



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101023576 B

(45) 授权公告日 2011. 10. 05

(21) 申请号 200580031579. 7

(22) 申请日 2005. 10. 12

(30) 优先权数据

297668/2004 2004. 10. 12 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 03. 20

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2005/018819 2005. 10. 12

(87) PCT申请的公布数据

W02006/041107 JA 2006. 04. 20

(73) 专利权人 爱普生拓优科梦株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 佐藤富雄

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 李辉

(51) Int. Cl.

H03B 5/32 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 5898345 A, 1999. 04. 27, 全文.

JP 特开平 11-346117 A, 1999. 12. 14, 全文.

JP 特开 2001-7649 A, 2001. 01. 12, 说明书第 2 栏至第 3 栏, 图 1.

JP 特开平 11-68464 A, 1999. 03. 09, 说明书第 4 栏, 图 1.

审查员 李乐

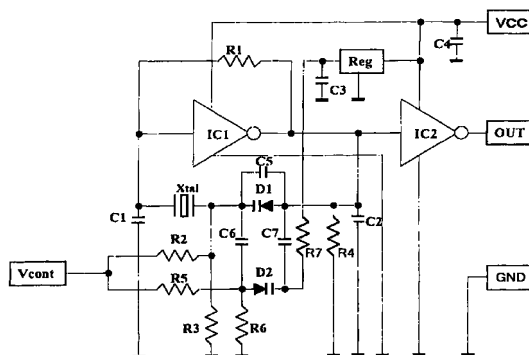
权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 11 页

(54) 发明名称

可控制线性频率的压控型压电振荡器

(57) 摘要

本发明涉及可控制线性频率的压控型压电振荡器。在利用对变容二极管的单向电压控制的常规频率控制中, 用于获得线性度的校正量受到限制。压控型压电振荡器作为其变容装置包括第一变容二极管、与第一变容二极管并联连接的第一电容器、第二变容二极管、插入并连接在第一变容二极管的阴极与第二变容二极管的阳极之间的第二电容器、以及插入并连接在第一变容二极管的阳极与第二变容二极管的阴极之间的第三电容器。将外部控制电压的相反极性施加至第一变容二极管和第二变容二极管中的相应一个。



1. 一种压控型压电振荡器,其包括一根据外部控制电压而改变电容值的可变电容单元,所述可变电容单元包括:

第一变容二极管;

第一电容器,其与所述第一变容二极管并联连接;

第二变容二极管;

第二电容器,其被插入并连接在所述第一变容二极管的阴极与所述第二变容二极管的阳极之间;

第三电容器,其被插入并连接在所述第一变容二极管的阳极与所述第二变容二极管的阴极之间,其中

所述外部控制电压被施加到所述第一变容二极管的所述阳极和所述第二变容二极管的所述阴极,或者被施加到所述第一变容二极管的所述阴极和所述第二变容二极管的所述阳极。

2. 根据权利要求1所述的压控型压电振荡器,其中,多个并联连接的变容二极管被用作所述第一变容二极管。

3. 根据权利要求1或2所述的压控型压电振荡器,其中,多个并联连接的变容二极管被用作所述第二变容二极管。

4. 根据权利要求1所述的压控型压电振荡器,其中,所述第一变容二极管还并联连接有一变容二极管。

5. 根据权利要求1所述的压控型压电振荡器,其中,所述第二变容二极管还并联连接有一变容二极管。

可控制线性频率的压控型压电振荡器

技术领域

[0001] 本发明涉及可控制线性频率的压控型压电振荡器。

背景技术

[0002] 在一类使用变容二极管来改变振荡频率的压电振荡器的电路结构中,如在 QIAJ(日本石英晶体工业协会)发表的“晶体器件的说明和应用”(2002年3月)的第17至18页中的压控型晶体振荡器(VCXO)中所概括的,例如,在振荡环路中插入了变容二极管,并且从外部向该变容二极管施加控制电压,由此改变该变容二极管的电容。从而,改变振荡环路的负载电容,以使频率变化。

[0003] 图5示出了通常使用的压控型晶体振荡器中的电路示例,例如在日本特开平第09-214250号也公开了该电路示例。在该振荡电路中使用了倒相器元件IC1。在倒相器元件IC1的输入与输出之间插入有高电阻R1,以使得工作点始终被设在中央。在倒相器元件IC1的输入与输出之间,串联插入有水晶振子Xtal和其中电容器C5并联连接到变容二极管D1的可变电容器单元,从而构成了振荡环路。电容器C5与变容二极管D1的并联连接使得可以精细控制可变范围。而且,电容器C1和C2分别插入在GND与倒相器元件IC1的输入之间以及GND与倒相器元件IC1的输出之间。

[0004] 外部控制电压Vcont由高电阻R2和R3分压,并且被施加到变容二极管D1的阴极。变容二极管D1的阳极通过高电阻R4连接到GND。电容随变容二极管D1的阴极与阳极之间的电压而改变,从而振荡环路的负载电容也将改变。结果,改变了振荡频率。频率的可变宽度和线性度可通过高电阻R3和电容器C5的元件值而得到精细控制。

[0005] 图6是用于高频振荡的另一常规示例,其中,在振荡电路中级联连接有两个晶体管(TR1,TR2)。串联连接了两个变容二极管D1和D2,以防止因振荡电平引起的自调制而造成的噪声特性的劣化。

[0006] 常规上,在对压电振荡电路施加电容负载时的频率偏移近似地由公式(1)表示为 D_L (=部分负载谐振频率偏移)。图7示出了其等效电路模型。振荡环路的负载电容(= C_L)可被表示为其中电路负载(= C_C)和可变电容(= C_x)被串联连接的结构。

$$[0007] \quad D_L(C_x) \approx \frac{1}{2\gamma} \times \frac{1}{1 + \frac{C_L}{C_0}} \cdots \frac{1}{C_L} = \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_C} \quad (1)$$

[0008] 通过设置给出标称频率的基准电容(= C_{Lref}),可由公式(2)来表示频率偏移。

$$[0009] \quad D_{Lref}(C_x) \approx \frac{1}{2\gamma} \times \frac{1}{1 + \frac{C_{Lref}}{C_0}} \quad (2)$$

[0010] 频率相对于标称频率的改变量 ΔD_L ,是通过从公式(1)减去公式(2)计算得到的差。这可由公式(3)和(4)来表示。

$$[0011] \quad \Delta D_L(C_x) \approx D_L(C_x) - D_{Lref}(C_x) \quad (3)$$

$$[0012] \quad \Delta D_L(C_x) \approx \frac{1}{2\gamma} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{1}{C_0 \left(\frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_c} \right)}} - \frac{1}{1 + \frac{C_{Lref}}{C_0}} \right\} \quad \gamma : \text{电容比} (= C_0/C_1)$$

$$[0013] \quad \therefore \frac{C_L}{C_0} = \frac{1}{\frac{C_0}{C_L}} = \frac{1}{C_0 \left(\frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_c} \right)} \quad (4)$$

[0014] 图 8 和图 9 示出了变容二极管的变容特性的示例。从图 8 和图 9 显而易见, 变容二极管的变容特性可由公式 (5) 近似, 并且可用公式 (6) 获得可变电容 C_x 。

$$[0015] \quad V_{ari}(v) = \alpha \times e^{-nv} \quad (5)$$

$$[0016] \quad C_x = V_{ari}(v) + C_b \quad (6)$$

[0017] α : 施加电压为 0 时的电容

[0018] n : 梯度

[0019] C_b : 可变电容的并联电容

[0020] 将公式 (6) 代入到公式 (4) 中, 得到公式 (7), 公式 (7) 是示出频率变化和通过外部控制电压对变容二极管施加的可变电压的关系表达式。

$$[0021] \quad \Delta D_L(C(v)) \approx \frac{1}{2\gamma} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{1}{C_0 \left(\frac{1}{\alpha e^{-nv} + C_b} + \frac{1}{C_c} \right)}} - \frac{1}{1 + \frac{C_{Lref}}{C_0}} \right\} \quad (7)$$

