

## [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95191437.5

[45] 授权公告日 2002 年 10 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 1091973C

[22] 申请日 1995.2.1 [21] 申请号 95191437.5

审查员 田冬青

[30] 优先权

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司  
代理人 王 勇 王 岳

[32] 1994.2.1 [33] EP [31] 94300735.1

[86] 国际申请 PCT/GB95/00202 1995.2.1

[87] 国际公布 WO95/21488 英 1995.8.10

[85] 进入国家阶段日期 1996.7.31

[73] 专利权人 英国电讯公司

地址 英国英格兰伦敦

[72] 发明人 J. W. 库克

[56] 参考文献

US 5185250 1980.1.22 H03F1/18

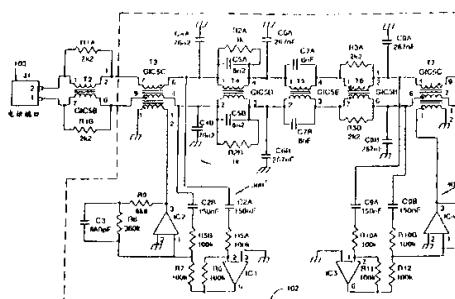
US 5258713 1993.11.2 H04B3/30

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 6 页

[54] 发明名称 通信站及滤波器装置

[57] 摘要

扭绞双股电话线(100)通过低通滤波器(102)和设备(106)与普通电话(103)连接,以便利用高通滤波器(105)在较高频率范围例如 25 – 1000KHz 内接收信号。低通滤波器(102)基本上是无源的(以便允许线路功率、振铃和信令电压的通过),但改善了与非电阻性导线和电话阻抗的匹配,阻抗变换器(300,400)与至少该滤波器的主要部分 T4、T5、C4A/B、C5A/B 和 C7A/B 侧面相接,在该阻抗变换器(300,400)中,具有合适的传递函数的放大器 IC2、IC4 利用变压器 T3、T7 将电压回馈入导线,功率、振铃和拨号可通过变压器 T3、T4 无障碍地传送。



## 权 利 要 求 书

---

**1. 通信站，包括**

与具有频率相关特性阻抗的传输线连接的线路端口；

5 连接在该线路端口和在较高频带内发送和/或接收信号的装置之间的高通滤波器；

连接在该线路端口和在较低频带内进行通信的电话设备之间的低通滤波器装置；

其中的低通滤波器装置包括无源滤波器和阻抗变换装置，该阻抗变换装置的两个端口分别与该滤波器和传输线连接；

10 该阻抗变换装置包括在两端口之间的导电路径以便对直流和对超过预定振幅的分量基本上是透明的，还包括所连接的接收两端口中的第一端口处的电压、并将该电压的频率相关函数提供给变压器的初级绕组的放大器，该变压器的次级绕组被接入在两端口之间的导电路径中去，使得第二端口处的电压是第一端口处的电压的预定函数，这15 两个端口处的电流相同；

其中预定函数是这样的一个函数，使得滤波器的特性阻抗至少近似地与传输线的特性阻抗匹配。

**2. 权利要求 1 的通信站，包括连接在滤波器和电话设备之间的第二阻抗变换装置。**

20 **3. 权利要求 1 或 2 的通信站，其中的传输线是扭绞双股导线。**

**4. 权利要求 1，2 或 3 的通信站，与平衡导线连接，在该通信站中，第一端口的第一和第二终端被第一和第二变压器的次级绕组连接至第二端口的第一和第二终端。**

**5. 通信站，包括**

25 与具有频率相关特性阻抗的传输线连接的线路端口；

连接在该线路端口和在较高频带内发送和/或接收信号的装置之间的高通滤波器；

连接在该线路端口和在较低频带内进行通信的电话设备之间的低通滤波器装置；

30 其中的低通滤波器装置包括无源滤波器和阻抗变换装置，该阻抗变换装置的两个端口分别与该滤波器和传输线连接；

该阻抗变换装置包括在两端口之间的导电路径以便对直流和对

超过预定振幅的分量基本上是透明的，其中，变压器的初级绕组被接  
入在两端口之间的导电路径中去，以便检测其中的电流，放大器接收  
该变压器的输出，并作为该被检测电流的频率相关函数从两端口之一  
抽出电流或向该端口输入电流，使得第二端口处的电流是第一端口处  
的电流的预定函数，这两端口处的电压相同；  
5

