



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 91101108.0

[51] Int.Cl<sup>5</sup>

H04B 3/14

[43] 公开日 1991年9月11日

[22] 申请日 91.1.15

[30] 优先权

[32] 90.1.18 [33] DE [31] P4001299.9

[71] 申请人 飞利浦光灯制造公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 维尔纳·海因莱恩

[74] 专利代理机构 中国专利代理有限公司

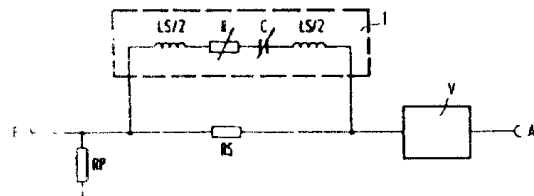
代理人 吴增勇 何关元

说明书页数: 4 附图页数: 2

[54] 发明名称 频率响应均衡器

[57] 摘要

本发明的频率响应均衡器特别用于宽频带网络,其作用是减小寄生电容对频率特性的影响。本发明将一个第一线圈与一个电容、一个电阻和一个第二线圈串联,然后此串联部分与一个串联电阻并联,在此电路中,两线圈构成一个双绕绕制变压器,该变压器包括两个主电感和两个次漏电感。抑制寄生电容的两主电感和两个次漏电感电阻和电容串联,此串联结构再与该串联电阻并联,形成一个起作用的串联谐振电路。



< 45 >

## 权 利 要 求 书

---

1. 一种频率响应均衡器, 尤其是用于宽频带网络的频率响应均衡器, 其特征在于, 一个第一线圈( $L_1$ ) 与一个电容( $C$ ), 一个电阻( $R$ ) 和一个第二线圈( $L_2$ ) 串联, 此串联结构再与一个串联电阻( $R_S$ ) 并联, 该线圈( $L_1$ 、 $L_2$ ) 构成一个双绕绕制变压器(2)。

2. 根据权利要求1所述的频率响应均衡器, 其特征在于: 变压器(2) 包括两个主电感( $L_H$ 、 $-L_H$ ) 和两个次漏电感( $L_S/2$ ), 两个主电感( $L_H$ 、 $-L_H$ ) 的作用相互抵消。

3. 根据权利要求1或2所述的频率响应均衡器, 其特征在于, 变压器(2) 的两个次漏电感( $L_S/2$ ) 与电阻( $R$ ) 和电容( $C$ ) 串联, 此串联结构再与串联电阻( $R_S$ ) 并联, 形成一个起作用的串联谐振电路(1)。

4. 根据权利要求1至3中任一项所述的频率响应均衡器, 其特征在于, 线圈( $L_1$ 、 $L_2$ ) 具有一个由铁磁材料的公共铁芯( $K$ )。

5. 根据权利要求1至4中任一项所述的频率响应均衡器, 其特征在于, 铁芯( $K$ ) 制作为双孔铁芯结构。

6. 根据权利要求1至5中任一项所述的频率响应均衡器, 其特征在于, 电阻( $R$ ) 和电容( $C$ ) 是可调的。

频率响应均衡器

本发明涉及频率响应均衡器，特别是用于宽频带网络的频率响应均衡器。

在诸如电缆电视系统之类的宽频带网络中，宽频带放大器设置在指定的电缆段内以补偿电缆衰减。在这些网络中，在所希望的平滑频率响应内的放大误差可能是由该宽带网络的传输通道内各个放大器的频率响应范围内的放大允差造成的，这样的放大误差可以由频率响应均衡器来补偿。为达此目的，可在传输通道内的各个放大器之前设置具有通带衰减的衰减部件，它们自身的衰减可借助附加的适用的谐振电路在一可调的频率范围内消除。要将一个串联电阻放在放大器之前以确定通带衰减量。这个电阻可与一个串联谐振电路并联连接，该串联谐振电路由一个电阻、一个电容和一个线圈组成。在谐振频率（此谐振频率可以利用电容量来调整）处的通带衰减量可利用电阻值予以减小或消除。这样的频率响应均衡器的频率特性会受到诸如寄生地电容之类的寄生电容否定性的影响，这是因为寄生地电容与线圈构成了一个干扰谐振电路的缘故。该串联谐振电路中电容器的容量越小，干扰谐振电路的干扰影响就越大。在串联谐振电路的谐振频率处，除了衰减所希望的减小之外，还出现了衰减不希望的增加，尤其在较高的谐振频率处出现。如果该电容电的量接近寄生电容的值，则干扰谐振电路的影响会变得比该串联谐振电路本身的影响还大，从而导致在干扰谐振频率处衰减的不希望的增加，而不是在该串联谐振电路的谐振频率处衰减所希望的减小。

