



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01802552.8

[45] 授权公告日 2007年2月21日

[11] 授权公告号 CN 1301588C

[22] 申请日 2001.8.28 [21] 申请号 01802552.8

[30] 优先权

[32] 2000.8.31 [33] JP [31] 262215/00

[86] 国际申请 PCT/JP2001/007372 2001.8.28

[87] 国际公布 WO2002/019514 日 2002.3.7

[85] 进入国家阶段日期 2002.4.25

[73] 专利权人 西铁城時計株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 深山博行 樱井保宏

[56] 参考文献

JP8116214A 1996.5.7

JP11004119A 1999.1.6

审查员 李晴晖

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利  
商标事务所

代理人 罗亚川

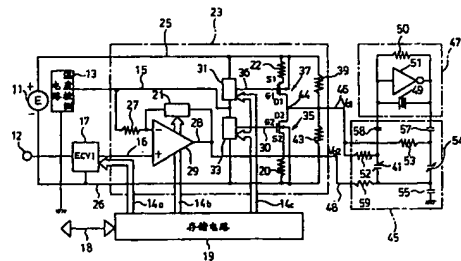
权利要求书 9 页 说明书 28 页 附图 11 页

[54] 发明名称

温度补偿型振荡器

[57] 摘要

在本发明中，用温度检测电路(13)检测振荡电路(47)的温度，根据该输出电压，控制电压发生电路(23)的3次项电压发生电路产生3次项电压作为控制电压，上述频率调整电路(45)用这个控制电压改变振荡电路(47)的振荡频率。这个3次项电压发生电路具有源极与第1电源线(25)连接的第1MOS晶体管(37)，源极与第2电源线(26)连接的第2MOS晶体管(35)，和根据温度检测电路(13)的输出电压分别产生第1，第2栅极电压的数字控制电压分割电路(31，33)，分别将这个第1，第2栅极电压加到第1，第2MOS晶体管(37，35)，将它们各个漏极共同连接起来的连接点(44)作为控制电压的输出端。



1. 温度补偿型振荡器，其特征在于包括：

振荡电路；

通过控制电压改变上述振荡电路的振荡频率的频率调整电路；

检测上述振荡电路近旁的温度，根据该检测出的温度至少产生 1 个输出电压的温度检测电路，和

包含根据来自该温度检测电路的输出电压、产生作为上述控制电压的 3 次项电压的 3 次项电压发生电路的控制电压发生电路，

其中，上述 3 次项电压发生电路中设置有：

第 1 电路，包括根据所述温度检测电路的输出电压产生按第 1 自乘法则向上凸起的电压曲线的第 1 非线性元件，

第 2 电路，包括根据所述温度检测电路的输出电压产生按第 2 自乘法则向下凸起的电压曲线、与上述第 1 非线性元件极性不同的第 2 非线性元件，以及

上述第 3 次项电压发生电路是通过控制上述第 1 电路的第 1 非线性元件和上述第 2 电路的第 2 非线性元件、把由上述第 1 非线性元件生成的向上凸起的电压曲线与由上述第 2 非线性元件生成的向下凸起的电压曲线结合起来产生上述 3 次项电压的电路。

2. 如权利要求 1 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述第 1 非线性元件是源极与第 1 电源线连接的第 1MOS 晶体管；

上述第 2 非线性元件是导电类型与上述第 1MOS 晶体管不同、源极与第 2 电源线连接的第 2MOS 晶体管；

所述 3 次项电压发生电路还具有根据上述温度检测电路的输出电压产生第 1 栅极电压的第 1 栅极电压发生电路，和

根据上述温度检测电路的输出电压产生第 2 栅极电压的第 2 栅极电压发生电路，

其中，输出上述第 1 栅极电压发生电路的第 1 栅极电压的输出端与上述第 1MOS 晶体管的栅极连接；

输出上述第 2 栅极电压发生电路的第 2 栅极电压的输出端与上述第 2MOS 晶体管的栅极连接, 以及

上述第 1MOS 晶体管的漏极和上述第 2MOS 晶体管的漏极共同连接起来, 作为上述控制电压的输出端。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述控制电压发生电路输出上述 3 次项电压发生电路产生的 3 次项电压作为第 1 控制电压, 进一步具有根据上述温度检测电路的输出电压产生 1 次项电压的 1 次项电压发生电路, 输出该电路产生的 1 次项电压作为第 2 控制电压,

上述频率调整电路是根据上述第 1 控制电压和第 2 控制电压对上述振荡电路的振荡频率进行控制的电路。

4. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述温度检测电路是具有温度梯度不同的 2 个温度传感器、以任意比率分割这 2 个温度传感器的输出电压之差, 将其作为温度检测电压输出的电路。

5. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述控制电压发生电路输出上述 3 次项电压发生电路产生的 3 次项电压作为第 1 控制电压, 进一步具有根据上述温度检测电路的输出电压产生 1 次项电压的 1 次项电压发生电路, 输出该电路产生的 1 次项电压作为第 2 控制电压, 并且备有外部控制电压输入电路, 该外部控制电压输入电路具有从外部输入用于频率调整的外部电压、产生输出电压的运算放大电路,

它是输入从上述外部控制电压输入电路输出的输出电压作为构成上述 1 次项电压发生电路的运算放大电路的偏置输入电压、用存储在存储电路中的数字数据对构成该外部控制电压输入电路的上述运算放大电路的放大率和偏置输入电压进行控制的电路, 以及

上述频率调整电路是用上述第 1 控制电压和上述第 2 控制电压对上述振荡电路的振荡频率进行控制的电路。

6. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述控制电压的输出端还通过第 1 电阻元件与上述第 1 电源线或与其同极性的电源线连接，并且通过第 2 电阻元件与上述第 2 电源线或与其同极性的电源线连接。

7. 如权利要求 6 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述第 1 电阻元件和第 2 电阻元件的电阻值的温度系数是不同的。

8. 如权利要求 7 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

设置多个电阻值温度系数的组合不同的电阻元件组作为上述第 1 电阻元件和第 2 电阻元件，并且设置能够选择地切换使用上述多个电阻元件组中任何一组的切换装置。

9. 如权利要求 3 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述 1 次项电压发生电路是运算放大电路。

10. 如权利要求 9 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

设置存储来自外部的数据、根据该存储的数字数据对上述运算放大电路的放大率和偏置输入电压进行控制的存储电路。

11. 如权利要求 3 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述频率调整电路是构成上述振荡电路的负载电容器的电容元件，具有根据上述控制电压改变它的电容值的电压可变电容元件，将上述第 1 控制电压加到上述电压可变电容元件的一个电极上，并将上述第 2 控制电压加到上述电压可变电容元件的另一个电极上。

12. 如权利要求 3 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述频率调整电路是构成上述振荡电路的负载电容器的电容元件，具有根据上述控制电压改变其电容值的电压可变电容元件，

该电压可变电容元件的加有上述第 1 控制电压的第 1 电压可变电容元件和加有上述第 2 控制电压的第 2 电压可变电容元件并联地连接。

13. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述控制电压的输出端进一步通过电阻元件至少与 1 个任意电压源连接。

14. 如权利要求 13 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述电阻元件具有 100kΩ 以上的电阻值。

15. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方是根据上述温度检测电路的输出电压和任意的参照电压之差产生上述第 1 或第 2 栅极电压的电路。

16. 如权利要求 15 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方是分割上述温度检测电路的输出电压和任意的参照电压的电压差的电压分割电路。

17. 如权利要求 15 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

加到上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方的上述参照电压是上述第 1 电源线或上述第 2 电源线的电压。

18. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方是能够根据外部数据控制产生的栅极电压的电路。

19. 如权利要求 18 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

设置存储上述外部数据的存储电路, 上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方是可以根据存储在上述存储电路中的数据而控制产生的栅极电压的电路。

20. 如权利要求 19 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述存储电路可以通过串联输入输出线对来自外部的数字数据的存储和读出进行控制。

21. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述频率调整电路是构成上述振荡电路的负载电容器的电容元件, 具有电容值根据上述控制电压改变的电压可变电容元件。

22. 如权利要求 21 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述电压可变电容元件是 MIS 型可变电容器。

23. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 和第 2 MOS 晶体管的各源极, 分别通过用于限制漏极电流的电阻元件与上述第 1 或第 2 电源线连接。

24. 如权利要求 23 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述电阻元件是数字控制可变电阻电路，

设置可根据存储的数字数据对上述数字控制可变电阻电路的电阻值进行控制的存储电路。

25. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述温度检测电路由源极与该温度检测电路的第 1 电源线连接、漏极通过电阻元件与第 2 电源线连接的 P 沟道 MOS 晶体管，和

向该 P 沟道 MOS 晶体管的栅极供给超过该 P 沟道 MOS 晶体管的阈值电压的栅极电压的栅极电压发生装置构成，

它是将在上述 P 沟道 MOS 晶体管的漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压作为温度检测电压输出的电路。

26. 如权利要求 25 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述 P 沟道 MOS 晶体管的源极通过电阻元件与上述第 1 电源线连接。

27. 如权利要求 25 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述温度检测电路将在上述 P 沟道 MOS 晶体管的上述漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压通过运算放大电路作为温度检测电压输出。

28. 如权利要求 1 或 2 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述温度检测电路由漏极端子通过电阻元件与第 1 电源线连接、源极与第 2 电源线连接的 N 沟道 MOS 晶体管，和

向该 N 沟道 MOS 晶体管的栅极供给超过该 N 沟道 MOS 晶体管的阈值电压的栅极电压的栅极电压发生装置构成，

它是将在上述 N 沟道 MOS 晶体管的漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压作为温度检测电压输出的电路。

29. 如权利要求 28 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述 N 沟道 MOS 晶体管的源极通过电阻元件与上述第 1 电源线连接。

30. 如权利要求 28 所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述温度检测电路将在上述 N 沟道 MOS 晶体管的上述漏极与上

述电阻元件的连接点上产生的电压通过运算放大电路作为温度检测电压输出。

31. 如权利要求 2 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

当将使用温度范围中预先设定的温度范围作为第 2 温度区域、将比第 2 温度区域的低温度一侧的温度范围作为第 1 温度区域、将超过上述第 2 温度区域的高温一侧的温度范围作为第 3 温度区域时,

上述第 1 栅极电压发生电路至少具有上述第 1 栅极电压对于在上述第 3 温度区域中的温度变化而直线地变化的区域,

上述第 2 栅极电压发生电路至少具有上述第 2 栅极电压对于在上述第 1 温度区域中的温度变化而直线地变化的区域。

32. 温度补偿型振荡器, 其特征在于包括:

振荡电路;

通过控制电压改变上述振荡电路的振荡频率的频率调整电路;

检测上述振荡电路近旁的温度, 根据这个检测出的温度至少产生 1 个输出电压的温度检测电路, 和

包含根据来自该温度检测电路的输出电压、产生作为上述控制电压的 2 次项电压的 2 次项电压发生电路的控制电压发生电路,

其中, 上述 2 次项电压发生电路由第 1 电路和第 2 电路组成, 所述第 1 电路包含根据所述温度检测电路的输出电压产生按第 1 自乘法则向上凸起的电压曲线的第 1 非线性元件, 以及所述第 2 电路包含根据所述温度检测电路的输出电压、按第 2 自乘法则产生向上凸起的电压曲线并与上述第 1 非线性元件极性相同的第 2 非线性元件,

所述 2 次项电压发生电路是通过控制上述第 1 电路的第 1 非线性元件和上述第 2 电路的第 2 非线性元件、把由上述第 1 非线性元件生成的上述向上凸起的电压曲线和由上述第 2 非线性元件生成的上述向上凸起的电压曲线结合起来产生上述 2 次项电压的电路。

33. 如权利要求 32 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 非线性元件是源极与第 1 电源线连接的第 1 MOS 晶体管;

上述第 2 非线性元件是导电类型与上述第 1 MOS 晶体管不同、源

极与第2电源线连接的第2MOS晶体管；

所述2次项电压发生电路还具有根据上述温度检测电路的输出电压产生第1栅极电压的第1栅极电压发生电路，和

根据上述温度检测电路的输出电压产生第2栅极电压的第2栅极电压发生电路，

其中，输出上述第1栅极电压发生电路的第1栅极电压的输出端与上述第1MOS晶体管的栅极连接；

输出上述第2栅极电压发生电路的第2栅极电压的输出端与上述第2MOS晶体管的栅极连接，以及

上述第1MOS晶体管的漏极和上述第2MOS晶体管的漏极共同连接起来，作为上述控制电压的输出端。

34. 如权利要求33所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述控制电压的输出端进一步通过电阻元件至少与1个任意电压源连接。

35. 如权利要求34所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述电阻元件具有100kΩ以上的电阻值。

36. 如权利要求32所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述第1和第2栅极电压发生电路中至少一方是根据上述温度检测电路的输出电压和任意的参照电压之差产生上述第1或第2栅极电压的电路。

37. 如权利要求36所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述第1和第2栅极电压发生电路中至少一方是分割上述温度检测电路的输出电压和任意的参照电压的电压差的电压分割电路。

38. 如权利要求36所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

加到上述第1和第2栅极电压发生电路中至少一方的上述参照电压是上述第1电源线或上述第2电源线的电压。

39. 如权利要求32所述的温度补偿型振荡器，其特征在于：

上述第1和第2栅极电压发生电路中至少一方是能够根据外部数据控制产生的栅极电压的电路。

40. 如权利要求 39 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

设置存储上述外部数据的存储电路, 上述第 1 和第 2 栅极电压发生电路中至少一方是可以根据存储在上述存储电路中的数据而控制产生的栅极电压的电路。

41. 如权利要求 40 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述存储电路可以通过串联输入输出线对来自外部的数字数据的存储和读出进行控制。

