[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
H04N 5/50
H02J 3/26

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95109846.2

[45]授权公告日 2002 年 8 月 7 日

[11]授权公告号 CN 1088958C

[22]申请日 1995.8.7
[21]申请号 95109846.2
[30]优先权
[32]1994.8.8 [33]US [31]287003
[73]专利权人 汤姆森消费电子有限公司
地址 美国印第安纳州
[72]发明人 M·A·普戈尔
[56]参考文献

EP 0584732	1994. 3. 2	H3J3/26
US 4749974A	1988. 6. 7	H03J5/24

审查员 魏 玮

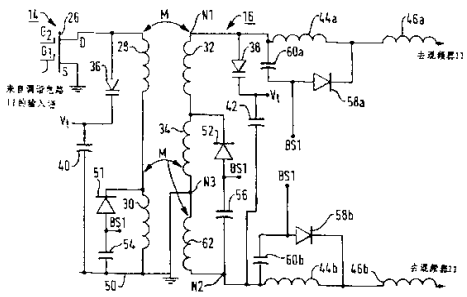
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 马铁良 王 岳

权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 平衡的次级电路的双调谐射频电路

[57]摘要

一种频段转换双调谐电路(16),具有平衡次级电路。有多个第一 电感(28,30)的初级调谐槽路由第一电容器(36,40)调到第一频率。有 多个与第二电感(32,34,62)的次级槽路,由第二电容器(38,42)调到 第一频率。次级槽路的 DC 基准电位(50)耦合到第二电感的节点上,提 供平衡信号输出。第一、二电感中的至少一个可转换,将初次级槽路 的调谐转换到第二频率。平衡次级槽路的输出信号通过恒带宽电感 (44a,46a;44b,46b)耦合到平衡混频器(22)的输入端。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种用于射频信号处理的双调谐装置，包括:

一个初级槽路（28，30，36），以不平衡形式连接至一个输入信号的源（14），用于接收射频信号;

一个次级槽路（32，34，62，38），与所述初级槽路感性耦合，并且包括串联连接的第一和第二电感（32，34，62）；和

一个电路通道，用于将一个直流基准电位直流耦合至设置在所述第一（32，34）和第二（62）电感之间的一个第一电路节点（N3）；其中，

所述第一电感（32，34）的电感值基本上等于所述第二电感（62）的电感值。

2. 根据权利要求 1 所述的双调谐装置，其特征在于，还包括:

一个包括一个二极管（52）的交流耦合通道；其中，

一个第二电路节点位于所述第一电感内;

所述次级槽路具有一个输出节点（N2）；

所述交流耦合通道响应于一个直流控制信号（BS1）而将所述第二电路节点交流耦合至所述输出节点（N2）；并且

所述电路（32，34）通道为所述控制信号（BS1）提供一个信号通道。

说　明　书

平衡的次级电路的双调谐射频电路

技术领域

本发明涉及电视调谐器，更具体地说，涉及一种将单端射频信号转换成平衡射频信号的双调谐电路。

背景技术

电视频道选择器的射频放大级前后经常采用选频调谐电路。为进一步提高选频作用和镜频抑制效果，现时的作法是在混频器之前的信号通道中采用双调谐滤波器。

为最大限度地提高转换效率和减少不需要的谐波和镜频，希望以最佳方式激励混频器。激励混频器（例如双平衡混频器）通常都采用变压器。但变压器比较贵，而且难以达到最佳的工作状态。本发明实施例的混频器采用了输入电路为共基极结构的吉尔伯特单元混频器。这种方案，当信号的输入是从平衡的信号源驱动时，具有一致性很好的低输入阻抗，且增益最好，带宽，稳定性好，干扰小。

发明内容

为达到此目的，最好从无变压器的平衡信号源激励混频器，并在各频带之间转换时保持这种平衡激励状态。

根据本发明的一种用于射频信号处理的双调谐装置，包括:

一个初级槽路，以不平衡形式连接至一个输入信号的源，用于接收射频信号;

