202341640

(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本 (11)公開編號：TW 202341640 A

(43)公開日： 中華民國 112 (2023) 年 10 月 16 日

(21)申請案號：112104773 (22)申請日： 中華民國 112 (2023) 年 02 月 10 日

(51)Int. Cl.： *H03B5/32 (2006.01)* *H03H9/15 (2006.01)*

(30)優先權：2022/02/24 日本 2022-027275

(71)申請人：日商新唐科技日本股份有限公司 (日本) NUVOTON TECHNOLOGY CORPORATION JAPAN (JP)
日本

(72)發明人：山平征二 YAMAHIRA, SEIJI (JP)

(74)代理人：劉法正；尹重君

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：14 項 圖式數：9 共 29 頁

(54)名稱

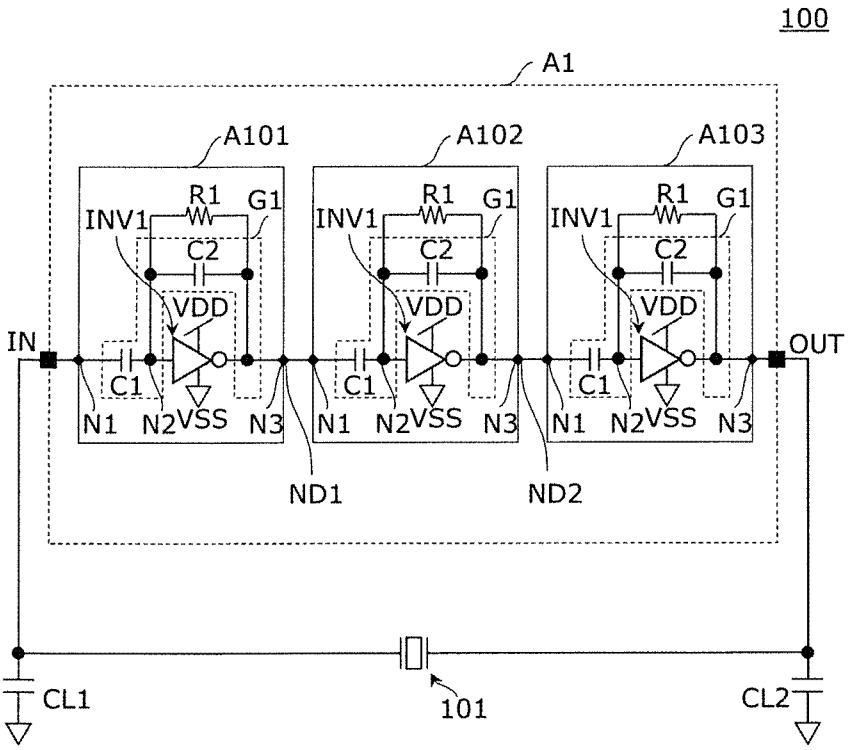
振盪電路

(57)摘要

一種振盪電路(100)，具備振動器(101)、及將振動器(101)的電壓放大之放大部(A1)，構成放大部(A1)之放大電路(A101)具備：放大器(反相器(INV1))，將輸入輸出電壓反相放大；第 1 元件(電容(C1))，連接於放大器的輸入節點(N2)；及第 2 元件(電容(C2))，為和第 1 元件相同種類的元件，且連接於放大器的輸入節點(N2)與輸出節點(N3)之間。

指定代表圖：

TW 202341640 A



【圖1】

符號簡單說明：

100:振盪電路

101:振動器

A1:放大部

A101,A102,A103:放大電路

C1,C2:電容

CL1,CL2:負載電容

G1:增益設定部

IN:輸入端子

INV1:反相器

N1,N2,N3,ND1,ND2:節點

OUT:輸出端子

R1:反饋電阻

VDD:電源電壓

VSS:接地

【發明摘要】

【中文發明名稱】

振盪電路

【中文】

一種振盪電路(100)，具備振動器(101)、及將振動器(101)的電壓放大之放大部(A1)，構成放大部(A1)之放大電路(A101)具備：放大器(反相器(INV1))，將輸入輸出電壓反相放大；第 1 元件(電容(C1))，連接於放大器的輸入節點(N2)；及第 2 元件(電容(C2))，為和第 1 元件相同種類的元件，且連接於放大器的輸入節點(N2)與輸出節點(N3)之間。

【指定代表圖】　圖1

【代表圖之符號簡單說明】

100:振盪電路
101:振動器
A1:放大部
A101,A102,A103:放大電路
C1,C2:電容
CL1,CL2:負載電容
G1:增益設定部
IN:輸入端子
INV1:反相器
N1,N2,N3,ND1,ND2:節點
OUT:輸出端子
R1:反饋電阻
VDD:電源電壓
VSS:接地

【特徵化學式】

(無)

【發明說明書】

【中文發明名稱】

振盪電路

【技術領域】

【0001】 本揭示是有關於一種振盪電路。

【先前技術】

【0002】 使用晶體等的振動器之振盪電路是藉由重複將啟動時以振動器所生成之微小電壓以反相器(inverter)等所構成的放大部來反相放大，並且將放大電壓反饋至振動器，而達到穩定振盪狀態。振盪電路不僅是在穩定振盪狀態，即使在自啟動時起到穩定振盪狀態為止的期間，振盪電路仍會被要求穩定的振盪動作，又，期望振盪電路在短時間內的啟動。從消耗電流的觀點來看，使用了振動器的振盪電路因為啟動時的消耗電流較多，所以更加期望在短時間內的啟動。為了縮短振盪電路的啟動時間，有適用由複數級的反相器所構成之放大部而使電壓放大率提升之手段。然而，對於除了在振盪電路上利用之主振動以外還具有複數個寄生振動之振動器而言，在放大部的過剩的電壓放大會引發寄生振動而成為引起異常振盪的因素。從而，具有較高的電壓放大率之放大部，一方面實現振盪電路的短時間啟動，另一方面可能成為寄生振動的引發原因。以往，已提出有以下構成：為了使用由複數級的反相器所構成之放大部，並滿足振盪電路的啟動時間縮短與避免寄生振動，而在反相器的輸入側設置由高通濾波器所構成的帶通濾波器，且在輸出側設置由低通濾波器所構成之帶通濾波器，而僅對振動器的主振動的頻帶進行電壓放大(專利文獻1)。

先前技術文獻

專利文獻

【0003】 專利文獻1：日本特許第5028543號公報

【發明內容】

發明欲解決之課題

【0004】 然而，專利文獻1所記載之構成，因為將放大部的帶通濾波器的頻帶僅限定於振動器的主振動，來抑制由寄生振動所造成的異常振盪，所以在使用主振動不同的振動器的情況下，難以適用相同的振盪電路，而在振盪電路的通用的利用上存在課題。

【0005】 本揭示是為了解決上述之課題而作成的發明，且是以下之構成：為了將相同的振盪電路適用於更多的振動器，進行基於在較寬廣的頻帶中的電壓放大率設定而做成之異常振盪對策與啟動時間縮短，而非利用了放大部中的帶通濾波器等之基於狹窄的頻帶限制而做成之異常振盪對策。藉此，目的在於提供一種對於主振動不同的振動器也可通用地利用之振盪電路。