其中预定函数是这样的一个函数，使得滤波器的特性阻抗至少近似地与传输线的特性阻抗匹配。

6. 与具有频率相关阻抗的信号源或负载连接的滤波器装置，包括  
一无源滤波器和具有两个端口的阻抗变换装置，该阻抗变换装置的一个端口与该滤波器连接，另一个端口用于与该信号源或负载连接；  
10

该阻抗变换装置包括在该两端口之间的导电路径以便对直流和对超过预定振幅的分量基本上是透明的，还包括所连接的接收两端口中的第一端口处的电压、并将该电压的频率相关函数提供给变压器的初级绕组的放大器，该变压器的次级绕组被接在两端口之间的导电路径中去，使得第二端口处的电压是第一端口处的电压的频率相关函数，这两个端口处的电流相同。  
15

7. 与具有频率相关阻抗的信号源或负载连接的滤波器装置，包括一无源滤波器和具有两个端口的阻抗变换装置，该阻抗变换装置的一个端口与该滤波器连接，另一个端口用于与该信号源或负载连接；  
20

该阻抗变换装置包括在该两端口之间的导电路径以便对直流和对超过预定振幅的分量基本上是透明的，其中，变压器的初级绕组被接在两端口之间的导电路径中去，以便检测其中的电流，连接放大器以接收该变压器的输出，并作为该被检测电流的频率相关函数从两端口之一抽出电流或向该端口输入电流，使得第二端口处的电流是第一端口处的电流的频率相关函数，这两端口处的电压相同。  
25

## 说 明 书

## 通信站及滤波器装置

本发明涉及供电话线使用的滤波装置。

需要这种滤波的一种情况是不对称数字用户线（ADSL）技术的情况。这是以通常为 1.5 至 6 兆位/秒的速率通过本地回路线提供宽带数字业务的一种手段；仅沿一个方向（交换机至用户）提供了这种高的传输速率。

为了保持这一计划的吸引力，在普通电话业务（POTS）的顶层多路复用 ADSL 是重要的。利用已被称为 ADSL/POTS 分离滤波器的交叠滤波器通过频分来实现这种多路复用。在线路的市话交换机和用户端需要类似的滤波器。原则上可以使用相同的滤波器，但交换机端的要求稍微松一些，所以最佳的设计可以使用略微不同的滤波器。本说明书将注意力集中于具有最富于挑战性的需求的用户端滤波器，但同样的问题两种滤波器都会遇到。

应仔细注意电话传输系统的两个特别的方面。其中之一是由于诸如挂机/摘机转换、环路断续拨号、振铃定调和振铃切断这样的动作所造成的大瞬态值的产生。这些动作中可能最严重的就是振铃切断，它会产生约 100 伏的瞬时峰值电压。其次是阻抗平衡的问题。

在英国（与世界上许多其它国家一样）使用非电阻性频率相关阻抗。已有的电话接入网络基础设施主要由具有聚乙烯绝缘层的扭绞双股铜导线构成，从市话交换机通到用户办公室。这种传输线的特性阻抗  $Z_0$  是：

$$Z_0 = \sqrt{(R + j\omega L) / (G + j\omega C)}$$

其中  $R$ 、 $L$ 、 $G$  和  $C$  是该传输线每单位长度的串联电阻、电感、并联电导和电容， $\omega$  是角频率， $j^2=-1$ 。

聚乙烯是如此良好的绝缘体，以至于  $G$  可被看作为零，而  $L$ （通常约为  $600\text{mH/km}$ ）在高达  $4\text{KHz}$  的电话频率下仍是可忽略的。因此  $Z_0$  可被近似为

$$Z_0 \approx \sqrt{R/j\omega C} = (1 - j) \sqrt{R/\omega C}$$

$R$  和  $C$  的典型值是  $170\Omega/\text{km}$  和  $50\text{nF/km}$ ，所以在  $1\text{KHz}$  时  $Z_0$  约为  $520 - j520$  欧姆。

在该接入网络中，电话传输是 2 线双向的，利用电话和交换机中的

电桥实现沿两个方向传送的信号的分离。这种情形如图 1 所图解。在电话 1 中，麦克风 2 通过放大器 3 和阻抗 4 ( $Z_0$  欧姆) 与平衡 - 不平衡变压器 5 连接，并由此与扭绞双股传输线 6 连接。阻抗 4 和线路阻抗形成了电桥的一个臂，另一个臂由分别为  $Z_c$  和  $Z_{SO}$  的其它阻抗 7 和 8 形成。  
5 差分放大器 9 连接在电桥电路的两端，给耳机 10 提供信号。类似地在交  
换机处，电桥包括阻抗 14、17、18、平衡 - 不平衡变压器 15 以及放大器 13、19，输入阻抗是  $Z_t$ ，电桥下臂的阻抗是  $Z_b$ 。

