[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]

H04B 3/32

[12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 00808256.1

[43]公开日 2002年6月12日

[11]公开号 CN 1353891A

[22]申请日 2000.3.13 [21]申请号 00808256.1

[30]优先权

[32]1999.3.29 [33]SE [31]9901141-3

[86]国际申请 PCT/SE00/00491 2000.3.13

[87]国际公布 WO00/59125 英 2000.10.5

[85]进入国家阶段日期 2001.11.29

[71]申请人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72]发明人 M·赫杰姆 M·卡尔森鲁德伯格

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

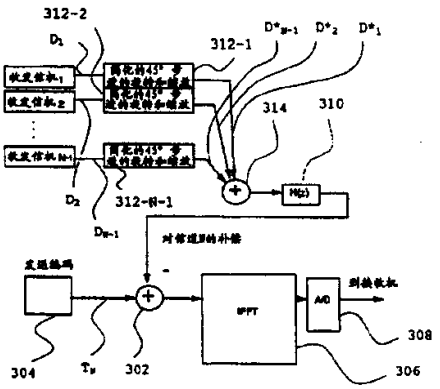
代理人 程天正 张志醒

权利要求书5页 说明书16页 附图页数5页

[54]发明名称 用于减小串扰的方法和设备

[57]摘要

在利用经过频率转换的信号的、具有多条线路的传输系统中，一种用于减小由在所述多条线的第二条线上的信号感应在所述多条线的第一条线上的信号上的串扰的方法，包括：对对于串扰的复数耦合因子进行估值（当该复数耦合因子与第二条线上的信号相乘时它可对感应的串扰进行估值），以及从在第一条线上的信号中减去估值的感应的串扰。本发明包括作用在第二条线上的信号的近似方法，用于把该复数耦合因子与在第二条线上的信号相乘，该近似方法包括按照耦合因子进行预旋转、定标和与一个复数相乘，所述复数是从预定的一组复数中选择的，以便有可能得到最好的近似。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1. 在利用经过频率转换的信号的传输系统中、特别是在具有多条线路和其中调制可通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制的传输系统或 OFDM（正交频分复接）传输系统中，用于减小由在所述多条线的第二条线上的信号感应在所述多条线的第一条线上的信号上的串扰的方法，包括：对对于串扰的复数耦合因子进行估值，该复数耦合因子当与第二条线上的信号相乘时可对感应的串扰进行估值；以及从在第一条线上的信号中减去估值的感应的串扰，其特征在于，通过作用在第二条线上的信号的近似方法把该复数耦合因子与第二条线上的信号相乘，所述近似方法包括按照耦合因子进行预旋转、定标和与一个复数相乘，所述复数从预定的一组复数中选择，以便有可能得到最好的近似。

2. 如权利要求 1 中要求的方法，其特征在于，按照在所述近似中的最大可接受的误差提供在该组复数中的复数总量。

3. 如权利要求 1 或 2 中要求的方法，其特征在于，提供该组复数中的相等间隔的复数。

4. 如权利要求 1 或 2 中要求的方法，其特征在于，提供在该组复数中的不相等间隔的复数。

5. 如权利要求 1-4 的任一项中要求的方法，其特征在于，提供在该组复数中的相等幅度的所有的复数。

6. 如权利要求 1 中要求的方法，其特征在于，通过使用迭代矢量旋转方法来执行与复数的复数乘法。

7. 如权利要求 6 中要求的方法，其特征在于，通过使用 CORDIC 矢量旋转方法来执行与复数的复数乘法。

8. 如权利要求 1-7 的任一项中要求的方法，其特征在于，通过把第二条线上的信号在实轴和或虚轴和或 45^0 轴上进行镜像反射来执行预旋转。

9. 如权利要求 1-8 的任一项中要求的方法，其特征在于，通过把第二条线上的信号与一个实数相乘来执行定标。

10. 如权利要求 9 中要求的方法，其特征在于，移位运算是在相乘以前进行的。

11. 如权利要求 9 中要求的方法，其特征在于，选择该实数以便

有可能得到最好的近似。

12. 如权利要求 9 中要求的方法，其特征在于，选择该实数为耦合因子的幅度乘以一个角度的余弦，该角度是所选择的复数与一个产生精确估值的感应的串扰的复数相比较的角度差值。

13. 如权利要求 9 中要求的方法，其特征在于，选择该实数为耦合因子的幅度。

14. 如权利要求 9 中要求的方法，其特征在于，从预定的一组实数中选择该实数以便有可能得到最好的近似。

15. 如权利要求 1-14 的任一项中要求的方法，其特征在于，对由在所述多条线中的第三条线上的信号感应在第一条线上的信号上的串扰的第二个不同的复数耦合因子进行估值的另一个步骤，当该复数耦合因子与第三条线上的信号相乘时可估值由第三条线上的信号感应的串扰，从在第一条线上的信号中减去估值的、由第三条线上的信号感应的串扰，通过作用在第三条线上的信号的近似方法把第二复数耦合因子与第三条线上的信号相乘，该近似方法包括预旋转、定标和与所选择的复数相乘。

16. 如权利要求 1-15 的任一项中要求的方法，其特征在于，对由在第二条线上的信号感应在所述多条线中的第四条线上的信号上的串扰的第三个不同的复数耦合因子进行估值的另一个步骤，当该复数耦合因子与第二条线上的信号相乘时可估值在第四条线上的信号上感应的串扰，从第四条线上的信号中减去估值的、在第四条线上的信号上感应的串扰，通过作用在第二条线上的信号的近似方法把第三复数耦合因子与在第二条线上的信号相乘，该近似方法包括预旋转、定标和与所选择的复数相乘。

17. 在利用经过频率转换的信号的传输系统中、特别是在其中调制可通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制的传输系统或 OFDM（正交频分复接）传输系统中，用于减小由在各个线 1,...,N-1 上的信号 $D_1,\ldots,D_{N-1}$ 在第一条线 N 上的信号 S_N 上感应的串扰的方法，包括以下步骤：

（i）使耦合因子 $\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$ 与各个线 1,...,N-1 相关联，所述耦合因子 α'_{j_N}（$1<j<N-1$）是一个复数，以及当它与在相关的线 j 上的信号 D_j（$1<j<N-1$）相乘时，估值由与它相关的线 j 上的信号

D_j（$1<j<N-1$）在第一条线N上的信号S_N上感应的串扰I_{j_N}，以及

（ii）通过从第一条线N上的信号S_N中减去估值的串扰I'_N而减小第一条线N上的信号S_N上的串扰I_N，所述估值的串扰I'_N是根据所述的耦合因子$\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$和各个线1,...,N-1上所述的信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$而被计算的，

