



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103513173 A

(43) 申请公布日 2014.01.15

(21) 申请号 201210224114.5

(22) 申请日 2012.06.29

(71) 申请人 复旦大学

地址 200433 上海市杨浦区邯郸路 220 号

(72) 发明人 林殷茵 董庆

(74) 专利代理机构 上海元一成知识产权代理事  
务所(普通合伙) 31268

代理人 吴桂琴

(51) Int. Cl.

G01R 31/26 (2014.01)

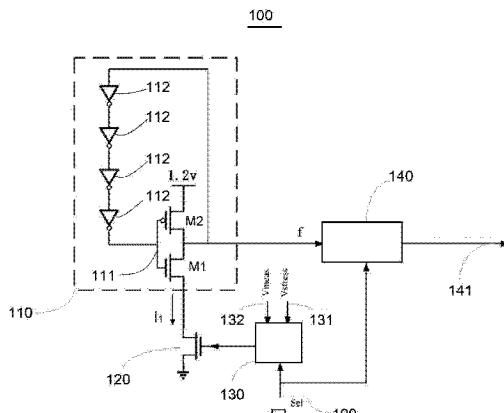
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

基于压控振荡器的 BTI 测试装置及其测试方  
法

(57) 摘要

本发明提供一种基于压控振荡器(VCO)的偏压温度不稳定性(BTI)测试装置及其测试方法，属于半导体器件可靠性测试技术领域。本发明的BTI测试装置包括被测器件(DUT)、环形振荡器(RO)、模拟电压切换模块和第一个振荡周期测试模块；模拟电压切换模块用于控制DUT在电压应力偏置和BTI效应测试偏置之间进行切换；RO包括至少一个流控反相器，DUT用于控制经该流控反相器的电流，以至于RO与DUT形成其输出信号的频率受偏置于DUT的栅端的电压控制的VCO；第一个振荡周期测试模块能同步地测试输出VCO的输出信号的第一个周期的相关信号。该装置具有BTI测试灵敏度高、测量准确、测试速度快的优点，并且电路简单。



1. 一种偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,包括被测器件、环形振荡器、模拟电压切换模块和第一个振荡周期测试模块;其中,

所述模拟电压切换模块用于基于第一控制信号对偏置于所述被测器件的栅端的第一电压或第二电压进行切换控制,所述第一电压为使所述被测器件发生偏压温度不稳定性效应的电压,所述第二电压为使所述被测器件工作于亚阈值的电压;

所述环形振荡器包括至少一个流控反相器,所述被测器件用于控制经该流控反相器的电流,以至于所述环形振荡器与所述被测器件形成其输出信号的频率至少地受偏置于所述被测器件的栅端的电压控制的压控振荡器;

所述第一个振荡周期测试模块同步地受所述第一控制信号控制,以至于所述被测器件的栅端被切换至偏置所述第二电压时,所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的相关信号被所述第一个振荡周期测试模块测试输出。

2. 如权利要求1所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述被测器件为NMOSFET,所述第一电压大于所述NMOSFET的阈值电压,所述第二电压小于所述NMOSFET的阈值电压。

3. 如权利要求1所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述被测器件为PMOSFET,所述第一电压为负向电压并且其绝对值大于所述PMOSFET的阈值电压的绝对值,所述第二电压为负向电压并且其小于所述PMOSFET的阈值电压的绝对值。

4. 如权利要求1所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述环形振荡器基本由偶数个第一反相器和奇数个流控反相器串联形成。

5. 如权利要求4所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述流控反相器为CMOS反相器,所述被测器件与所述CMOS反相器的其中一个MOS管的源端/漏端串联连接。

6. 如权利要求1所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的相关信号为第一个周期的周期值。

7. 如权利要求6所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述周期值反映所述第二电压与所述被测器件的阈值电压之差的绝对值的大小。

8. 如权利要求7所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,在所述第二电压固定的情况下,所述周期值反映所述被测器件的阈值电压变化,以进一步反映所述第一电压偏置的情况下所发生的偏压温度不稳定性效应的大小。

9. 如权利要求1所述的偏压温度不稳定性测试装置,其特征在于,所述第一信号为脉冲信号。

10. 一种使用如权利要求1所述的装置进行偏压温度不稳定性测试的方法,其特征在于,包括:

校准步骤:在所述被测器件被测试前,将与所述被测器件对应相同的校准单元对应置于所述装置中,在所述校准单元的栅端上偏置多个不同大小的第二电压,并通过所述第一个振荡周期测试模块测试每个第二电压对应的所述第一个周期的周期值,基于所述第二电压与所述周期值建立形成所述第二电压与所述第一个周期的周期值之间的关系曲线;

偏压温度不稳定性产生步骤:对所述被测器件进行测试时,将所述被测器件中置于所述装置中形成所述压控振荡器,控制所述第一信号以使所述第一电压偏置所述被测器件的栅端;

偏压温度不稳定性效应测试步骤 : 控制所述第一信号以使偏置所述被测器件的栅端的第一电压切换为第二电压, 同时, 所述第一信号使第一个振荡周期测试模块工作并实时地测试输出所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的周期值 ; 以及

