作循环模式操作时的功能性，通过相加值与最大累加器值的比率减小输入时钟：

$$[0039] \quad F_{\text{overflow}} = (\text{NCO时钟频率} * \text{增量值}) / 2^n,$$

[0040] 其中n是以位表达的累加器宽度。

[0041] 可通过额外逻辑凭借拉伸脉冲或双态触变触发器进一步修改NCO输出。接着可将所修改的NCO输出在内部分布到其它外围设备且任选地输出到引脚。累加器溢出也产生中断。NCOx周期以离散步长改变以产生平均频率。此输出取决于接收电路平均化NCOx输出以减小不确定性的能力。

[0042] 所述累加器460可为例如20位寄存器。可通过三个寄存器对所述累加器460进行读取和写入存取。所述NCO加法器430可为全加器，其独立于系统时钟而操作。先前结果与增量值的相加取代每输入时钟之上升边缘上的累加器值。

[0043] 增量值410可存储在组成16位增量的两个8位寄存器420中。所述两个寄存器都可读且可写入。所述增量寄存器410、420可经双缓冲以允许改变值而不必先停用所述NCO模块400。当停用所述模块时，缓冲器负载即紧接停用。首先写入增量寄存器是必要的，因为此缓冲器420在对所述增量寄存器410执行写入之后与NCO操作同步地加载。

[0044] 在固定工作循环(FDC)模式中，每当累加器460溢出时，双态触变输出。假定增量值仍保持恒定，则所述提供50%的工作循环。时序图可见于图5中。所述FDC模式是通过清除NCO控制寄存器中的相应控制位而选择。

[0045] 在脉冲频率(PF)模式中，每当所述累加器460溢出时，输出变成在一或多个时钟周期内活动。一旦时钟周期到期，输出恢复为不活动状态。此提供脉冲式输出。输出在紧接溢出事件后之上升时钟边缘上变得活动。此外，图5中展示时序图。活动和不活动状态的值取决于NCO控制寄存器中的极性位。PF模式是通过设定所述NCO控制寄存器中的相应位而选择。

[0046] 当以PF模式操作时，输出的活动状态的宽度可改变多个时钟周期。各种脉冲宽度是用NCO时钟寄存器中的相应位而选择。当选定脉冲宽度大于累加器溢出时间框时，NCO操作的输出是不确定的。

[0047] NCO模块的最后阶段是输出极性。NCO控制寄存器中的NxPOL位选择输出极性。改变极性且同时使中断发生将导致所得输出异动发生中断。可通过原始码或其它外围设备在内



部使用NCO输出。

[0048] 图6和7展示根据各种实施例的可编程逻辑单元外围装置的实例。然而,如上所述,可在微控制器内实施专用逻辑来代替可编程逻辑单元以执行相同功能。可配置逻辑单元(CLCx) 600提供在软件执行的速度限制以外操作的可编程逻辑。所述逻辑单元接收多达16个输入信号且通过使用可配置输入选择门将所述16个输入减小为驱动(例如)八个可选择单输出逻辑函数中的一者的四根逻辑线。输入源可为以下各者的组合:I/O引脚、内部时钟、外围设备和寄存器位。输出在内部可引导到外围设备且引导到输出引脚。图6展示简图,其展示通过CLCx的信号流,其中x指示多个可配置逻辑单元中的特定者。

[0049] 如图7中所示,可能配置可包含:组合逻辑,例如与(AND)、非与(NAND)、与-或(AND-OR)、与-或-反相(AND-OR-INVERT)、或-互斥或(OR-XOR)和或-互斥非或(OR-XNOR);和锁存器,例如S-R触发器、具有设定和复位的计时D触发器、具有设定和复位的透通D触发器、具有复位的时控J-K触发器。可通过在逻辑信号流中配置4个阶段执行对CLCx模块600的编程。所述4个阶段是:数据选择、数据门控、逻辑函数选择和输出极性。每一阶段可在运行时间通过写入对应的CLCx特殊函数寄存器而设置。此具有允许在编程执行期间进行实时逻辑再配置的另外优点。存在可用作可配置逻辑的输入的16个信号。四个8输入多路复用器用以选择输入以传递到下一个阶段。所述多路复用器的16个输入布置成四个输入为一群组。每一群组可用于所述四个多路复用器中的两个多路复用器,在每种情况中,所述两个多路复用器与不同群组配对。所述布置可从一群组中选择多达两个多路复用器而不妨碍在另一群组进行另一选择。数据输入是由相应控制寄存器选择。如图6左侧指示,通过四个多路复用器进行数据选择。通过通用编号的输入名称识别图式中的数据输入。

[0050] 下文表1展示此电路使用直接连接到NCO时钟输入(FNCO)的16MHz时钟而将产生的脉冲宽度(给定各种增量寄存器值)。注意,对于高增量值,寄存器的单个增量将会使脉冲宽度仅仅改变15ps。

[0051] 表1:针对不同增量寄存器值而计算的PWM脉冲宽度

[0052]

增量值	NCO FOUT (Hz)	平均脉冲宽度 (ns)
65000	991,821	1,008.246
65001	991,837	1,008.231
20000	305,176	3,276.800
20001	305,191	3,276.636
100	1,526	655,360.000
101	1,541	648,871.287

[0053] 如图8A中所示,用于SMPS的常规PWM调制器的脉动可极为严重。图8B展示PWM根据本发明的各种实施例配置的SMPS的输出信号。NCO160可产生可精细调整的平均频率 $f=1/t$ ,从而导致低脉动输出电压。NCO160因此具有可精细调整的周期。通过平均化(颤动),可实现的NCO周期增量远小于CPU时钟,且通过对PWM脉冲宽度使用所述周期,可通过远小于CPU时钟的增量有效地调整脉冲宽度。