[0022] 给出相对于可变电压的线性频率变化的公式 (8) 如下所示。

$$[0023] \quad \Delta D_L(C(v)) \approx \frac{1}{2\gamma} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{1}{C_0 \left(\frac{1}{C(v)} + \frac{1}{C_c} \right)}} - \frac{1}{1 + \frac{C_{Lref}}{C_0}} \right\} = \frac{1}{2\gamma} \{A(v-a)\} \quad (8)$$

[0024] A : 频率相对于可变电压的梯度

[0025] a : 标称频率下针对 $\Delta D_L = 0$ 的电压

[0026] 通过修改公式 (8) 而获得的公式 (9) 如下所示。公式 (9) 给出了相对于可变电压的线性频率变化。

$$C(v) = \frac{1}{\frac{1}{C_0} \frac{1}{\frac{1}{A(v-a) + \frac{1}{1 + \frac{C_{Lref}}{C_0}}} - 1} - \frac{1}{C_c}} \quad (9)$$

[0027]

[0028] 图 10 示出了公式 (5)、(6) 和 (9) 的仿真结果的示例。

[0029] 水晶振子 Xtal 是 At-Cut, 其谐振频率是 13MHz。应当注意的是, $C_0 = 1.35\text{pF}$, $\gamma = 277$, 并且电路电容 C_c 是 60pF。而且, 可变电压是 $V_{cont} \pm 2.5\text{Vdc}$, 并且可变宽度是 $\Delta D_L \pm 45\text{ppm}$ 。

[0030] 用于获得直线的可变电容 $C(v)$ 是一条其中可变电容 $C(v)$ 在 0V 下近似等于 11.8pF 而在 5V 下近似等于 7.5pF 的曲线。表现出非常接近于相同电容变化的特性的变容二极管 V_{bari} 和并联电容 C_b 的合成电容由公式 (10) 表示。

$$[0031] \quad 11.02 \times e^{-0.097v} + 0.6 [\text{pF}] \quad (10)$$

[0032] 在这种情况下下的 $C(v)$ 与变容二极管的合成电容之间的电容差近似等于或小于最大值 0.3pF。

[0033] 图 11 示出了用于获得直线的可变电容 $C(v)$ 、合成电容造成的近似变容二极管的频率变化, 以及它们之间的差。1ppm 的差提供了宽度上 70ppm 的变化。预期这个值为表明变容二极管的补偿极限的值。

[0034] 图 12 所示的结果显示了理想电容变化与近似变容二极管之间的电容差, 以及由于该电容差造成的频率偏移。

[0035] 图 13 示出了图 12 中内容的概要。即, 按照对数变化的对“用于获得直线的理想电容变化”和“变容二极管的电容变化”的最恰当选择, 导致两个点 P1 和 P2 处的相交。这表明可在其附近获得最佳特性, 并且还指示了补偿极限。

[0036] 专利文献 1 : 日本特开平第 09-214250 号

[0037] 专利文献 2 : 日本特开平第 10-056330 号

发明内容

[0038] 如图 12 和 13 所示, 在通过对变容二极管的单向电压控制而进行的常规频率控制中, 用于获得直线的校正量受到限制。

[0039] 因此, 本发明的目的在于构造用于获得与理想电容变化曲线的多个交点以获得线性变化的近似曲线, 从而配置一个其中使用了用于补偿更高精度的变容二极管的校正电路。

[0040] 为了解决以上问题, 根据本发明的第一方面, 提供了一种压控型压电振荡器, 其包括一根据外部控制电压而改变电容值的可变电容单元, 所述可变电容单元包括: 第一变容二极管; 第一电容器, 其与所述第一变容二极管并联连接; 第二变容二极管; 第二电容器, 其被插入并连接在所述第一变容二极管的阴极与所述第二变容二极管的阳极之间; 第三电容器, 其被插入并连接在所述第一变容二极管的阳极与所述第二变容二极管的阴极之间, 其中所述外部控制电压被施加到所述第一变容二极管的所述阳极和所述第二变容二极管的所述阴极, 或者被施加到所述第一变容二极管的所述阴极和所述第二变容二极管的所述

阳极。

[0041] 根据本发明的第二方面,其特征在于,多个并联连接的变容二极管被用作第一变容二极管。

[0042] 根据本发明的第三方面,其特征在于,多个并联连接的变容二极管被用作第二变容二极管。

[0043] 根据本发明的第四方面,其特征在于,第一变容二极管还并联连接有一变容二极管。

[0044] 根据本发明的第五方面,其特征在于,第二变容二极管还并联连接有一变容二极管。

[0045] 在通过对变容二极管的单向电压施加而进行的常规校正中,如图 12 和 13 所示,即使在设置最合适的常数时,理想电容可变曲线和近似变容二极管合成电容可变曲线之间也至多有两个交点。相反,在本发明中,如图 15 所示,设置了第二变容二极管,并且还通过反向电压施加执行了第二校正,从而可以实现用于获得三个交点的线性校正。结果,可以进行可变范围宽的高精度校正。

[0046] 这项技术可应用于高精度的温度补偿晶体振荡器 (TCXO),以及用于在较宽范围内获得线性度的压控型晶体振荡器 (VCXO)。该技术对于需要频率基准的通信装置(如移动电话)的性能改进可以有很大帮助。

附图说明

[0047] 图 1 是示出根据本发明的电路示例的图。

[0048] 图 2 是示出根据本发明的电路示例的图。

[0049] 图 3 是示出根据本发明的电路示例的图。

[0050] 图 4 是示出根据本发明的电路示例的图。

[0051] 图 5 是示出常规电路示例的图。

[0052] 图 6 是示出常规电路示例的图。

[0053] 图 7 是示出频率可变等效模型的图。

[0054] 图 8 是示出变容二极管的特性的曲线图。

[0055] 图 9 是示出变容二极管的特性的曲线图。

[0056] 图 10 是示出常规电路的仿真结果的曲线图。

[0057] 图 11 是示出常规电路的仿真结果的曲线图。

[0058] 图 12 是示出常规电路的仿真结果的曲线图。

[0059] 图 13 是常规电路的电容变化的示例曲线图。

[0060] 图 14 是根据本发明的电路的电容变化的示例曲线图。

[0061] 图 15 是示出根据本发明的电路的仿真结果的曲线图。

[0062] 图 16 是示出根据本发明的电路的仿真结果的曲线图。

[0063] 代码的解释

[0064] IC1 :倒相器元件

[0065] R1 至 R4 :电阻

[0066] Xtal :水晶振子

- [0067] D1、D2 :可变电容
 [0068] C1 至 C5 :电容器
 [0069] TR1、TR2 :晶体管

具体实施方式

[0070] 下面将基于优选实施例详细描述本发明。

[0071] 图 1 是示出根据本发明的压控型压电振荡器的第一实施例的电路图。与如图 5 所示常规电路中相同的部件由相同的标号表示,为避免重复省略了对它们的详细描述。

[0072] 在图 5 的常规电路中,振荡环路中插入有一个可变电容单元,在该可变电容单元中,电容器 C5 并联连接到变容二极管 D1,该变容二极管 D1 进一步地串联连接到水晶振子 Xtal。外部控制电压 Vcont 由高电阻 R2 和 R3 分压,并且被施加到变容二极管 D1 的阴极。通过电压变化来改变电容,从而控制振荡频率。

