

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 3/32

H04L 5/14



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 97195619.7

[45] 授权公告日 2005 年 7 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 1211944C

[22] 申请日 1997.4.17 [21] 申请号 97195619.7

[30] 优先权

[32] 1996.4.19 [33] US [31] 60/016,251

[86] 国际申请 PCT/US1997/006381 1997.4.17

[87] 国际公布 WO1997/040587 英 1997.10.30

[85] 进入国家阶段日期 1998.12.18

[71] 专利权人 阿马提通信有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 J·M·乔菲 M·P·马洛里

J·A·宾厄姆

审查员 李明

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

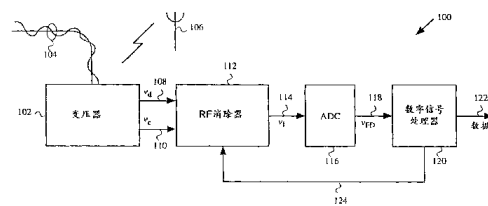
代理人 张政权

权利要求书 5 页 说明书 13 页 附图 5 页

[54] 发明名称 射频噪声消除器

[57] 摘要

揭示了一种用于高速数据通信的接收机或接收机系统，该系统具有射频噪声消除器(112)。射频噪声消除器(112)通过在数据传输期间自适应地估计射频噪声来从传输媒体上接收到的信号中除去射频噪声。在一个实施例中，射频噪声消除器包括：自适应滤波器(208)，用于根据滤波器参数对基准噪声信号进行滤波来产生噪声消除信号；减法器(202)，用于从第一信号中减去噪声消除信号来产生第二信号；以及更新电路(204)，用于根据现有的第二信号使能以预定的次数修改所述自适应滤波器的参数。还揭示了用于除去射频噪声的方法。



1. 一种用于从第一信号中除去射频噪声以产生第二信号的射频噪声消除器，其特征在于所述射频噪声消除器包括：

自适应滤波器，用于根据滤波器参数对基准噪声信号进行滤波来产生噪声消除信号；

减法器，用于从所述第一信号中减去噪声消除信号来产生第二信号；以及
更新电路，用于根据现有的第二信号来使能以预定的次数修改所述自适应滤波器的参数。

2. 如权利要求 1 所述的射频噪声消除器，其特征在于在数据通信系统中使用所述射频噪声消除器，以及

以大于大约 500 次/秒的速率周期性地产生预定次数。

3. 如权利要求 1 所述的射频噪声消除器，其特征在于由数据传输来产生第一信号，以及

在数据传输的静止周期中产生预定次数。

4. 如权利要求 3 所述的射频噪声消除器，其特征在于静止周期散布于第一信号的各部分之间。

5. 如权利要求 4 所述的射频噪声消除器，其特征在于所述自适应滤波器把基准噪声信号与一因子相乘来确定噪声消除信号的至少一个分量，由基准噪声信号与第二信号的积分乘积来确定该因子。

6. 如权利要求 4 所述的射频噪声消除器，其特征在于在双绞线上接收第一信号。

7. 如权利要求 4 所述的射频噪声消除器，其特征在于所述射频噪声消除器还包括：

DC 偏移消除器，用于消除与第一信号有关的 DC 偏移。

8. 如权利要求 7 所述的射频噪声消除器，其特征在于在数据传输期间，所述 DC 偏移消除器通过基准噪声信号与第一信号的积分乘积来确定 DC 偏移消除信号的速率。

9. 如权利要求 8 所述的射频噪声消除器，其特征在于在接收到第一数据信号的各部分时的数据传输期间但不在静止周期中确定 DC 偏移消除信号。

10. 如权利要求 4 所述的射频噪声消除器，其特征在于用数字信号处理器来至少实现所述自适应滤波器。

11. 如权利要求 1 所述的射频噪声消除器，其特征在于以时分双路复用的方式来接收第一信号，以及

在切换数据传输方向时产生预定的次数。

12. 如权利要求 1 所述的射频噪声消除器，其特征在于第一信号具有带 SDMT 的 VDSL 或 ADSL 格式且在双绞线上被接收，以及

在与切换数据传输方向同时的静止周期中产生预定次数。

13. 一种用于数据通信的接收机，其特征在于包括：

变压器，具有耦合到传输媒体的至少一个输入端、用于输出差分信号的输出端和用于输出基准噪声信号的基准端子；

耦合到所述变压器以接收差分信号和基准噪声信号的射频噪声消除器，所述射频噪声消除器从差分信号中消除确定的射频噪声来产生噪声已消除的差分信号，所述射频噪声消除器至少包括

自适应滤波器，用于根据滤波器参数对基准噪声信号进行滤波来产生噪声消除信号；

减法器，用于从差分信号中减去噪声消除信号来产生噪声已消除的差分信号，以及

更新电路，用于根据所述现有的噪声已消除的差分信号来使能以预定的次数修改所述自适应滤波器的参数；以及

处理电路，用于对噪声已消除的差分信号进行解码来获得数据。

14. 如权利要求 13 所述的接收机，其特征在于基准噪声信号是来自所述变压器的共模信号。

15. 如权利要求 14 所述的接收机，其特征在于

传输媒体是双绞电话线，以及

所述变压器具有分别耦合到双绞电话线的第一和第二输入端。

16. 如权利要求 15 所述的接收机，其特征在于从所述变压器输入一侧的中心抽头中获得共模信号。

17. 如权利要求 13 所述的接收机，其特征在于周期性地产生预定次数，在预定次数期间，不在传输媒体上传输数据。

18. 如权利要求 17 所述的接收机，其特征在于在静止周期中产生预定次数，静止周期散布于在传输媒体上所传输的数据块的各部分之间。

19. 如权利要求 17 所述的接收机，其特征在于所述自适应滤波器把基准噪声信号与一因子相乘来确定噪声消除信号的至少一个分量，由基准噪声信号与差分信号的积分乘积来确定该因子。

20. 如权利要求 17 所述的接收机，其特征在于所述射频噪声消除器还包括：DC 偏移消除器，用于消除与差分信号有关的 DC 偏移。

21. 如权利要求 20 所述的接收机，其特征在于在数据传输期间，所述 DC 偏移消除器通过基准噪声信号与差分信号的积分乘积来确定 DC 偏移消除噪声的速率。

22. 如权利要求 21 所述的接收机，其特征在于在所述变压器输出差分信号的各部分的数据传输期间但不在静止周期中确定 DC 偏移消除信号。

23. 如权利要求 17 所述的接收机，其特征在于从在传输媒体上接收到的第一和第二信号中形成差分信号，以时分双路复用的方式来接收第一和第二信号，以及

在切换数据传输方向时产生预定的次数。

24. 如权利要求 13 所述的射频噪声消除器，其特征在于所述自适应滤波器至少包括：

第一乘法器，用于把基准噪声信号与一因子相乘来确定噪声消除信号的至少一个分量；

第二乘法器，用于把差分信号与基准噪声信号相乘来产生乘积信号；以及积分器，用于对乘积信号进行积分来确定该因子。

25. 在使用时分多路复用数据传输的同步 DMT 系统中的一种接收机设备，在所述系统中所有信道的数据传输方向周期性地切换，且在每个方向变化之间存在沿任一方向都不传输数据的静止周期，其特征在于所述接收机设备包括：

变压器，具有耦合到传输媒体的至少一个输入端、用于输出差分信号的输出端和用于输出共模信号的共模端子；

耦合到所述变压器以接收差分信号和共模信号的射频噪声消除器，所述射频噪声消除器用于从差分信号中消除某种射频噪声来产生噪声已消除的差分信号，所述射频噪声消除器至少包括