比较计算步骤 : 将所述第二电压偏置的情况下所得到的所述周期值在所述关系曲线中进行比较计算以反映所述第一电压偏置条件下所述被测器件发生的偏压温度不稳定性效应。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述被测器件为 NMOSFET 时, 所述第一电压大于所述 NMOSFET 的阈值电压, 所述第二电压小于所述 NMOSFET 的阈值电压。

12. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述被测器件为 PMOSFET 时, 所述第一电压为负向电压并且其绝对值大于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值, 所述第二电压为负向电压并且其小于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值。

13. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述比较计算步骤中, 基于所述第二电压偏置的情况下所得到的所述周期值, 在所述关系曲线中对应计算得出第二电压, 将该计算得出的第二电压与在偏压温度不稳定性效应测试步骤中所偏置的第二电压进行差值计算, 以反映所述被测器件在偏压温度不稳定性效应测试步骤中产生的阈值偏移。

## 基于压控振荡器的 BTI 测试装置及其测试方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于半导体器件可靠性测试技术领域,涉及偏压温度不稳定(Bias Temperature Instability, BTI)的测试,具体涉及一种基于压控振荡器(Voltage Control Oscillator, VCO)对被测器件(Device Under Test, DUT)进行BTI测试的装置及其测试方法。

### 背景技术

[0002] BTI 效应(包括负方向偏压温度不稳定性 NBTI 和正方向偏压温度不稳定性 PBTI)是指在一定温度条件下、在 MOS 管的栅端偏置电压时,MOS 管的特性会发生退化,例如,对于 PMOSFET, 阈值电压( $V_{th}$ )增加,饱和电流、亚阈值斜率和跨到跨导减小。随着器件的尺寸不断缩小,BTI 效应成为器件退化的主要因素之一,因此,其越来越受到重视。

[0003] BTI 效应的一个重要特征就是其具有较强的恢复效应,例如,对于 PMOSFET, 在高温下对其栅端偏置负偏压一段时间后,如果将负偏压该为零偏压或正偏压,器件的退化特性将有很强的恢复。因此,这给准确测试 MOS 管器件的带来难题,通常地,难以实时地测量其阈值电压的变化情况。

[0004] 现有技术的 BTI 测试装置中,在测试过程中,一般是测量  $V_{th}$ (相同  $I_d$  条件下)的变化或  $I_d$ (相同  $V_{gs}$  条件下)的变化,这些均是测量模拟信号来反映 BTI,通常具有模拟信号难以跟踪、测量灵敏度不够、电路复杂的缺点,并最终导致测量不准确。其他也有采用数字信号来反映 BTI 的测试方法,但是,难以实现以上所述的实时测量的要求,并且,测试电路复杂,最终也难以保证测试的准确度。

[0005] 有鉴于此,本发明提出一种新型的 BTI 测试装置。

### 发明内容

[0006] 本发明的目的之一在于,简化 BTI 测试装置的电路结构。

[0007] 本发明的还一目的在于,提高 BTI 测试的准确度。

[0008] 为实现以上目的或者其他目的,本发明提供一种 BTI 测试装置,其包括被测器件、环形振荡器、模拟电压切换模块和第一个振荡周期测试模块;其中,

[0009] 所述模拟电压切换模块用于基于第一控制信号对偏置于所述被测器件的栅端的第一电压或第二电压进行切换控制,所述第一电压为使所述被测器件发生 BTI 效应的电压,所述第二电压为使所述被测器件工作于亚阈值的电压;

[0010] 所述环形振荡器包括至少一个流控反相器,所述被测器件用于控制经该流控反相器的电流,以至于所述环形振荡器与所述被测器件形成其输出信号的频率至少地受偏置于所述被测器件的栅端的电压控制的压控振荡器;

[0011] 所述第一个振荡周期测试模块同步地受所述第一控制信号控制,以至于所述被测器件的栅端被切换至偏置所述第二电压时,所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的相关信号被所述第一个振荡周期测试模块测试输出。

[0012] 在一实施例中，所述被测器件可以为 NMOSFET，所述第一电压大于所述 NMOSFET 的阈值电压，所述第二电压小于所述 NMOSFET 的阈值电压。

[0013] 在又一实施例中，所述被测器件可以为 PMOSFET，所述第一电压为负向电压并且其绝对值大于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值，所述第二电压为负向电压并且其小于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值。

[0014] 按照本发明一实施例的 BTI 测试装置，其中，所述环形振荡器基本由偶数个第一反相器和奇数个流控反相器串联形成。

[0015] 进一步，所述流控反相器为 CMOS 反相器，所述被测器件与所述 CMOS 反相器的其中一个 MOS 管的源端 / 漏端串联连接。

[0016] 进一步，所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的相关信号为第一个周期的周期值。