[0054] 常规PWM脉冲宽度一次只能调整 $T_{osc}$ ,如图3中所示。当例如通过低通滤波器将脉冲宽度调制信号转换为DC电压时,图3展示可通过此种常规PWM调制器实现的分辨率且图8A展

示常规SMPS的实际示波器信号记录。随着 $T_{PWM}$ 接近 $T_{osc}$ ,有效PWM分辨率降低。例如,运用16MHz时钟,在1MHz下切换导致: $T_{osc} = T_{PWM}/16$ 。此再次导致PWM分辨率处于仅4位的全范围内(脉冲宽度为16个可能值)。控制回路的操作点通常占据PWM的全范围的一小部分。

[0055] 因此,在1MHz下切换的16MHz处理器可对PWM提供4位的分辨率(全范围)。如果操作点为大约10%工作循环,则仅有效地存在1位的控制范围。此导致以下可用值:6.25%、12.5%和可能至多也为18.75%。通常仅存在1位的控制,其中最好的情况可提供1.58个位: $\text{Log}_2(3) = 1.58$ 。过于活动的控制回路因此将会振荡且可能变得不稳定。因此,需要高速控制回路。

[0056] 表2展示常规PWM与根据各种实施例的PWM的比较。

[0057] 表2

[0058]

	常规 PWM	经 NCO 控制的 PWM
时钟频率	16 MHz	16 MHz
切换频率	1 MHz	1 MHz
脉动(@50%工作循环)	12.5%	0.003%
$V_{IN}$	10 V	10 V
$V_{OUT}$	5 V	5 V
$V_{RIPPLE}$	0.625 V	152 $\mu$ V
最佳 PWM 脉冲调整	62.5 ns	15.26 ps
全范围 PWM 分辨率	4 位	16 位
10%范围 PWM 控制分辨率	1 位	13 位

[0059] 市场上最佳的常规PWM具有可调整150ps的脉冲宽度,其中 $T_{osc} = 150\text{ps}$ 的脉冲宽度需要6.7GHz的频率。然而,这些装置显然极为昂贵且需要高功率。在16MHz装置上,根据各种实施例,可使用数控振荡器(NCO)作为时钟源实现15ps分辨率。因此,可实现有效PWM分辨率的大幅增加,其对于例如SMPS应用具有极大的吸引力。常规途径将需要使系统时钟增加到66GHz以上以实现相同结果,言外之意即需要庞大成本、功率和其它实际问题。

[0060] NCO经设计以给出对频率的线性控制。随后对脉冲宽度的控制并非线性。脉冲宽度将随频率倒数( $1/x$ )而改变。结果是:PWM的有效分辨率在从0%到100%工作循环的整个范围上并非恒定。对于每一工作循环设定,可在此特定点计算有效分辨率且可在图表上绘制所述有效分辨率。取决于切换频率,所述曲线图将会不同,因为脉冲宽度是独立于切换频率而加以调整。对于 $FSW = 3\text{kHz}$ 和16MHz时钟,所述图表将会如图9A中所示。虽然存在接近于0%工作循环的等效21位的分辨率,但此在100%工作循环下恶化为仅7.5位的分辨率,此时常规PWM将表现优于高分辨率实施方案。

[0061] 有趣且可能在直觉上相反,可通过降低NCO输入时钟频率改善分辨率。将此时钟减小为1MHz将会具有图9B中所示的结果。当然,如所见,存在接近于0%工作循环的限制,此处达到增量寄存器最大值且可能无法再产生较小的脉冲,但分辨率现在永远不会减小为小于11位。

[0062] 根据另一实施例,为改善性能,当工作循环超过50%时,可使PWM信号反相。借此,低于50%工作循环的性能有效地镜射到大于50%工作循环的区域,使得分辨率更高。仍存

在使用其中达到增量限制的初始曲线的选项。对于与图9B的图表相同的条件，此导致如图9C中所绘的图表。

[0063] 为使用此技术实现最高可能切换频率和最高分辨率二者，可使用如图9D中所示的配置。此图表展示当在50%反相时在500kHz的切换频率下使用16MHz时钟时可实现的分辨率。

[0064] 根据各种实施例的PWM输出产生平均脉冲宽度。虽然此情形对于SMPS应用而言是完美的，但是一些其它的PWM应用不一定能够适应此情形。而且，脉冲调整分辨率随着切换频率降低而降低。

[0065] 优选地可在微控制器中实施各种实施例。作为副作用，可从外部信号（例如零电流或零电压检测器或比较器）触发PWM。其对于有效地切换FET极为重要。因此可实现大幅增加PWM分辨率（4位增加到16位）而不增加成本。例如，如上所提及，可使用受让人制造的PIC16F1509实施根据本发明的实施例。

[0066] 本发明的实施例允许高度精确的SMPS控制回路在极低功率下以常规系统的时钟速度的分数运行，且仍表现得比上多个数量级。较高的切换速度意味着较高的功率密度，较高的功率密度又意味着实体上较小且较低廉的电力供应器。SMPS设计中限制切换频率的因素中的一者是：PWM分辨率随切换频率增加而降低。

