

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94113713.9

[45]授权公告日 2000年6月28日

[11]授权公告号 CN 1054010C

[22]申请日 1994.9.5 [24]颁证日 2000.3.24

[21]申请号 94113713.9

[30]优先权

[32]1993.9.6 [33]BE [31]09300914

[73]专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72]发明人 H·G·范温伦达尔

[56]参考文献

US5,081,430 1992. 1.14

US5,187,450 1993. 4.15

审查员 吴兴华

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

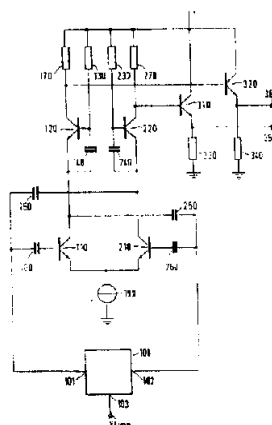
代理人 马铁良 王岳

权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图页数 9 页

[54]发明名称 放大级和使用放大级的振荡器

[57]摘要

一种振荡器,它能抑制所不希望的振荡,并仅需要较小的电源电压,所述振荡器包括一个放大器 110(210),一个通过负载信号通道流入所述负载晶体管(120,220)发射极的输出电流。借助于从该信号通道到所述负载晶体管基极的无源电容自举传输,所述放大级获得一个通频带特性。因此,所述振荡器可以在放大级的该通频带内获得最佳振荡。即使在所述负载信号通道中没有负载电阻的情况下,所述放大级在通频带内也能获得较大的增益。这样一个负载电阻将导致压降,从而使所需电源电压增加。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

---

1. 一种放大级, 包括一个放大晶体管(110, 210)和一个负载晶体管(120, 220), 一个从所述放大晶体管的集电极到所述负载晶体管的发射极的负载信号通道, 一个从所述负载信号通道到所述负载晶体管基极的自举信号传输, 所述负载晶体管的基极还通过一个偏置电阻(130, 230)耦合到一个基准电压导线上, 其特征在于, 所述的自举信号传输主要由从所述负载晶体管的基极到负载信号通道的无源电容耦合所确定的。

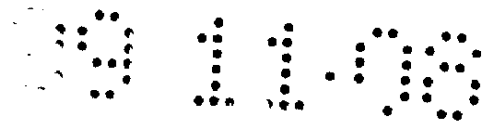
2. 一种振荡器, 包括一个放大晶体管(110, 210)和一个负载晶体管(120, 220), 一个从所述放大晶体管的集电极到所述负载晶体管的发射极的负载信号通道, 一个从所述负载信号通道到所述负载晶体管基极的自举信号传输, 所述负载晶体管的基极还通过一个偏置电阻(130, 230)耦合到一个基准电压导线上, 所述的自举信号传输主要由从所述负载晶体管的基极到负载信号通道的无源电容耦合所确定的, 所述振荡器进一步包括一个谐振器, 而所述谐振器被耦合到所述放大级的负载信号通道上。

3. 根据权利要求2所述的振荡器, 其特征在于所述的自举电容(140, 240)被安置在所述负载晶体管的基极端和发射极端之间。

4. 根据权利要求3所述振荡器, 其特征在于至少有一个自举电容可以借助一个频率控制信号进行调节。

5. 根据权利要求1, 3或4所述的振荡器, 其特征在于所述放大级直流偏置的装置(190)可用一个频率控制信号加以调节。

6. 根据权利要求2或3或4所述的振荡器, 其特征在于所述的直流偏置装置(400)被耦合到所述负载信号通道上, 用以消除所述放大晶体管的直流集电极电流, 从而使负载晶体管被偏置于比所述放大晶



晶体管低电流状态。

7.根据前述权利要求 2 或 3 或 4 的振荡器,其特征在于所述负载晶体管的集电极通过一个读数电阻(170,270)耦合到一个基准电压导线上,同时还耦合到所述振荡器的一个输出端(350,360)上。

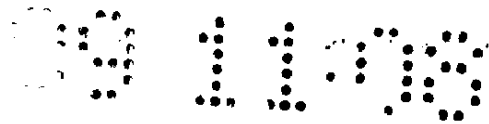
8.根据前述权利要求 2 或 3 或 4 的振荡器,其特征在于它包括有以平衡结构配置的两个放大级,所述放大晶体管的发射极相互联接,从而使所述的放大晶体管(110,210)构成一个差动对。

## 放大级和使用放大级的振荡器

本发明涉及到一种振荡器,它包括一个耦合到放大级的谐振器,所述放大器级由一个放大晶体管和一个负载晶体管组成,该振荡器还包括一个从所述放大晶体管的集电极到所述负载晶体管的发射极所构成的负载信号通道,所述的谐振器被耦合到这个信号负载信号通道上,自举信号从所述负载信号通道传送到所述负载晶体管的基极,所述负载晶体管的基极通过一个偏压电阻被耦合到基准电压导线上,并且被耦合到一个振荡器上,该振荡器包括一个被耦合到这样一个放大器级的负载信号路径上的谐振器。

从日本专利公开2-21708中可以了解到这种类型的振荡器。图1示出了一种公知的振荡器。在公开段落中所描述的这种类型的放大级包括一个用作放大晶体管的Q2和用作负载放大器的Q5。负载晶体管Q5的基极通过偏压电阻R7耦合到正电源电压上,从Q2的集电极到Q5的发射极所形成的负载信号通道包括一个负载电阻R2。谐振器15被耦合到所述负载信号通道上。从所述负载信号通道传送给Q5基极的自举信号(点17)是由Q2的集电极(点11)供给的,并通过共同构成一个差动级的晶体管Q4、发射极电阻R6和R5以及晶体管Q3继续传送。这个差动级和晶体管Q5和负载电阻R2一起共同构成了一个局部正反馈回路。耦合到电容器C2和C3的谐振器15、驱动晶体管Q1和放大级共同构成了振荡回路的一部份。

公知的振荡器可以在由谐振器所规定的频率处开始产生振荡。

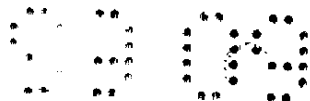


为此目的,所述放大级被用于对在所述谐振器15以及耦合电容C2和C3内所产生的信号损失补偿,从而使振荡回路中的回路增益大于1。

例如,由于所述的谐振器元件包括有诸如是由电容器连接端所引起的自感等不希望的电抗,或者是由于在两个不同导体之间所存在的电感和电容,实际的谐振器经常具有不同的谐振频率。一个例子就是一个导体上的焊点就能相对于邻近导体构成约0.5PF的电容。

公知振荡器的谐振器例如可以是用于UHF电视调谐器的具有变容二极管的LC电路,图2示出了在由这种谐振器15和耦合电容C2和C3所构成的公知振荡器中,所述正反馈网络的衰减T(R)。谐振器15具有三个谐振频率( $f_1$ ,  $f_2$ 和 $f_3$ ),在这些频率处,所述的谐振器具有最大的阻抗,而其衰减T(R)连续减少。所希望的谐振频率是 $f_2$ ,而 $f_1$ 和 $f_3$ 是寄生谐振频率。图2(b)示出了具有驱动晶体管Q1的所述放大级的增益T(A)。图2(c)示出了所述振荡回路T(L)的合成回路增益。