其特征在于以下步骤：

（iii）按照与各个线有关的耦合因子$\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$，预旋转和定标在各个线1,...,N-1上的每个信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$，

（iv）相加在（iii）中得到的所有预旋转的和定标的信号$D*_1,\ldots,D*_{N-1}$，以及

（v）把在（iv）得到的和值$\Sigma D*$与单个复数β_N相乘，该乘积被用作为在步骤（ii）中的估值的串扰I'_N。

18. 如权利要求17中要求的方法，其特征在于，通过把每个信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$在实轴和/或虚轴和/或45^0轴进行镜像反射，从而按照与各个线有关的耦合因子$\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$执行在各个线1,...,N-1上的每个信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$的预旋转。

19. 如权利要求17或18中要求的方法，其特征在于，通过使用迭代矢量旋转方法、特别是CORDIC矢量旋转方法，来执行对该和值$\Sigma D*$与单个复数β_N的乘法。

20. 如权利要求17-19的任一项中要求的方法，其特征在于，通过把每个信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$与从预定的一组实数中选择的各个实数相乘，从而按照与各个线有关的耦合因子$\alpha'_{N_1},\ldots,\alpha'_{N_N-1}$来执行各个线1,...,N-1上的每个信号$D_1,\ldots,D_{N-1}$的定标，以便有可能得到最好的近似。

21. 在利用经过频率转换的信号的系统中、特别是在其中调制可通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制的传输系统或OFDM（正交频分复接）传输系统中，用于减小由第一条线N上的信号D_N在各个线1,...,N-1上的信号$S_1,\ldots,S_{N-1}$上感应的串扰的方法，包括以下步骤：

（i）使耦合因子$\alpha'_{N_1},\ldots,\alpha'_{N_N-1}$与第一条线N-1相关联，每个所述耦合因子是一个复数，以及当该耦合因子与第一条线上的信号D_N相乘时，可估值由第一条线N上的信号D_N在各个线1,...,N-1上的

每个信号 $S_1,\ldots,S_{N-1}$ 上感应的串扰 $I_{N_1},\ldots,I_{N_N-1}$，以及

（ii）通过从各个线 1,…,N-1 上的每个信号 $S_1,\ldots,S_{N-1}$ 中减去各个估值的串扰 $I'_{N_1},\ldots,I'_{N_N-1}$ 从而减小在各个线 1,…,N-1 上的每个信号 $S_1,\ldots,S_{N-1}$ 的各个串扰 $I_{N_1},\ldots,I_{N_N-1}$，所述各个估值的串扰 $I'_{N_1},\ldots,I'_{N_N-1}$ 是根据各个耦合因子 $\alpha'_{N_1},\ldots,\alpha'_{N_N-1}$ 和第一条线 N 上的信号 D_N 而被计算的，

其特征在于，另外的步骤为：

（iii）把第一条线 N 上的信号 D_N 与单个复数 β_N 相乘，以产生乘积 D^{**}_N，

（iv）复制乘积 D^{**}_N，以便得到 N-1 个相等的乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$，

（v）按照各个耦合因子 $\alpha'_{N_1},\ldots,\alpha'_{N_N-1}$ 预旋转和定标各个乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$，以及

（vi）使用在（v）中得到的、各个预旋转的和定标的乘积作为在步骤（ii）中的各个估值的串扰 $I'_{N_1},\ldots,I'_{N_N-1}$。

22. 如权利要求 21 中要求的方法，其特征在于，通过把各个乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$ 在实轴和/或虚轴和/或 45^0 轴进行镜像反射，从而按照各个耦合因子 $\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$ 来执行各个乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$ 的预旋转。

23. 如权利要求 21 或 22 中要求的方法，其特征在于，通过使用迭代矢量旋转方法、特别是 CORDIC 矢量旋转方法，执行第一条线上的信号 D_N 与单个复数 β_N 的乘法。

24. 如权利要求 21-23 的任一项中要求的方法，其特征在于，按照各个耦合因子 $\alpha'_{N_1},\ldots,\alpha'_{N_N-1}$ 来执行各个乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$ 的定标，并且把各个乘积 $D^{**}_{N_1},\ldots,D^{**}_{N_N-1}$ 与从预定的一组实数中选择的各个实数相乘，以便有可能得到最好的近似。

25. 在利用经过频率转换的信号的系统中、特别是在其中调制可通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制传输系统或 OFDM（正交频分复接）传输系统中，一种配备有用于执行如权利要求 1-24 的任一项中要求的方法的装置以便减小串扰的设备。

26. 在利用经过频率转换的信号的系统中、特别是在其中调制可

通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制的传输系统或 OFDM（正交频分复接）传输系统中，一种包括如权利要求 25 中要求的设备的收发信机。

27.一种利用频率转换信号的系统、特别是在其中调制可通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）实施的离散多音（DMT）调制传输系统或 OFDM（正交频分复接）传输系统，包括如权利要求 25 中要求的设备或如权利要求 26 中要求的收发信机。

说　明　书

用于减小串扰的方法和设备

发明技术领域

本发明涉及在利用经过频率转换的信号的传输系统中、特别是在其中调制可以通过使用快速富立叶逆变换（IFFT）而被实施的离散多音（DMT）调制的传输系统或OFDM（正交频分复接）传输系统中用于减小串扰的方法和设备。本发明还涉及传输系统本身、以及所述传输系统的收发信机。

相关技术描述

数字数据双工传输系统当前被开发用于高速通信。已被开发的、在双绞线对电话线上高速数据通信的标准包括异步数字用户线（ADSL）和甚高速数字用户线（VDSL）。

标准的ADSL系统（ANSI TI/413-1995，ATIS委员会T1E1.4）提供在双绞线对电话线上高达8Mbit/s的速率的传输，该系统规定离散多音（DMT）系统的使用，后者在下游方向使用256载波或子信道，每个信道4.3125 kHz宽。在本文中，下游方向被规定为从中央局（一般电话公司拥有）到远端站诸如最终用户（即，居所或办公用户）的传输。该标准还规定相反方向（即，上游方向）的信号的使用是以16到800 kbit/s的速率，这大大地低于下游方向的速率。

相应的VDSL标准打算在下游方向上提供高达25.96Mbit/s、优选地高达51.92Mbit/s的传输，以及通常需要比使用ADSI时许可的电话线更短的电话线。类似于VDSL的另一个系统被称为“到分发站（Curb）的光纤”（FTTC）。