[0073] 与之对照,图 1 的电路使用一个可变电容单元,在该可变电容单元中,第二变容二极管 D2 的阳极通过电容器 C6 连接到第一变容二极管 D1 的阴极,而第二变容二极管 D2 的阴极通过电容器 C7 连接到第一变容二极管 D1 的阳极。第二变容二极管 D2 的阴极进一步通过要被推开的高电阻 R7 连接到基准电压源 Reg。

[0074] 外部控制电压 Vcont 通过电阻 R2 并且执行常规控制操作。同时,外部控制电压 Vcont 被高电阻 R5 和 R6 分压,并且被施加到第二变容二极管 D2 的阳极。结果,变容二极管 D2 的阴极与阳极之间的电势随着控制电压的增高而降低,从而变容二极管 D2 的可变电容下降。

[0075] 和公式 (5) 和 (6) 的情况相同,公式 (11) 和 (12) 示出了 C_{x1} , C_{x1} 是其中仅使用了常规变容二极管 D1 和电容器 C5 的可变电容单元的合成电容。

$$[0076] \quad V_{ari1}(v) = \alpha \times e^{-nv} \quad (11)$$

$$[0077] \quad C_{x1}(v) = V_{ari1}(v) + C_b \quad (12)$$

[0078] 公式 (13) 示出了施加给第二变容二极管 D2 的电压 Vari2。公式 (14) 给出了串联电容 C_d 的合成电容 C_{x2} 。公式 (15) 进一步给出了 C_{x1} 和 C_{x2} 的合成电容 C_{x3} 。

$$[0079] \quad V_{ari2}(v) = \beta \times e^{-m(v_{ref}-v)}, V_{ref} \text{ 为基准电压} \quad (13)$$

$$[0080] \quad C_{x2}(v) = \frac{1}{\frac{1}{C_d} + \frac{1}{V_{ari2}(v)}}, C_d \text{ 为连接电容器的电容} \quad (14)$$

$$[0081] \quad C_{x3}(v) = C_{x1}(v) + C_{x2}(v) = V_{ari1}(v) + C_b + \frac{1}{\frac{1}{C_d} + \frac{1}{V_{ari2}(v)}} \quad (15)$$

[0082] 图 2 示出了第二实施例。在第二实施例中,把根据本发明的可变电容单元应用于这样一个振荡电路,即,在该振荡电路中级联连接有两个晶体管,并且该振荡电路最常用于移动电话等的基准振荡。该可变电容单元的结构和操作基本上与图 1 中的电路相同。

[0083] 图 3 示出了第三实施例。在第三实施例中,并联连接的多个变容二极管被分别排列并组合成第一变容二极管和第二变容二极管。根据该实施例的变容二极管,可把零偏压时的电容以及控制电压的改变量调节至合适的值。即,通过组合具有不同特性的多个变容

二极管,可以获得不可能由单个变容二极管获得的优良的可变电容器单元。

[0084] 图 4 示出了第四实施例。根据第四实施例的结构,其中串联连接的多个变容二极管分别被排列并组合成第一变容二极管和第二变容二极管,和图 3 中的实施例的情况一样可以获得控制电压的恰当电容变化。

[0085] 图 15 示出了用于获得线性变化的理想可变电容 $C_r(V)$ 、根据公式 (15) 的合成电容 $C_{x3}(V)$ 的特性、以及频率变化和线性变化之差的绝对值。公式 (16) 示出了根据图 15 的合成电容 $C_{x3}(V)$ 。

$$[0086] \quad C_{x3}(v) = 10.555 \times e^{-1.32v} + 1 + \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{2 \times e^{-0.3v}}} \quad [pF] \quad (16)$$

[0087] 根据基于公式 (16) 表示的电容变化的频率变化 DLC_{x3} 与线性变化之差的绝对值,在整个可变范围 0V 至 5V 内,可以保持相对于直线的偏离在 0.2ppm 之内。

[0088] 从而,直线和近似变容二极管合成电容 $C_{x3}(V)$ 之间有三个交点。

[0089] 图 16 示出了理想可变电容 $C_r(V)$ 与近似变容二极管合成电容变化 $C_{x3}(V)$ 之差,以及基于 C_r 的线性频率变化与基于 $C_{x3}(V)$ 的频率变化之差。

[0090] 对照图 14 中的结果来描述图 16 中的结果。与用于获得直线的理想电容可变曲线相比,由于常规单向变化在对数显示中产生了如虚线所示的直线,所以有两个交点。另一方面,在本发明中,组合变容二极管的可变电容器曲线可以产生三个交点。因此,可以进行高精度的线性校正。

[0091] 虽然使用所谓的 VCXO 对本发明进行了描述,但本发明不限于此。本发明也可应用于其中使用除了水晶振子以外的其它压电振荡器件作为频率确定元件的振荡器。当然把 VCXO 应用于温度补偿压电振荡器的变型例也被包括在本发明的范围内。

