[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04N 5/44

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02820480.8

[43] 公开日 2005 年 1 月 26 日

[11] 公开号 CN 1572107A

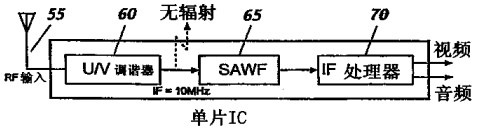
[22] 申请日 2002.10.16 [21] 申请号 02820480.8
[30] 优先权
[32] 2001.10.16 [33] US [31] 60/329,797
[86] 国际申请 PCT/US2002/033077 2002.10.16
[87] 国际公布 WO2003/034715 英 2003.4.24
[85] 进入国家阶段日期 2004.4.16
[71] 申请人 Rf 信息公司
地址 日本神奈川横滨
[72] 发明人 K·宇都宫 T·镰田
[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司
代理人 沙 捷

权利要求书 2 页 说明书 39 页 附图 41 页

[54] 发明名称 在单片集成电路中实现接收机功能的方法与装置

[57] 摘要

一个单片集成电路包括一个调谐器和一个 SAW 滤波函数。调谐器接收在 55 兆赫兹(MHz)到 880MHz 的基频范围内的射频(RF)电视信号。调谐器把 RF 电视信号向下变换成一个具有低基频的中间频率(IF)电视信号。在一种实施方式中，SAWF 滤波器对 IF 电视信号执行 SAW 滤波函数。在另一种实施方式中，SAWF 滤波器对基带执行 SAW 滤波函数。公开了一个用于处理 IF 电视信号，以产生一个视频电视信号和一个音频电视信号的 IF 处理器。



ISSN1008-4274

1. 一个单片集成电路包括：

一个调谐器，用于接收一个射频（RF）电视信号，所述RF电视信号包括55兆赫兹（Mhz）到210 Mhz的基频范围，所述的调谐器用于将所述RF电视信号向下变换成一个中间频率（IF）电视信号，所述IF电视信号包括一个低于20兆赫兹（Mhz）的基频；

一个SAWF函数滤波器，被连接到所述调谐器，用于过滤所述IF电视信号。

2. 如权利要求1所述的单片集成电路，进一步包括一个IF处理器，用于处理所述IF电视信号，以生成一个视频电视信号和一个音频电视信号。

3. 如权利要求1所述的单片集成电路，其中所述单片集成电路包括一个闭环交流（AC）回路。

4. 如权利要求1所述的单片集成电路，其中所述IF电视信号的所述基频包括13 Mhz。

5. 如权利要求1所述的单片集成电路，其中所述调谐器包括：

第一向下变换电路，被连接以接收所述RF电视信号，包括上范围的所述RF电视信号的基频，所述第一向下变换电路以第一模式生成所述RF电视信号的所述上高范围的一个第一IF电视信号；

第二向下变换电路，被连接到所述第一向下变换电路，并被连接以接收一个下范围的所述RF电视信号，所述第二向下变换电路以所述的第一操作模式，把所述第一IF电视信号变换成所述IF电视信号的所述基频，然后所述第二向下变换电路以一个第二操作模式，把所述RF电视信号的所述下范围变换成所述IF电视信号的所述基频。

7. 如权利要求5所述的单片集成电路，其中所述第一IF电视信号的

基频随所述RF电视信号的所述上范围的所述基频而变化。

8. 如权利要求5所述的单片集成电路，其中所述第一向下变换电路和所述第二向下变换电路包括许多可选分立滤波器。

9. 如权利要求8所述的单片集成电路，其中所述的可选分立滤波器包括许多可选电容、电感和电阻元件，它们是基于所述RF电视信号的所述基频被配置的。

10. 如权利要求8所述的单片集成电路，其中所述的分立滤波器包括自调跟踪滤波器。

在单片集成电路中实现接收机功能的方法与装置

技术领域

本发明涉及接收机领域，尤其是涉及在单片集成电路中集成完整接收机。

背景技术

一般来说，电视包括许多电路，它们把射频电视信号进行解调，以产生视频和声音信号。视频和声音信号各自为形成电视图像和声音提供了必要的信息。超高频（“UHF”）/甚高频（“VHF”）调谐器是电视接收机中一种类型的电路。一般来说，UHF/VHF调谐器接收包括多个频道的射频（“RF”）电视信号。频道在一个载频上进行调制。载频频率可以在UHF频谱或者VHF频谱中。对电视进行设定或调谐，以接收一个特定的频道（例如，频道2）。U/V调谐器处理基于选定频道的RF电视信号，并产生一个中间频率（“IF”）。在美国，电视接收机使用的中间频率设定在45.75Mhz频率。

电视接收机同样包括执行中间频率处理的电路。这些IF电视电路典型地采用了表面声波（“SAW”）滤波器。SAW滤波器在解调之前（即，在提取视频和音频信号前）调节IF信号。SAW滤波器拒绝或抑制与所期望频道（即，选定频道）相邻的频道有关的能量频带。为了这一目的，SAW滤波器提供了用于IF信号的一个奈奎斯特斜率带通响应。

典型地是，联邦通讯委员会的规定强制接收机工作在较高的中间频率上，以降低设备的EMI发射。正由于此，现有技术的电视接收机工作在45.75Mhz的中间频率上。处理45.75Mhz的中间频率要求使用一个外部表面声波（“SAW”）滤波器（即，电视调谐器集成电路外部）。如果使用了外部SAW滤波器，将集成电路调谐器连接到外部SAW的电导线将会有辐射。由于这种辐射的发射，接收机必须遵守联邦通讯委员会的规定，同时，接收机必须处理45.75 Mhz中间频率上的信号。

所以，迫切希望开发一种不需要外部SAW滤波器的电视接收机。同样，也希望开发一种在单个集成电路芯片上实现的电视接收机。

发明内容

单片集成电路包括一个调谐器和一个SAW滤波器函数。调谐器接收一个射频（RF）电视信号。RF电视信号包括从55Mhz到880Mhz的基频范围。调谐器把RF电视信号向下变换成具有低基频的一个中间频率（IF）电视信号。在一种实施方式中，与调谐器连接的SAWF滤波器在IF电视信号上执行SAW滤波器函数。在另一种实施方式中，SAWF滤波器在基带上实现。在一种实施方式中，单片集成电路包括一个处理IF电视信号，产生视频电视信号和音频电视信号的IF处理器。

附图说明

图1是示意本发明的单片集成电路接收机的一种实施方式的方框图。

图2是示意用于单片集成电路接收机的一种实施方式的方框图。

图3是示意集成电路接收机中双倍向下变换的一种实施方式的方框图。

图4a是示意根据单片集成电路接收机的一种实施方式的第一和第二向下变换的频带图。

图4b示意了第二向下变换的频带图。

图5示意了用于集成电路接收机的三倍向下变换的实施例。

图6是示意第二向下变换电路的可变频率输入的一种实施方式的频带图。

图7示意了第二中间频率和第三本机振荡器的混合，以产生第三中间频率信号。

图8示意了在接收机集成电路中实现分立滤波器的一种实施方式。

图9示意了配置集成电路接收机中的可选分立滤波器的一种实施方式。

图10示意了分立滤波器之中的相对跟踪。

图11a和11b示意了集成电路接收机的分立滤波器的一个等效电路。

图12示意调谐器输入电路的一种实施方式。

图13是示意集成电路接收机的调谐的一种实施方式的方框图。

图14示意用于调谐集成电路接收机的电容器和电阻器的范围。

图15示意用于控制集成电路接收机中信号增益的一种实施方式。

图16示意根据一种实施方式的第二和第三阶反馈回路的等效电路，该实施方式用于实现集成电路接收机中的AGC。

图17示意本发明的一些实施方式中所使用的奈奎斯特滤波器1705的较详细视图。

图18提供奈奎斯特滤波器的一部分的输出响应。

图19提供奈奎斯特滤波器的一部分的输出响应。

图20示意带通滤波器部件的频率响应和陷波滤波器部件的频率响应。

图21示意带通滤波器的频率响应。

图22示意一个通频带，它是多重滤波器的频率响应的组合。

图23示意陷波滤波器的频率响应。

图24示意带通滤波器的频率响应。

图25示意带通滤波器的频率响应。

图26示意奈奎斯特滤波器的频率特征。

图27示意带通滤波器的频率响应。

图28示意带通滤波器的频率响应。

图29示意奈奎斯特滤波器的一部分的频率特征。

图30示意一个结合本发明的滤波器的接收机的一种实施方式的方框图。

图31示意电视接收机中的U/V调谐器的一种实施方式的方框图。

图32示意U/V调谐器的另一种实施方式的方框图。

图33示意由奈奎斯特斜率滤波器的一种实施方式实现的频率响应。

图34示意本发明的解调器电路的一种实施方式。

图35示意低通滤波器和奈奎斯特斜率滤波器的总响应曲线的一种

实施方式。

图36是示意利用LC成组滤波器的电视调谐器的一种实施方式的方框图。

图37示意用于实现电视调谐器的LC成组滤波器的一种实施方式的方框图。

图38a示意LC滤波器组中使用的电感（L）组的一种实施方式。

图38b示意本发明的LC滤波器组中使用的电容组的一种实施方式。

图39a和39b是示意用于VHF频谱中一个频道的LC滤波器组的调谐的一种实施方式的流程图。

图40示意从N码中选择电感器组中的电感的一种实施方式。

图41示意用于选定L组的电感的不同电阻。

图42是示意LC组滤波器的中心频率与作为M码函数的总电容之间关系的一个图表。

图43表示选择的M码和用于N码各种组合的中心频率之间的关系。

图44表示了电容信息，以及在VHF调谐时的C组中选择电容器的M码。

图45显示C组选定的电容的各种电阻。

图46a和46b是对用于UHF频谱的一个频道的LC滤波器组进行调谐的一种实施方式。

图47显示在UHF调谐的电容器组中选择电容器的一种实施方式。

图48是示意LC组滤波器的中心频率与作为N-1码函数的总电感之间关系的图表。

图49描述选定的N-1编码和用于M码各种组合的中心频率之间的关系。

图50a和b显示用于在UHF调谐过程中选择L组中的电感器的信息。

图51示意C组的选定电容的不同电阻。

图52是一个时序图，显示根据一种实施方式用于调谐LC滤波器组的时序。

图53示意LC滤波器组的调谐的一种实施方式中所使用的函数比较器电路的一种实施方式。

图54示意图53的函数比较器电路中所使用的计算器的一种实施方

式。

图55示意LC滤波器组的一种实施方式的数个频率响应。

具体实施方式

2001年10月16日申请的题为“在单片集成电路中实现接收机功能的方法与装置”的美国第60/329,797号临时专利申请的公开特此结合在此作为参考。

单一式单片集成电路芯片完全地集成一个完整的电视接收机。在一种实施方式中，单片集成电路包括集成了SAW滤波器函数的一个超高频（“UHF”）和一个甚高频（“VHF”）调谐器。在其它实施方式中，单片集成电路进一步包括与处理电视或具有信息内容的其它类型信号有关的中间频率（“IF”）处理。在一种实施方式中，集成电路接收机采用一个具有双倍或三倍向下变换的超外差结构。接收机集成电路接收作为单输入的射频（“RF”），然后，反过来产生作为输出的复合视频基带信号（“CVBs”）、AF输出、MPX输出。

图1是示意本发明的单片集成电路接收机的一种实施方式的方框图。如图1所示，单片集成电路50接收一个作为输入的电视RF信号，然后产生作为输出的电视视频和音频信号。因此，从接收电视RF信号到生成输出的视频和音频成分的所有函数都在单片集成电路50内实现。对于这一实施方式，单片集成电路50包括超高频和甚高频（“U/V”）调谐器60，SAW滤波器65，和IF处理器70。U/V调谐器把RF电视信号向下变换为中间频率电视信号。特别是，U/V调谐器把RF电视信号向下变换为一个适合在SAW滤波器中处理的基频，该SAW滤波器被完全集成在硅中。这里所使用的术语“基频”意思就是RF或IF信号的中心或载波频率。例如，如果输入的RF信号的载波频率是880Mhz，信号的基频就是880Mhz，该信号包括一个频带的信号。

在一种实施方式中，U/V调谐器60把RF电视信号55向下变换为10Mhz的基本中间频率。在另一种实施方式中，U/V调谐器60把RF电视信号55向下变换为13Mhz的基本中间频率。然而，在不脱离本发明的精神和范围的情况下，可以使用其它IF频率（例如，13Mhz）。例如，可以使用适合在硅中的SAW滤波器处理的任何IF频率。硅SAW滤波器65

的输出被输入到IF处理器70。IF处理器70解调IF电视信号，以在那恢复视频和音频部分。IF处理器所执行的功能是众所周知的，实际上，IF处理器70用来表现能够解调IF电视信号，以恢复视频和音频成分的广泛种类的接收机。

单片集成电路允许实现在硅中的SAW滤波器函数，因为中间频率已经被降低（例如，10或13Mhz）。典型地，联邦通讯委员会的规定强制接收机在较高的中间频率工作，以降低来自设备的EMI发射。正由于此，已有技术的接收机工作在45.75 Mhz的中间频率。45.75Mhz中间频率的处理要求使用一个外部表面声波（“SAW”）滤波器（即，电视调谐器集成电路的外部）。如果使用了外部SAW滤波器，将集成电路调谐器与外部SAW滤波器连接的电导线将会有辐射。由于这种辐射，接收机必须遵守FCC（联邦通讯委员会）的规定，接收机必须处理45.75 Mhz中间频率上的信号。

本发明的单片集成电路不包括输入/输出（I/O）插孔，其引进外接于集成电路芯片的调谐器的IF信号。此外，由于调谐器和SAW滤波器被集成到一个单一式单片集成电路中，所以本发明的单片集成电路接收机不要求集成电路调谐器与SAW滤波器之间的外部导线。因此，由于没有来自于单片集成电路的辐射，所以降低SAW滤波器的中间频率输入。反过来，这允许在纯硅中集成SAW滤波器。

单片集成电路接收机加入了一个闭环交替生成（“AC”）电路。闭合AC电流电路保护在集成电路上传送的信号，以防发射到集成电路外部。集成电路的这个特点还使在适合实现在硅中的SAW滤波器函数的频率上处理中间频率电视信号变得容易。

图2是示意单片集成电路接收机的一种实施方式的方框图。如图2所示，通过天线或同轴电缆，在RF输入110接收诸如电视信号的RF信号。集成电路接收机包括第一向下变换电路，该电路又包括滤波器组Ⅰ（115）、混频器120和本机振荡器120。第一向下变换电路把在输入RF信号的高频率范围的RF信号，变换为第一个中间频率。第二向下变换电路包括滤波器组Ⅱ130、混频器135和本机振荡器140，它变换输入RF信号的下频率范围的信号，也进一步把第一中间频率的信号（即，来自第一向下变换电路的向下变换了的信号）向下变换为第二中间频

率。对于集成电路接收机100的这个实施方式，在IF处理之前，第三向下变换电路把第二IF信号向下变换为第三固定IF信号。特别是，滤波器组III136和混频器138把第二IF频率变换为第三中间频率。在一种实施方式中，第三中间频率被设定为10 Mhz或13 Mhz。

一般来说，对于向下变换电路来说，过滤信号（即，RF或IF信号）以衰减预定频带的频率。然后，滤波信号被输入到混频器，如双平衡混频器。双平衡混频器包括RF输入、本机振荡器（“LO”）输入和IF输出。众所周知，混频器在IF端口生成一个信号，该信号的频率成分包括（RF+LO）和（RF-LO）的组合，被称为第一阶成分，还包括第一阶成分与RF和LO成分的组合（第二阶部分）。依次，第一阶成分、第二阶成分以及原始RF和LO信号进一步混合，生成第三阶部分，等等。向下变换电路中的滤波器（115，130和136）对干扰信号的信息频带的混频器输出的那些部分进行衰减。IF处理器150由视频检测器155和声音检测器160组成，它接收来自SAW滤波器145的输入。如图2所示，检测器155生成VCBS信号，同时，声音检测器160生成AF输出和MPX输出信号。

图3是示意集成电路接收机中的第一和第二向下变换电路的一种实施方式的方框图。如图3所示，RF信号被输入到U/V调谐器。在本实施方式中，RF电视信号有一个在55Mhz到880Mhz范围内的单一基频。RF信号频率范围被分成一个上频率范围（“RF/H”）和一个下频率范围（“RF/L”）。在本实施方式中，上频率范围包括220Mhz与880Mhz之间的基频，同时，RF信号的下频率范围包括55Mhz与220Mhz之间的基频。如下面较完全地描述， RF信号的上频率范围的处理不同于RF信号的下频率范围的处理。

在本实施方式中，第一向下变换电路包括滤波器组Ⅰ（210）、本机振荡器220和混频器240。第一向下变换电路用于处理上频率范围的RF电视信号（例如，220Mhz到880Mhz）。特别是，第一向下变换电路把220Mhz到880Mhz范围内的输入RF电视信号变换为55Mhz到220Mhz范围的信号。这导致了4比1的向下变换。例如，如果输入RF电视信号包括一个880Mhz的基频，第一向下变换电路就把880 Mhz的RF信号变换为220Mhz的第一中间频率信号。类似地，如果输入RF信号包

括一个220Mhz的基频，然后第一向下变换电路就生成具有55Mhz基频的第一中间频率信号。

图4a是示意根据单片集成电路接收机的一种实施方式的第一和第二向下变换的频带图。如图4a所示，RF信号的频率的频带范围从55Mhz到880Mhz。RF频带被变换为IF1频带（55Mhz到220Mhz）。为了变换频率范围，本机振荡器220（图3）生成一个可变本机振荡器信号。如图4a所示，本机振荡器信号具有165Mhz到660Mhz的频率范围。例如，如果输入RF信号有880Mhz的基频，然后调谐本机振荡器220，生成一个660 Mhz的信号，在220Mhz的混频器240的输出产生第一中间频率。

图4a的频带图还示意了镜像信号的频率范围，被称作f_I。镜像信号f_I是混频器240的一个产物（也就是说，镜像信号f_I来自于RF信号与本机振荡器220的本机振荡器信号的混合）。例如，具有880Mhz基频的RF输入信号与具有660Mhz频率的本机振荡器混合，产生220Mhz的第一谐波（RF（880Mhz）- LO（660Mhz）= 220Mhz）。依次，这个集中在220Mhz的第一谐波与660Mhz的本机振荡器频率混合，产生440 Mhz的镜像，如图4的频带图（220Mhz + 440 Mhz = 660Mhz）所示。图像频率要求对电路的正常操作的抑制。

对于图3的实施方式，作为滤波器组Ⅰ（210）的一部分，第一向下变换电路包括陷波滤波器211、陷波滤波器212和带通滤波器215。带通滤波器215是基于输入RF信号频率调谐的。对于本实施方式，陷波滤波器211和212是基于RF信号的输入频道调谐的。在本实施方式中，调谐陷波滤波器211和212，以过滤110Mhz到440Mhz频率范围的RF信号（也就是，图像频率f_I的频带）。陷波滤波器211和212衰减图像频率的RF信号。陷波滤波器211和212输出的RF信号被输入到带通滤波器215。带通滤波器212被选择性地调谐，以在220Mhz到880Mhz范围的中心频率，过滤输入RF信号的基频。

图5示意集成电路接收机的三倍向下变换的一个实施例。频率的第一频谱，如图5中的标号510所示，示意一个实例输入频率（例如，电视频道）的第一向下变换。特别地，对于这个实施例，RF信号有一个800Mhz的中心频率，本机振荡器有一个600Mhz的中心频率。RF和LO信号产生图像频率f_I，集中在400Mhz左右。对于这个实施例，在混频

器240的混合之前，陷波滤波器211和212（图3）衰减中心频率为400Mhz的RF信号。频率的第二频谱，如图5中的标号520所示，示意第二实例频道的第一向下变换（例如，电视频道）。对于第二个实例，输入RF信号有400Mhz的中心频率，本机振荡器有300Mhz的中心频率，产生一个集中在200Mhz左右的图像频率。因此，对于这个实例，在混频器240的混合之前，陷波滤波器211和212（图3）被调谐，以衰减中心频率为200Mhz的RF信号。由于在陷波滤波器211和212中中心频率上信号的衰减，所以从混频器240输出的第一中间频率的图像成分受到抑制，为信号成分产生合适的信噪比。

混频器240的输出、第一中间频率信号和集成电路的RF输入被输入到开关250（图3）。开关250被配置为单极双掷开关。在一种实施方式中，控制该开关从“调谐信息”输入到集成电路。当集成电路接收机200被调谐，以处理在RF信号范围的上部的信号（例如，220Mhz到880Mhz）时，然后开关250把混频器240的输出连接到第二向下变换电路。可选择地，当集成电路接收机200被调谐，以处理在RF信号范围的下部频率的信号（例如，55Mhz到220Mhz）时，然后开关250把输入RF信号连接到第二向下变换电路。因此，来自输入RF信号频率的下范围和第一中间频率的信号被输入到具有一个频率范围的第二向下变换电路（也就是，第二向下变换电路的输入是可变的）。这个产生可变中间频率的结构，允许使用变换第一中间频率和下频带的输入RF信号的第二向下变换电路。

图6是示意第二向下变换电路的可变频率输入的一种实施方式的频带图。如图6所示，上频带的输入RF信号，在图6中被称作RF/高，从880Mhz到220Mhz的频率范围变换为220Mhz到55Mhz的第一中间频率范围。如图6所示，220Mhz-55Mhz的第一中间频率范围对应于下频带的输入RF信号（即，220Mhz-55Mhz）。

第二向下变换电路的一种实施方式如图3所示。对于这个实例，作为滤波器组II，向下变换电路包括可调陷波滤波器260，可调陷波滤波器265，可调带通滤波器270，可调本机振荡器290和混频器280。可调本机振荡器290进一步包括本机振荡器295和带通滤波器285。第二向下变换电路把55Mhz到220Mhz的频带（RF信号的下频带或第一中间频

率）变换为40Mhz。

图4b的频带图示意第二向下变换。特别是，频带图示意利用95Mhz到260Mhz的本机振荡器中心频率，对输入RF信号的下频带或第一中间频率进行的频率变换。除了40Mhz的期望中心频率，混频器280的输出（图3）产生135Mhz到300Mhz的图像频谱成分。混频器280的输入信号要求图像频率的衰减。

类似于第一向下变换电路，陷波滤波器260和265被调谐，以过滤图像频率的信号。如图4b的频带图所示，图像成分的中心频率在135Mhz到300Mhz的范围内。例如，如果输入RF信号有一个880Mhz或220Mhz的中心频率，图像的中心频率就是300Mhz。带通滤波器260被调谐，以对输入过滤器的信号的中心频率左右的期望频带进行过滤。例如，如果输入RF信号有一个880Mhz或220Mhz的中心频率，带通滤波器260就对220Mhz的中心频率左右的信号进行过滤。

图5进一步示意集成电路接收机的第二向下变换的一个实施例。频率的第三频谱，如图5中的标号530，示意对实例频道的第二向下变换。特别是，对于这个实施例，输入RF或第一中间频率有一个200Mhz的中心频率，同时，本机振荡器有一个260Mhz的中心频率。RF和LO信号产生一个集中在300Mhz左右的图像频率。对于这个实施例，在混频器280的混合之前，陷波滤波器260和265（图3）衰减中心频率为300Mhz的IF信号。频率的第四频谱，如图5中的标号540，示意第二向下变换后的第二中间频率信号。

在集成电路接收机的一种实施方式中，执行第三向下变换。在本实施方式中，第三向下变换电路包括滤波器组III（136），混频器138，和本机振荡器3（“LO3”）142（图2）。第三向下变换电路接收第二中间频率为40Mhz的信号。在一种实施方式中，在输入到一个复合奈奎斯特滤波器之前，执行第三向下变换。

图15是示意集成电路接收机的一种实施方式的方框。如图15所示，滤波器组3接收IF2信号，然后为输入到第三混频器1540的IF2信号进行过滤。滤波器组3包括两个陷波（或陷波（trap））滤波器（1510和1520）和一个带通滤波器1530。两个陷波滤波器（1510和1520）衰减“镜像”频率$2f_p+f_3$的IF2信号。正如下文所解释的，f_3频率补偿图像载频f_p中的

变化。第三混频器（1540）在接收RF输入的过滤的IF2信号，并接收在LO输入的本机振荡器信号$f_{3x}+f_p$。混频器1540的IF输出产生IF3信号，具有集中于一个固定频率（例如，10Mhz或13Mhz）左右的基频。

在一种实施方式中，利用两个回路执行第三向下变换。在第一回路中，在复合SAW滤波器函数中实现的（下文所述），相位误差被确定。相位误差测量从IF3信号中提取的图像载频f_p与集成电路接收机所产生的本机f_p频率之间的相位差。在第二回路中使用这个相位误差，其在图15的“滞后-超前（lag-lead）”函数中指出。包括本机振荡器的VCO，$f_{3x}+f_p$，的第二回路接收来自第一回路的相位误差，补偿图像载波频率f_p中的频率变化。相位误差部分用于调节本机振荡器频率的频率/相位，$f_{3x}+f_p$。紧接着，为了完成第二回路，调整的本机振荡器频率$f_{3x}+f_p$与输入到混频器1540的IF2信号混合，产生一个修正IF3信号。由于第一和第二回路，IF2信号的频率/相位被跟踪。

图7a-7d根据本发明的一种实施方式，示意滤波器组Ⅰ210（图3）的频率响应。陷波滤波器（211和212）的频率响应分别如图7a和7b所示。带通滤波器（215）的频率响应如图7c所示。滤波器组Ⅰ210的复合响应如图7d所示，以及RF/H信号衰减如图7e所示。

图7f-7i根据本发明的一种实施方式，示意滤波器组Ⅱ（图3）的频率响应。陷波滤波器（260和265）的频率响应分别如图7f和7g所示。带通滤波器（270）的频率响应如图7h所示。滤波器组Ⅱ的复合响应如图7i所示，以及RF/L或IF1信号衰减如图7j所示。

图7k-7n根据本发明的一种实施方式，示意滤波器组Ⅲ（图15）的频率响应。陷波滤波器（1510和1520）的频率响应分别如图7k和7l所示。带通滤波器（1530）的频率响应如图7m所示。滤波器组Ⅲ的复合响应如图7n所示，以及IF2信号衰减如图7o所示。

分立可选滤波器：

在一种实施方式中，可调或可选滤波器（即，带通滤波器215和270以及陷波滤波器211、212、260和265（图3））都作为分立滤波器来实现。特别地，分立滤波器包括电容、电感和电阻元件，被配置为期望的频率响应特性。图8示意实现接收机集成电路的分立滤波器的一种实施方式。对本实施方式，分立滤波器包括两组分立组件：一个LC调谐

组810和一个RC调谐组820。如图8所示，LC调谐和RC调谐的抽头选择发生在X_n和X_m值之间。在一种实施方式中，数字电路指的是CR抽头选择电路，它基于对接收机电路调谐所选择的频道，来产生X_n和X_m值。

分立滤波器增强调谐器电路的性能。连续的或有源滤波器的使用需要一个电源电压（例如，V_{cc}）。由于电源线上的噪声，电源电压表现出一个波纹。依次，这个纹波电压引起在连续放大器输出上的无法接受的频率响应特性。因此，单片集成电路中分立或无源滤波器的使用将波纹电压与信号隔离，从而提高了信号质量。