[0017] 进一步，所述周期值反映所述第二电压与所述被测器件的阈值电压之差的绝对值的大小。

[0018] 进一步，在所述第二电压固定的情况下，所述周期值反映所述被测器件的阈值电压变化，以进一步反映所述第一电压偏置的情况下所发生的 BTI 效应的大小。

[0019] 在之前所述任一实施例的 BTI 测试装置中，所述第一信号为脉冲信号。

[0020] 按照本发明的又一方面，提供一种使用以上所述的 BTI 测试装置进行 BTI 测试的方法，其包括：

[0021] 校准步骤：在所述被测器件被测试前，将与所述被测器件对应相同的校准单元对应置于所述装置中，在所述校准单元的栅端上偏置多个不同大小的第二电压，并通过所述第一个振荡周期测试模块测试每个第二电压对应的所述第一个周期的周期值，基于所述第二电压与所述周期值建立形成所述第二电压与所述第一个周期的周期值之间的关系曲线；

[0022] BTI 产生步骤：对所述被测器件进行测试时，将所述被测器件置于所述装置中形成所述压控振荡器，控制所述第一信号以使所述第一电压偏置所述被测器件的栅端；

[0023] BTI 效应测试步骤：控制所述第一信号以使偏置所述被测器件的栅端的第一电压切换为第二电压，同时，所述第一信号使第一个振荡周期测试模块工作并实时地测试输出所述压控振荡器的输出信号的第一个周期的周期值；以及

[0024] 比较计算步骤：将所述第二电压偏置的情况下所得到的所述周期值在所述关系曲线中进行比较计算以反映所述第一电压偏置条件下所述被测器件发生的 BTI 效应。

[0025] 在一实施例中，所述被测器件为 NMOSFET 时，所述第一电压大于所述 NMOSFET 的阈值电压，所述第二电压小于所述 NMOSFET 的阈值电压。

[0026] 在又一实施例中，所述被测器件为 PMOSFET 时，所述第一电压为负向电压并且其绝对值大于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值，所述第二电压为负向电压并且其小于所述 PMOSFET 的阈值电压的绝对值。

[0027] 进一步，所述比较计算步骤中，基于所述第二电压偏置的情况下所得到的所述周期值，在所述关系曲线中对应计算得出第二电压，将该计算得出的第二电压与在 BTI 效应测试步骤中所偏置的第二电压进行差值计算，以反映所述被测器件在偏压温度不稳定性效应测试步骤中产生的阈值偏移。

[0028] 本发明的技术效果是,第一,由于其输出的第一个振荡周期的相关信号是数字信号测量,其测试准确;第二,第一个振荡周期的周期值T是基于VCO的流控MOS管(也即被测器件)工作于亚阈值区测试得出,因此,其可以放大地反映出其 $V_{th}$ 受BTI效应的变化,测试灵敏度高。第三,通过对VCO输出的第一振荡周期的周期值T测量,可以在第一电压去除后实时同步测试完成,测试速度快,其测试结果受BTI效应的恢复效应影响小,更进一步地实现了准确测量;第四,整个测试装置未引入模拟电路,整体电路简单。

## 附图说明

[0029] 从结合附图的以下详细说明中,将会使本发明的上述和其他目的及优点更加完全清楚,其中,相同或相似的要素采用相同的标号表示。

[0030] 图1是按照本发明一实施例提供的BTI测试装置的电路模块结构示意图。

[0031] 图2是图1所示实施例的BTI测试装置所测试出的VCO的第一个振荡周期的周期值T与 $V_{meas}$ 之间的关系曲线。

[0032] 图3是按照本发明又一实施例提供的BTI测试装置的电路模块结构示意图。

[0033] 图4是基于图3所示实施例的BTI测试装置的测试时序关系示意图。

## 具体实施方式

[0034] 下面介绍的是本发明的多个可能实施例中的一些,旨在提供对本发明的基本了解,并不旨在确认本发明的关键或决定性的要素或限定所要保护的范围。容易理解,根据本发明的技术方案,在不变更本发明的实质精神下,本领域的一般技术人员可以提出可相互替换的其他实现方式。因此,以下具体实施方式以及附图仅是对本发明的技术方案的示例性说明,而不应当视为本发明的全部或者视为对本发明技术方案的限定或限制。

[0035] 图1所示为按照本发明一实施例提供的BTI测试装置的电路模块结构示意图。在该实施例中,BTI测试装置100用于对被测器件(DUT)120进行测试,DUT120在该示例中为NMOSFET,但是,DUT120并不限于本示例,其可以选择为其他类似MOS管结构的器件,例如,PMOSFET等。

[0036] 继续如图1所示,BTI测试装置100主要地包括基于多级反相器串联形成的环形振荡器(Ring Oscillator)110,在本发明中,环形振荡器110与DUT120共同形成VCO。该VCO可以基于环形振荡器110的传输延时调节振荡器频率。环形振荡器110在该实施例中通过奇数个(大于或等于3个)反相器串联连接形成环路来实现。具体地,包括偶数个反相器112和奇数个流控反相器111,如图1中所示,环形振荡器110包括4个反相器112和1个流控反相器111,每个反相器的输出端连接至另一个反相器的输入端,依次首尾串联连接形成环路。其中,流控反相器111具体可以选择为如图所示的CMOS反相器。流经流控反相器111的电流大小是受DUT120控制,因此,DUT120也用作的流控反相器111的流控MOS管。