42. 如权利要求 32 或 33 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述频率调整电路是构成上述振荡电路的负载电容器的电容元件, 具有电容值根据上述控制电压改变的电压可变电容器。

43. 如权利要求 42 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述电压可变电容器是 MIS 型可变电容器。

44. 如权利要求 33 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述第 1 和第 2 MOS 晶体管的各源极, 分别通过用于限制漏极电流的电阻元件与上述第 1 或第 2 电源线连接。

45. 如权利要求 44 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述电阻元件是数字控制可变电阻电路,

设置可根据存储的数字数据对上述数字控制可变电阻电路的电阻值进行控制的存储电路。

46. 如权利要求 32 或 33 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述温度检测电路由源极与该温度检测电路的第 1 电源线连接、漏极通过电阻元件与第 2 电源线连接的 P 沟道 MOS 晶体管, 和

向该 P 沟道 MOS 晶体管的栅极供给超过该 P 沟道 MOS 晶体管的阈值电压的栅极电压的栅极电压发生装置构成,

它是将在上述 P 沟道 MOS 晶体管的漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压作为温度检测电压输出的电路。

47. 如权利要求 46 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述 P 沟道 MOS 晶体管的源极通过电阻元件与上述第 1 电源线连接。

48. 如权利要求 46 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述温度检测电路将在上述 P 沟道 MOS 晶体管的上述漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压通过运算放大电路作为温度检测电压输出。

49. 如权利要求 32 或 33 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述温度检测电路由漏极端子通过电阻元件与第 1 电源线连接、源极与第 2 电源线连接的 N 沟道 MOS 晶体管, 和

向该 N 沟道 MOS 晶体管的栅极供给超过该 N 沟道 MOS 晶体管的阈值电压的栅极电压的栅极电压发生装置构成,

它是将在上述 N 沟道 MOS 晶体管的漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压作为温度检测电压输出的电路。

50. 如权利要求 49 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述 N 沟道 MOS 晶体管的源极通过电阻元件与上述第 1 电源线连接。

51. 如权利要求 49 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

上述温度检测电路将在上述 N 沟道 MOS 晶体管的上述漏极与上述电阻元件的连接点上产生的电压通过运算放大电路作为温度检测电压输出。

52. 如权利要求 33 所述的温度补偿型振荡器, 其特征在于:

当将使用温度范围中预先设定的温度范围作为第 2 温度区域、将比第 2 温度区域的低温度一侧的温度范围作为第 1 温度区域、将超过上述第 2 温度区域的高温一侧的温度范围作为第 3 温度区域时,

上述第 1 栅极电压发生电路至少具有上述第 1 栅极电压对于在上述第 3 温度区域中的温度变化而直线地变化的区域,

上述第 2 栅极电压发生电路至少具有上述第 2 栅极电压对于在上述第 1 温度区域中的温度变化而直线地变化的区域。

## 温度补偿型振荡器

### 技术领域

本发明涉及对用晶体振子的晶体振荡器的温度特性进行补偿的温度补偿型振荡器

### 背景技术

用晶体振子的晶体振荡器与其它振荡器比较频率稳定性要优越得多，但是当用作近年来的移动体无线电的基准振荡器时，由晶体振子的温度特性引起的振荡频率的变动成为一个问题。为了解决这个问题，广泛地使用对晶体振子的温度特性进行补偿的，所谓的温度补偿型振荡器。

即便在温度补偿型振荡器中，伴随着近年来集成电路技术的发展，一种称为间接法的方式可以达到削减部件数目和提高性能的目的。

我们用第 17 图说明用间接法的温度补偿型振荡器的温度补偿原理。

第 17 图中的温度检测电路 91 产生与温度有关的温度检测电压。将这个电压输入高温部分低温部分区别电路 92 和梯度校正电压发生电路 93。高温部分低温部分区别电路 92 将输入的电压分成用于低温部分和用于高温部分的两部分，分别输入低温部分 3 次曲线电压发生电路 94 和高温部分 3 次曲线电压发生电路 95。

将分别从温部分 3 次曲线电压发生电路 94 和高温部分 3 次曲线电压发生电路 95 和梯度校正电压发生电路 93，标准频率调整电压发生电路 96 输出的电压输入加法电路 97 加起来，然后输出到频率调整电路 98。

频率调整电路 98 用输入的电压对具有晶体振子 90 的振荡电路 99 的振荡频率进行控制。又，用从标准频率调整电压发生电路 96 输出的

电压，对在设定温度的标准振荡频率进行调整。

因为3次曲线电压发生电路只产生对输入电压进行3次方后得到的电压，所以在输入电压和输出电压的2维平面中，只能产生为3次曲线一半的第1象限的电压。

因此，在为了得到一系列的3次曲线电压，用通过使输入电压和输出电压反转产生3次曲线电压的低温部分3次曲线电压发生电路94和通过通常工作产生3次曲线电压的高温部分3次曲线电压发生电路95，将它们各自的输出电压加起来。

为此，高温部分低温部分区别电路92，低温部分3次曲线电压发生电路94和高温部分3次曲线电压发生电路95是必需的。

在上述一系列工作中，低温部分3次曲线电压发生电路94和高温部分3次曲线电压发生电路95产生为了频率调整电路98对AT切割晶体的3次温度特性进行补偿的电压，梯度校正电压发生电路93产生为了频率调整电路98对AT切割晶体的1次温度特性进行补偿的电压。

通过用加法电路97将这些电压加起来，并输入频率调整电路98，对振荡电路99的振荡频率的由于温度引起的变化进行补偿。通过这样做，即便温度变化，也能够保持温度补偿型振荡器的振荡频率恒定。

但是，在这种已有技术中，存在着因为为了上述那样地补偿AT切割晶体的温度特性，需要用于将来自温度检测电路的电压分成低温部分和高温部分的高温部分低温部分区别电路，2个3次曲线电压发生电路，梯度校正电压发生电路和加法电路，所以使电路规模增大，并且为了校正这些各个电路制造时的零散，必须分别进行烦杂的调整那样的问题。

因此，本发明的目的是提供能够解决这些问题，电路构成简洁适合于小型化，也容易调整的温度补偿型振荡器。

## 发明内容

为了根据本发明的温度补偿型振荡器的特征是，为了达到上述目

的，在具有振荡电路，通过控制电压改变这个振荡电路的振荡频率的频率调整电路，检测这个振荡电路近旁的温度状态，根据检测出的温度至少产生1个输出电压的温度检测电路，和包含根据来自这个温度检测电路的输出电压，产生作为上述控制电压的3次项电压的3次项电压发生电路的控制电压发生电路的温度补偿型振荡器中，如下地构成上述3次项电压发生电路。

即，上述3次项电压发生电路具有源极与第1电源线连接的第1MOS晶体管，导电型与这个第1MOS晶体管不同的，源极与第2电源线连接的第2MOS晶体管，根据上述温度检测电路的输出电压，产生第1栅极电压的第1栅极电压发生电路和产生第2栅极电压的第2栅极电压发生电路。

而且，通过使输出上述第1栅极电压发生电路的第1栅极电压的输出端与第1MOS晶体管的栅极连接，输出上述第2栅极电压发生电路的第2栅极电压的输出端与第2MOS晶体管的栅极连接，这个第1MOS晶体管的漏极和第2MOS晶体管的漏极共同连接起来，形成上述控制电压的输出端。

上述第2电源线最好与第1电源线极性相反或处于接地电位。

又，在上述控制电压发生电路，代替上述3次项电压发生电路，包含根据来自上述温度检测电路的输出电压产生作为上述控制电压的2次项电压的2次项电压发生电路的温度补偿型振荡器的情形中，只要变更上述3次项电压发生电路构成中的下列部分就可以得到这个2次项电压发生电路的构成。

即，使第2MOS晶体管具有与第1MOS晶体管具有相同导电型，使它们的源极与与第2电源线连接。

这时的第2电源线既可以与第1电源线有相同极性，也可以与第1电源线相同。

在这些温度补偿型振荡器中，最好使上述控制电压的输出端，通过具有100kΩ以上电阻值的电阻元件，至少与1个任意电压源连接。

在具有包含上述3次项电压发生电路的控制电压发生电路的温度

补偿型振荡器的情形中，最好使上述控制电压的输出端，通过第1电阻元件，与上述第1电源线或与其同极性的电源线连接，并且通过第2电阻元件，与上述第2电源线或与其同极性的电源线连接。

作为这个第1电阻元件和第2电阻元件，也能够使用电阻值的温度系数不同的元件。

进一步，最好，作为上述第1电阻元件和第2电阻元件，设置多个电阻值的温度系数的组合不同的电阻元件组，并且设置能够选择地切换使用这些多个电阻元件组中任何一组的切换装置。

即便在上述任何一个温度补偿型振荡器中，也最好将上述第1和第2栅极电压发生电路中的至少一方，制成根据上述温度检测电路的输出电压和任意的参照电压之差产生上述第1或第2栅极电压的电路。

或者，也能够将上述第1和第2栅极电压发生电路中的至少一方，制成根据外部数据可以控制产生的栅极电压的电路。进一步，也可以设置存储这个外部数据的存储电路，将上述第1和第2栅极电压发生电路中的至少一方，制成可以根据存储在这个存储电路中的数据，控制产生的栅极电压的电路。

也可以将上述第1和第2栅极电压发生电路中的至少一方，制成对上述温度检测电路的输出电压和上述任意的参照电压的电压差进行分割的电压分割电路。上述任意的参照电压也可以是上述第1电源线或上述第2电源线的电压。

在具有包含上述3次项电压发生电路的控制电压发生电路的温度补偿型振荡器的情形中，最好，这个控制电压发生电路输出上述3次项电压发生电路产生的3次项电压作为第1控制电压，进一步具有根据上述温度检测电路的输出电压产生1次项电压的1次项电压发生电路，输出该电路产生的1次项电压作为第2控制电压，上述频率调整电路是根据这个第1控制电压和第2控制电压对上述振荡电路的振荡频率进行控制的电路。

上述1次项电压发生电路也可以是运算放大电路。而且，最好设置存储来自外部的数据，根据这个存储的数字数据对这个运算放大电

路的放大率和偏置输入电压进行控制的存储电路。

又，上述温度检测电路也可以是具有温度梯度不同的2个温度传感器，以任意比率分割这2个温度传感器的输出电压之差，作为温度检测电压输出的电路。

上述频率调整电路最好具有构成振荡电路的负载电容，根据上述控制电压改变这个电容值的MIS型可变电容量电容器等的电压可变电容元件。这时，最好将上述第1控制电压加到上述电压可变电容的一个电极上，并将上述第2控制电压加到另一个电极上。

或者，也可以通过并联地连接加上上述第1控制电压的第1电压可变电容元件，和加上上述第2控制电压的第2电压可变电容元件，构成这个电压可变电容元件。

又，在上述控制电压发生电路中的第1和第2MOS晶体管的各源极，最好通过用于限制各自漏极电流的电阻元件与上述第1或第2电源线连接。

也可以设置将这个电阻元件作为数字控制可变电阻电路，根据存储的数字数据可以对这个数字控制可变电阻电路的电阻值进行控制的存储电路。这个存储电路最好可以对通过串联输入输出线存储和读出来自外部的数字数据进行控制。

作为上述温度检测电路，能够使用温度与输出电压成正比关系的，或成反比关系的，能够选择多个温度梯度等的种种温度传感器和电路构成。

进一步，当将在上述温度补偿型振荡器的使用温度范围中预先设定的温度范围作为第2温度区域，比它低的温度一侧的温度范围作为第1温度区域，超过上述第2温度区域的高温一侧的温度范围作为第3温度区域时，希望实现下列要求。

上述第1栅极电压发生电路至少具有在上述第3温度区域中对于温度变化，第1栅极电压直线地变化的区域，上述第2栅极电压发生电路至少具有在上述第1温度区域中对于温度变化，第2栅极电压直线地变化的区域。

### 附图说明

第1图是表示根据本发明的温度补偿型振荡器的第1实施形态的构成的方框电路图。

第2图是表示第1图中的温度检测电路13的具体构成例的电路图。

第3图是表示第1图中的外部控制电压输入电路17的具体构成例的方框电路图。

第4图是表示第1图中的数字控制电压分割电路31, 33的具体构成例的方框电路图。

第5图是表示本发明的第1实施形态中的温度与第1, 第2控制电压关系的曲线图。

第6图是同样地表示温度与第1控制电压和第2控制电压之差的关系的曲线图。

第7图是同样地表示这个电压差与频率变化率关系的曲线图。

第8图是同样地表示温度与频率变化率关系的曲线图。

第9图是表示用于本发明的温度检测电路的其它构成例的电路图。

第10图是同样地表示温度检测电路的另一个其它构成例的方框电路图。

第11图是表示产生第1图中第1控制电压的电路的其它构成例的电路图。

第12图是同样地表示产生第1控制电压的电路的另一个其它构成例的电路图。

第13图是表示第1图中的振荡电路和一部分变更了的频率调整电路的电路图。

第14图是表示用于本发明的外部控制电压输入电路的其它例的方框电路图。

第15图是表示根据本发明的温度补偿型振荡器的第2实施形态的

方框电路图。

第16图是同样地表示由这个控制电压发生电路产生的温度与第1控制电压关系的曲线图。

第17图是表示已有温度补偿型振荡器的构成例的方框图。

具体实施形态

为了更详细的说明本发明，我们用附图说明本发明的优先实施形态。

[第1实施形态的构成：第1图到第4图]