自适应滤波器，用于依据滤波器参数对共模信号进行滤波来产生噪声消除信号；

减法器，用于从差分信号中减去噪声消除信号来产生噪声已消除的差分信号，以及

更新电路，用于在一些或所有的静止周期中根据现有的噪声已消除的差分信号来使能对所述自适应滤波器的参数的更新；以及

处理电路，用于对噪声已消除的差分信号进行解码来获得数据。

26. 如权利要求 25 所述的接收机设备，其特征在于传输媒体是双绞电话线。

27. 如权利要求 26 所述的接收机设备，其特征在于由其频率频繁变化的射频噪声源来产生由所述射频噪声消除器所消除的某种射频噪声，以及

所述更新电路对滤波器参数所作的更新具有足够的频率，从而所述自适应滤波器响应地适用于射频噪声源频率的任何变化。

28. 如权利要求 27 所述的接收机设备，其特征在于所述自适应滤波器包括：

同相电路，所述同相电路至少包括

第一乘法器，用于把共模信号与同相因子相乘来确定噪声消除信号的同相分量，

第二乘法器，用于把差分信号与共模信号相乘来产生同相信号，以及

第一积分器，用于对同相信号进行积分来确定同相因子；

正交相电路，所述正交相电路至少包括

相移器，用于从共模信号中产生正交相共模信号；

第三乘法器，用于把正交相共模信号与正交相因子相乘来确定噪声消除信号的正交相分量，

第四乘法器，用于把差分信号与正交相共模信号相乘来产生正交相信号，以及

第二积分器，用于对正交信号进行积分来确定正交因子；以及

加法器，用于把同相分量与正交相分量相加来获得噪声消除信号。

29. 如权利要求 28 所述的接收机设备，其特征在于所述接收机设备还包括：用于消除与差分信号有关的 DC 偏移的 DC 偏移消除器，所述 DC 偏移消除器至少包括

减法器，用于从同相信号和/或正交信号中减去 DC 偏移消除信号以产生经调

节的数字信号；

第三积分器，用于在非静止周期中对经调节的数字信号进行积分来产生 DC 偏移信息；以及

速率乘法器，用于根据 DC 偏移信息来确定 DC 偏移消除信号。

30. 如权利要求 27 所述的接收机设备，其特征在于由数字信号处理器来实现所述自适应滤波器。

31. 一种用于消除由射频源所引起的射频干扰的方法，所述射频源通过耦合到传输媒体而不合需要地干扰了在传输媒体上传输的数据的接收，其特征在于所述方法包括：

(a) 接收差分数据信号和基准噪声信号；

(b) 产生所估计的噪声信号；

(c) 从差分数据信号中减去所估计的噪声信号来产生噪声已消除的差分数据信号，该噪声已消除的差分数据信号中的射频干扰已被基本上除去；以及

(d) 在数据传输中的静止周期中更新所估计的噪声信号的估计值。

32. 如权利要求 31 所述的方法，其特征在于所述更新 (d) 在静止周期中根据基准噪声信号和噪声已消除的差分输出来更新所估计的噪声信号。

33. 如权利要求 32 所述的方法，其特征在于

在静止周期中，差分数据信号主要由射频干扰构成，以及

在除静止周期以外的数据传输中，差分数据信号由数据和射频噪声构成。

34. 如权利要求 31 所述的方法，其特征在于所述方法还包括：(e) 依据 DC 偏移估计值从噪声已消除的差分信号中除去 DC 偏移，以及

在除静止周期以外的数据传输中更新 DC 偏移估计值。

射频噪声消除器

技术领域

本发明涉及数据传输系统，尤其涉及减轻接收机处的射频噪声。

背景技术

目前，正在开发用于高速数据通信的双向数字数据传输系统。众所周知，已开发的在双绞电话线上进行高速数据通信的一个标准是非对称数字用户线(ADSL)。目前在开发的在双绞电话线上进行高速数据通信的另一个标准是超高速数字用户线(VDSL)。

由 ANSI(美国国家标准协会)授权的组织，电信信息解决联盟(ATIS)已制订了用于在 ADSL 上传输数字数据的基于离散多频音的方法。虽然该标准有各种其它的应用，但它主要用于在普通电话线上传输视频数据并进行快速的因特网访问。北美标准被称为 ANSI T1,413 ADSL 标准(以下叫做 ADSL 标准)。在 ADSL 标准下的传输速率将有利于以高达 8 兆比特每秒(Mbits/s)的速率在双绞电话线上传输信息。此标准化系统限定了使用离散的多频音(DMT)系统，该系统使用在向前(下行)方向上均为 4.3125kHz 宽的 256 个“频音”或“子信道”。在电话系统中，把下行方向定义为从中心局(一般归电话公司所有)到远程场所(可以是终端用户)(即，常驻用户或商务用户))的传输。在其它系统中，所使用的频音数量的变化范围很大。然而，当使用反快速傅里叶变换(IFFT)来进行有效调制时，对于可获得的子信道(频音)数量的典型值是 2 的整数幂，例如，128、256、512、1024 或 2048 个子信道。

ADSL 标准还限定了使用数据速率在 16 到 800Kbit/s 范围内的反向信号。此反向信号相应于沿上行方向的传输，例如，从远程场所到中心局。这样，术语 ADSL 来源于沿下行方向的数据传输速率高于沿上行方向的数据传输速率这一事实。这在通过电话线把视频编程或者视频会议信息传输到远程场所的系统中特别有用。

由于上行和下行信号都在相同的电线对上传播(即，它们被双路复用

(duplex)), 所以必须以某种方式把它们相互隔开。ADSL 标准中所使用的双工方法是频分双工(FDD)或消除回波。在频分双工系统中, 上行和下行信号占据不同的频带, 并由滤波器来分离发射机和接收机处的信号。在回波消除系统中, 上行和下行信号占据相同的频带并通过信号处理来分离。

ANSI 对基于用户线的传输系统产生了另一个标准, 这个标准叫做 VDSL 标准。VDSL 标准有利于在下行方向上有至少 12.98Mbit/s 以及高达 51.92Mbit/s 或更大的传输速率。为了实现这些速率, 必须使双绞电话线上的传输距离短于 ADSL 所允许的长度。同时, 数字、音频和视频会议(DAVIC)在类似的系统上工作, 该系统被叫做光纤到街道(FTTC)。从“街道”到用户房屋的传输媒体是标准的非屏蔽双绞(UTP)电话线。

已提出在 VDSL 和 FTTC 标准(以下叫做 VDSL/FTTC)中所使用的许多调制方案。所提出的大多数 VDSL/FTTC 调制方案利用上行和下行信号的频分双工。有希望提出的另一个 VDSL/FTTC 调制方案使用不相互重叠的周期性同步的上行和下行通信周期。即, 用于共享连接器(binder)的所有电线的上行和下行通信周期是同步的。由此配置, 使得同一连接器内所有的超高速传输同步且时分双工, 从而有时不传输与上行通信的传输重叠的下行通信。这也叫做基于(即, “乒乓”)的数据传输方案。在此期间沿任一方向都不传输数据的静止周期使上行和下行通信周期分离。例如, 对于 20 个码元(symbol)的超级帧, 为了有利于传输方向在电话线上的反转, 超级帧内的两个 DMT 码元是静止的(即, 静止周期)。在此情况下, 将以大约每秒 4000 的速率发生传输方向的反转。例如, 已提出大约 10-25 μ s 的静止周期。许多调制方案都可使用同步方法, 这些方案包括诸如离散多频音调制(DMT)或离散子波多频音调制(DWMT)等多载波传输方案以及诸如正交调幅(QAM)、无载波幅度相位调制(CAP)、正交相移键控(QPSK)或残留边带调制等信号载波传输方案。在与 DMT 一起使用同步时分双工方法时, 它被叫做同步 DMT(SDMT)。