[0037] 流控反相器111中的其中一个MOS管(M1)的漏端或源端串联连接于DUT120的源端或漏端,流控反相器111中的另一个MOS管(M2)的源端或漏端输入电压VDD(例如1.2V),因此,DUT120的栅端偏置电压可以控制流经DUT120的电流,也即可以控制流经流控反相器111的电流。控制栅端偏置电压以使DUT120工作于亚阈值区时,流经流控反相器111的电流是受DUT120的栅端偏置电压所控制,并且对其变化反应灵敏。

[0038] 在又一实施例中,4个反相器112也可以为CMOS反相器,但是其并不受DUT120控制。另外,流控反相器111与DUT120之间的位置关系并不受图示实施例限制,例如,在其他实施例中,DUT120为PMOSFET时,其也可以置于流控反相器111上方并与M2的源端或漏端串连。

[0039] 该VCO的输出信号的输出频率f是取决于串联的反相器的总传输延时。而当DUT120的压控端(也即栅端)输入的电压小于其阈值电压( $V_{th}$ )时,其流过的电流为亚阈值电流。由于亚阈值电流通常比较小,对于DUT120所连接的流控反相器111,其传输延时远远大于其他反相器112的传输延,此时,输出频率f基本取决于流控反相器111的传输延时,从而输出频率f(即输出信号的频率)主要取决于流经DUT120的亚阈值电流,进而通过f可以基本反映DUT120的亚阈值电流信息,进而可以通过f反映了DUT120上所偏置的栅端电压信息,也即输出频率f的周期信息可以反映DUT120上所偏置的栅端电压信息。

[0040] 继续如图1所示,BTI测试装置100还包括模拟电压切换模块130和第一个振荡周期测试模块140。其中模拟电压切换模块130其用于控制偏置于DUT120的栅端的电压信号,具体地,为测试DUT的BTI效应,偏置于DUT120的栅端的电压信号至少需要使用 $V_{meas}132$ 和 $V_{stress}131$ ,其中, $V_{stress}131$ 为在BTI测试过程中向DUT的栅端偏置的电压应力(例如,在某一温度条件下),在本文中简称为“第一电压”,在该实例中,其选择大于DUT的阈值电压(例如1.2V或以上); $V_{meas}132$ 为使DUT工作于亚阈值区的电压,在本文中简称为“第二电压”,在该实施例中,其选择小于DUT的阈值电压。 $V_{meas}132$ 和 $V_{stress}131$ 均为模拟电压,切换模块130具体可以通过信号(Se1)190控制,例如,信号190可以为电压脉冲信号,当其为低电平时,模拟电压切换模块130选择 $V_{stress}131$ 并将其偏置在DUT120的栅端上;当信号190为高电平时,模拟电压切换模块130选择 $V_{meas}132$ 并将其偏置在DUT120的栅端上,从而方便地实现切换控制。

[0041] 同时,信号190还偏置于第一个振荡周期测试模块140上,例如,信号190偏置于高电平时(此时 $V_{meas}132$ 偏置于DUT120,使其工作于亚阈值区),第一个振荡周期测试模块140同步地开始工作测量VCO输出的第一个振荡周期(也即输出信号的第一个周期)的相关信息并输出141,例如,输出141为第一个振荡周期的周期值T。

[0042] 基于图1所示的DUT测试装置在对DUT120进行BTI测试时,首先,步骤S910,在DUT120被在被偏置 $V_{stress}131$ 之前,选择与DUT120结构参数相同的校准单元作为流控MOS管。如上所述输出信号的周期值T可以反映DUT120上所偏置的栅端电压信息,因此,同样可以在校准单元上偏置不同大小的 $V_{meas}132$ ,相应地测量出VCO的多个第一个振荡周期的周期值T,从而可以得到T与 $V_{meas}$ 之间的关系曲线。其中,校准单元为未受BTI影响的NMOSFET,其阈值电压与DUT120相同。

[0043] 图2所示为图1所示实施例的BTI测试装置所测试出的VCO的第一个振荡周期的周期值T与 $V_{meas}$ 之间的关系曲线。在该实施例中,在不同 $V_{meas}132$ 的情况下,信号190输入高电平,使模拟电压切换模块130选择 $V_{meas}132$ ,此时,校准单元工作于亚阈值区,流经校准单元和流控反相器111的电流 $I_1$ 受 $V_{meas}132$ 控制,| $V_{th}-V_{meas}$ |越大(由于之前没有偏置 $V_{stress}131$ , $V_{th}$ 基本没有发生变化,即此时基本不存在BTI效应),电流 $I_1$ 越小;此时,流控反相器111延迟远远大于反相器112的延迟,因此,环形振荡器110与校准单元构成的VCO的输出频率f由流控反相器111的延迟决定,也即第一个振荡周期的周期值T由 $V_{meas}$ (此时