显然，为了平衡电话中的电桥和防止用户听见他自己的声音（“侧音”），导线 6 必需向电话 1 呈现  $Z_{SO}$  的阻抗。对于短导线， $Z_t$  必需等  
10 于  $Z_{SO}$  以便实现平衡，同样  $Z_c$  和  $Z_{SO}$  必需相等以便在交换机处实现平  
衡。

对于较长导线，只有  $Z_t = Z_c = Z_0$  时导线所呈现的阻才保持不变，  
并因此与导线长度无关地保持两个电桥平衡，理想的情形是  $Z_c = Z_{SO} =$   
 $Z_t = Z_b = Z_0$ 。

15 由于各种原因（例如过去的惯例、在各种线对类型之间的折衷和电  
阻性基准阻抗的便利），几乎没有什么操作者以这种网络策略为结束。  
有时  $Z_c$  和  $Z_t$  是电阻性的（600、900 或者甚至 1200 欧姆），而  $Z_b$ 、  
 $Z_{SO}$  通过折衷进行选择。在英国，全部四个阻抗都不相同、都是频率相关的  
20 并且都可被简单的 RC 网络精密地逼近。可被作为 ADSL/POTS 分离  
滤波器设计基础的、在这四个阻抗之间的良好的折衷由图 2 给出，在本  
说明书中它被称为  $Z_m$ 。

本发明提供一通信站，包括：

与具有频率相关特性阻抗的传输路径连接的线路端口；

25 连接在该线路端口和在较高频带内发送和/或接收信号的装置之间  
的高通滤波器；

连接在该线路端口和在较低频带内进行通信的电话设备之间的低通  
滤波器装置；

其中的低通滤波器装置包括无源滤波器和阻抗变换装置，该阻抗变  
换装置的两个端口分别与该滤波器和传输线连接；

30 各阻抗变换装置包括在端口之间的导电路径以便对直流和对超过预  
定振幅的分量基本上是透明的，还包括从该导电路径接收信号和向该导  
电路径提供被接收信号的频率相关函数的放大器。

在本发明的另一个方面中，提供了与具有频率相关阻抗的信号源或负载连接的滤波器装置，该滤波器装置包括一无源滤波器和一阻抗变换装置，该阻抗变换装置的两个端口中的一个与该滤波器连接，另一个端口与该信号源或负载连接；

该阻抗变换装置包括在该两个端口之间的导电路径以便对直流和对超过预定振幅的分量基本上是透明的，还包括从该导电路径接收信号和向该导电路径提供接收信号的频率相关函数的放大器。在再一个方面中，本发明提供了具有第一和第二端口的阻抗变换器、接收第一端口处的电压的放大器以及一变压器，该变压器将该放大器的输出耦合在该两端口之间，使得第二端口处的电压是第一端口处的电压的预定函数，并且两端口处的电流相同。

在还一个方面中，本发明提供了具有第一和第二端口的阻抗变换器、连接在该两端口之间的变流器以及一放大器，该放大器从该变流器接收电流并作为该接收电流的函数从两端口之一抽出电流或向其输入电流，使得第二端口处的电流是第一端口处电流的预定函数，并且两端口处的电压相同。

现在参看附图举例描述本发明的一些实施例，附图中：

图 3 是体现了本发明的通信站的示意图；

图 4 是根据本发明设想的一种形式的滤波器装置的电路图；

图 5 是图 6 的设计所基于的实验性滤波器的电路图；

图 6 是通信站第二实施例的电路图；

图 7 是可以代替图 4 所示电压 GIC 的电流 GIC 的电路图。

图 3 表示用户所希望的分离滤波的基本结构。来自市话交换机（未示出）的扭绞双股线 100 与线路终点 101 连接。两个滤波器并行地与该点连接，即通过电话端口 103 与普通电话 104 连接的低通滤波器 102 和连接到 ADSL 端口 106 并由此连接到 ADSL 设备 107 的高通滤波器 105。

这两个滤波器具有不重叠的通带，因此在从电话 104 至 ADSL 设备 107 的路径上，电话的瞬态能量在从直流直到 1MHz 范围的所有频率上都被衰减。理想的情况是每一滤波器在其通带内基本上是无损耗的，在阻带内有高度的抑制（通常为 100dB 或更大）。由于它们是并行地连接的，所以这两个滤波器在阻带频率上应具有高阻抗（开路）。（另一种结构是串接，要求在阻带内有低阻抗）。