几种调制方案被建议使用于以上提到的标准，其中大多数使用上游和下游方向的频分复接。被建议使用于VDSL和FTTC系统的其它调制系统包括诸如DMT的多载波传输方案和诸如正交幅度调制（QAM）的单载波传输系统，使用由静寂时间间隔分开的非重叠周期同步上游和下游通信周期。

所有上述的系统的共同特性是，双绞线对电话线至少被用作为连接中央局（例如，电话公司）到用户（例如，居所或办公室）的传输媒介的一部分。在互联传输媒介的所有部分很难避免双绞线对连线。

即使从中央局到用户附近的分发站可以提供光纤的情形下，双绞线对电话线仍被使用来把信号从分发站传送到用户居所或办公室。

双绞线对被编组为一个线扎。当双绞线对电话线处在线扎内，线扎提供对于外部电磁干扰的相当良好的保护。然而，在线扎内，双绞线对电话线靠得很近，互相感应电磁干扰。这种类型的电磁干扰被称为串扰。随着传输频率提高，串扰变得很严重。结果，在双绞线对电话线上以高速传输的数据信号会被由线扎内的其它双绞线对电话线造成的串扰大大地恶化。随着数据传输速度提高，问题变得越坏。

传统的串扰抵消器被使用来减小串扰。使用这样的传统的串扰抵消器的困难在于，它们非常复杂以及消耗大量资源。例如，在M.L.Honig等的“Suppression of Near- and Far-end Crosstalk by Linear Pre- and Post-filtering(通过线性预滤波和后滤波抑制近端和远端串扰)”，IEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.10, No.3, pp.614-629, April 1992,中描述的方法需要太多的处理来实施滤波，这样，它的好处都被处理负担遮盖了。

PCT专利申请WO 98/10528（发明者J.F.Cioffi）提出了一种用于去除串扰的系统，通过自适应估值由其它干扰线感应的串扰以及通过使用估值的串扰来抵消串扰。该自适应方案避免了那些处理成本看起来是不合理的处理。然而，该文件没有解决那些与这样减小的计算复杂性有关的问题。

所以，在高频数据传输速率时使用双绞线对电话线（诸如使用ADSL和VDSL时可供使用的双绞线对电话线）的问题在于，串扰（特别是来自线扎中其它线的NEXT（近端串扰）），变成为对于正确地接收发送的数据信号的很大的阻碍。传统的NEXT抵消器是复杂的，以及确实需要相当大的处理功率来用于进行减小。

另外，在正交频分复接（OFDM）传输系统中，可能发生串扰，该系统因此也需要大量的处理功率来对付串扰。

发明概要

因此，本发明的一个目的是提供在利用经过频率转换的信号的传输系统中、特别是在离散多音（DMT）调制传输系统或OFDM（正交频分复接）传输系统中用于减小串扰的方法，它与已知的方案相比较，

使用较少的计算功率。

本发明的另一个目的是快速地提供估值的串扰。

本发明的再一个目的是，当至少部分地以特定的硬件实施时，能够提供减小的串扰。

按照本发明的一个方面，这些目的具体是通过用于减小在第一条线上的信号中被第二条线上的信号感应的串扰的方法完成的，该方法包括以下步骤。对一个用于串扰的复数耦合因子进行估值，该复数耦合因子在与第二条线上的信号相乘时对感应的串扰进行估值，通过作用在第二条线上的信号的近似方法，其中包括按照该耦合因子进行预旋转、定标以及与一个复数相乘，把复数耦合因子与第二条线上的信号相乘，由此，该复数从预定的一组复数中选择，以便有可能得到最好的近似。最后，从第一条线上的信号中减去所得到的该乘积，即，所估值的感应的串扰。

在复数库中提供的复数的数目可以根据在计算中的最大可接受的误差来计算。

按照本发明的第二方面，提供了用于减小由在各个有关线 $1,\ldots,N-1$ 上的信号 $D_1,\ldots,D_{N-1}$ 对第一条线上的信号 S_N 感应的串扰的方法。

该方法包括以下步骤。耦合因子 $\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$ 是与各个线 $1,\ldots,N-1$ 相关联的，所述耦合因子 α'_{j_N}（1、<j、<N-1）是一个复数，以及当与在相关的线 $j(1\le j\le N-1)$ 上的信号 D_j(1、<j、<N-1)相乘时，估值由在它的相关的线 j 上的信号 D_j 对第一条线 N 上的信号 S_N 感应的串扰 I_{j_N}。在第一条线 N 上的信号 S_N 的串扰 I_N 通过从在第一条线 N 上的信号 S_N 中减去估值的串扰 I'_N 而被减小，所述估值的串扰 I'_N 根据所述的耦合因子 $\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$ 和在各个线 $1,\ldots,N-1$ 上的所述的信号 $D_1,\ldots,D_{N-1}$ 以下面描述的方式进行计算。

在各个线 $1,\ldots,N-1$ 上的每个信号 $D_1,\ldots,D_{N-1}$ 按照与各个线有关的耦合因子 $\alpha'_{1_N},\ldots,\alpha'_{N-1_N}$ 被预旋转和定标，此后，所得到的所有的预旋转的和定标的信号 $D^*_1,\ldots,D^*_{N-1}$ 被相加。得到的总和 ΣD^* 与单个复数 β_N 相乘，以及所得到的乘积在以上所述的减法中被用作为估值的串扰 I'_N。

按照本发明的第三方面，提供了用于减小由在第一条线 N 上的信

号 D_N 对在各个线 1,...,N-1 上的信号 $S_1,...,S_{N-1}$ 感应的串扰的方法，它包括以下步骤。

耦合因子 $\alpha'_{N_1},...,\alpha'_{N_N-1}$ 与第一条线 N-1 相关；每个所述耦合因子是一个复数，以及当与在第一条线 N 上的信号 D_N 相乘时，它估值由在第一条线 N 上的信号 D_N 对各个线 1,...,N-1 上的每个信号 $S_1,...,S_{N-1}$ 感应的串扰 $I_{N_1},...,I_{N_N-1}$。在各个线 1,...,N-1 上的每个信号 $S_1,...,S_{N-1}$ 的串扰 $I_{N_1},...,I_{N_N-1}$ 通过从在各个线 1,...,N-1 上的每个信号 $S_1,...,S_{N-1}$ 中减去各个估值的串扰 $I'_{N_1},...,I'_{N_N-1}$ 而被减小，所述各个估值的串扰 $I'_{N_1},...,I'_{N_N-1}$ 是根据所述的耦合因子 $\alpha'_{N_1},...,\alpha'_{N_N-1}$ 和在第一条线 N 上的信号 D_N 以下面描述的方式被计算的。