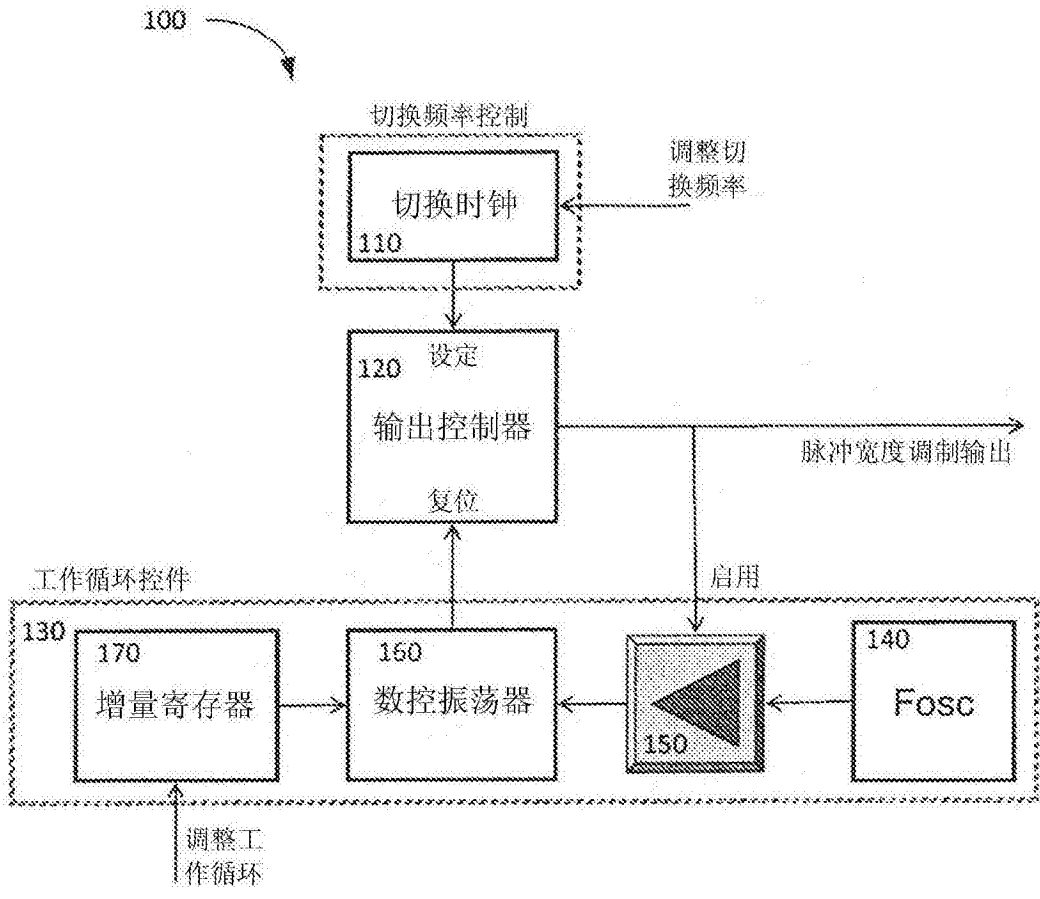


图1

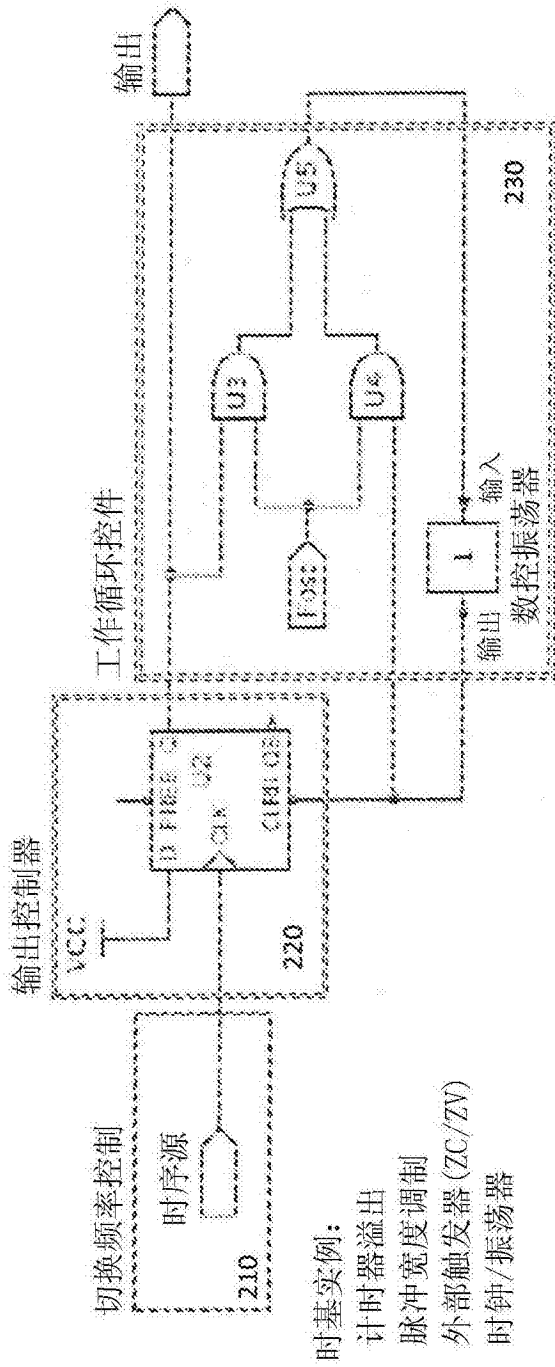


图2