低通滤波器需要从直流至约 4KHz 的通带，并且需满足两组特定的要求。首先对从导线 100 至电话 104 的振铃和线路功率的传送应是透明的。如上所讨论的，它需要能够无困难地处理高压瞬态现象。（它还应实际上对普通线路系统的操作没有影响，于是要求具有低泄漏和低电容）。其次滤波器的阻抗特性应使得（未改进的）电话和交换机设备的电桥平衡不受影响。理想情况下这意味着该特性阻抗与导线 100 的特性阻抗即  $Z_m$  相同。

滤波器的特性阻抗是该滤波器的负载阻抗的使看入到滤波器输入端的阻抗的频率相依性为最小的数值。对于无波纹（即无损耗）滤波器，这与将特定阻抗定义为导致了看入到滤波器输入端（如对于传输线）的阻抗的相同值的负载阻抗一样。

这两种需求是相互矛盾的，因为传送直流的问题和诸如铃流和供电这样的高电压的存在，所以利用有源滤波器是难于满足第一种需求的。因为涉及到高压，所以不希望利用运算放大器电路来处理这些信号。出于安全原因，还需要保持线对的两导线之间以及每条导线和地之间的绝缘隔离，还需要减少与网络测试设备有关的问题，否则网络测试设备可能报告关于导线的故障。因为特别是 ADSL 信号的失真将严重损害系统性能，所以还需要保持电路方面非常好的线性。

由于无源滤波器具有实的（电阻性）特性阻抗而传输线 100 的特性阻抗一如前面所讨论的那样一是强烈频率相关的，所以第二种需求不能够利用无源滤波器来得到满足。

图 4 表示本发明所设想的滤波器装置的一个例子。它包括一无源滤波器 200，虽然需要较高阶滤波器（如下面所讨论的那样）来获得先前所讨论的那种抑制电平，但这里所示出的是具有电感器 201 和电容器 202、203 的简单的  $\pi$  形滤波器。该无源滤波器为大信号提供了所需性能，但没有满足阻抗需求。但是，滤波器 202 的输入端和输出端在内背对背地与一对“广义导抗变换器（Generalised Immittance Converter—GIC）”300、400 连接。（为方便起见在此使用了术语“输入端”和“输出端”，但是，滤波器装置当然沿两个方向通过信号）。

GIC 是起变换滤波器和与其连接的外部电路之间的阻抗的作用的双端装置。它具有变压器的特性，但不是将阻抗乘以一实乘数而是使阻抗按照任何所需的传递函数  $h(s)$  发生变化。

有若干种不同的 GIC 设计，特别是电压 GIC 改变两端口之间的电压，不改变电流，而在电流 GIC 中，情形正好相反。图 4 所用的 GIC300 是普通结构的电压 GIC，其中的高增益反相放大器 301（通过隔直流电容器 302 和电阻器（值 R）303）接收右侧端口的电压。该放大器具有阻抗为  $R(h(s)-1)$  的负反馈通道，其输出端通过变压器 304 连接在左侧和右侧端口之间。

看入到该 GIC300 左侧端口的阻抗是  $h(s)$  乘以看入到滤波器 200 的左侧端口的阻抗。因此，如果（例如）滤波器 200 具有特性阻抗  $Z_0 = 320\Omega$  并且要与基准阻抗  $Z_m$  相匹配的话，则必需这样选择  $h(s)$ ，即使得  $Z_m = 320h(s)$ 。于是  $h(s)-1=(Z_m-320)/320$ 。参看示出了  $Z_m-320$  就是并行 RC 电路的图 2，即图 4 中的反馈阻抗是电阻器 305 和电容器 306。GIC400 与 GIC300 相同。但是这不总是必要的；确实在电话不是很好地与传输线匹配的情形中，可以通过仔细地提供不同的 GIC 来改善平衡，以便 GIC300 在电话和滤波器之间提供良好的匹配，GIC400 在滤波器和导线之间提供良好的匹配。

可以看出 GIC 的具有变压器 304 和隔直电容 302 的这一特定结构使得直流分量不受其影响；特别是线路功率和铃流能够不受阻碍地传送。大的瞬态现象能够通过，仅造成放大器的饱和（如果需要，可以给放大器的输入端和/或输出端设置箝位二极管）。

在另一种结构中，电流 GIC 将采用变流器来检测线路电流，（具有所需传递函数的）放大器具有电流（即高阻）输出，以便从导线中抽出相应的电流/将相应的电流驱动到导线。