在第一条线 N 上的信号 D_N 与单个复数 β_N 相乘，产生乘积 D**N，此后，乘积 D**N 被复制，以便得到 N-1 个相等的乘积 $D**_{N_1},...,D**_{N_N-1}$。各个乘积 $D**_{N_1},...,D**_{N_N-1}$ 按照各个耦合因子 $\alpha'_{N_1},...,\alpha'_{N_N-1}$ 被预旋转和定标，最后，得到的各个预旋转的和定标的乘积在各个减法中被用作为各个估值的串扰 $I'_{N_1},...,I'_{N_N-1}$。

优选地，预旋转是通过在实轴和/或虚轴和/或 45^0 轴上镜像反射而执行的。

复数乘法可以通过使用矢量旋转法、具体地是 CORDIC（坐标旋转数字计算机）矢量旋转方法来执行。

定标优选地通过乘以从预定的实数库中选择的实数而被执行，以便得到可能的最好近似。

而且，本发明包括适用于执行按照本发明的头三个方面的方法的设备和发射机，以及包括上述种类的设备和发射机的传输系统。

本发明的一个优点在于，估值的串扰的计算是简单和快速的，因此，允许实时自适应地减小串扰，以便适应发送条件的改变。

本发明的另一个优点在于，通过使用可改进速度的专用硬件，允许至少部分地实施简化的程序过程。

附图简述

从附图 1-9 和下面给出的本发明的实施例的详细说明，将更全面地了解本发明，这些实施例仅仅作为说明给出的，因此不限制本发明。

图 1 显示适合于实施本发明的示例性通信网络的方框图。

图 2 显示由几条干扰线在电缆线扎中一条线上感应的串扰和在所述的线上串扰的减小的概念图。

图 3 显示按照本发明的第一实施例的在一条线上串扰减小的概念图。

图 4 显示通过在实轴、虚轴和 45^0 轴上进行镜像反射而预旋转的概念，它被作为本发明的串扰减小方案的一个组成部分。

图 5 显示对得到的误差信号进行本发明的定标和旋转的效果。

图 6 显示按照本发明的扰动矢量的分组的原则。

图 7 显示按照本发明的第二实施例的串扰减小的概念图的例子。

图 8 显示按照本发明的第二实施例的串扰减小的概念图的另一个例子。

图 9 显示按照本发明的第四实施例的共用定标算子的概念。

实施例详细描述

在以下说明中，为了说明而不是限制，阐述特定的细节，诸如特定的硬件、应用、技术等，以便提供对本发明的透彻的了解。然而，本领域技术人员将会看到，本发明可以在不同于这些特定的细节的其它实施例中被实施。在其它事例中，熟知的方法、协议、设备和电路的详细说明被省略，以免用不必要的细节遮蔽本发明的说明。

参照图 1，图 1 是适用于实施本发明的、示例的基于 DMT 的通信网 100 的方框图，中央局（CO）102 服务于多个分布站，诸如处理与分布单元 104，以便提供从中央局 102 到各个远端单元的数据传输和从各个远端单元到中央局 102 的数据传输。中央局 102 和处理与分布单元 104 通过高速复接传输线 106（例如光纤线路）被互联，在这种情形下，处理与分布单元 104 典型地被称为光网络单元（ONU）。线 108 和 110 表示：中央局 102 也可以被连接到其它处理与分布单元（未示出）。

处理与分布单元 104 包括基于 DMT 的数字收发信机，例如调制解调器（未示出），它服务于多个分离的用户线 112-1 到 112-n，每条用户线典型地服务于单个最终用户。具体地，第一 116 和第二 120

最终用户分别具有远端单元 114、118，适用于以高比特速率与处理与分布单元 104 的双工或全双工通信。远端单元 114 和 118 可以在各种设备中被提供，诸如用于电话、电视、监视器、计算机等等。应当指出，几个远端单元可被连接到单个用户线。

由处理与分布单元 104 提供服务的用户线 112 在它们离开所述单元 104 时被绑扎在屏蔽的线扎 122 中。所述线扎 112 的屏蔽通常用作为良好的隔离体，以防止来自外部源的电磁干扰。然而，屏蔽对于防止线扎 122 内的线间的内部干扰是无效的。在这种紧密的绑扎的位置处，大多数串扰（诸如 NEXT 干扰）会通过这样的电容耦合出现。当数据在某些用户线 112 上被传输，而其它线正在接收数据时，串扰可能成为正确接收数据的重大障碍。

当前被使用来减小这个问题的一个技术是对来自处理与分布单元 104 的下游传输进行同步，以及把它及时地与相对较弱的上游发送信号分开。这样，来自远端单元的相对较弱的信号至少不受在处理与分布单元中正在发送的收发信机的干扰。然而，这个方案不是对两个进行发送的收发信机之间的干扰的解决方案。另外，在那些提供不同的业务级别给顾客的系统中，下游和上游传输可能重叠。通常，为了减小干扰，对于用户线路 112 需要有串扰抵消器。

现在参照图 2，这是串扰减小的近端串扰（NEXT）的概念图，描述传统的串扰抵消的概念。例如，远端单元中的收发信机 202 在线路或信道 N 上沿上游方向把信号发送到位于处理与分布单元中的正在接收的收发信机 N 204，所述信号在由位于处理与分布单元中的发送的收发信机 1,...,N-1 沿下游方向被发送时，被在几条干扰线路 1,...,N-1 上的信号干扰。

感应的近端串扰（NEXT）将会通过在线扎中的各条线之间的耦合而发生。将会看到，有另一种被称为远端串扰（FEXT）的串扰模型，它不太成问题，所以在本例中不作描述。然而，本发明也很适合于对付这种类型的串扰。

串扰和串扰抵消可以被建模，正如下面参照图 2 描述的那样。在线 1,...,N 上传输的信号是以 256 个音调发送的 DMT 符号。在线 1,...,N-1 上的传输造成对于在线 N 上接收的信号的 NEXT（近端串扰）干扰。虽然串扰干扰也在线 1,...,N-1 上被感应，但为了简明起见，

这里不考虑这样的串扰。被表示为附加到 205 处的信号上的、线 1,...,N-1 上的各个相应信号的转移函数 $H_1,...,H_{N-1}$ 的 NEXT 干扰可以被一个 NEXT 抵消器（由软件或硬件实施）抵消或至少加以减小，该抵消器使用转移函数 $H_1,...,H_{N-1}$ 的估值的转移函数 $\hat{H}_1,...,\hat{H}_{N-1}$。这些估值的干扰在加法器 206 中被相加，并且硬件加法器/减法器 208 从接收的信号中减去估值的串扰，由此消除或减缓 NEXT 干扰。