$V_{th}$  基本不变)决定。因此,在  $V_{meas}$  变化的情况下,根据相应到测量的多个第一个振荡周期的周期值 T,可以得到如图 2 所示的周期值 T 与  $V_{meas}$  的函数关系曲线。

[0044] 进一步,步骤 S920,准备测试 BTI 效应,通过信号 190 输入低电平(电压脉冲信号为低电平),使模拟电压切换模块 130 选择  $V_{stress}131$ ,此时, DUT120 处于应力偏置条件下。 $V_{stress}131$  的偏置时间由信号 190 的电压脉冲信号的低电平时间长短决定,其可以根据具体测试要求而进行具体选择设置。

[0045] 进一步,步骤 S930,通过信号 190 输入高电平,使模拟电压切换模块 130 选择  $V_{meas}132$ ,此时,DUT120 工作于亚阈值区,流经 DUT120 和流控反相器 111 的电流  $I_1$  受  $V_{meas}132$  控制,  $|V_{th}-V_{meas}|$  越大,电流  $I_1$  越小;此时,流控反相器 111 延迟远远大于反相器 112 的延迟,因此,环形振荡器 110 与 DUT120 构成的 VCO 的输出频率 f 由流控反相器 111 的延迟决定,也即由  $|V_{th}-V_{meas}|$  决定。

[0046] 同时,在 VCO 起振后,信号 190 输入高电平控制第一个振荡周期测试模块 140 开始工作,其基本可以在应力偏置去除的条件下很快地测试出该  $V_{meas}$  对应的第一个振荡周期的周期值 T,例如可以在 100ns 内测量振荡的第一个周期的结果。因此,DUT120 的 BTI 的恢复效应在此基本可以得到克服,并且测试速度快。

[0047] 进一步,步骤 S940,根据第一个振荡周期的周期值 T,基于图 2 所示的关系曲线,可以对应地得出  $V_{meas}$ ,该  $V_{meas}$  与实际偏置的  $V_{meas}$  (步骤 S930 中的  $V_{meas}$ ) 之间的差值,是由  $V_{stress}131$  对 DUT 产生的 BTI 效应所导致的,也即反映了  $V_{stress}131$  偏置后的 DUT120 的阈值电压  $V_{th}$  的偏移量。

[0048] 综合上可知,BTI 效应可以由图 1 所示实施例的测试装置 100 准备快速的测试得出。由于其输出的第一个振荡周期的相关信号是数字信号测量,其测试准确;并且,第一个振荡周期的周期值 T 是基于 VCO 的流控 MOS 管(也即 DUT120)工作于亚阈值区测试得出,因此,其可以放大地反映出其  $V_{th}$  的受 BTI 效应的变化,测试灵敏度高。进一步,通过对 VCO 输出的第一振荡周期的周期值 T 测量,可以在  $V_{stress}131$  去除后实时同步测试完成(例如可以达到 100ns 以内),测试速度快,其测试结果受 BTI 效应的恢复效应影响小,更进一步地实现了准确测量。同时,整个测试装置未引入模拟电路,整体电路简单。

[0049] 需要说明的是,更换 DUT120 时,如果更换后的 DUT 与更换之前的 DUT 为相同的器件,例如,在同一晶圆上制备的器件,或者在同一工艺流水线上制备的器件,则可以继续采用图 2 所示的关系曲线,重复步骤 S920 至步骤 S940 即可是实现对于更换后的 DUT 的 BTI 测试。当然,也可以在改变  $V_{stress}$  大小后,重复步骤 S920 至步骤 S940 进行不同  $V_{stress}$  条件下对应于 DUT 的 BTI 效应测试。进一步,如果更换后的 DUT 与更换之前的 DUT 为不同器件,需要重新选取与更换后的 DUT 对应相同的校准单元,执行步骤 S910,测试出其周期值 T 与  $V_{meas}$  的函数关系曲线。

[0050] 图 3 所示为按照本发明又一实施例提供的 BTI 测试装置的电路模块结构示意图。该实施例的 BTI 测试装置 300 与图 1 所示实施例的 BTI 测试装置 100 测试原理基本相同。在该实施例中,可以对 DUT 阵列进行测试,如图 3 所示,DUT 阵列 320 包括多个 DUT 单元,每个单元可以被选择与环形振荡器 310 形成 VCO。同样地,环形振荡器 310 与图 1 所示的环形振荡器 110 基本类似,其至少包括一个流控反相器,其可以与被选择的 DUT 单元串联,从而,形成的 VCO 的输出信号的频率可以基本地由偏置在 DUT 单元的栅端的信号来控制。具

体地, BTI 测试装置 300 可以通过如图所示的地址解码器和堆栈转换器来根据地址信号对应选择测 DUT 单元, 因此, 该实施例的 BTI 测试装置 300 可以方便的进行阵列测试。当然, DUT 阵列 320 中也可以包括校准单元, 在执行以上所述的步骤 S910 时, 可以选择某一相应校准单元进行测试。