为清楚起见，图 4 的滤波器装置是接地基准，但如将简短地描述的那样，能够容易地构成平衡的滤波器。但是，首先在图 5 中示出不平衡 7 阶无源滤波器以供参考。它是只具有两对传输零点的改进的椭圆函数型滤波器。它具有（带有电容器 C5、C7 的）电感器 L4、L5 以及 L8，还具有并联电容器 C4、C6、C8 和 C11。注意电感器 L8 没有并联的电容器来防止在低通滤波器阻带中高通滤波器的装入。

图 6 表示实际平衡的实施例。再次示出了导线 100 和线路端口 101，还示出了电话端口 103、高通滤波器 105 和 ADSL 端口 106。首先应指出共模滤波扼流圈 T2 和在电话端口 103 和低通滤波器 102 之间的相关电阻器 R1A、R1B 以及具有电阻器 R3A、R3B 的第二共模滤波扼流圈

T6 在滤波方面不起作用（注意这些扼流圈的绕组的定相与低通滤波器 102 内的其余变压器的定相不相同）。

图 5 的电容器 C4、C6 和 C8 用中央抽头的串联对 C4A、C4B 等来代替；同样地，C5 和 C7 用电容对 C5A、C5B 和 C7A、C7B 来代替。5 电感器 L4、L5 的功能由平衡结构的变压器 T4、T5 来完成。

象前面一样，有两个广义导抗变换器，第一个 300' 通过隔直电容器 C2A、C2B 从 C4A、C4B 接收平衡信号。一个信号被具有电阻器 R5A、R6 的放大器 IC1 反相，这两个信号通过 R5B、R7 被求和至第二放大器 IC2 的输入端，该第二放大器的  $h(s)-1$  的负反馈通道由 C3、R8 和 R9 提供。10 变压器 303 用具有如所示地被定相的三个绕组的变压器 T3 来代表。GIC400' 与 GIC300' 相同。

电感器 L8 用两个变压器 T8 和 T9 来代表，前一变压器 T8 具有在 GIC 之外的并联电阻器 R4A、R4B。这可以在 GIC 之间作为没有电阻的单个变压器，但被放置在外面以便减小由 GIC 本身所接收的高频 15 ADSL 信号的数量。T8、T9、R4A 和 R4B 代表了所需电感的合适的变换形式。电容 C11 用串联的电容器 C11A、C11B 来代替（高通滤波器的电容器 C10 代表在电话频率下的短路电路）。该电容器也在 GIC 之外。C11 也应当正确地进行变换，但由于两个原因而没有这样做。C11 也是高通滤波器的一部分，因此不能够无副作用地被变换，但主要的问题是电容器的直接变换需要没有其它有源元件不能够实现的“频率相关负电阻器（FDNR）”。由于这也容易受到 ADSL 信号的影响并且将造成线性度和噪声的问题，所以没有这样做。

20 电阻 R2A、R2B（虽然不是图 5 实验性滤波器的一部分）被用来减振 T4 和 T5 的并联谐振。这一减振保证了当滤波器被相反地终接时（包括短路和开路电路）该有源滤波器在阻带内的稳定性。

其它带内损耗源是卷绕元件的电阻和没能提供电容器 C11 的正确变换。

30 高通滤波器 105 共用电容器 C11A、C11B 并且还具有平衡 - 不平衡变压器 T10，该平衡 - 不平衡变压器 T10 还构成了该高通滤波器的第一并联电感器，该高通滤波器另外还包括串联电容器 C12、C13 以及并联电感器 L10、L20。

图 7 表示电流 GIC；在右侧端口处的电流 i1 被变流器 501 检测。这

一电流被具有电阻  $R$  的反馈电阻器 503 和阻抗  $R/(h(s)-1)$  的复负载阻抗 504 的放大器 502 变换为  $(h(s)-1)$  倍大的电流。通过利用隔直电容器 505 将放大器 502 的电源端连接到左侧端口来将所获得的电流  $i_1(h(s)-1)$  耦合至左侧端口，所以左侧端口处的总电流是  $i_1 \cdot h(s)$ 。该放大器的电源端通过扼流圈 506 被供电。