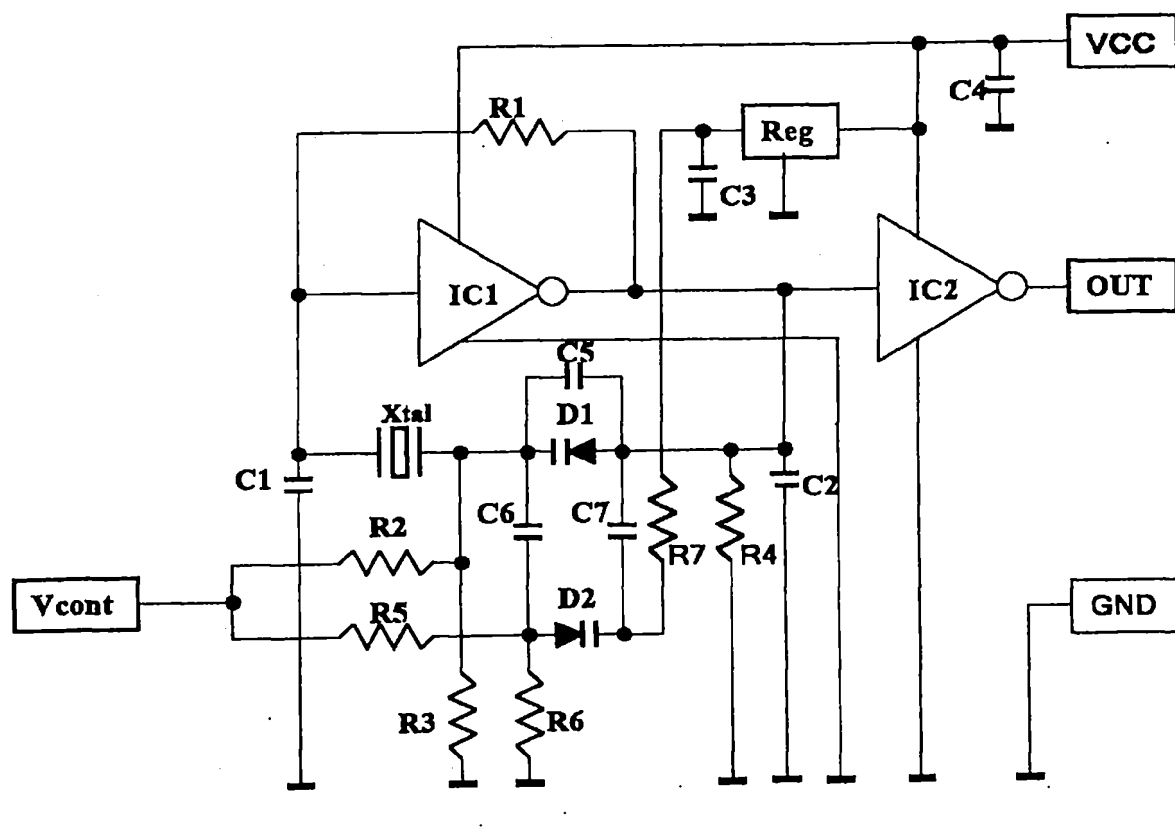


图 1

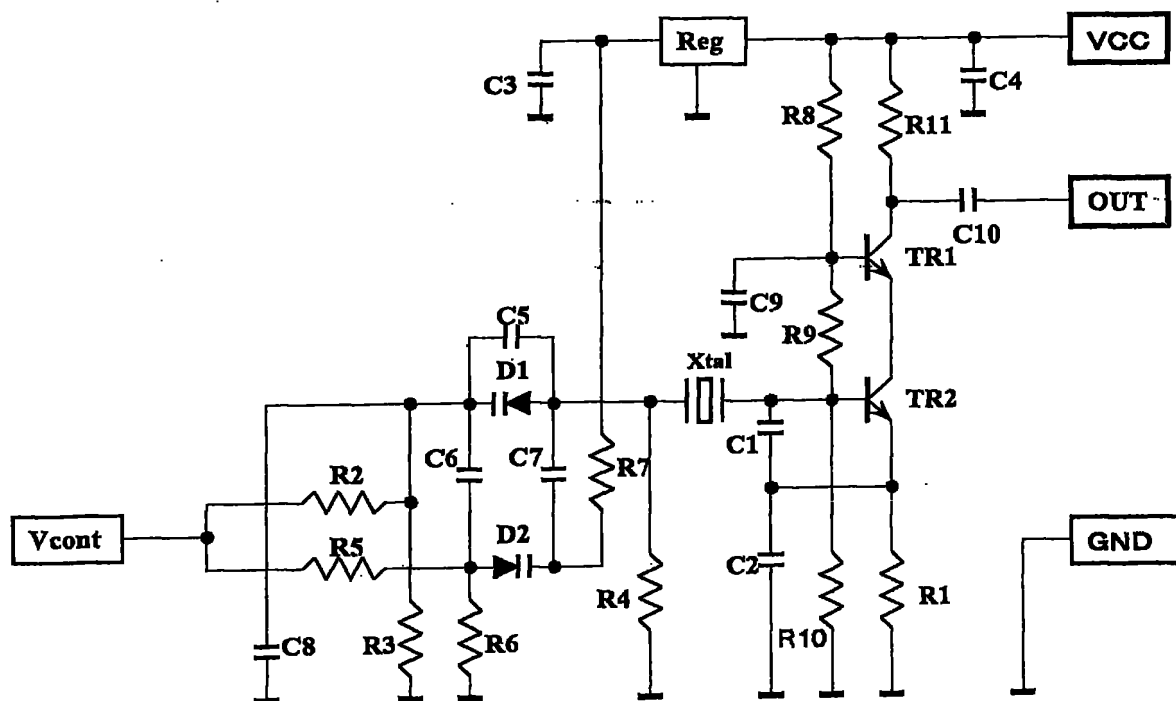


图 2

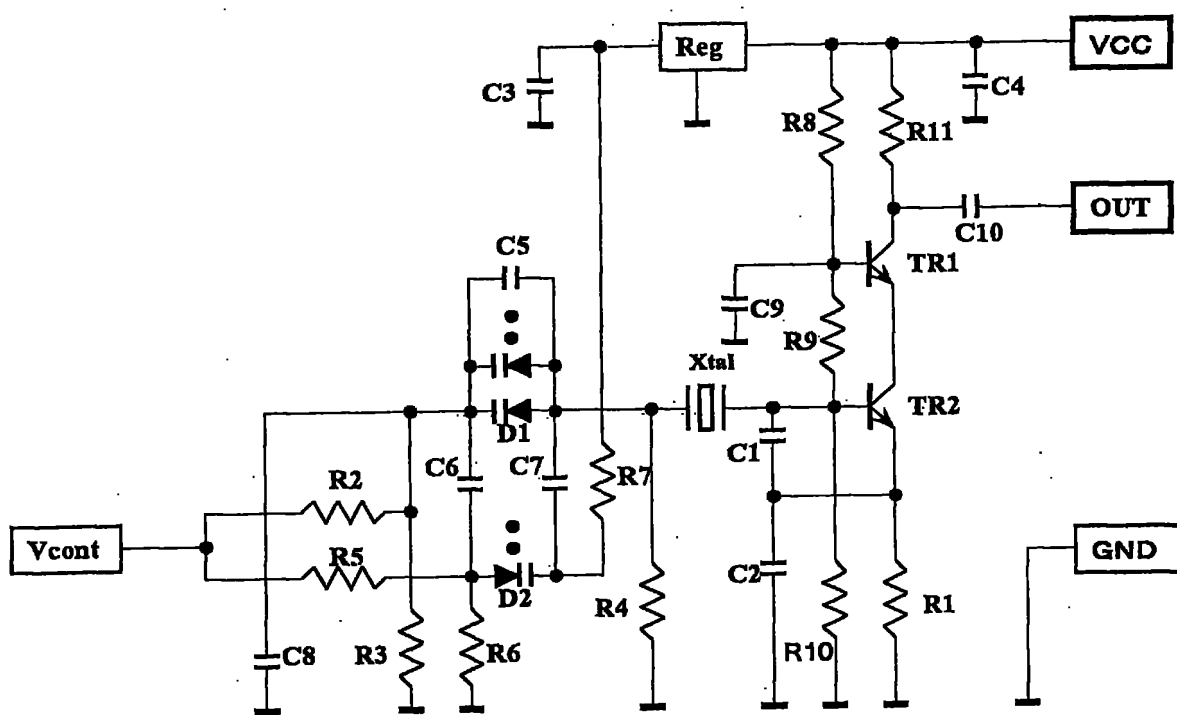


图 3