上述传输系统的共同特点是至少把双绞电话线用作连接中心局(例如, 电话公司)和用户(例如, 居民)的传输媒体的一部分。难于在互连传输媒体的所有部分中避免双绞布线。即使从中心局到用户住宅附近的街道可使用光纤, 但还是使用双绞电话线把信号从街道送入用户的家里或单位。

虽然双绞电话线的绞合提供了一些抵抗外部无线电干扰的保护, 但某些无线电干扰仍旧存在。随着传输频率的增大, 通过绞合也不能减轻的无线电干扰变得

很重要。结果，无线电干扰使得在双绞电话线上高速传输的数据信号明显退化。随着数据传输速度的增加，这个问题更加恶化了。例如，在双绞电话线上传输 VDSL 信号的情况下，无线电干扰可使 VDSL 信号明显退化。这个成问题的无线电干扰也叫做射频噪声。

不想要的无线电干扰可来自于各种源。一个具体的无线电干扰源是业余(或业余)无线电操作人员。业余无线电台在大量功率的较宽频率范围内进行广播。业余无线电操作人员还经常例如大约每隔两分钟就改变其广播频率。由于高速的数据传输，由各种源产生的无线电干扰(噪声)可使在双绞电话线上传输的所需数据信号明显退化。

因而，使用具有诸如可用于 ADSL 和 VDSL 的高速数据传输速率的双绞电话线的问题在于，无线电干扰成为接收机准确接收所传输的数据信号的一个重要障碍。这样，需要提供消除或补偿无线电干扰的技术。

发明内容

从广义上来说，本发明是一种通过使用在实际上不传输数据时获得的信息而自适应地估计数据传输期间的射频噪声以从接收到的信号中除去射频噪声的技术。通常，在利用本发明的技术的接收机或接收机系统处接收到所传输的数据。本发明的技术对于诸如 VDSL 和 ADSL 等高速数据传输尤其有用，在这些高速数据传输中，由业余无线电或其它源(例如，桥接抽头、串音)所产生的射频噪声基本上阻碍了准确地接收所传输的数据。

可以设备、系统、方法等各种方式来实现本发明。以下讨论本发明的几个实施例。

作为在产生第二信号时从第一信号中除去射频噪声的射频噪声消除器，本发明的一个实施例包括：自适应滤波器，用于根据滤波器参数对基准噪声信号进行滤波来产生噪声消除信号；减法器，用于从第一信号中减去噪声消除信号来产生第二信号；以及更新电路，用于根据现有的第二信号使能以预定的次数修改所述自适应滤波器的参数。

作为用于数据通信系统的接收机，本发明的一个实施例包括：变压器，具有耦合到传输媒体的至少一个输入端、用于输出差分信号的输出端和用于输出基准噪声信号的基准端子；耦合到所述变压器的射频噪声消除器，用于从差分信号中

消除确定的射频噪声来产生噪声已消除的差分信号；以及处理电路，用于对噪声已消除的差分信号进行解码来获得数据。射频噪声消除器至少包括自适应滤波器，用于根据滤波器参数对基准噪声信号进行滤波来产生噪声消除信号；减法器，用于从差分信号中减去噪声消除信号来产生噪声已消除的差分信号；以及更新电路，用于根据现有的噪声已消除的差分信号来使能以预定的次数修改所述自适应滤波器的参数。

在使用时分多路复用数据传输的同步 DMT 系统(其中所有信道的数据传输方向周期性地切换，且在每个方向变化之间存在沿任一方向都不传输数据的静止时间)中，本发明的接收机设备包括：变压器，具有耦合到传输媒体的至少一个输入端、用于输出差分信号的输出端和用于输出共模信号的共模端子；射频噪声消除器，用于从差分信号中消除某种射频噪声来产生噪声已消除的差分信号；以及处理电路，用于对噪声已消除的差分信号进行解码来获得数据。射频噪声消除器至少包括自适应滤波器，用于依据滤波器参数对共模信号进行滤波来产生噪声消除信号；减法器，用于从差分信号中减去噪声消除信号来产生噪声已消除的差分信号；以及更新电路，用于在一些或所有的静止周期中根据现有的噪声已消除的差分信号来使能对所述自适应滤波器的参数的更新。传输媒体最好是双绞电话线。

作为从射频源(通过耦合到传输媒体上意外地干扰在传输媒体上传输的数据接收)中除去射频干扰的方法，本发明的一个实施例包括以下操作：接收差分数据信号和基准噪声信号；产生估计的噪声信号；从差分数据信号中减去所估计的噪声信号来产生噪声已消除的差分数据信号，该噪声已消除的差分数据信号中射频干扰已基本被除去；在数据传输中的静止周期中更新所估计的噪声信号的估计值。

本发明的一个优点在于，对于干扰射频噪声的估计不但非常准确而且是自适应的，这是因为在数据传输期间(但在短暂的时间周期中实际上不传输数据)以预定的次数更新估计值。本发明的另一个优点在于，在接收机的前端除去射频噪声。因而，射频噪声可在饱和接收机内的模拟-数字转换器前被除去。

从以下详细描述并结合附图(通过对本发明原理的举例来示出)将使本发明的其它方面和优点变得明显起来。

附图概述

从以下详细描述并结合附图将容易理解本发明，其中相同的标号表示相同的结构元件，其中：

图 1 是依据本发明一个实施例的接收机系统的方框图；

图 2 是依据本发明一个实施例的射频(RF)消除器的方框图；

图 3 是图 2 所示 RF 消除器的更新电路和自适应滤波器的具体实施例的方框图；

图 4 是图 2 所示 RF 消除器的更新电路和自适应滤波器一部分的另一个具体实施例的方框图；

图 5 是依据本发明第二实施例的 RF 消除器的方框图；以及

图 6 是依据第三实施例的 RF 消除器的方框图。

本发明的较佳实施方式

以下将参考图 1-6 来讨论本发明的实施例。然而，本领域内的技术人员容易理解，在这里相对于这些图所给出的详细描述是为了说明的目的，本发明可扩展到这些有限的实施例以外。

本发明旨在一种使用在实际上不传输数据的短暂时间周期时获得的信息而自适应地估计数据传输期间的射频噪声以从接收到的信号中除去射频噪声的技术。最好在利用本发明的技术的接收机或接收机系统接收数据传输。本发明的技术对于射频噪声基本上阻碍了准确地接收所传输数据的诸如 VDSL 和 ADSL 等高速数据传输尤其有用。以下参考几个实施例来说明本发明。

图 1 是依据本发明一个实施例的接收机系统 100 的方框图。接收机系统 100 包括耦合到双绞线 104 的变压器 102。通常，双绞线 104 是双绞电话线。变压器 102 接收在双绞线 104 上输入的数据信号。例如，输入的数据信号可具有任何形式或协议，但接收机系统 100 特别适用于诸如由 ADSL 和 VDSL 所提供的高速系统。

还假设噪声源 106 在双绞线 104 附近操作。噪声源 106 产生无线电信号。因而，噪声源 106 可以是产生干扰接收机系统 100 所接收的数据信号的无线电信号的任何东西。在诸如 ADSL 和 VDSL 等高速数据传输的情况下，业余无线电用户在重叠的频率范围内进行操作，因而它们成为潜在的噪声源 106。虽然由噪声源 106 所产生的无线电信号可能是有用的信号，但对于接收机系统 100 来说，这些信号