# 说 明 书

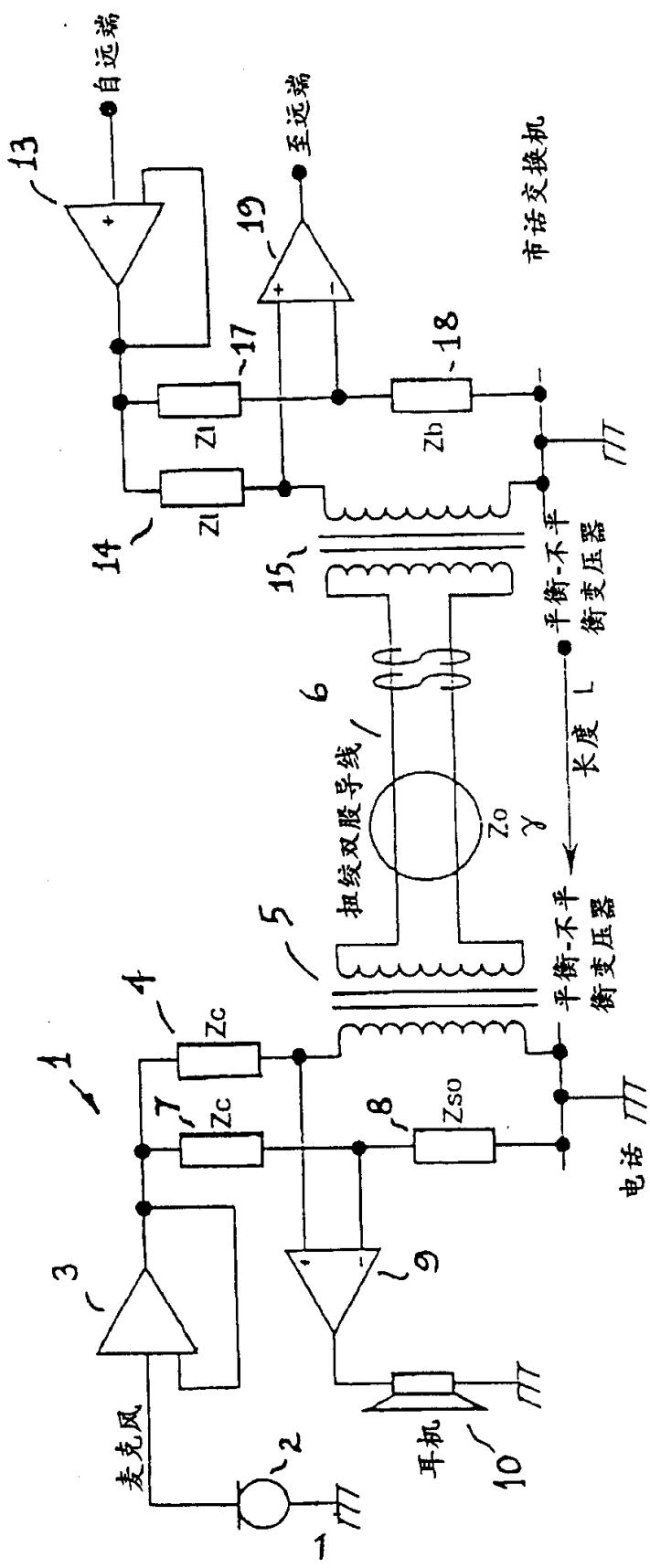


图 2

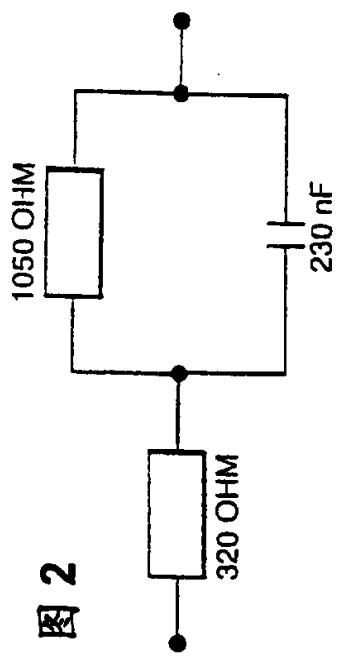