详细地说，串扰抵消是如下地执行的。在线 1,...,N-1 上沿下游方向的信号被表示为 $D_{1,i},,...,D_{N-1,i}$，以及在线 N 上沿上游方向的信号被表示为 $S_{N,i}$，数值 i 表示抵消所指的 DMT 音，以及在图 2 上被省略。由于串扰，每个传输的信号的一部分耦合到第 N'线，以及打扰对应的信号 $S_{N,i}$。来自扰动信号的串扰干扰被表示为 $I_{1_N,i},...,I_{N-1_N,i}$，其中符号_应当解译为“干扰”或“打扰”。沿上游方向的受干扰信号被表示为 $T_{N,i}$，被确定为：

$$T_{N,i} = S_{N,i} + I_{1_N,i} + \dots + I_{N-1_N,i}$$

串扰干扰可通过各个扰动信号 $D_{1,i},...,D_{N-1,i}$ 的转移函数 H_1，…，H_{N-1} 建模，以及可被计算为：

$$I_{j_N,i} = \alpha_{j_N,i} * D_{j,i} \qquad j=1,\dots,N-1$$

其中 $\alpha_{j_N,i}$ 是从第 j'线到第 N'线的耦合因子。

本发明然后对受干扰信号 $T_{N,i}$，起作用，以便减小对信号的干扰。耦合因子 $\alpha_{1_N,i}$，…，$\alpha_{N-1_N,i}$ 被估值，以及由 $\alpha'_{1_N,i}$，…，$\alpha'_{N-1_N,i}$，表示的估值被使用来产生估值的串扰：

$$I'_{j_N,i} = \alpha'_{j_N,i} * D_{j,i} \qquad j=1,\dots,N-1$$

这在图 2 上由转移函数 $\hat{H}_1,...,\hat{H}_{N-1}$ 表示。估值的串扰 $I'_{N,i}$ 是各个估值的干扰的和值 $I'_{1_N,i}+...+I'_{N-1_N,i}$ 206，然后把它从受干扰的信号 $I_{N,i}$ 中减去 208，以便产生补偿的信号 $S'_{N,i}$。这个补偿的信号可被表示为 $S_{N,i}+E_{N,i}$，$E_{N,i}$ 是由于不完全的串扰抵消而导致的剩余的小误差。

本发明并不关心耦合因子的估值，而是关心在给定估值的耦合因子后的补偿信号 $S'_{N,i}$ 的计算。

在 DMT（或 OFDM）系统中，滤波（即估值的串扰的计算）可以在频域中通过对于每个载波或音调和对于每个扰动的线或信号执行复数乘法而被完成。估值的耦合因子在这里是一个复数，以及由于与其本身被认为是复数的扰动的信号相乘，因此必须执行四次实数乘法。

在且有若干条互相干扰的线的系统中，必须执行大量的滤波运算。例如，如果有 N 条互相干扰的线，需要对于每个载波进行 N*(N-1) 次滤波运算或复数乘法，这在计算上是很花费时间的。对于非常高速度的系统，这几乎不可能通过使用当前的技术来实施。

本发明通过使串扰减小的效果稍差为代价，提供一种基本上需要较少的处理功率（达到 50%）的近似计算方法以寻求克服这个问题。

第一实施例：在与单条干扰线路有关的耦合因子之间共用主旋转

图 3 相应地显示按照本发明的第一实施例的、在一条线上的串扰减小的概念图。

在一条线或信道 N 上的信号的补偿（即串扰减小）优选地可在 302（即在发射机 N 处）在传输编码 304 后、但在被快速富立叶逆变换（IFFT）306 和模拟-数字变换 308 之前被引入，其中，信号仍旧是在频域中。这样的多音调制的原理的详细描述可以在 J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come(用于数据传输的多载波调制：当代的一种构想)”，IEEE Communications Magazine, May 1990, pp.5-14, 中找到，在这里作为参考。

本发明的概念是通过使用有限的数目的滤波器（即预定的固定的或自适应的滤波器）来减少复数乘法的次数。在图 3 上，对于每个载波或音调，在 310 处对于所有的 N-1 个扰动的信号 $D_1, D_2, \ldots, D_{N-1}$ 只执行一次复数乘法。注意，在这里为了简明起见，音调下标 i 被去掉。如果不是这样表示，则假定讨论只是指单个音调。

扰动的信号 $D_1, D_2, \ldots, D_{N-1}$ 中的每个经受简单的运算 312-1, 312-2, ..., 312-N-1，例如，简化的 45^0 步进旋转（也称为预旋转），以及按照与各个信号 D_j 和线 j 有关的各个耦合因子 α'_{j_N}（$1 \leq j \leq N-1$）（在下面详细描述）的适当的定标，这些扰动的信号在 314 处进行相加，

然后，对线 N 上的信号 S_N 的总串扰干扰是通过在 310 处把得到的和值与一个滤波函数（即一个复数）相乘而被计算的。把该串扰在 302 处从信号 T_N 中减去。

下面将看到操作 312（即预旋转和定标）的详细说明，以及如何选择滤波函数。

与一个复数（例如耦合因子）相乘可被看作为旋转加上定标。在本发明中，旋转操作被分成预旋转和主旋转。预旋转优选地这样被执行，以使得主旋转总是变为小于 45^0。预旋转可以以非常简单的方式通过交换实部与虚部和/或交换实部和/或虚部的正负号而达到。

转到图 4，图上显示作为本发明的串扰减小方案的组成部分的、通过以实轴、虚轴和 45^0 轴镜像反射而进行预旋转的概念，在图的左手部分可以看到：交换信号 402 的实部的正负号，将使得信号以虚轴作镜像反射，导致产生 404；交换信号 402 的虚部的正负号，将使得矢量以实轴作镜像反射，导致产生 406。交换信号 402 的实部和虚部的正负号，导致产生 408。在图 4 的右手部分显示：交换实部和虚部，将导致复数矢量 410 以 45^0 轴作镜像反射，因此导致产生 414。