除了 $f_2$ 以外,由于所述振荡器回路的回路增益在所述频率 $f_1$ 和 $f_3$ 处都大于1,所以,所述公知振荡器也可以在这些频率处起振。然而,所述公知振荡器可能产生的不希望张弛振荡。如果将所述的谐振器15从图1所示振荡器中取消,那么,它可以作为一种张弛振荡器。在这种情况下,所述的耦合电容C2和C3将由用作电流开关的放大级充、放电。若如图1所示,使谐振器15和振荡器电路相互结合起来使用,那么可能产生张弛振荡。当在张弛振荡频率处所述振荡回路中的回路增益近似等于或大于在所希望谐振频率处的回路增益时,这种危险明显存在。



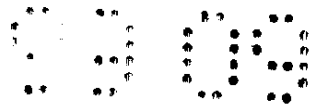
在公知的振荡器中,在放大晶体管Q2的集电极和电源电压之间的电压差比较大。并且有比较大的直流电流流过所述负载信号通道中的负载电阻R2和偏压电阻R7,偏压电阻R7耦合到晶体管Q5的基极再耦合到电源电压上。为了避免使晶体管Q2饱和,公知的振荡器具有较高的电源电压。

在可以得到的电压和最低所需振荡器电源电压之间的差别是如此之小,以致使所述振荡器电源电压不可能从稳压器中获得。通常这是所希望的。首先,可以借此使由于可获得电源电压变化所引起的振荡频率的不希望的失调被减少,其次,所述的稳压器在扼制了在可获得电源电压中的交流电压被传输给由所述稳压器提供的振荡器电源电压。所述的这种交流电压可能以一种所不希望的方式对所述振荡器进行调制,因而使得输出信号包含有不希望频谱成份。

本发明的一个目的就是要提供一种在开始段落所述那种类型的放大器级和振荡器,这种振荡器在不希望的频率处不会产生振荡,并且比公知振荡器所使用更小的电源电压就已足够了。

为此目的,根据本发明的放大器级的特征在于所述的自举信号传输主要是通过将所述负载晶体管的基极无源电容耦合到所述负载信号通道来确定的。这种无源电容耦合包括至少是所述负载晶体管的射极-基极电容。

本发明是以如下认识为基础的,即所述放大级具有特别是由所述无源电容耦合所确定的通频带特性。通过将所述放大级的通频带调节到接近于所希望的振荡频率,从而可以抑制所不希望的振荡。因此,可以认为,依据本发明的振荡器,其振荡回路在寄生谐振频率处的回路增益要小于公知的振荡器。通过减少所需振荡频率频带以外的回路增益,也可以减少不希望的张弛振荡。所述的张弛振荡频率通常是小于由所述谐振器所确定的所需振荡频率的-序列数值。



根据本发明的一种放大级，包括一个放大晶体管和一个负载晶体管，一个从所述放大晶体管的集电极到所述负载晶体管的发射极的负载信号通道，一个从所述负载信号通道到所述负载晶体管基极的自举信号传输，所述负载晶体管的基极还通过一个偏置电阻耦合到一个基准电压导线上，其特征在于，所述的自举信号传输主要由从所述负载晶体管的基极到负载信号通道的无源电容耦合所确定的。

图3a、3b和3c示出了这点。图3a示出了具有如图2a所示之耦合电容器的实际谐振器的信号传输 $T(R)$ 。图3b示出了依据本发明之振荡器中振荡回路其它元件的信号传输 $T(A')$ ，图3c示出了依据本发明之振荡器振荡回路的回路增益 $T(L')$ 。根据图3c，只能在频率 $f_2$ 处产生振荡，而在频率 $f_1$ 和 $f_3$ 处，回路传输的回路增益保持小于1。

本发明特别利用了如下一种因素，即利用所述自举信号传输的幅值和相位将在开头章节所描述那种类型放大级的增益确定到一个相当大的范围。所述放大晶体管将该放大级的输入电压转换成集电极输出电流，其转换因数被表示为放大器互导纳。所述放大级的增益近似等于这个放大器互导纳和在放大晶体管集电极处负载阻抗的积。当所述自举信号传输的幅值近似等于1，而其相位值近似为零时，所述的负载阻抗将要增加，因此，所述增益也要增加等等。

在公知的振荡器中，所述的自举信号传输基本上是一个单独的频率，因而放大级的增益也是一个单独的频率等等。但在本发明的振荡器中，所述的自举信号传输是一个涉及到相当大范围的频率，因而，所述放大器可以获得一通频带特性。

利用在开头章节所叙述的偏压电阻和无源电容耦合构成一个工作于相对低频的无源高通滤波器可以产生通频带特性的高通斜

率,图4a示出了这一点。在该图中,晶体管120是在开头章节所描述放大级的负载晶体管,电阻130就是在开头章节的描述的偏压电阻,而以" $C_{BE}$ "所示出的电容器保证来负载信号通道180的电容自举信号传输。当频率增加时,在无源电容耦合两端的自举信号传输的衰减将会减少,从而使得所述放大级的增益增加。

所述放大级的通频带被设置在一个自举频率频带之内,在该频带处,所述负载晶体管的集电极-基极电容的阻抗近似等于前述偏压电阻的阻抗,在所述的自举频带中,在所述无源电容耦合两端的衰减基本上是一个单独的频率并且相对很小。这是由于所述的自举信号传输主要是由共同构成如图4b所示之电容分压器的前述集电极-基极电容和所述无源电容信号耦合所确定的,在所示图4b中,所述集电极-基极电容是以" $C_{BC}$ "表示的。

所述的低通斜率主要是由所述放大级晶体管的有限截止频率所确定的。如果所述负载晶体管的发射极-基极电容主要是由所述无源电容耦合所形成,那么,所述的低通斜率总是完全由所述有限截止频率确定。

本发明还依据如下认识,与包含有有源自举信号传输的公知振荡器相比较,用于大批生产的具有无源电容自举信号传输的振荡器只需要较小的电源电压以向振荡器所需之放大级增益供电。当所述自举信号传输的幅值近似等于1时,放大级的增益增加。但是,如果所述自举信号传输的幅值大于1,所述振荡器就可能达到所不希望的状态。

所述自举信号传输产生了一个局部正反馈回路,该回路包括所述的负载晶体管。这个正反馈回路的增益近似等于所述自举信号

传输的幅值,在该回路中,所述负载晶体管可以被认为是一个射级跟随器。例如在该回路中,增益大于1,驱动晶体管Q1或放大晶体管Q2在公知振荡器中可以被截止。来自电流源I1的偏置电流分别通过Q2和Q1。如所进行的那样,由于振荡回路被中断,在由所述谐振器所确定频率处的振荡不再是可能的了。

在公知的振荡器中,存在着一种危险,那就是由于所述成份特征的扩展,将使得在局部正反馈回路中回路增益变得大于1。当在标定的成份特征处的有源自举信号传输的幅值较小时,那将出现一种新的危险,即成批生产的振荡器在所述放大级增益的损失方面将达到一个所不希望的程度。