时基实例：  
 计时器溢出  
 脉冲宽度调制  
 外部触发器 (ZC/ZV)  
 时钟/振荡器

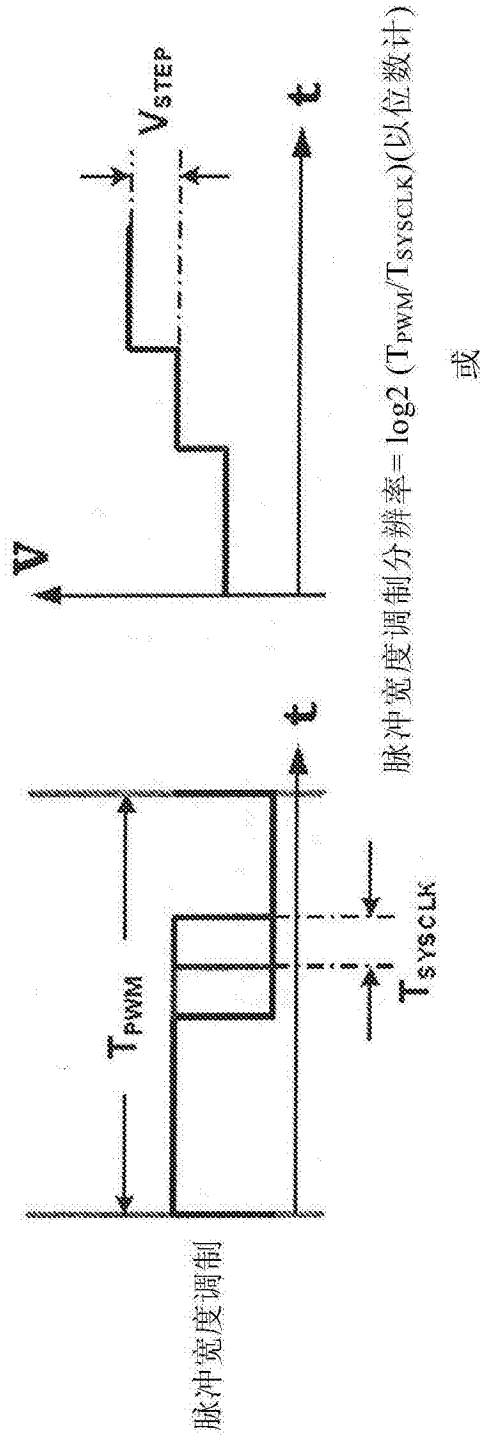