用以解決課題之手段

【0006】 為了解決上述之課題，本揭示之振盪電路具備：振動器；及放大部，將振動器的電壓放大，前述振盪電路的構成放大部之放大電路具備：放大器；第1元件，連接於放大器的輸入節點；及第2元件，為和前述第1元件相同種類之元件，且連接於前述放大器的輸入節點與輸出節點之間。藉此，變得可設定由放大電路所構成之放大部的電壓放大率。

發明效果

【0007】 根據以上，變得可在較寬廣的頻帶中設定構成放大部之放大電路的電壓放大率，而可以避免放大部的過剩的電壓放大率。可以避免起因於振動器的寄生振動之異常振盪，並且可以縮短振盪電路的啟動時間。又，因為是在較寬廣的頻帶中設定電壓放大率，所以變得易於對主振動不同的振動器來利用相同的振盪電路，而變得可通用地使用振盪電路。又，雖然振動器的振盪電路是啟動時間的消耗電流最多，但是藉由縮短啟動時間，變得可抑制不必要的消

耗電流。藉由此特徵，變得也可減少從待機狀態轉換到回歸狀態之轉換次數變多之IOT(物聯網)機器或行動機器的消耗電流。

【0008】 又，在變形例中，變得也可藉由因應於控制訊號來將已設置於放大部之放大電路各自所具備之反相器的輸入側的電容與輸入輸出之間的電容設定為最佳值，而滿足振動器的激勵位準的規格。

【圖式簡單說明】

【0009】 圖1是顯示本揭示之第1實施形態中的振盪電路的構成的電路圖。

圖2是圖1所示之放大電路的等效電路圖。

圖3是包含圖1所示之放大電路以及負載電容的等效電路圖。

圖4是顯示圖1所示之反饋電阻的其他的構成的電路圖。

圖5是顯示圖1所示之放大部的變形例的電路圖。

圖6是顯示在圖5所示之放大電路的其他的構成的電路圖。

圖7是顯示圖1所示之放大部的其他的構成的電路圖。

圖8是顯示圖1所示之放大電路的變形例的電路圖。

圖9是圖8所示之放大電路的等效電路圖。

【實施方式】

用以實施發明之形態

【0010】 以下，針對本揭示之實施形態，參照圖式並詳細地進行說明。不過，在實施形態中，對於具有相同功能的構成是附加相同符號，且省略重複之說明。

【0011】 圖1是本揭示的第1實施形態，且是顯示振盪電路100之構成的電路圖。101是由晶體或陶瓷等所構成的振動器、CL1以及CL2是連接至振動器101的兩端之負載電容，A1是放大部，具有輸入端子IN與輸出端子OUT，將振動器101的生成電壓作為電壓VIN而輸入到輸入端子IN，並進行反相放大且藉由

輸出端子OUT作為電壓VOUT而反饋到振動器101。如圖1所示，振盪電路100具備振動器101、及將振動器101的電壓放大之放大部A1。

【0012】 放大部A1是由各自將輸入電壓反相放大並輸出之由多級形成之放大電路A101與A102以及A103所構成，且具有放大電路A101與放大電路A102之間的節點ND1、以及放大電路A102與放大電路A103之間的節點ND2。

【0013】 放大電路A101、A102、A103為相同構成，放大電路A101、A102、A103的各個具有作為輸入節點之節點N1、與作為內部節點之節點N2、以及作為輸出節點之節點N3。放大電路A101、A102、A103的各個具備反相器INV1、增益設定部G1與反饋電阻R1。

【0014】 反相器INV1連接於節點N2與節點N3之間，且是將輸入輸出電壓反相放大之放大器之一例。

【0015】 增益設定部G1是設定放大電路A101、A102、A103的電壓放大率的電路部，並具備電容C1與電容C2。電容C1是連接於反相器INV1的輸入節點即節點N2與節點N1之間的第1元件以及第1電容之一例。電容C2是連接於反相器INV1的輸入節點即節點N2與輸出節點即節點N3之間的第2元件以及第2電容之一例。像這樣，第2元件是和第1元件相同種類的元件。在此，元件的種類是指根據元件的性質、形態等而分類之集合，可為例如電容、電阻、電感器等。放大部A1的放大率是依據第1元件與第2元件的阻抗來設定。反饋電阻R1是用於設定反相器INV1的輸入電壓的直流偏置電壓(以下，記載為DC偏壓)之電阻。在此，反相器INV1是在電源電壓VDD與接地VSS之間驅動，且相互具有電導(conductance)gm1。

【0016】 圖2是放大電路A101的等效電路。再者，放大電路A102也成為和放大電路A101同樣的等效電路。VN1是輸入至節點N1之電壓，VN2是輸入至反相器INV1之電壓，VN3是輸出至節點N3之電壓，反相器INV1可以置換成電壓

控制型電流源IV1、輸入電容Cai、輸出電容Cao、輸出電阻Rao。在此，電壓控制型電流源IV1的電流值是以(gm1・VN2)來表示。此外，電容C2可以置換成經輸入換算之電容C2i與經輸出換算之電容C2o、反饋電阻R1可以置換成經輸入換算之電阻R1i與經輸出換算之電阻R1o。

【0017】 在此，若將反相器INV1的電壓放大率設為|Av|，且電壓放大率|Av|設為遠大於1時，已在反相器INV1的輸入輸出側換算之電容C2i、C2o以及電阻R1i、R1o可使用電容C2以及反饋電阻R1而表示成如下。在此，|Av|是表示向量的大小(以下，藉由『||』表示向量的大小，且『||』之『負符號』是表示輸入輸出呈邏輯上反相)。

【0018】 電容C2i=(1+|Av|)×C2=|Av|×C2 …(1)

電容C2o=(1+1/|Av|)×C2=C2 …(2)

電阻R1i=(1/(1+|Av|))×R1=R1/|Av|…(3)

電阻R1o=(1/(1+1/|Av|))×R1=R1…(4)

【0019】 圖3是在放大電路A103的等效電路追加了已連接於輸出端子OUT之負載電容CL2之等效電路。再者，放大電路A103是和放大電路A101以及A102為相同構成，且為相同的等效電路。

【0020】 使用圖2以及圖3的等效電路，來求解放大部A1的輸出端子OUT的電壓|VOUT|相對於輸入端子IN的電壓|VIN|之電壓放大率|Gx|。在此，若將放大電路A101、A102、A103的電壓放大率分別設為|Gx1|、|Gx2|、|Gx3|時，可將放大部A1的電壓放大率|Gx|用以下方式來表示。

【0021】 |Gx|=|VOUT|/|VIN|=|Gx1|×|Gx2|×|Gx3| …(5)

【0022】 首先，針對放大電路A101的電壓放大率|Gx1|來求解。放大電路A101的電壓放大率|Gx1|是用以下方式表示為使用各節點的電壓。

【0023】 |Gx1|=(|VN3/VN1|)=(|VN3/VN2|×|VN2/VN1|)…(6)

【0024】針對式(6)的(|VN2/VN1|)來求解。若相對於圖2的節點N2，將導納(admittance)Y1設為Y1=jωC1，將導納Y2設為Y2=(1+jω(C2i+Cai)×R1i)/R1i，來求解克希荷夫定律(Kirchhoff's law)之節點方程式時，即可藉由(VN1-VN2)×Y1=VN2×Y2，而成為(VN2/VN1)=Y1/(Y1+Y2)。若將此整理後，(VN2/VN1)即成為：