图9示意集成电路接收机中配置可选分立滤波器的一种实施方式。对本实施方式，使用单一电容值和各种组合的电阻值，来实现滤波器212、215、225和260。电阻值的期望组合是通过并行连接电阻来产生。图9描述用于滤波器212、215、225和260的具有固定电容量的电阻元件的相对组合。特别是，滤波器212有一个（gm_1+2gm_2）的电阻值，滤波器215有（gm_1）的电阻值，滤波器225有（gm_1+gm_2）的电阻值，以及滤波器260有（gm_2）的电阻值。

可选分立滤波器呈现出一个自调整的跟踪结构。图10示意滤波器212、215、225和260中的相对跟踪。自调整的跟踪结构包括每个滤波器的固定电容（例如，图9所示的电容C_0）。因为在滤波器212、215、225和260中固定了电容，所以在电阻元件的选择过程中，滤波器的调谐仍是相对的。图10示意滤波器212、215、225和260的这个相对调谐。

图11a和11b示意集成电路接收机的分立滤波器的一个等效电路。特别是，图11a中所示的双二次（biquad）滤波器的频率响应表示为：

$$f = gm/2\P C.$$

图11b示意级联跨导元件的第二等效电路。该等效电路的频率响应表示为：

$$f = f1 +/- f2 = gm1/2\P C +/- gm2/2\P C = (gm1 +/- gm2)/2\P C.$$

因此，通过加上或减去跨导值，来产生电阻元件的频率响应，这对滤波器的调谐是必要的。

调谐集成电路接收机：

图12示意本接收机的调谐器输入电路1210的一种实施方式。在本实施方式中，集成电路接收机通过IIC总线接口于外部设备，如一个微

处理器。在图12所示的实施方式中，接收机集成电路包括一个串行数据输入/输出（I/O）（“SDA”）和一个串行时钟输入（“SCL”）。在本实施方式中，SDA数据包括28位的输入数据：一个8位的调谐器地址，一个8位的子地址，和12位的调谐信息。另外，对于每个8位字来说，SDA数据包括一个确认位（“ACK”）。作为IIC总线规范的一部分，从设备（如，集成电路接收机）如果在其接收相应的8位字时，可设定和发送ACK位。通过SDA输入，调谐器输入电路1210使用移位寄存器1220把串行SDA数据变换成8位字。

移位寄存器1220的第一次8位输入，即调谐器地址，被输入到一个从地址锁存器1245。使用调谐器地址（如，被控地址）可从通用控制下的多个设备的总线中唯一地识别出一个可到达的设备（如，使用通用总线，一个微处理器或微控制器控制多个设备）。向地址比较电路（如比较器）1250输入8位调谐器地址，以与集成电路接收机中预先确定的地址进行比较。储存在寄存器1260中的预先确定的调谐器或被控地址，对于特定的集成电路接收机来说是唯一的。为接收外部芯片选择信号，芯片选择1和2的输入与寄存器1260的片选（“CS”）位连接在一起，用来接收外部片选信号。如图12所示，CS输入包括一个VCC信号或者一个地信号。寄存器1260的CS位被使能时，可向预先设定的调谐器地址设定寄存器1260中的地址。比较器1250比较存储在寄存器1245中的输入地址和存储在寄存器1260中的预先设定的地址。如果两个地址匹配，地址比较器1250产生一个使能信号。使用使能信号，可使能一个子地址锁存器和比较电路1230。

作为输入，子地址锁存比较电路1230从移位寄存器1220接收一个8位子地址输出（即，移位寄存器1220把来自串行比特流的子地址变换为一个8位字）。子地址信号识别集成电路接收机中的一个或多个调谐器电路。例如，集成电路接收机可组合两个电视调谐器电路，以在图像函数中完成一幅图画。如图12所示，子地址锁存比较电路1230当被使能时，如果输入到集成电路中的8位子地址与存储在子地址锁存和比较电路1230中的预先确定的子地址相匹配，可产生一个使能信号（未显示）。

图12中的输入调谐电路还包括一个数据锁存器1235，以锁存集成

电路接收机的调谐信息。如图12所示，SDA数据包括16位的调谐信息。通过移位寄存器1220，输入到SDA的调谐信息被转化成8位字。在一个实施方式中，数据锁存器1235由2个8位锁存器来完成。第一个锁存器存储最不重要的4位调谐信息，第二个所存器存储最重要的8位调谐信息。数据所存器1235被来自子地址锁存器和比较电路1230的输出所使能（如果子地址识别出那个特定的调谐器）。来自数据锁存器1235的数据输出被加载到数据总线1240中。

图13是示意调谐集成电路接收机的一种实施方式的方框图。如图13所示，从输入调谐电路图12输出的调谐信息（例如，12位）被输入到逻辑比较器1315。在一种实施方式中，调谐信息包括12位的信息。特别是，对该实施方式，调谐信息在.25Mhz的增量步骤中，指定一个.25Mhz到1024.75Mhz的频率范围。逻辑比较器1315的第二输入是一个表示集成电路中调谐的当前频率的值（“当前调谐频率”）。在一种实施方式中，从集成电路接收机的各部分的频率成分，来计算当前调谐频率。对该实施方式，根据电路是否正在调谐高频带的RF输入信号（“RF/H”）或低频带的RF输入信号（“RF/L”），计算两个频率值的其中之一。逻辑比较器1315将调谐信息与当前调谐频率进行比较。

逻辑比较器1315的输出连接到电容-电阻（“RC”）抽头选择电路1320。一般来说，RC抽头选择电路1320产生一个电容值和一个电阻值，以调谐接收机的滤波器。RC抽头选择电路1320增加或降低电容和电阻值，以选择适当的电容和电阻值，用于集成电路接收机滤波器的调谐。在该实施方式中，把电容和电阻值的选择标准化为滤波器组Ⅰ和Ⅱ的输入RF信号的镜像频率，这里被称作“f_1”。该频率f_1定义RF/H和RF/L向下变换电路（即，滤波器组Ⅰ和Ⅱ）中滤波器响应特性的中心频率。

在一种实施方式中，集成电路接收机通过接收机中本机振荡器计算接收机的当前调谐频率。在该实施方式中，数个计算器（1315，1322和1325）用于产生表示对应本机振荡器的频率的数字值。特别是，本机振荡器220（第一向下变换电路）连接到计算器1315；本机振荡器290（第二向下变换电路）连接到计算器1322；以及本机振荡器1345（第三向下变换电路）连接到计算器1325。RF/H频率计算电路1335计算用于调谐在高范围的输入RF信号中的输入信号的当前调谐频率，RF/L频

率计算电路1340计算用于调谐低范围的输入信号的当前调谐频率。在一种实施方式中，RF/H频率计算电路1335产生集成电路调谐器的当前调谐频率，根据以下这个关系：

$$当前调谐频率_{RF/H}=f_{L1}+f_{L2}-f_{L3}+f_P$$

其中，f_{L1}表示第一向下变换电路（计算器1315）中本机振荡器的频率，f_{L2}表示第二向下变换电路（计算器1322）本机振荡器的频率，f_{L3}表示第三向下变换电路的本机振荡器的频率，以及f_P表示图像载波频率。需要注意的是，图像载波频率f_P是固定频率。在一种实施方式中，RF/L频率计算电路1340计算集成电路调谐器的当前调谐频率，根据以下这个关系：

$$当前调谐频率_{RF/L}=f_{L2}-f_{L3}+f_P$$

集成电路接收机调谐关于f_1频率的滤波器组Ⅰ和Ⅱ。下面的表达式描述本机振荡器频率（f_{L1}，f_{L2}，f_{L3} 和f_P）与用于调谐高频带的RF输入信号的输入信号“镜像”频率f_1之间的关系。

$$RF/HT调谐频率 = f_{L1}+f_{L2}-f_{L3}+f_P$$

$$RF/HT调谐频率 = 1.5f_1 + 0.5f_1 + f_3 - f_3 - f_P + f_P$$

$$RF/HT调谐频率 = 2f_1$$

因此，如该表达式所示的，操作高频带RF输入信号的第一向下变换电路中的滤波器的调谐导致带通滤波器（滤波器组Ⅰ）的中心频率的选择，该中心频率是镜像频率的两倍（即，带通滤波器的中心频率等于$2f_1$）。第一向下变换电路中滤波器组Ⅰ的陷波滤波器的中心频率等于镜像频率f_1（即，陷波滤波器衰减镜像频率）。

下列表达式描述本机振荡器频率与用于调谐低频带的RF输入信号的（例如，第二向下变换电路）的输入信号镜像频率之间的关系。

$$RF/L调谐频率 = f_{L1}-f_{L3}+f_P$$

$$RF/L调谐频率 = 0.5f_1 + f_3 - f_3 - f_P + f_P$$

$$RF/L调谐频率 = .5f_1$$

如该表达式所示的，操作低频带RF输入信号的滤波器组Ⅱ的调谐选择CR值，以在中心频率为1/2镜像频率f_1调谐带通滤波器。第二向下变换电路中的陷波滤波器的陷波频率（即衰减频率）可表达为：

$$.5f_1 + 2f_3$$

在一种实施方式中，CR抽头选择电路1320在80个离散值中进行选择。80个离散值对应于110个电视频道。虽然该实施方式在80个离散CR值中进行选择，但在不脱离本发明的精神和范围的情况下，可以使用任何数量的离散CR值。对该实施方式，CR抽头选择电路1320包括5个电容值的选择，和对于每个电容值的，16个电阻值的选择（即，对于5个电容值中每个的16个电阻值等于80个CR值）。

在一种实施方式中，为逻辑比较器1315的每个输出增加地选择一个新CR值，指的是调谐频率的一个增量。在增加一个电容值之前，CR抽头选择电路1320增加所有电阻值。增加RC值的这个过程在图13中进行图形描绘。例如，如果CR抽头选择电路的当前电容选择是“C_0”，当前电阻值选择是“R_0”，那么来自于逻辑比较器1315的增量信号使得CR抽头选择电路1320选择“C_0”作为电容值，和选择“R_1” 作为电阻值。在不改变电容值的情况下，通过选择下一个电阻值来增加调谐频率的这个过程进行重复，直到用于那个电容值的最后一个电阻值已经被选择为止（例如，为电容值C_0已经选择了R15）。当已经选择了对应于电容值的最后一个电阻值时，CR抽头选择电路1320选择下一个增加的电容值。例如，如果电流CR抽头选择是“C_2”和“R_{16}”，以及逻辑比较器1315指出调谐频率的一个增量时，然后CR抽头选择电路1320分别选择“C_3”和“R_0”作为电容和电阻值。

在一种实施方式中，通过粗调（course）CR抽头选择和精细RC抽头选择，来完成CR抽头选择。如图13所示，在该实施方式中，使用5个最重要的位，用于直接选择调谐的一个CR值。调谐信息的8个不重要位与当前调谐频率进行比较，从而调节CR抽头选择。利用这个技术，粗调谐信息在期望频率值附近，直接选择一个CR抽头值，从而降低锁在期望频率上所要求的时间量。

图14示意用于调谐集成电路接收机的，CR抽头选择1320的可选的电容和电阻的范围。在一种实施方式中，CR抽头选择电路1320在五个电容值中（例如，C_1-C_5）选择，以在110个电视频道中调谐。在工厂中，CR抽头选择电路1320不要求手工调谐来补偿处理变化。在一种实施方式中，除了80个CR值之外，还实现附加的电容和电阻值。如图14所示，除了80个CR值之外，还可使用附加的15%电容和12%电阻值，用于32%

总冗余扩展的选择。图14的频率图表显示输入RF信号的频率与电容值的对应。图14中的频率图表显示，如果电路加工过程没有显示变化，指定为C_0的附加CR值对应于880Mhz到1161Mhz的RF输入频率。C_6电容值提供下频率调谐范围的一个冗余。特别是，如果电路加工过程没有显示变化，C_6电容值对应于220Mhz到167Mhz的RF输入频率。CR扩展冗余足够消除在基于过程变化的加工过程中，调谐滤波器的必要。例如，由于集成电路加工中的过程变化，对880Mhz的输入RF信号的调谐可导致“C_0”和“R_{14}”的选择（即，代替C_1和R_0）。

CR值的选择中的变化量随不同的集成电路而变化。在一种实施方式中，集成电路接收机存储用于后续调谐的CR值选择中的变化量。对该实施方式，集成电路接收机在初始通电时，测量CR值选择中的变化量。对上面的实施方式，如果对880Mhz的输入RF信号的调谐导致“C_0”和“R_{14}”的选择，则RC抽头选择电路1320由此补偿其它输入RF信号的调谐。

自动增益控制（“AGC”）电路：

图15示意控制集成电路接收机中的信号增益的一种实施方式，在图15所示的实施方式中，输入信号（例如，电视信号）的放大（例如，自动增益控制）分四个阶段来控制。在一种实施方式中，输入放大器1505是输入信号的增益的第一个级。在一种实施方式中，从输入放大器获得的增益量受外面控制。例如，输入放大器1505的放大可由外部微处理器（没有显示）来设定。如果输入RF信号的频率处于高范围，在混频器1512中获得第二级增益。在混频器1522中实现的第三增益级在第二向下变换电路完成。混频器1512和1522的增益，称为“调谐器AGC”，是基于三阶反馈回路的响应设定的。第四增益级是在IF信号处理过程中（也就是，用来解调图像频率载波的锁定环）完成的。第四增益级的增益，称为“IF AGC”，是基于二阶反馈回路的响应被设定的。

图16根据一个在集成电路接收机中实现AGC的实施方式，示意二阶和三阶反馈回路的等效电路。显示放大器1605和H10，用于产生调谐器AGC和IF AGC函数的增益。IF AGC函数的二阶回路由元件“1/S2”和“1/S1”及加法器H25组成。特别是，放大器1610的输出增益x可表

达为：

$$x = S1*S2(1+S1+(S1*S2)).$$

除了IF AGC的二阶回路元件，调谐器AGC函数的三阶回路还包括查寻表1630和元件“1/S3”。放大器1615的输出增益x，作为三阶回路的结果，可表达为：

$$x = S1*S2*S3/1+(S1+S3)+S1*S3+S1*S2*S3.$$

如果AGC函数基本上是一个巴特沃兹响应，这样$S3=2*S1$，$S2=.5*S1$，那么响应函数x，作为三阶回路的结果，可简化为：

$$x = S1**3/(1+3*S1+2*S1**2+S1**3)$$

图17示意本发明的一些实施方式中所使用的奈奎斯特滤波器1705的较详细视图。该图还示意PLL1710，移相器1715，声音解调器1720，视频解调器1725，音频IF处理器1792，和视频IF处理器1794，它们所有都跟随奈奎斯特滤波器1705。在下文描述中，初始描述的奈奎斯特滤波器是用于处理NTSC信号。在该初始描述之后，描述处理其它信号类型（例如，CCIR）的该滤波器的使用。

奈奎斯特滤波器接收三级向下变换的输出。该输出包括期望频道的所有信号，并且中心为10Mhz左右，如上文所述。期望频道的所有信号在6Mhz频带内。特别是，在美国，频道带宽固定在6Mhz，有（1）图像载波（F_p），位于低端频带的1.25Mhz，（2）声音载波（F_s），位于超出图像载波频率的4.5Mhz处，和（2）颜色子载波（F_{sc}），位于超出图像载波频率的3.58Mhz处。基带视频信号对图像载波进行调幅，同时对声音载波进行调频。

奈奎斯特滤波器1705执行几个操作。首先，它拒绝信号中频带外的相邻频道（例如，F_{p+}和F_{p-}），该信号是从第三向下变换器接收的。它还产生一个用于解调视频信号的奈奎斯特斜率。它还提取图像信号内容（即，图像载波F_p和颜色子载波F_{sc}附近的信号）和声音信号内容（即，声音载波F_s附近的信号）。

如图17所示，奈奎斯特滤波器包括九个滤波器。其中一些滤波器是陷波（也被称作陷波（trap））滤波器，而其它一些是带通滤波器。这些滤波器中的每个被作为一个双二次滤波器来实现，与上文参考图11a和11b描述的双二次滤波器类似。

最初的两个滤波器1730和1735是边界滤波器（boundarization filters），被设计为定义频道的初始边界。特别是，陷波滤波器1730接收来自于第三向下变换器的信号。该滤波器定义频道的下边界，如图18所示，它提供滤波器1730的输出响应。然后，陷波滤波器1735定义频道的上边界，如图19所示，它提供滤波器1735的输出响应。

下一个滤波器1740是一个带通滤波器和一个陷波滤波器。换句话说，它接收第二滤波器的输出，并产生两个输出。第一个输出1775是带通滤波版本的第二滤波器的输出，同时第二个输出1780是陷波滤波版本的第二滤波器的输出。图20示意滤波器1740的带通滤波器成分的频率响应2005，和滤波器1740的陷波滤波器成分的频率响应2010。滤波器1740的带通滤波被设计为衰减图像载波（F_p）。另一方面，滤波器1740的陷波滤波是用于消除声音载波（F_s）。

如图17所示，带通滤波器1745接收滤波器1740的带通滤波输出。图21示意带通滤波器1745的频率响应。从图21可以看出，该滤波器1745进一步衰减图像载波（F_p），为了获得一个包括声音载波（F_s）附近的声音信号的通带信号。该通带如图22所示，它是滤波器1730、1735、1740、1745的频率响应的混合。该通带信号提供给声音检测器1720，下文将进一步进行描述。

如图17所示，陷波滤波器1750接收滤波器1740的陷波滤波输出1780。图23示意陷波滤波器1750的频率响应。从图23可以看出，该滤波器1750定义频道的视频部分的下边界。这紧跟滤波器1740的陷波滤波操作，其定义频道的视频部分的上边界。

带通滤波器1755接收滤波器1750的输出。图24示意该带通滤波器的频率响应。带通滤波器1760接收滤波器1755的输出。图25示意该带通滤波器1760的频率响应。带通滤波器1755和1760的频率输出特性加剧图像载波（F_p）附近的频率响应。

图26示意滤波器1760的输出1784的频率特征。该频率特性是滤波器1730、1740、1750、1755和1760的频率响应的合成。如图26所示，通带输出信号1784急剧集中在图像载波（F_p）附近。该信号提供给锁相环1710，下文将进一步进行描述。

带通滤波器1765还接收滤波器1755的输出。图27示意该带通滤波

器的频率响应。带通滤波器1770接收滤波器1765的输出。图28示意该带通滤波器的频率响应。带通滤波器1765和1770的频率输出特性确保，滤波器1770的输出1786有适当的奈奎斯特斜率，并使近似3.58Mhz带宽附近的该输出1786的频率响应相对变平，该带宽包含图像和颜色子-载波信号。

图29示意滤波器1770的输出1786的频率特征。该频率特征是滤波器1730、1735、1740、1750、1755、1765和1770的频率响应的合成。这个输出信号提供(1)图像和颜色子-载波频率附近的信号的视频内容，和（2）提供奈奎斯特斜率，在如图29中圈出。该信号提供给视频检测器1725，下文将进一步进行描述。

如上文所提及的，PLL接收带通滤波器1760的输出。该输出包括调幅的图像载波（F_p）。PLL提取幅度解调，以获得图像载波信号（F_p）。该技术领域中众所周知，PLL能由电压控制振荡器、混频器和滞后-领先电路来形成。

然后，PLL的输出，即图像载波信号，提供给声音检测器1720和移相器1715。声音检测器使用该载波信号，从声音输出信号1782中提取图像载波信号（F_p），该声音输出信号1782是从带通滤波器1745接收的。该检测器必须提取图像载波信号（F_p），因为输出信号1782还有一些视频信号成分。声音检测器1720彻底消除声音信号1782中的这种伪视频成分。然后，声音检测器的输出提供给音频IF处理1792，下文将进一步进行描述。

移相器改变图像载波信号（F_p）1788的相位，以致图像载波信号（F_p）和视频输出信号1786同相。相位偏移量等于由滤波器1765和1770在视频输出信号1786中引入的相位偏移。移相器1715的移相输出提供给视频检测器一次。

然后，视频检测器1725使用接收的移相输出1790和接收的视频输出信号1786，移除高频图像载波信号，并获得视频信号。视频输出信号的奈奎斯特斜率提供一个线性衰减，把来自于残留边带信号的图像信号变换为等于有载波的单边带信号。以这种方式，解调后的信号的频率响应在视频带宽上是平坦的。

如图17所示，视频检测器的输出提供给视频IF处理电路1794。视

频IF处理需要几个操作，其中一些操作消除由视频检测器1725引起的重叠，并补偿由奈奎斯特滤波器引起的群时延。执行这些操作的技术在本领域内众所周知，为了使不必要细节不会模糊本发明的描述，将不再进一步描述它们。

还有，如图17所示，音频检测器1720的输出提供给音频IF处理电路1792。音频IF处理需要几个操作，其中一些操作将FM音频信号附近的带宽变窄，并执行频率解调，以获得音频内容。由于执行这些操作的技术在本领域内众所周知，为了使不必要细节不会模糊本发明的描述，将不再进一步描述它们。

奈奎斯特滤波器1705还可用于CCIR信号。CCIR系统中的每个频道是8Mhz。在运行CCIR信号的一些实施方式中，奈奎斯特滤波器接收中心在13.3Mhz附近的第三向下变换器的输出。为了把奈奎斯特滤波器的双二次滤波器的中心频率调节到13.3Mhz附近，一些实施方式把每个双二次滤波器中的重叠电流增加33.33%。这个增加调节每个滤波器的g_m值，紧接着，调节滤波器的中心频率。

还有，对于使用CCIR的不同国家，载波间的间隔是不同的。图像载波信号（F_p）和声音载波信号（F_s）之间的间隔在一些国家是5.5，在其它国家是6.0，在另一些国家是6.5。本发明的一些实施方式适合调整1740、1745和1750的滤波器特性，以解释间载波信号的间隔中的这些变化。通过变换选择作为滤波器电容器的不同电容器组，这些实施方式中的一些适合调整每个滤波器特性。

二次奈奎斯特斜率滤波器：

图30是示意接收机的实施方式的方框图，该接收机包含本发明的滤波器。一个接收机电路3000接收作为一个输入的射频（“RF”）电视信号，并产生作为作为输出的基带视频信号（“video”）和IF声音信号（“SIF”）。一般来说，接收机3000包括一个向下变换器/可调谐的滤波器3010，把RF电视信号变换为IF信号。接收机3000还包括一个解调器电路，解调IF信号产生视频和SIF信号。

在该实施方式中，向下变换函数由向下变换器3010、锁相环3090和电压控制振荡器3080来执行。一般来说，通过使用电压控制振荡器3080，向下变换器3010把RF输入信号变换为IF信号。锁相环3090将输

入RF信号的相位锁定在本机振荡器信号的相位。

如果接收机3000使用一个直接解调电路，则用可调带通滤波器替代向下变换器3010。一般来说，在一个直接解调电路中，直接解调RF信号（即，解调器的输入是滤波的RF信号）。可调带通滤波器3010过滤接收机3000的调谐频道的RF信号。

对直接解调实施方式来说，可调带通滤波器/向下变换器3010输出的IF信号或RF信号被输入到混频器3007和3020的RF端口。如图30所示，电压控制振荡器3080产生两个信号：一个同相本机振荡器信号（“I”）和一个正交相位本机振荡器信号（“Q”）。Q信号的相位偏移I信号90度。利用既同相又正交相位的中间频率电视信号和I/Q本机振荡器信号，混频器3007和3020产生一个基带信号。

接收机3000的解调器部分还包括混频器3030，以提取声音中间频率载波（“SIF”）。如图30所示，已调RF输入信号（直接解调）或向下变换IF信号被输入到混频器3030的RF端口。电压控制振荡器3080被连接到混频器3030，以驱动LO端口。混频器3030将已调RF/向下变换IF信号和本机振荡器信号混合，以产生作为输出成分的声音中间频率信号。

如图30所示，接收机的解调器部分同样包括低通滤波器（3040和3050）以及奈奎斯特斜率滤波器3060。如同下面将要详细描述的，来自低通滤波器（3040和3050）以及奈奎斯特斜率滤波器3060的总响应，产生一个解调的基带电视信号。特别是奈奎斯特斜率滤波器产生一个奈奎斯特斜率响应，并拒绝与调谐频道相邻的频道。

图31是方框图，表明电视接收机中U/V调谐器（U/V调谐器3010，图30）的一种实施方式。在本实施方式中，U/V调谐器3010完成一个双倍向下的变换。如图31所示，一个RF电视信号被输入到U/V调谐器。RF电视信号具有范围在55Mhz到880Mhz的单一基频。本实施方式中，第一向下变换电路包括可调谐的带通滤波器3110和3130，自动增益控制（“AGC”）电路3120和3140，本机振荡器电路3145，和混频器3150。这个第一向下变换电路处理RF电视信号，以把该信号变换成第一中间频率45.75Mhz（即，从输入频率55Mhz至880Mhz的范围内，向下变换为45.75Mhz的第一IF频率的RF）。例如，如果输入的RF电视信号包括

一个880Mhz的基频，第一向下变换电路则把一个880Mhz的RF信号向下变换为45.75Mhz的第一中间频率信号。类似地，如果输入的RF信号包括一个220Mhz的基频，则第一向下变换电路产生45.75Mhz的第一中间频率信号。

RF频率的频带被变换成第一IF。为变换频率的范围，本机振荡器3145（图31）产生一个可变的本机振荡器信号。本机振荡器信号具有925.75Mhz到100.75Mhz的频率范围。例如，如果输入的RF信号具有880Mhz的基频，则调谐本机振荡器3145，产生925.75Mhz的信号，以在混频器3150的输出上产生45.75Mhz的第一中间频率（即，925.75Mhz～880Mhz）。

一个镜像信号f_I是混频器3150的输出产物（即，镜像信号f_I来自于RF信号与本机振荡器3145的本机振荡信号的混合）。例如，一个基频55Mhz的RF输入信号与具有100.75Mhz频率的本机振荡器混合，以产生45.75Mhz的第一次谐波（RF（100.75Mhz）-LO（55Mhz）=45.75MHZ）。反过来，中心位于45.75Mhz左右的这个第一次谐波，与频率100.75Mhz的本机振荡器混合，产生155.75Mhz的镜像（45.75Mhz+100.75Mhz=155.75Mhz）。这个镜像频率要求抑制本电路的固有操作。

对图31的实施方式，第一向下变换电路包括可调谐的带通滤波器3110和3130。带通滤波器3110是基于输入RF信号频率进行调谐。带通滤波器3110选择性地调谐，以在中心频率，55Mhz与880Mhz之间的范围内过滤输入RF信号的基频。

第二向下变换电路，包括IF带通滤波器3160，AGC电路3170，混频器3180和本机振荡器3175，把来自第一次中间频率（45.75Mhz）的RF信号变换为第二次中间频率（10.5Mhz）。IF2合成滤波器3185处理IF2电视信号，提取调谐频道的声音载波（F_s）和调谐频道的图像载波（F_p）。AGC电路3190提供色彩载波频率的附加增益。

图32是表明用于U/V调谐器的另一个实施方式的方框图。在本实施方式中，U/V调谐器（3010，图30）利用一个单一向下变换电路。对本实施方式，单一向下变换电路包括可调谐的带通滤波器3210和3220，自动增益控制（“AGC”）电路3215、3225、3245和3280，本机振荡