第1图是表示根据本发明的温度补偿型振荡器的第1实施形态的构成的方框电路图。这个温度补偿型振荡器由电源11，输入端子12，控制电压发生电路23，温度检测电路13，外部控制电压输入电路17，频率调整电路45，振荡电路47和存储电路19构成。

控制电压发生电路23，如第1图所示，由运算放大电路29，P沟道MOS晶体管37，N沟道MOS晶体管35，第1电阻元件39，第2电阻元件43，第3电阻元件22，第4电阻元件20，构成第1，第2栅极电压发生电路的数字控制电压分割电路31，33，数字控制可变电阻电路21和电阻元件27构成。

特别是，P沟道MOS晶体管37，N沟道MOS晶体管35和数字控制电压分割电路31，33构成3次项电压发生电路。

频率调整电路45由MIS型可变电容量电容器41，54，电阻元件52，53，59，和电容元件55，57，58构成。而且，振荡电路47由是压电振子的晶体振子49，倒相器51，和反馈电阻元件50构成。MIS型可变电容量电容器41，54分别是构成振荡电路47的负载电容的电容元件，和通过控制电压改变它的电容值的电压可变电容元件。

温度检测电路13，如第2图所示，由电源100，P沟道MOS晶体管105，电阻元件119，106，运算放大电路111等构成。我们将在后面述说它的详细构成。

这个温度检测电路 13 的电源 100 不需要与控制电压发生电路 23 的电源 11 是共同的, 在实际的集成电路 (IC) 中为了使电源电压对各电路是最适合的, 一般从各个调整器供给电源电压。具体地说, 第 1 图所示的电源 11 是由调整器构成的, 第 2 图所示的温度检测电路 13 的电源 100, 外部控制电压输入电路 17 的电源 (后述的第 3 图所示的电源 130), 和振荡电路 47 的电源也都是由分别为各自准备的调整器构成的。

因此, 在本实施形态中, 为了避免使图变得烦杂, 第 1 图的温度检测电路 13 作为包含电源的电路表示出来。后述的外部控制电压输入电路 17 也是一样的。

外部控制电压输入电路 17, 如第 3 图所示, 由电源 130, 运算放大电路 137, 147, 数字控制可变电阻电路 141, 数字控制电压分割电路 139 等构成。我们将在后面述说它的详细构成。

存储电路 19 由非易失性存储器构成。或者说, 也能够由只可以写入 1 次的一次存储器 and 是读出专用存储器的屏蔽 ROM 等构成。

在第 1 图所示的控制电压发生电路 23 中, 数字控制电压分割电路 31, 33 是用数字信号任意地分割加在它两端的电压差并进行输出的电路。

例如, 如第 4 图所示, 在电压输入端子 A, B 之间串联的连接着多个电阻元件  $R_1 \sim R_n$ , 在它们的各连接点与电压输出端子 C 之间分别连接着开关元件  $SW_1 \sim SW_n$ , 通过用来自存储电路 19 的数字信号选择地使这些开关元件  $SW_1 \sim SW_n$  中的 1 个或多个接通, 在电压输出端子 C 输出任意分割加在电压输入端子 A, B 之间的电压得到的电压。

而且, 如第 1 图所示, 一方的数字控制电压分割电路 31 两端 (在第 4 图中电压输入端子 A, B), 分别与和控制电压发生电路 23 的电源 11 的正极端子连接的正电源线 25 (将这个电压作为参照电压), 和温度检测电路 13 的输出电压线 15 连接。另一方的数字控制电压分割电路 33 两端 (在第 4 图中电压输入端子 A, B), 分别与温度检测电路 13 的输出电压线 15, 和与电源 11 的负载端子及地连接的接地电

源线（或负电源线）26 连接。

此外，加在数字控制电压分割电路 31, 33 上的参照电压也可以不一定是正电源线 25 和接地电源线 26 的电压，能够利用来自任意电源的电压。

又，在这个实施形态中，数字控制电压分割电路 31, 33 是第 1, 第 2 栅极电压发生电路，根据温度检测电路 13 的输出电压和参照电压之差，通过分割这些各电压差产生第 1, 第 2 栅极电压，但是不限于此。

而且，数字控制电压分割电路 31 的分割电压输出，通过与第 4 图的电压输出端子 C 连接的信号线 36，作为第 1 栅极电压输入到 P 沟道 MOS 晶体管 37 的栅极 G1，数字控制电压分割电路 33 的分割电压输出，通过同样的信号线 30，作为第 2 栅极电压输入到 N 沟道 MOS 晶体管 35 的栅极 G2。

由这个数字控制电压分割电路 31 构成第 1 栅极电压发生电路，由这个数字控制电压分割电路 33 构成第 2 栅极电压发生电路。

进一步，P 沟道 MOS 晶体管 37 的源极 S1 通过第 3 电阻元件 22 与控制电压发生电路 23 的正电源线 25 连接，N 沟道 MOS 晶体管 35 的源极 S2 通过第 4 电阻元件 20 与控制电压发生电路 23 的接地电源线 26 连接。

又，P 沟道 MOS 晶体管 37 的漏极 D1 通过第 1 电阻元件 39 与正电源线 25 连接，N 沟道 MOS 晶体管 35 的漏极 D2 通过第 2 电阻元件 43 与接地电源线 26 连接。这个 P 沟道 MOS 晶体管 37 的漏极 D1 和 N 沟道 MOS 晶体管 35 的漏极 D2 相互连接，形成漏极连接点 44。

在这个实施形态中，正电源线 25 成为第 1 电位的第 1 电源线，接地电源线 26 成为具有与第 1 电源线相反极性或接地电位的第 2 电源线。所以，也存在着第 2 电源线成为与电源 11 的负极端子连接但是不接地的负电源线的情形。

在图 1 中，通过信号线 46 将从控制电压发生电路 23 的漏极连接点 44 输出的第 1 控制电压  $V_{o1}$ ，和通过信号线 48 将从运算放大电路

29 输出的第 2 控制电压  $V_{o2}$ ，分别输入频率调整电路 45。

在第 2 图所示温度检测电路 13 中，P 沟道 MOS 晶体管 105 的栅极 G3，通过电阻元件 101 与温度检测电路 13 的正电源线 103 连接，并且通过电阻元件 115 与接地电源线 121 连接。分别地，这条正电源线 103 与电源 100 的正极端子连接，接地电源线 121 与电源 100 的负极端子和地连接。

而且，分别地，P 沟道 MOS 晶体管 105 的源极 S3，通过电阻元件 106 与温度检测电路 13 的正电源线 103 连接，漏极 D3 通过电阻元件 119 与接地电源线 121 连接。

这个电阻元件 119 与 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极 D3 的连接点 120 的输出电压，通过电阻元件 107 输入运算放大电路 111 的负输入端子，这个运算放大电路 111 的负输入端子，通过电阻元件 109 与自己的输出端子连接。进一步，分别地，这个运算放大电路 111 的正输入端子，通过电阻元件 124 与正电源线 103 连接，通过电阻元件 123 与接地电源线 121 连接，输入偏置电压。

这个运算放大电路 111 的输出电压是温度检测电压，作为第 1 图所示的温度检测电路 13 的输出电压，通过信号线 15 如上述那样地输入到数字控制电压分割电路 31 和 33，同时也通过电阻元件 27 输入到运算放大电路 29 的负输入端子。这个输入运算放大电路 29 的负输入端子通过数字控制可变电阻电路 21 与自己的输出端子 28 连接。

在第 2 图所示温度检测电路 13 中，通过电阻元件 101 和 115，构成对于 P 沟道 MOS 晶体管 105 的栅极电压发生装置。又，正电源线 103 成为第 1 电源线，接地电源线 121 成为与具有与第 1 电源线相反极性或接地电位的第 2 电源线。

因为在电阻元件 106 的两端产生的电压是对于 P 沟道 MOS 晶体管 105 的栅极 G3 和源极 S3 之间的电压（所谓栅极电压）相反极性地加上的，所以起着使 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流减少的作用。因为 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流（源极电流也一样）增加越多这个作用越显著，所以对于 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流起

着一种负反馈的作用，不仅能够改善 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流对于温度的直线性，而且也具有抑制它们的制造零散性影响的效果。

在这个实施形态中，将运算放大电路 111 的输出电压作为温度检测电路 13 的温度检测电压输出，但是不限定于此，例如也可以将在电阻元件 119 和 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极 D3 的连接点 120 上产生的电压，原封不动地作为温度检测电路 13 的温度检测电压进行输出。

在第 3 图所示的外部控制电压输入电路 17 中，外部电压从输入端子 12 通过电阻元件 131 输入运算放大电路 137 的负输入端子，这个运算放大电路 137 的负输入端子通过数字控制可变电阻电路 141 与自己的输出端子连接。

进一步，这个运算放大电路 137 的正输入端子，通过电阻元件 133 与这个外部控制电压输入电路 17 的正电源线 132 连接，同时也通过电阻元件 135 与接地电源线 138 连接，输入偏置电压。

这个运算放大电路 137 的输出，通过电阻元件 143 输入到运算放大电路 147 的负输入端子，这个运算放大电路 147 的负输入端子，通过电阻元件 145 与自己的输出端子连接。这个运算放大电路 147 的输出成为外部控制电压输入电路 17 的输出，通过信号线 16 输入到第 1 图所示的控制电压发生电路 23 的运算放大电路 29 的正输入端子，作为偏置电压。

在这个实施形态中，由第 3 图所示的电阻元件 133, 135 构成运算放大电路 137 的偏置电压发生装置。

外部电压通过该制品的完成而决定了它的电压范围，当输入这个决定了电压范围的外部电压原封不动地作为运算放大电路 29 的偏置电压时，与控制电压发生电路 23 要求的电压值的匹配性恶化，不能得到所要的频率变化。因此，一般地压缩这个外部电压的变化范围，必要时还可以附加适当的偏置。用外部控制电压输入电路 17 进行这个压缩比例的调整和附加偏置。我们将在后面详细地述说它的工作原理。

具有与上述的数字控制电压分割电路 31, 33 相同功能的数字控制电压分割电路 139 的两端与外部控制电压输入电路 17 的正电源线 132 和接地电源线 138 连接, 将这个数字控制电压分割电路 139 的分割电压输出通过信号线 140 输入到运算放大电路 147 的正输入端子上作为偏置电压。

在这个实施形态中, 通过数字控制电压分割电路 139 的分割电压输出对加到这个运算放大电路 137 的偏置输入电压进行调整。

第 1 图所示的频率调整电路 45, 通过信号线 46 和电阻元件 52 将控制电压发生电路 23 的第 1 控制电压  $V_{o1}$ , 输入到作为 MIS 型可变电容量电容器 41 一个电极的栅极一侧的电极, 并且也通过信号线 46 和电阻元件 53 输入到 MIS 型可变电容量电容器 54 的栅极一侧的电极。

又, 通过信号线 48 和电阻元件 59 将控制电压发生电路 23 的第 2 控制电压  $V_{o2}$  输入到作为 MIS 型可变电容量电容器 41 和 54 的各自的一个电极的基片一侧的电极。

MIS 型可变电容量电容器 41 和 54 的各自的栅极一侧的电极, 分别通过电容元件 58 或 57 与振荡电路 47 连接, 各基片一侧的电极通过电容元件 55 接地 (与接地电源线连接)。

振荡电路 47 是在倒相器 51 的输入端子和输出端子之间与电阻元件 50 和晶体振子 49 并联连接的晶体振荡电路, 这个晶体振子 49 的两端分别与频率调整电路 45 的电容元件 58, 57 连接。

存储电路 19 与控制数字数据的存储和读出的串联输入输出线 18, 和分别输出数字数据的 3 条平行输出线 14a, 14b, 14c 连接。

[第 1 实施形态的作用: 第 1 图到第 8 图]

其次, 我们除了至此已经说明的第 1 图到第 4 图外, 再参照第 5 图到第 8 图说明上述温度补偿型振荡器的作用。

在第 1 图中, 温度检测电路 13 检测振荡电路 47 的温度, 将与温度有关的电压输出到控制电压发生电路 23。

因此首先,说明由这个控制电压发生电路 23 产生上述第 1 控制电压  $V_{o1}$  的工作原理。

在温度检测电路 13 中,因为在漏极 D3 上流动着电流,所以在第 2 图所示的 P 沟道 MOS 晶体管 105 的栅极 G3 上,输入了用电阻元件 101 和 115 分割由这个温度检测电路 13 的电源 100 产生的正电源线 103 和接地电源线 121 之间的电源电压得到的电压。而且,当温度从低温变化到高温时, P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流增加,电阻元件 119 和漏极 D3 的连接点 120 的电压直线上升。

因为这个连接点 120 的电压通过电阻元件 107 输入到运算放大电路 111 的负输入端子,所以使运算放大电路 111 的工作成为反转放大,它的输出电压随着温度的上升直线下降。

将用电阻元件 124 和 123 分割温度检测电路 13 的电源电压得到的电压作为偏置电压输入到运算放大电路 111 的正输入端子。

此外,也可以将连接在 P 沟道 MOS 晶体管 105 的源极 S3 和正电源线 103 之间的电阻元件 106 置换成数字控制可变电阻电路,在完成后也可以用存储在存储电路 19 中的数字数据,对 P 沟道 MOS 晶体管 105 的漏极电流进行控制。