(VN2/VN1)=(jωC1×R1i)/(1+jωCi×R1i) …(7)。

其中，設為：Ci=(C1+C2i+Cai) …(8)。

【0025】據此，根據式(7)，|VN2/VN1|會成為以下。

【0026】$|VN2/VN1|=(\omega C1\times R1i)/\{1+(\omega Ci\times R1i)^2\}^{(1/2)}$ …(9)

【0027】針對式(6)的(|VN3/VN2|)來求解。若相對於圖2的節點N3，將導納Y3設為Y3=(1+jω(Cao+C2o)×Ro)/Ro，將電阻Ro設為Ro=(Rao×R1o)/(Rao+R1o)…(10)，來求解克希荷夫定律之節點方程式時，即可藉由(gm1×VN2)=-VN3×Y3，而成為(VN3/VN2)=-(gm1/Y3)。當將此整理後，即成為：

(VN3/VN2)=-(gm1×Ro)/(1+jωCo×Ro) …(11)。

在此，電容Co是設為：Co=(Cao+C2o) …(12)。

【0028】根據式(11)，|VN3/VN2|會為以下。

【0029】$|VN3/VN2|=-(gm1\times Ro)/\{1+(\omega Co\times Ro)^2\}^{(1/2)}$ …(13)

【0030】若將式(9)與式(13)代入式(6)，放大電路A101的電壓放大率|Gx1|會成為以下。

【0031】$|Gx1|=-(gm1\times Ro)\times\{(\omega C1\times R1i)/(1+(\omega Ci\times R1i)^2)^{(1/2)}\}\times\{1/(1+(\omega Co\times Ro)^2)^{(1/2)}\}$ …(14)

【0032】在此，顯示放大電路A101的電壓放大率|Gx1|的頻率特性。

【0033】式(14)的第2項$\{(\omega C1\times R1i)/(1+(\omega Ci\times R1i)^2)^{(1/2)}\}$是高通濾波器的轉移函數(transfer function)，截止頻率(cutoff frequency)fc1會成為：

$fc1=1/\{2\pi CixR1i\}$ …(15)。

另一方面，式(14)的第3項$\{1/(1+(\omega CoxRo)^2)^{(1/2)}\}$是低通濾波器的轉移函數，截止頻率fc2會成為以下。

【0034】 $fc2=1/\{2\pi CoxRo\}$ …(16)

【0035】 藉由式(15)與式(16)可知，放大電路A101構成有具有$fc1<<f1<<fc2$之帶通濾波器來作為頻帶f1。具體而言是成為以下的範圍。

【0036】 $1/\{2\pi CixR1i\}<<f1<<1/\{2\pi CoxRo\}$…(17)

【0037】 若將式(1)到式(4)與式(8)、式(10)、式(12)代入到式(17)，即成為：

$fc1=1/\{2\pi (C1+|Av|xC2+Cai)x(R1/|Av|)\}$ …(18)

$fc2=1/\{2\pi (Cao+C2)x((RaoxR1)/(Rao+R1))\}$ …(19)。

在此，由於可以假設為電容C1以及C2遠大於反相器INV1的輸入電容Cai，且電容C2遠大於反相器INV1的輸出電容Cao，進而反饋電阻R1遠大於反相器INV1的輸出電阻Rao，因此，式(18)以及式(19)會成為：

$fc1=1/\{2\pi (C1/|Av|+C2)xR1\}$ …(20)

$fc2=1/\{2\pi C2xRao\}$ …(21)。

據此，頻帶f1會成為：

$1/\{2\pi (C1/|Av|+C2)xR1\}<<f1<<1/\{2\pi C2xRao\}$ …(22)。

在此，當例如設為$C1=10xC2$、$|Av|=10$時，頻帶f1會成為：

$1/\{4\pi C2xR1\}<<f1<<1/\{2\pi C2xRao\}$ …(23)。

又，若設為電壓放大率|Av|由於放大電路A101的反相器INV1或其他的構成而為充分大之值時，頻帶f1會成為：$1/\{2\pi C2xR1\}<<f1<<1/\{2\pi C2xRao\}$。

【0038】 在式(22)或式(23)中，反饋電阻R1因為設定反相器INV1的DC偏壓，所期望的是高電阻。反饋電阻R1的電阻值可為例如1MΩ以上。另一方

面，電阻Rao是反相器INV1的輸出電阻，所期望的是低電阻。電阻Rao的電阻值可為例如100Ω以下。根據以上，放大電路A101雖然構成帶通濾波器，但變得可藉由調整電容C1、C2以及反饋電阻R1，而將放大電路A101的頻帶f1設定得較寬廣。在此，所謂的可以將頻帶設定得較寬廣意指：反相器INV1的頻帶為包含除了振動器的主振動的共振頻率之外還包含寄生振動的共振頻率之頻帶的程度或更寬廣的頻帶，在以下也顯示同樣的事項。例如，若主振動的共振頻率為10MHz、寄生振動的共振頻率為30MHz的話，由於在上式(23)中反饋電阻R1與輸出電阻Rao的電阻值差異為4位數以上，所以變得可進行寬廣的頻帶的設定。再者，雖然是使用反相器INV1來作為反相放大功能，但是亦可使用以下之差動放大電路：將反相器INV1的輸入節點以及輸出節點連接於反相輸入端子以及輸出，且將(VDD/2)或其他的基準電壓作為參照電壓而輸入非反相輸入端子，亦可使用其他的放大電路。

【0039】 其次，求出式(22)或式(23)的頻帶f1中的放大電路A101的電壓放大率|Gx1|。若將式(1)、式(3)、式(8)代入式(14)，放大電路A101的電壓放大率|Gx1|會成為：$|Gx1|=-(gm1\times Ro)\times\{(C1/|Av|)/(C2+(C1+Cai)/|Av|)\}$ …(24)。

在此，反相器INV1的電壓放大率|Av|為：$|Av|=gm1\times Ro$，若設為電容C1以及C2遠大於反相器INV1的輸入電容Cai時，式(24)會成為：

$|Gx1|=-(C1/(C1/|Av|+C2))$ …(25)。

在此，若設為例如$C1=10\times C2$、$|Av|=10$時，根據式(25)，電壓放大率|Gx1|會成為：$|Gx1|=-5$。又，若設為放大電路A101的放大器的電壓放大率|Av|為：$|Av|=100$，則根據式(25)成為$|Gx1|=-(C1/C2)$…(26)，而變得可藉由電容C1與電容C2之比值來設定。

【0040】 根據以上，針對放大電路A101，而求出為頻帶f1之式(22)以及式(23)、與為電壓放大率|Gx1|之式(25)以及式(26)。在此之後，利用式(22)、式

(23)、式(25)、式(26)來求出放大電路A102與A103的頻帶f2與f3、以及電壓放大度|Gx2|與|Gx3|，並求出放大部A1的頻帶fg以及電壓放大率|Gx|。