图 5

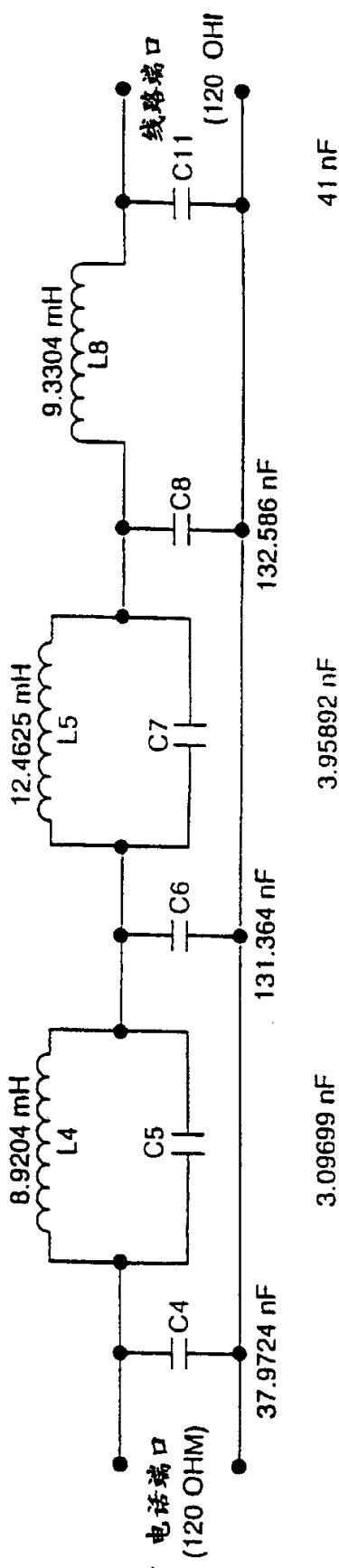


图 3

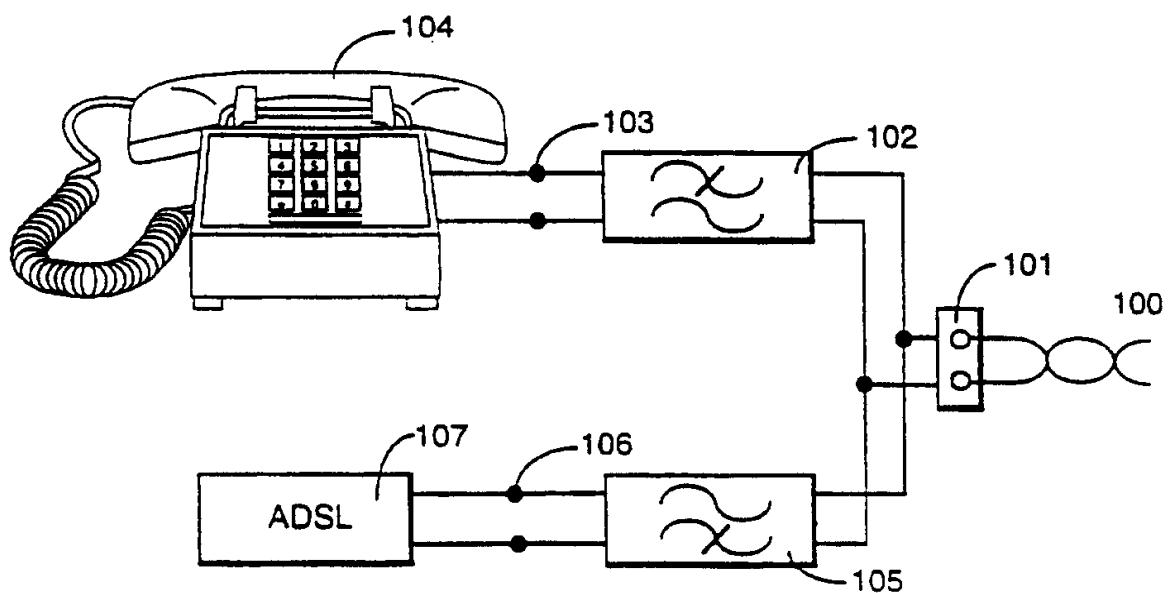