图3



到图5B

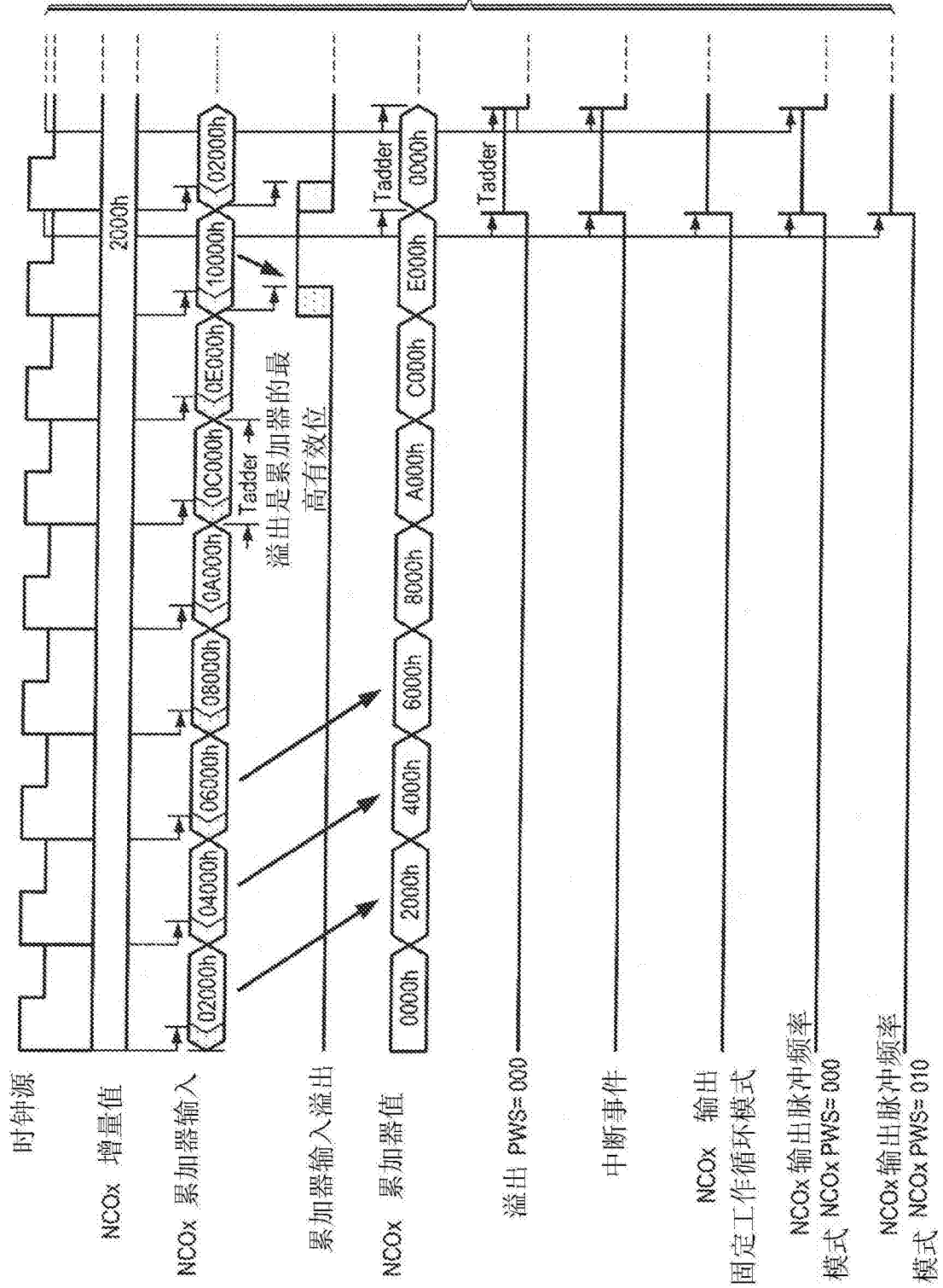
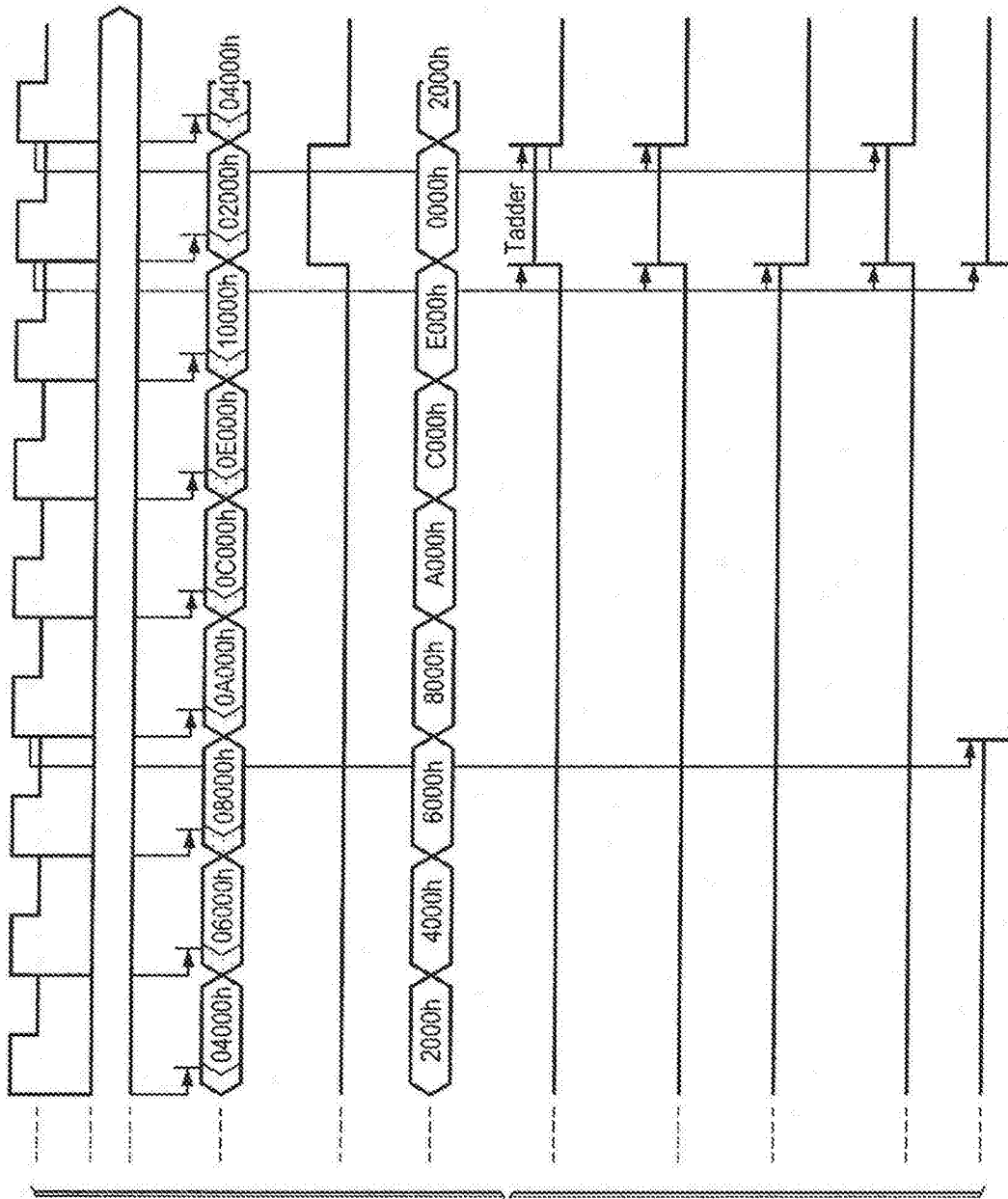