本发明的目的是提供一种这样的频率响应均衡器，其寄生电容对频率特性的影响被降低，并且可用于高频。

该目的是以这样的方式实现的，亦即将一个第一线圈、一个电容、一个电阻以及一个第二线圈串联再与一个串联电阻并联连接。这两个线圈构成一个双绕绕制变压器。

该变压器包括两个主电感和两个次漏电感。因为主电感具有一高电阻（尤其是在高频时）并且基本上抑制了寄生电容，所以由主电感和寄生电容构成的干扰谐振电路不会起作用。由于变压器双绕绕制的结果使其磁通相互抵消，以消除主电感的影响，因此该变压器对于由两个次漏电感与该电容和电阻串联所构成的一个串联谐振电路的工作没有影响。这样就消除寄生电容的影响，于是该频率响应均衡器可在高达650 MHz以上的高频时使用。

现参照以下附图所示实施例更详细地描述本发明：

图1 示出内含一个频率响应均衡器的一条传输通道；

图2 示出内含一个频率响应均衡器的一条传输通道，该均衡器包括如图所示的一个双绕绕制变压器；

图3 示出频率响应均衡器的等效电路图；

图4 示出频率响应均衡器的起作用的等效电路图。

在图1 所示的电路中，与放大器 V 串联联接的一个串联电阻RS 被放置在电缆电视系统的一个传输通道的输入端 E 和输出端 A 之间，输入 E 通过一个并联电阻RP 接地电位以适配于放大器 V 的输入电阻，由一个第一线圈 $L_1$ 、一个可调电阻 R、一个可调电容 C 和一个第二线圈 $L_2$  组成的串联电路 1 与串联电阻RS 并联，线圈 $L_1$ 、 $L_2$  是双绕绕制而且相互电感耦合。在图1 中所示的实施例中，耦合是借助公共铁芯 K 构成的，与铁芯 K 有关的线圈 $L_1$ 、 $L_2$  构成一个变压器 2，铁芯 K 由铁磁性材料构成。

串联电路 1 呈现一个串联谐振电路，其品质因数可通过可调电阻R

来改变，串联谐振电路 1 的谐振频率可由可调电容  $C$  来确定，由于它的双绕绕制，由线圈  $L_1$ 、 $L_2$  和它们的磁芯  $K$  构成的变压器 2 包含各具不同符号的两个主电感和一个漏电感（图 3），该漏电感含有两个次漏电感，主电感的电感量比次漏电感的电感量大得多。因为主电感特别在高频时具有较高的感应电阻而基本上抑制了在高频下特别起作用的寄生电容，因此由主电感和寄生电容构成的干扰谐振电路不能起作用，从而可以保证该电路可在高至高频（650 HMZ 以上）时使用。由于变压器 2 的双绕绕制使两个主电感的磁通相互抵消，亦即两主电感的符号不同，所以这些电感不会影响串联谐振电路的性能。由此，可以得到由电容和电阻（参照图 4）以及两个次漏电感相串联构成的一个有效的串联谐振电路 1，该谐振电路 1 与串联电阻  $R_S$  并联。

图 2 示出了包括一个频率响应均衡器在内的一条传输通道，图中重点示出了双绕绕制的变压器 2 的绕组结构。如参照图 1 已描述的，由串联电阻  $R_S$ 、并联电阻  $R_P$  和放大器  $V$  组成的电路安置在电缆电视系统的一个变压器网络的输入端  $E$  和输出端  $A$  之间。线圈  $L_1$ 、 $L_2$  的绕组的始端都与串联电阻  $R_S$  连接，并绕磁芯  $K$  双绕绕制。线圈  $L_1$ 、 $L_2$  的绕组的末端都与可调电阻  $R$  和可调电容的串联电路相连接。线圈  $L_1$ 、 $L_2$  的绕线方向由图中箭头所示。虽然当采用双绕绕制时可以在很窄的允差内计算次漏电感  $L_{S/2}$  的值，但铁芯构制为双孔铁芯结构是有利的。

图 3 示出包括一个频率响应均衡器在内的一条传输通道，其中的频率响应均衡器是以图 1 和图 2 的双绕绕制变压器 2 的等效电路来表示的，该变压器 2 的主电感  $L_H$ 、 $-L_H$  与串联电阻  $R_S$  相连接，并分别与两个次漏电感  $L_{S/2}$  串联，这两个次漏电感  $L_{S/2}$  通过可调电阻  $R$  和可调电容  $C$  相互联结。各自的寄生电容  $C_P$  联在主电感  $L_H$ 、 $-L_H$  和次漏电感  $L_{S/2}$  的公共节点与地电位之间。