图 7

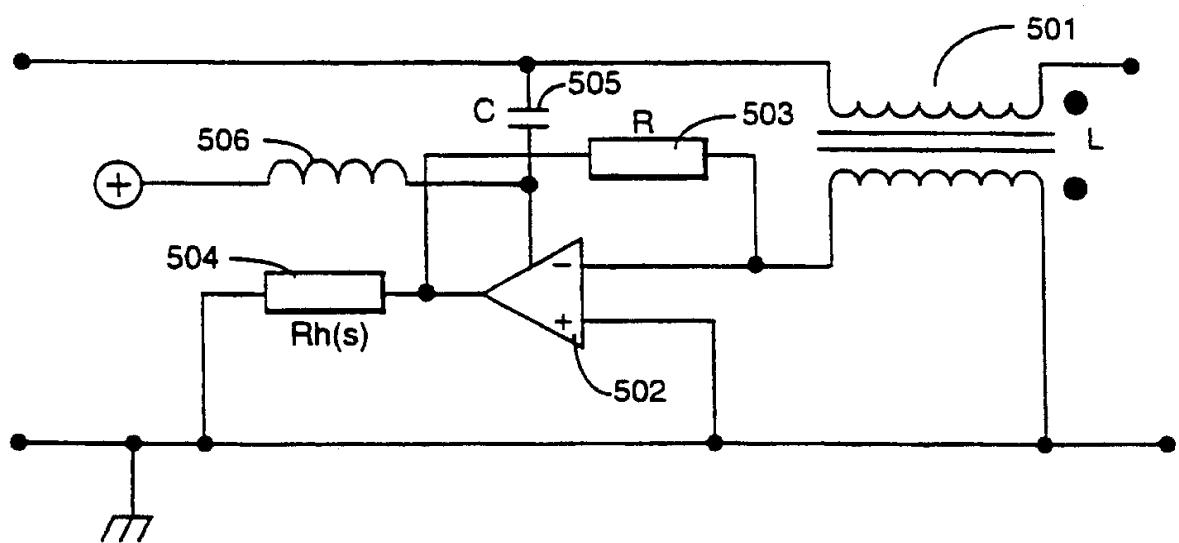


图 4

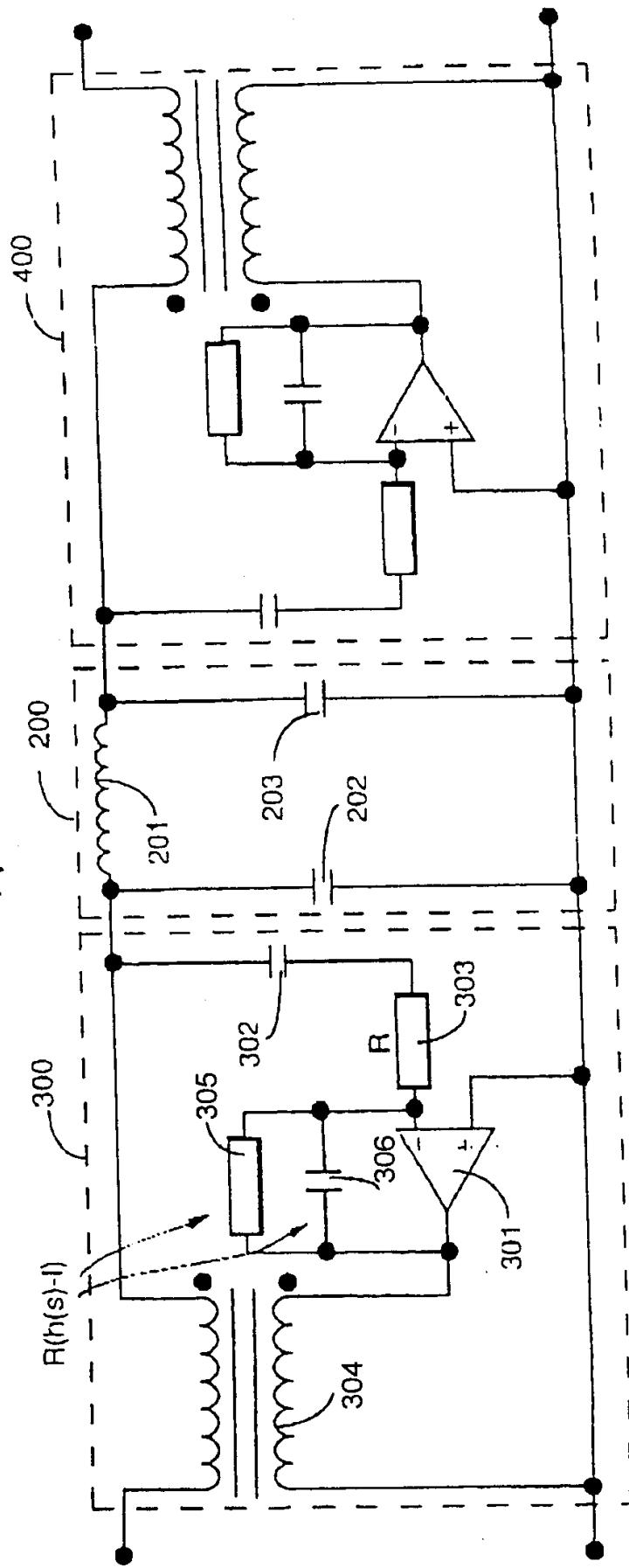


图 6