是射频噪声。噪声源 106 所产生的射频噪声被接收机系统 100 接收，这是因为该噪声意外地耦合到了双绞线 104。射频噪声还可叫做射频干扰。

变压器 102 包括具有与其耦合的双绞线 104 的输入端以及用于提供差分输出信号 (v_d) 108 的输出端。变压器 102 还输出共模信号 (v_c) 110。最好相对于接地端 (底盘接地端) 从变压器 102 输入端上的中心抽头来获得共模信号 (v_c) 110。此外，还可相对于接地端从一根线 104 或全部线 104 来获得共模信号 (v_c) 110。通常，共模信号 (v_c) 110 是基准噪声信号。

接收机系统 100 还包括接收差分信号 (v_d) 108 和共模信号 (v_c) 110 的射频 (RF) 消除器 112，通过这些输入，RF 消除器 112 进行操作而从差分信号 (v_d) 108 中消除不想要的噪声分量并输出结果作为噪声已消除的差分信号 (v_r) 114。然后，把滤波差分信号 (v_r) 114 提供给模拟-数字转换器 (ADC) 116。ADC 116 把输入的噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 转换成数字噪声已消除的差分信号 (v_n) 118。

然后，把数字噪声已消除的差分信号 (v_n) 118 提供给数字信号处理器 (DSP) 120，该处理器也位于接收机系统 100 中而且也是该系统的一部分。DSP 120 以常规的方式进行操作来对数字差分滤波信号 (v_n) 118 进行解码，以恢复原始从发射机系统 (未示出) 所传输的数据 122。除了常规的解码以外，DSP 120 还产生反馈到 RF 消除器 112 的更新控制信号 124。更新控制信号 124 进行操作而使 RF 消除器 112 能够或禁止在双绞线 104 上接收数据的过程中控制其噪声消除特性的更新。最好由用于完成射频噪声消除的内部滤波器参数来确定 RF 消除器 112 的噪声消除特性。如以下详细讨论的，为了更好地消除射频噪声，最好在接收输入数据信号时的暂停 (“静止周期”) 期间周期性地启动更新控制信号 124 来更新其内部滤波参数。通过这些暂停期间更新内部滤波参数，使得 RF 消除器 112 可快速地适应于射频噪声中的变化。

图 2 是依据本发明第一实施例的 RF 消除器 200 的方框图。RF 消除器 200 是适用于用作图 1 中 RF 消除器 112 的 RF 消除器的几个示例中的一个。

RF 消除器 200 包括减法器 202。减法器 202 接收差分信号 (v_d) 108 并输出噪声已消除的差分信号 (v_r) 114。减法器 202 最好是模拟减法器。RF 消除器 200 还包括更新电路 204。更新电路 204 接收噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 和更新控制信号 124。更新电路 204 根据更新控制信号 124 的电平进行操作，以批准或阻止把噪声已取消的差分信号 (v_r) 114 作为反馈信号 (v_n) 206 反馈到自适应滤波器

208。自适应滤波器 208 接收共模信号 (v_c) 110 (通常是基准噪声信号) 和反馈信号 (v_m) 206, 并产生估计的噪声信号 (v_n) 210。然后把估计的噪声信号 (v_n) 210 提供给减法器 202。减法器 202 进行操作而从差分信号 (v_d) 108 中减去所估计的噪声信号 (v_n) 210, 以产生噪声已消除的差分信号 (v_r) 114。

为了有效地操作, 图 2 所示的 RF 消除器 200 需要准确地估计由 RF 源 106 所产生的射频噪声(干扰)。通常, 不能在数据接收期间估计射频噪声, 这是因为接收数据时不能准确地估计射频噪声。虽然可在数据产生就要开始前估计射频噪声, 但这也不能适当地进行, 因为典型 RF 源 106 的本质是其频率变化相当频繁(以大约每 2 分钟的数量级), 这样就可能造成噪声估计缺陷。通常, 还有一个问题是要对滤波器产生与射频噪声相关以及与所接收的数据信号不相关基准信号。

只有在差分信号 (v_d) 为零时, 才可准确地估计射频噪声。噪声消除器 200 能通过接收数据的暂停期间周期性地估计射频噪声来实现准确地估计射频噪声。在这些暂停期间, 不接收数据, 即差分信号 (v_d) 为零。因而, 可在数据传输过程(即, 在数据传输中的暂停期间)中更新射频噪声的估计值, 从而所估计的噪声信号 (v_n) 210 可紧密地跟踪由 RF 源 106 所产生的射频噪声的任何变化。此外, 在暂停期间, 在短时间内不接收数据信号; 因而, 可有效地使基准噪声信号 (v_c) 110 与数据信号(以及噪声已消除的差分信号 (v_r) 114) 不相关。在 VDSL 的情况下, 更新控制信号 124 用于使自适应滤波器 208 在 VDSL 传输的“静止周期”(具有大约 25 μ s 的短暂持续时间, 在 DMT(SDMT) 期间每秒产生大约 4,000 次)中适应于现有的射频噪声。即使是这样, 仍可相信在此情况下以每秒 2,000 次的速率进行更新可能就足够了。

从数学上示出, 可在暂停时进行对自适应滤波器 208 的内部参数的更新。在此数学证据中, 自适应滤波器 208 是一恒定的复数增益 w 。差分信号 (v_d) 为

$$v_d = s + k_c \cdot n$$

基准噪声信号 (v_c) 为

$$v_c = k_d \cdot s + n$$

这里 s 是数据信号, k_c 和 k_d 是耦合系数, n 是射频噪声。误差信号 e 为

$$e = v_d - w \cdot v_c = (1 - w \cdot k_d) \cdot s + (k_c - w) \cdot n \quad \dots \dots \dots (1)$$

从公式 1, w 的最佳设定值可以是 $w = k_c$ 。误差信号 e 是当差分信号 (v_d) 为零时噪声消除器 200 的输出(即, 噪声已消除的差分信号 (v_r))。 w 的最小均方差(MMSE)的

设定值把误差信号 e 的均方值最小化。所有信号的平均值都应为零(无 DC 分量), s 的方差(能量或能谱密度)为 E_s , 而噪声 n 的方差为 σ^2 。则可使用基本微积分来确定 w 的 MMSE 设定值为

$$w = \frac{k_d \cdot E_s + k_c \cdot \sigma^2}{k_d^2 \cdot E_s + \sigma^2}$$

它一般不等于 k_c 。于是, 相应的 MMSE 为

$$MMSE = \frac{E_s \cdot \sigma^2 (1 - k_c \cdot k_d)}{k_d^2 \cdot E_s + \sigma^2}$$

虽然通过把均方差最小化以及通过许多公知的适当算法可获得这些设定值, 但链路上的传输更倾向于 $w=k_c$, 因而 $MMSE=E_s(1-k_c \cdot k_d)$ 。此设定值是在 $E_s=0$ 或在射频噪声非常大的情况下产生的。虽然不能保证在每条线路上都有非常大的噪声而且从传输(而非 RF 消除器)的观点来看非常大的噪声本身也是不想要的, 但 $E_s=0$ 相应于没有数据信号, 这是一个几乎不想要的情况。

还示出, 如果使用最小均方(LMS)算法在例如 VDSL 的静止周期中进行更新, 则噪声消除器 200 将收敛到 $w=k_c$ 的平均值。即, 假设在每个 VDSL 超级帧(superframe)时以 LMS 算法对射频消除器进行一次更新(因而, 只使用超级帧内的一个静止周期)。在时间上将用 k 来指示此更新瞬时。LMS 算法(如 J. R. Treichler, C. R. Johnson 和 M. G. Larimore 在“Theory and Design of Adaptive Filters”, John Wiley & Sons, New York, 1987 中所述(以下为 Treichler 等人))为

$$e_k = v_k - w_k \cdot v_{c,k}$$

$$w_{k+1} = w_k + \mu \cdot e_k \cdot v_{c,k}$$

如果只在静止周期中进行更新, 则它将收敛到 $w=k_c$ 的平均值。

图 3 是图 2 所示 RF 消除器 200 的更新电路 204 和自适应滤波器 208 的具体实施例的方框图。如图所示, 除了减法器(例如, 图 2 所示的减法器)以外, 图 3 所示的电路是 RF 消除器的具体实施例。因而, 将把图 3 所示的电路描述成为 RF 消除器 300。RF 消除器 300 接收噪声已消除的差分信号(v_r)114、共模信号(v_c)110(一般为基准噪声信号)以及更新控制信号 124 作为输入。