为了获得所述振荡器所需的增益,一个具有足够大阻值的负载电阻,例如是图1所示之负载电阻R2被包括在所述负载信号通道之中。

在依据本发明进行批生产的具有无源电容自举信号传输的振荡器中,所述局部正反馈回路的回路增益仍旧保持小于1。所述的无源电压耦合包括一个分压器,该分压器只能衰减将从所述负载信号通道传给所述负载晶体管基极的信号进行衰减。在所述标定成份特性处,所述自举信号传输的幅值近似等于比较靠近所要求谐振频率的值1。与公知振荡器比较,依据本发明的振荡器需要一个较小的负载电阻,以用于获得该振荡器所需的放大级增益。因此,所述负载电阻两端的电压可以很小,从而使得小于所述公知振荡器所需的电源电压足以应用于依据本发明的振荡器。

依据本发明之振荡器的特征还在于在所述负载晶体管的基极和发射极之间还设置了一个自举电容器。因此,所述放大级通频

带特性的低通缘还可以进一步延伸,以通过基本上低于所述晶体管截止频率的频率。然而,可以获得一个比较小的通频带,在此通频带之内,所述放大级具有较大的增益。

本实施例基于如下认识,即由于在所述负载晶体管的基极端和实际基极之间的一个基极电阻,利用这样一种自举电容器,可以使在前述自举频带中所述自举信号传输的相位变化到一个较大的范围,前述相位可以基本上为零到一个较小的频带。在该频带中,所述放大级的增益达到最大,所述频带包括该放大级的通频带。高于这个频带,所述自举信号传输的幅值基本上保持为常数,但其相位在较大范围内不为零值。因此,所述放大级的增益随着频率的增加而减少,从而导致了一个低通缘。

如图4C所示,在本实施例中的所述无源电容耦合包括至少两个信号通道:通道"A"和通道"B",所述通道"A"由标示为" $C_{BE}$ "的发射极-基极电容构成,所述通道"B"由自举电容器140构成,该自举电容器140在所述信号通道"B"中与所述基极电阻" $R_{BB}$ "串联。因此,信号通道"B"具有一个谐振频率,高于该谐振频率,则信号通道呈现一种电阻特性。这是和具有电容特性的信号通道"A"相比较而言的。并且它可以用于比前述谐振频率更高频率的场合。因此,在所述自举频带中自举信号传输的相位可以变化到一个较大的范围。特别是,利用所述的自举电容器,可以确定在其相位最接近于零值处的频率以及所述通频带的位置。

依据本发明的振荡器的另一个实施例的特征在于至少有一个自举电容器可以利用一个频率控制信号进行调节。借此,可以使所述放大级通频带的位置适应于由所述频控制信号进行调谐的谐振

器所需要的谐振频率。

依照本发明之振荡器的另外一个实施例的特征在于可以利用一个频率控制信号对用于对所述放大级进行偏量的装置进行调节,借此,在对所述谐振器进行调谐的基础上,使所述放大级的增益产生变化,从而在所需谐振频率处对所述正反馈网络的各种衰减进行补偿。本实施例利用如下一个事实,即所述的增益取决于放大晶体管和负载晶体管的偏置电流。

另一个实施例的特征在于所述负载晶体管的集电极被耦合到所述振荡器的输出端上,该集电极还通过一个读数电阻耦合到一个基准电压导线上。通过使所述负载晶体管的振荡器调制信号集电极电流流过前述读数电阻而产生一个读数电压。随后,所述负载晶体管就作为一个缓冲级通过耦合到所述读数电阻上的电路抑制对所述振荡器的不希望干扰。相对于没有这个电阻的振荡器而言,在所述负载晶体管的集电极和基准电压导线之间设置有读数电阻的振荡器所需要的电源电压较低。通过插入这个读数电阻,所述负载晶体管的集电极电压减小,而由于所述负载晶体管的基极电压基本上没有因此而受到干扰,所以放大晶体管的集电极电压基本上保持相等。

通过下面参照实施例的阐述,将使本发明上述和其它方面变得更加明显。这些附图是:

图1 示出了一个公知的振荡器;

图2 示出了在公知振荡器的振荡回路中的信号传输;

图3 示出了依据本发明之振荡器的振荡回路中的信号传输;

图4 示出了用以描述本发明的网络型式;

图5 示出了根据本发明之振荡器的一个实施例;

图6 示出了在所实施例中放大级的负载阻抗;

图7 示出了本发明振荡器所述实施例的第一种变型;

图8 示出了本发明振荡器所述实施例的第二种变型;

图9 示出了本发明振荡器所述实施例的第三种变型。

下面, 将对图5所示本发明振荡器的描述来阐述本发明。在图5中, 所有对理介本发明不起重要作用的成份一律省略, 例如用于对放大晶体管110和210 的基极进行直流偏置的成份就包括在被省略之内。

图5示出一个振荡器, 其中, 振荡回路包括两个以平衡或差动结构配置的放大级。放大晶体管110和210构成了一个差动对, 谐振器100和耦合电容150、160、250和260构成了一个差动正反馈网络。平衡放大级用以将在放大晶体管110和210 基极之间的差动电压放大成一个差动集电极电压。该差动集电极电压通过所述的无源反馈网络被反馈给放大晶体管的基极端。在多个频率处可能产生振荡, 在这些频率处, 这样反馈回来的差动基极电压的相位与原来差动基极电压的相位相同。由多个平衡放大级增益的积和所述差动正反馈网络的衰减所构成的振荡回路的回路增益将大于1。

所述振荡器还包括一个差动输出放大器, 该差动输出放大器将从读数电阻170和270之间所得到的差动振荡信号施加给输出端350和360。所述的识别电阻170和270是如下进行选择的, 即它必须使在这些电阻之间所获得的差动振荡信号具有足够大的幅值, 而又不使负载晶体管120和220进入饱和状态。在具有双极型负载晶体管的振荡器中, 其读数电阻两端的压降约为0.2伏是可行的。所述

的差动输出放大器包括被置成射极跟随器的晶体管310和320,以及电阻330和340。由于所述负载晶体管和差动输出放大器的缓冲作用,调谐范围和频率稳定性基本上与耦合到输出端的电路无关。

与公知的振荡器相比较,图5所示实施例之负载信号通道不包括负载电阻。放大晶体管110和210的集电极不经过任何电阻而直接连接到各自负载晶体管120和220的发射极上。因此,根据本发明如图5所示之振荡器特别适用于例如在2.3伏的低电源电压下工作。

参看图5,在每一个平衡放大级中的自举信号传输是由偏压电阻130或位于所述负载晶体管的基极和所述放大晶体管的集电极之间的无源电容耦合确定的。所述的无源电容耦合包括所述负载晶体管内部的射极-基极电容和位于发射极端及基极端之间的自举电容(140或240)。由于所述的自举信号传输是在没有有源成份的情况下实现的,所以,当前所使用的元件成份及其制造成本比起公知的振荡器而言要低得多。

在所述放大晶体管集电极处的负载阻抗特别取决于所述的频率。在比较低频率处,与所述偏压电阻130和230相比较,所述的无源电容耦合具有非常大的阻抗近似等于所述晶体管120和220的发射极差动电阻。所以,所述平衡放大级的增益近似等于1。

当频率增加时,负载阻抗随之增加,在这种情况下,所述增益在特别是由所述偏压电阻和自举电容所确定的频率处达到峰值。下面将要叙述在如上最后所述频率处所述自举信号传输的幅值恰好为"1",其相位变为"零"的(理想)情况。所述负载晶体管120(220)基极处的信号电压与所述放大晶体管110(210)集电极处的信号电压相等。由于在负载晶体管120(220)的发射极-基极结两端没有