器电路3235和混频器3230。单一向下变换电路处理RF电视信号，把该信号变换成20Mhz的中间频率（即，把55Mhz到880Mhz范围的输入频率向下变换为20Mhz的IF频率）。例如，如果输入的RF电视信号包括880Mhz的基频，则第一向下变换电路把880Mhz的RF信号向下变换成20Mhz的中间频率信号。

RF频率的频带被变换为IF频率。为变换这一范围的频率，本机振荡器3235（图32）产生一个可变的本机振荡器信号。该本机振荡器信号具有介于860Mhz和35Mhz之间的频率范围。例如，如果输入的RF信号具有880Mhz的基频，则调谐本机振荡器3235，以产生860Mhz的信号，以在混频器3230的输出生成20Mhz的中间频率（即，880 Mhz～860 Mhz）。

IF1带通滤波器3240过滤IF电视信号，用于20Mhz的IF频率。AGC3245电路为IF电视信号提供增益，并且，IF1复合滤波器3250处理IF1电视信号，来提取调谐频道声音载波(F_s)和调谐频道图像载波(F_p)。ACG电路3260为色彩载波频率提供额外增益。

图33示意奈奎斯特斜率滤波器的一种实施方式实现的频率响应。图33显示由电视接收机调谐的六（6）Mhz频道的波形。该频道包括在图像载波频率（F_p）上调制的图像成分，在色彩载波频率（F_c）上调制的色彩成分，和在声音载波频率（F_s）上调制的声音成分。图33所示的电视频道波形是一个基带电视信号。因此，图像载波频率(F_p)是0Mhz，色彩载波频率是3.58 Mhz，声音载波频率是4.5 Mhz。

图33还显示了一个与调谐的电视频道相邻的一个频道（如，下频率的相邻频道）。相邻频道的相对成分对应于调谐频道显示。特别是，相邻的声音载波（F_{as}）显示低于调谐的频道的图像载波1.5 Mhz。同样，相邻的色彩载波（F_{ac}）和相邻的图像载波频率（F_{ap-1}）是分别表示在低于调谐频道的图像载波频率的-2.4 Mhz和-6.0 Mhz。

如图33所示，本发明的奈奎斯特斜率滤波器实现了近乎理想的奈奎斯特斜率响应。奈奎斯特斜率响应显示为图33的曲线710。如图33所示，奈奎斯特斜率频率穿越0Mhz的图像频率载波，以使图像频率载波衰减大约一半（.5）电视频道总能量。

本发明的奈奎斯特斜率滤波器，也提供了对相邻频道的拒斥。在

一种实施方式中，奈奎斯特斜率响应包括至少两个过零点。对于图33所示的实施方式，奈奎斯特斜率响应包括三个过零点。该响应提供了三个陷波滤波器，以抑制相邻电视频道。在一种实施方式中，奈奎斯特斜率滤波器包括在图像上最大程度抑制相邻频道的陷波滤波器，色彩载波和声音载波频率成分。特别是，如图33 所示，奈奎斯特斜率滤波器响应包括三个过零阵列点（zero row crossing）：-.5Mhz（邻近声音载波频率)，-2.4Mhz（邻近色彩载波频率)，以及-6.0Mhz（邻近图像载波频率）。

图33同样描绘（响应曲线700）一个低通滤波器（即，低通滤波器3040和3050，图30）的实例频率响应。在这个实施方式中，低通滤波器响应700具有一个中心通道频率，集中在用于调谐的频道的图像载波频率（0Mhz）左右。图33中编号为720的第三次响应曲线，表示低通滤波器和奈奎斯特斜率滤波器的总传送响应（即，来自曲线700和710的响应的结合）。

图34表明本发明的解调器电路的一种实施方式。在本实施方式中，混频器3007（图30）由双倍平衡混频器3455来执行，混频器3020（图30）由双倍平衡混频器3470来执行。如图34所示，同相本机振荡器信号的差分输入，I信号，被输入到双倍平衡混频器3455，正交相位本机振荡器信号的差分输入，Q信号，被输入到双倍平衡混频器3470。差分的IF输入（如，可调谐的带通滤波器3010的输出）被输入到双倍平衡混频器3455和3470。双倍平衡混频器3455和3470各自偏离了电流源3458和3460。

双倍平衡混频器470（Q频道）的差分输出，被输入到低通滤波器3450。类似地，双倍平衡混频器3455（I频道）的差分输出，被输入到低通滤波器3445。在一种实施方式中，低通滤波器（3445和3450）是作为巴特沃兹低通滤波器来配置。对该实施方式，低通滤波器3450由电阻器3446和3449，电容器3451和3447，以及双极晶体管3457组成。类似地，低通滤波器3445由电阻器3452和3454，电容器3453和3456以及双极晶体管3458组成，如图34所示，低通滤波器的输出是滤波的基带Q信号，低通滤波器3445的输出是滤波基带I信号。

在一种实施方式中，在S域中I频道巴特沃斯低通滤波器的转移函

数表示如下：

$$I = 1 \times \frac{1}{1 + 1.4 \times S + S \times S}$$

同样在S域中的Q频道巴特沃斯低通滤波器的转移函数可表示为：

$$Q = j \times \frac{1}{1 + 1.4 \times S + S \times S}$$

此处，$S = j \times \frac{F}{3MHz}$。

同样，图34示意本发明的二次奈奎斯特斜率滤波器的一种实施方式。在一种实施方式中，奈奎斯特斜率滤波器包括一个二次滤波器。奈奎斯特斜率滤波器，通过使用二次I、Q解调器，提供了近乎理想的奈奎斯特斜率。在本实施方式中，二次斜率滤波器包括两个反相器（3410和3420）。反相器把同相位（I）和正交相位（Q）信号倒置，产生一个负I和Q信号。负I和Q信号连同正I和Q信号构成差分I、Q对。差分I、Q对被输入到二次奈奎斯特斜率滤波器。在这一实施方式中，奈奎斯特斜率滤波器由电容器3434、3435和3436，电阻器3431、3432和3433来完成。数个晶体管（3425、3430、3440、3461、3462、3463和3464）也被用于构建奈奎斯特斜率滤波器。在一种实施方式中，晶体管构成双极晶体管，特别是，BJT晶体管3461、3462和3463的射极分别通过可变电阻器3433、3432、和3231连接到稳流源。在一种实施方式中，稳流源产生六十（60）微安（μA）的电流，可变电阻器可设定为16K欧姆。如图34所示，电容器3434将正Q输入与晶体管3440基极连接，电容器3435将负I输入与晶体管3440基极连接，同时，电容器3436将负Q输入与晶体管3425基极连接。在一实施方式中，电容器3434具有12.7皮法（pF）的值，电容器3435具有3.60pF的值，电容器3436具有1pF的值（即，C1=12.7pF,C2=3.6pF,C3=1pF）。

在这一实施方式中，奈奎斯特斜率滤波器的转移函数包括全通滤波器。转移函数可以表示在S域中。转移函数至少是一个二阶函数。在一种实施方式中，转移函数包括记数器中的实数和分母中的复数。奈奎斯特斜率滤波器包括反相器，以使转移函数仅包括具有相同符号的分子的各项。特别是，奈奎斯特斜率滤波器函数可表示为

$$A=\frac{1+j\times S1-S1\times S2-j\times S1\times S2\times S3}{1+S1+S1\times S2+S1\times S2\times S3}$$

其中，

$S_1=jwC1R$

$S_2=jwC2R$

$S_3=jwC3R$

设分母可因式分解为

$1+S1+S1\times S2+S1\times S2\times S3=(1+Sa)\times(1+Sb)\times(1+Sc)$

因此，滤波器传送函数也可表示为：

$$A=\frac{(1+Za)\times(1+Zb)\times(1+Zc)}{(1+Sa)\times(1+Sb)\times(1+Sc)},$$

其中，

$$Sa=j\times Za=j\times\frac{F}{1.5MHz}$$

$$Sb=j\times Zb=j\times\frac{F}{2.4MHz}$$

$$Sc=j\times Zc=j\times\frac{F}{6MHz}$$

图35示意低通滤波器和奈奎斯特斜率滤波器的总体响应曲线的一种实施方式。响应曲线用于过滤基带电视信号。图35的频率响应可标准化为频率x，在x轴上表示。衰减yall(x)表示为x的函数。对于巴特沃斯低通滤波器实施方式来说，低通滤波器的转移函数，视为x的函数，表示如下：

$$LPF=\frac{1}{\sqrt{1+(X/3)^4}}$$

奈奎斯特斜率传送函数表示为：

$$Nslop=\frac{(1+\frac{x}{1.5})\times(1+\frac{x}{2.4})\times(1+\frac{x}{6})}{\sqrt{\{1+(\frac{x}{1.5})^2\}\times\{1+(\frac{x}{2.4})^2\}\times\{1+(\frac{x}{6})^2\}}}$$

本发明的奈奎斯特斜率滤波器，与在IF SAW滤波器中实现奈奎斯特斜率相比具有几个优点。如在上文中的背景技术所述，SAW滤波器需要校正，以跟踪具有SAW滤波器带通特性的输入频率。相反，奈奎斯特斜率滤波器不需要进行跟踪或调谐。另外，IF SAW滤波器实现在

电视信号中引入群时延。而使用奈奎斯特斜率滤波器不会造成这样的群时延。SAW滤波器还会产生介于12～20分贝之间大量的电视信号的插入损耗。此外，IF SAW滤波器具有较大的热相关性。SAW滤波器的热相关性造成调谐时的跟踪问题。

应用本发明的奈奎斯特斜率滤波器，如果I、Q解调器相位锁定于输入信号，则不需要跟踪或调谐。与SAW滤波器实现相比，奈奎斯特斜率滤波器提供了一个更好的奈奎斯特斜率和对相邻频道的抑制。此外，在奈奎斯特斜率滤波器中没有重要信号丢失。因此，需要消除的人类能察觉到的失真，即55dB的信噪比是容易达到的。

LC滤波器组：

该电路包括一个或多个电感性（“L”）和电容性（“C”）滤波器组，适于实现非变容二极管型电视调谐器。在一种实施方式中，电视调谐器被集成到单片集成电路芯片中。LC组可应用于完成无源滤波器。电视调谐器可优选LC组中的电感器和电容器的组合，以对电视接收机调谐。

图36是表示一种实施方式的方框图，该实施方式是利用LC组滤波器的一个电视调谐器。电视调谐器3600接收射频（“RF”）电视信号，并产生解调的基带电视信号（即，图像和声音信号）。在本实施方式中，电视调谐器3600包括电感器组3610和3624，还包括电容器组3615和3626。电感器组3610和电容器组3615构成LC滤波器组3647。类似地，电感器组3624和电容器组3626构成LC滤波器组3625。如下所详细描述的，LC滤波器组3610和3615提供了电视接收机3600的一个带通滤波器函数。

电视电路3600还包括电感器3602和3604，以对输入的RF信号滤波。在本实施方式中，电感器3602和3604的值分别设为21.8纳亨（“nH”）和91.2nH。自动增益控制电路3620放大来自LC滤波器组3647输出的信号，并输入到二次LC滤波器组3625。电感器3622，具有91.2nH的值，加入并联电感到LC滤波器组3625。LC滤波器组3647和3625产生一个带通频率响应，如下文所详细描述的，以调节输入的信号。

电视调谐器3600包含一个或多个向下变换级。在本实施方式中，电视调谐器3600包括两个二次向下变换器。利用混频器3630和3632，

本机振荡器3640，以及陷波滤波器3650来实现第一个二次向下变换器，第一个二次向下变换器把过滤的RF电视信号频率变换为第一次中间频率（如，45.75兆赫兹（Mhz））。通常，一个二次解调器分离输入信号，将输入信号与同相位（“I”）本机振荡器信号和正交相位（“Q”）本机振荡器信号混合。Q本机振荡器信号从I本机振荡器信号相位移位90°。

第二个二次向下变换器电路，接收来自第一个二次向下变换器电路的输出信号，该电路包括：混频器3660和3665，本机振荡器3670，陷波滤波器3680，以及带通滤波器3690。该二次向下变换器把一次中间电视信号频率变换为二次中间频率（如，10.5兆赫兹（Mhz））。电视接收机也包括IF处理3695。IF处理模块3695产生基带图像和声音载波成分。

图37是表示电视调谐器中完成LC组滤波器的一种实施方式。电视接收机3700包括电感器“L”组A和B。在本实施方式中，L组是在集成电路3700之外实现。L组“A”由五个电感器（3702、3704、3706、3708和3709）组成。类似地，L组“B”包含五个电感器（3747，3714，3716，3718和3719），电感器组A中的每个电感器，通过一个输入/输出（“I/O”）板与集成电路3700在电气上连接（即，板A1连接电感器3702，板A2连接电感器3704，板A3连接电感器3706，板A4连接电感器3708，板A5连接电感器3709）。类似地，I/O板是提供给L组B的每一个电感器（即，板B1连接电感器3747，板B2连接电感器3714，板B3连接电感器3716，板B4连接电感器3718，板B5连接电感器3719）。为L组A和B的每个电感器提供一个开关（开关3703、3705、3707、3708和3711是为L组A，开关3713、3715、3717、3721和3723提供给L组B）。通过采用开关选择性地与电视接收机电视的外部电感器连接，为每个L组产生一个总的电感。特别是，数字码（下面称为N码）应用于这些开关，以选择L组中的电感器。在一个实施方式中，使用金属氧化物半导体（“MOS”）晶体管来实现这些开关。

L组A具有相应的电容器（“C”）组A，图37中标号为3720。类似地，L组B具有相应的电容器组B，在图37中标号为3710。在一实施方式中，C组每组包含4个电容器。如图37中所示，C组3720包括多个电

容器（3725、3722、3724和3727），与多个开关（3732、3731、3729和3728）连接。使用代码（下面称为M码）选择这些电容器，以控制这些与电视接收机电路电容器连接的开关。

电视接收机电路3700包括选择或编程LC滤波器组的电路图。一般来说，电视接收机3700产生M码和N码，以选择性地为LC滤波器组编程。通过选择电感器（L组）和电容器（C组）不同的组合，不同的滤波器特征（即，频率响应）就可实现。如图37中所示的实施方式，电视接收机3700接收信息，称为频道代码，，以指定所希望的电视频道。在一实施方式中，总线收发机3770，利用其外部管脚（ENB，SCL和SDA）接收频道代码。利用可编程的分频器3740来实现至少一部分的频道代码的数字化（如，10位）。可编程的分频器3740还可用来实现LC振荡器频率的数字化。LC振荡器频率是调谐的谐振腔的中心频率，其中谐振腔是由LC组的经过选择的电感器和电容器的组合产生的。LC振荡器频率是利用放大器（AGC）3730产生的。电视接收机3700的调谐电路包括一个计时基准，和相关的电路，以产生各种计时信号。一个振荡器电路，使用一个16Mhz晶体（3755），并与分频器3750连接以产生计时信号。

电视接收机3700还包括多个数模变换（D/A）电路3762，以把数字值变换为模拟电流。在一种实施方式中，模拟电路在计算器264和比较器电路268中使用，以调谐LC滤波器组。寄存器3772存储数字值A。M码和N码的数字值被分别存储在寄存器3774和3776。如图37中所示，数字值（A、M、N和F_{LC}，以及频道码频率“F_{ch}”）被输入到D/A电路3762。如在图37中所示，计算器3764和比较器电路3768，应用计时电路3760的计时产生A、M码和N码的值。

图38a表示应用于LC滤波器组的一个电感器组（L）的一个实施方式。在这一实施方式中，电感器组包括五个电感器（3815、3820、3825、3830和3840）。尽管电感器组3800包括五个电感器，但在不脱离本发明的精神或范围的情况下，可以使用任一数量的电感器。在一实施方式中，电感器的数目与值是LC滤波器组所期望的频率响应特征的函数。组成电感器组3800的电感器配置是并行的。在图38a中的实施方式中，电感器的值是5.7、11.4、22.8、45.6和 91.2nH。每个电感器通过一个

相应的开关（开关3810、3808、3806、3804和3802）连接到L组上。在一实施方式中，使用金属氧化物半导体（“MOS”）晶体管来实现开关功能。

图38b表示本发明LC滤波器组所使用的电容器组的一个实施方式，在这一实施方式中，电容器组3850包括五个电容器（3860，3862，3864，3866和3868），在这一实施方式中，电容器值是3.7、9.4、17、32.8和64.6pF。电容器的不同数量和不同的电容值是可以选择的，以完成具有不同频率响应的LC滤波器组的滤波器。同样，如在图38b所示，电容器3860，3862，3864和3866是各自通过开关3858、3856、3854和3852为C组选择的。在一实施方式中，开关功能通过MOS晶体管来完成。

图39a和图39b是对VHF频谱中一个频道的LC滤波器组进行调谐的一种实施方式的流程图。该进程开始于为电感L（即，N码）和电容C（即，M码）选择一个初始值（方框3900，图39a）。在一种实施方式中，M的值设定为二进制的0100，N值设定为二进制的0001。变量A用于确定当前调谐的LC振荡器频率 F_{LC}与所希望的调谐频道频率F_{ch}之间的偏移。在一种实施方式中，A包括一个五位数字的值。变量A被设定为初始状态（框图3910，图39a）。在一种实施方式中，该初始状态等于“10000”。

电路包含LC振荡器频率（“F_{LC}”）的一个实例值（方框3920，图39a）。LC振荡器频率是利用一个高速分频器由模拟信号到数字值的变换而来。比较器电路（3785，图37）可用于对这一表达式求值：

$$C F_{LC}^2 = A^2 (I/L)$$

在一种实施方式中，C（即，M码），F_{LC}，A和L（即，N码）的数字值是利用一个数/模变换器变换为模拟电流，模拟电流被输入计算器，以产生表达式两边的数字，比较器来评价这一表达式（参见图53和54）。如果表达式是不正确的（即，$C F_{LC}^2$不等于A^2（I/L）），并且前者大于后者，则A的数字值增加（方框3925，3927和3930，图39a）。例如，在首次评估后，如果$C F_{LC}^2$大于A^2(I/L)，则A的初始值10000增加到10001的值。如果表达式不正确（即，$C F_{LC}^2$不等于A^2（I/L）），并且前者小于后者，则A的数字值减小（方框3925，3927和3828，图39a）。例如

首次评估后，如果CF_{LC}^2小于A^2(I/L)，则A的初始值10000可减小为01111的值。重复这一过程直到表达式的求值为正确。当表达式求值正确时，偏移A则已计算出来。把这一偏移值存储到寄存器，以备使用（方框3940，图39a）。

为了调谐输入的VHF频道，首次确定N码的值。N的选择（电感选择）导致VHF频谱频道的粗调。电路为N码设定一个初始值（方框3950，图39a）。在一种实施方式中，N值设定为00001。同样，要选择M和F_{ch}的值（方框3955，图39a）。在一种实施方式中，M码的值设定为0100，F_{ch}设为频道码的值（即，期望的调谐频率）。

电路求值的表达式为：

$$CF_{LC}^2=A^2\ (I/L)。$$

在一种实施方式中，C（即，M码），F_{ch}，A和L（即，N码）的数字值被变换以计算这一表达式。如果表达式不正确（即，CF_{LC}^2不等于A^2（I/L）），则增加N的数字值（方框3965和3970，图39a)。例如，在首次计算后，如果CF_{LC}^2不等于A^2（I/L），则N的初始值00001增加到00010的值。重复这一过程直到表达式计算是正确的。当表达式正确时，N码就确定了。基于N码来设定L组（框图3955，图39a）。

在粗调程序后，重新计算偏移A。变量A设定为初始状态（如，10000）（方框3962，图39b）。粗调之后，电路得到一个LC振荡器频率的新样本值（方框3964，图39b）。通过使用高速分频器，频率F_{LC}从模拟信号被变换为数字信号。对下面的表达式求值：

$$CF_{LC}^2=A^2\ (I/L)$$

如果表达式不正确(即，CF_{LC}^2不等于A^2(I/L))，并且CF_{LC}^2大于A^2(I/L)，则增加A的数字值（框图3966，3968和3970，图39b）。如果表达式不正确（即，CF_{LC}^2不等于A^2（I/L）），且CF_{LC}^2小于A^2（I/L），则减少A的数字值（框图3966，3968和3970，图39b）。重复这一过程直到表达式求值是正确的。当表达式求值正确时，新的偏移量A则已计算出来。这一偏移量被存储到寄存器，以利后面的使用（框图3972，图39b）。

下一步，M码的值，以及C的值被确定。M的选择导致VHF频谱中频道的微调。首先，设定M的初始值（方框3974，图39b）。在一实施

方式中，M最初设定为值0000。同样，F_{ch}和N码的值也经过选择。F_{ch}代表频道码频率。N码在粗调阶段已被设定。表达式$F_{ch}^{1.5}C=A^{1.5}$（I/L）求值以确定其是否正确（方框3978，图39b）。在一实施方式中，应用数/模变换器，这些数字值被变换成模拟电流值。然后，模拟电流值应用计算器根据表达式（如，$A^{1.5}$，$F_{ch}^{1.5}$等）进行加权，使用比较器进行比较（参见图53和54）。如果表达式求值是不正确的，增加M码（框3980，图39b），以新的M码再次对表达式求值。重复这一过程直到表达式求值是正确的。表达式求值正确后，基于M码设定电容器组（方框3990，图39b）。

图40表示从N码的一个电感器组中选择电感器的一个实施方式。图40的第1栏表示的是第2栏中显示的电感器组相应电感器的电感器值。例如，电感器L5的值是5.7nH，而电感器L1的值是91.2nH。需指出的是，电感器L0通常被选上。图中还显示了在电感器组中选择电感器的二进制N码。例如，第3栏表示对N码为00000电感器L0的选择。图40的最后一栏表示从电感器组中对N码为00111选择电感器。具体地，“00111”N码指定了从电感器组中选择L0，L1，L2和L3。图40的最后一行表示相应的N码的总电感。例如，对于“00000” N码来说，电感器组的总电感等于91.2nH。“00111” N码的总电感等于11.4nH。

通过使用开关（如，MOS晶体管），从C和L组中分别选择电感器的电容器。每个晶体管向LC组滤波器响应引入一个电阻。这样，C组中选择的每个电容器增加了串联电阻。串联电阻的增加，或并联电阻的减少，都会降低Q因子，而降低LC组滤波器的性能。

总之，一个Q因子是基于以下表达式而测量到的：

$$Q = 2\P fRC$$

在一个实施方式中，接收机选择电感器和电容器的一个组合来配置LC滤波器组，以使Q因子最大。如以上表达式所示，并联电阻和电容越大，Q因子就越大。通过正确地选择LC组中的电感与电容，以达到使Q因子最大化的目标。

图41示意了在L组中被选择的电感的各种电阻。尤其是，第2栏列出了相应电感器的电阻r_{sl}。例如，L5的电阻是0.7欧姆。第3栏列出了MOS晶体管相应电感器的电阻R_{MOS}。例如，L4的R_{MOS}电阻是1.6欧姆。

第4栏列出了所选择的相应电感器的总串联电阻r_s。例如，L3具有的总串联电阻r_s是2.8欧姆。图41的最后一行给出了相应的N码的总串联电阻。例如，00010的N码的总串联电阻是2.4欧姆。电路从L组中选择电感器的组合，以降低总串联电阻，而使Q因子最大化。

图42是示意LC组滤波器的中心频率与作为M码函数的总电容之间关系的一个图表。如图42所示，对VHF频谱的中心频率来说，较高的M码（即总电容）导致一个较高的频率。图42也表明M码与对应于每一个N码值的LC组滤波器（以及所期望的频道）的中心频率之间的关系。

为了使Q因子最大，仅使用某些N码和M码的组合。图43表示被选择的M码和N码各种组合所对应的中心频率之间的关系。需注意的是，中心LC组滤波器频率与M码的关系现在限于一个图的中心。这一关系使Q因子最小化，并优化LC组滤波器组的响应。

如上所述，本发明的调谐电路仅选择了N和M码的某些组合，来配置LC组滤波器。图44表示了电容信息，以及在VHF调谐时的C组选择电容器的M码。图44的第1栏列出了从3.7pF至477.7pF的C组的总电容。第2栏指定了获得第1栏中相应电容值的M码。例如，一个十进制M码47可产生101.3pF的总电容。图44的第3栏表示基于频率和N码值的对M码的多种有效选择。例如，在第3栏中，一个频率序列显示了当N码等于1时的M码的各种有效选择。尤其是，第3栏表示，对于这些频率和N码来说，M码的有效范围是在8和16之间（十进制）。

图45示意了C组中被选择的电容的各种电阻。第2栏列出了相应电容器的电阻R_{MOS}。例如，M码10（十进制）的电阻是1.8欧姆。电路从C组中选择电容器的组合，以降低总串联电阻，而使Q因子最大化。

图46a和46b是UHF频谱中一个频道的LC滤波器组进行调谐的一个实施方式的流程图。这一过程始于为电感器L（即N码）和电容器C（即M码）选择一个初始值（框图4600，图46a）。在一个实施方式中，M的值设定为二进制0001，N设定为二进制10000。变量A设定为一个初始状态（框图4610，图46a）。在一个实施方式中，初始状态等于“10000”。

电路包含LC振荡器频率（“F_{LC}”）的一个样本值（框图4620，图46a）。通过使用高速分频器，LC振荡器频率从一个模拟信号被变换成一个数字值。可对以下表达式求值：

$$CF_{LC}^2=A^2\ (I/L)。$$

如果表达式是不正确的（即CF_{LC}^2不等于$A^2\ (I/L)$），并且CF_{LC}^2大于$A^2\ (I/L)$，则增加A的数字值（框图4625、4627和4630，图46a）。例如，在首次求值后，如果CF_{LC}^2大于$A^2\ (I/L)$，则将A的初始值10000增加到10001。如果表达式不正确（即CF_{LC}^2不等于$A^2\ (I/L)$），并且CF_{LC}^2小于$A^2\ (I/L)$，则减小A的数字值（框图4625、4627和4628，图46a）。例如，在首次求值后，如果CF_{LC}^2小于$A^2\ (I/L)$，则将A的初始值10000减小到01111。重复这一过程直到表达式求值是正确的。当表达式正确时，偏移量A则已计算出来。这一偏移量存储在寄存器中，以备以后使用（框图4640，图46a）。

为调谐输入的UHF频道，M码的值首先被确定。M的选择（电容选择）导致对UHF频谱中一个频道的粗调。电路为M码设定一个初始值（框图4650，图46a）。在一实施方式中，M值设定为00001。同样，也可选择N和F_{ch}的值（框图4655，图46a）。N码的值设定为100000，F_{ch}被设定为频道码的值（即所希望的调谐频率）。

电路表达式求值是：

$$CF_{ch}^{1.5}=2\ (A^{1.5}\ (I/L))$$

如果表达式是不正确的（即$CF_{ch}^{1.5}$不等于$2\ (A^{1.5}\ (I/L))$），则M的数字值需要增加（框图4665和4670，图46a）。例如，在首次求值后，如果$CF_{ch}^{1.5}$不等于$2\ (A^{1.5}\ (I/L))$，则将M的初始值00001增加到00010。重复这一过程直到表达式正确。当表达式正确时，则确定了M码，C组也基于M码而设定（框图4655，图46a）。