【0041】 首先，在放大電路A102中，由於放大電路A102的電路構成和放大電路A101為相同構成且連接於節點N3之外部的負載構成也是相同的，所以針對頻帶f2，f2=f1會成立，又，針對電壓放大率|Gx2|，|Gx2|=|Gx1|會成立。

【0042】 其次，在放大電路A103中，放大電路A103的電路構成雖然和放大電路A101為相同構成，但是相對於節點N3為和電容C2並聯而連接有負載電容CL2。從而，頻帶f3可根據式(22)而成為：

$1/\{2\pi(C1/|Av|+C2)\times R1\}<<f3<<1/\{2\pi(C2+CL2)\times Rao\}$ …(27)。

在此，當設為例如C1=10×C2、|Av|=10、進而使負載電容CL2遠比電容C2大時，頻帶f3會成為：$1/\{4\pi C2\times R1\}<<f3<<1/\{2\pi CL2\times Rao\}$…(28)。

在此，即使在放大電路A103的頻帶f3中，反饋電阻R1因為設定反相器INV1的DC偏壓，所期望的仍是高電阻。反饋電阻R1的電阻值可為例如1MΩ以上。另一方面，電阻Rao是反相器INV1的輸出電阻，所期望的是低電阻。電阻Rao的電阻值可為例如100Ω以下。又，若設想為負載電容CL2為電容C2的10倍以上且100倍以下，則頻帶f3可設定2位數以上的頻帶，而變得可利用主振動的共振頻率不同之晶體振動器。顯然可知的是，放大電路A103的頻帶f3相對於放大電路A101、A102的頻帶f1、f2，雖然下限的截止頻率是相同的，但上限的截止頻率會由於負載電容CL2而變低。藉此，放大電路A103的頻帶f3會成為放大部A1的上限的截止頻率。

【0043】 另一方面，由於放大電路A103的電壓放大率|Gx3|會由於和放大電路A101以及A102為相同構成，所以在式(27)以及(28)的頻帶f3中，會和放大電路A101以及A102的電壓放大率成為同等。從而，成為：

$|Gx3|=|Gx1|=|Gx2|$ …(29)。

藉此，可得知以下情形：在放大電路A101、A102、A103中，在使用了構成為相同的放大電路的情況下，無論連接於放大部A1的輸出端子OUT之負載電容或寄生電容等如何，全部的放大電路在式(27)或式(28)的頻帶中均會成為相同的電壓放大率。

【0044】 根據以上，藉由放大電路A101、A102、A103的全部的放大電路均為可進行電壓放大之頻帶即式(27)，放大部A1的頻帶fg會成為：

$1/\{2\pi(C1/|Av|+C2)\times R1\}<<fg<<1/\{2\pi CL2\times Rao\}$ …(30)。

例如，在C1=10×C2，|Av|=10時，會成為：

$1/\{4\pi C2\times R1\}<<fg<<1/\{2\pi CL2\times Rao\}$ …(31)，

在反相器INV1的電壓放大率|Av|為充分地大時，式(30)會成為：

$1/\{2\pi C2\times R1\}<<fg<<1/\{2\pi CL2\times Rao\}$ …(32)。

【0045】 又，放大部A1的電壓放大率|Gx|是將式(5)代入式(25)，而成為：

$|Gx|=|Gx1|^3=-\{C1/(C1/|Av|+C2)\}^3$ …(33)。

在C1=10×C2，|Av|=10時，成為|Gx|=-125。又，在反相器INV1的電壓放大率|Av|充分地大時，會成為：

$|Gx|=-\{C1/C2\}^3$ …(34)，

而可以藉由電容C1與電容C2來設定放大部A1的電壓放大率|Gx|。

【0046】 根據以上，在放大電路A101、A102、A103中，藉由具有增益設定部G1，而變得可任意地設定放大電路的電壓放大率，前述增益設定部G1在進行反相放大的反相器INV1中，在輸入側具備電容C1，在輸入節點與輸出節點之間連接有和電容C1相同種類的元件即電容C2。藉此，可以避免放大部A1形成為過剩的電壓放大率之情形，而可以縮短振盪電路的啟動時間，並且避免因為由過剩的電壓放大率所造成之振動器的寄生振動而引起之異常振盪。此外，因為可以藉由增益設定部G1與反饋電阻R1來將頻帶設定得較寬，所以變得

可將相同的振盪電路100適用於主振動不同的振動器101，而可以通用地利用振盪電路100。又，雖然振動器的振盪電路是啟動時間的消耗電流最多，但是藉由縮短啟動時間，而變得可抑制在振盪電路上的不必要的消耗電流。此外，變得可讓從待機狀態轉換到回歸狀態的轉換次數較多之IOT機器或行動機器等的消耗電流也減少。

【0047】再者，在由多級的放大電路所形成之放大部A1中，本構成的放大電路只要包含有一個以上即可，其他的放大電路亦可使用通常的反相器電路或緩衝電路、或是差動放大器等。又，放大部A1亦可組合本構成的放大電路與非反相放大電路而構成。

【0048】又，圖1所示之反饋電阻R1的連接只要可在放大部A1中進行頻帶的確保與反相器INV1的DC偏壓設定即可，亦可不受限於本構成。作為反饋電阻R1的其他的連接例，亦可如圖4所示，將各放大電路的反饋電阻R11、R12、R13設置於各放大電路的反相器INV1輸入節點與其他的放大電路的節點之間。

【0049】(變形例)

圖5是圖1的放大部A1的變形例，且將放大電路A101、A102、A103的電容C1與電容C2，在各自的放大電路A104、A105、A106中，將電容C1置換為電容C2、將電容C3置換為電容C4、將電容C5置換為電容C6，進而將反相器INV1的電源電壓VDD各自置換為VDD1、VDD2、VDD3。

【0050】藉由上述之變更，變得可對放大電路A104、A105、A106設定電壓放大率|Gx1|、|Gx2|、|Gx3|。在此，在以式(30)為依據之頻帶fg中的放大電路A106的反相器INV1的輸入電壓VN2，若將式(8)代入式(9)，即成為：

$$|VN2|=(|VN1|\times C5)/(C5/|Av|+C6) \quad \cdots(35)。$$

式(35)可以根據電容C5與電容C6、以及反相器INV1的電壓放大率|Av|，而設定反相器INV1的輸入電壓位準。據此，也可設定反相器INV1的輸出電流，且

也可以將輸出電流設定在振動器的激勵位準。此外，亦可作為決定放大電路A106的輸出電流的一個要因而設定反相器INV1的電源電壓VDD3。

【0051】 根據以上，藉由將放大部A1所具備之放大電路A104、A105、A106各自所具備之反相器INV1的輸入側的電容與輸入輸出之間的電容設定為最佳，變得也可滿足振動器的激勵位準的規格。

【0052】 再者，如圖6所示，亦可在各個放大電路A101至A106中，將在反相器INV1的輸入輸出之間所具備之電容並聯地配置，且藉由控制訊號SIG而以開關SW1以及SW2來切換電容C2a以及電容C2b。例如，使用控制訊號SIG並在振盪電路的啟動時與穩定振盪狀態下控制開關SW1與SW2，在啟動時將電容C2a設為有效，穩定振盪狀態則將電容C2b設為有效。藉此，變得可兼顧啟動時的最佳的放大部A1的電壓放大率的設定、與穩定振盪狀態時的振動器的激勵位準規格的滿足。可以在不使用阻尼電阻的情形下對應於振動器的規格。再者，雖然未圖示，但是亦可用開關來切換反相器INV1的輸入側的電容。如以上，亦可藉由因應於控制訊號而設定第1元件以及第2元件的其中一者或雙方之阻抗，來切換放大部A1的電壓放大率。