信号电压差,所以,在该负载晶体管没有信号电流通过。所以负载晶体管120(220)具有无穷大的电阻。

在图5中所示出的用于UHF 电视调谐器的振荡器的实施例是利用5GHz "Subilo-N"菲力普IC处理器实现的。谐振器100 是一个公知的LC电路,在该谐振器100之中具有一个变容二极管,并且它可以相对于施加给端103并以"Veune"示出的在470和900MHZ之间的频率控制信号进行调谐。除所需谐振以外,如图3a所示,该谐振器还具有两个所不希望的谐振。当所希望的谐振频率 $f_2$ 为600MHZ时,所不希望的谐振频率 $f_1$ 约为300M HZ, $f_3$ 约为3GHZ。靠近这些谐振频率,在所述谐振器100的端子101和102之间的谐振器阻抗上升为其局部最大值,而其正反馈网络衰减则下降到局部最小值。因此,在振荡回路中的回路增益表现为接近其谐振频率 $f_1$  $f_2$ 和 $f_3$ 的最大值。

平衡放大级的带通特性,如图3所示,在所述振荡回路中的回路增益在靠近谐振频率 $f_2$ 时大于1,而在靠近所不希望的谐振频率  $f_1$ 和 $f_3$ 时小于1。图6示出了在上述振荡器中的自举电容的值为0、1、1.5、和2微微法拉的情况下,由所述负载晶体管形成并作为所述频率函数的负载阻抗。从该图可以看出,所述平衡放大级通频带特性可以利用所述的自举电容进行解调。这种解调也可以利用所述偏压电阻130和230来进行。

可以利用偏流源190使所述通频带的增益产生变化。所述差动对导纳基本上等于所述放大晶体管的电导,而该电导 随着偏流的增加而增加。所述负载阻抗减少到一个很小的程度,因此,整个平衡放大级的增益增加。

图7、8和9示出了由前述所构成的另外一些实施例。图7 示出

了一个实施例。在该实施例中,为了适应所述振荡频率的位置,所述自举电容140和240的值要依照所述频率控制信号来确定。

在图8中,由所述电流源190所提供的偏流取决于所述的频率控制信号。当使用可调谐振荡器时,在所需频率处端子101和102之间的阻抗在所需谐振频率范围之间变动。为了抑制由此而引起的回路增益变化,利用可以受所述电流源190影响的所述平衡放大级的增益对谐振器阻抗的这种变化进行补偿。另外,还可以使用受周围环境温度影响的来自所述电流源190的偏流对各成份的温度函数进行补偿。

在图8所示实施例中,所述放大晶体管110和210的集电极电压在来自所述电流源190的偏流变化过程中只改变比较小的范围。在不使用已达到所不希望的相关振荡器的情况下,所述偏流可以控制在一个相对大的范围之内。这是和图1公知振荡器相比较而言的。根据负载电阻R2和电阻R1的值,在来自电流源I1的偏流稍有增加的情况下,所述放大晶体管Q2和驱动晶体管Q1就可能被驱动进入饱和状态。

图9示出了一个实施例,直流偏压装置400被耦到所述负载信号通道上,用以消除由放大晶体管110和210所提供的直流集电极电流部份。因此,所述的负载晶体管120和220的偏置电流要低于所述放大晶体管的偏置电流。如图8所示,这就有助于使所述负载晶体管120和220提供的负载阻抗增加的同时不减少由所述差动对所提供的导纳。在同等电流损耗的情况下,所述平衡放大级可以获得较以前所讨论平衡放大级较高的增益。然而,由于例如借助图9所示的频率控制信号,利用所述直流偏压装置400使所述直流集电极电流

被消除,所以其增益可能是变化的。

参看图5,所述的直流偏压装置可以包括未示出的仅次于所述正电源电压干线和晶体管120和210之间的电阻。通过改变所述集电极处的电压,可以使所述负载晶体管120和220直流偏流产生变化。例如,可以通过把一个控制电压施加给所述负载晶体管120和220的基极,或者使所述偏压电阻130和230的端子从所述正电源干线处脱开并施加所述的控制电压给这些端子,可以使得所述的集电极电压发生变化。另外,所述的控制电压还应被提供给一个未示出的栅-阴晶体管,该栅-阴晶体管可以插入在所述放大晶体管和负载晶体管之间,从而成为所述负载信号通道的一部份。

本讨论将使本领域以内的技术人员在不脱离本发明精神的基础之上设想出很多另外的实施例。例如:依据本发明的振荡器可以被提供有一个被置于平衡结构中或者与开头章节所述放大级相串联的附加放大级。类似于图1所示之公知振荡器,所述的放大级可以被耦合到一个驱动晶体管上,该驱动晶体管的基极被耦合到所述谐振器上,其发射极被耦合到所述放大级放大晶体管的发射极上。依据本发明,振荡器中的负载信号通道也可以包括多个负载电阻或其它元件,这种情况和图5、7、8、和9中所示情况不同。

没有必要以图5、7、8、和9所示之方式对在振荡器中所产生的振荡信号进行读数。例如,可以利用将其第一和第二输入端分别耦合给放大晶体管110和放大晶体管210的基极端或者振荡回路中其它的对称点,由一差动放大器对振荡信号进行读数。在这些替代实施例中,负载晶体管120和220的集电极可以直接接到电源端上,从而可以省去读数电阻170和270。所述的差动放大器可以包括类

似于图5所述振荡器相应部份的两个平衡放大级。

在依据本发明振荡器中的无源电容耦合可以利用多种不同方式予以实现。例如：在图5所示的振荡器中，可以和在所述晶体管120基-射端之间的附加自举电容一起，在所述晶体管120的基极和电阻130的自举电容140之间结点之间插入一个电阻。同样的结构可以用于晶体管220。这样，所述的耦合就包括了三个从负载信号通道到负载晶体管基极的电容信号通道：一个通过发射极-基极电容；一个通过第一自举电容，最后一个通过第二自举电容。另外，安排一个电阻与一个自举电容串联或者是在负载晶体管的基极和集电极之间安置一个附加电容也是可能的。

能够对自举电容或直流偏置进行控制的所述频率控制信号不必得自施加给所述谐振器的频率控制信号。如果振荡频率可借助于合成电路进行调节，那么，施加给它用于频率调节的数据也适用于这所述振荡器的自举电容和偏压电流。当所述振荡器和合成电路能够被安排在一个集成电路中时，上述实施例的修改是特别令人感兴趣的。

最后，应当注意，在实施例中所使用的双极型晶体管可以用场效应晶体管来替代，在这种情况下，所述的发射极、集电极和基极分别对应于源极端，漏极端和栅极端。虽然各实施例中所使用的晶体管是NPN型，但是，使用双极型PNP晶体管或P-沟道场效应晶体管也是可能的。当使用场效应负载晶体管时，最好在其栅极端和自举电容之间设置一个电阻，以获得由负载晶体管基极电阻所引起的前述效果。