在粗调阶段之后这一过程再次计算偏移量A。变量A设定于一个初始状态（如10000）（框图4662，图46b）。在粗调之后，电路获得LC振荡器频率F_{LC}的一个新样本值（框图4664，图46b）。频率F_{LC}通过应用高速分频器从模拟信号被变换为一个数字值。对以下表达式求值：

$$CF_{LC}^2=A^2\ (I/L)$$

如果表达式不正确（即CF_{LC}^2不等于$A^2\ (I/L)$），并且CF_{LC}^2大于$A^2\ (I/L)$，则增加A的数字值（框图4666、4668和4670，图46b）。如果表达式不正确（即CF_{LC}^2不等于$A^2\ (I/L)$），并且CF_{LC}^2小于$A^2\ (I/L)$，则减小A

的数字值（框图4666、4668和4669，图46b）。重复这一过程直到表达式求值正确。当表达式求值正确时，则计算出新的偏移量A。这一偏移量存储在寄存器中，以备以后使用（框图4672，图46b）。

下一步，N码的值，从而L的值被确定。N码的选择导致UHF频谱中一个频道的微调。首先，设定N的初始值（框图4674，图46b）。在一实施方式中，N最初设定为值0000。同样，F_{ch}和M码的值也已选定。F_{ch}代表频道码频率。M码在粗调阶段已被设定。表达式$F_{ch}^{2.0}C=A^{2.0}(I/L)$求值，以确定其是否正确（框图4678，图46b）。在一实施方式中，采用数/模变换器，这些数字值被变换成模拟电流值。然后，利用一个计算器，将模拟电流值依照表达式（如，$A^{2.0}$，$F_{ch}^{2.0}$等）加权，并使用一个比较器进行比较（参见图53和54）。如果表达式经过求值为不正确，增加N码（框图4680，图46b）），以新的N码再次对表达式求值。重复这一过程直到表达式求值是正确的。表达式求值正确后，基于N码设定电感器组（框图4690，图46b）。

图47示意在UHF调谐的电容器组中选择电容器的一个实施方式。图47的第1栏表示的是第2栏中相应电容器的电容值。例如，电容器C3的值是32.8pF，而电容器C1的值是9.4pF。需指出的是，电容器C0通常被选择。图中还显示了在电容器组中选择电容器的二进制M-1码。例如，第3栏显示选择M-1码为00001的电容器C0。图47的最后一栏显示，从电容器组中选择M-1码为01111的电容器。尤其是，“01111” M-1码指定了从电容器组中选择电容器C0，C1，C2和C3。图47的最后一行表示各种M-1码的总电容。例如，对于“00001” M-1码来说，电容器组的总电容等于3.7pF。“01111” M-1码的总电容等于62.9pF。

图48为显示LC组滤波器的中心频率与作为一个N-1码函数的总电感之间关系的一个图表。如图48所示，对UHF频谱的中心频率来说，较低的N-1码（即总电感）产生一个较高的中心频率。图48也显示了N-1码与对应于M码每一个值的LC组滤波器（以及所期望的频道）的中心频率之间的关系。例如，当M等于7时，曲线870表示LC组滤波器的中心频率与作为一个N-1码函数的总电感之间的关系。

如上所述，为了使Q因子最大，仅使用N码和M码的某些组合。图49显示被选择的N-1码与M码各种组合的中心频率之间的关系。需注意

的是，中心LC组滤波器频率与N-1码的关系现在限于一个图的中心。这一关系使Q因子最小化，并优化LC组滤波器组的响应。

图50a和b表示进行UHF调谐时在L组选择电感器的信息。图50a和b的第1栏列出了L组中范围在2.85nH至91.2nH的总电感。第2栏指定了一个可获得第1栏中相应电感值的N-1码。例如，一个十进制N-1码27可产生3.3nH的总电感。图50a和b的第3栏表示对基于频率的N-1码和M码值的有效选择。例如，在第3栏中，一个频率序列显示了当M码等于1时N-1码的各种有效选择。尤其是，第3栏表示，对于这些频率和N-1码来说，M码的有效范围是在11和32之间（十进制）。

图51表示在C组中被选择的电容的各种电阻。图51的第3栏列出了MOS晶体管相应电感器的电阻R_{MOS}。例如，C2的R_{MOS}电阻是.66欧姆。第4栏列出了所选择的相应电容器的总串联电阻r_s。例如，C4具有的总串联电阻r_s是1.8欧姆。电路从C组中选择电容器的组合，以降低总串联电阻，因而使Q因子最大化。

图52是一个计时图，表示依照一种实施方式调谐LC滤波器组的计时。如图52所示，有5个操作对VHF频谱的频道的LC滤波器组进行调谐。在这一实施方式中，计时信号的频率是31.25KHz。首先，可以进行LC振荡器频率的频率测量。如图52所示，LC振荡器频率测量发生在一个单个16微秒的周期。如图39a所描述的，可以计算偏移量A，它表示LC振荡器频率与所希望频率之间的差别。计算偏移量的过程，迭代过程要经过64步（即A的值是由不多于64次迭代的回路中确定）。如图52所示，每一步发生在16微秒内。

当为了得到VHF频谱中所希望频道而对电路进行调谐时，首先选择电感器组中的电感器。在一实施方式中，选择N码的过程不多于32步。同样，每一步发生在16微秒周期内。

在选择L组的电感器后，基于选定的电感器组的新偏移量A被计算出来（参见图39b）。如图52所示，新偏移量A的计算不多于64步。

图52所示的第5个操作从C组中选择电容器。如图52所示，选择M码的过程不多于16步，每步具有一个16微秒的周期。如上文结合图46a和46b所讨论的，UHF频谱中频道的调谐包括选择M码（调谐电容器组）和选择N码（调谐电感器组）。

图53为调谐LC滤波器组的一个实施方式中所使用的函数比较器电路的一个实施方式。比较器电路5300用于求表达式的值。通常来说，函数比较器电路5300利用模拟电流来计算表达式。尤其是，在该实施方式中，函数比较器电路5300求以下表达式的值：

（1）$CF_{LC}^2=A^2\ (I/L)$

（2）$CF_{ch}^2=A^2\ (I/L)$

（3）$CF_{ch}^{1.5}=2\ (A^{1.5}\ (I/L))$

（4）$F_{ch}^{1.5}C=A^{1.5}\ (I/L)$

上面的表达式也可以写成：

（1）$C/A^2=(I/L)\ F_{LC}^2$

（2）$C/A^2=(I/L)\ F_{ch}^2$

（3）$C/2A^{1.5}=(I/L)\ F_{ch}^{1.5}$

（4）$C/A^{1.5}=(I/L)\ F_{ch}^{1.5}$

上面表达式的左侧（即，C/A^2，$C/2A^{1.5}$，和$C/A^{1.5}$）是利用晶体管5347、5314和5318，开关5320和5322，电流源5330和5340，及计算器4700来生成的。开关5320和5322被设定来选择偏移量变量A的1.5或2.0指数。例如，要求表达式$C/A^{1.5}$的值，开关5320被设定为耦合电流$I_{1.5}$，以输入到计算器4700。

在一个实施方式中，电流源5330被耦合到数/模变换器，以把数字的M码值变换成模拟电流I_c。模拟电流I_c表示电容和C组。也被耦合到数/模变换器的电流源5340把数字偏移量值变换成模拟电流I_A。计算器4700的输出V_{out}被输入到比较器5310。V_{out}电压表示左侧表达式的值。

上面表达式的右侧（即，$(I/L)\ F_{ch}^{1.5}$，$(I/L)\ F_{LC}^2$，和$(I/L)\ F_{ch}^{1.5}$）是利用晶体管5302、5304和5306，开关5308和5310，及电流源5309和5311来生成的。开关5308和5310用于选择频率的合适指数。例如，如果用于计算的当前表达式是$(I/L)\ F_{LC}^2$，则设定开关5310。电流源5311生成与L组的电感值成比例的模拟电流。在一个实施方式中，电流源5311耦合到数/模变换器的输出，把N码的数字值变换成模拟电流。也被耦合到数/模变换器的电流源5309把频率（LC振荡器频率或频道码频率）变换成模拟电流。计算器4700的输出为右侧表达式生成一个电压

V_{out}。

左侧表达式和右侧表达式被输入到比较器5310。比较器5310将左侧表达式生成的V_{out}与右侧表达式生成的V_{out}进行比较。

图54显示图53的函数比较器电路中所使用的计算器的一个实施方式。计算器电路接收作为输入的频率或偏移量的加权电流，也接收电感或电容的模拟电流。如图54所示，指数为2的频率或偏移量A的加权电流被输入到晶体管5404、5406和5410。指数为1.5的频率或偏移量A的加权电流被输入到晶体管5412和5422。电感或电容的模拟电流被输入到双极晶体管5424的基极。依次，比较器电路生成一个电压，根据下面的表达式：

$$V_{out} = V_t \ln(\frac{1}{Is}\frac{Inum}{Iden})$$

图55示意LC滤波器组的一个实施方式的许多频率响应。如图55所示，通过选择不同电感器和电容器，LC滤波器组可生成一个很宽的频率响应范围。LC滤波器组是一个可调谐的滤波器，可用于操作宽范围频率的电路，如电视接收机。

LC滤波器组（即，分立的无源滤波器）增强了调谐电路的性能。使用一个连续或有源滤波器需要一个电源电压（例如，V_{cc}）。由于电源线上的噪声，电源电压显示出一个脉动。这个脉动电压进而引起连续放大器的输出存在不可接受的频率响应特性。因此，在接收机中使用分立的或无源滤波器，从脉动电压中分离出信号，从而提高信号质量。

应该理解的是，虽然已经用特定的示例性实施方式描述了本发明，但在不脱离本发明的精神和实质的情况下，该技术领域的专业人士可作各种改进和变更。

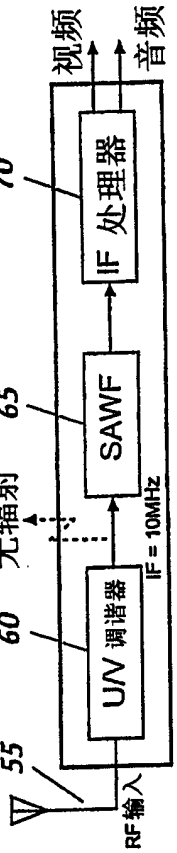


图1

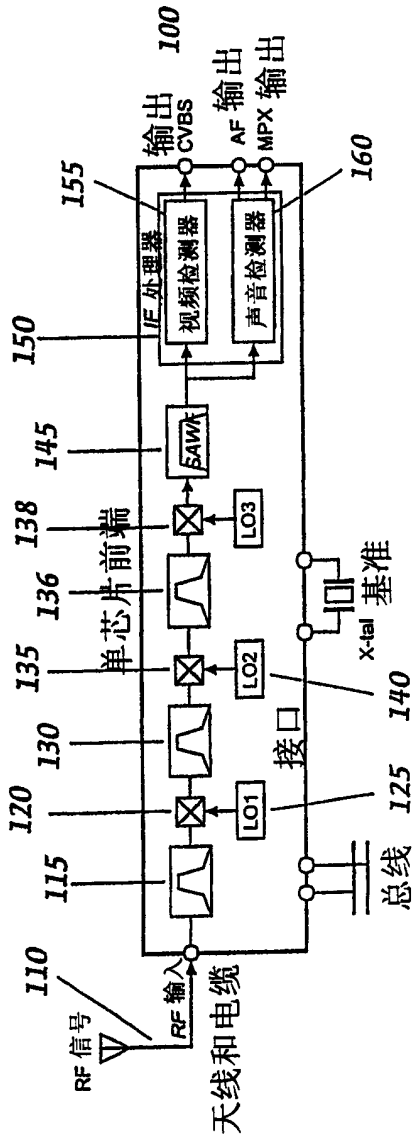

100
输出 CVBS
AF 输出
MPX 输出
155
160
150
IF 处理器
视频检测器
声音检测器
145
SAW
138
LO3
136
135
LO2
单芯片前端
130
120
LO1
接口
115
110
RF 输入
RF 信号
天线和电缆
总线
125
140
x-tal 基准

图2

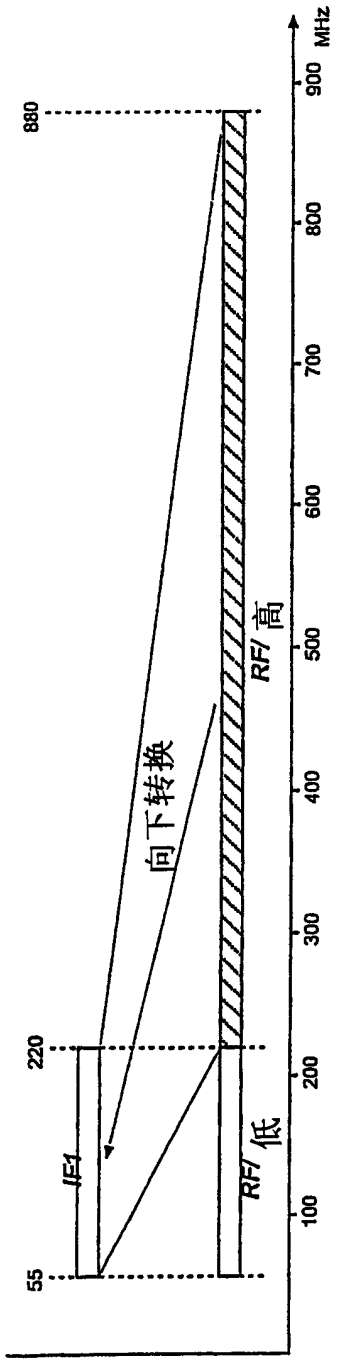

880
55
220
900
800
700
600
500
400
300
200
100
MHz
IF1
RF1 低
RF1 高
向下转换

图6

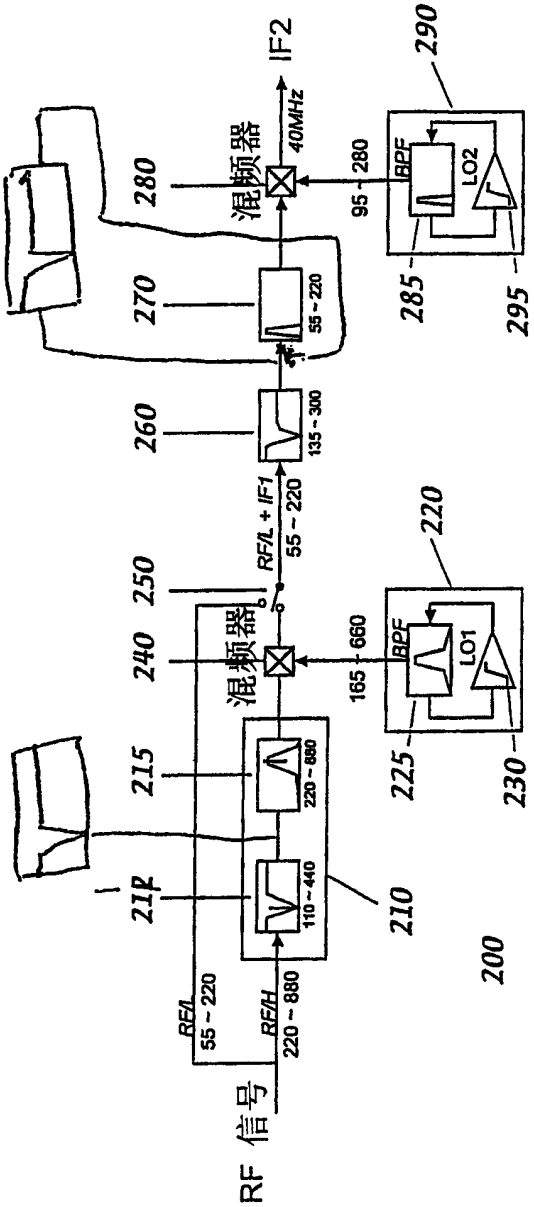
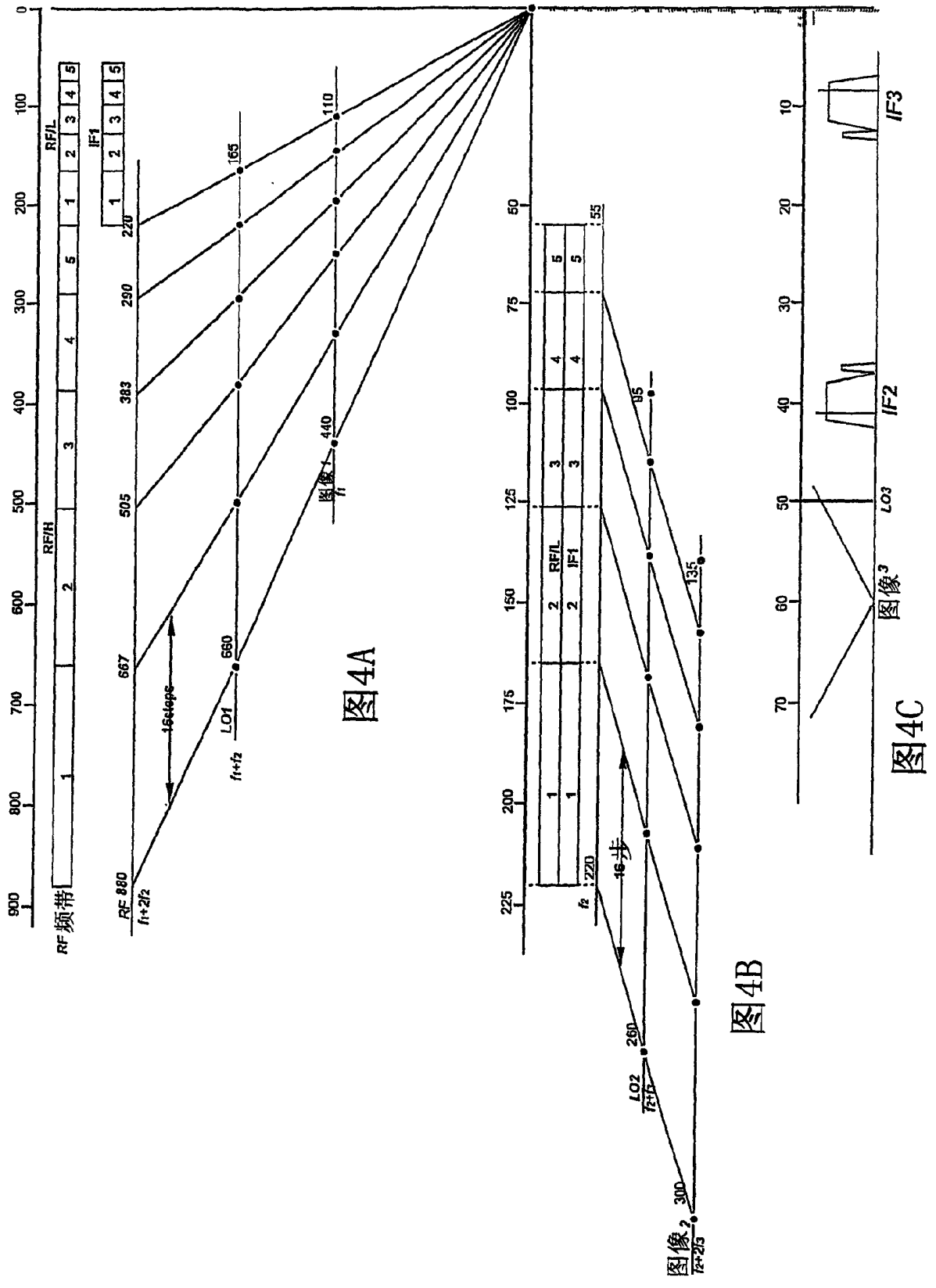

RF 信号
RFL
55 - 220
RFH
220 - 880
210
211
215
220 - 880
110 - 440
200
混频器
240
250
RFL + IF1
55 - 220
165 - 660
220
BPF
LO1
225
230
260
135 - 300
270
55 - 220
280
混频器
IF2
40MHz
95 - 280
290
BPF
LO2
285
295

图3


RF频带
RF/H
RF/L
IF1
RF 880
f1+2f2
667
505
383
290
220
16steps
LO1
f1+f2
660
165
110
440
图像1
f1
图4A
RF/L
IF1
f2
220
16步
LO2
f2+f3
260
300
图像2
f2+2f3
55
95
135
图4B
IF3
IF2
LO3
图像3
图4C

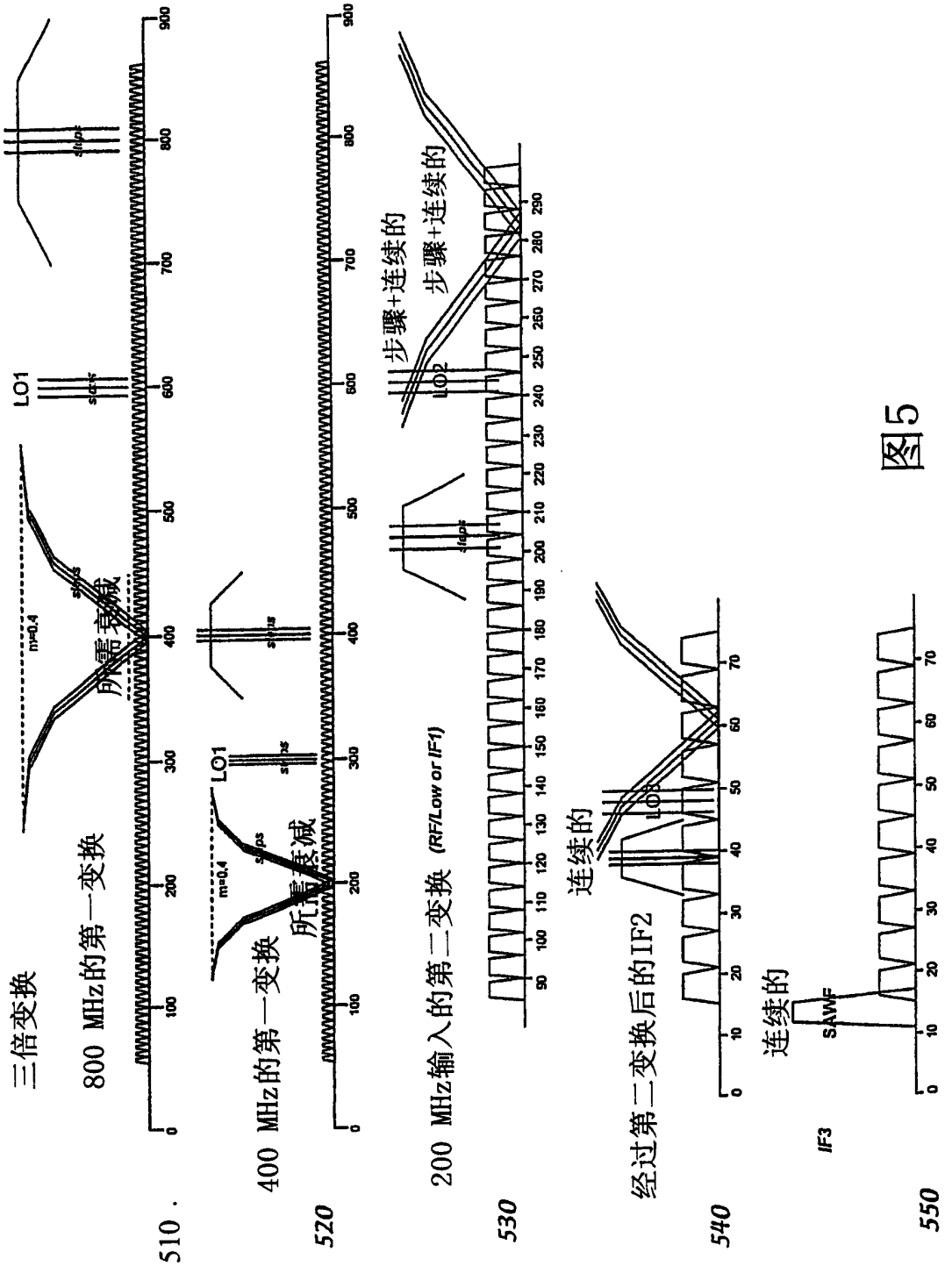

三倍变换
800 MHz的第一变换
所需衰减
LO1
400 MHz的第一变换
所需衰减
LO1
200 MHz输入的第二变换 (RF/Low or IF1)
步骤+连续的
步骤+连续的
LO2
经过第二变换后的IF2
连续的
LO3
连续的
SAWF
IF3
510
520
530
540
550

图5

RF- 滤波器组1　　转移函数　　– fmax (f1=880M, 667M, 505M, 383M, 290M, 220MHz)

$x := 0, .001 .. 2$　　$i := \sqrt{-1}$　　$k := 1$　　Note:k=1 当 fmax (第1步), k=1.32 当 fmin (第32步)

C组陷波偏移量= > 0.34%@880MHz, 1.36%@220MHz.　$val1 := 1.36$　$valp1 := 1 + \frac{val1}{2 \cdot 100}$　$valn1 := 1 - \frac{val1}{2 \cdot 100}$　$mt1 := 0.6$

$$y11(x) := \left| \frac{1 - (2 \cdot valn1 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt1 \cdot i \cdot 2 \cdot valn1 \cdot k \cdot x - (2 \cdot valn1 \cdot k \cdot x)^2} \right| \quad g11 := 2.14$$

$$y12(x) := \left| \frac{1 - (2 \cdot valp1 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt1 \cdot i \cdot 2 \cdot valp1 \cdot k \cdot x - (2 \cdot valp1 \cdot k \cdot x)^2} \right| \quad g12 := 0.75$$

$$y13(x) := \left| \frac{0.4 \cdot i \cdot k \cdot x}{1 + 0.4 \cdot i \cdot k \cdot x - (k \cdot x)^2} \right|$$

$y11\_log(x) := 20 \cdot \log(y11(x))$　　$y12\_log(x) := 20 \cdot \log(y12(x))$　　$y13\_log(x) := 20 \cdot \log(y13(x))$