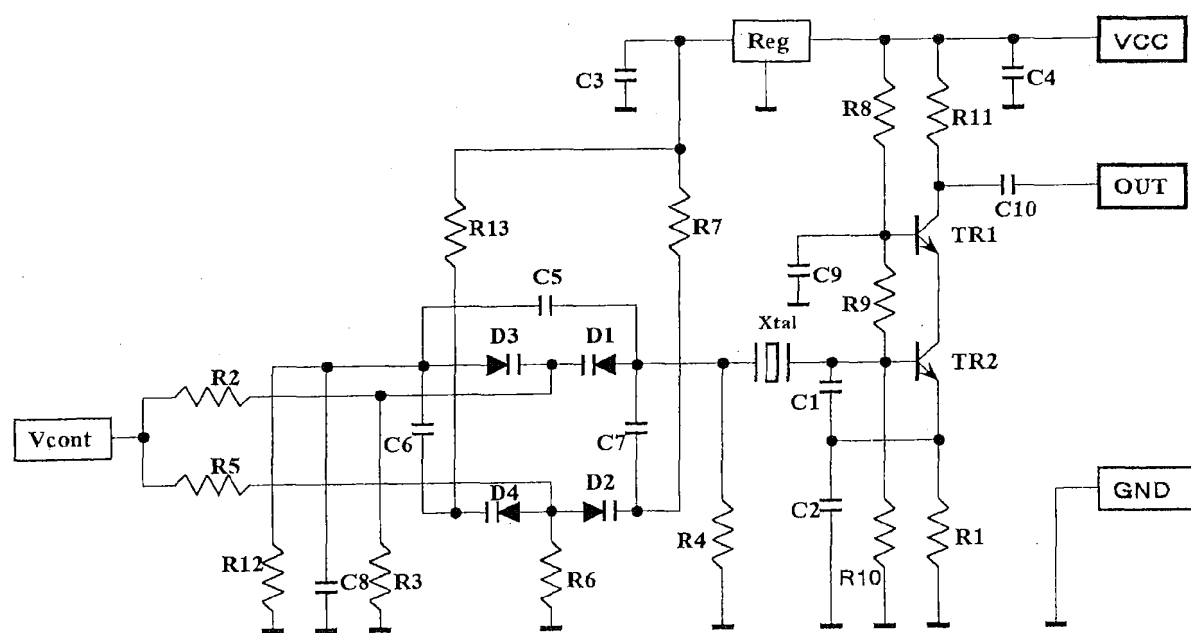


图 4

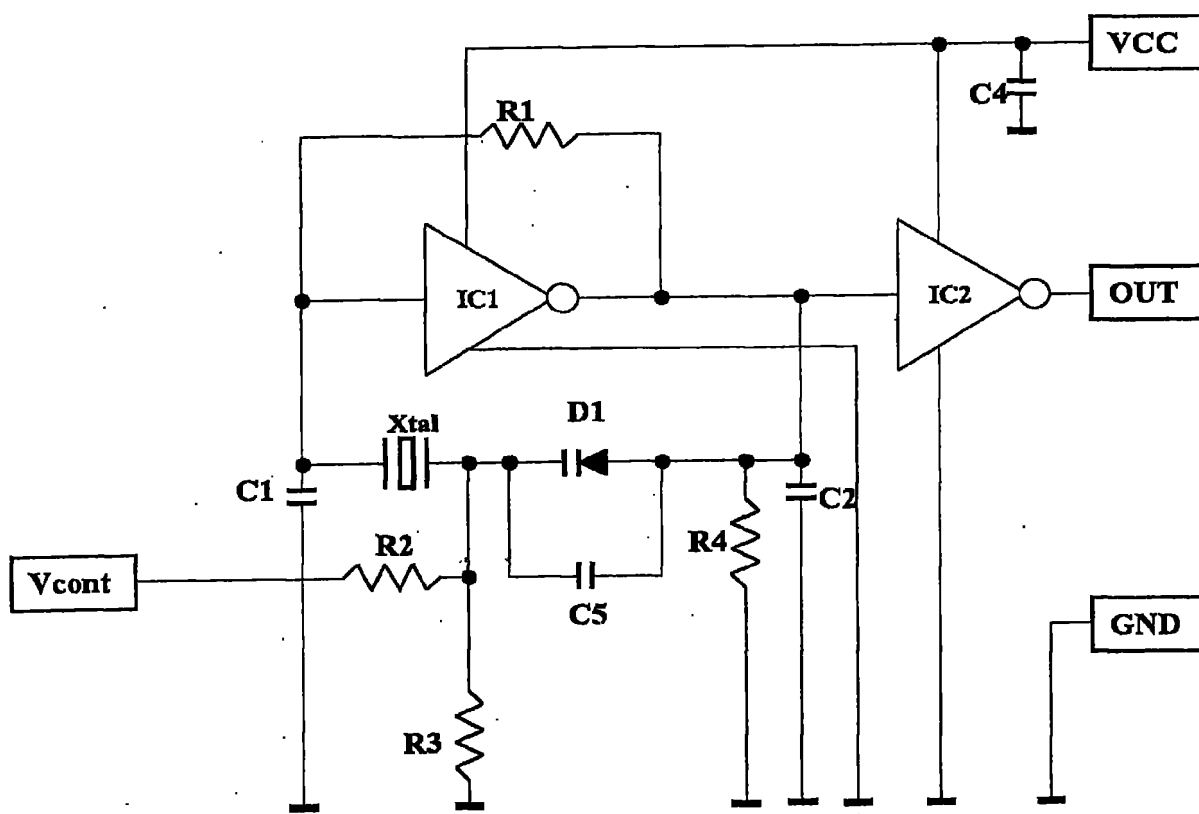


图 5

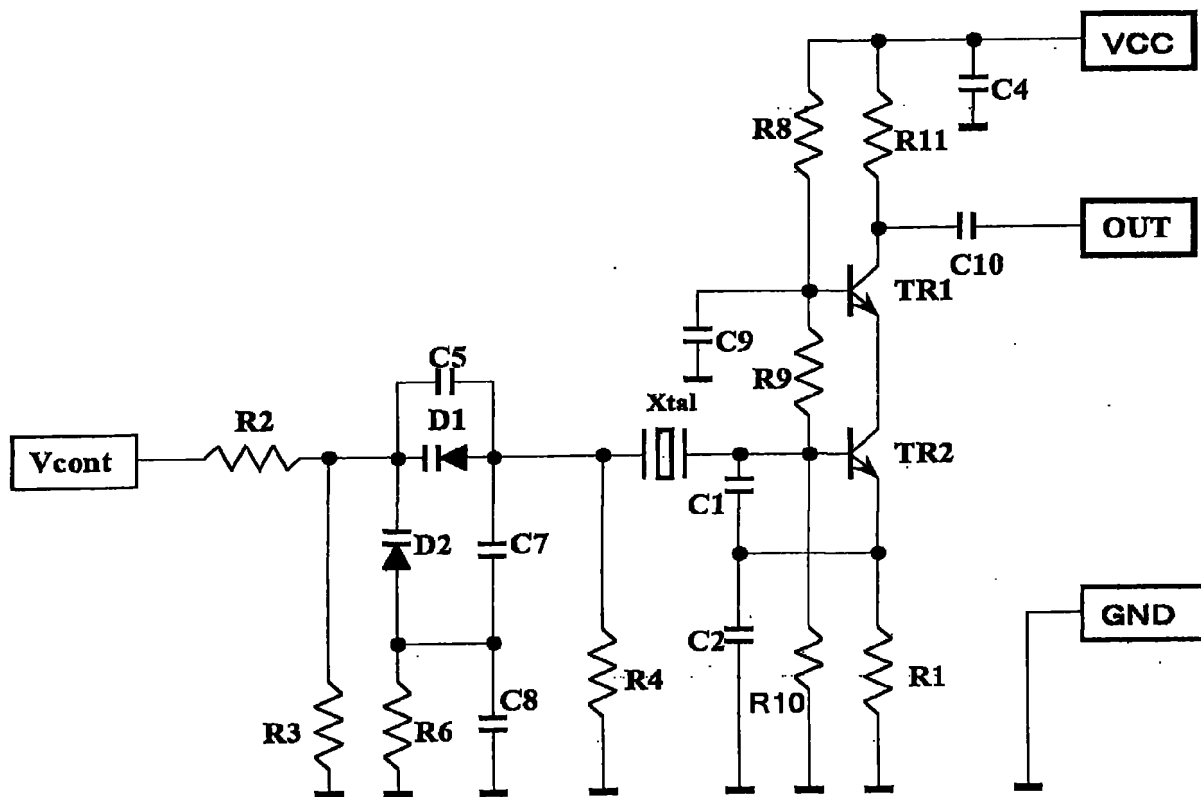
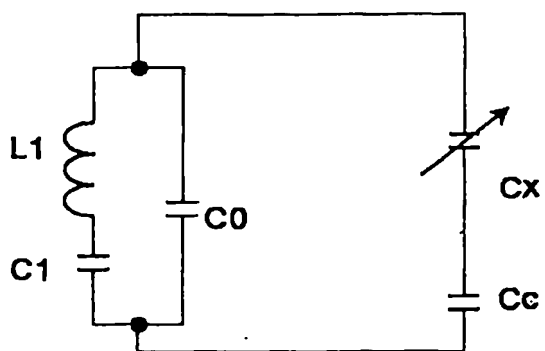