图5A



从图5A

图5B



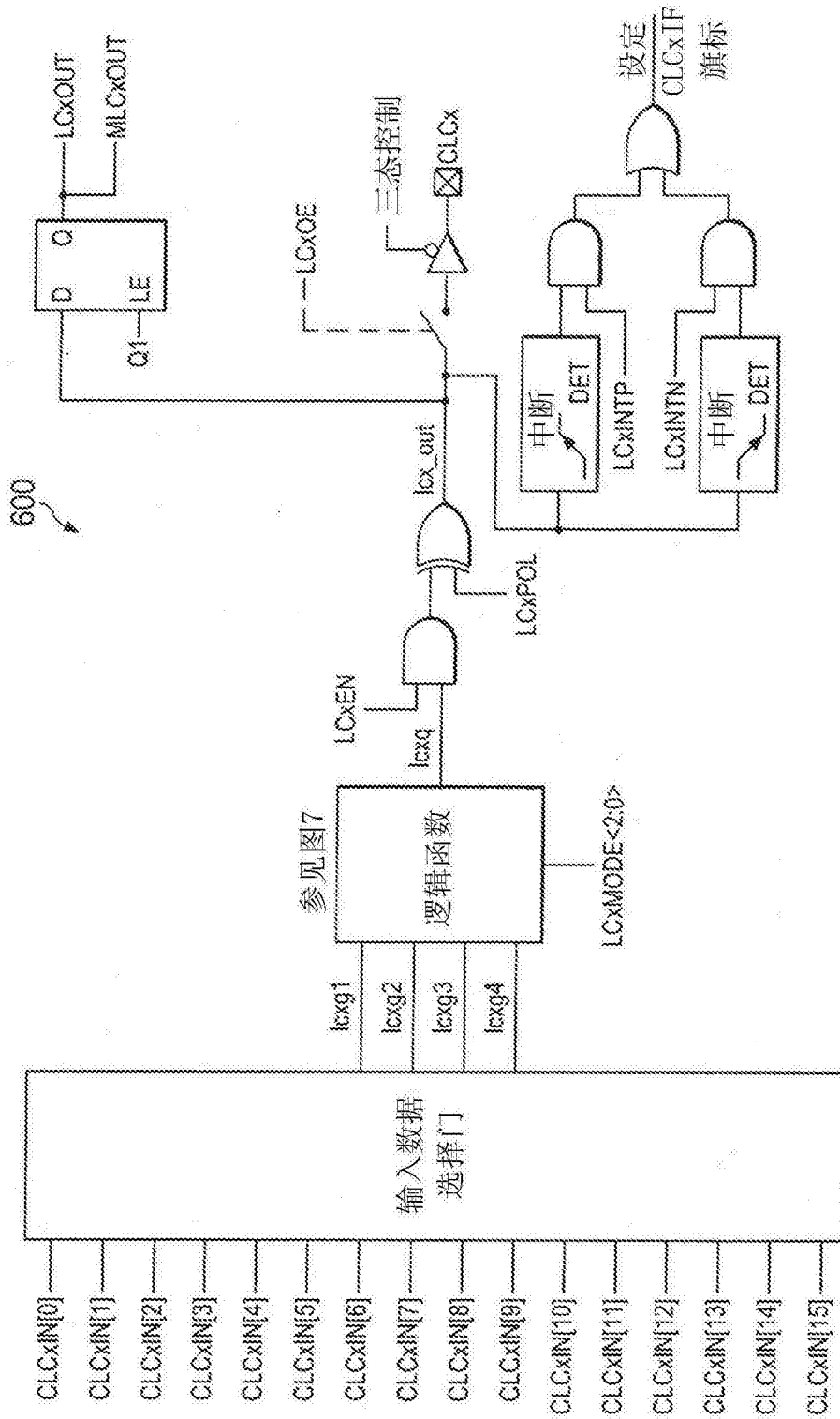


图6

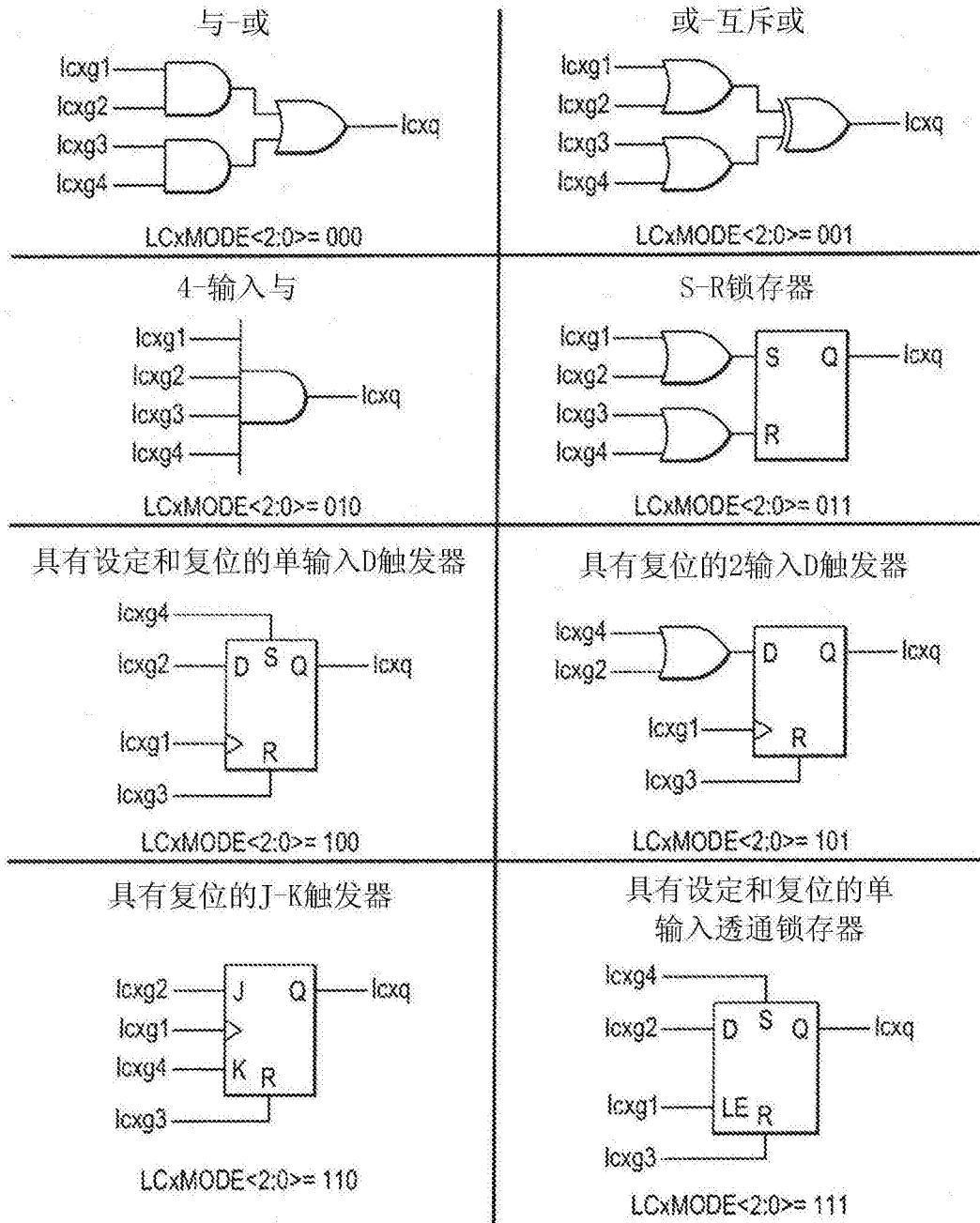


图7