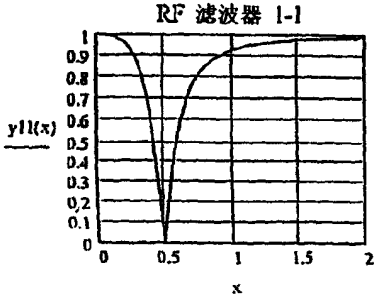


图7A

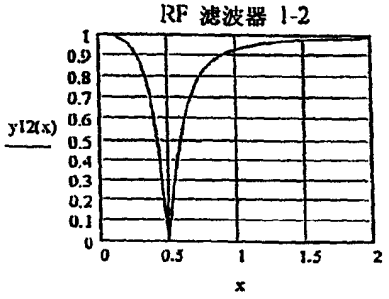


图7B

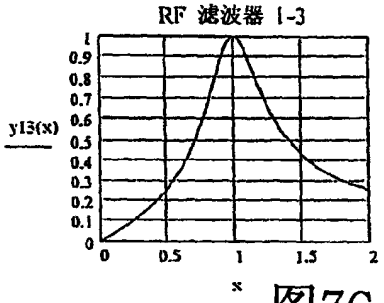


图7C

$y1(x) := y11(x) \cdot g11 \cdot y12(x) \cdot g12 \cdot y13(x)$

$y1\_log(x) := 20 \cdot \log(y1(x))$

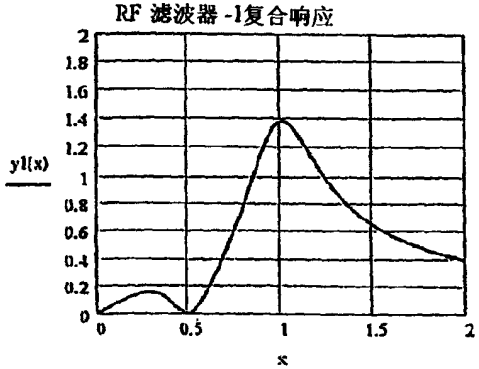


图7D

以对数刻度的滤波器-1图像衰减

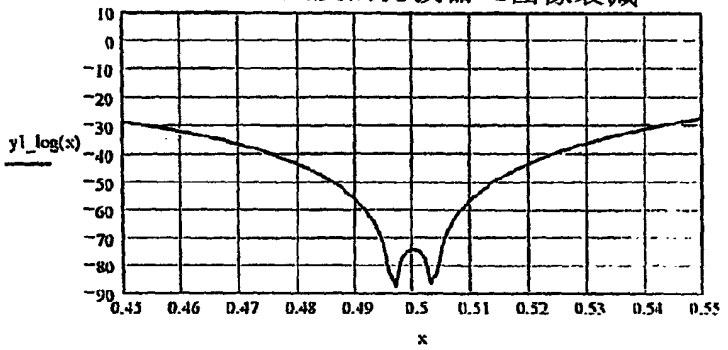


图7E

RF- 滤波器组2　　转移函数　　– fmax (f2 = 220M, 166.6M, 126.26, 95.65M, 72.4M, 55MHz)

$x := 0, .002..3$　　$i := \sqrt{-1}$　　$k := 1$　　Note:k=1 当 fmax (第1步), k=1.32 当 fmin (第32步)　　$f2 := 220$　　$f3 := 40$　　$mt2 := 0.6$

RC组陷波偏移量= 1.36%@220MHz, 5.45%@55MHz..　$val2 := 1.36$　$valp2 := 1 + \frac{val2}{2 \cdot 100}$　$valn2 := 1 - \frac{val2}{2 \cdot 100}$　$fimg := \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot f3}{f2}}$

$$y21(x) := \left| \frac{1 - (fimg \cdot valn2 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt2 \cdot i \cdot fimg \cdot valn2 \cdot k \cdot x - (fimg \cdot valn2 \cdot k \cdot x)^2} \right| \quad g21 := 1.4$$

$$y22(x) := \left| \frac{1 - (fimg \cdot valp2 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt2 \cdot i \cdot fimg \cdot valp2 \cdot k \cdot x - (fimg \cdot valp2 \cdot k \cdot x)^2} \right| \quad g22 := 1.28$$

$$y23(x) := \left| \frac{0.4 \cdot i \cdot k \cdot x}{1 + 0.4 \cdot i \cdot k \cdot x - (k \cdot x)^2} \right|$$

$y21\_log(x) := 20 \cdot \log(y21(x))$

RF 滤波器 2-1

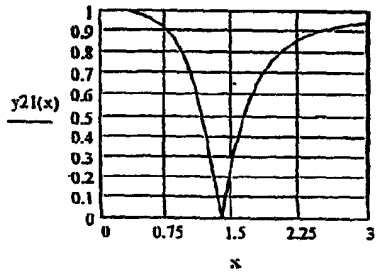


图7F

$y22\_log(x) := 20 \cdot \log(y22(x))$

RF 滤波器 2-2

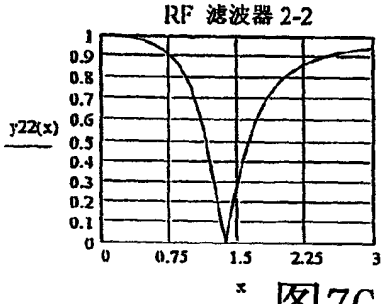


图7G

$y23\_log(x) := 20 \cdot \log(y23(x))$

RF 滤波器 2-3

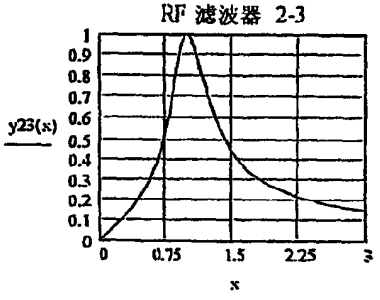


图7H

$y2(x) := y21(x) \cdot g21 \cdot y22(x) \cdot g22 \cdot y23(x)$

RF滤波器-1 复合响应

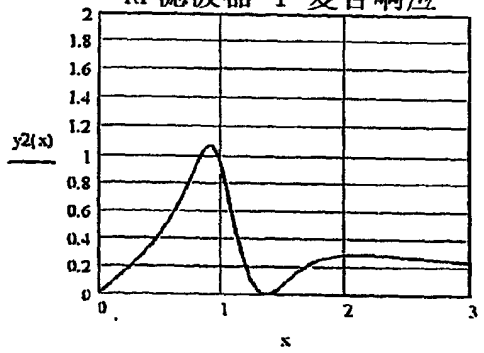


图7I

$y2\_log(x) := 20 \cdot \log(y2(x))$

以对数刻度的滤波器-2图像衰减

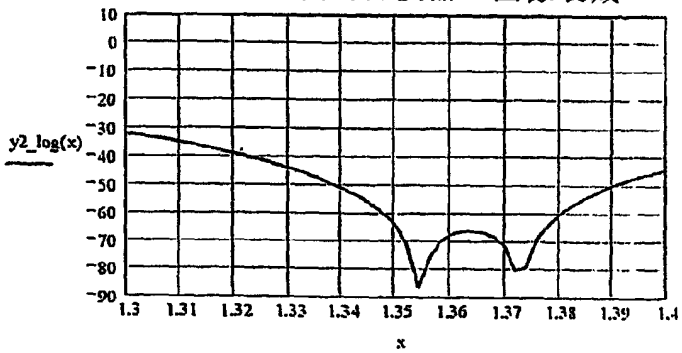


图7J

RF- 滤波器组3　　转移函数　　-- fmax (f3 = 40MHz, fc=10MHz, fp=8MHz)

$x := 0, .002 .. 3$　　$i := \sqrt{-1}$　　$k := 1$　　Note:k=1 当 fmax(step1), k=1.32 当 fmin (step32)　　$f3 := 40$　　$fp := 10$　　$mt3 := 0.4$

RC组陷波偏移量=7.5%@40MHz.,　　$val3 := 7.5$　　$valp3 := 1 + \frac{val3}{2 \cdot 100}$　　$valn3 := 1 - \frac{val3}{2 \cdot 100}$　　$fimg3 := \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot fp}{f3}}$

$$y31(x) := \left| \frac{1 - (fimg3 \cdot valn3 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt3 \cdot i \cdot 1 \cdot k \cdot x - (1 \cdot k \cdot x)^2} \right|$$

$g31 := 1.5$

$$y32(x) := \left| \frac{1 - (fimg3 \cdot valp3 \cdot k \cdot x)^2}{1 + mt3 \cdot i \cdot 1 \cdot k \cdot x - (1 \cdot k \cdot x)^2} \right|$$

$g32 := 1$

$$y33(x) := \left| \frac{0.5 \cdot i \cdot k \cdot x}{1 + 0.5 \cdot i \cdot k \cdot x - (k \cdot x)^2} \right|$$

$y31\_log(x) := 20 \cdot \log(y31(x))$

$y32\_log(x) := 20 \cdot \log(y32(x))$

$y33\_log(x) := 20 \cdot \log(y33(x))$

RF 滤波器 3-1

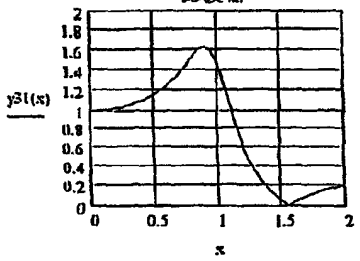


图7K

RF 滤波器 3-2

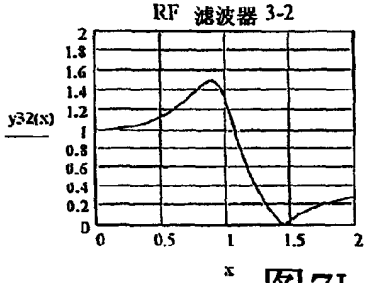


图7L

RF 滤波器 3-3

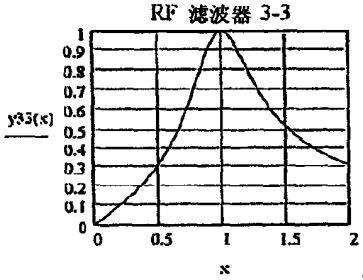


图7M

$y3(x) := y31(x) \cdot g31 \cdot y32(x) \cdot g32 \cdot y33(x)$

RF滤波器-3 复合响应

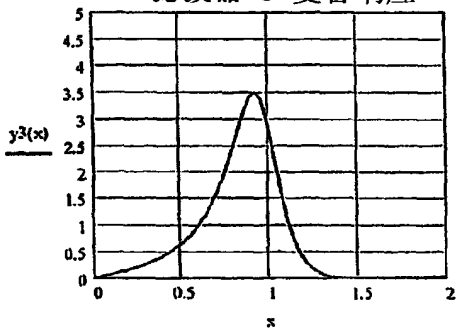


图7N

$y3\_log(x) := 20 \cdot \log(y3(x))$

以对数刻度的滤波器-3的图像衰减

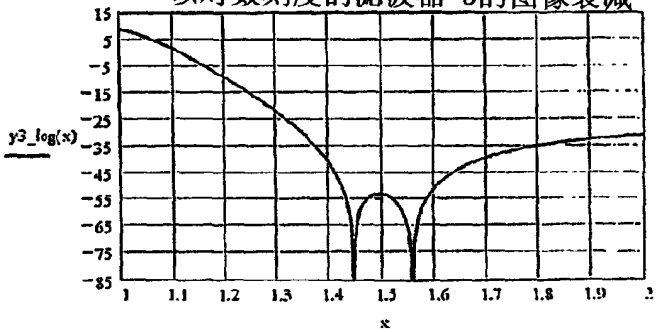


图7O

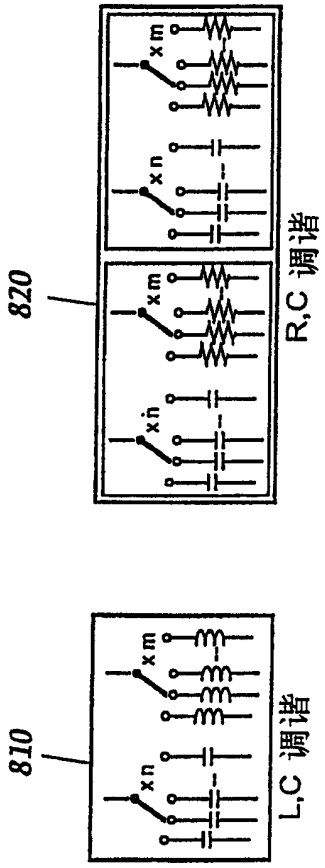


图8

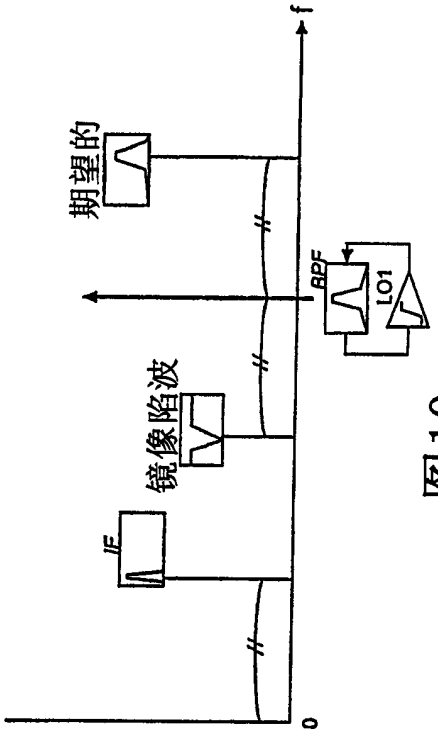


图10

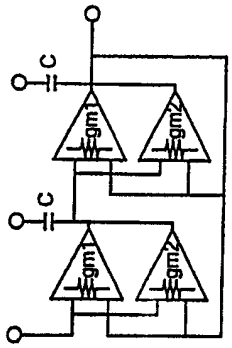


图11B

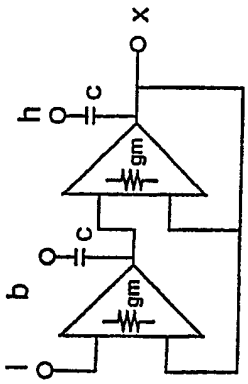


图11A

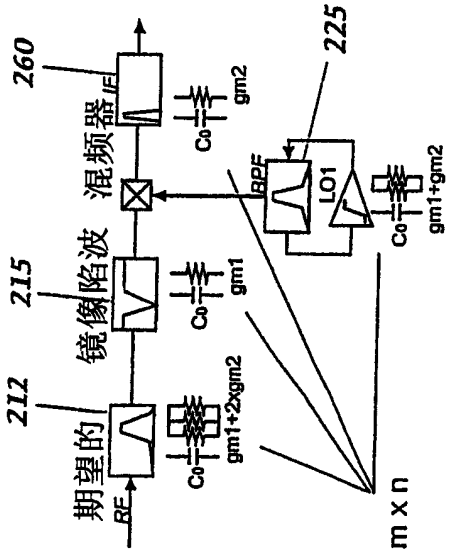


图9

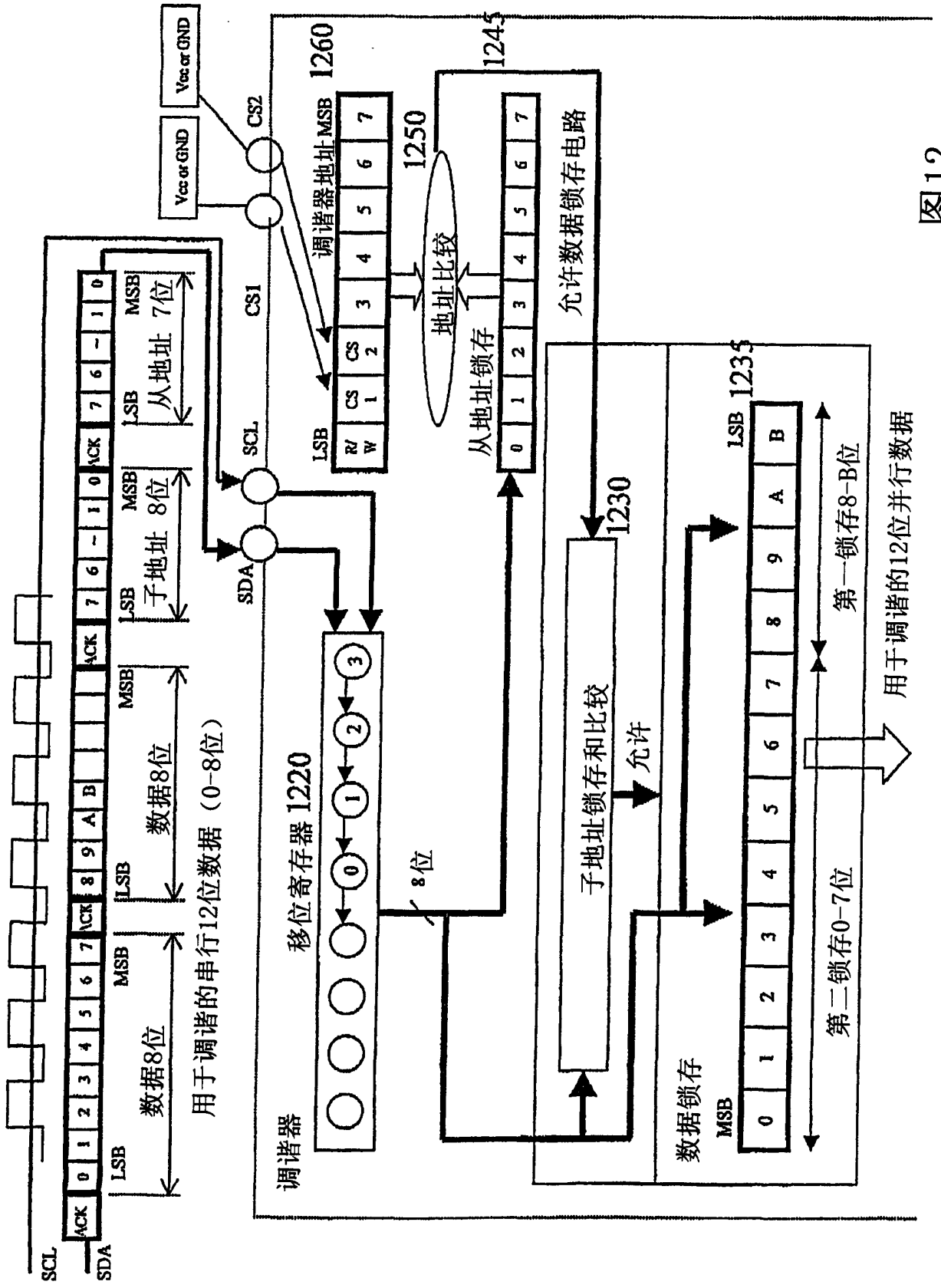

SCL
SDA
ACK
LSB
MSB
数据8位
用于调谐的串行12位数据（0-8位）
子地址 8位
从地址 7位
Vcc or GND
CS1
CS2
SCL
SDA
调谐器
移位寄存器 1220
8位
调谐器地址
1260
1250
地址比较
从地址锁存
1245
允许数据锁存电路
1230
子地址锁存和比较
允许
数据锁存
1235
第一锁存8-B位
第二锁存0-7位
用于调谐的12位并行数据

图12

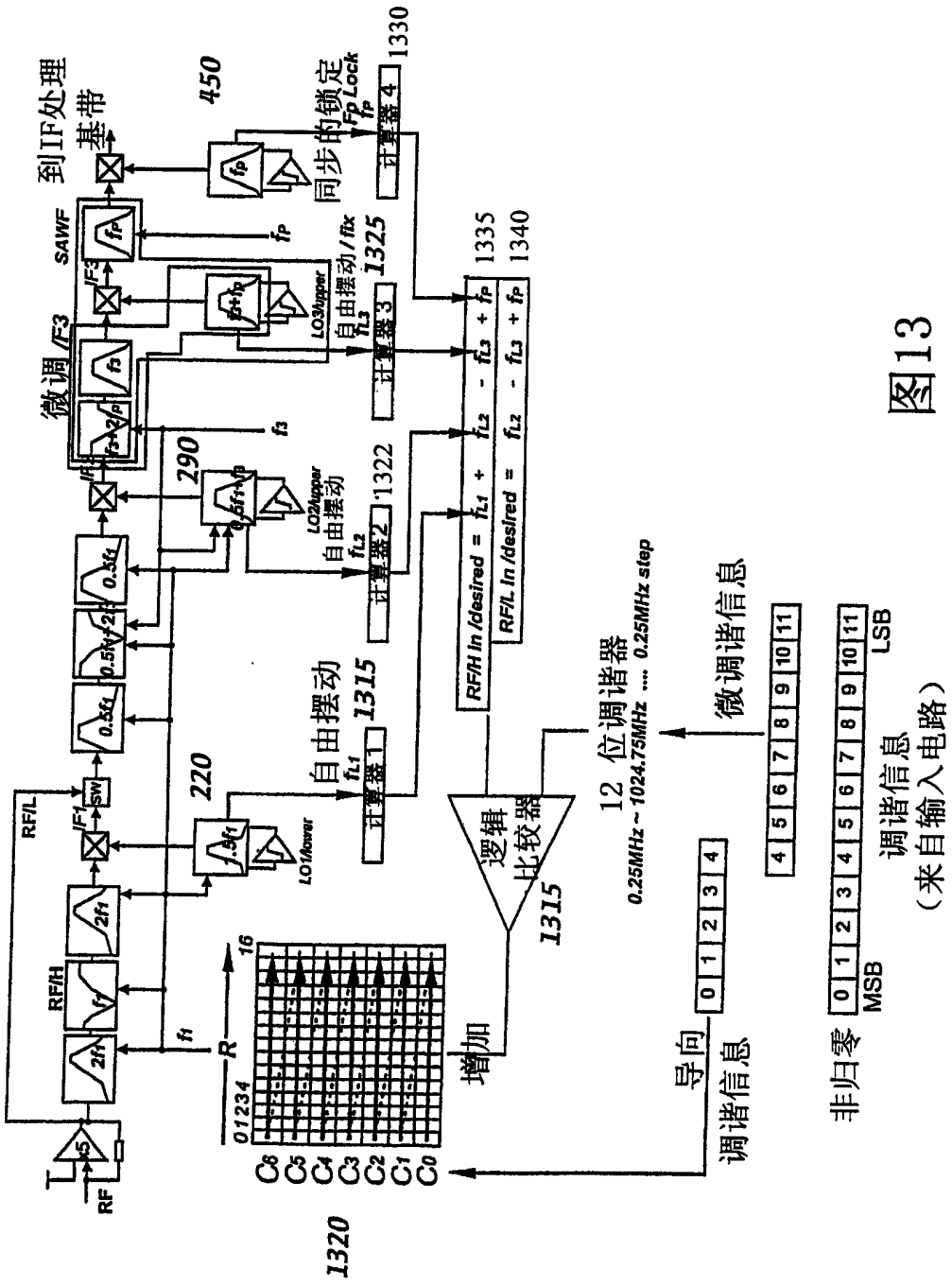

到IF处理
基带
450
同步的锁定
Fp Lock
1330
SAWF
微调/F3
自由摆动/fix
1325
1335
1340
290
自由摆动
1322
220
自由摆动
1315
RF/H
RF/L
RF
LO1/lower
LO2/upper
LO3/upper
计算器1
计算器2
计算器3
计算器4
RF/H in /desired = fL1 + fL2 - fL3 + fP
RF/L in /desired = fL2 - fL3 + fP
逻辑
比较器
1315
12 位调谐器
0.25MHz ~ 1024.75MHz .... 0.25MHz step
微调谐信息
导向
调谐信息
非归零
MSB
LSB
调谐信息
（来自输入电路）
增加
C6 C5 C4 C3 C2 C1 C0
1320

图13

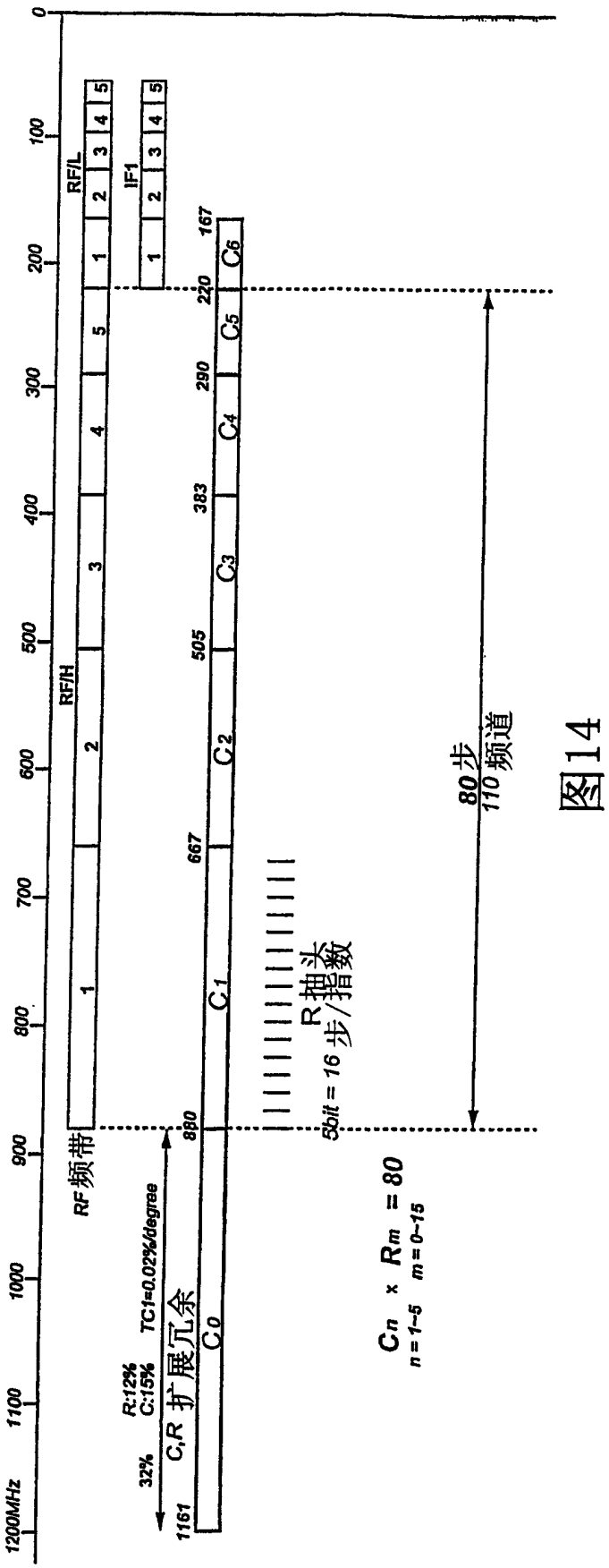

0
100
200
300
400
500
600
700
800
900
1000
1100
1200MHz
RF/L
RF/H
IF1
1
2
3
4
5
C0
C1
C2
C3
C4
C5
C6
667
505
383
290
220
167
880
1161
RF频带
C,R 扩展冗余
32%
R:12%
C:15%
TC1=0.02%/degree
R抽头
Split = 16 步/指数
80步
110 频道
Cn x Rm = 80
n=1~5 m=0~15