图 6



L1: Xtal 的等效电感

C1: Xtal 的等效电容

C0: Xtal 的等效并联电容

Cx: 振荡电路的可变电容

Cc: 振荡电路的电路电容

图 7

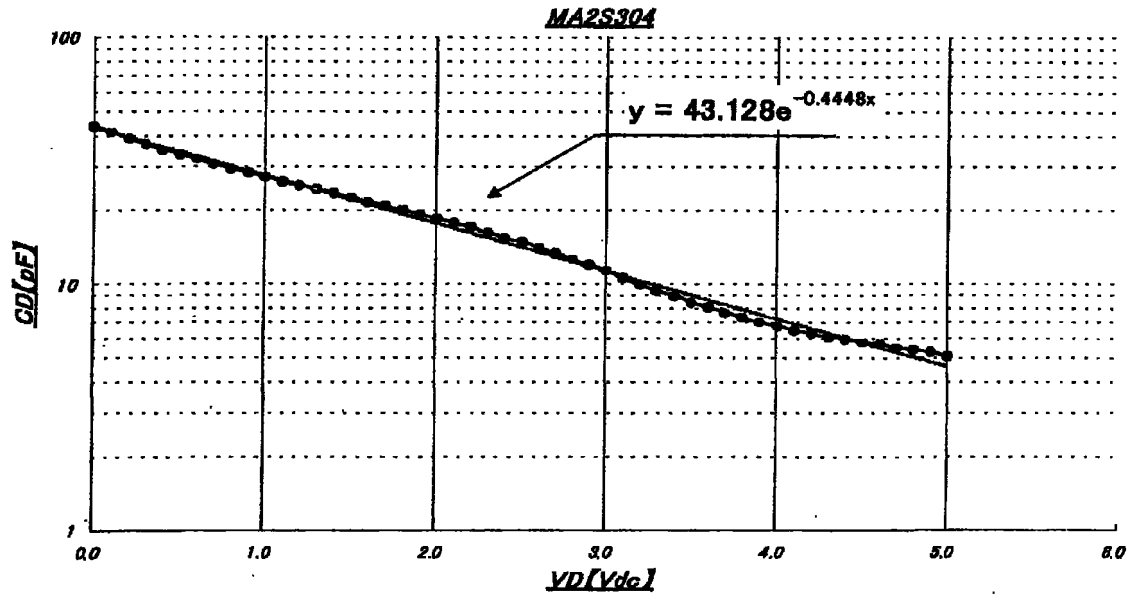


图 8

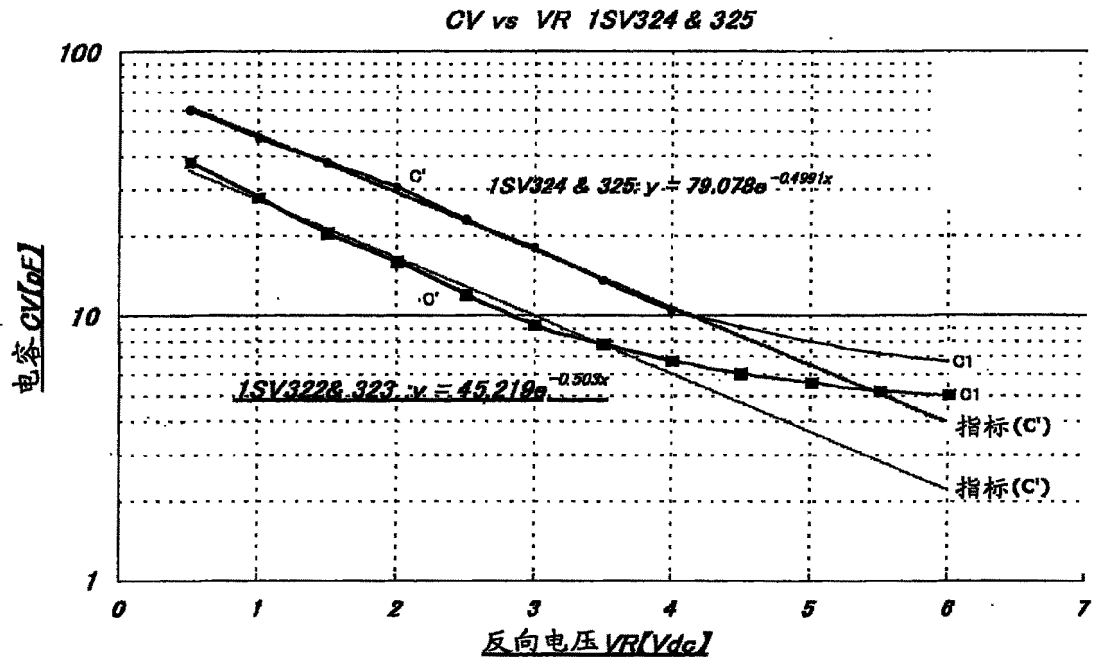