一个次级槽路，与所述初级槽路感性耦合，并且包括串联连接的第一和第二电感；和

一个电路通道，用于将一个直流基准电位直流耦合至设置在所述第一和第二电感之间的一个第一电路节点；其中，

所述第一电感的电感值基本上等于所述第二电感的电感值。

在上述双调谐装置的特征在于，还包括：一个包括一个二极管的交流耦合通道；其中，一个第二电路节点位于所述第一电感内；所述次级槽路具有一个输出节点；所述交流耦合通道响应于一个直流控制信号而将所述第二电路节点交流耦合至所述输出节点；并且，所述电路通道为所述控制信号提供一个信号通道。

附图说明

参看下列附图，图中相同的元件用同样的编号表示，其中：

图 1 是一般电视机频道选择器一部分的方框图；

图 2 是图 1 现有技术双调谐电路的原理图。

图 3 是按本发明的观点设计的射频调谐器双调谐电路的原理图。

实施例说明

图 1 示出了电视频道选择器的一般方案。射频信号通道一般依次包括天线 10 或其它电视信号源、调谐电路 12、射频放大器 14 和调谐电路 16。电路 16 最好是双调谐电路，以便充分排斥邻近频道的信号。调谐电路 16 的输出信号耦合到混频器 22 上，在混频器 22 中与来自本机振荡器 24 的信号混合，将射频信号转换成中频信号 25。调谐电路 12、双调谐电路 16 和本机振荡器 24 由调谐电压（VT）调谐到所选择的频道或频率。调谐电压（VT）一般加到变容二极管上。调谐电路、双调谐电路 16 和本机振荡器 24 经常也配置有波段开关，即在频道 2－6 的 VHF 低频带（美国）与频道 7-13 的 VHF 高频带（美国）之间进行波段转换。

现在参看图 2，图中示出了一般现有技术的双调谐电路 16 的方案。电路 16 接收来自信号端射频放大器 14 的信号，并将双调谐信号耦合到混频器 22 的平衡输入端。射频放大器 14 一般是 MOSFET 晶体管 26，来自调谐电路 12 的信号即耦合到晶体管的栅极 G1 上，射频自动振荡控制（RFAGC）信号（图中未示出）耦合到栅极 G2。晶体管 26 的源极 S 接地，在漏极 D 可获得经放大的信号。

频段较低时，来自漏极 D 的信号加到由下列各部分组成的双调谐电路 16 上:

1）初级电路，由串联连接的电感 28、30 组成，耦合在接交流基准点的漏极 D 与直流基准电位 50 之间；和

2）次级电路，由串联连接的电感 32、34 组成，耦合在节点 N1 与交流基准点和直流基准电位 50 之间。电感 28、32 之间和电感 30、32 之间都有互感系数 M。初级电路由耦合在电感 28、30 两端的变容二极管 36 调谐到所要求的频率，次级电路则由耦合在电感 32、34 两端的变容二极管 38 调节到大致同样的频率。变容二极管 36、38 的电容由加到其各自的阴极上的电压 Vt 加以调节，这些阴极则经各自的电容器 40、42 耦合到信号地。

来自在次级节点 N1 的双调谐信号单端输出信号通过串联连接的电感线圈 44、46 和平衡/不平衡转换变压器 48 耦合到混频器 22 上。电感线圈 44、46 的电感值选取得使带宽在整个适当频带的频率下恒定不变，如 Carlson 在美国专利 3,628,152 中所公开的那样。平衡/不平衡转换变压器的初级侧耦合到基准点 50 上，次级线圈给混频器 22 的输入端提供平衡信号，混频器 22 可以是单平衡混频器，也可以是双平衡混频器。

频段转换由耦合在各电感 30、34 两端的 PIN 二极管 51、52 完成。二极管 51、52 由加到其相应阳极的频段转换控制电压 BS1 进行转换，这些阳极由相应的电容器 54、56 信号接地。在转换到“导通”状态时，二极管 51、52 将相应的电感 30、34 信号旁路，从而减小初、次级电路中的总电感，提高了调谐的频率。

频段转换时，恒定带宽电感 44、46 的电感值因被耦合在电感 44 两端、串联连接的 PIN 二极管 58 和电容器 60 而变化，频段转换电压 BS1 也使所述二极管 58 转换。