[0051] 继续如图 3 所示, BTI 测试装置 300 的模拟电压切换模块 330 同样可以至少地实现如图 1 所示的模拟电压切换模块 130 的功能。 $V_{\text{meas}}$ 132 和  $V_{\text{stress}}$ 131 之间的切换同样可以受信号 190 控制, 当然, 该实施例中, 信号 Str/Rec 还可以控制  $V_{\text{recover}}$  和  $V_{\text{off}}$  之间的切换, 其中,  $V_{\text{off}}$  偏置时, 使其他未被选中的 DUT 单元全部关断,  $V_{\text{recover}}$  偏置时, 针对被选中的 DUT 单元, 测量其  $V_{\text{th}}$  恢复的过程。

[0052] 信号 190 同时偏置于第一个振荡周期测试模块 340 的控制逻辑子模块 341 上。第一个振荡周期测试模块 340 的功能与如图 1 所示的第一个振荡周期测试模块 140 的功能基本相同。如图 3 所示, 基本由环形振荡器 310 和 DUT 阵列 320 形成的 VCO 的输出信号经过电平移位模块 350 进行处理后, 分别输出控制逻辑子模块 341 和频分器 360。具体地, 在该实施例中, 341 是控制逻辑单元, 主要是状态机, 根据 Sel 信号和 VCOout 信号的变化, 产生状态的变化, 采样 VCOout 的第一个周期并控制计数器单元 342 的使能和清零; 342 是同步计数器单元, 具有清零和使能端, 根据清零和使能信号进行清零或计数; 343 是寄存器单元, 将同步计数器单元 342 的数值进行保存, 直到控制逻辑单元 340 产生清零为止。频分器 360 进一步输出该 VCO 所对应的输出频率  $f_{\text{out}}$ 。

[0053] 图 4 所示为基于图 3 所示实施例的 BTI 测试装置的测试时序关系示意图。基于图 4 所示实施例的信号, 反映了该 BTI 测试装置的测试原理。其中, Sel 信号是测试使能信号, 当偏置应力或恢复一段时间之后启动 Sel 进行 DUT 单元的  $V_{\text{th}}$  的测量。VCO<sub>out</sub> 是  $V_{\text{th}}$  测试过程中该 VCO 的振荡信号输出, 在 Sel 为高电平的整个过程中都会振荡。Counter\_en 是控制逻辑采样 VCO 的第一个周期, 产生与 VCO 第一个周期相同的脉冲, 控制计数器计数, 这样就实现了将 VCO 的第一个周期转为数字数据。CLK 是时钟信号, 一直有效。Data\_out 是计数器输出, 在 Counter\_en 有效的器件计数并输出结果, 一旦 Counter\_en 无效, 则保持结果, 并一直保持到下一次 Sel 为高电平, Sel 一旦为高电平会由控制逻辑模块单元 341 对其清零。

[0054] 以上例子主要说明了本发明的 BTI 测试装置及其测试方法。尽管只对其中一些本发明的实施方式进行了描述, 但是本领域普通技术人员应当了解, 本发明可以在不偏离其主旨与范围内以许多其他的形式实施。因此, 所展示的例子与实施方式被视为示意性的而非限制性的, 在不脱离如所附各权利要求所定义的本发明精神及范围的情况下, 本发明可能涵盖各种的修改与替换。