把噪声已消除的差分信号(v_r)114 提供给模拟-数字转换器(ADC)302, 转换器

302 将该信号转换成数字噪声已消除的差分信号(根据更新控制信号 124 的电平而通过或不通过开关 304)。开关 304 的输出是反馈到实现自适应滤波器的 RF 消除器 300 的其余电路的数字反馈信号 306。

把共模信号(v_c)110 提供给相移器 308, 相移器 308 对共模信号(v_d)110 产生同相(I)分量(v_{c-i})312 和正交(Q)分量(v_{c-q})316。作为一个例子, 相移器 308 可以是引入 90° 相移而产生正交部分(v_{c-q})316 的线圈或 Hilbert 变压器电路。

RF 消除器 300 还包括第一乘法器 318, 乘法器 318 把数字反馈信号 306 与同相共模信号(v_{c-i})312 相乘而产生同相信号 320。然后, 把同相信号 320 提供给积分器 322, 积分器 322 对同相信号 320 进行积分并输出同相增益调节信号 324。然后, 第二乘法器 326 把同相增益调节信号 324 与同相共模信号(v_{c-i})312 相乘。第二乘法器 326 的输出是同相噪声信号 328。

RF 消除器 300 还包括第三乘法器 330。第三乘法器 330 把数字反馈信号 306 与正交共模信号(v_{c-q})316 相乘而产生正交信号 332。把正交信号 332 提供给积分器 334, 积分器 334 对正交信号 332 进行积分并输出正交增益调节信号 336。然后, 第四乘法器 338 把正交增益调节信号 336 与正交共模信号(v_{c-q})316 相乘。第四乘法器 338 的输出是正交噪声信号 340。

此外, RF 消除器 300 还包括加法器 342。加法器 342 把同相噪声信号 328 与正交噪声信号 340 相加而产生估计的噪声信号(v_n)210。此外, 如上所述, RF 消除器 300 然后从差分信号(v_d)108 中减去从加法器 342 输出的所估计的噪声信号(v_n)210 而产生噪声已消除的差分信号(v_r)114。然后, 获得的噪声已消除的差分信号(v_r)114 基本上没有射频噪声。

虽然 RF 消除器 300 包括一般两个乘法器 326、338, 但在使用带状延迟线时可能需要更多的乘法器。尤其是, 如果使用带状延迟线, 则将以带状延迟线来替换相移器 308, 且将为每个带状延迟线提供电路(先前为每个同相和正交分量所提供的)。

图 3 所示的 RF 消除器 300(一般是依据本发明的 RF 消除器)可用模拟方式来实现、以数字方式来实现或者是这两者的某种组合。可用具有由自适应滤波器的设定值 w 来确定的数字编程增益的 MDAC(乘法数字-模拟转换器)来实现乘法器 326、338。由于是 MDAC, 所以一个输入可以是数字的, 而其它输入可以是模拟的, 把两个输入相乘的结果也是数字的。由于以数字加法器作为加法器 342, 所以 RF

消除器 300 还可包括加法器 342 前的低通滤波器以及置于输入的噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 处的抗混淆 (antialias) 滤波器。

图 4 是图 2 所示 RF 消除器 200 的更新电路 204 和自适应滤波器 208 一部分的另一个具体实施例的方框图。如图所示, 图 4 所示的电路能替换图 3 所示 RF 消除器 300 的 ADC 302、开关 304、乘法器 318 和积分器 322。因而, 把图 4 所示的电路描述成为 RF 消除器 400。消除器 400 所需的任何省略电路涉及这个或其它实施例中所述的复制品。

RF 消除器 400 是乘法器 326 前 RF 消除器 300 一侧 (同相一侧) 的示例。对于图 4 所示的范围, RF 消除器 400 接收噪声已消除的差分信号 (v_r) 114、共模信号 (v_c) 110 (一般为基准噪声信号)、更新控制信号 124 以及时钟信号 (CLK) 402。RF 消除器 400 包括由更新控制信号 124 所控制的开关 404。开关 404 的输出为空或噪声已消除的差分信号 (v_r) 114。开关 404 的输出为模拟反馈信号 406。然后, 模拟乘法器 408 把模拟反馈信号 406 与共模信号 (v_c) 110 相乘而产生模拟同相信号 410。电容器 411 进行操作以滤除或阻挡来自模拟反馈信号 406 的 DC 信号。然后, 模拟乘法器 408 把模拟同相信号 410 向前送到 δ - σ 模拟-数字转换器 412。 δ - σ 模拟-数字转换器 412 把模拟同相信号 410 转换成一位数字信号 413。

δ - σ 模拟-数字转换器 412 包括加法器/减法器 414, 加法器/减法器 414 从模拟乘法器 408 所提供的模拟同相信号 410 中减去反馈信号 416, 从而产生经调节的模拟同相信号 418。然后, 由模拟积分器 420 对经调节的模拟同相信号 418 进行积分而产生经积分的模拟信号 422。然后, 把经积分的模拟信号 422 送到一位模拟-数字转换器 (ADC) 424, 转换器 424 输出数字信号 426。然后, 把数字信号 426 耦合到触发器电路 428 的数据输入端 (D)。触发器电路 428 在时钟端 (CLK) 接收时钟信号 (CLK) 402 并使时钟信号 426 与数字信号 (CLK) 402 同步。触发器 428 的输出端 (Q) 输出一位数字信号 413。然后, 可对一位数字信号 413 进行积分, 使它相应于同相信号 320。然而, RF 消除器 400 最好设有用于除去一位数字信号 413 上的任何 DC 偏移的 DC 偏移消除器 432。

DC 偏移消除器 432 包括加法器/减法器 434, 加法器/减法器 434 用于从一位数字信号 413 中减去 DC 偏移信号 436 而产生经调节的数字信号 438。在本实施例中, 经调节的数字信号 438 有两位宽。然后, 把经调节的数字信号 438 提供给由更新控制信号 124 所控制的开关 440。当开关 404 通过噪声已消除的差分信号

(v_r) 114 时, 开关 440 使经调节的数字信号 438 通过数字积分器 442。在本实施例中, 数字积分器 442 用作计数器(例如, 12 位计数器), 并在给定的周期内对经调节的数字信号 438 进行计数而对自适应滤波器 208 产生参数信息 443。换句话说, 例如, 从数字积分器 442 输出的参数信息相应于同相增益调节信号 324 并将被提供给图 3 所示的乘法器 326。

另一方面, 当开关 404 不通过噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 时, 开关 440 使经调节的数字信号 438 通过数字积分器 444。在此情况下, 开关 440 正在接收待恢复的数据信号。数字积分器 444 用作计数器(例如, 12 位计数器)并在给定的周期内对经调节的数字信号 438 进行计数而对 DC 偏移消除器 432 产生 DC 偏移信息。把数字积分器 444 的 DC 偏移信息提供给数字速率乘法器 446, 乘法器 446 依据时钟信号 402 来确定 DC 偏移信号 436 的速率。这样, 在数据接收期间, DC 偏移消除器 432 有效地消除任何 DC 偏移, 在更新周期中(不接收数据), DC 偏移消除器 432 无效的。