第 1 图所示的存储电路 19,通过串联输入输出线 18,对来自外部的数字数据的存储和读出进行控制,通过平行输出线 14a~14c,将用于控制的数字数据输出到控制电压发生电路 23 的数字控制可变电阻电路 21 和数字控制电压分割电路 31, 33。

如上所述,温度检测电路 13 的输出电压随着温度的上升直线下降,温度检测电路 13 的输出电压和控制电压发生电路 23 的接地电源线 26 的电压(0V)之间的电压差变小。

由数字控制电压分割电路 33 将这个电压差分割成所要的值,作为栅极输入电压输入到 N 沟道 MOS 晶体管 35 的栅极 G2。现在,温度从低温状态上升,到达第 5 图所示的温度  $T_1$ ,当这个栅极输入电压在 N 沟道 MOS 晶体管 35 的阈值电压以下时,截断在它的源极 S2 和漏极 D2 之间流动的电流。在到达这个温度  $T_1$  前的温度范围为第 1 温

度区域 TA1, 在这个温度区域, N 沟道 MOS 晶体管 35 处于 ON (接通) 状态, 但是 P 沟道 MOS 晶体管 37 处于 OFF (断开) 状态。

另一方面, 随着温度上升, 温度检测电路 13 的输出电压和控制电压发生电路 23 的正电源线 25 的电压之间的电压差相反地直线增大。

由数字控制电压分割电路 31 将这个电压差分割成所要的值, 作为栅极输入电压输入到 P 沟道 MOS 晶体管 37 的栅极 G1。而且, 当到达第 5 图所示的温度 T2, 这个栅极输入电压超过 P 沟道 MOS 晶体管 37 的阈值电压时, 电流开始在它的源极 S1 和漏极 D1 之间流动。

为了使温度 T2 比温度 T1 高, 而且这个温度 T1 和温度 T2 的值达到所要的值, 用存储在存储电路 19 中的数字数据设定数字控制电压分割电路 31, 33 的电压分割比率。

将这个温度 T1 设定在 AT 切割晶体振子的低温部分一侧的极大点 (-10 度~0 度) 附近, 将温度 T2 设定在 AT 切割晶体振子的高温部分一侧的极小点 (60 度~70 度) 附近。从这个温度 T1 到温度 T2 之间的温度范围是第 2 温度区域 TA2, 在这个区域, P 沟道 MOS 晶体管 37 和 N 沟道 MOS 晶体管 35 都处于 OFF 状态。在 AT 切割晶体振子中, 因为在上述极大点和极小点之间的温度区域中, 它的频率几乎直线地变化, 所以在这个第 2 温度区域 TA2 中, 只有上述第 2 控制电压 Vo2 发生变化, 对振荡电路 47 的振荡频率进行温度补偿。

最好将第 1 电阻元件 39 和第 2 电阻元件 43 的电阻值都设定在 100k $\Omega$  以上。当这个电阻值比 100k $\Omega$  小时, 不仅使控制电压发生电路 23 的消耗电流增大, 而且不能无视对 P 沟道 MOS 晶体管 37 和 N 沟道 MOS 晶体管 35 的 ON 状态中的等效电组的影响, 在第 1 控制电压 Vo1 的最高温度部分和最低温度部分中发生电压饱和, 在漏极连接点 44 上产生的电压曲线发生畸变, 不能得到能够对 AT 切割晶体振子的温度特性充分补偿的所要的电压曲线。

因为第 5 图中温度到达 T1 前之间 (第 1 温度区域 TA1) 截断在 P 沟道 MOS 晶体管 37 的源极 S1 和漏极 D1 之间流动电流, 所以流过第 2 电阻元件 43 的电流非常小于在 N 沟道 MOS 晶体管 35 的源极 S2

和漏极 D2 之间流动的电流。因此，从控制电压发生电路 23 的正电源线 25 流到第 1 电阻元件 39 的电流几乎等于在 N 沟道 MOS 晶体管 35 的源极 S2 和漏极 D2 之间流动的电流。

因为在 P 沟道 MOS 晶体管 37 的漏极 D1 和 N 沟道 MOS 晶体管 35 的漏极 D2 的连接点 44 上发生的第 1 控制电压  $V_{o1}$  成为从控制电压发生电路 23 的正电源线 25 的电压减去第 1 电阻元件 39 两端上发生的电压得到的电压，所以第 1 控制电压  $V_{o1}$  对于温度的变化成为根据由 N 沟道 MOS 晶体管 35 的栅极电压和漏极电流的关系决定的所谓的自乘法则产生的向上凸出的曲线。

第 5 图中温度从  $T_1$  到  $T_2$  之间是第 2 温度区域  $TA_2$ ，因为在该温度区域  $TA_2$  中，N 沟道 MOS 晶体管 35 和 P 沟道 MOS 晶体管 37 都处于截断状态，在它们的源极和漏极之间没有电流流动，所以在连接点 44 上发生的第 1 控制电压  $V_{o1}$  成为用第 1 电阻元件 39 和第 2 电阻元件 43 的电阻比分割电源 1 的电源电压得到的值。

例如，如果第 1 电阻元件 39 和第 2 电阻元件 43 的电阻值相等，则第 1 控制电压  $V_{o1}$  的值成为电源电压一半的值。

进一步，当由于温度上升超过第 5 图中的  $T_2$  时，形成第 3 温度区域  $TA_3$ ，N 沟道 MOS 晶体管 35 仍然处于截断状态，P 沟道 MOS 晶体管 37 成为 ON 状态。因此，流过第 1 电阻元件 39 的电流非常小于在 P 沟道 MOS 晶体管 37 的源极 S1 和漏极 D1 之间流动的电流，通过第 2 电阻元件 43 流到接地电源线 26 的电流几乎等于在 P 沟道 MOS 晶体管 37 的源极 S1 和漏极 D1 之间流动的电流。

因此，因为在漏极连接点 44 上发生的第 1 控制电压  $V_{o1}$  成为第 2 电阻元件 43 两端上发生的电压，所以第 1 控制电压  $V_{o1}$  对于温度的变化成为根据由 P 沟道 MOS 晶体管 37 的栅极电压和漏极电流的关系决定的所谓的自乘法则产生的向下凸出的曲线。

所以，在漏极连接点 44 上发生的第 1 控制电压  $V_{o1}$  对于温度变化的变化样子成为如第 5 图的曲线图所示的曲线 60。在这个图中，横轴为温度，纵轴为控制电压。

分别地,不到这条曲线 60 的温度  $T_1$  的范围(第 1 温度区域  $TA_1$ )与曲线部分 67 相对应,从温度  $T_1$  到温度  $T_2$  的范围(第 2 温度区域  $TA_2$ )与曲线部分 65 相对应,超过温度  $T_2$  的范围(第 3 温度区域  $TA_3$ )与曲线部分 61 相对应,成为 3 次项电压。此外,直线 63 表示作为后述的第 2 控制电压  $V_{o2}$  的 1 次项电压。

第 1 控制电压  $V_{o1}$  的变化如曲线 60 所示,原理上,是由 MOS 晶体管的自乘法则产生的,但是成为对于温度的由连续的 3 次曲线近似的曲线,没有必要分开低温部分和高温部分。

因此,如果适当地选择温度  $T_1$  和温度  $T_2$  的值,则对于实际的 3 次曲线的误差在 10mV 以下,能够对 AT 切割晶体振子的 3 次温度特性进行充分补偿。

此外,第 1 图所示的是第 1 栅极电压发生电路的数字控制电压分割电路 31 使输出到 P 沟道 MOS 晶体管 37 的栅极  $G_1$  的第 1 栅极电压,至少在第 3 温度区域  $TA_3$  中对于温度的变化直线地变化。又,是第 2 栅极电压发生电路的数字控制电压分割电路 33 使输出到 N 沟道 MOS 晶体管 35 的栅极  $G_2$  的第 2 栅极电压,至少在第 1 温度区域  $TA_1$  中对于温度的变化直线地变化。

进一步,第 1 图中的第 3 电阻元件 22 与温度检测电路 13 的第 2 图所示的 P 沟道 MOS 晶体管 105 的源极  $S_3$  连接,起着与已经对电阻元件 106 说明了的作用相同的作用,具有限制 P 沟道 MOS 晶体管 37 的漏极电流的负反馈效果。因此,通过调节第 3 电阻元件 22 的电阻值,能够控制由 P 沟道 MOS 晶体管 37 的漏极电流产生的第 1 电阻元件 39 两端的电压对于温度的变化率。因此,即便 MOS 晶体管 37, 35 的特性具有零散性,也能够使对于 AT 切割晶体的 3 次温度特性的补偿近似误差更小那样地进行调整。

第 4 电阻元件 20 对于 N 沟道 MOS 晶体管 35 的漏极电流,也起着与上述第 3 电阻元件 22 同样的作用。

进一步,也可以将这些第 3 电阻元件 22 和第 4 电阻元件 20 置换成数字控制可变电阻电路,在完成后也可以用存储在存储电路 19 中的

数字数据,进行上述调整。这时,在温度补偿的最高温度,使振荡电路47的振荡频率具有所要的值那样地调整第3电阻元件22的电阻值,在温度补偿的最低温度,使振荡电路47的振荡频率具有所要的值那样地调整第4电阻元件20的电阻值。

不用电阻元件20,22也可以进行温度补偿,但是第1控制电压 $V_{o1}$ 的曲线形状只由上述温度 $T_1$ 和 $T_2$ 决定,要充分吸收各个晶体振子的温度特性的零散是困难的。

在本实施形态中,我们说明了只用1个温度检测电路13,将它的输出电压输入到数字控制电压分割电路31,33的例子,但是即便将各个温度检测电路的输出电压输入到数字控制电压分割电路31和33,也能够得到同样的效果。

其次,我们说明由控制电压发生电路23产生第2控制电压 $V_{o2}$ 的工作原理。

当温度从低温变到高温时,温度检测电路13的输出电压如上说明的那样直线下降。因为将这个温度检测电路13的输出电压通过电阻元件27输入到运算放大电路29的负输入端子,所以运算放大电路29的工作成为反转放大,它的输出电压随着温度的上升直线增加。所以,在运算放大电路29的输出端子28上产生的第2控制电压 $V_{o2}$ 随着温度的上升直线增加。

这时的直线变化的梯度与运算放大电路29的放大率有关,但是运算放大电路29的放大率由插入运算放大电路29的负输入端子和输出端子之间的数字控制可变电阻电路21的电阻值与电阻元件27的电阻值之比决定。因此,对于第2控制电压 $V_{o2}$ 的温度变化改变梯度,可以通过存储在存储电路19中的数字数据,使数字控制可变电阻电路21的电阻值变化。

在运算放大电路29的输出端子28上发生的第2控制电压 $V_{o2}$ 对于温度的变化样子在横轴为温度,纵轴为控制电压的第5图的曲线图中,成为由直线63所示的1次项电压。

其次,我们说明由频率调整电路45产生的上述第1控制电压 $V_{o1}$

和第2控制电压  $V_{o2}$  的加法作用。

通过用于阻止高频电流流出的电阻元件52, 将第1控制电压  $V_{o1}$  输入到作为频率调整电路45的MIS型可变电容量电容器41的一个电极的栅极一侧的电极上, 并且也同样地通过电阻元件53输入到MIS型可变电容量电容器54的栅极一侧的电极上。

通过用于阻止高频电流流出的电阻元件59, 将第2控制电压  $V_{o2}$  输入到作为MIS型可变电容量电容器41, 45的另一个电极的基片一侧的电极上。

为了截断振荡电路47的倒相器一侧的直流电压插入电容元件57, 58, 电容元件55只截断直流分量, 以便使MIS型可变电容量电容器41, 54高频接地。

这样, 因为将第1控制电压  $V_{o1}$  输入到MIS型可变电容量电容器41, 54的栅极一侧的电极上, 将第2控制电压  $V_{o2}$  输入到基片一侧的电极上, 所以加到MIS型可变电容量电容器41, 54上的电压成为从第1控制电压  $V_{o1}$  减去第2控制电压  $V_{o2}$  得到的电压。从而, 因为第2控制电压  $V_{o2}$  的梯度对于第1控制电压  $V_{o1}$  具有相反的效果, 所以具有第5图所示的正梯度的第2控制电压  $V_{o2}$  的直线63对于第1控制电压  $V_{o1}$  的曲线60起着负梯度的作用。

加在MIS型可变电容量电容器41, 54的两极上的电压差(第1控制电压  $V_{o1}$ -第2控制电压  $V_{o2}$ )对于温度的变化模样如在第6图中取横轴为温度, 纵轴为控制电压差得到的曲线图中的曲线71所示。从这条曲线的形状可见, 这条曲线71是对将具有负梯度的1次直线加到3次曲线上得到的曲线进行近似的曲线。

这样一来, 就不需要特别的加法电路, 能够容易地将对于温度近似3次曲线的第1控制电压  $V_{o1}$  和对于温度具有直线梯度的第2控制电压  $V_{o2}$  加起来。

其次, 我们说明调整偏置电压的工作原理。

将第1图中的外部控制电压输入电路17的第3图所示的运算放大电路147的输出, 输入到控制电压发生电路23的运算放大电路29的

正输入端子作为偏置电压。因为这个运算放大电路 29 的输出电压响应偏置输入电压进行变化，所以运算放大电路 147 的输出电压响应运算放大电路 147 的输出电压进行变化。