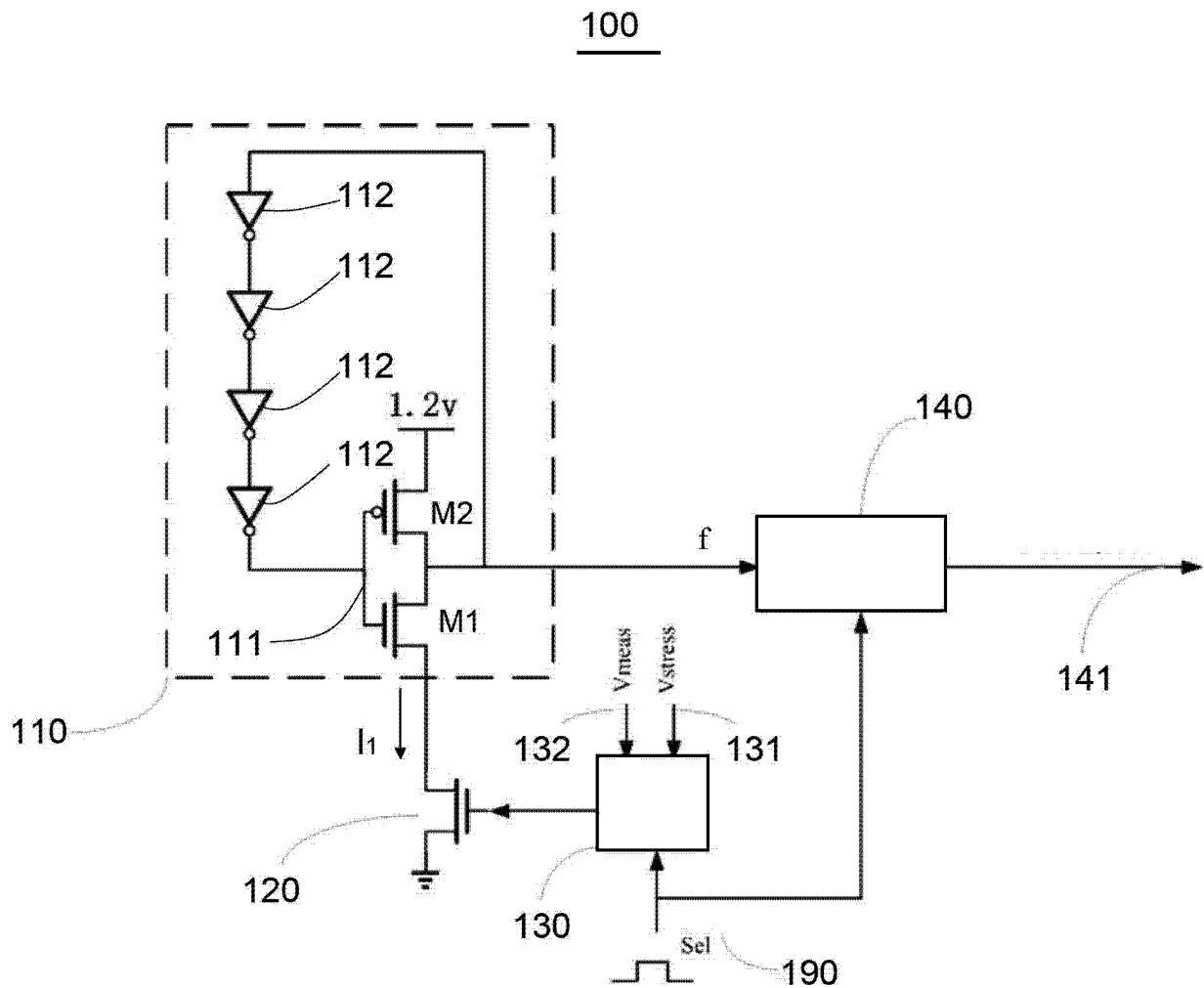


图 1

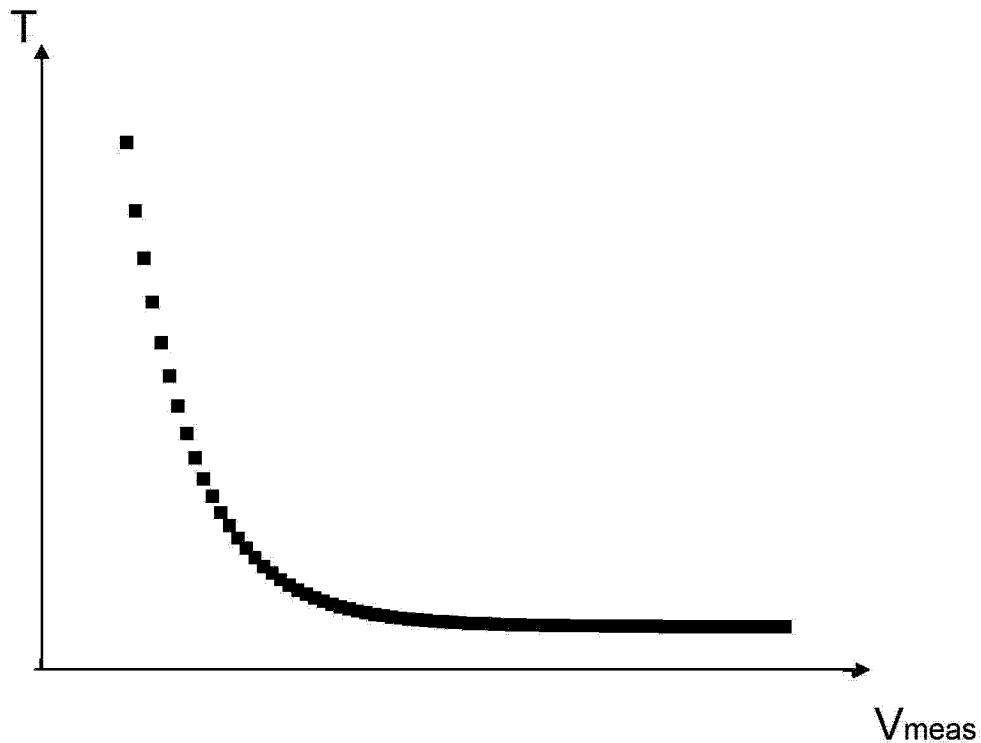


图 2