应该指出，调谐变容二极管 36、38 各自的调谐电压 Vt 需要有回到直流基准电位 50 的回路，该直流回路由其各自的调谐电路 28，30 和 32，34 形成。同样，频段转换二极管 51、52 和 58 各自的频段转换电压 BS1 也需要直流回路，二极管 51 的回路为电感 30，二极管 52 的回路为电感 34。二极管 58 交替使用的回路为电感 46 和变压器 48 的初级。

平衡/不平衡转换变压器是供激励混频器而设的，是较贵的元件，而且这种变压器会不正常工作，从而要在宽的调谐带范围内进行性能的最佳化有困难。要提高整个调谐频带下的性能和使各单元之间的性能更稳定可以通过不采用变压器48和不直接激励混频器22来达到。鉴于本实施例的混频器是双重平衡吉尔伯特单元混频器，即荷兰菲利浦斯公司出品的MT13001T集成电路，因而尤其更应该这样做。这种混频器是在基极接地结构、整个宽频带下的阻抗为50欧的情况下激励的。不过，由于取消了变压器48，因而转换过程现在就由双调谐电路16负责。

现在参看图3，图中与图2相同的元件用同样的编号表示。在较低的频带下，来自漏极D的信号加到下列各部分组成的双调谐电路16;

1）初级电路，由串联连接的电感28、30组成，耦合在接交流基准点的漏极D与直流基准电位50之间；和

2）次级电路，由电感32、34和62组成，耦合在节点N1和N2之间。

电感28与32之间以及电感30与次级电感34和62中至少一个之间具有互感系数M。电感32和34的电感值与图2电路方案中的一样。但电感62的电感值等于串联连接的电感32和34电感值和。初级电路由耦合在串联连接的电感28、30两端的变容二极管36调谐到所要求的频率，次级电路由耦合在串联连接的电感32、34和62两端的变容二极管38调谐到同样的频率。在此配置方式下，节点N1与N2之间产生双调谐平衡信号。

直流基准电位50耦合到节点N3上，这是次级电感34和62的接合点。鉴于电感62的电感值等于电感32和24电感值的和，基准电位50的连接设在平衡系统的交流基准点上。而节点N3交流接地并不会改变双调谐电路16次级的交流信号特性。

双调谐电路16的调谐是通过往变容二极管36、38各自的负极上加上电压Vt改变容二极管36、38的电容进行的，两二极管的负极管经相应的电容40、42交流耦合到相应的初级和次级电感两端。来自节点N1、N2的平衡双调谐输出信号通过相应的串联连接的恒带宽电感线圈44a、46a和44b和46b耦合到混频器22上。这里选取串联电感44a、44a和44b、46b的电感值和来给混频器22提供整个合适频带的频率下的恒带宽信号。这种恒带宽方案就公开在

Carison 的美国专利 3,628,152 中，这里也把该专利包括进来，以供参考。

频段转换由耦合在相应有电感 30 和 34，62 两端的 PIN 二极管 51 和 52 进行。开关二极管 51，52 由加到其相应正极上的频段转换电压 BS1 进行转换，由相应的电容器 54，56 形成交流回路。在转换“导通”的状态下，二极管 51、52 信号旁路相应的电感 30、34 和 62，从而减小各一次和二次电路的总电感值，并提高调谐频率。

鉴于来自节点 N1、N2 的信号是平衡信号，为了使信号保持平衡，在一个信号通道上进行的变化，必然也要在另一个信号通道上进行。因此，电感 44a、46a 和 44b、46b 的和值通过各 PTN 二极管 58a、58b 因加上频段转换电压 BS1 而“导通”而改变。各电容 60a、60b 使二极管电路形成回路。

调谐变容二极管 36、38 的调谐电压 Vt 需要一个直流回路，频段转换二极管 51、52、58a 和 58b 相应的频段转换电压 BS1 也需要有一个直流回路。现在就讨论这一点。

在频段转换工作状态下，节点 N2 处的平衡信号由交流并联连接的电感 34 和 62 将其与直流接地回路分隔开。这避免了节点 N2 处的信号接地短路，同时仍然形成二极管 38、52、58a 和 58b 的直流回路。直流接地回路 50 通过电感 34 和 62 并联连接而产生的对交流回路 50 的这种交流隔离作用，即使频段转换二极管 51 将初级电路的阻抗 30 信号短路，也还是有效的。这是因为由于没有信号电流流过电感 30，所以电感 30 与电感 34、62 之间的互感系数“M”变零所致。因此，电感 30 的交流短路并不会从初级反映到次级电路。这样，二极管 38 的直流回路是通过电感 32 和 34 形成的，二极管 52 的直流回路是通过电感 34 形成的，二极管 58a 的直流回路是通过电感 44a、32 和 34 形成的，二极管 58b 的直流回路则是通过电感 44b 和 62 形成的。此外，在频率较高的频段转换状态下，平衡次级信号漂移到电感 32 内的实际节点。