【0053】 又，如圖7所示，若著眼於滿足振動器的激勵位準規格，亦可將圖6的1級放大電路適用於圖1的放大部A1。藉由根據控制訊號SIG而以開關SW1以及SW2來切換電容C2a以及電容C2b，變得可在不使用阻尼電阻的情形下做到滿足振動器的激勵位準規格之設定。再者，雖然未圖示，但是亦可用開關來切換反相器INV1的輸入側的電容。

【0054】 (變形例)

圖8是圖1的放大電路A101、A102、A103的變形例，且形成為以下之構成：將放大電路A101、A102、A103中的構成增益設定部G1之電容C1以及電容C2分別置換為電阻Ra以及電阻Rb，並且刪除反饋電阻R1。電阻Ra為第1元件以及第1

電阻之一例，電阻Rb為第2元件以及第2電阻之一例。在此，電阻Ra以及電阻Rb會構成增益設定部G2，且和上述同樣，設定放大電路A101、A102、A103的電壓放大率|Gx1|、|Gx2|、|Gx3|。又，電阻Rb也會設定各放大電路的反相器INV1的輸入電壓的DC位準。

【0055】 圖9是圖8的放大電路A101、A102、A103的等效電路。與從圖1置換成圖8之置換同樣，從圖2的等效電路變更成圖9的等效電路之變更，是將電容C1置換為電阻Ra，將電阻R1i置換為電阻Rbi，將電阻R1o被置換為電阻Rbo，進而刪除電容C2i。

【0056】 在求出放大部A1的電壓放大率|Gx|時，只要根據上述求出放大電路A101的電壓放大率|Gx1|即可。放大電路A101的(VN2/VN1)與(VN3/VN2)可以依據式(7)與式(11)來求出。首先，求出(VN2/VN1)。若對式(7)，將$j\omega C1=(1/Ra)$、R1i=Rbi、R1o=Rbo、$j\omega C2i=0$、以及式(8)代入，即可以變形為：

$$(VN2/VN1)=(Rm/Ra)\times\{1/(1+j\omega Cai\times Rm)\} \cdots(36)。$$

藉此，|VN2/VN1|會成為：

$$|VN2/VN1|=(Rm/Ra)/(1+(\omega Cai\times Rm)^2)^{(1/2)} \cdots(37)。$$

在此，為：$Rm=(Ra\times Rbi)/(Ra+Rbi)$。在反相器INV1的電壓放大率|Av|遠大於1時，由於根據式(3)會成為Rbi=Rb/|Av|，因此會成為：

$$Rm=(1/|Av|)\times(Ra\times Rb)/(Ra+Rb/|Av|) \cdots(38)。$$

【0057】 其次，求出(VN3/VN2)。若對式(11)，將R1o=Rbo、$j\omega C2o=0$、式(10)以及式(12)代入，即成為：

$$(VN3/VN2)=-(gm1\times Rn)/(1+j\omega Cao\times Rn) \cdots(39)。$$

藉此，|VN3/VN2|會成為：

$$|VN3/VN2|=-(gm1\times Rn)/(1+(\omega Cao\times Rn)^2)^{(1/2)} \cdots(40)。$$

在此，$Rn=(Rao\times Rbo)/(Rao+Rbo)$，由於根據式(4)為Rbo=Rb，因此會成為：

$Rn=(Rao\times Rb)/(Rao+Rb)$ …(41)。

【0058】 式(37)以及式(40)分別表示低通濾波器的構成。據此，放大電路A101的頻帶f4會成為：

$f4<<1/(2\pi\times Cai\times Rm)$ …式(42)，或

$f4<<1/(2\pi\times Cao\times Rn)$ …式(43)。

又，頻帶f4中的放大電路A101的電壓放大率|Gx1|根據式(37)以及式(40)，而為：

$|Gx1|=-(gm1\times Rn)\times(Rm/Ra)$ …(44)

在此，若$|Av|=gm1\times Rn$，且將式(38)代入式(44)時，會成為：

$|Gx1|=-Rb/(Ra+Rb/|Av|)$ …(45)。

藉此，變得可藉由電阻Ra以及Rb來設定電壓放大率|Gx1|。

【0059】 根據以上，可求出放大部A1的電壓放大率|Gx|與頻帶fg。若將表示放大電路A101的電壓放大率|Gx1|之式(45)代入式(5)，放大部A1的電壓放大率|Gx|會成為：

$|Gx|=(|Gx1|^3)=-\{Rb/(Ra+Rb/|Av|)\}^3$ …(46)。

另一方面，若根據式(43)，且將電容Cao置換為和電容Cao並聯連接且遠大於電容Cao之放大部A1的輸出端子的負載容量CL2時，頻帶f4會成為：

$fg<<1/(2\pi\times CL2\times Rao)$ …(47)。

【0060】 據此，放大部A1的電壓放大率|Gx|變得可依據放大電路A101、A102、A103各自的增益設定部G2所具備之電阻Ra與Rb來設定。例如，若設為$Rb=10\times Ra$、$|Av|=10$時，即成為$|Gx|=-125$。又，在反相器INV1的電壓放大率|Av|充分地大的情況下，會成為：$|Gx|=-\{Rb/Ra\}^3$。因為電壓放大率|Gx|可以根據Rb與Ra的比率來設定，所以可以根據Rb來設定反相器INV1的DC偏壓。又，頻帶fg也是根據負載電容CL2與反相器INV1的輸出電阻Rao而設定，且可設定

較寬廣的頻帶。再者，雖然未圖示，但是亦可將反相器INV1的輸入側的電阻Ra或輸入輸出之間的電阻Rb的一者或雙方以串並聯方式來構成，並因應於控制訊號SIG切換開關而切換電阻值。

【0061】根據以上，在放大電路A101、A102、A103中，藉由具備增益設定部G2，而變得可任意地設定放大電路的電壓放大率，前述增益設定部G2具有電阻Ra與電阻Rb，前述電阻Ra連接於進行反相放大的反相器INV1的輸入節點，前述電阻Rb連接於反相器INV1的輸入節點與輸出節點之間。藉此，可避免放大部A1的過剩的電壓放大率，而變得可做到振盪電路100的啟動時間縮短，並且避免因為由過剩的電壓放大率所造成之振動器的寄生振動而引起之異常振盪。此外，可將頻帶設定得較寬廣，且可將相同的振盪電路100適用於主振動的共振頻率不同的振動器101，而變得可進行振盪電路100的通用的利用。又，雖然振動器101的振盪電路100是啟動時間的消耗電流最多，但是藉由縮短啟動時間，而變得可抑制在振盪電路100上的不必要的消耗電流。此外，變得可讓從待機狀態轉換到回歸狀態的轉換次數較多之IOT機器或行動機器等的消耗電流也減少。