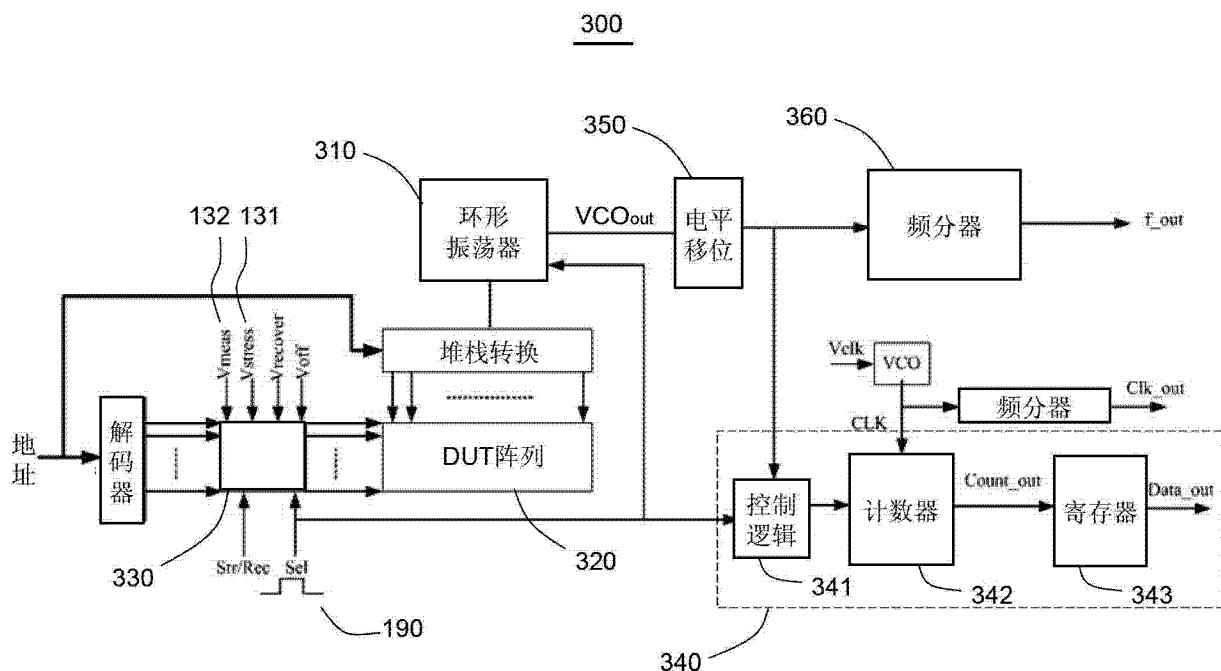


图 3

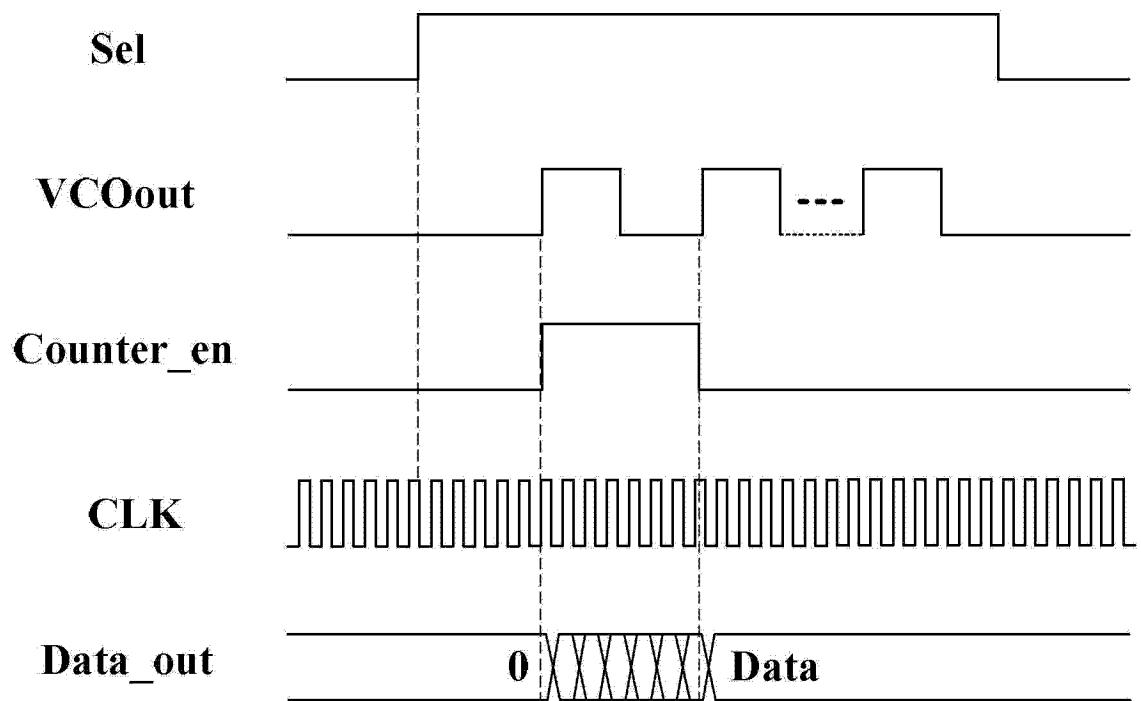


图 4