图 9

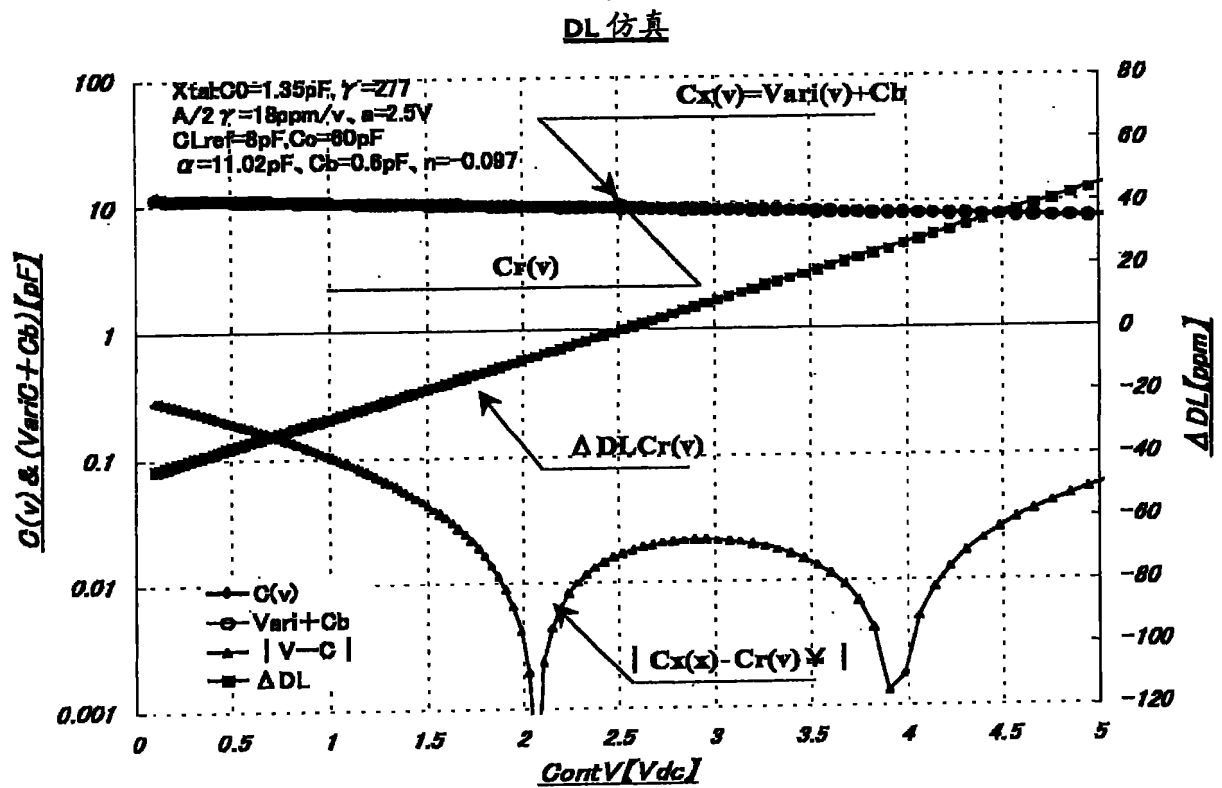


图 10

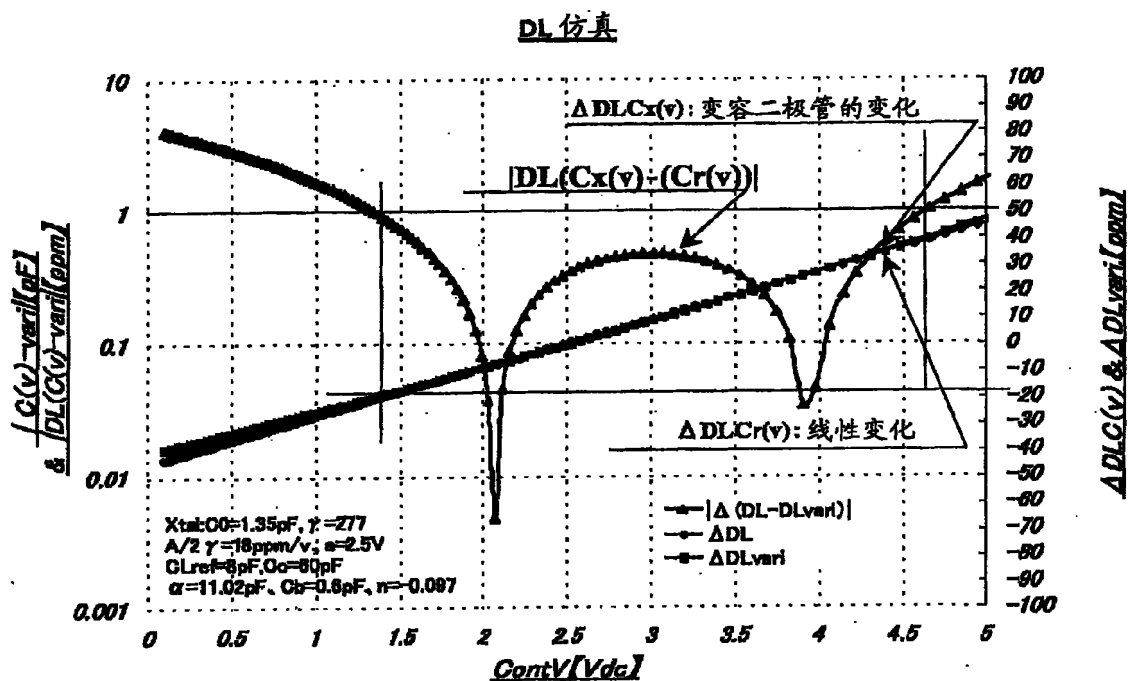


图 11

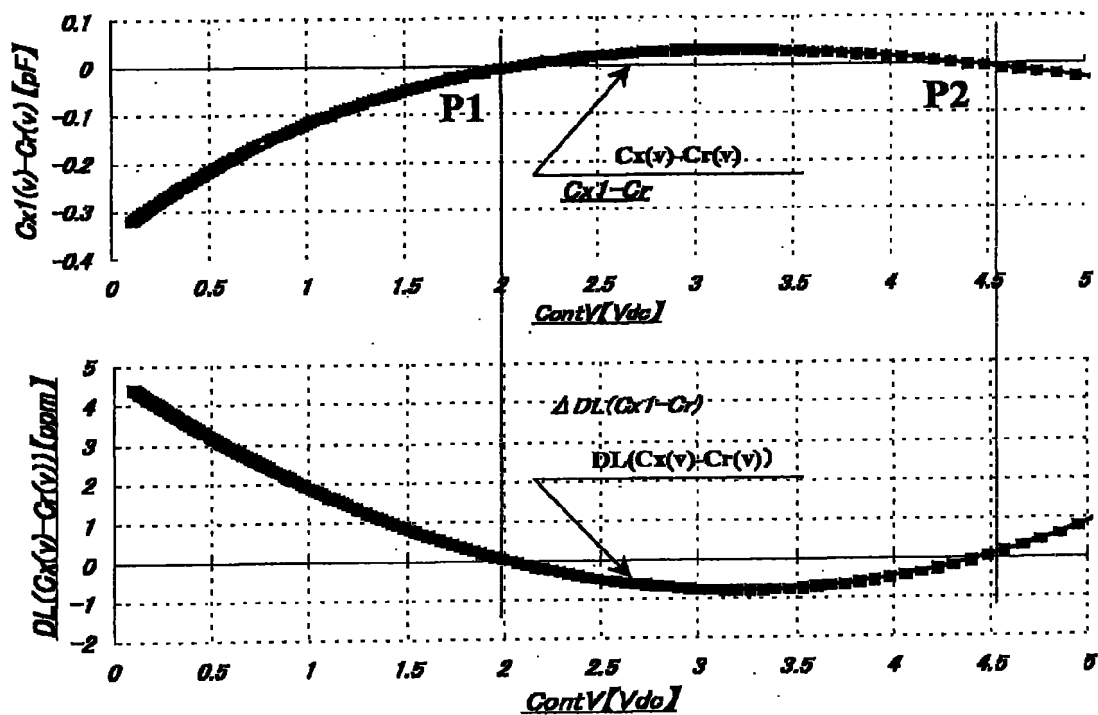


图 12