因为运算放大电路 29 的输出电压是第 2 控制电压  $V_{o2}$ ，结果第 2 控制电压  $V_{o2}$  响应运算放大电路 147 的输出电压进行变化。

这个运算放大电路 147 的输出电压，响应这个负输入端子的输入电压和正输入端子的输入电压（偏置电压）两者进行变化。即，这个运算放大电路 147 的输出电压，响应运算放大电路 137 的输出电压和数字控制电压分割电路 139 的分割电压输出两者进行变化。

运算放大电路 137 的输出电压也响应这个负输入端子的输入电压和正输入端子的输入电压（偏置电压）两者进行变化。但是，因为偏置输入电压是用电阻元件 133 和 135 分割电源 130 产生的电源电压得到的恒定电压，所以运算放大电路 137 的输出电压只与来自输入端子 12 的外部输入电压有关地进行变化。这个运算放大电路 137 的偏置输入电压起着在由外部输入电压引起变化的运算放大电路 137 的输出电压上附加偏置的作用。

作为结论，第 2 控制电压  $V_{o2}$  根据来自输入端子 12 的外部输入电压和数字控制电压分割电路 139 的分割电压输出两者进行变化。

因此，通过用存储在存储电路 19 中的数字数据对数字控制电压分割电路 139 的分割电压输出进行控制，使第 2 控制电压  $V_{o2}$  变化，能够在制造时调整温度补偿型振荡器的标准振荡频率。

顾客使用温度补偿型振荡器时，通过将称为 AFC 输入电压的外部输入电压输入到输入端子 12，将温度补偿型振荡器的振荡频率调整到所要的值。这时，通过用存储在存储电路 19 中的数字数据对数字控制可变电阻电路 141 的电阻值进行控制，使运算放大电路 137 的放大率变化，能够设定外部输入电压的变化范围的压缩比例。

使输入到第 3 图所示的外部控制电压输入电路 17 的输入端子 12 的外部输入电压在运算放大电路 137, 147 的 2 个运算放大电路中 137 中进行 2 次反转放大，外部输入电压，运算放大电路 147 的输出电压

和第2控制电压  $V_{o2}$  在相同方向上变化。

外部输入电压与第2控制电压  $V_{o2}$  的变化方向相反时，构成外部控制电压输入电路17的运算放大电路可以是奇数个。当调整外部输入电压的变化方向和振荡频率的变化方向的正反时，选择运算放大电路的个数是偶数或是奇数。

其次，我们说明频率调整电路45的工作原理。

因为构成频率调整电路45的MIS型可变电容量电容器41, 54作为构成振荡电路47的晶体振子的负载电容起作用，所以当MIS型可变电容量电容器41, 54的电容值变化时，振荡频率变化。

因为MIS型可变电容量电容器41, 54是通过加在它们两极上的控制电压差改变电容值的，所以结果，能够通过加在MIS型可变电容量电容器41, 54两极上的电压差对振荡电路47的振荡频率进行控制。

加在MIS型可变电容量电容器41, 54两极上的电压差和振荡频率的变化样子如取横轴为电压差，纵轴为频率变化率的第7图的曲线图中的曲线73所示。从这个图可见，对于加在MIS型可变电容量电容器41, 54两极上的电压差向正方向增大，振荡频率减少，振荡频率变化率的符号从正变到负。

此外，在本实施形态中，因为将MIS型可变电容量电容器41, 54设置在N型硅基片上的情形作为例子，所以成为上述那样的变化方向，但是在将MIS型可变电容量电容器41, 54设置在P型硅基片上的情形中，产生相反方向的变化。

即，对于加在MIS型可变电容量电容器41, 54两极上的电压差向正方向增大，振荡频率增加，振荡频率变化率的符号从负变到正。

如对输入到第3图所示的输入端子12的外部输入电压，运算放大电路147的输出电压和第2控制电压  $V_{o2}$  的关系所作的说明那样，外部输入电压，运算放大电路147的输出电压和第2控制电压  $V_{o2}$  在相同方向上变化。而且，因为这个电压上升，对于MIS型可变电容量电容器41, 54，起着使加在它们两极上的电压差下降的作用，所以能够按比例地改变外部输入电压和温度补偿型振荡器的振荡频率。

因为第7图所示的曲线73的中间部分几乎是直线,所以如果用这个范围内的电压差进行频率调整,则加在MIS型可变电容量电容器41,54两极上的电压差和振荡频率的变化率成为几乎直线的关系。

所以,如果加上对于温度如第6图的曲线71所示的电压差,则对于这个温度的频率变化率的样子如在第8图中取横轴为温度,纵轴为频率变化率得到的曲线图的曲线75所示。

因为这条曲线的形状对于温度轴,与AT切割晶体振子的对于温度的频率变化率特性相反,所以能够补偿AT切割晶体振子的特性温度。

[第1实施形态的变更例:第9图到第14图]

这里,我们说明变更上述第1实施形态的一部分的实施形态。

在第1实施形态中,温度检测电路13用P沟道MOS晶体管,所用的温度与输出电压的关系是反比关系,但是即使用N沟道MOS晶体管也能够得到同样的效果。

例如,第9图表示了这个电路的一个例子。温度检测电路13',除了用N沟道MOS晶体管125代替P沟道MOS晶体管105外,与第2图所示的温度检测电路13具有相同的电路构成,在与第2图相对应的元件上加上相同的标号。

在这个温度检测电路13'中,N沟道MOS晶体管125的栅极G4与串联连接在电源100的正电源线103和接地电源线121之间的电阻元件115和101的连接点连接。分别地,源极S4通过电阻元件106与接地电源线121连接,漏极D4通过电阻元件119与正电源线103连接,通过电阻元件107将电阻元件119与N沟道MOS晶体管125的漏极D4的连接点120的输出电压输入到运算放大电路111的负输入端子。因为它的其它构成和作用与第2图所示的温度检测电路13相同,所以我们省略对它的说明。而且运算放大电路111的输出电压是温度检测电路13'的输出,温度和它的输出电压的关系是正比关系。

又,代替第1图中温度检测电路13和运算放大电路29产生第2

控制电压  $V_{o2}$ ，也能够如图 10 所示地用具有温度梯度不同的 2 个温度传感器 155、158 的温度检测电路 160。

这个温度检测电路 160，用电压分割电路 159 以任意比率分割这 2 个温度传感器 155、158 的输出电压之差，选择这 2 个温度传感器 155、158 的温度梯度之间的任意温度梯度。用这个电压分割电路 159 的输出电压作为第 2 控制电压  $V_{o2}$ 。可以用来自存储电路 19 的数字信号变更电压分割电路 159 的分割比率。

进一步，即使用第 11 图所示的对于各个电阻值的温度系数不同的电阻元件 213 和电阻元件 215 代替第 1 图中的第 1 电阻元件 39 和第 2 电阻元件 43，也能够得到同样的效果。

即，在上述第 2 温度区域（第 5 图中的温度区域 TA2）中，因为第 1 控制电压  $V_{o1}$  是用电阻元件 213 和电阻元件 215 分割控制电压发生电路 23 的电源电压得到的值，所以如果电阻元件 213 和电阻元件 215 的电阻值的温度系数不同，则第 1 控制电压  $V_{o1}$  对于温度的变化直线地变化。这时，为了使温度梯度变化，可以准备多个将这 2 个电阻元件的各个电阻值温度系数进行不同组合的电阻元件组，用开关进行切换。

在第 11 图所示的例子中，通过作为切换装置的 3 个开关 211, 217, 223 的 ON/OFF 选择地分别切换电阻值温度系数的组合不同的 3 个组的电阻元件 213, 215 和 219, 221 和 225, 227 中的任何一组，进行使用。也可以用来自存储电路的数字信号对这些开关 211, 217, 223 的 ON/OFF 进行控制。

当用开关晶体管代替这些开关 211, 217, 223 作为切换装置时，最好，如第 12 图所示，将开关晶体管 231, 233, 235 插入正电源线 25 和各电阻元件 213, 219, 225 之间，将开关晶体管 232, 234, 236 插入接地电源线 26 和各电阻元件 215, 221, 227 之间。通过这样做，能够减小开关晶体管的接通电阻。

进一步，这时，通过从调整电路向各开关晶体管 231~236 供给控制电压，能够防止开关晶体管的接通电阻由电源电压变动引起的变动。

又,也可以用第13图所示的频率调整电路45'代替第1图所示的频率调整电路45。在这个第13图中,在与第1图所示的频率调整电路45相同的部分上加上相同的标号。

在第13图所示的频率调整电路45'内,分别与MIS型可变电容量电容器41,54和电容元件58,57的各串联电路并联地设置第2 MIS型可变电容量电容器151,153和电容元件152,154的各串联电路。

这时,与第1图所示的第1实施形态的情形相同,通过信号线46和电阻元件52或53,将第1控制电压 $V_{o1}$ 加到MIS型可变电容量电容器41,54的各栅极一侧的电极上,但是通过信号线48和电阻元件156或157,将第2控制电压 $V_{o2}$ 加到MIS型可变电容量电容器151,153的各栅极一侧的电极上。通过这样做,也能够得到与上述第1实施形态的情形同样的结果。

进一步,关于制造时的温度补偿型振荡器的标准振荡频率的调整,和通过称为AFC输入电压的外部输入电压进行的温度补偿型振荡器的频率调整,即使用第14图所示的一种电阻电路网,也能够得到同样的效果。

在图14中,用来自存储电路19的数字信号进行控制的数字控制电压分割电路251,对来自输入端子12的外部输入电压进行分割,加到用来自存储电路19的数字信号进行控制的数字控制电压分割电路253的一个端子上。又,用来自存储电路19的数字信号进行控制的数字控制电压分割电路255,对定压源250的输出电压进行分割,加到数字控制电压分割电路253的另一个端子上。

而且,将输出到数字控制电压分割电路253的输出线256的分割电压用作第2控制电压 $V_{o2}$ ,但是这个电压根据来自输入端子12的外部输入电压和来自数字控制电压分割电路255的分割电压两者进行变化。又,通过数字控制电压分割电路253的分割比,这个分割电压的输出对来自输入端子12的外部输入电压和来自数字控制电压分割电路255的分割电压的依赖性发生变化。

### [第 2 实施形态: 第 15 图和第 16 图]

这里, 我们参照第 15 图和第 16 图等说明根据本发明的温度补偿型振荡器的第 2 实施形态。

图 15 是表示这个温度补偿型振荡器构成的方框图, 在与第 1 图所示的第 1 实施形态相对应的要素上加上相同的标号, 并省略或简化对它们的说明。

这个图 15 图所示的温度补偿型振荡器的构成要素, 除了加入新的温度检测电路 201, 和设置数字控制电压分割电路 205, 207 代替第 1 图中的运算放大电路 29, 电阻元件 27 及数字控制可变电阻电路 21 外, 几乎与第 1 图的构成要素完全相同。

控制电压发生电路 23', 除了将第 1 图中的 P 沟道 MOS 晶体管 37 置换成 N 沟道 MOS 晶体管 38, 数字控制电压分割电路 33 的两端分别与新设置的温度检测电路 201 的输出电压线 203 和控制电压发生电路 23' 的接地电源线 26 连接, 和如上所述地代替运算放大电路 29 等, 设置起着与运算放大电路 29 相同作用的数字控制电压分割电路 205 和 207 外, 与第 1 图所示的控制电压发生电路 23 的电路构成相同。

因为频率调整电路 45 和振荡电路 47 的电路构成及其功能与第 1 实施形态相同, 所以省略对它们的说明。

温度检测电路 13 的电路构成及其功能与第 1 实施形态中第 2 图所示的温度检测电路 13 的电路构成相同。

温度检测电路 201, 与第 9 图所示的温度检测电路 13' 相同, 由 N 沟道 MOS 晶体管 125, 电阻元件 119, 106, 和运算放大电路 111 等构成。

因为外部控制电压输入电路 17 的电路构成及其功能与第 1 实施形态中第 3 图所示的外部控制电压输入电路 17 相同, 所以省略对它们的说明。存储电路 19 的构成也与第 1 实施形态相同。

因为在控制电压发生电路 23' 中, 数字控制电压分割电路 31 的连接, 与第 1 图所示的第 1 实施形态完全相同, 所以省略对它们的说明。数字控制电压分割电路 33 的两端, 如上所述地分别与温度检测电路

201 的输出电压线 203 和控制电压发生电路 23' 的接地电源线 26 连接。

将数字控制电压分割电路 31 的分割电压输出, 作为栅极电压输入到 N 沟道 MOS 晶体管 38 的栅极 G5, 将数字控制电压分割电路 33 的分割电压输出, 作为栅极电压输入到 N 沟道 MOS 晶体管 35 的栅极 G2。

在这个实施形态中, 也由数字控制电压分割电路 31 构成第 1 栅极电压发生电路, 由数字控制电压分割电路 33 构成第 2 栅极电压发生电路。

N 沟道 MOS 晶体管 38 的源极 S5, 通过第 3 电阻元件 22 与接地电源线 26 连接, N 沟道 MOS 晶体管 35 的源极 S2, 通过第 4 电阻元件 20 与接地电源线 26 连接。