总之，本发明振荡器所提供的特点就是它抑制了所不希望的振

荡并且只需要一个较小的电源电压。该振荡器包括一个放大晶体管110(210),它的输出电流通过负载信号通道流入负载晶体管120(220)的发射极。借用于从该信号通道到所述负载晶体管基极的无源电容自举信号传输,所述的放大级获得一个通频带特性。随后,所述振荡器在所述放大级的通频带内获得一个最佳振荡。即使在负载信号通道中没有负载电阻,所述放大级在该通频带中也可以获得较大的增益。所述负载电阻将引起压降,并因此而使所需电源电压增加。

说明书附图

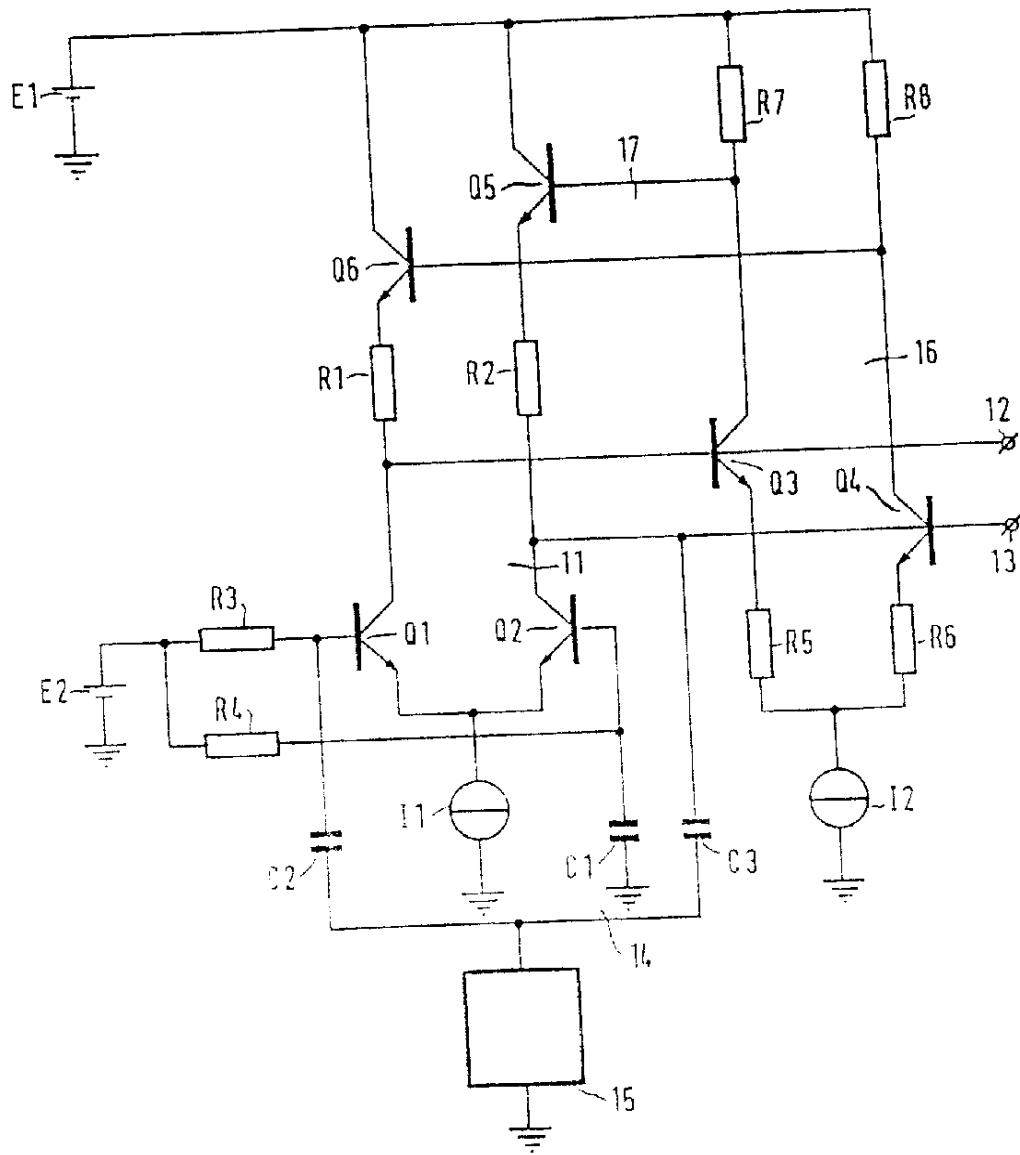


图 1

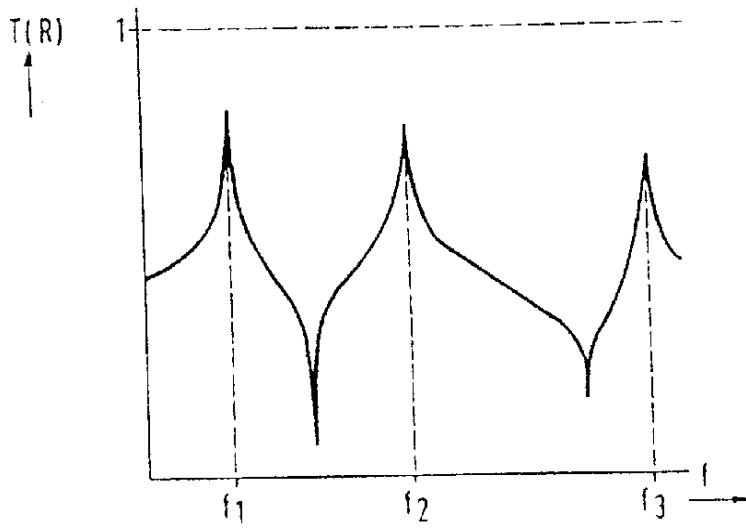


图 2A

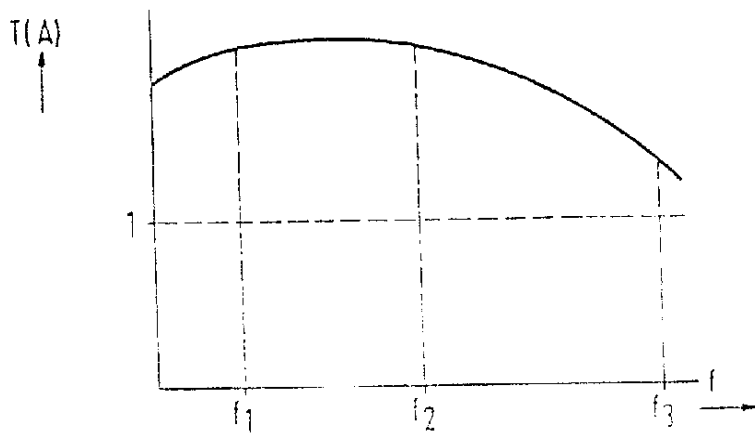


图 2B

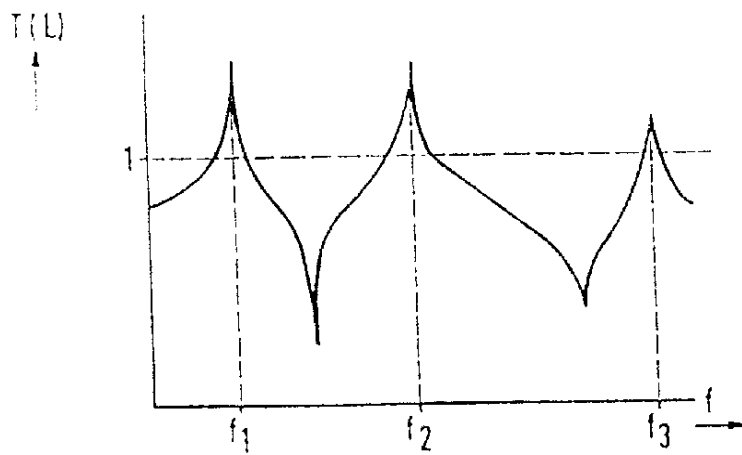


图 2C