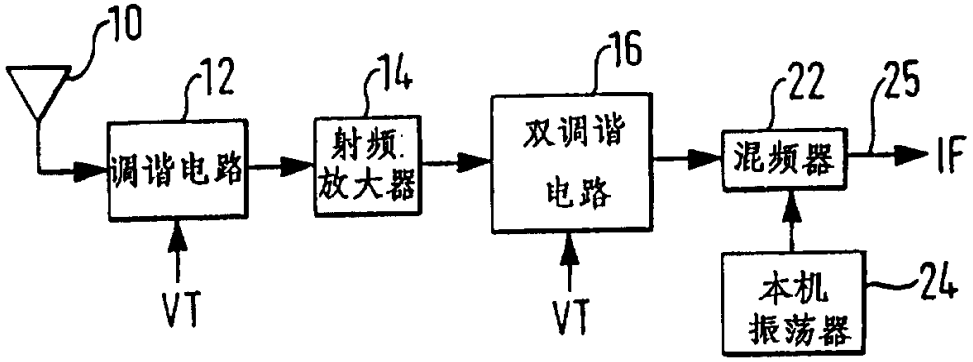

10
12
14
16
22
25
调谐电路
射频放大器
双调谐电路
混频器
IF
VT
VT
本机振荡器
24

图　1

现有技术

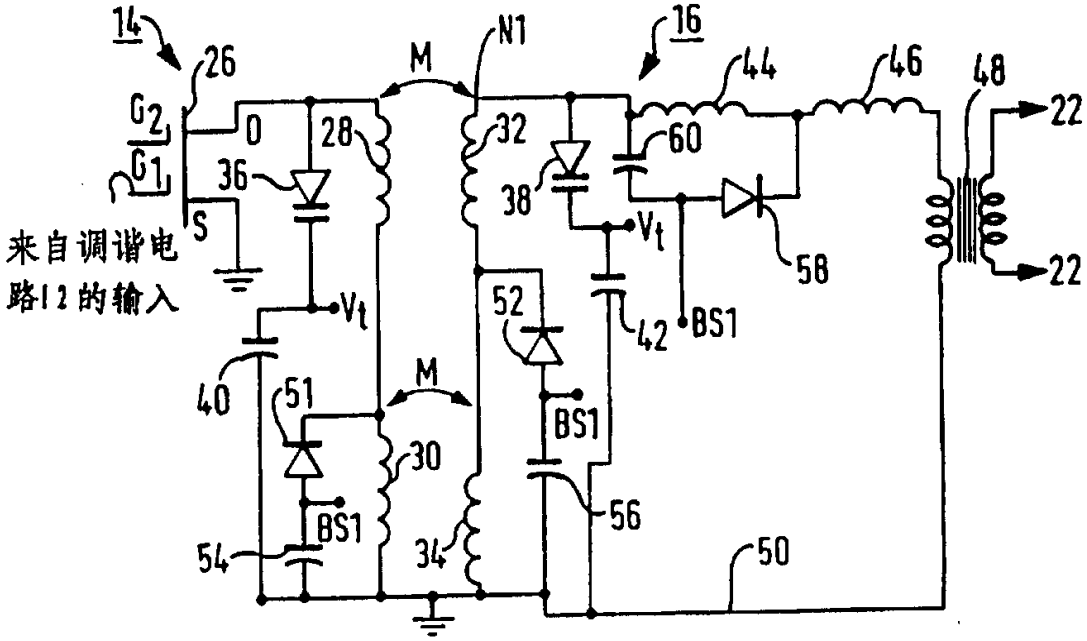

14
26
M
N1
16
44
46
48
22
G2
G1
S
D
28
32
60
36
38
Vt
58
来自调谐电路12的输入
52
42
BS1
40
51
M
BS1
30
56
54
BS1
34
50