使 N 沟道 MOS 晶体管 35, 38 的各个漏极 D2 和 D5 共同连接在一起, 这个漏极连接点 44 通过第 1 电阻元件 39 与正电源线 25 连接, 并且通过第 2 电阻元件 43 与接地电源线 26 连接。

在这个实施形态中, 由构成第 1 MOS 晶体管的 N 沟道 MOS 晶体管 38, 构成第 2 MOS 晶体管的 N 沟道 MOS 晶体管 35, 数字控制电压分割电路 31, 33 构成 2 次项电压发生电路。又, 在这个实施形态中, 与第 1 图所示的第 1 实施形态的情形不同, 接地电源线 26 是第 1 电源线。而且, 2 个晶体管 38, 35 的源极一侧都与作为第 1 电源线的接地电源线 26 连接, 但是如果是相同极性的电源线, 则也可以使其中一方与别的电源线 (第 2 电源线) 连接。

将从这个控制电压发生电路 23' 的漏极连接点 44 输出的第 1 控制电压  $V_{o1}$  和从数字控制电压分割电路 205 输出的分割电压产生的第 2 控制电压  $V_{o2}$  分别通过信号线 46, 48 输入频率调整电路 45。

其次, 我们说明这个第 2 实施形态的温度补偿型振荡器的工作。

在第 15 图中, 温度检测电路 13 检测振荡电路 47 的温度, 将与这个温度有关的电压输出到控制电压发生电路 23'。温度检测电路 201 也检测振荡电路 47 的温度, 将与这个温度有关的电压输出到控制电压发生电路 23'。

首先，我们说明产生第1控制电压  $V_{o1}$  的工作原理。

因为温度检测电路13的工作与第1实施形态相同，所以省略对它的说明。

温度检测电路201与第9图所示的温度检测电路13'相同地构成，为了在漏极D4上流过电流，将由电阻元件115和101分割电源100产生的电源电压得到的电压输入到它的N沟道MOS晶体管125的栅极G4，当温度从低温变化到高温时，N沟道MOS晶体管125的漏极D4的电流增加，电阻元件119和N沟道MOS晶体管125的漏极D4的连接点120的电压直线下降。

因为连接点120的电压通过电阻元件107输入到运算放大电路111的负输入端子，所以运算放大电路111的工作成为反转放大，输出电压随着温度的上升直线上升。即，温度和输出电压形成正比关系。

将用电阻元件123和124分割电源电压得到的电压作为偏置电压输入到这个运算放大电路111的正输入端子。

也可以通过将电阻元件106置换成数字控制可变电阻电路，在完成用存储在存储电路19中的数字数据，对N沟道MOS晶体管125的漏极电流进行控制。

因为存储电路19的工作与第1实施形态相同，所以我们省略对它的说明。

如上所述，如第15图所示的温度检测电路13的输出电压随着温度上升直线下降，而温度检测电路201的输出电压随着温度上升直线上升。

因为对于温度变化N沟道MOS晶体管35和N沟道MOS晶体管38的基本工作原理与第1实施形态中说明的相同，所以如第1实施形态中说明的那样，我们用从低温一侧开始将温度区域顺次区分为第1温度区域，第2温度区域和第3温度区域的温度区域区分进行说明。

在低温一侧的第1温度区域中，N沟道MOS晶体管35处于接通状态，N沟道MOS晶体管38处于断开状态，在中间的第2温度区域中，N沟道MOS晶体管35，38都处于断开状态，在高温一侧的第3

温度区域中，N沟道MOS晶体管35处于断开状态，N沟道MOS晶体管38处于接通状态。

这时在漏极连接点44上发生的第1控制电压 $V_{o1}$ 对于温度的变化样子如第16图中取横轴为温度，纵轴为控制电压得到的曲线图的曲线277所示。

分别地，不到这条曲线277的温度 $T_1$ 的范围（温度区域 $TA_1$ ）与曲线部分271相对应，从温度 $T_1$ 到温度 $T_2$ 的范围（温度区域 $TA_2$ ）与曲线部分273相对应，超过温度 $T_2$ 的范围（温度区域 $TA_3$ ）与曲线部分275相对应，成为2次项电压。

因为这个第1控制电压 $V_{o1}$ 的变化如曲线277所示，原理上，是由MOS晶体管的自乘法则产生的，所以成为对于温度的连续的2次曲线，没有必要分成低温部分和高温部分来进行产生。

如果适当地选择温度 $T_1$ 和温度 $T_2$ 的值，则可以正确地补偿音叉型振子的2次温度特性

这时，作为第15图所示的第1栅极电压发生电路的数字控制电压分割电路31也使输出到N沟道MOS晶体管38的栅极 $G_5$ 的第1栅极电压，至少在第3温度区域 $TA_3$ 中对于温度的变化直线地变化。又，作为第2栅极电压发生电路的数字控制电压分割电路33使输出到N沟道MOS晶体管35的栅极 $G_2$ 的第2栅极电压，至少在第1温度区域 $TA_1$ 中对于温度的变化直线地变化。

因为第3电阻元件22和第4电阻元件20的工作与与第1实施形态完全相同，所以省略对它们的说明。

在第2实施形态中，因为补偿了音叉型振子的2次温度特性，所以如第1实施形态中说明的那样，为了对AT切割晶体的3次温度特性进行梯度补偿，不需要在第2控制电压 $V_{o2}$ 上附加温度梯度。

因为调整偏置电压的工作原理和频率调整电路45的工作原理与第1实施形态相同，所以省略对它们的说明。

如以上说明的那样，根据本发明的温度补偿型振荡器，不需要高温部分低温部分区别电路，低温部分3次曲线电压发生电路和高温部

分3次曲线电压发生电路那样的，复杂而且难以调整的电路，只从P沟道MOS晶体管和N沟道MOS晶体管的电特性，就能够产生一系列的3次近似曲线形状的控制电压。

又因为不用加法电路就能够实施3次近似曲线和进行梯度补偿的1次直线的相加，所以使电路构成变得非常简单，容易实现半导体集成电路的集成，而且能够大幅度地缩小半导体集成电路芯片面积，具有很大地提高成品率和降低价格的效果。