通过执行所描述的各种适当的预旋转，可以确保只需要执行在 0 与 45^0 之间的主旋转。

对于位于各个区域中的信号矢量的适当的预旋转是通过采取如下面的表 1 中加标记的步骤而被执行的。每个象限的前半部分是指每个象限的第一个 45^0 区。

表 1

信号矢量的位置	以实数轴镜像反射	以虚数轴镜像反射	以 45^0 轴镜像反射
第一象限，前半个区			
第一象限，后半个区			X
第二象限，前半个区		X	X
第二象限，后半个区		X	
第三象限，前半个区	X	X	
第三象限，后半个区	X	X	X
第四象限，前半个区	X		X
第四象限，后半个区	X		

定标因子在一级近似下可以是耦合因子矢量的长度。然而，为了使得由于由非理想的旋转造成的角度失配引起的误差最小化，定标因子必须被适当地调整。

在图 5 上显示了定标与非理想旋转对误差的影响。需要的旋转矢量 502（即干扰源矢量）通过旋转矢量 504 来近似。因此，所述干扰源矢量被补偿矢量 506 补偿。由此引入的误差被表示为 508。为了使得最终得到的误差矢量 508 最小化，定标因子由近似的补偿旋转与理想的旋转的相差的角度的余弦来调整。

该调整可以在以下的讨论中找到。考虑在频率平面上来自一个干扰源 $ae^{j\omega}$ 的串扰 v。

$$\bar{v} = ae^{j\omega}H(e^{j\omega}) = ae^{j\omega}he^{j\theta} = ah(\omega)e^{j(\omega+\theta)}$$

其中 H 是串扰的富立叶变换，h(ω)是幅度以及 θ 是在给定的频率 ω 下的旋转角度。当想要减小串扰时，希望减去一个等于 v 的矢量。但如果在角度θ上有失配，正如可以是本发明中的情形，则剩余串扰或误差 e 按照下式得出：

$$\bar{e} = ae^{j\omega}H(e^{j\omega}) - ae^{j\omega}\hat{H}(e^{j\omega}) = ae^{j\omega}he^{j\theta} - ae^{j\omega}\hat{h}e^{j\hat{\theta}} = ae^{j\omega}(he^{j\theta} - \hat{h}e^{j\hat{\theta}})$$

误差矢量的幅度于是为：

$$|\bar{e}| = \sqrt{ae^{j\omega}(he^{j\theta} - \hat{h}e^{j\hat{\theta}}) \times ae^{-j\omega}(he^{-j\theta} - \hat{h}e^{-j\hat{\theta}})} = \sqrt{a^2(h^2 - h\hat{h}e^{j(\theta-\hat{\theta})} - h\hat{h}e^{-j(\theta-\hat{\theta})} + \hat{h}^2)} = \sqrt{a^2(h^2 + \hat{h}^2 - 2h\hat{h}\cos(\theta-\hat{\theta}))}$$

搜索最小值可给出：

$$\frac{d}{d\hat{h}}(|\bar{e}|^2) = 2a^2\hat{h} - 2a^2 h\cos(\theta-\hat{\theta}) = 0$$
$$\hat{h} = h\cos(\theta-\hat{\theta})$$

所以，为了使得误差矢量最小化，定标系数被选择为$\hat{h}=h\cos(\Delta\theta)$，其中$\Delta\theta$是角度差。误差的绝对值然后变为：

$$|\bar{e}| = \sqrt{a^2(h^2+(h\cos(\theta-\hat{\theta}))^2-2hh\cos(\theta-\hat{\theta})\cos(\theta-\hat{\theta}))} =$$
$$\sqrt{a^2h^2(1+\cos^2(\theta-\hat{\theta})-2\cos^2(\theta-\hat{\theta}))} =$$
$$\sqrt{a^2h^2(1-2\cos^2(\theta-\hat{\theta}))} = ah\sin(\theta-\hat{\theta})$$

正如在图 5 上几何地显示的。在该图的底部显示：未定标的补偿矢量 510 如何使误差矢量 512 变得更大。

现在转到图 3，按照以上的讨论，每个干扰信号 D_j, j=1,...,N-1 根据它的相关的耦合因子 α'_{j_N}（j=1,...,N-1）被预旋转和定标，给出信号 D^*_j, j=1,...,N-1。这样，每个被预旋转和定标的干扰信号 D^*_j（j=1,...,N-1）在主旋转中仍旧与对应的剩余矢量相乘，所述剩余矢量具有单位长度以及处在 $0-45^0$ 的角度范围内，以便得到各个估值的串扰 I'_{j_N}（j=1,...,N-1），见以上参照图 2 的讨论，

本发明概念是减少不同的剩余矢量（或主矢量）的数目，在按照图 3 的实施例中，只使用一个主矢量。由此，所有的被预旋转和定标的干扰信号 D^*_1, D^*_2, ..., D^*_{N-1} 被相加，以及得到的和值 ΣD^*_i（j=1,...,N-1）与单个主旋转矢量 β_N 相乘。矢量 β_N 可以按照几种方式中的一种适当的方式被选择。 例如，它可被选择为 $\beta_N=e^{i\pi 22.5/180}$ 或 $\beta_N=e^{i\pi 0.5*\phi/180}$，其中 ϕ 是在要由 β_N 来近似的剩余矢量中间找到的最大角度。β_N 可替换地能以其它方式来选择，特别是如果在剩余矢量之间的角度被发现为非均匀地分布时。

在本发明的更一般化的形式中，提供了多个主矢量以及将其使用于主旋转。它们优选地（但不是必要地）均匀地分布在第一象限的前半个区，以及主矢量的数目优选地由最大接受的计算误差决定的；矢量数目越大，达到的误差越小，但以计算增加为代价。这里，预旋转和定标的干扰信号 D^*_1，D^*_2, ..., D^*_{N-1}，按照它们的剩余主旋转被编为不同的组，即，与不同的主旋转矢量有关的组，也就是，把每个预

旋转和定标的干扰信号放置在那个与可以使得误差最小的主旋转矢量有关的组中。最后，在各个组中的信号被相加，然后将其和值与该组有关的主旋转矢量相乘。

图 6 显示按照本发明的这个方面的干扰矢量的分组的例子。与全都位于 22.5^0 和 45^0 之间的干扰源或剩余主旋转矢量 1,3,m 602 有关的预旋转和定标的干扰信号被相加，以及把该和值与第一主矢量 $e^{i33.75\pi/180}$（未示出）相乘，以及与全都位于 0^0 和 22.5^0 之间的干扰源或剩余主旋转矢量 2,4,m+1 604 有关的预旋转和定标的干扰信号被相加，以及把该和值与第二主矢量 $e^{i11.25\pi/180}$（未示出）相乘。