【0062】亦即，藉由具有增益設定部，而變得可任意地設定放大部A1的電壓放大率，且變得可將相同的振盪電路100適用於主振動的共振頻率不同之振動器101，其中前述增益設定部在放大電路所具備之反向放大器的輸入節點、及輸入節點與輸出節點之間具備相同種類的元件。藉此，變得可進行振盪電路100的通用的利用。

【0063】只要具有可以藉由同一種類的元件來設定電壓放大率之功能即可，相同種類的元件亦可不受限於電容或電阻。

【0064】又，雖然為了得到較高的電壓放大率，至此為止是以由多級構成的反相器等所形成之放大器來描述，但若是以1級構成即可得到充分的電壓放

大率之構成，亦可為1級構成的放大器，亦可為藉由在該放大器的輸入以及輸入輸出之間設置相同的器件來設定電壓放大率之構成。又，本構成的放大電路只要至少包含1級以上即可，放大電路亦可為3級構成以上之構成。

【0065】 又，由於放大部只要可以進行反相放大即可，因此構成放大部之放大器亦可為組合具有反相放大功能之放大器與正邏輯之放大器。

產業上之可利用性

【0066】 本揭示之振盪電路是既防止從啟動至達到穩定振盪狀態為止之異常振盪且進行穩定之振盪動作，並且實現啟動時間的縮短之振盪電路，對要求從停止狀態或待機狀態到晶片啟動之回歸時間的縮短之行動電話或其他的行動機器等的IOT相關機器等是有用的。