图14

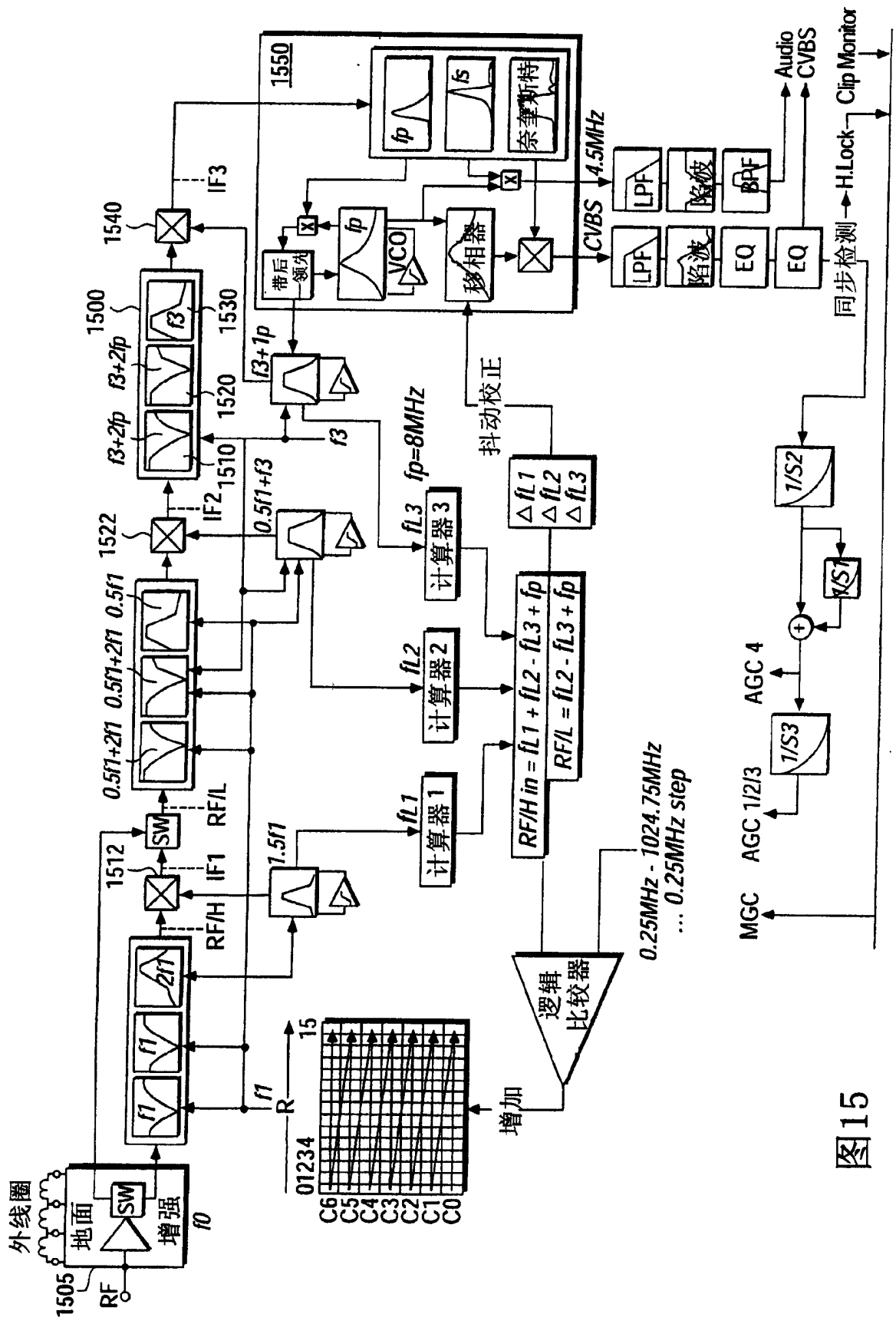

外线圈
地面
SW
增强
f0
1505
RF
f1
2f1
RF/H
IF1
1512
SW
RF/L
0.5f1+2f1
0.5f1+2f1
0.5f1
1522
IF2
1510
f3+2fp
f3+2fp
1500
1520
1530
f3
1540
IF3
1.5f1
0.5f1+f3
f3+1p
f3
fp=8MHz
1550
fp
fs
奈奎斯特
带后领先
VCO
移相器
CVBS
4.5MHz
LPF
陷波
EQ
BPF
Audio
CVBS
Clip Monitor
H.Lock
同步检测
抖动校正
fL1
计算器1
fL2
计算器2
fL3
计算器3
RF/H in = fL1 + fL2 - fL3 + fp
RF/L = fL2 - fL3 + fp
ΔfL1
ΔfL2
ΔfL3
逻辑比较器
0.25MHz - 1024.75MHz
... 0.25MHz step
增加
01234
R
15
C6
C5
C4
C3
C2
C1
C0
1/S2
1/S1
1/S3
AGC 4
AGC 1/2/3
MGC

图15

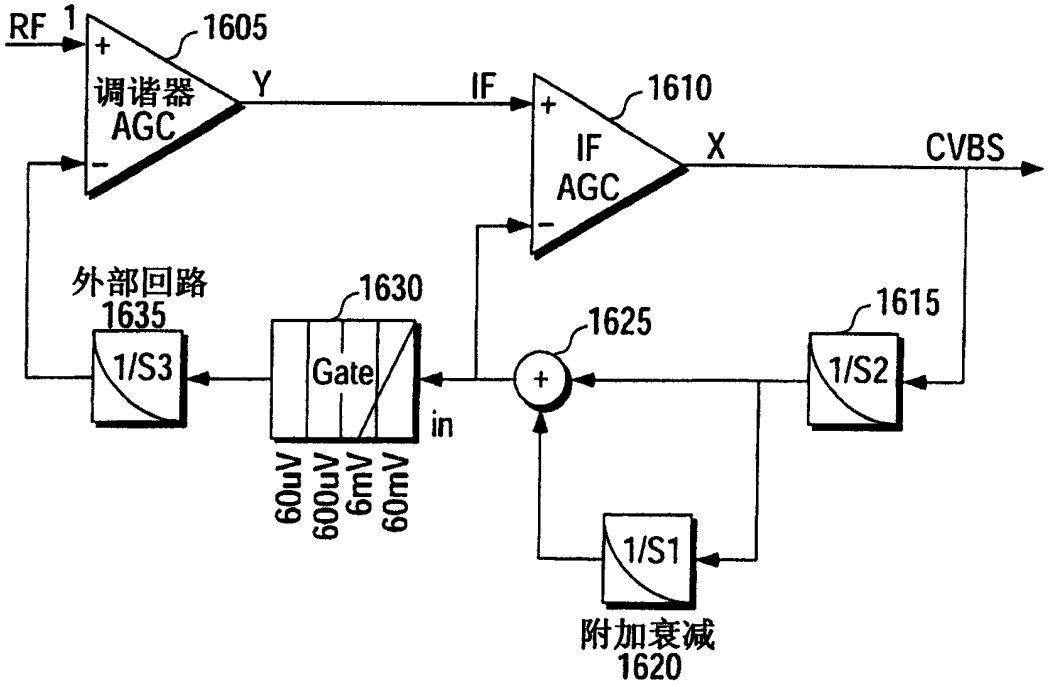

RF 1
1605
调谐器
AGC
Y
IF
1610
IF
AGC
X
CVBS
外部回路
1635
1/S3
1630
Gate
in
60uV
600uV
6mV
60mV
1625
1615
1/S2
1/S1
附加衰减
1620

图16

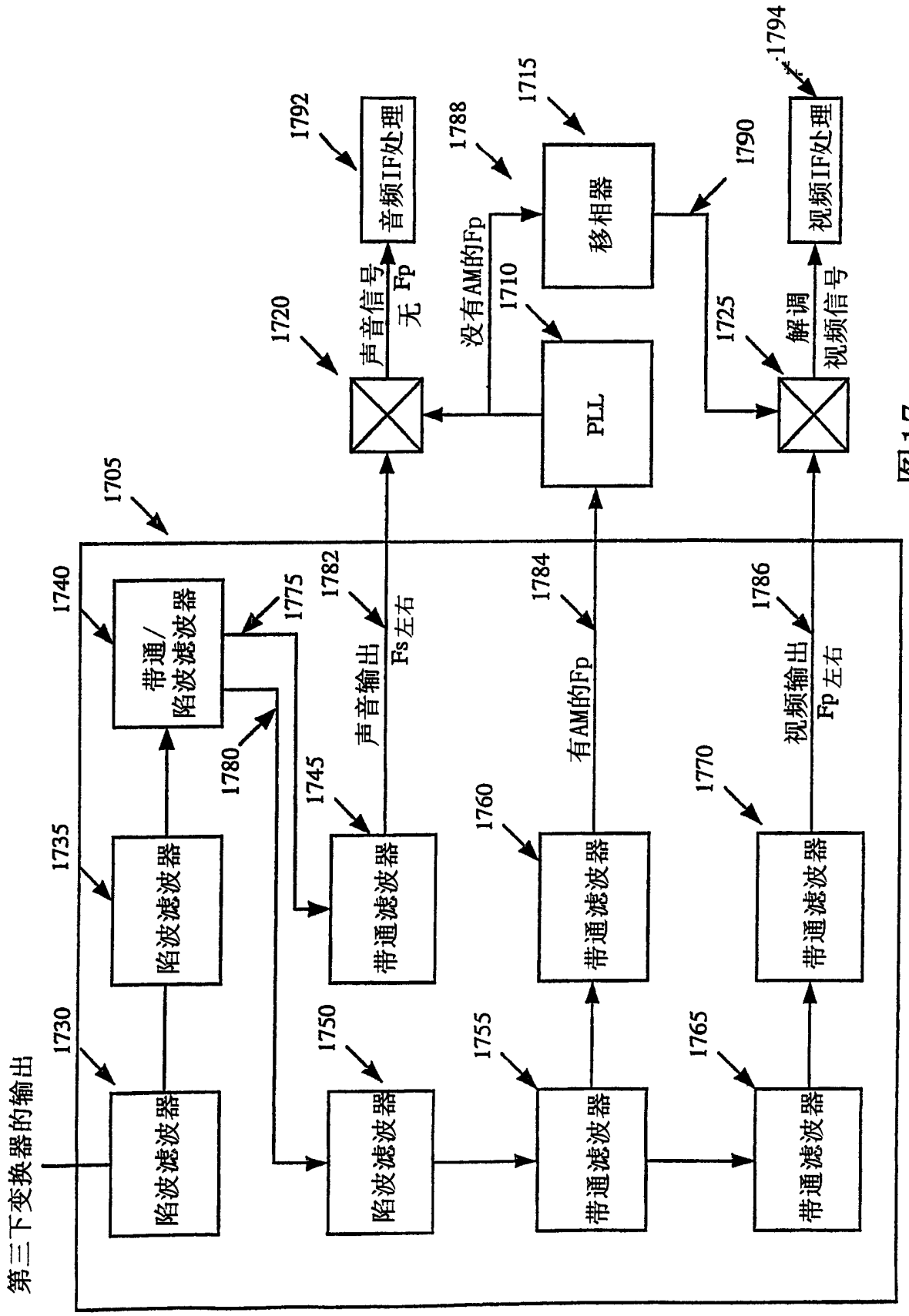

第三下变换器的输出
1730
陷波滤波器
1735
陷波滤波器
1740
带通/陷波滤波器
1705
1780
1775
1745
带通滤波器
1782
声音输出
Fs左右
1750
陷波滤波器
1755
带通滤波器
1760
带通滤波器
1784
有AM的Fp
1765
带通滤波器
1770
带通滤波器
1786
视频输出
Fp 左右
1720
声音信号
无 Fp
1710
没有AM的Fp
PLL
1788
1715
移相器
1790
1725
解调
视频信号
1792
音频IF处理
1794
视频IF处理

图17

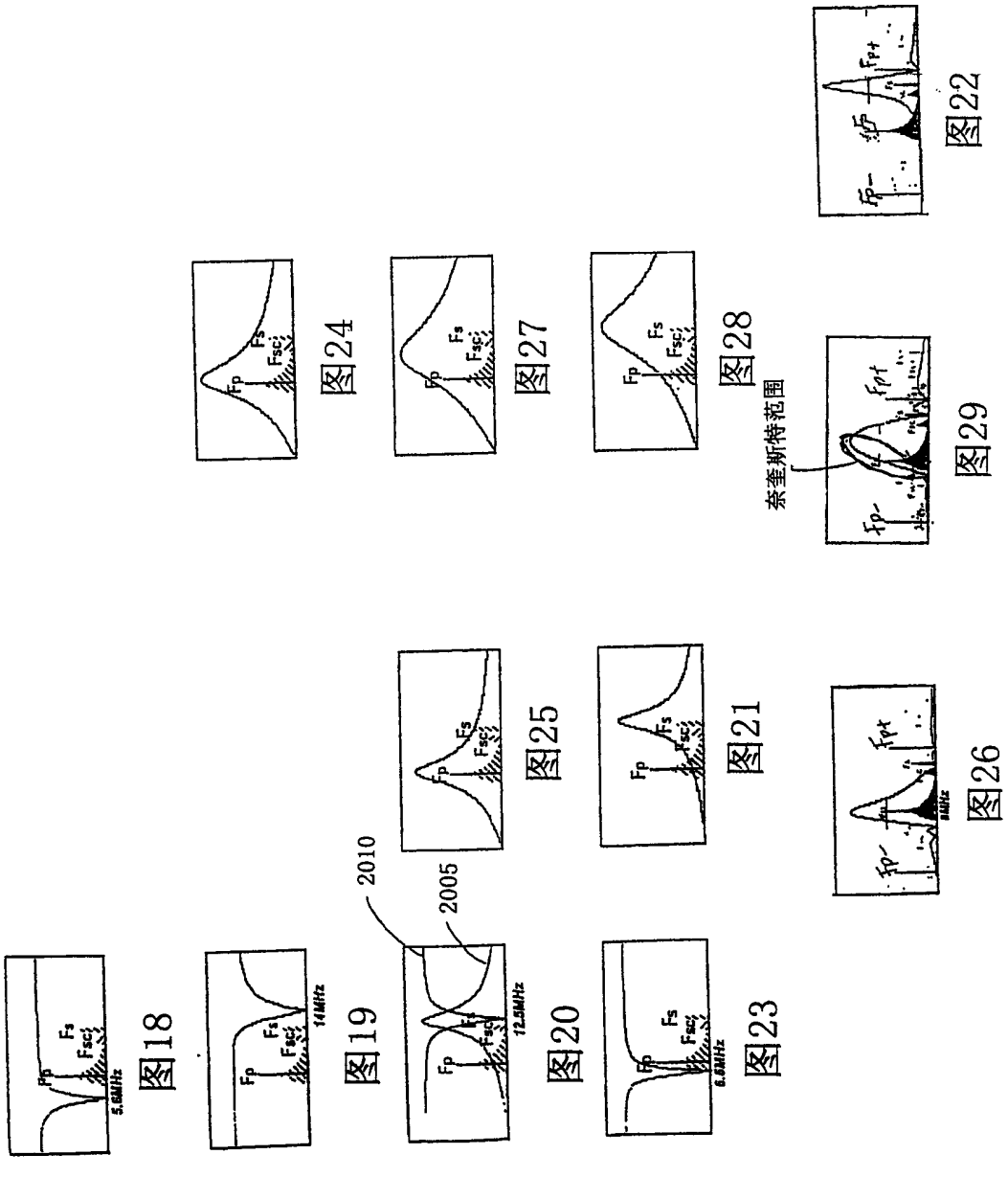


图18 图19 图20 图21 图22 图23 图24 图25 图26 图27 图28 图29

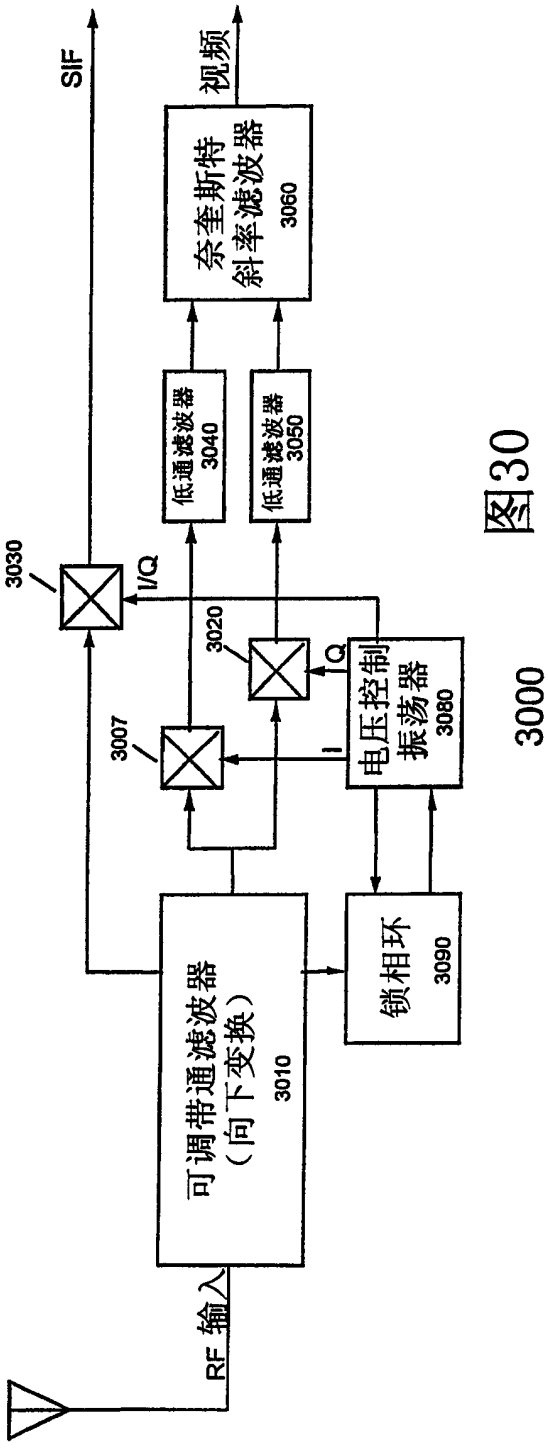

SIF
视频
奈奎斯特
斜率滤波器
3060
低通滤波器
3040
低通滤波器
3050
3030
I/Q
3020
Q
I
3007
电压控制
振荡器
3080
可调带通滤波器
（向下变换）
3010
锁相环
3090
RF 输入
3000

图30

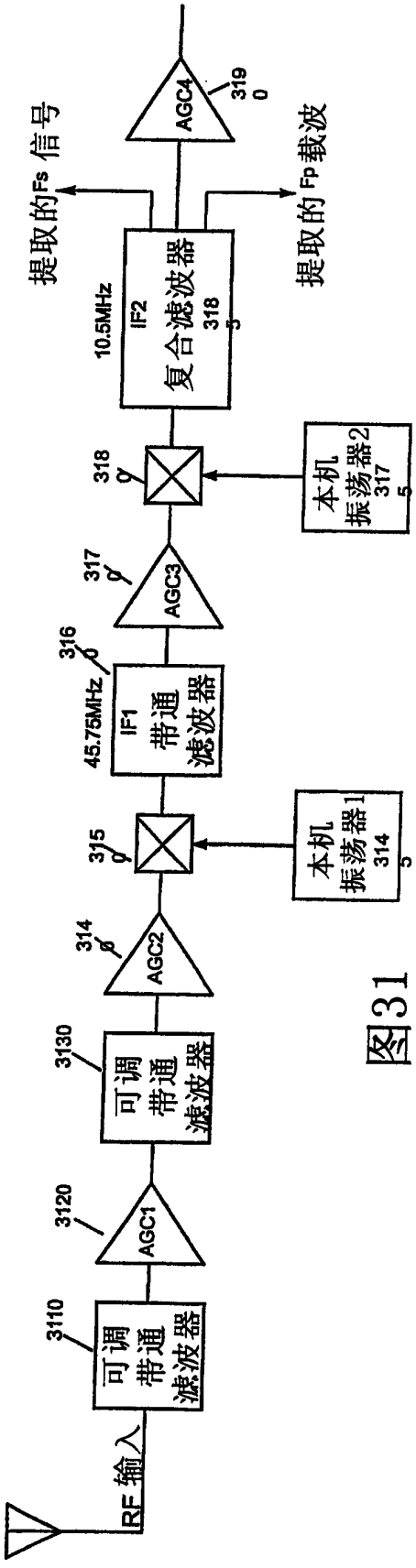

RF 输入
可调带通滤波器
3110
AGC1
3120
可调带通滤波器
3130
AGC2
314
本机振荡器1
314
5
315
IF1带通滤波器
45.75MHz
316
AGC3
317
本机振荡器2
317
5
318
IF2复合滤波器
10.5MHz
318
5
AGC4
3190
提取的Fs信号
提取的Fp载波

图31

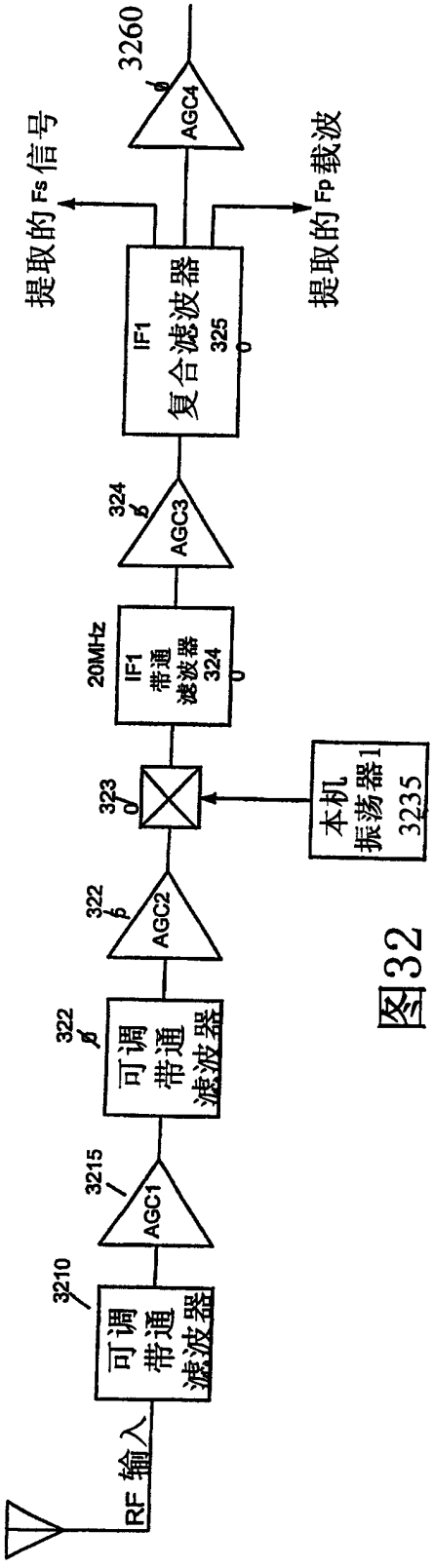

RF 输入
可调带通滤波器
3210
AGC1
3215
可调带通滤波器
322
AGC2
322
本机振荡器1
3235
323
IF1带通滤波器
20MHz
324
AGC3
324
IF1复合滤波器
325
AGC4
3260
提取的Fs信号
提取的Fp载波

图32

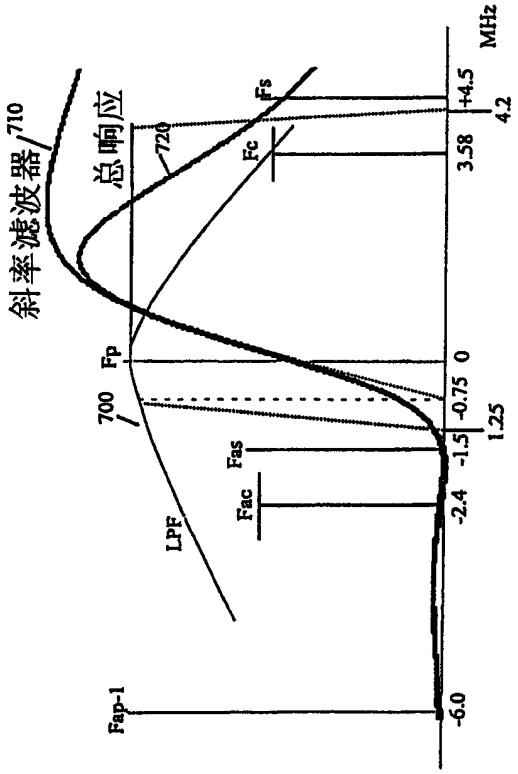

斜率滤波器
710
总响应
720
700
Fp
Fs
Fc
Fas
Fac
LPF
Fap-1
+4.5
4.2
3.58
0
-0.75
1.25
-1.5
-2.4
-6.0
MHz

图33

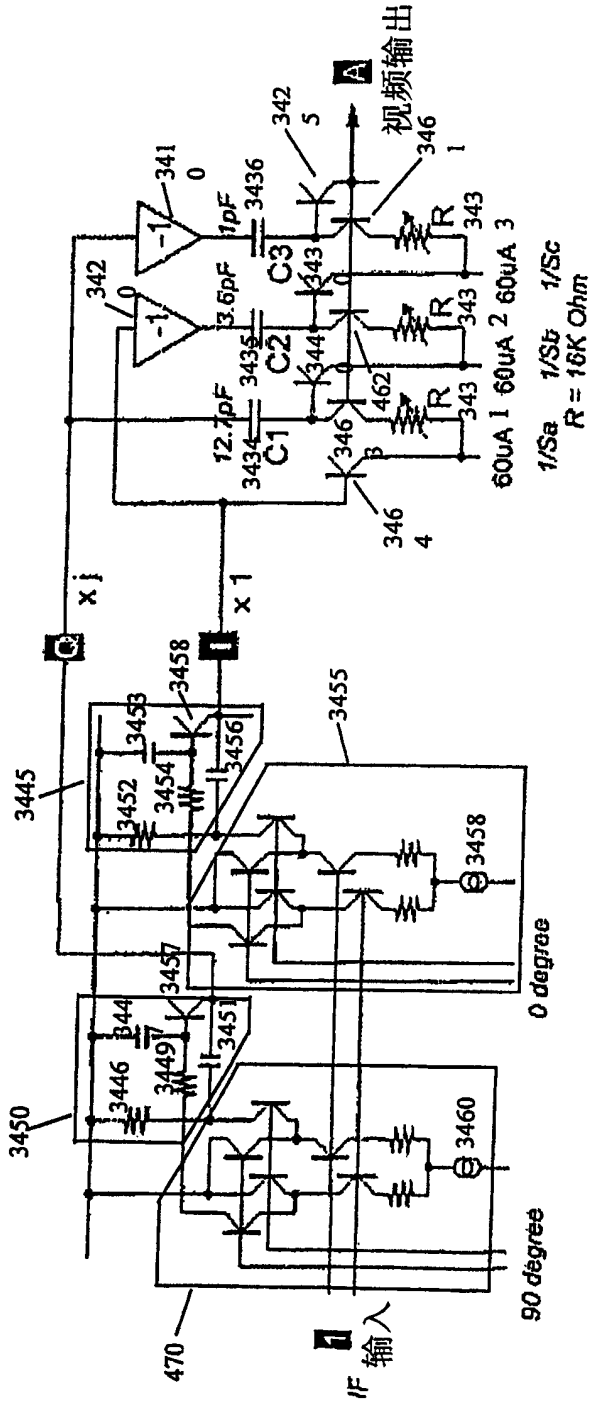

视频输出
IF 输入
0 degree
90 degree
60uA 1
60uA 2
60uA 3
1/Sa
1/Sb
1/Sc
R = 16K Ohm
12.7pF
3.6pF
1pF
C1
C2
C3
x j
x 1
470
3450
3445
3455
3460
3458
3446
3449
3451
3452
3453
3454
3456
3457
3434
3435
3436
341
342
343
344
346
462