图　2

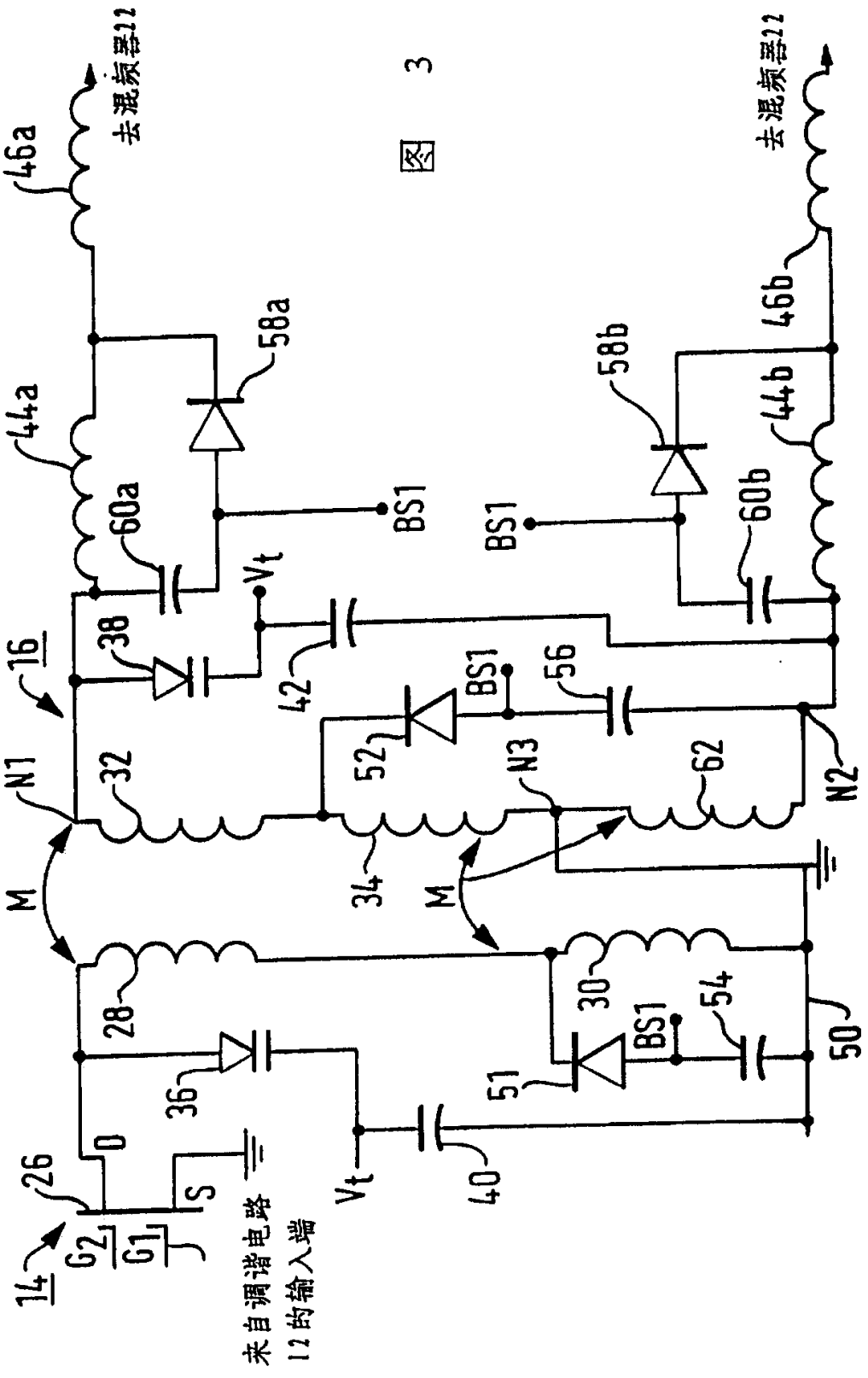

去混频器11
去混频器12
46a
46b
58a
58b
44a
44b
60a
60b
BS1
Vt
16
38
42
56
52
N1
N2
N3
32
34
62
M
28
30
36
51
54
50
40
14
26
G2
G1
D
S
来自调谐电路
12的输入端

图 3