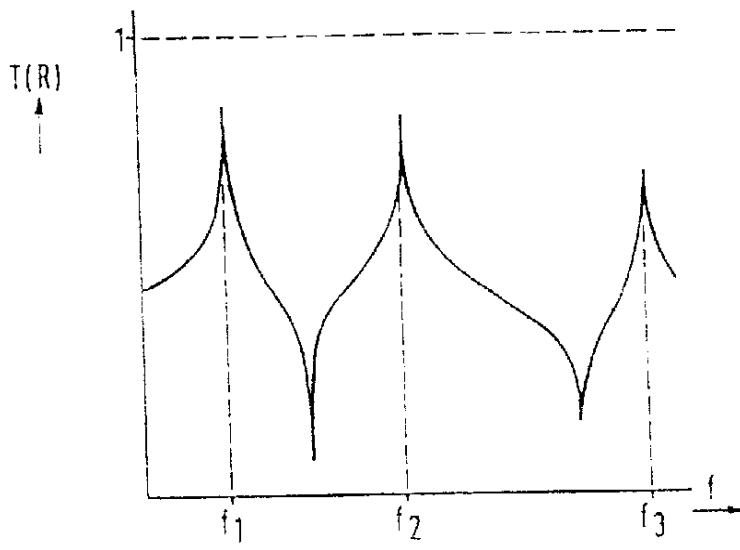


图 3A

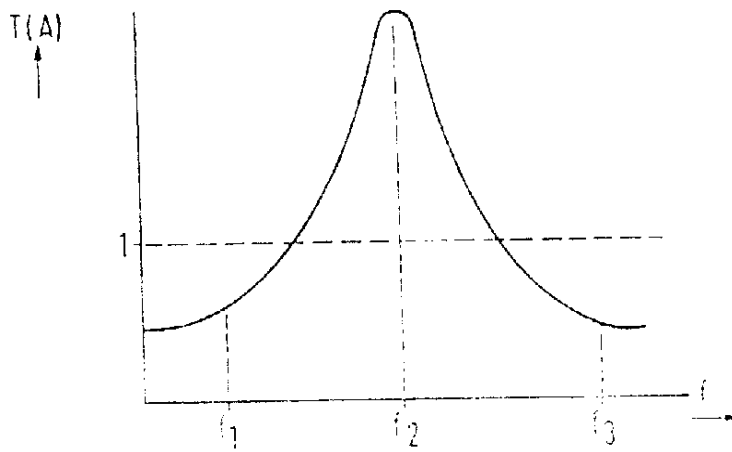


图 3B

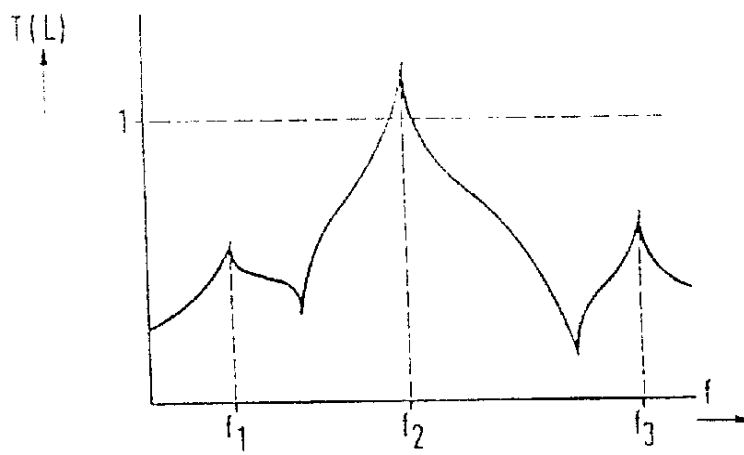


图 3C

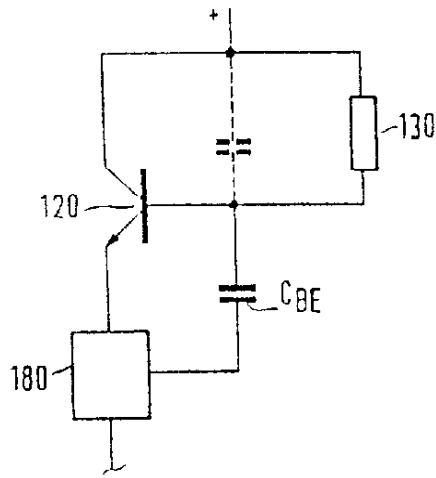


图 4A

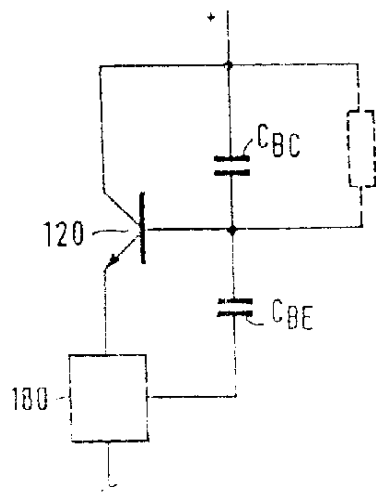


图 4B