图34

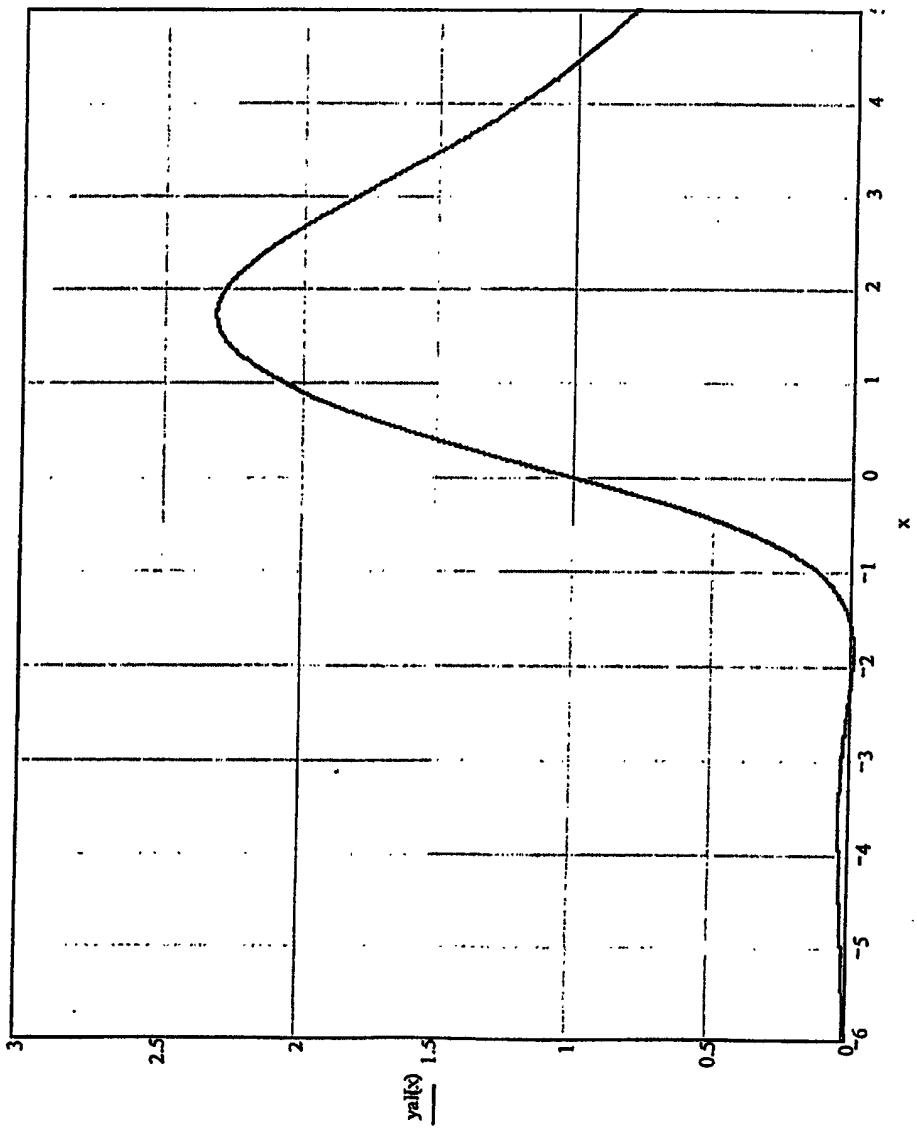


图35

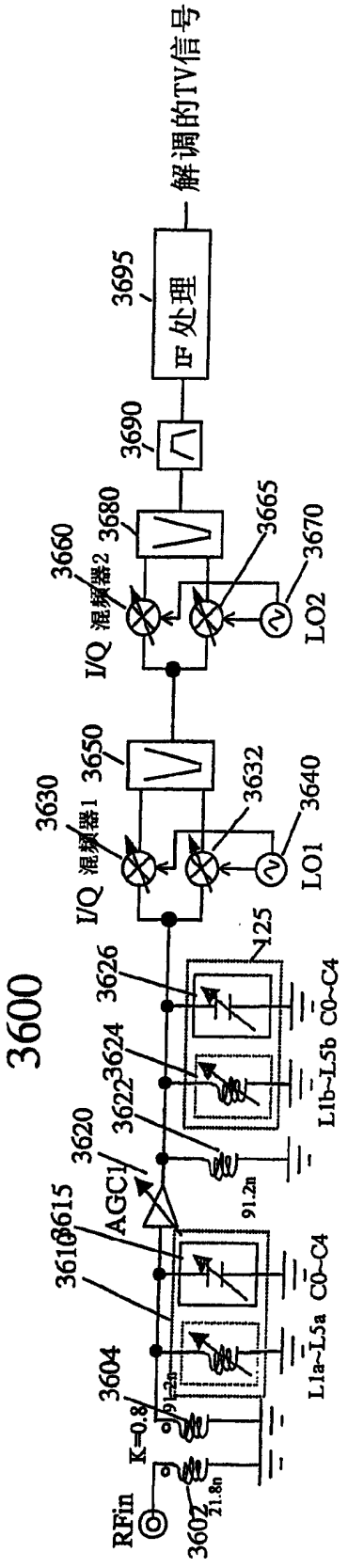


图36

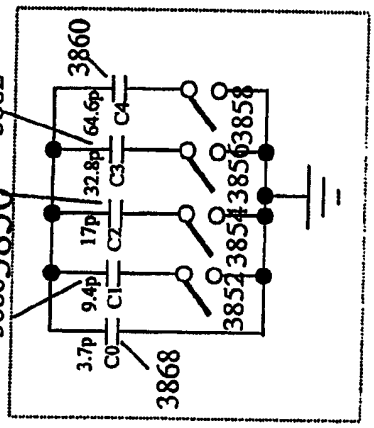


图38b

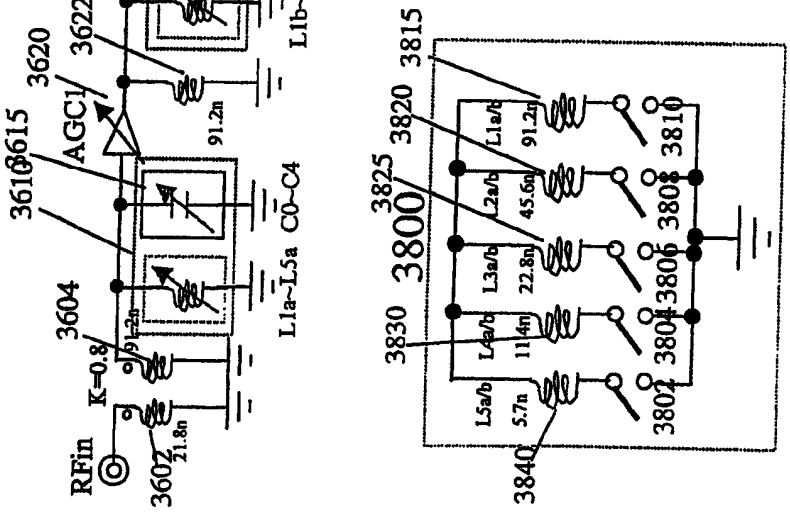


图38a

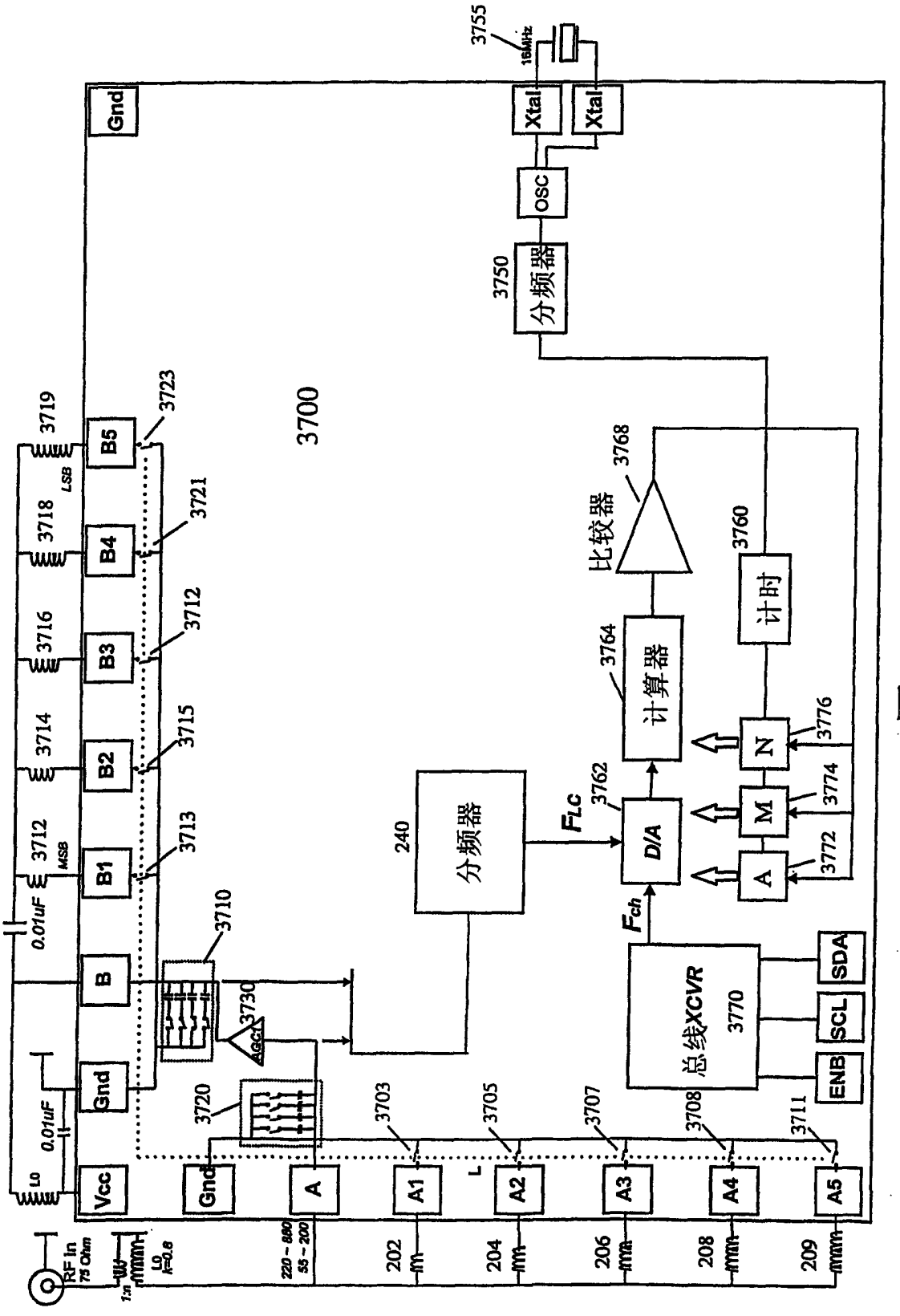

3700
3755
16MHz
Xtal
Xtal
OSC
3750
分频器
3768
比较器
3760
计时
3764
计算器
3762
D/A
F_{LC}
F_{ch}
240
分频器
3776
N
3774
M
3772
A
总线XCVR
3770
SDA
SCL
ENB
3719
3718
3716
3714
3712
0.01uF
LSB
MSB
B5
B4
B3
B2
B1
B
Gnd
Vcc
3723
3721
3712
3715
3713
3710
3730
AGC1
3720
3703
3705
3707
3708
3711
L
Gnd
A
A1
A2
A3
A4
A5
RF in
75 Ohm
220 ~ 880
55 ~ 200
202
204
206
208
209

图37

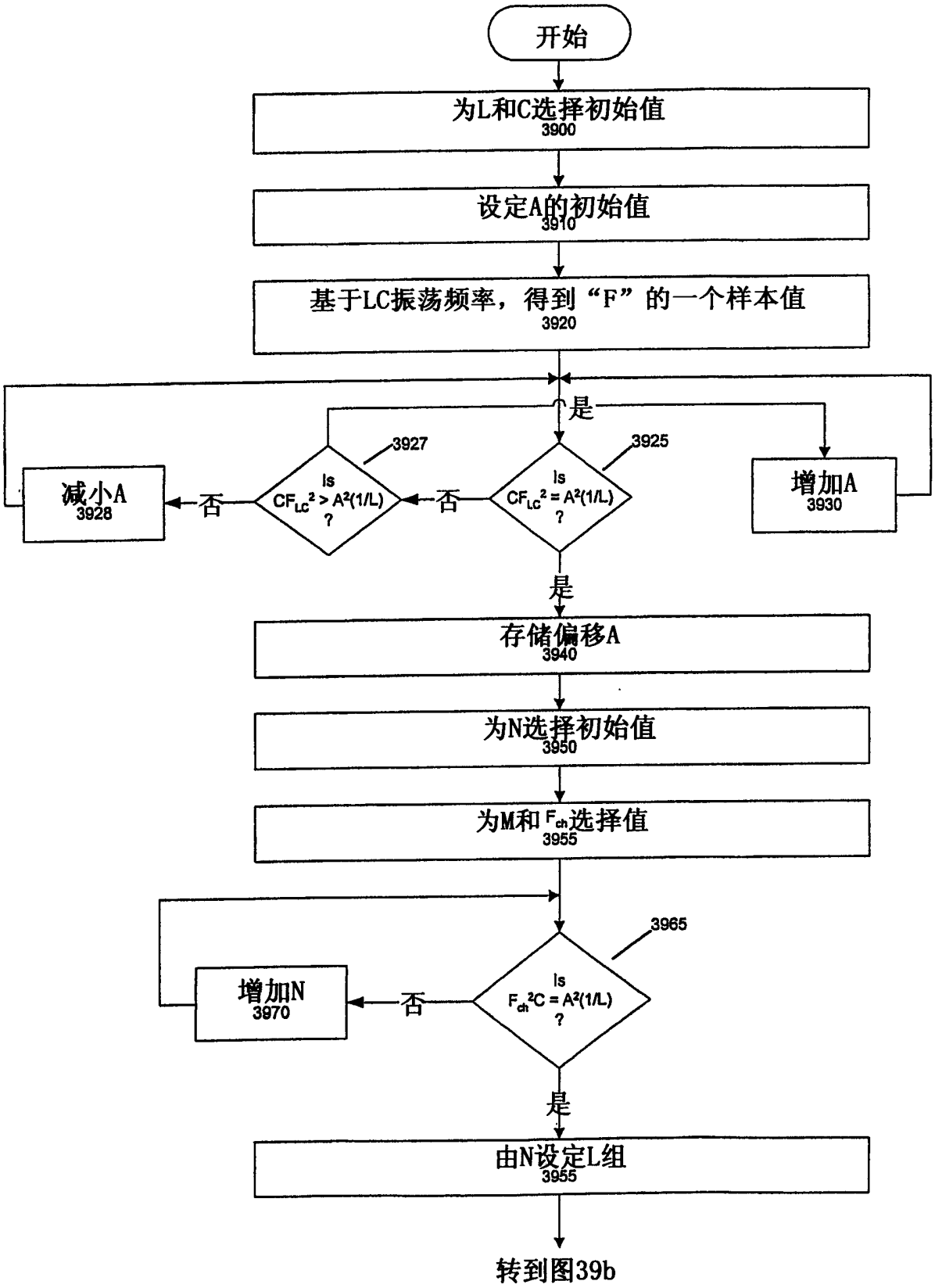

开始
为L和C选择初始值
3900
设定A的初始值
3910
基于LC振荡频率，得到“F”的一个样本值
3920
是
3927
3925
减小A
3928
否
Is $CF_{LC}^2 > A^2(1/L)$?
否
Is $CF_{LC}^2 = A^2(1/L)$?
增加A
3930
是
存储偏移A
3940
为N选择初始值
3950
为M和 F_{ch} 选择值
3955
3965
增加N
3970
否
Is $F_{ch}^2C = A^2(1/L)$?
是
由N设定L组
3955
转到图39b

图39a

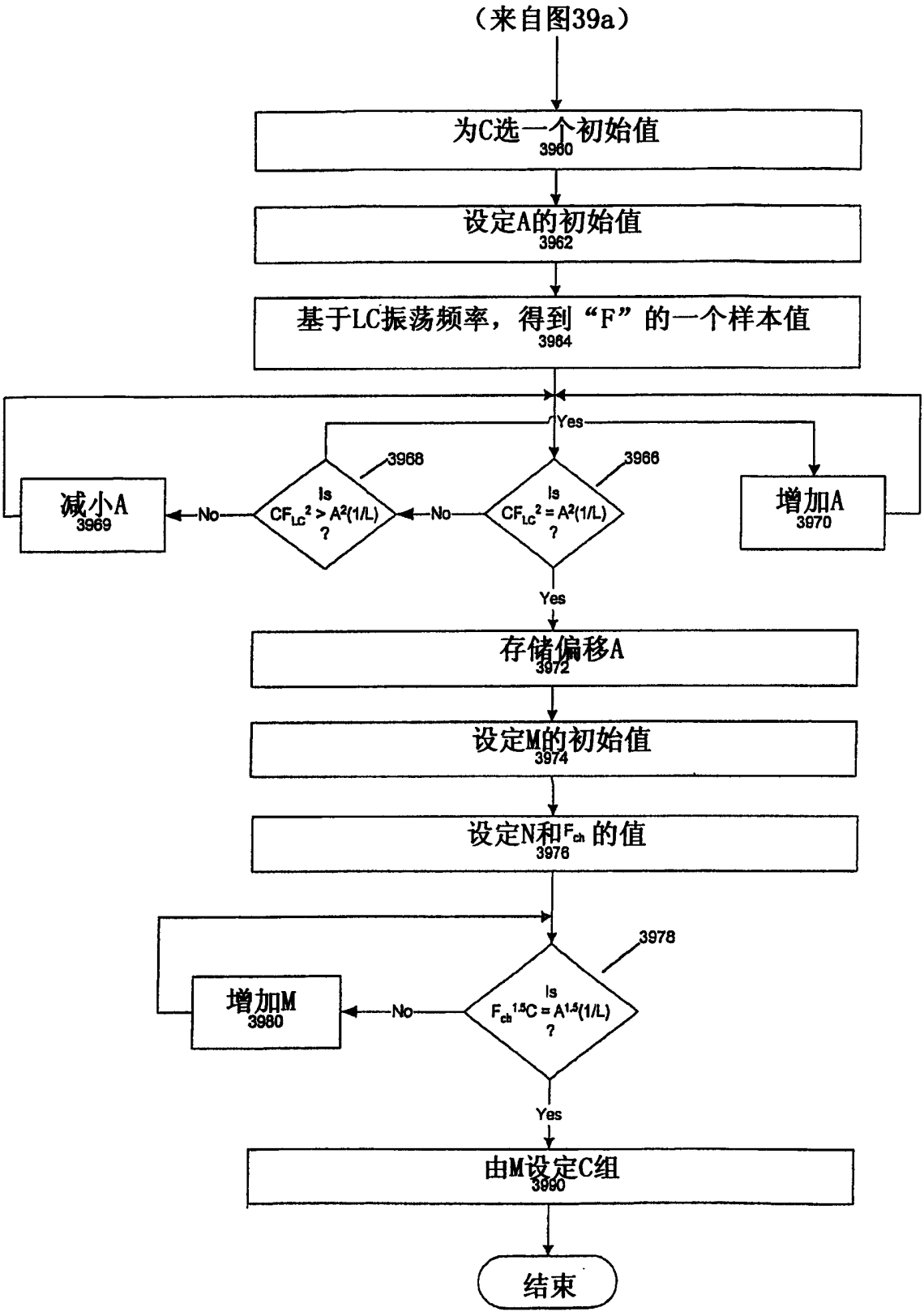

（来自图39a）
为C选一个初始值
3960
设定A的初始值
3962
基于LC振荡频率，得到“F”的一个样本值
3964
Yes
3968
3966
减小A
3969
No
Is $CF_{LC}^2 > A^2(1/L)$?
No
Is $CF_{LC}^2 = A^2(1/L)$?
增加A
3970
Yes
存储偏移A
3972
设定M的初始值
3974
设定N和F_{ch}的值
3976
3978
增加M
3980
No
Is $F_{ch}^{1.5}C = A^{1.5}(1/L)$?
Yes
由M设定C组
3990
结束

图39b

1/L	N	1	2	3	4	5	6	7	8
Ind(nH)	码 =>	00000	00001	00010	00011	00100	00101	00110	00111
5.7	L5	0	0	0	0	0	0	0	0
11.4	L4	0	0	0	0	0	0	0	0
22.8	L3	0	0	0	0	1	1	1	1
45.6	L2	0	0	1	1	0	0	1	1
91.2	L1	0	1	0	1	0	1	0	1
91.2	L0	1	1	1	1	1	1	1	1
	总L	91.20	45.60	30.40	22.80	18.24	15.20	13.03	11.40

图40

1/L				N	1	2	3	4	5	6	7	8
Ind(nH)	r_{sl}	R_{MOS}	r_s		00000	00001	00010	00011	00100	00101	00110	00111
5.7	.7	1.1	1.8	L5	0	0	0	0	0	0	0	0
11.4	.7	1.6	2.3	L4	0	0	0	0	0	0	0	0
22.8	.5	2.3	2.8	L3	0	0	0	0	1	1	1	1
45.6	1	3.2	4.2	L2	0	0	1	1	0	0	1	1
91.2	1	4.6	5.6	L1	0	1	0	1	0	1	0	1
91.2	1	4.6	5.6	L0	1	1	1	1	1	1	1	1
Total					91.20	45.60	30.40	22.80	18.24	15.20	13.03	11.40
r_s					5.6	2.8	2.4	1.68	1.87	1.4	1.29	1.05

图41

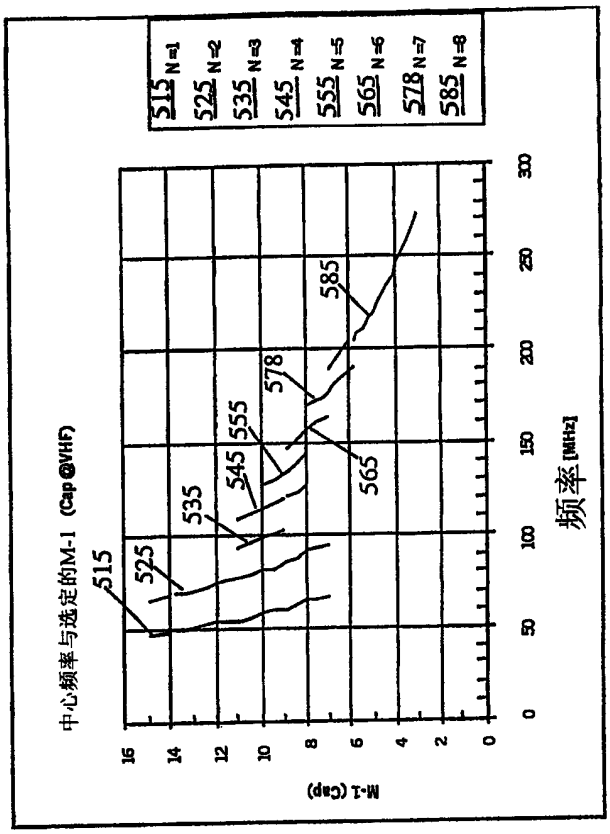

中心频率与选定的M-1 (Cap@VHF)
515 N=1
525 N=2
535 N=3
545 N=4
555 N=5
565 N=6
578 N=7
585 N=8
515
525
535
545
555
565
578
585
M-1 (Cap)
频率 [MHz]

图43

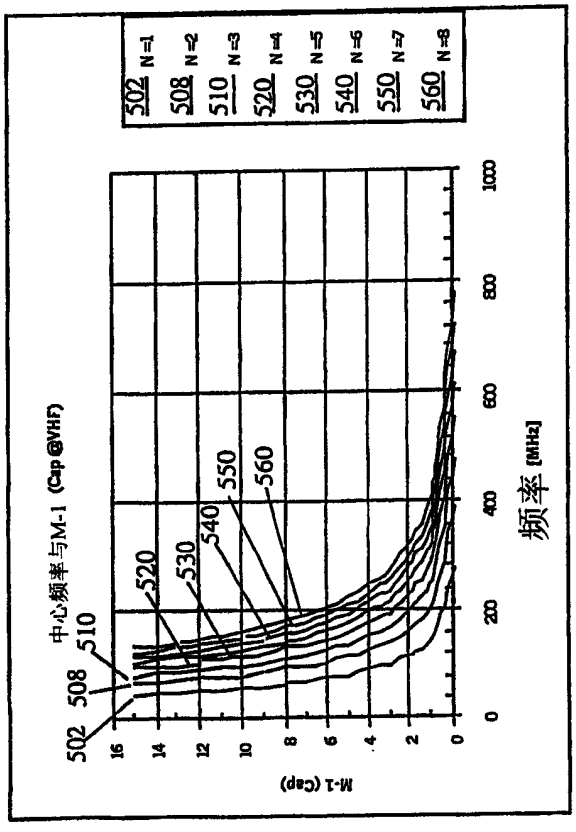

中心频率与M-1 (Cap@VHF)
502 N=1
508 N=2
510 N=3
520 N=4
530 N=5
540 N=6
550 N=7
560 N=8
502
508
510
520
530
540
550
560
M-1 (Cap)
频率 [MHz]

图42

C	M	16-8	16-8	12-10	12-9	11-9	10-8	9-7	8-4
Cap(pF)	(M-1)	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8
127.7	15	46.64	65.95	80.78	93.27	104.28	114.24	123.39	131.91
118.3	14	48.45	68.52	83.91	96.9	108.33	118.67	128.18	137.03
110.7	13	50.09	70.84	86.76	100.18	112.01	122.7	132.53	141.68
101.3	12	52.36	74.04	90.69	104.71	117.07	128.25	138.52	148.09
94.9	11	54.09	76.50	93.69	108.19	120.96	132.5	143.12	153
85.6	10	56.98	80.58	98.69	113.96	127.41	139.57	150.75	161.16
77.9	9	59.71	84.44	103.42	119.41	133.51	146.25	157.97	168.88
68.5	8	63.66	90.03	110.26	127.32	142.34	155.93	168.42	180.05
62.9	7	66.47	94.00	115.12	132.93	148.62	162.81	175.85	187.99
53.5	6	72.05	101.9	124.80	144.1	161.11	176.49	190.63	203.79
45.9	5	77.82	110.6	134.79	155.65	174.02	190.63	205.9	220.12
36.5	4	87.24	123.38	151.11	174.49	195.08	213.7	230.83	246.76
30.1	3	96.08	135.87	166.41	192.15	214.83	235.34	254.19	271.74
20.7	2	115.78	163.74	200.53	231.56	258.89	283.6	306.32	327.47
13.1	1	145.72	206.08	252.39	291.44	325.84	356.94	385.54	412.16
3.7	0	273.61	386.95	473.91	547.22	611.82	670.21	723.91	773.89

图44

C		M	16-8	16-8	12-10	12-9	11-9	10-8	9-7	8-4
Cap(pF)	RMOS	(M-1)	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8
127.7	0.0	15	46.64	65.95	80.78	93.27	104.28	114.24	123.39	131.91
118.3	2.6	14	48.45	68.52	83.91	96.9	108.33	118.67	128.18	137.03
110.7	2.4	13	50.09	70.84	86.76	100.18	112.01	122.7	132.53	141.68
101.3	2.0	12	52.36	74.04	90.69	104.71	117.07	128.25	138.52	148.09
94.9	2.2	11	54.09	76.50	93.69	108.19	120.96	132.5	143.12	153
85.6	1.8	10	56.98	80.58	98.69	113.96	127.41	139.57	150.75	161.16
77.9	1.5	9	59.71	84.44	103.42	119.41	133.51	146.25	157.97	168.88
68.5	1.1	8	63.66	90.03	110.26	127.32	142.34	155.93	168.42	180.05
62.9	2.0	7	66.47	94.00	115.12	132.93	148.62	162.81	175.85	187.99
53.5	1.5	6	72.05	101.9	124.80	144.1	161.11	176.49	190.63	203.79
45.9	1.3	5	77.82	110.6	134.79	155.65	174.02	190.63	205.9	220.12
36.5	.9	4	87.24	123.38	151.11	174.49	195.08	213.7	230.83	246.76
30.1	1.1	3	96.08	135.87	166.41	192.15	214.83	235.34	254.19	271.74
20.7	.7	2	115.78	163.74	200.53	231.56	258.89	283.6	306.32	327.47
13.1	.4	1	145.72	206.08	252.39	291.44	325.84	356.94	385.54	412.16
3.7	0	0	273.61	386.95	473.91	547.22	611.82	670.21	723.91	773.89