【符號說明】

【0067】

100:振盪電路

101:振動器

A1:放大部

A101,A102,A103,A104,A105,A106,A107,A108,A109:放大電路

C1~C6,C2a,C2b,C2i,C2o:電容

Cai:輸入電容

Cao:輸出電容

CL1,CL2:負載電容

G1,G2:增益設定部

gm1:電導

IN:輸入端子

INV1:反相器

IV1,IV:電壓控制型電流源

N1,N2,N3,ND1,ND2:節點

OUT:輸出端子

R1,R11,R12,R13:反饋電阻

Rao:輸出電阻

Ra,Rb,Rbi,Rbo,R1i,R1o:電阻

SIG:控制訊號

SW1,SW2:開關

VDD,VDD1,VDD2,VDD3:電源電壓

VN1,VN2,VN3:電壓

VSS:接地

Y1,Y2,Y3:導納

【發明申請專利範圍】

【請求項1】 一種振盪電路，具備：

振動器；及

放大部，將前述振動器的電壓放大，

前述振盪電路的特徵在於：

構成前述放大部之放大電路具備：

放大器，將輸入輸出電壓反相放大；

第1元件，連接於前述放大器的輸入節點；及

第2元件，為和前述第1元件相同種類的元件，且連接於前述放大器的前述輸入節點與輸出節點之間。

【請求項2】 如請求項1之振盪電路，其依據前述第1元件與前述第2元件的阻抗來設定前述放大部的電壓放大率。

【請求項3】 如請求項1或2之振盪電路，其藉由因應於控制訊號而設定前述第1元件以及前述第2元件的其中一者或雙方之阻抗，來切換前述放大部的電壓放大率。

【請求項4】 如請求項1或2之振盪電路，其中前述放大器為反相器。

【請求項5】 如請求項1或2之振盪電路，其中前述放大器是差動放大電路。

【請求項6】 如請求項1或2之振盪電路，其中前述第1元件為第1電容，前述第2元件為第2電容。

【請求項7】 如請求項1或2之振盪電路，其中前述第1元件為第1電阻，前述第2元件為第2電阻。

【請求項8】 一種振盪電路，具備：

振動器；及

放大部，將前述振動器的電壓放大，

前述振盪電路的特徵在於：

在構成前述放大部之由多級所形成的放大電路當中，一個以上的放大電路的各個具備：

放大器，將輸入輸出電壓反相放大；

第1元件，連接於前述放大器的輸入節點；及

第2元件，為和前述第1元件相同種類的元件，且連接於前述放大器的前述輸入節點與輸出節點之間。

【請求項9】 如請求項8之振盪電路，其依據前述第1元件與前述第2元件的阻抗來設定前述放大部的電壓放大率。

【請求項10】如請求項8或9之振盪電路，其藉由因應於控制訊號而設定前述第1元件以及前述第2元件的其中一者或雙方之阻抗，來切換前述放大部的電壓放大率。

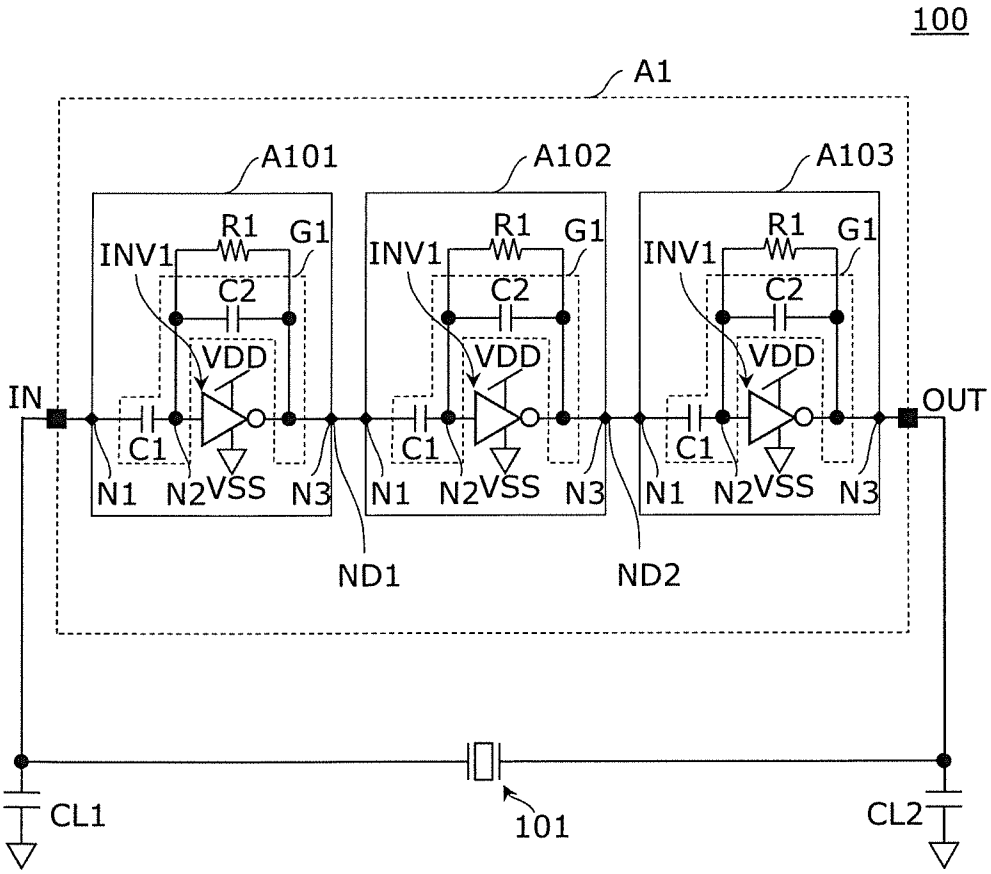
【請求項11】如請求項8或9之振盪電路，其中前述放大器為反相器。

【請求項12】如請求項8或9之振盪電路，其中前述放大器是差動放大電路。

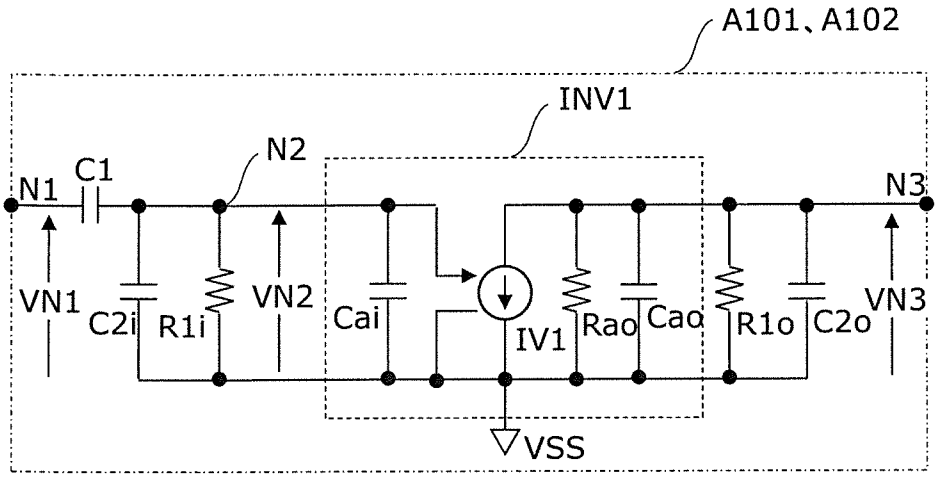
【請求項13】如請求項8或9之振盪電路，其中前述第1元件為第1電容，前述第2元件為第2電容。