很明确，虽然干扰谐振电路是由主电感  $L_H$ 、 $-L_H$  和寄生电容  $C_P$  组成

的，但由于磁芯 1 的材料对主电感  $LH$ 、 $-LH$  起决定影响，而使干扰谐振电路的品质因数变得很低，因而其谐振干扰不起作用。由于主电感  $LH$ 、 $-LH$  在高频时还具有高感应电阻，因此寄生电容  $CP$  得到抑制，而消除寄生电容  $CP$  的影响，以使频率响应均衡器可在高达  $650\text{HMZ}$  以上的高频率时使用。

图4 是一个电缆电视系统的一条传输通道的起作用的等效电路图，该电缆电视系统包括由图3 以等效电路图所表示的频率响应均衡器，串联谐振电路 1 由两个次漏电感  $LS/2$  与可调电阻  $R$  和可调电容  $C$  串联组成。如参照图1 至图3 已描述的，由于两个主电感  $LH$ 、 $-LH$  的磁通相互抵消，因而主电感（参看图3）不影响串联谐振电路 1 的性能。

说明书附图

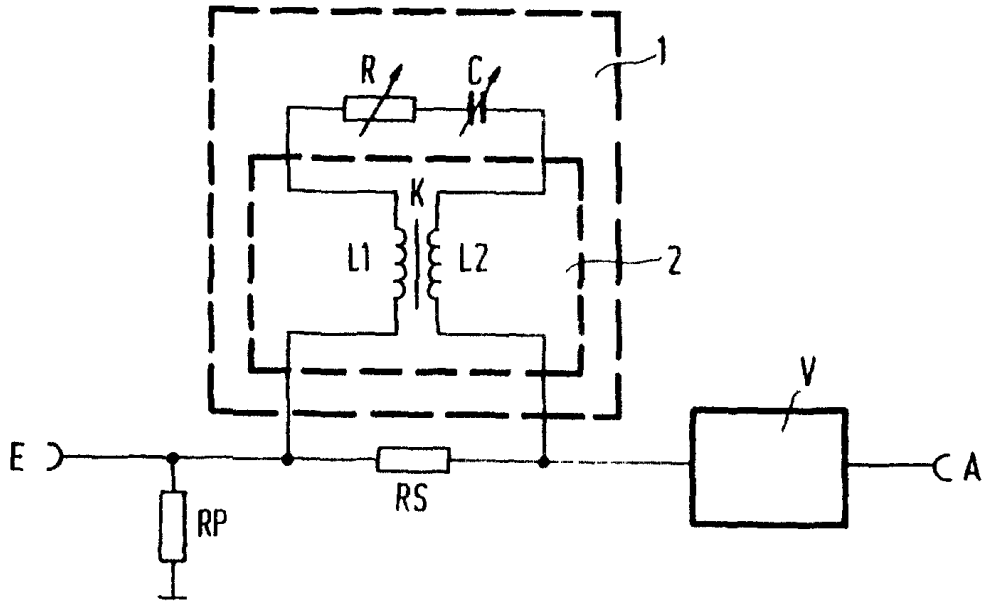


图 1

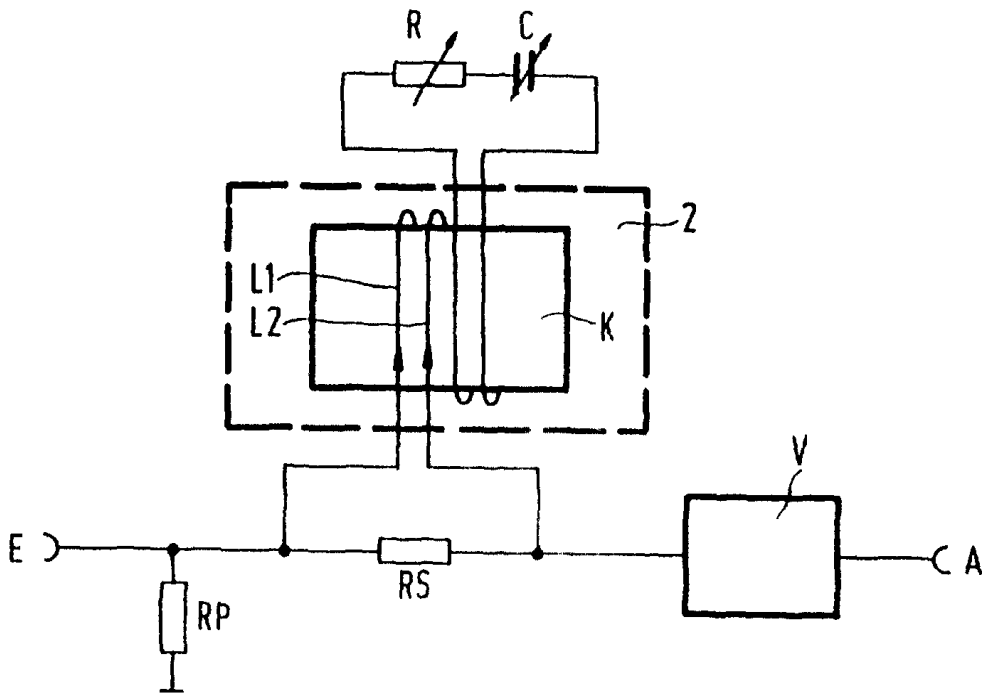


图 2

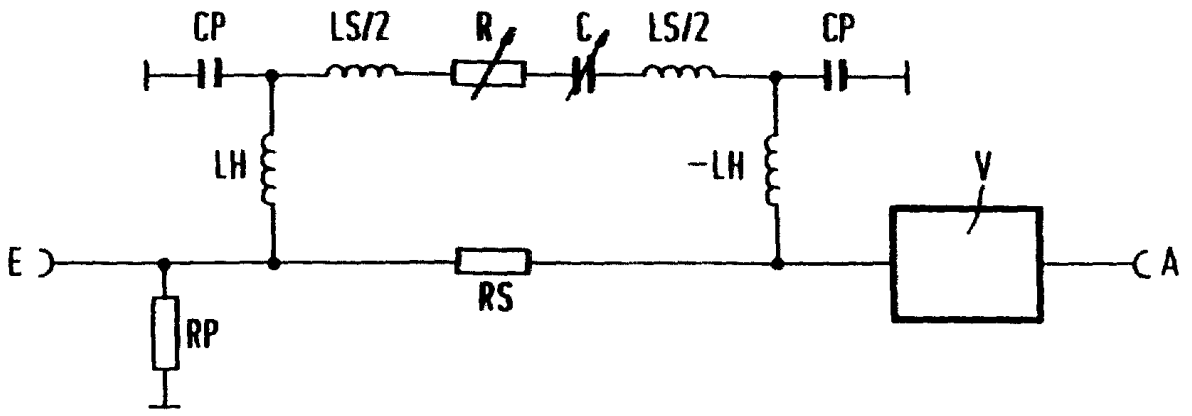


图 3

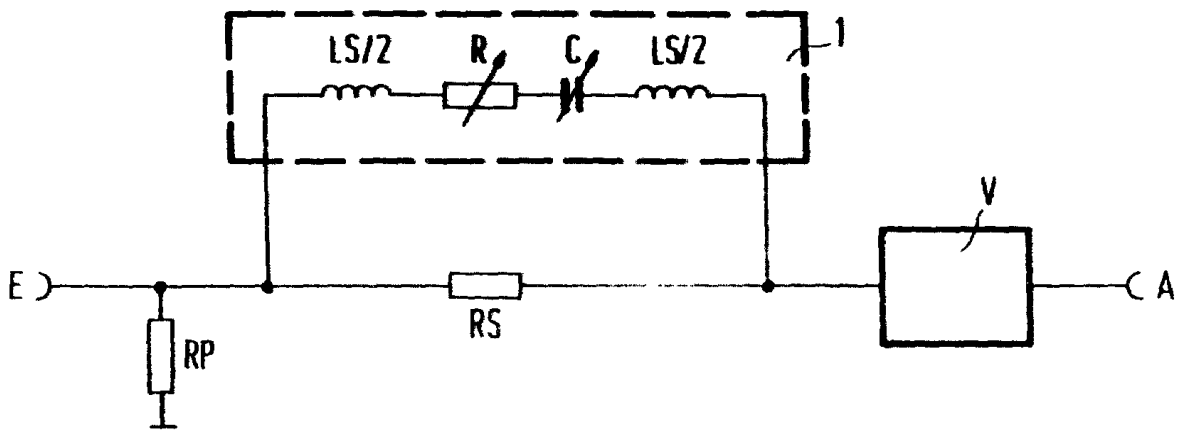


图 4