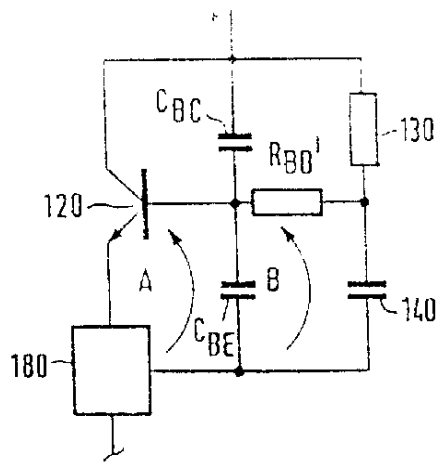


图 4C

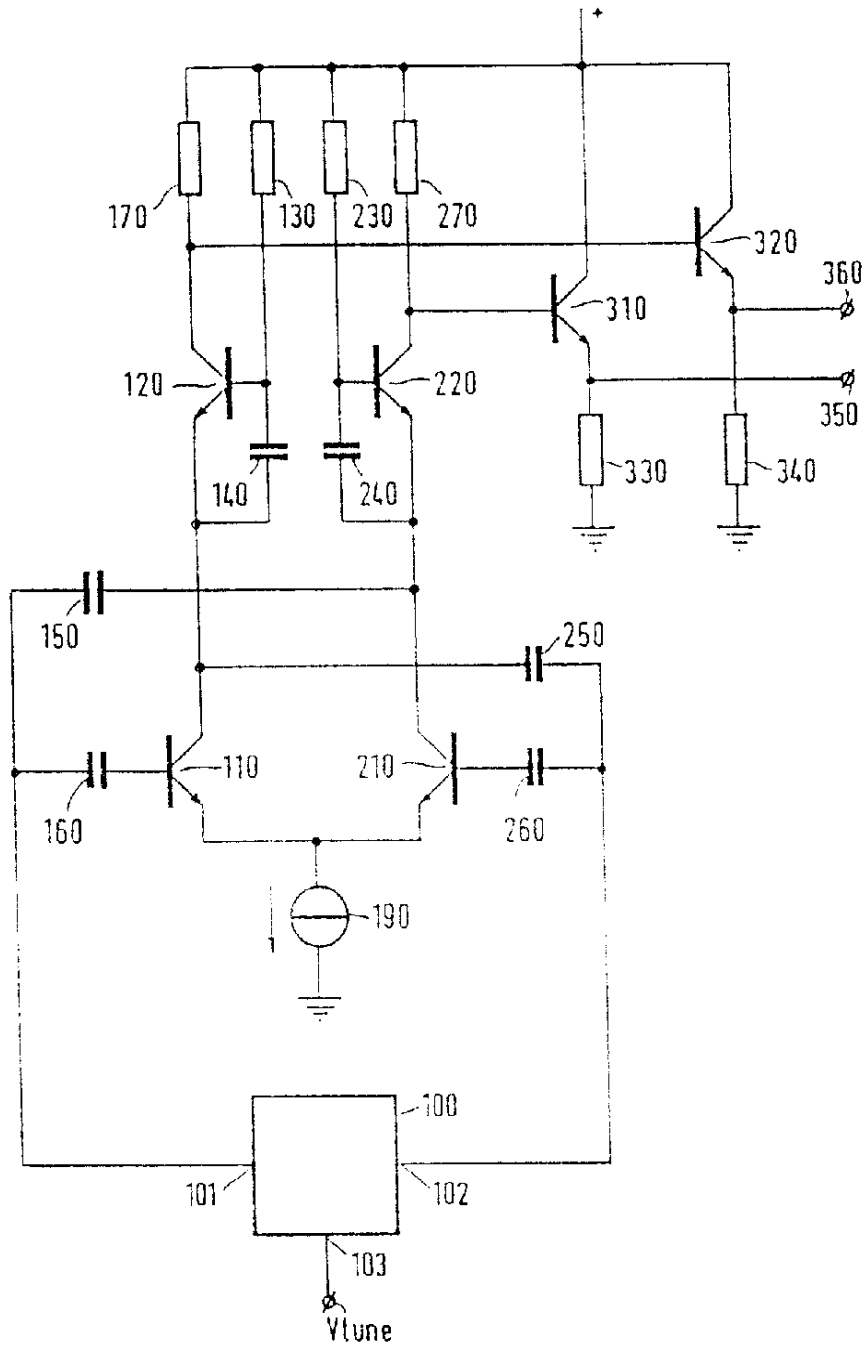


图 5

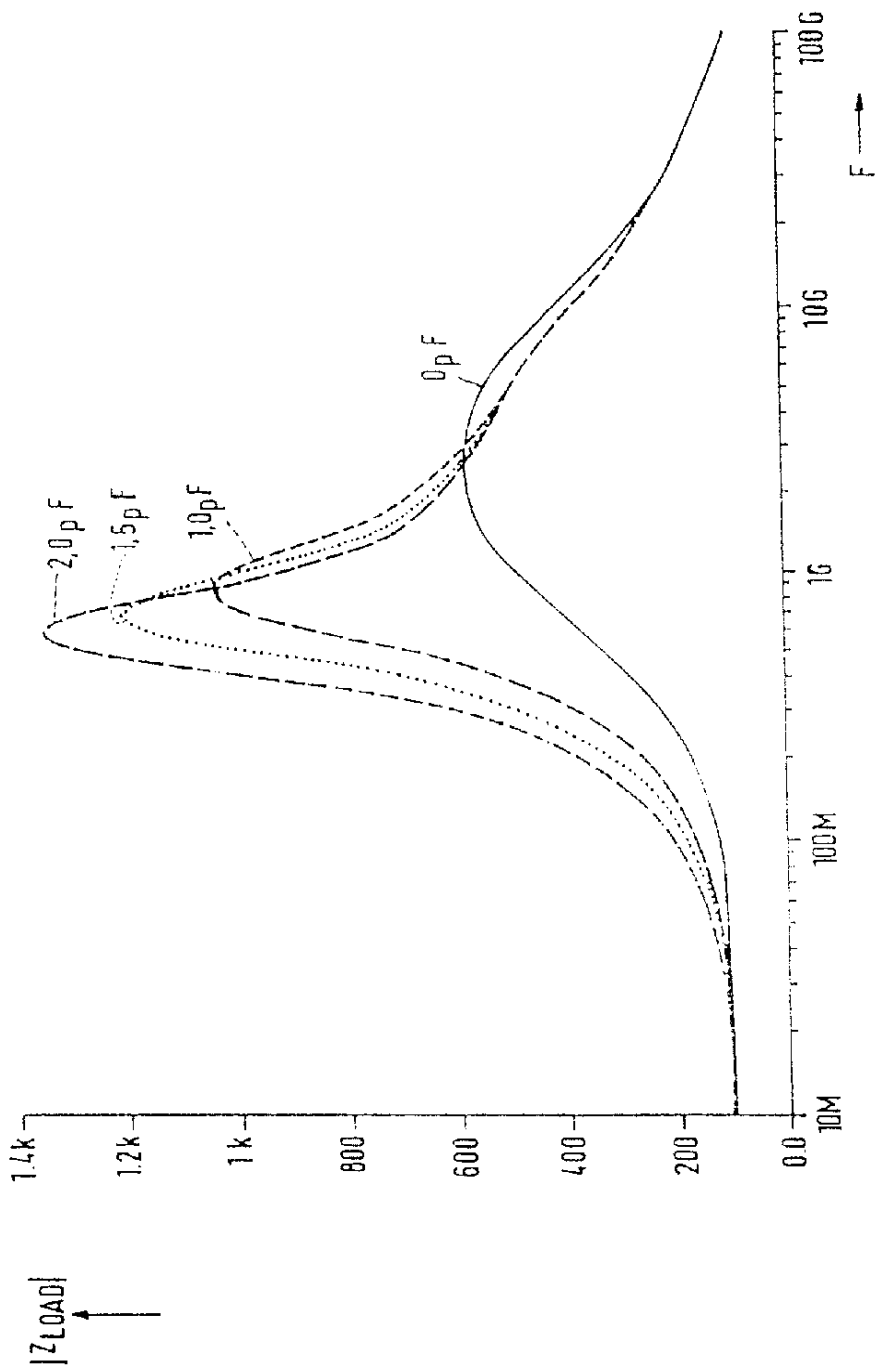


图 6



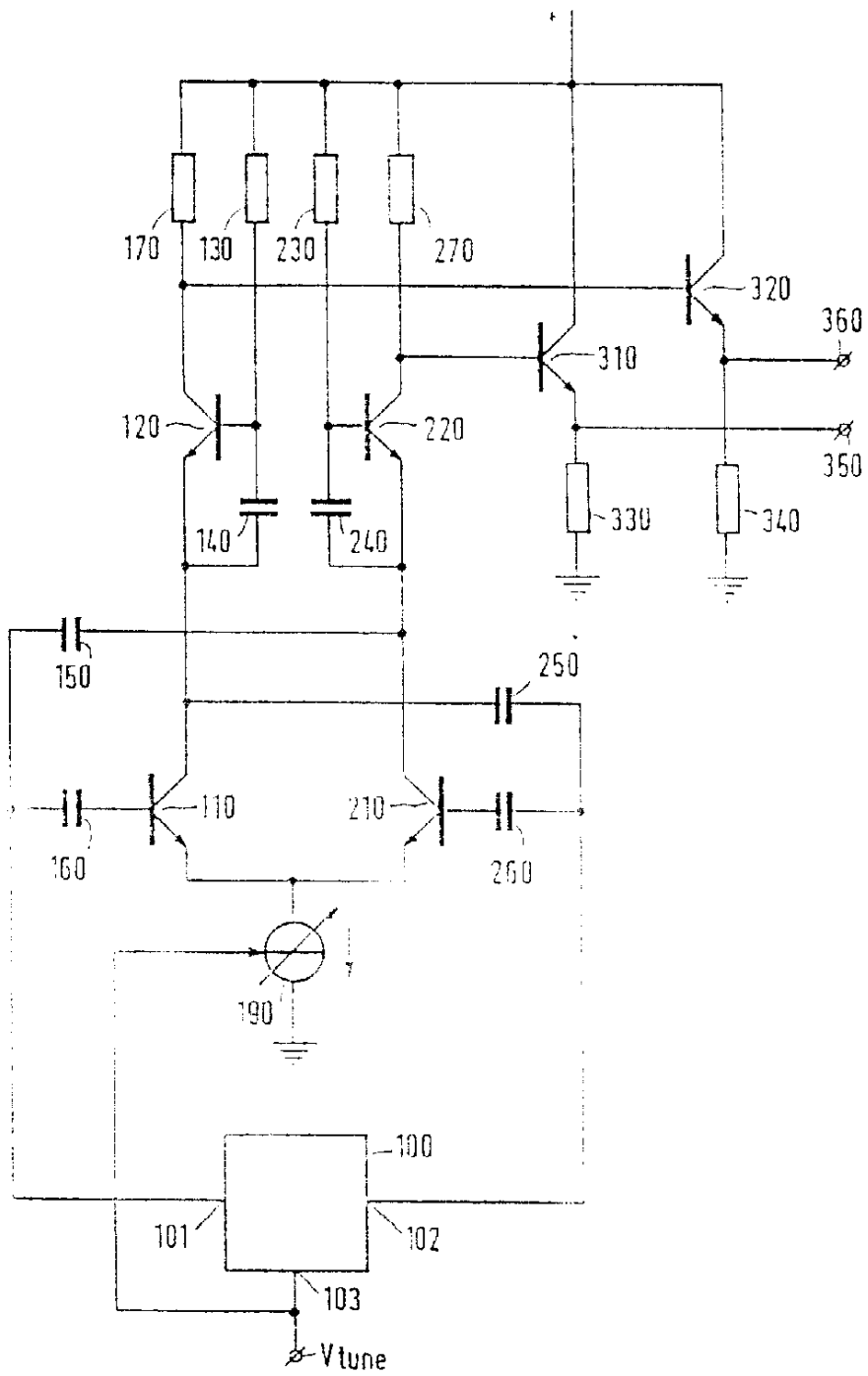


图 8

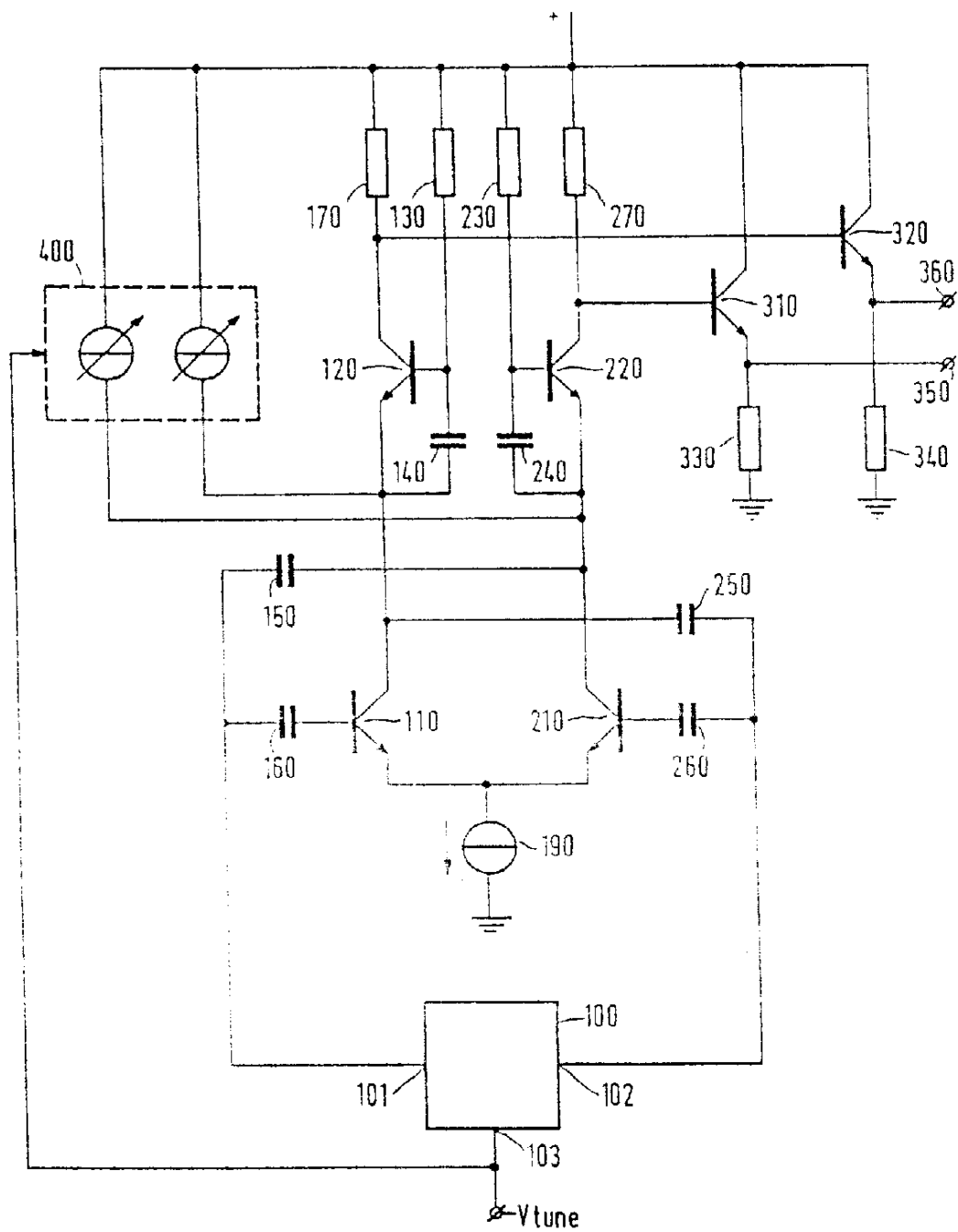


图 9