【請求項14】如請求項8或9之振盪電路，其中前述第1元件為第1電阻，前述第2元件為第2電阻。

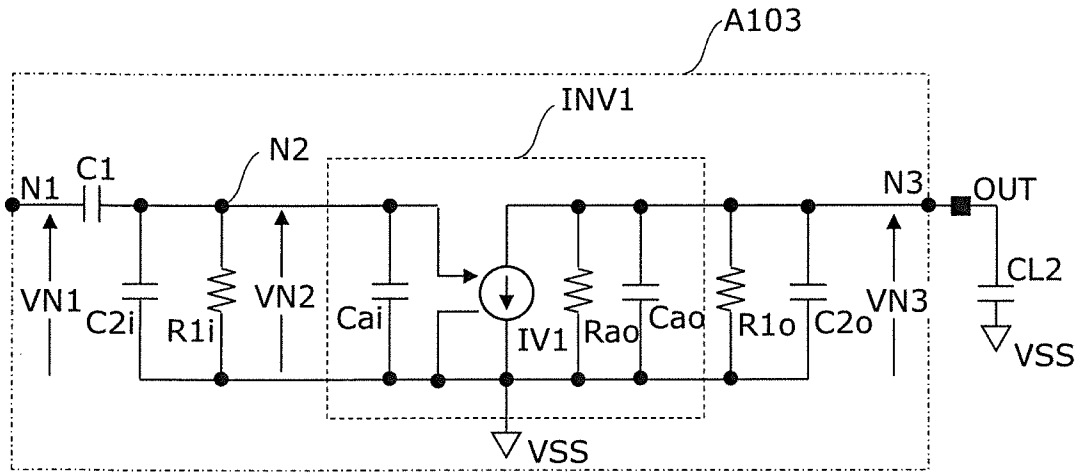
【發明圖式】


100
A1
A101
A102
A103
R1
G1
INV1
C2
VDD
IN
OUT
C1
N1
N2
VSS
N3
ND1
ND2
CL1
101
CL2

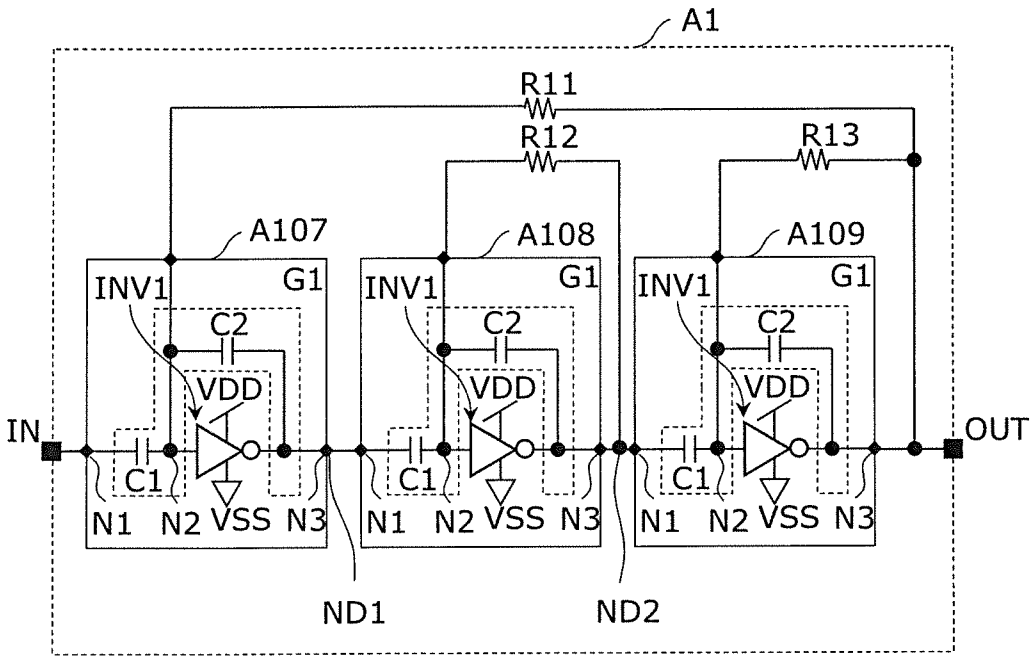
【圖1】


A101、A102
INV1
N2
C1
N1
N3
VN1
C2i
R1i
VN2
Cai
IV1
Rao
Cao
R1o
C2o
VN3
VSS

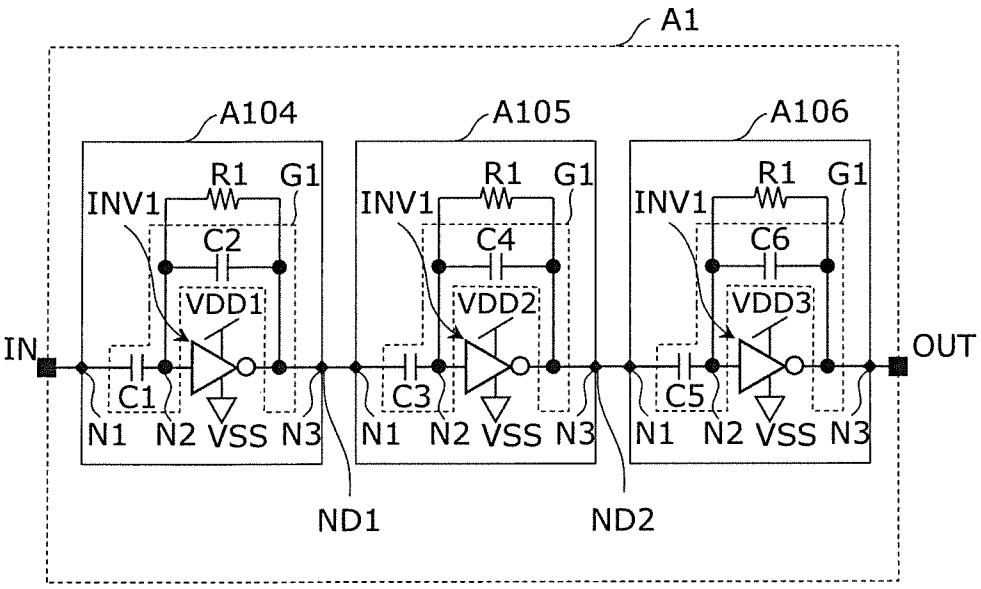
【圖2】


A103
INV1
N1
C1
N2
N3
OUT
VN1
C2i
R1i
VN2
Cai
IV1
Rao
Cao
R1o
C2o
VN3
CL2
VSS
VSS

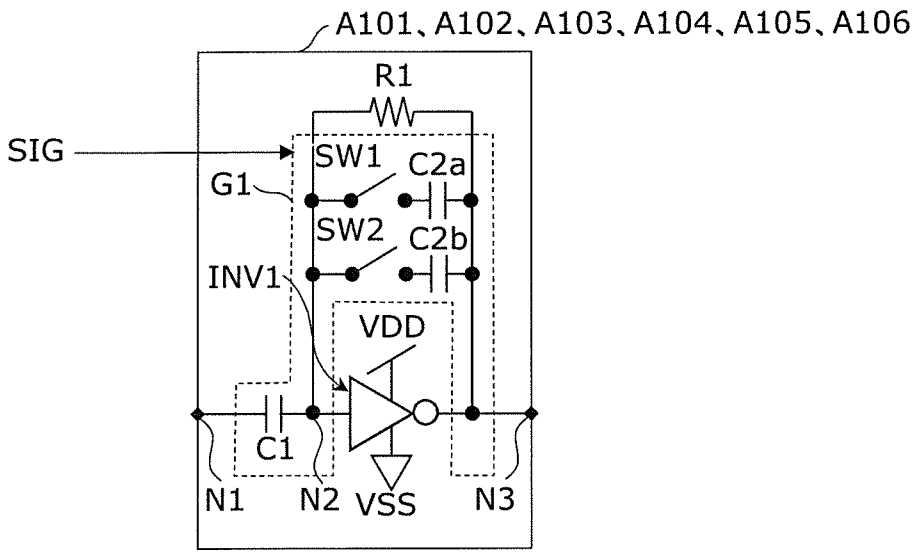
【圖3】


A1
R11
R12
R13
A107
A108
A109
INV1
G1
C2
VDD
IN
OUT
C1
N1
N2
VSS
N3
ND1
ND2

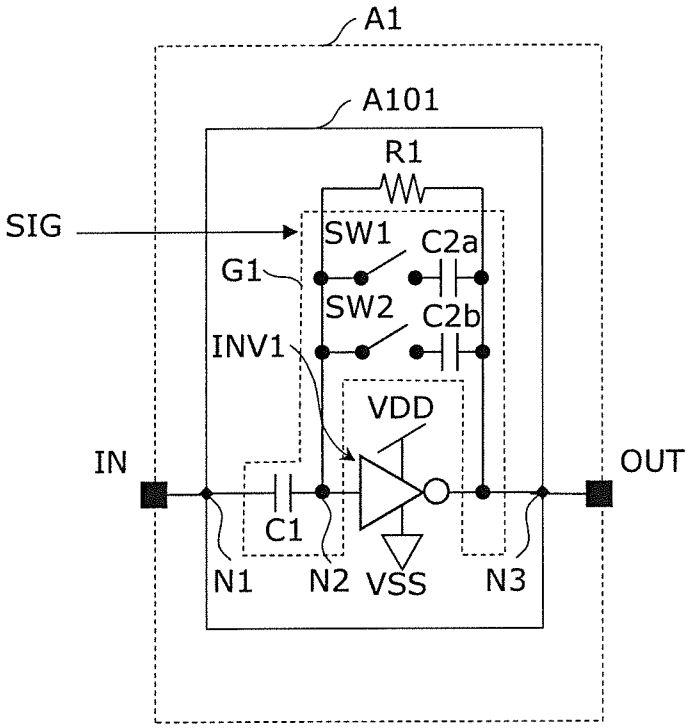
【圖4】


A1
A104
A105
A106
R1
G1
INV1
C2
C4
C6
VDD1
VDD2
VDD3
IN
OUT
C1
C3
C5
N1
N2
VSS
N3
ND1
ND2

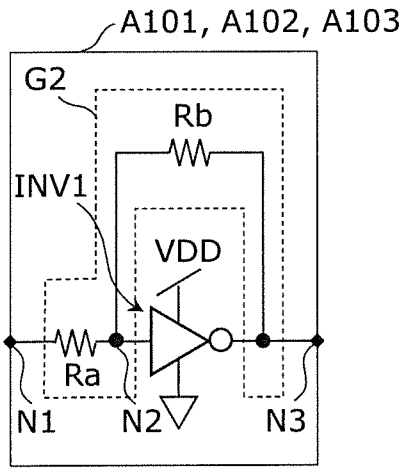
【圖5】


A101、A102、A103、A104、A105、A106
R1
SIG
SW1
C2a
G1
SW2
C2b
INV1
VDD
C1
N1
N2
VSS
N3

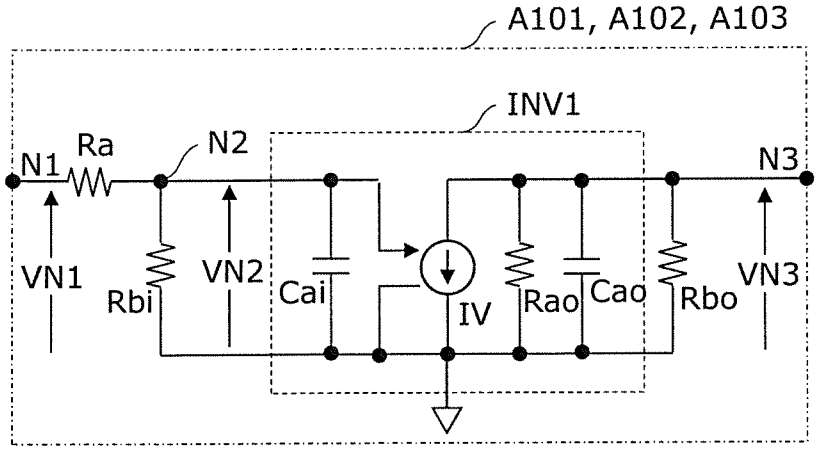
【圖6】



【圖7】


A101, A102, A103
G2
Rb
INV1
VDD
Ra
N1
N2
N3

【圖8】


A101, A102, A103
INV1
N1
Ra
N2
N3
VN1
Rbi
VN2
Cai
IV
Rao
Cao
Rbo
VN3

【圖9】