从 ADC 412(以及可能的 ADC 310、314)输出的一位数字信号 413 足以使用 J. R. Treichler 等人所述的众所周知有符号的 LMS 算法来进行自适应更新,

$$e_k = v_k - w_k \cdot v_{c,k}$$

$$w_{k+1} = w_k + \mu \cdot e_k \cdot \text{sgn}\{v_{c,k}\}$$

它们更慢地收敛到与 LMS 相同的设定值。有符号的 LMS 算法实际上可进行两次, 一次用于同相, 另一次用于正交相, 两次都可使用同一误差信号 e 。使一位有符号的 LMS 较慢收敛来替换精度的减小是可以接受的, 尤其是用于基于 VDSL 的 SDMT 的每秒 4000 次的更新。必要的额外成本是乘法 DAC, 它可用作 12 位 DAC 以及可编程增益放大器的级联(与 SDMT 接收机后级中的 10 位 ADC 相比)。

RF 消除器通常将产生公知的高本征值扩展的问题。见 J. R. Treichler 等人。高本征值的扩展使收敛变慢并使内部信号处理的动态范围需求加剧。可使用足够的精度、泄漏(leakage)(将 J.M. Cioffi, "Limited Precision Effects in Adaptive Filtering", Special Issue of IEEE Transactions on Circuits and Systems on Adaptive Filtering, July 1987)或故意把小的白噪声加到信号 v 来消除这个问题。然而, 注意, 在使用诸如上述的 DC 偏移消除器 432 等 DC 偏移消除器时, 泄漏可能是多余的。

图 5 是依据本发明第二实施例的 RF 消除器 500 的方框图。除了在图 5 所示

的实施例中，RF 消除器 500 主要在数字域中进行操作，以估计射频噪声（即，所估计的噪声信号 (v_n) 210），然后从差分信号 (v_d) 108 中除去所估计的射频噪声来产生噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 以外，图 5 所示的 RF 消除器 500 在操作上类似于上述实施例中所讨论的 RF 消除器。然而，为了以在高速数据通信中使用 RF 消除器的响应方式来产生所估计的射频噪声，需要相当数量的信号处理计算能力。

RF 消除器 500 包括减法器 502，减法器 502 接收差分信号 (v_d) 108 并从中减去所估计的噪声信号 (v_n) 210 来产生噪声已消除的差分信号 (v_r) 。然后，把噪声已消除的差分信号 (v_r) 114 送到模拟-数字转换器(ADC) 504，该转换器 504 产生数字的噪声已消除的差分信号 (v_{rf}) 118。然后，把数字的噪声已消除的差分信号 (v_{rf}) 118 提供给数字信号处理器(DSP) 506 作为反馈信号。RF 消除器 500 还接收共模信号 (v_c) 110（一般为基准噪声信号）。模拟-数字转换器(ADC) 510 把共模信号 (v_c) 110 转换成数字共模信号 (v_{cd}) 508。然后，把数字共模信号 (v_{cd}) 508 提供给 DSP 506。然后 DSP 506 进行以上实施例中所讨论的操作（例如，乘法、加法、减法、积分）来产生数字噪声信号 512。然后，模拟-数字转换器(ADC) 514 把数字噪声信号 512 转换成估计的噪声信号 (v_n) 210。

图 6 是依据本发明第三实施例的 RF 消除器 600 的方框图。除了减法器 502 现在成为数字减法器 602、模拟-数字转换器(ADC)在数字减法器 602 前把差分信号 (v_d) 108 转换成数字信号以及不需要模拟-数字转换器(ADC) 504、514 以外，RF 消除器 600 在设计上类似于图 5 所示的 RF 消除器 500。因此，本发明的这个实施例是完全为数字的实施例。应注意，第三实施例中的模拟-数字转换器(ADC) 604 需要支持较大的信号范围（即，更多的位），这是因为模拟-数字转换器(ADC) 604 把射频噪声（以及差分信号 (v_d) 108）转换成数字形式。

本发明的任何不同实施例也可使用上述 DC 偏移消除器。例如相对于图 5 和 6，DSP 506 也可进行 DC 偏移消除器的上述操作。

具体来说，射频消除在理论上可消除象业余无线电信号等任何数目的射频噪声，只要它们具有不同的频率。一般，RF 消除器是一种串音消除器，虽然在任何给定的频率处只能明显地消除主导串音者的信号，但它仍可减少串音噪声电平。

实施例可从只能减少一个无线电信号的电平的非常简单的消除器变为可消除许多无线电噪声干扰的复杂的消除器。

RF 消除器的一些复杂性低的实施例可集中在 RF 干扰的频率上。如果耦合系

数 k_c 是频率的函数, 即 $k_c = k_c(f)$, 则 $w = k_c(f_{rr})$, 这里 f_{rr} 近似于射频噪声的中心频率。在没有射频噪声的其它频率处, 消除器可引起其它噪声的某些信号退化和/或增强。有限长度的自适应数字滤波器不会表现出这个问题, 这是因为 w 不是固定的复数常数, 而是一个完整的滤波器响应。然而, 避免全滤波器的低复杂性的实施例是吸引人的或者是所需的。

此外, 虽然上述实施例非常适用于双绞电话线上的数据传输, 但本发明不限于使用双绞电话线。例如, 可在同轴电缆上进行数据传输的情况下使用本发明, 在此情况下, 中心导体携带数据信号且屏蔽(相对于地)用作噪声基准信号。

本发明的一个优点是对于扰射频噪声的估计不但非常准确而且是自适应的, 这是因为在数据传输期间(但在短暂的时间周期中实际上不传输数据)以预定的次数更新估计值。本发明的另一个优点在于, 在接收机的前端除去射频噪声。因而, 射频噪声可在饱和接收机内的模拟-数字转换器前被除去。本发明尤其适用于诸如 VDSL 和 ADSL 等高速数据传输, 在这些高速数据传输中, 由业余无线电或其它源(例如, 桥接抽头、串音)所产生的射频噪声基本上使所传输的数据信号退化。

这里引入 John A. C. Bingham 和 Po Tong 于 1995 年 7 月 11 日普通转让的美国专利申请 08/501,250 作为参考。此外, 这里引入 Cioffi 等人的“Analog RF Cancellation with SDMT”, American National Standards Institute (ANSI) T1E1.4/96-084 submission, April 22, 1996 一文作为参考。

从以上描述将使本发明的许多特征和优点变得明显起来, 这样所附的权利要求书试图覆盖本发明所有的这些特征和优点。此外, 由于各种修改对本领域内的技术人员来说是明显的, 所以不想把本发明限制于所示和所述的具体结构以及操作。因此, 可认为所有适当的修改和等价物落在本发明的范围内。