又，即便对于具有2次曲线温度特性的温度补偿型振荡器，也能够发挥与3次曲线补偿时同样的效果。

图 1

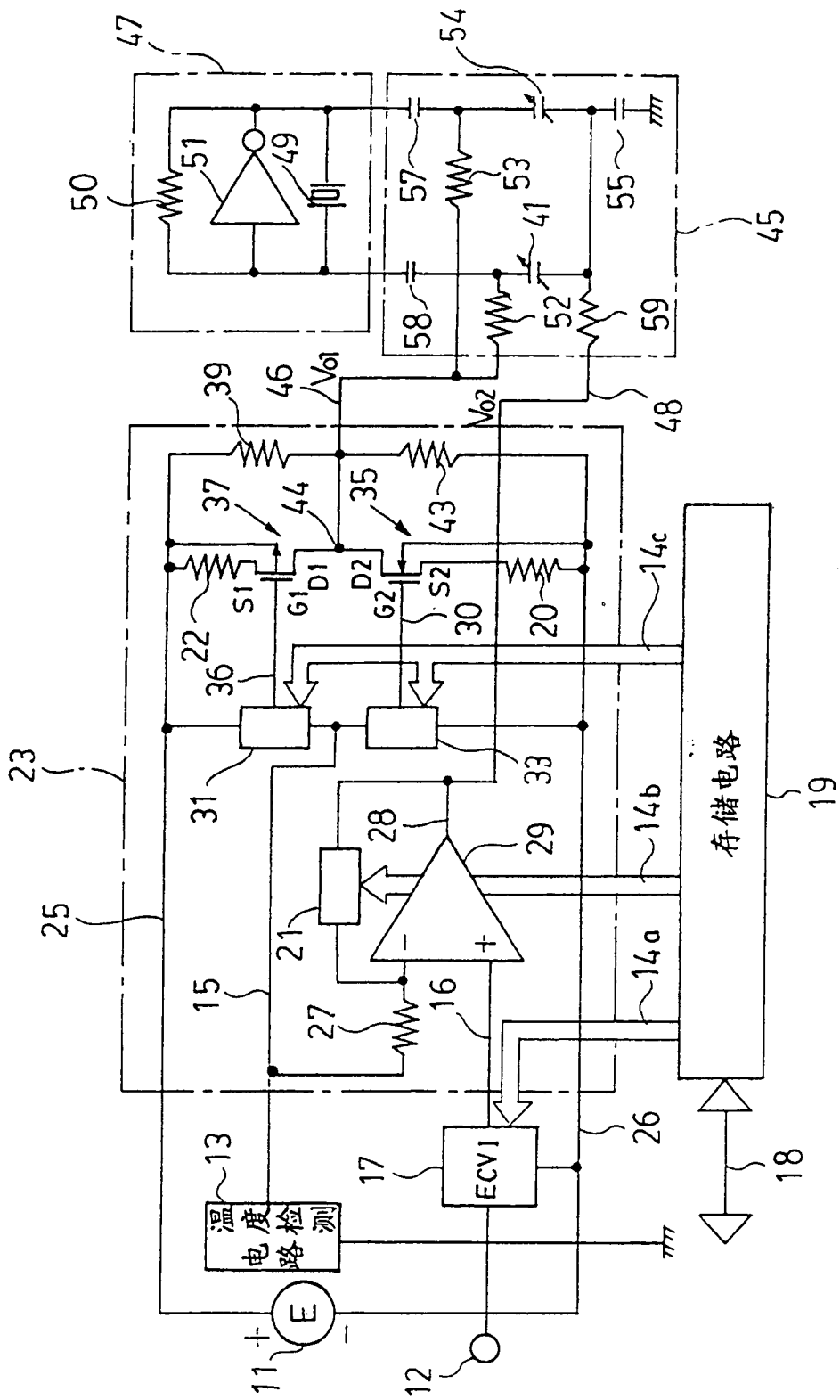


图 2

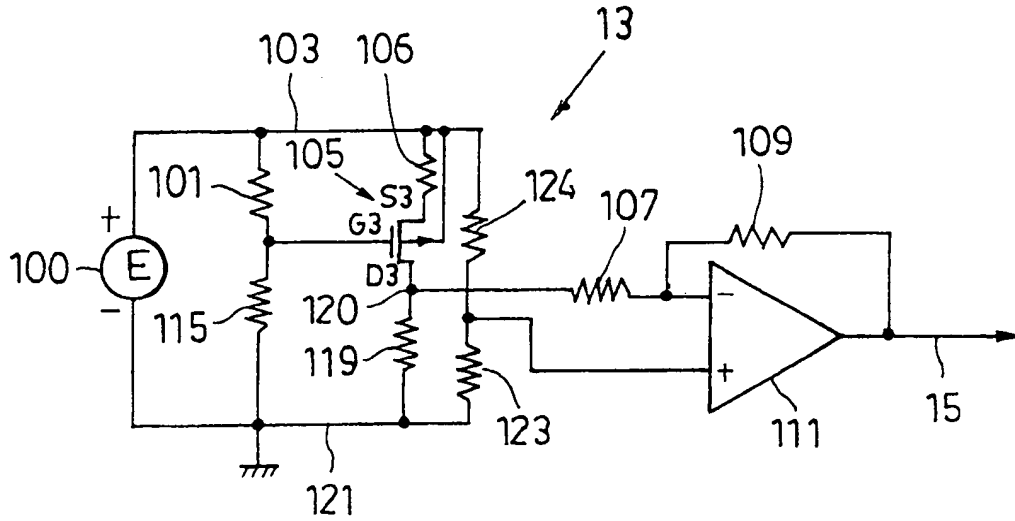


图 3

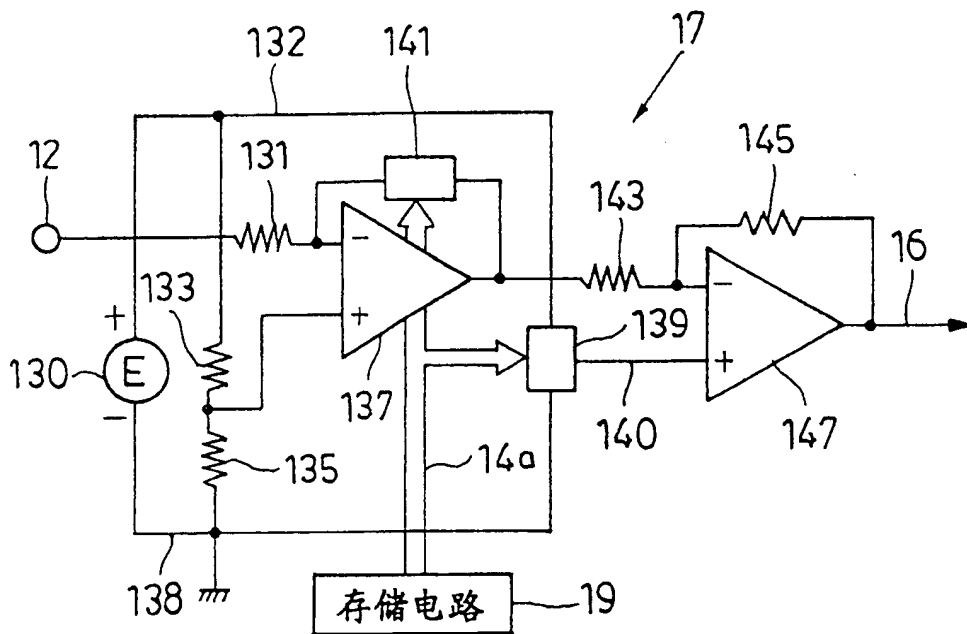


图 4

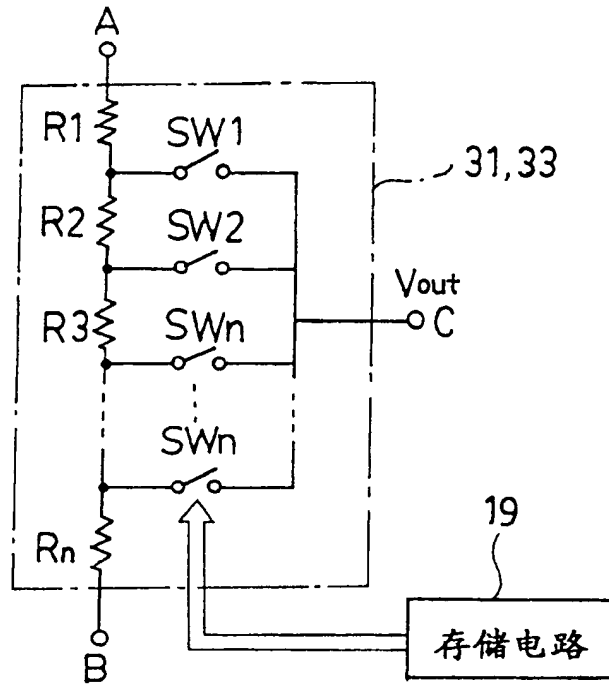


图 5

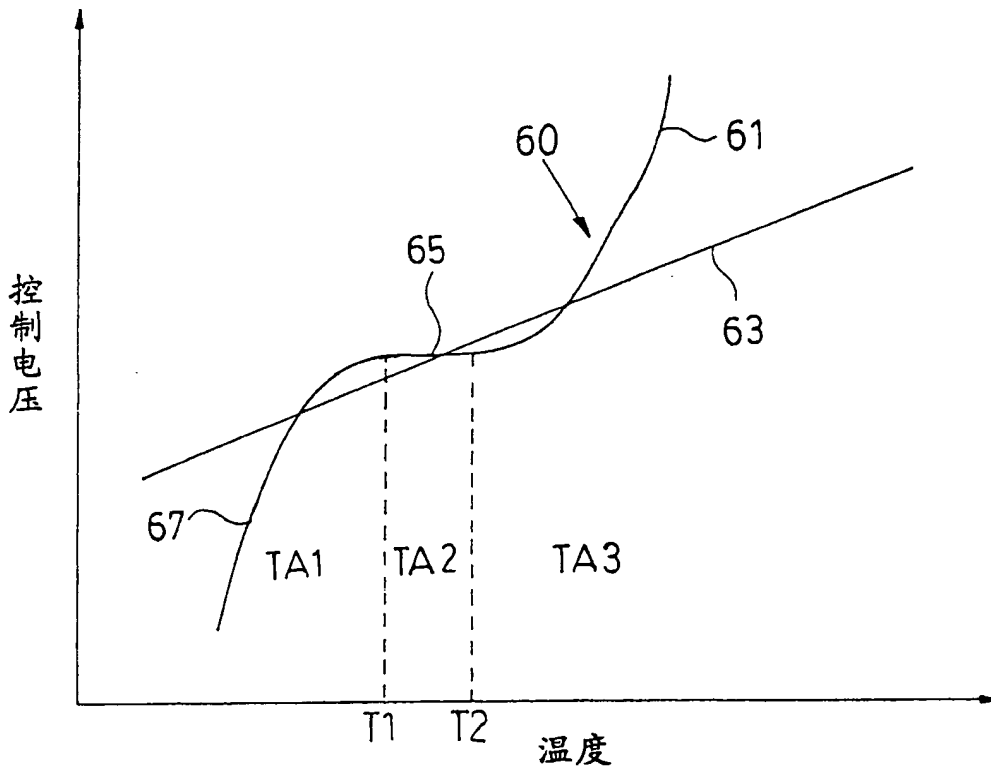


图 6

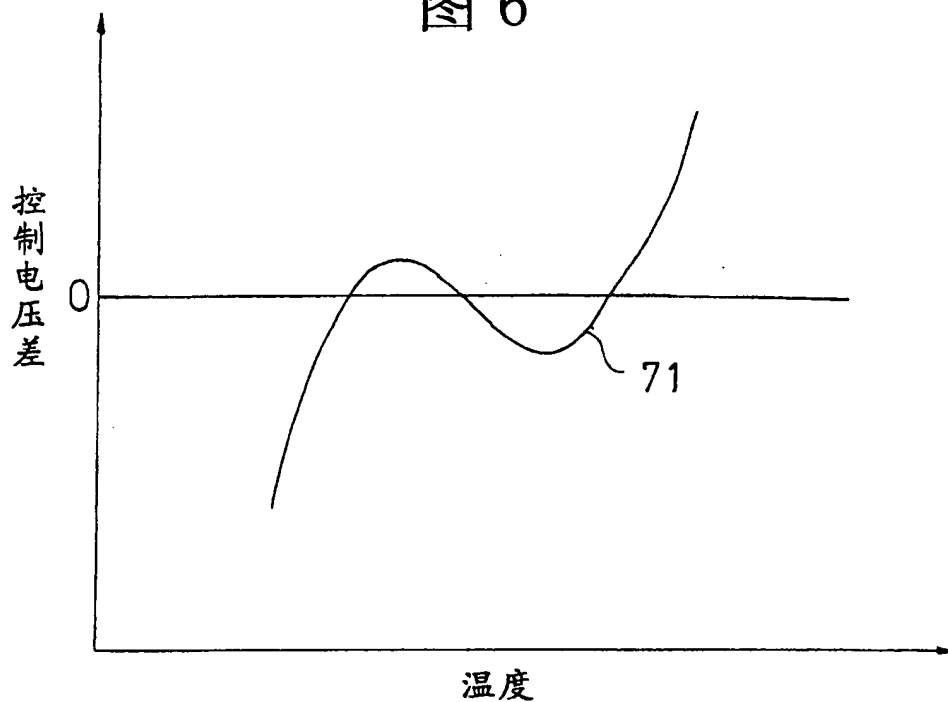


图 7

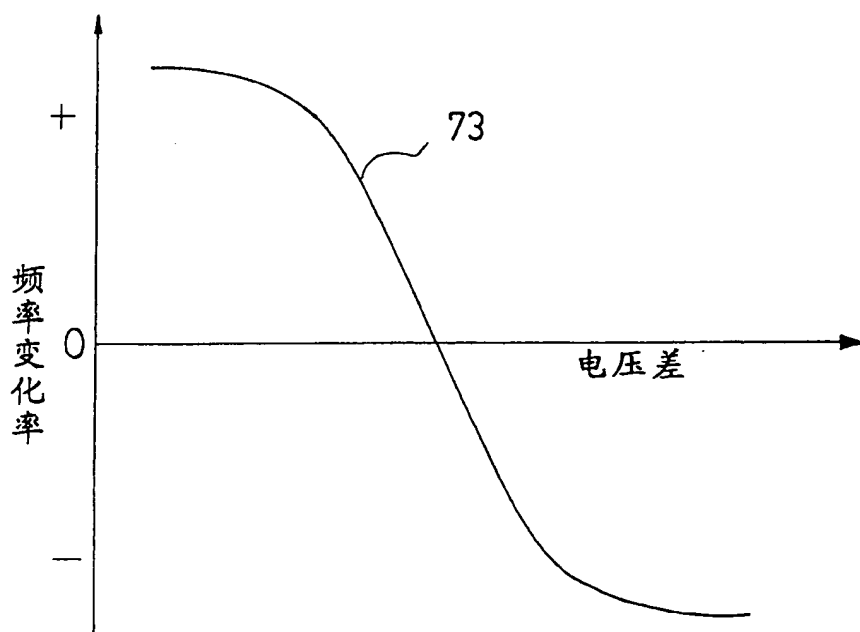


图 8

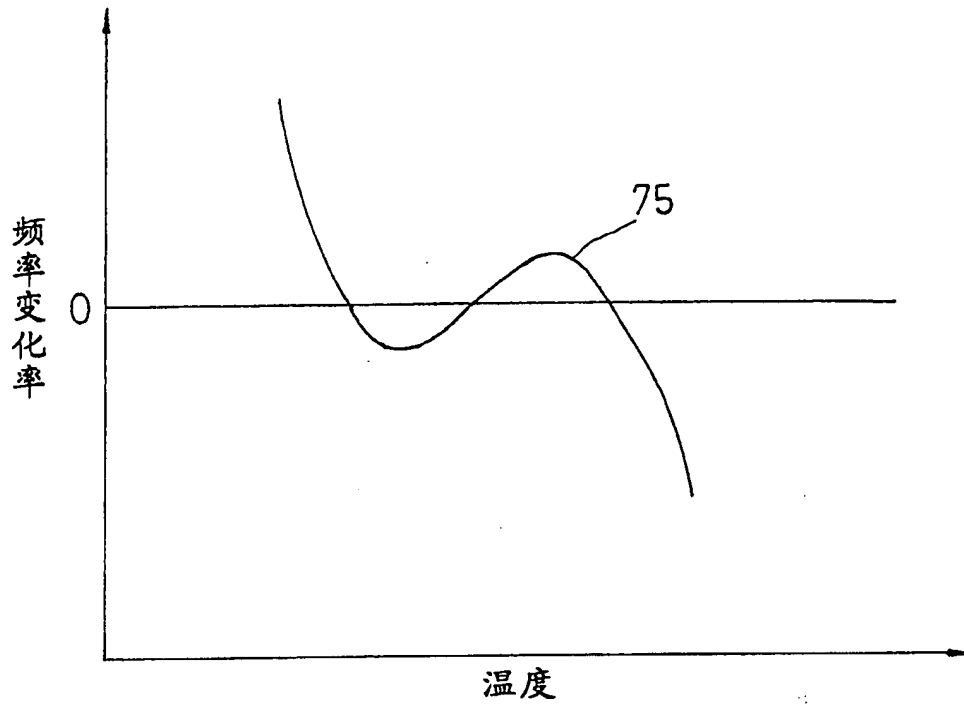