图45

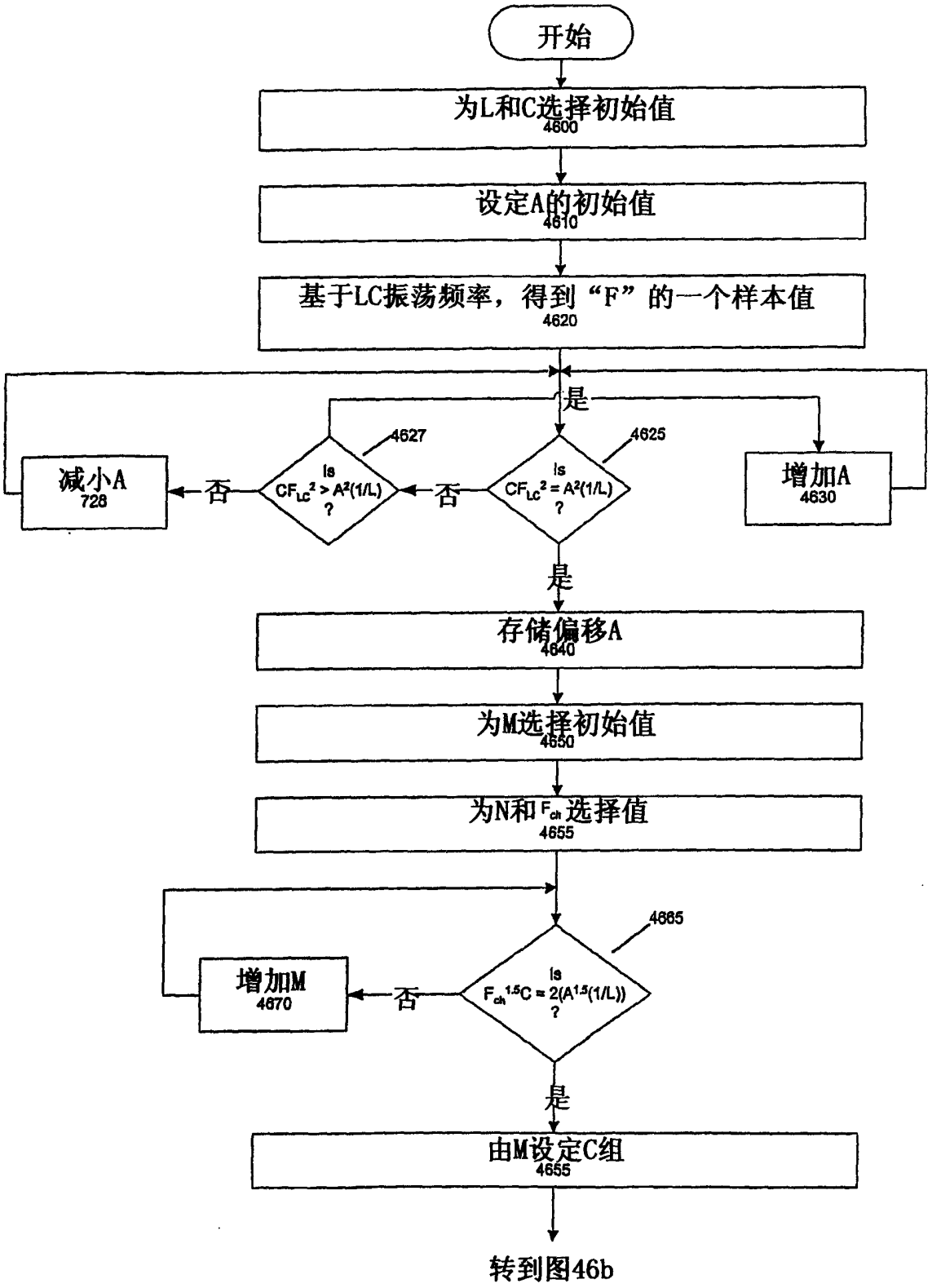

开始
为L和C选择初始值
4600
设定A的初始值
4610
基于LC振荡频率，得到“F”的一个样本值
4620
是
4627
4625
减小A
728
否
Is $CF_{LC}^2 > A^2(1/L)$?
否
Is $CF_{LC}^2 = A^2(1/L)$?
增加A
4630
是
存储偏移A
4640
为M选择初始值
4650
为N和F_{ch}选择值
4655
4665
增加M
4670
否
Is $F_{ch}^{1.5}C = 2(A^{1.5}(1/L))$?
是
由M设定C组
4655
转到图46b

图46a

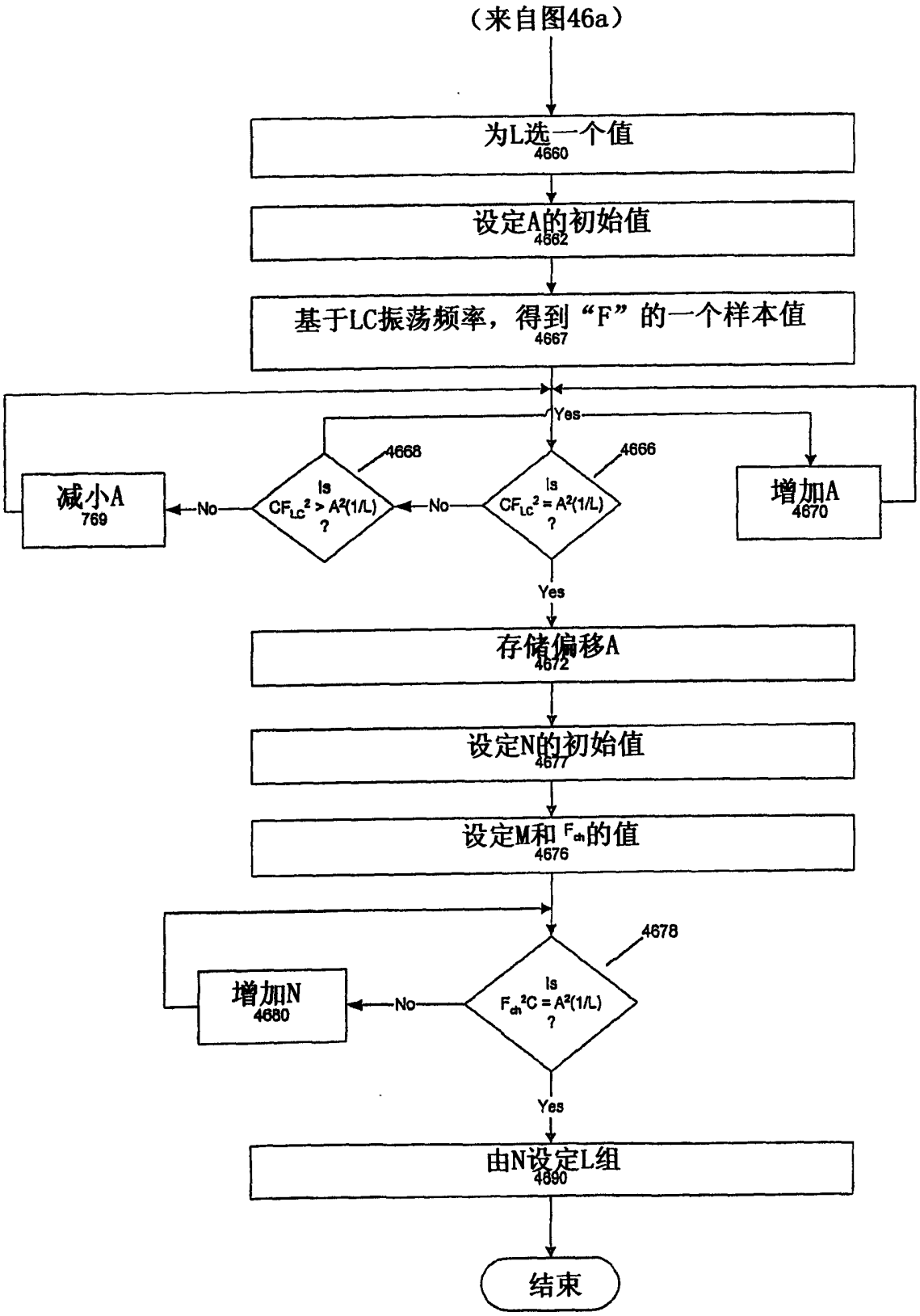

（来自图46a）
为L选一个值
4660
设定A的初始值
4662
基于LC振荡频率，得到“F”的一个样本值
4667
Yes
4668
4666
减小A
769
No
Is $CF_{LC}^2 > A^2(1/L)$?
No
Is $CF_{LC}^2 = A^2(1/L)$?
增加A
4670
Yes
存储偏移A
4672
设定N的初始值
4677
设定M和 F_{ch} 的值
4676
4678
增加N
4680
No
Is $F_{ch}^2C = A^2(1/L)$?
Yes
由N设定L组
4690
结束

图46b

C	M	1	2	3	4	5	6	7	8
Cap(pF)	代码=> (M-1)	0	1	2	3	4	5	6	7
64.6	C4	0	0	0	0	0	0	0	0
32.8	C3	0	0	0	0	1	1	1	1
17	C2	0	0	1	1	0	0	1	1
9.4	C1	0	1	0	1	0	1	0	1
3.7	C0	1	1	1	1	1	1	1	1
	总C	3.7	13.1	20.7	30.1	36.5	45.9	53.5	62.9

图47

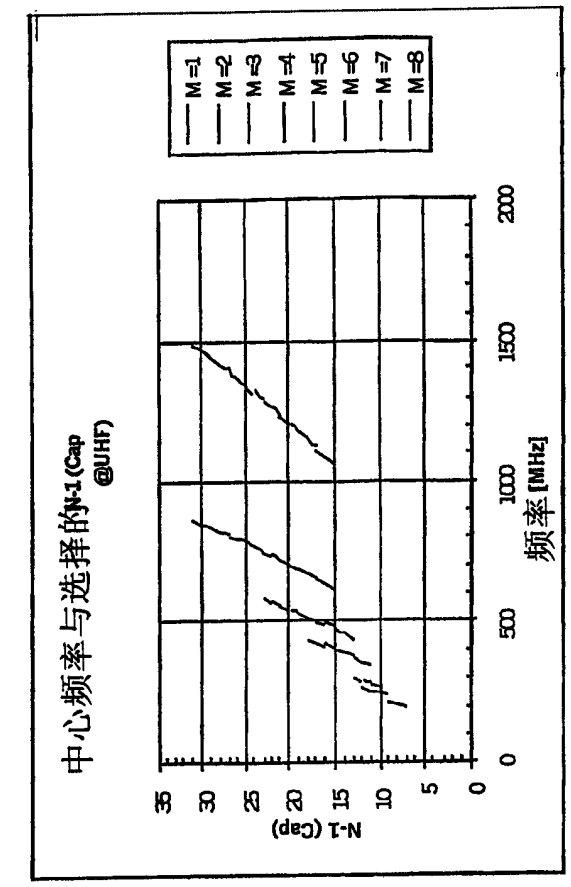

中心频率与选择的N-1 (Cap @UHF)
M=1
M=2
M=3
M=4
M=5
M=6
M=7
M=8
N-1 (Cap)
0
5
10
15
20
25
30
35
0
500
1000
1500
2000
频率 [MHz]

图49

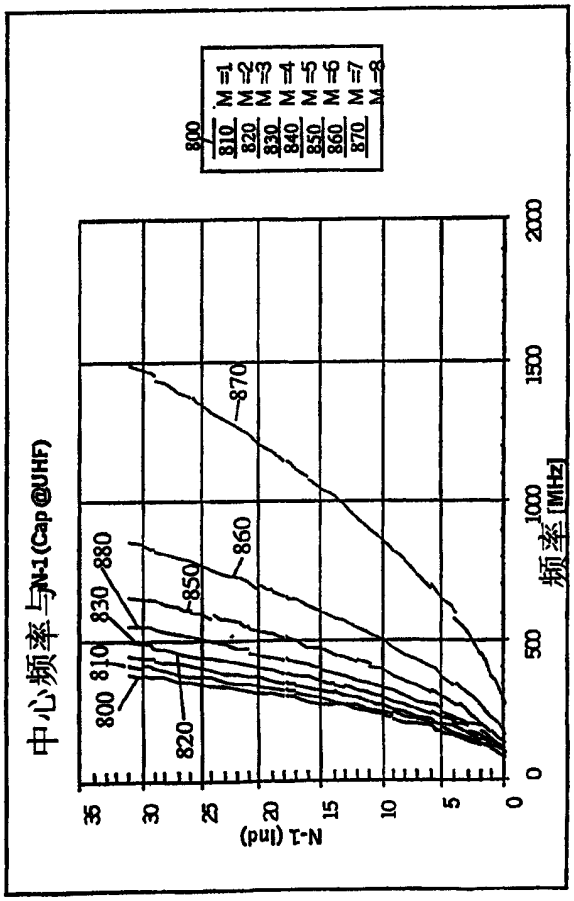

中心频率与N-1 (Cap @UHF)
800
810
820
830
840
850
860
870
M=1
M=2
M=3
M=4
M=5
M=6
M=7
M=8
880
N-1 (Ind)
0
5
10
15
20
25
30
35
0
500
1000
1500
2000
频率 [MHz]

图48

1/L	N	11-32	15-32	14-24	12–19	11-15	11-13	10-12	8-11
Ind(nH)	(N-1)	M=1	M=2	M=3	M=4	M=5	M=6	M=7	M=8
2.85	31	1490.62	860.61	666.63	563.4	496.87	449.44	413.42	384.88
2.94	30	1467.15	847.06	656.13	554.53	489.05	442.36	406.91	378.82
3.04	29	1443.29	833.28	645.46	545.51	481.10	435.17	400.30	372.66
3.1	28	1419.03	819.28	634.61	536.34	473.01	427.85	393.57	366.39
3.3	27	1394.35	805.03	623.57	527.01	464.78	420.41	386.72	360.02
3.4	26	1369.22	790.52	612.34	517.52	456.41	412.84	379.75	353.53
3.5	25	1343.63	775.74	600.89	507.84	447.88	405.12	372.66	346.92
3.6	24	1317.54	760.68	589.22	497.98	439.18	397.25	365.42	340.19
3.8	23	1290.92	745.31	577.32	487.92	430.31	389.23	358.04	333.31
4.0	22	1263.74	729.62	565.16	477.65	421.25	381.03	350.50	326.30
4.1	21	1235.96	713.58	552.74	467.15	411.99	372.66	342.79	319.12
4.3	20	1207.54	697.17	540.03	456.41	402.51	364.09	334.91	311.79
4.6	19	1178.44	680.37	527.01	445.41	392.81	355.31	326.84	304.27
4.8	18	1148.60	663.15	513.67	434.13	382.87	346.32	318.56	296.57
5.1	17	1117.97	645.46	499.97	422.55	372.66	337.08	310.07	288.66
5.4	16	1086.47	627.27	485.88	410.65	362.16	327.58	301.33	280.52
5.7	15	1054.03	608.54	471.38	398.39	351.34	317.80	292.34	272.15
6.1	14	1020.56	589.22	456.41	385.74	340.19	307.71	283.05	263.51
6.5	13	985.95	569.24	440.93	372.66	328.65	297.28	273.45	254.57
7.0	12	950.09	548.53	424.89	359.10	316.70	286.46	263.51	245.31
7.6	11	912.82	527.01	408.22	345.01	304.27	275.22	253.17	235.69

图50A

8.3	10	873.95	504.58	390.84	330.32	291.32	263.51	242.39	225.65
9.1	9	833.28	481.10	372.66	314.95	277.76	251.24	231.11	215.15
10.1	8	790.52	456.41	353.53	298.79	263.51	238.35	219.25	204.11
11.4	7	745.31	430.31	333.31	281.70	248.44	224.72	206.71	192.44
13.0	6	697.17	402.51	311.79	263.51	232.39	210.21	193.36	180.01
15.2	5	645.46	372.66	288.66	243.96	215.15	194.61	179.02	166.66
18.2	4	589.22	340.19	263.51	222.70	196.41	177.66	163.42	152.14
22.8	3	527.01	304.27	235.69	199.19	175.67	158.90	146.17	136.07
30.4	2	456.41	304.27	204.11	172.51	152.14	137.61	126.58	117.84
45.6	1	372.66	263.51	166.66	140.85	124.22	112.36	103.36	96022
91.2	0	263.51	215.15	117.84	99.60	87.84	79.45	73.08	68.04

图50b

C				M	1	2	3	4	5	6	7	8
Cap (pF)	r_{sl}	R_{MOS}	r_s	M-1	0	1	2	3	4	5	6	7
64.6	0	1.1	1.8	C4	0	0	0	0	0	0	0	0
32.8	0	.88	2.3	C3	0	0	0	0	1	1	1	1
17	0	.66	2.8	C2	0	0	0	1	0	0	1	1
9.4	0	.44	4.2	C1	0	1	1	0	0	1	0	1
3.7	0	.0001	5.6	C0	1	1	1	1	1	1	1	1
总				C	3.7	13.1	20.7	30.1	36.5	45.9	53.5	62.9

图51

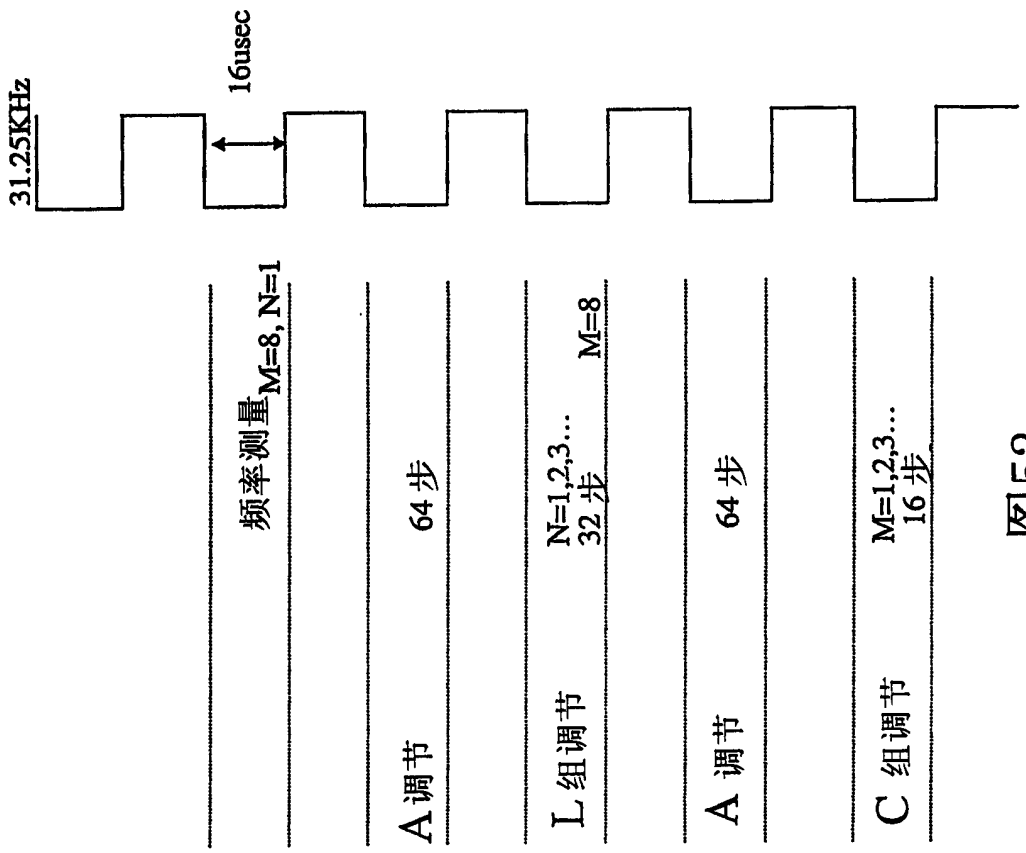

31.25KHz
16usec
频率测量M=8, N=1
A调节 64步
L组调节 N=1,2,3... 32步 M=8
A 调节 64步
C 组调节 M=1,2,3... 16步

图52

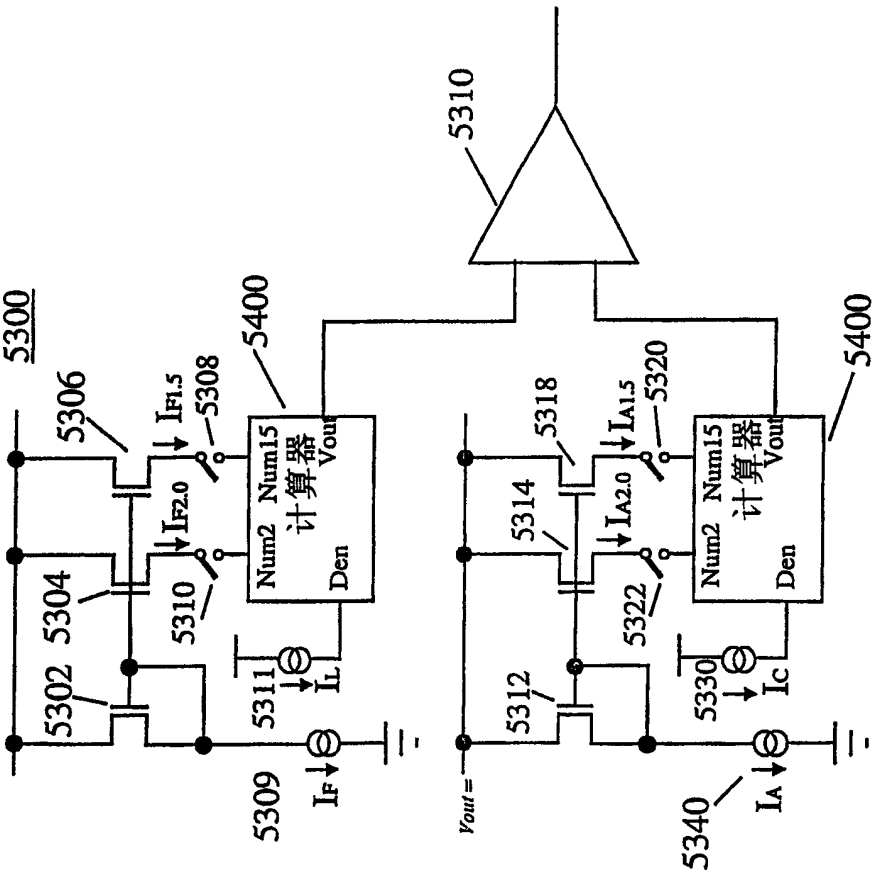
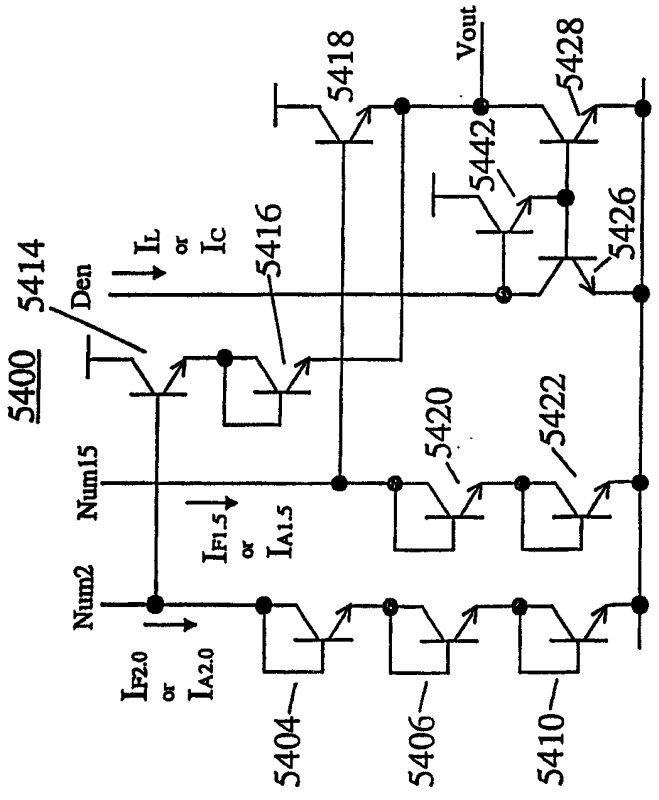


图53



$$Vout = Vt \cdot \ln\left(\frac{1}{Is} \cdot \frac{Inum}{Iden}\right)$$

图54

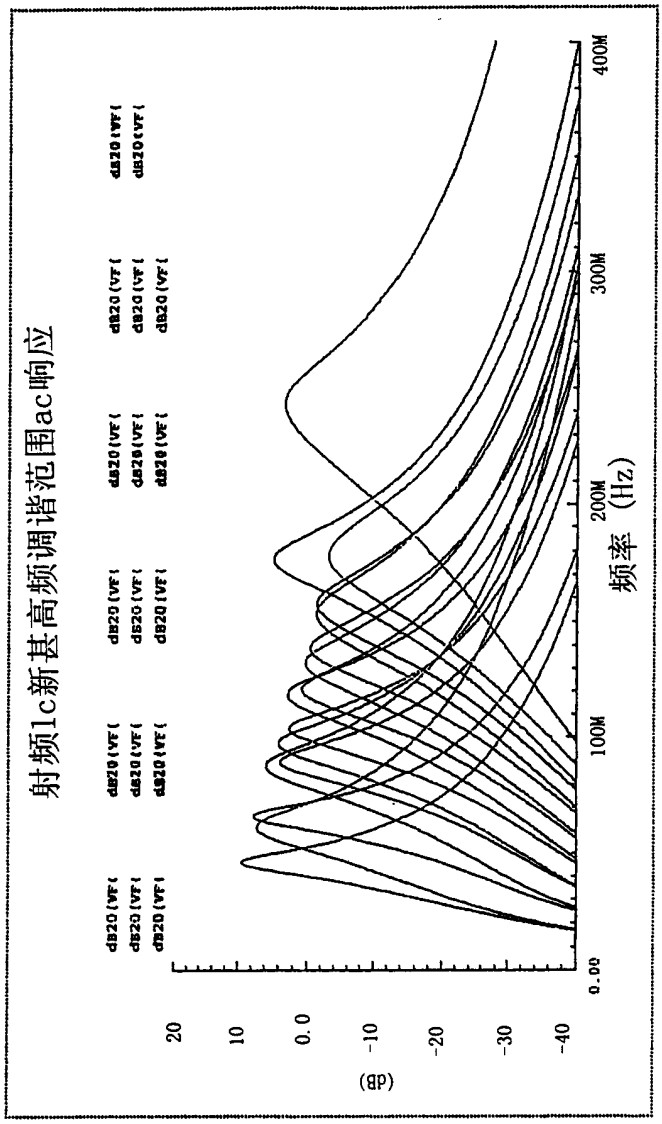

射频1c新甚高频调谐范围ac响应
20
10
0.0
-10
-20
-30
-40
(dB)
0.00
100M
200M
300M
400M
频率 (Hz)

图 55