对于不同数目的主旋转矢量所得到的最大误差被显示于表 2（假定主矢量在第一象限的前半个区中均匀分布）。

表 2

主旋转的数目	2	3	5	8	10
最大误差(%)	19.5	13	8	5	4

上述的在不同的旋转之间的等间隔分布的方法只是一种可能性；另一种方法例如是使用一种可使得测量的串扰矢量的均方误差最小的不等间隔方案。

当线路的数目变得很大时，仍旧是要进行大量必须执行的滤波。在实际应用中，我们将具有 10 和 50 个之间的互相干扰的信道。我们将具有 0 和 ϕ 之间主旋转角度，其中 ϕ 是在各个剩余矢量中间的最大主旋转。

假定我们能够接受 10%的计算误差，旋转时许可的角度失配将是 $\arcsin(0.1)=5.7^0$。为了覆盖等于线 N 上的信号 T_N 的所有的剩余矢量，我们必须执行的旋转的最大次数于是优选地为 $n_\beta=\phi/(2*5.7^0)=45^0/(2*5.7^0)\leq 4$，因为当与预旋转组合时，$\phi$ 小于或等于 45^0。

对于每条其它的线 1,...,N-1 也具有 N-1 条线或多或少会寄生地耦合到该线路上。结果，我们对于每个干扰的线以及对于线上的每个音频实际上具有一组主矢量或耦合滤波器。合在一起，得到一个大组的耦合滤波器，或滤波器库，这些滤波器被同步，以便减小传输系统中所有的串扰。

对于 50 条线路，复数乘法的数目从 50×49=2450 减小到 4×50=200（仍旧假定可接受的 10%的计算误差）。但是我们引入了一个带有实数的两次乘法（或约一半的复数乘法）的复杂性的定标步骤。总共地，我们具有 50*49 定标步骤，产生运行次数从 40*50=2450 次复数乘法到 4*50+50*49/2=1425 的减小，或 42%减小（忽略简单的、容易以硬件实施的预旋转）。

第二实施例：在与单条串扰感应线路有关的耦合因子之间共用主旋转

如上所述，复数乘法可以通过在预旋转后面跟随主旋转和定标而被执行。但是，这等价于在预旋转之前执行主旋转。因此，作为共用单条分布线的主矢量的替代，可以通过考虑在线 j 上的单个干扰信号 D_j 来执行按照本发明的第二实施例的共用。在线 j 上的这个信号 D_j 具有用于在线 1, 2, ..., j-1, j+1, ..., N 上感应的串扰的 N-1 个不同的相关耦合因子 α'_{j_1}, α'_{j_2}, ..., α'_{j_j-1}, α'_{j_j+1}, ..., α'_{j_N}。

通过把所述的耦合因子（按照它们的相位）编组为不同的组（每个组与单个特定的主旋转矢量有关），以及针对每个组把干扰信号与相关的主旋转矢量相乘，则复数乘法次数可被减小。每个主旋转干扰信号现在按照在该组中的耦合因子的个数而被复制、预旋转、定标和从各个干扰信号中被减去。

在某些环境下，例如当假定耦合因子 α'_{j_1}, α'_{j_2}, ..., α'_{j_j-1}, α'_{j_j+1}, ..., α'_{j_N} 的相位比起耦合因子 α'_{j_N}, α'_{2_N}, ..., α'_{N-1_N} 的相位互相更近似时，这个方案可能是有利的。另外，如果本发明的近似方案要被应用于定标步骤，本发明的这个实施例优选地可被使用，见下面的讨论。

图 7 和 8 显示按照本发明的第二实施例的串扰减小的概念图。

图 7 上显示通过串扰而互相干扰的三条线或信道 1、2、3 的简单的例子。四种串扰减小操作即复数乘法（或主旋转）、预旋转、定标、和相加/相减分别被表示为 *, ∩, ▽, 和+。现在假定用于把串扰从信道 1 耦合到信道 2 和从信道 1 耦合到信道 2 的耦合因子的主旋转角度可以用单个矢量来近似，则这些操作（图 7 上阴影部分）是相同的以及计算量可被减小。

图 8 上显示另一个略微更一般化的例子。显示了三个信道 1、j、

k,其每个具有一组复数，即主旋转矢量，其中的四个复数被表示，以及耦合因子要被分布在它们中间。在本例中，耦合因子α'_{j_l}'和α'_{j_k}（即，用于分别耦合从信道 j 到信道 l 和 k 的串扰的耦合因子）被编组在一起，对于减小这两个串扰只需要执行一个复数乘法。主旋转的干扰信号然后如图所示地被预旋转和定标。

第三实施例：CORDIC 旋转

按照本发明的第三实施例（图上未示出），前面描述的两个实施例中的任一个实施例可以与用于主旋转的、被称为 CORDIC（坐标旋转数字计算机）的矢量旋转法的使用相组合。

CORDIC 是一种用于执行矢量旋转的迭代方法，例如，参阅 J.E.Volder，“The CORDIC trigonometric computing technique(CORDIC 三角学计算技术)”，IRE Trans. on Electron. Computers EC-8,pp. 330-334,Sep. 1959。在本方法中，使用可由两次加法/减法执行的多个简单的旋转。CORDIC 旋转角是+/-arctan(2^{-i}),其中 i 是正整数。一个旋转可写为：

$$RE_{n+1} = RE_n - s_i 2^{-i} IM_n$$
$$IM_{n+1} = IM_n + s_i 2^{-i} RE_n$$

其中 RE 是旋转的矢量的实部和 IM 是虚部，以及 s_i是+1 或-1，取决于进行旋转的方向。

在硬件上，CORDIC 旋转很容易通过使用两个加法器/减法器和两个移位器来完成。如果我们具有固定的旋转角，移位可通过硬连线而形成结构，因此，可以认为它不消耗任何额外的计算资源。

被旋转的的矢量的幅度可通过使用这个算法而被改变。然而，在本事例中，这无关紧要，因为这种定标可以在按照前两个实施例的建议解决方案中我们已具有的同一个定标步骤中进行。

如果再次许可 10%的最大误差，则主旋转可以通过使用 CORDIC（而不是完全的复数计算）来达到。在给出 10%的误差的不同的旋转之间的间隔变成为 2*arcsin(0.1)=11.5。小于 11.5 的第一 CORDIC 旋转角是 7.1=arctan(2^{-3})。为了覆盖在 0 和 45^0之间的间隔，我们需要 6 次旋转（0,1*7.1,2*7.1,...,6*7.1=42.6^0）。于是计算的误差小于 sin3.6^0=0.06 或 6%。对于这些旋转所需要的资源是 6 次 CORDIC