图 9

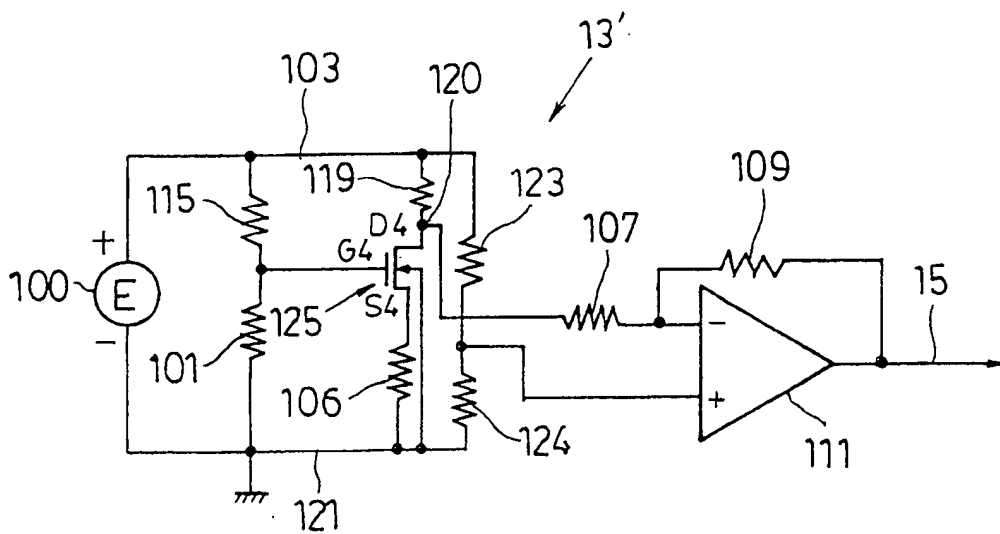


图 10

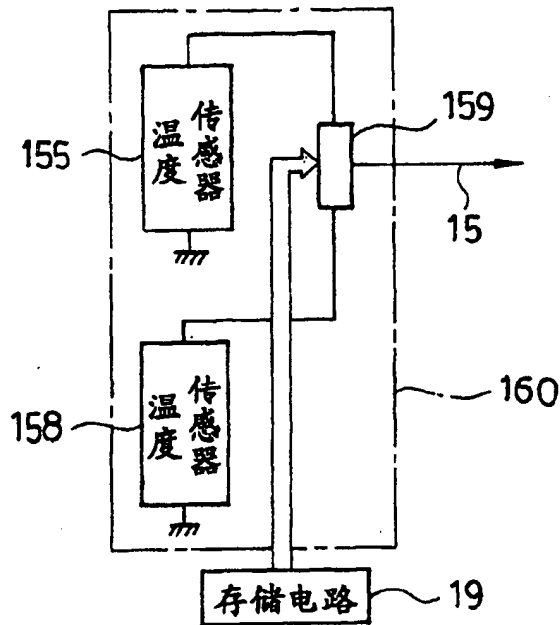


图 11

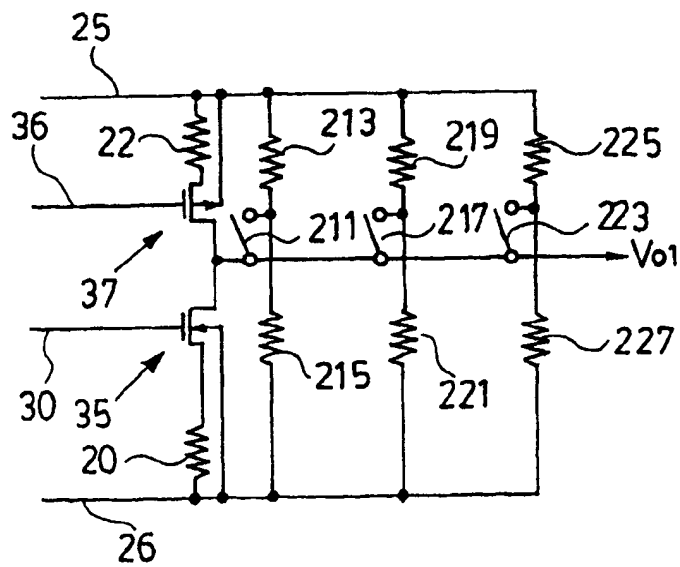


图 12

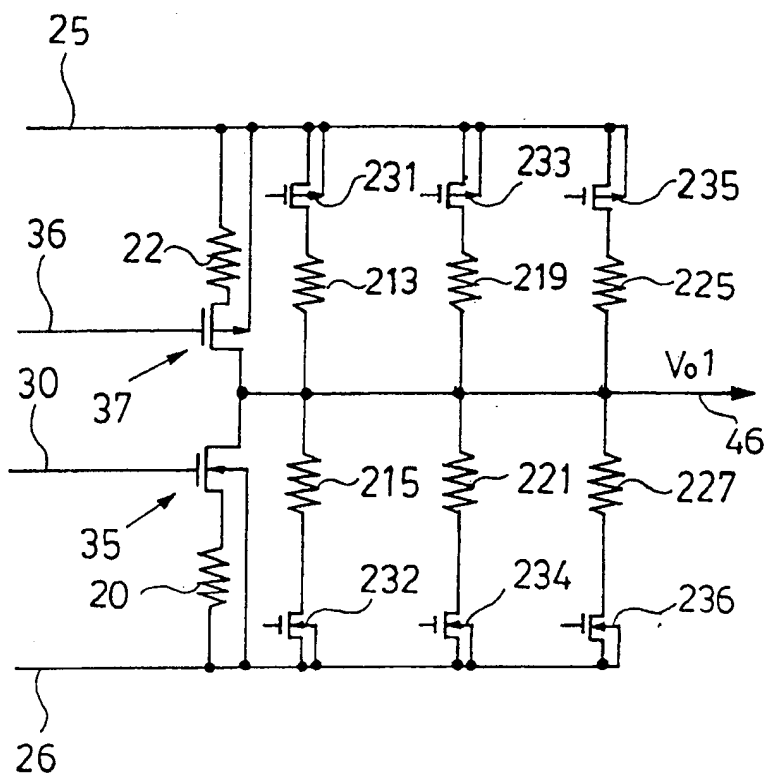


图 13

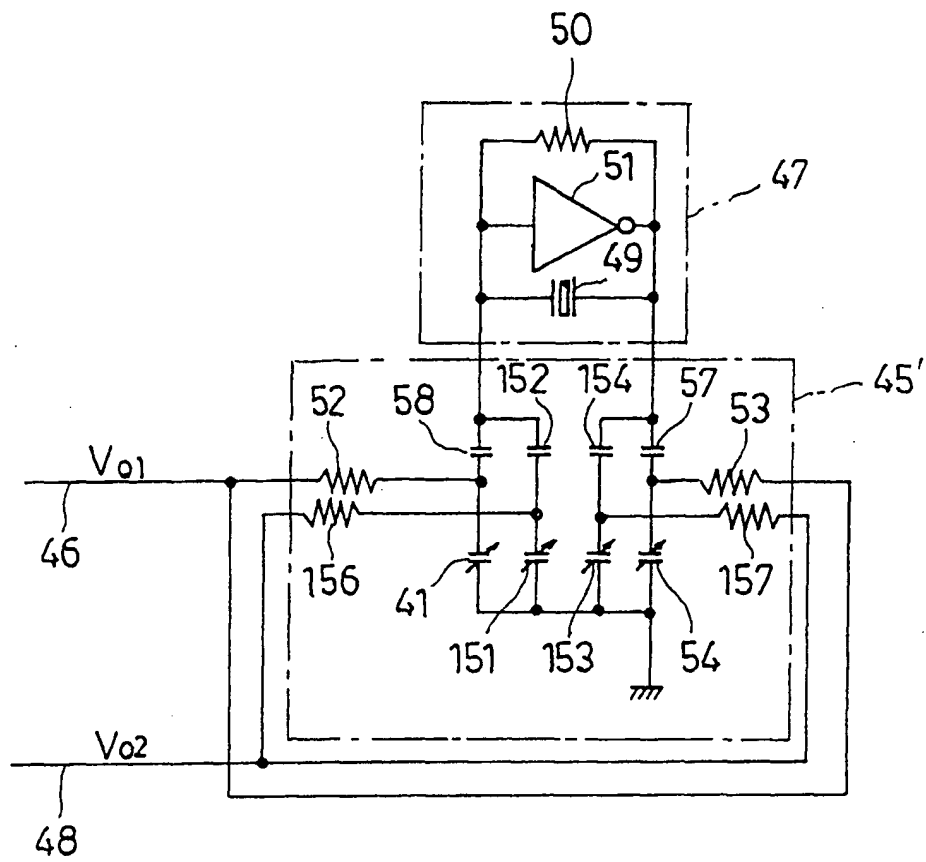


图 14

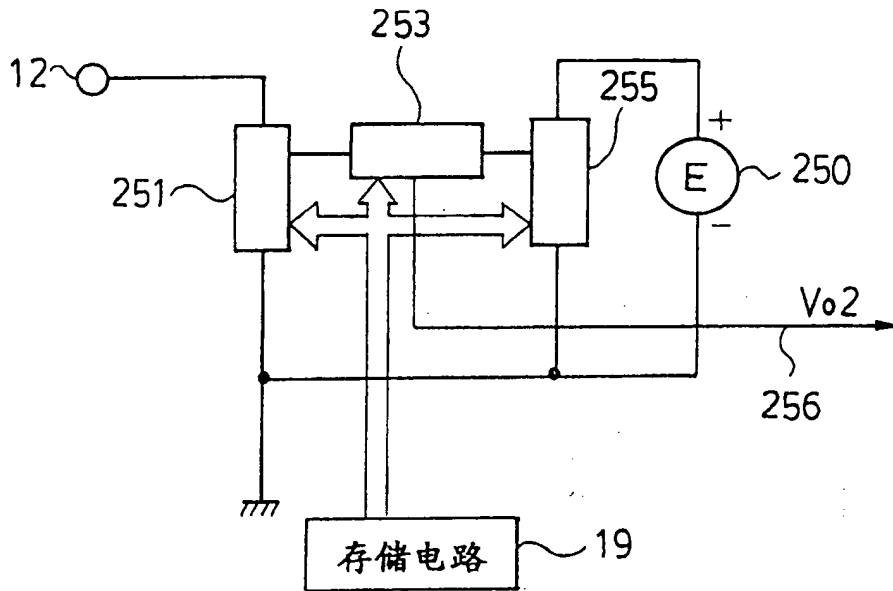


图 16

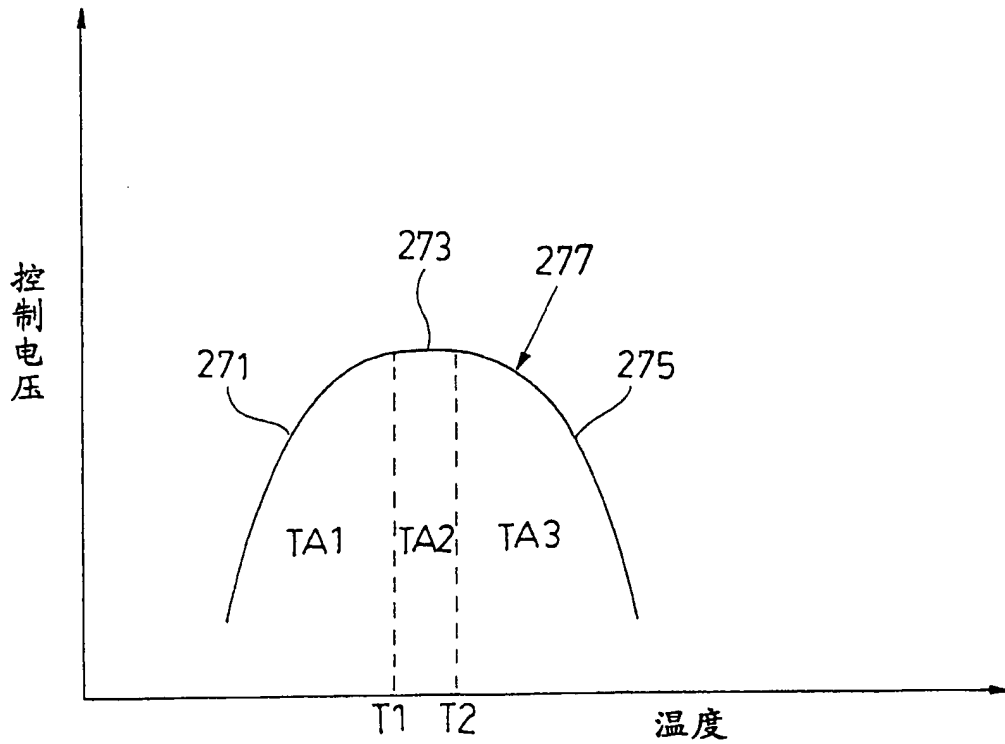


图 15

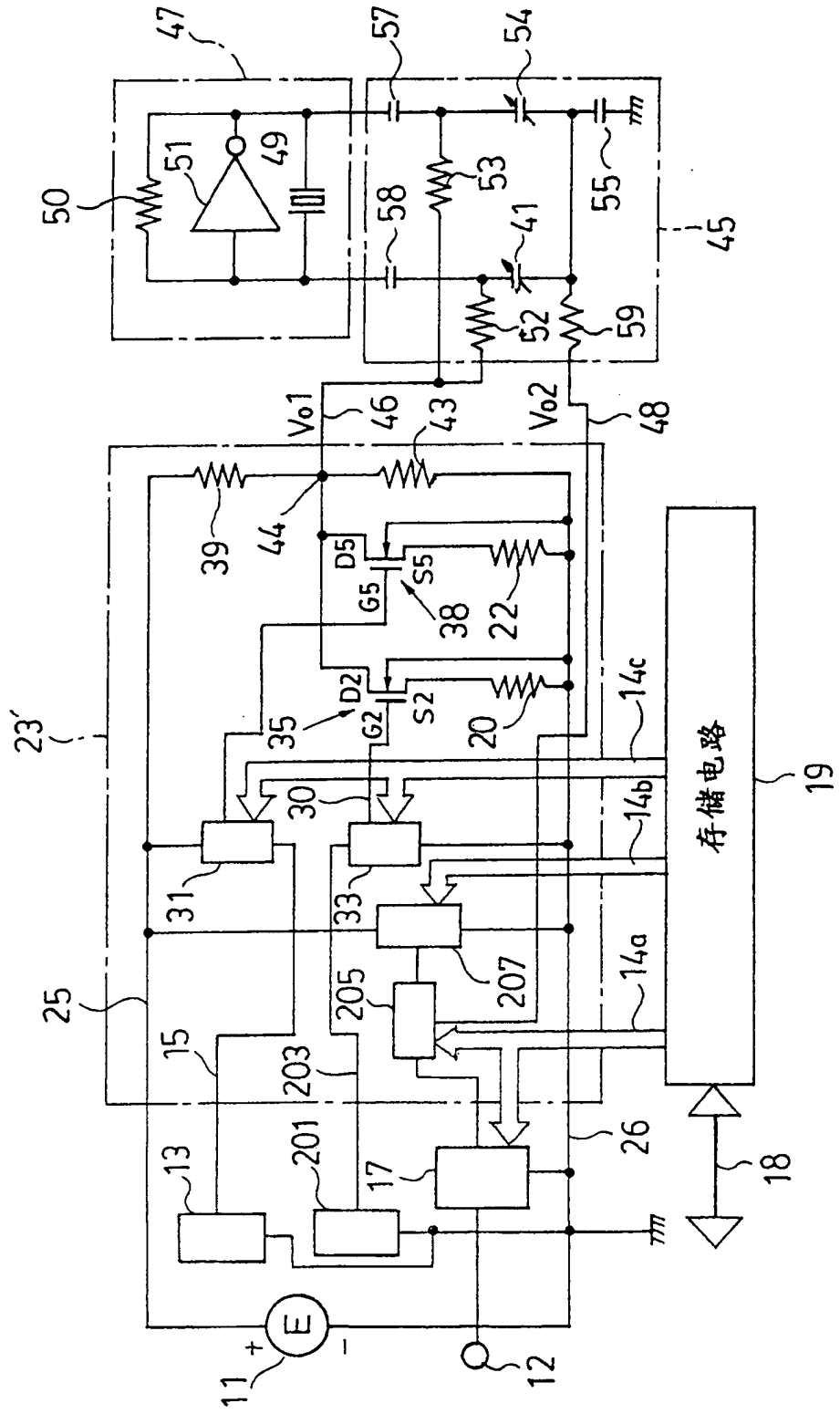


图 17