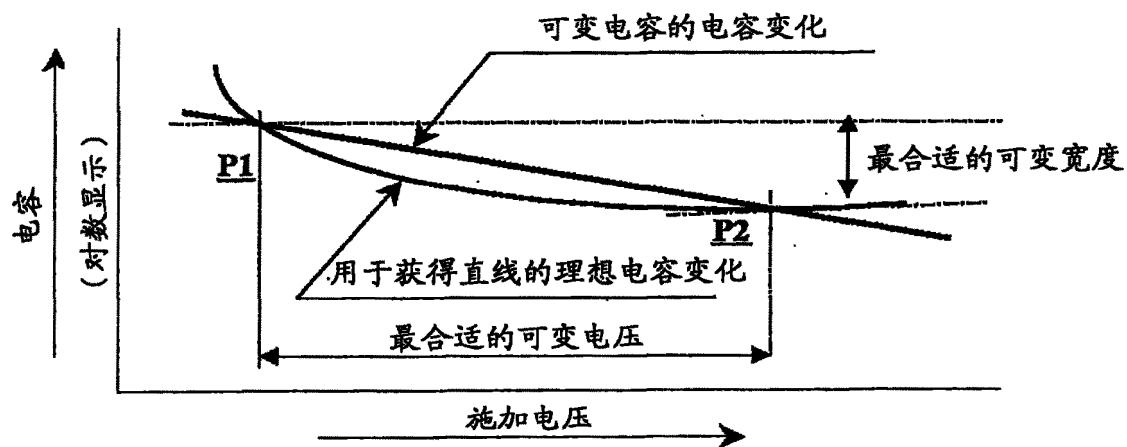


图 13

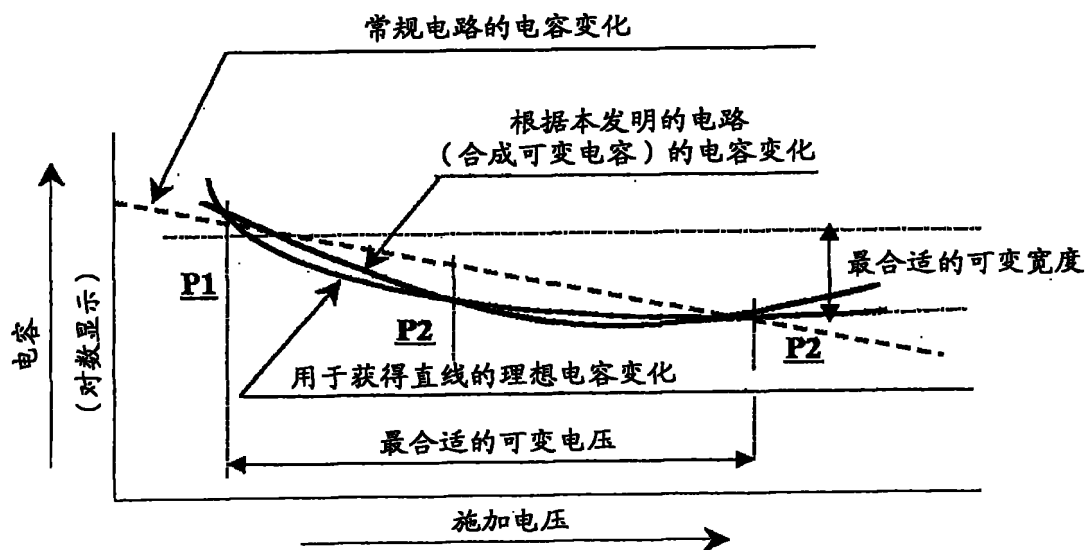


图 14

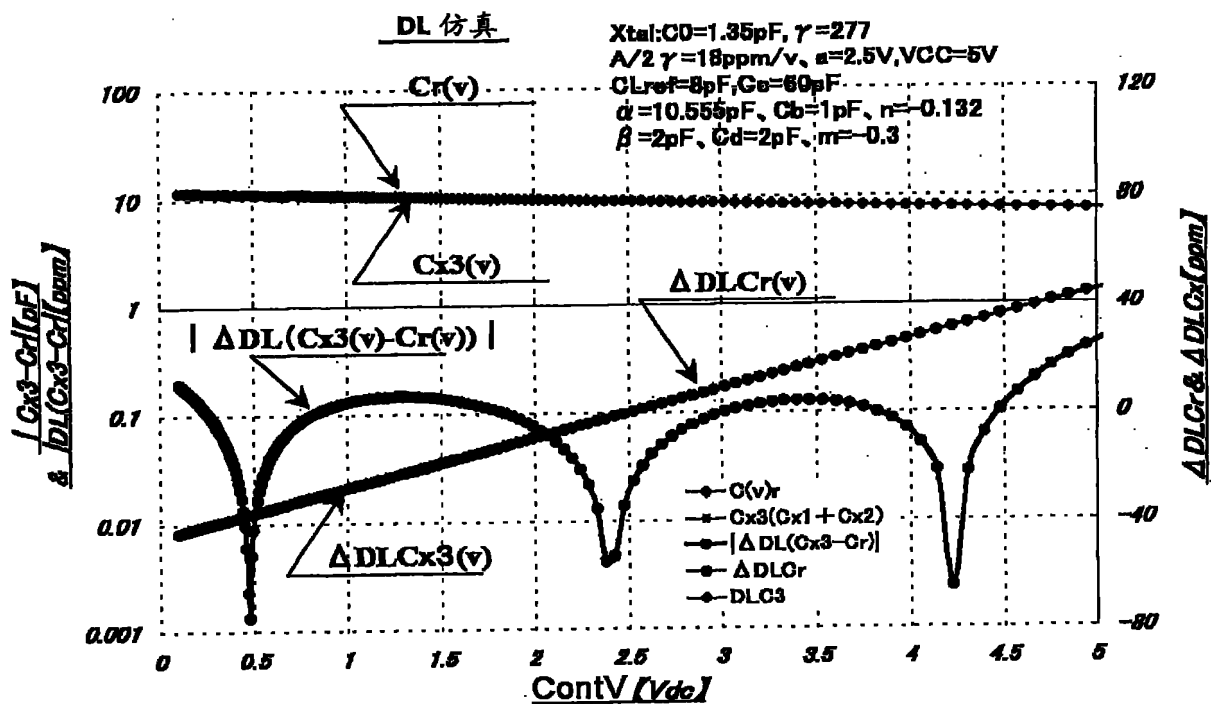


图 15

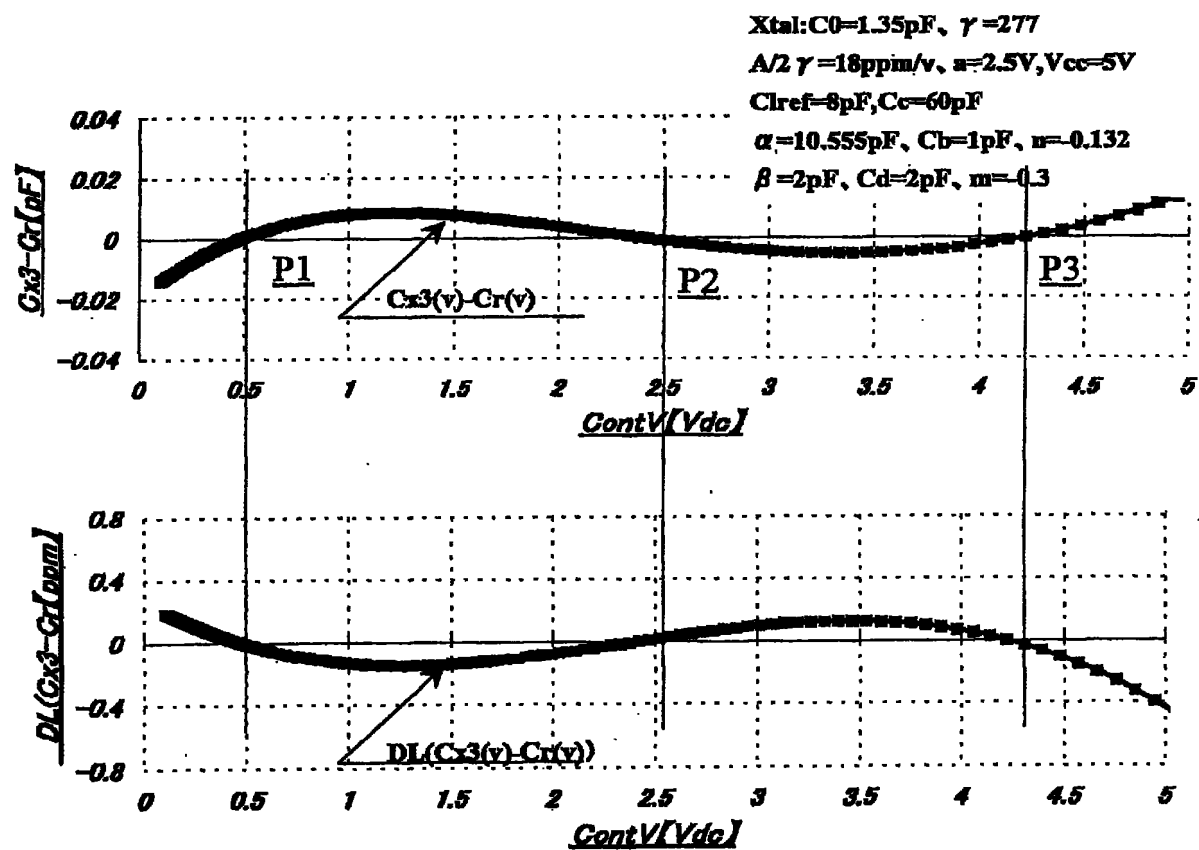


图 16