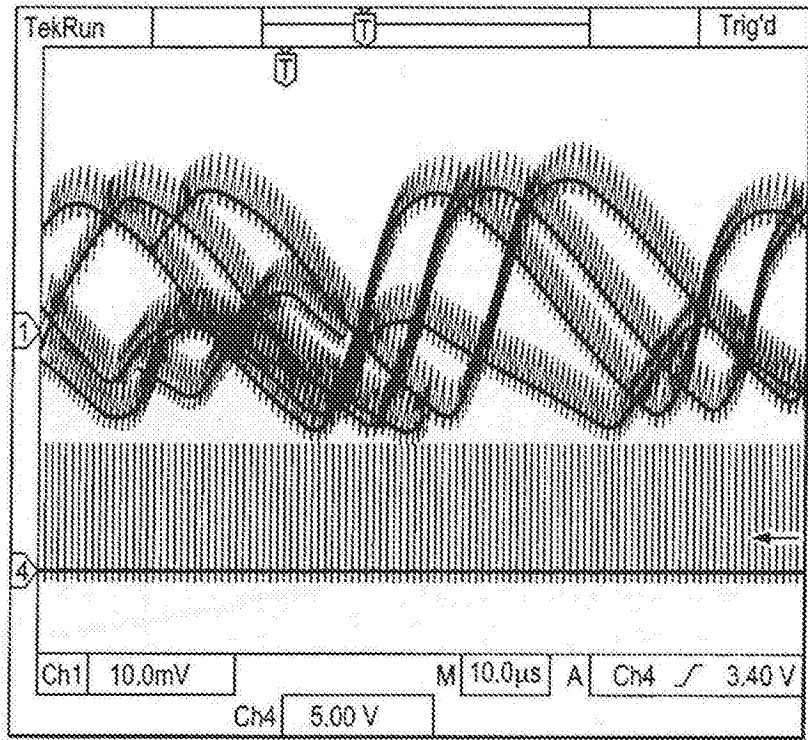


图8A

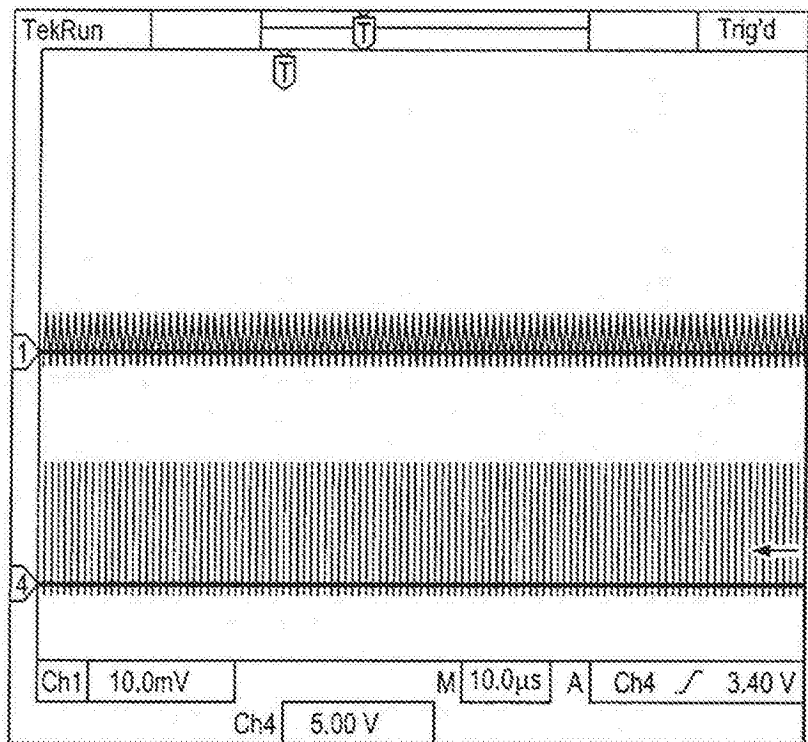


图8B

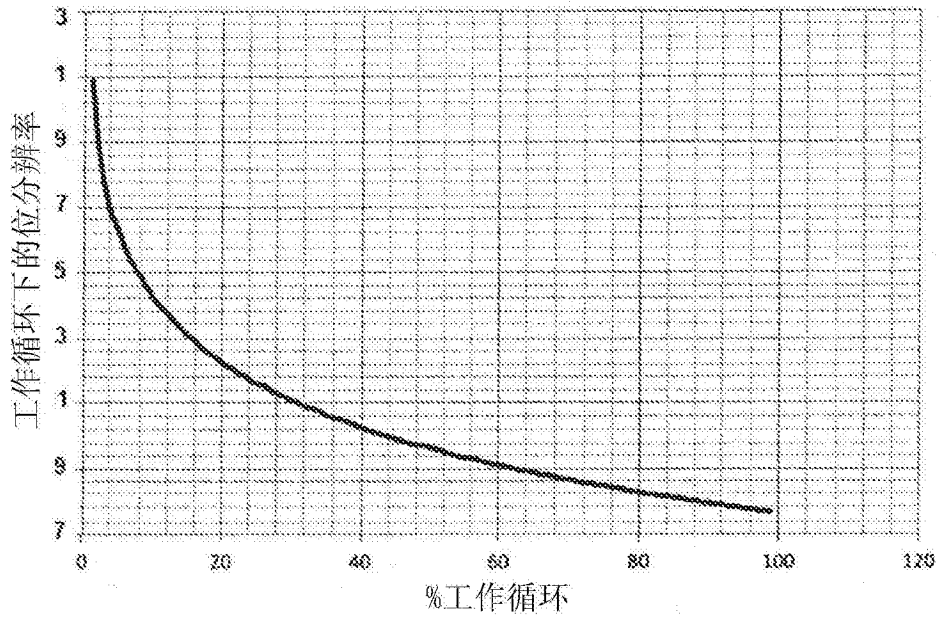


图9A