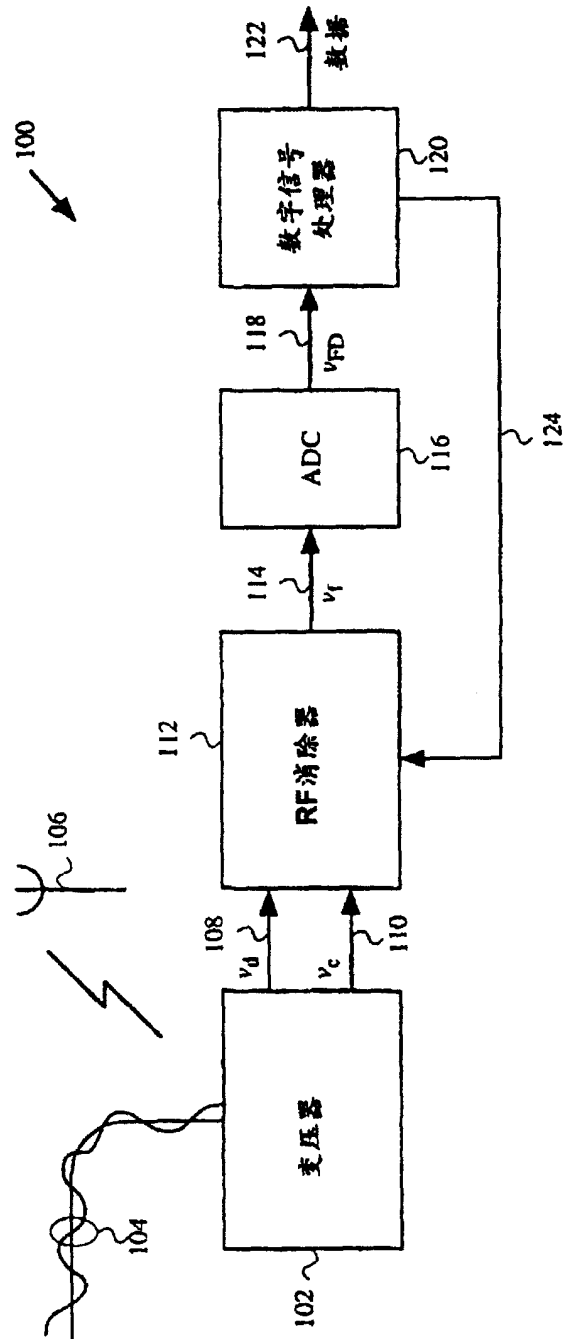


图 1

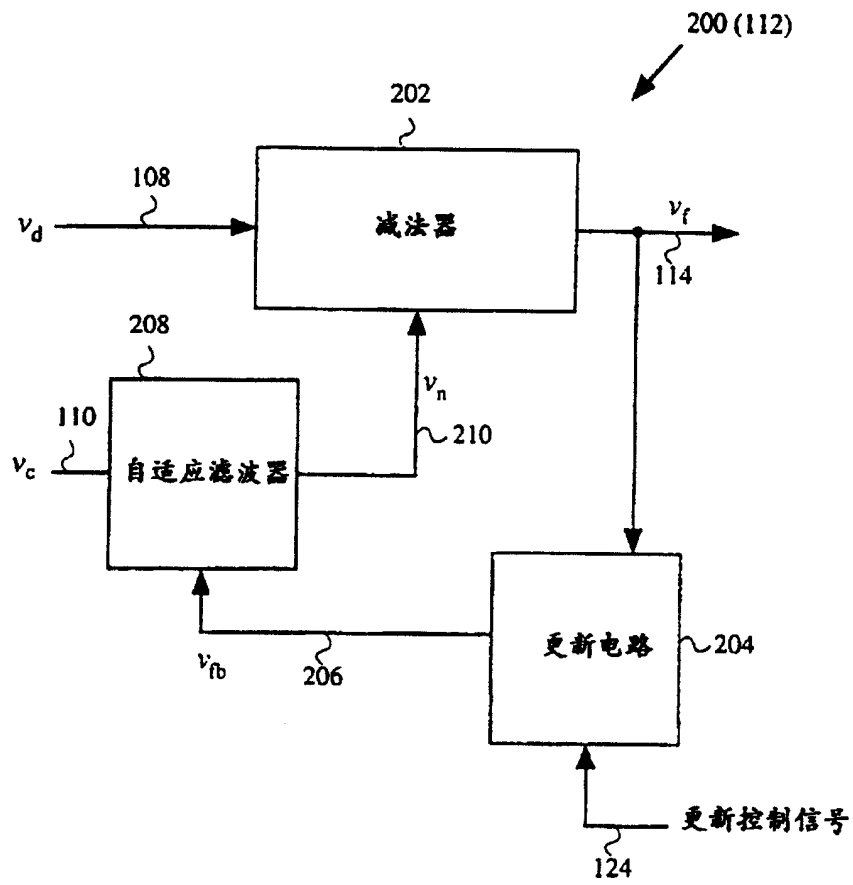


图 2

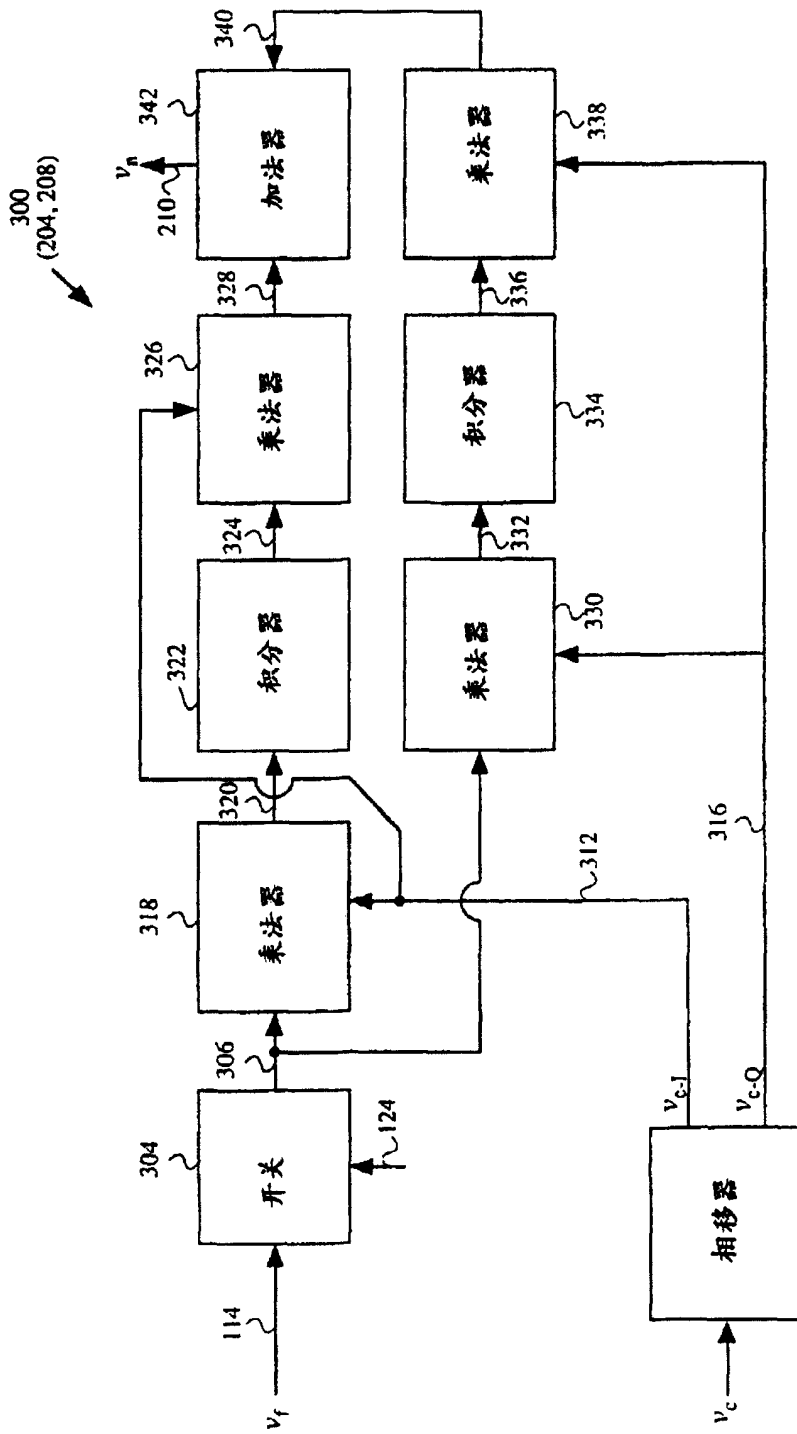


图 3

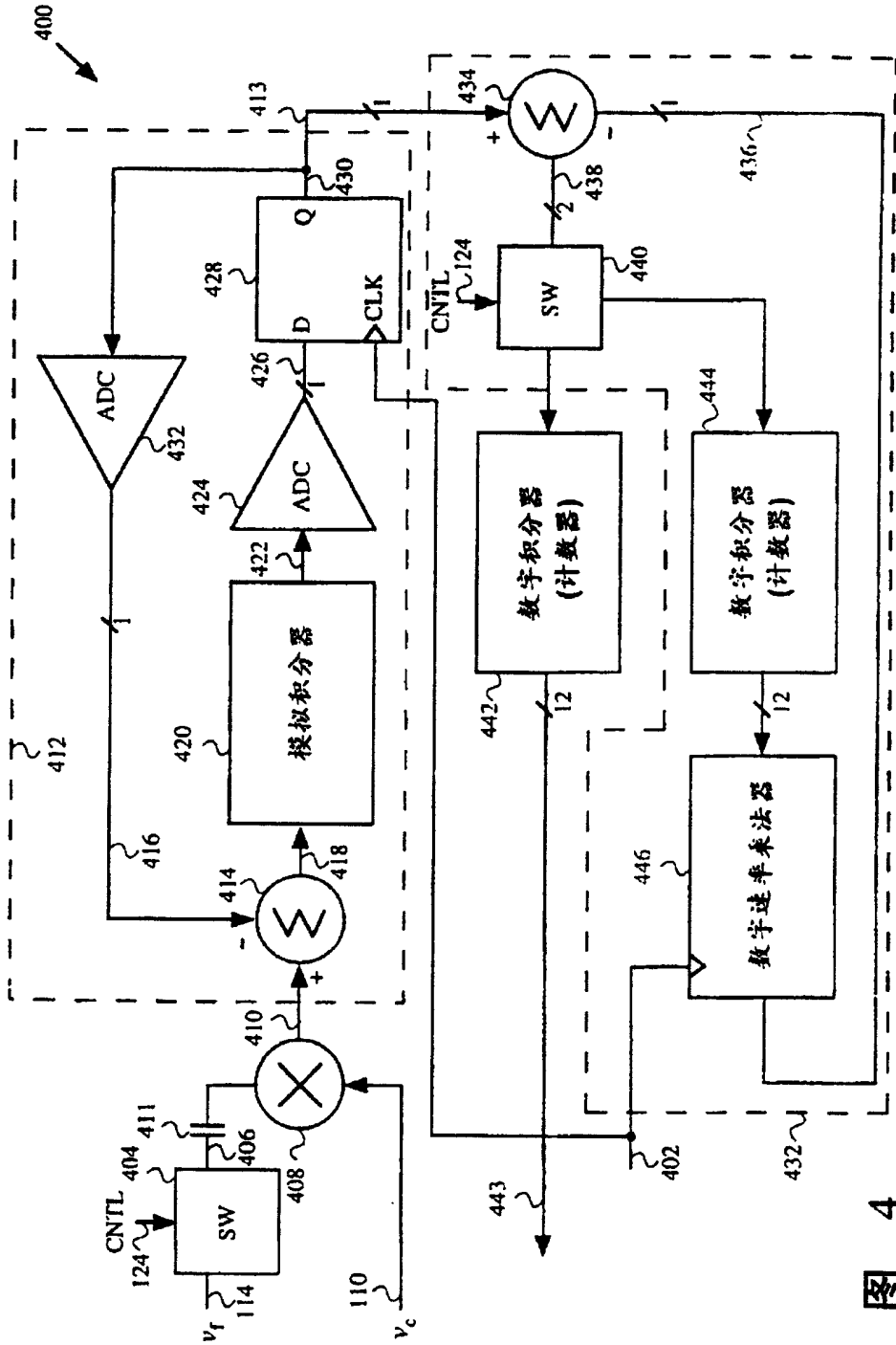


图 4

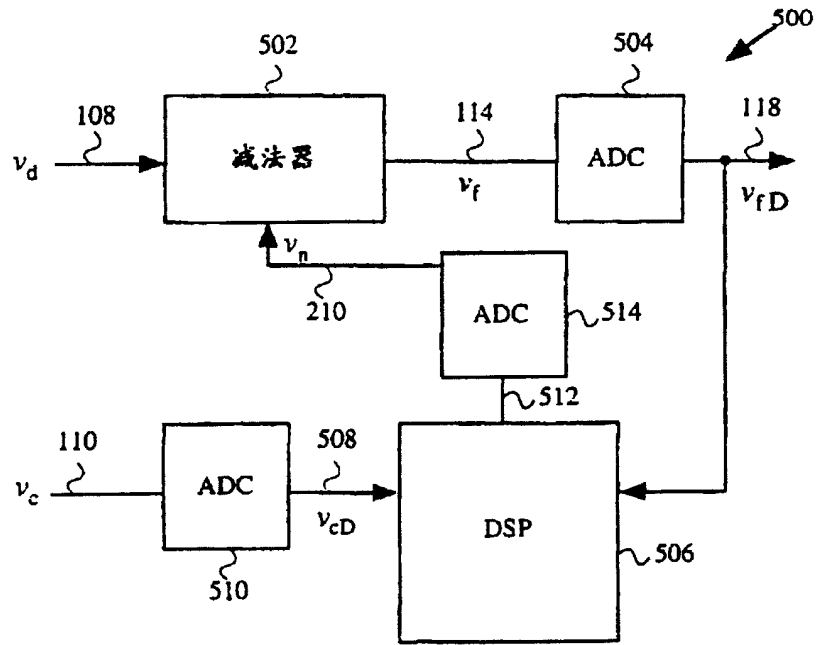


图 5

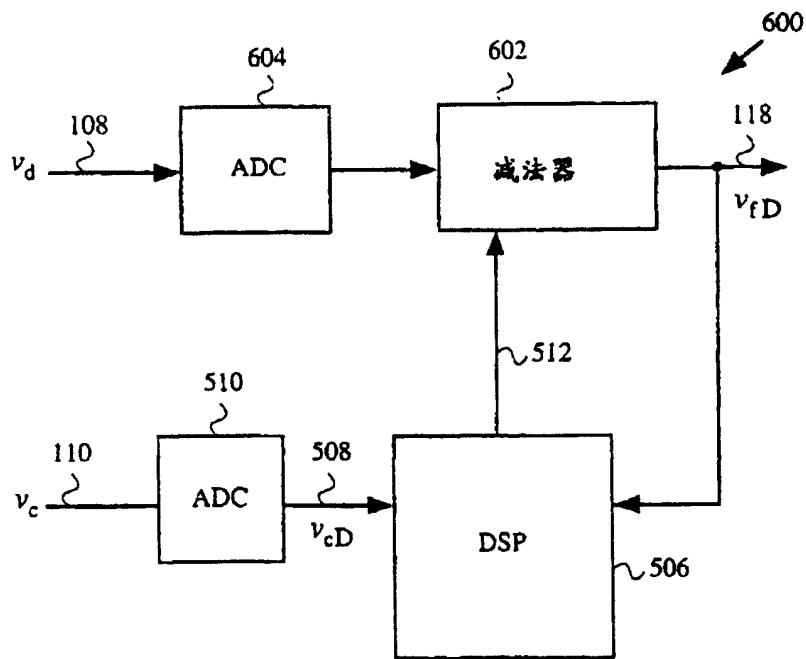


图 6