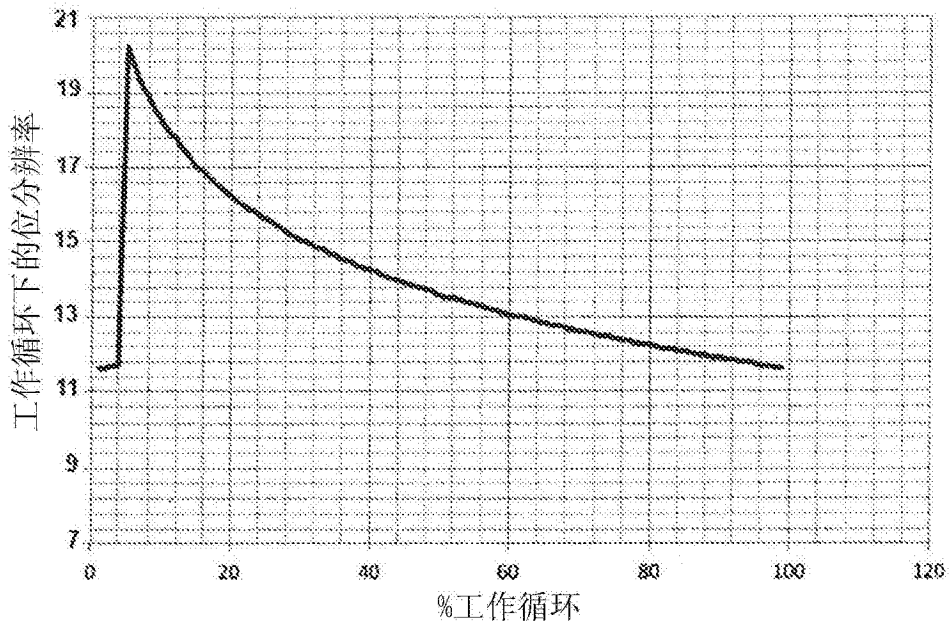


图9B

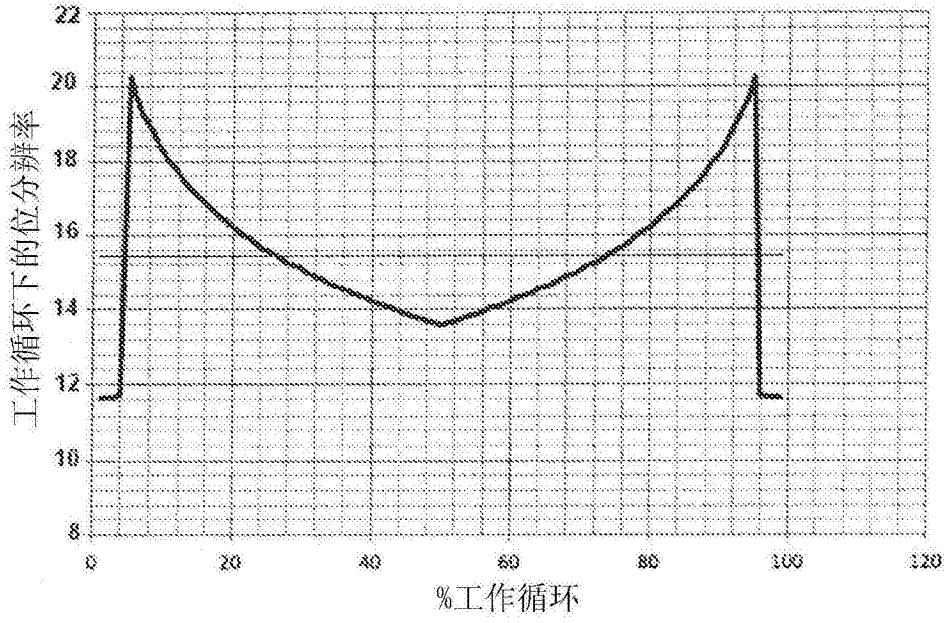


图9C

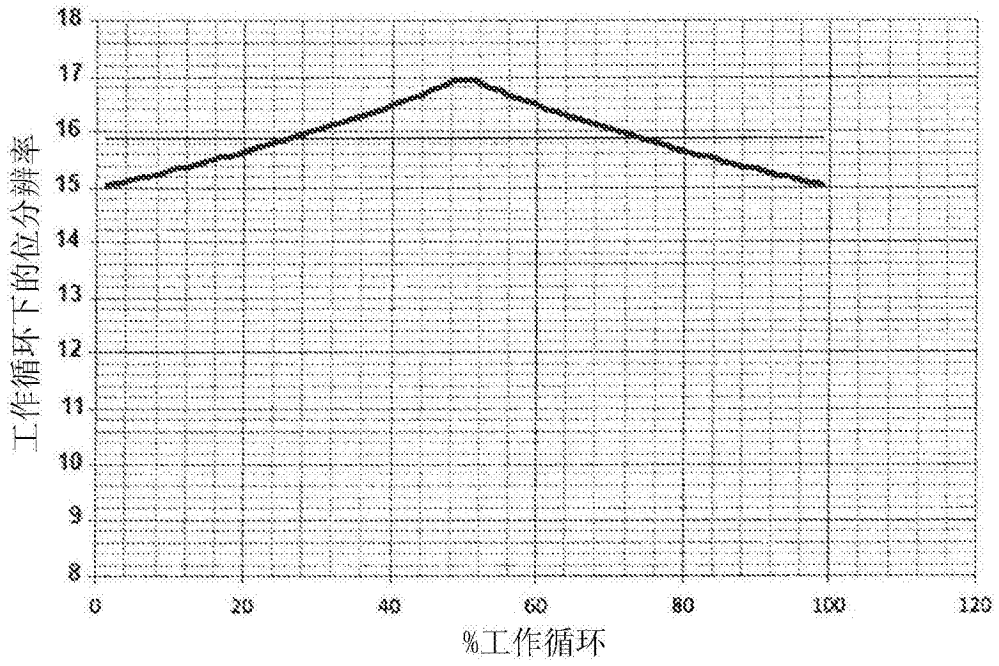


图9D