旋转，它们合在一起具有约半个复数乘法的复杂性。

对于 50 个信道，复数乘法的数目现在从精确计算时的 50*49=2450 减小到 0.5*50=100。我们仍旧具有定标步骤，所以总共我们具有运算数目 0.5*50 +50*49/2=1250，或 49%的减小，但现在只有 6%的误差。

第四实施例：共用定标因子

按照本发明的第四实施例，前面描述的三个实施例中的任一个实施例可以与应用定标步骤的本发明的近似方案的使用相组合。

参照图 9 的右手部分，图上显示在不同的干扰源中间共用定标算子与第二实施例的组合，定标运算 902 是在一组具有几乎相等大小的预旋转的干扰信号 906-1、906-2、...进行相加 904 以后，通过使用单个定标因子被执行。图 9 的左手部分显示图 8 的概念图的一部分。

有多少定标算子可以在干扰源之间被共用，完全要取决于干扰源实际上是怎样的，所以，我们不能估计通过使用这个方法我们能够得益多少。利用移位运算进行定标，后面再进行乘法是有益的，因为在不同的干扰源之间的耦合可以很大地变化，以及必须支持高的动态范围。

也应当指出，如果应用按照本发明的第四实施例的定标近似方法，则更优选地是使它与按照第二实施例的旋转近似方法（在单个干扰信号的耦合因子之间共用主旋转）相组合而不是与按照第一实施例的旋转近似方法（对干扰单个信号的不同干扰信号的耦合因子之间共用主旋转）相组合，因为在前一种情形下所需要的计算的减小是更大的。

这可以通过以下理由来理解。回顾第二实施例，首先执行已减小了数目的复数乘法，此后，得到的主旋转的干扰信号可被发送到各个被干扰的线上，以便进行预旋转、定标和相加。由此，要按近似相等大小的因子进行定标的所有的主旋转的干扰信号可以在实施定标以前被相加。

另一方面，如果按照第一实施例实施旋转近似，则对单个信号产生干扰的干扰信号被预旋转和定标，此后，形成要被主旋转大约相同的量的那些信号的子集，以及每个子集的信号在进行主旋转之前被相加。这里，在每个子集内只可能执行共用的定标，给出对于同一个近

似程度的增加的计算。

这样描述的本发明当然可被应用到采用经过频率转换的信号的任何的通信应用。它可在进行发送的收发信机，进行接收的收发信机或其它地方中被实施。给出的关于可以如何进行滤波的例子和实施例只打算显示通过使用近似滤波得到良好结果的潜力。

显然，本发明可以以多种方式进行变化。这样的变化并不认为离本发明的范围。对于本领域技术人员是很明显的，所有的这样的修改将要被包括在附属权利要求的范围内。

说 明 书 附 图

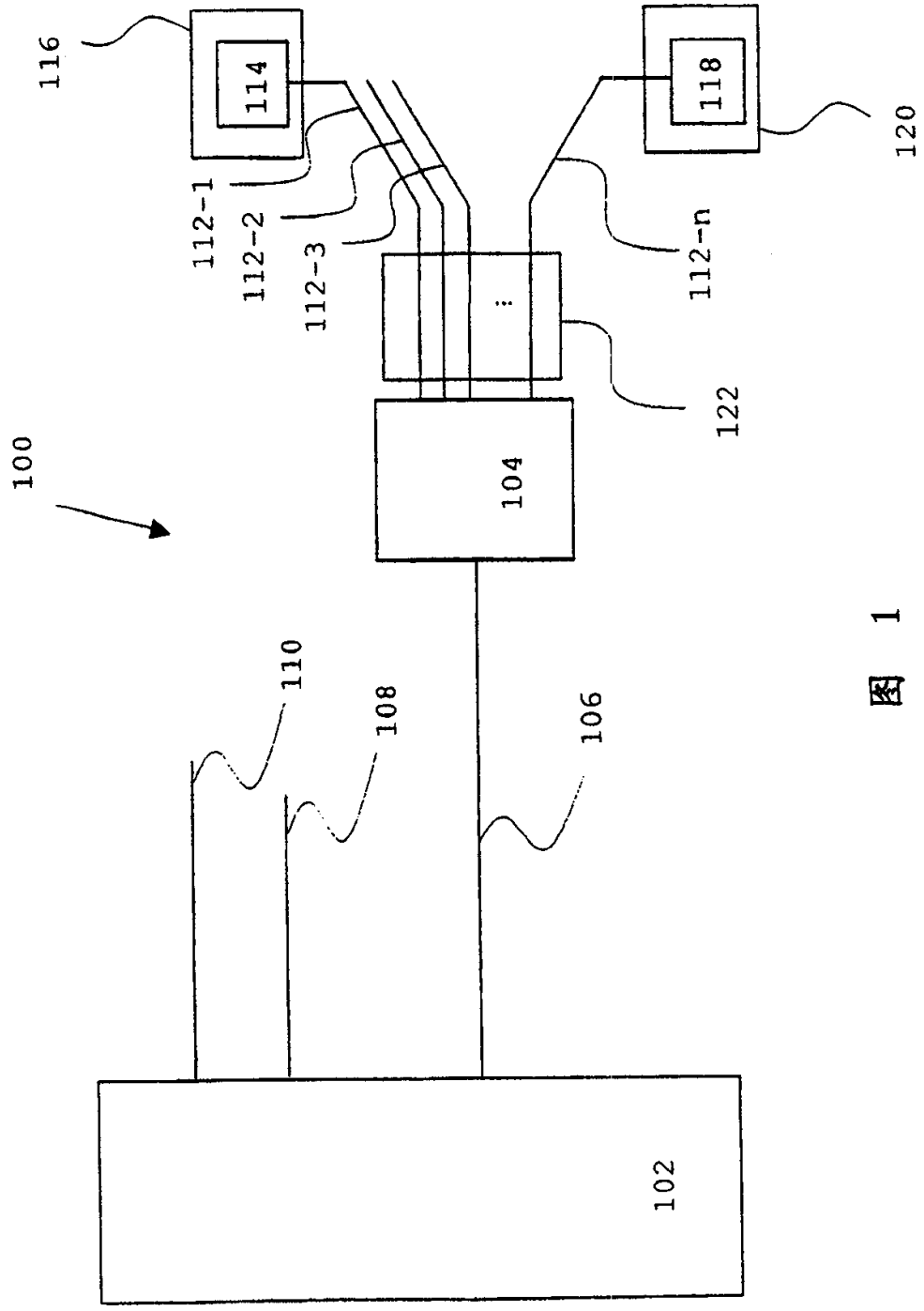


图 1

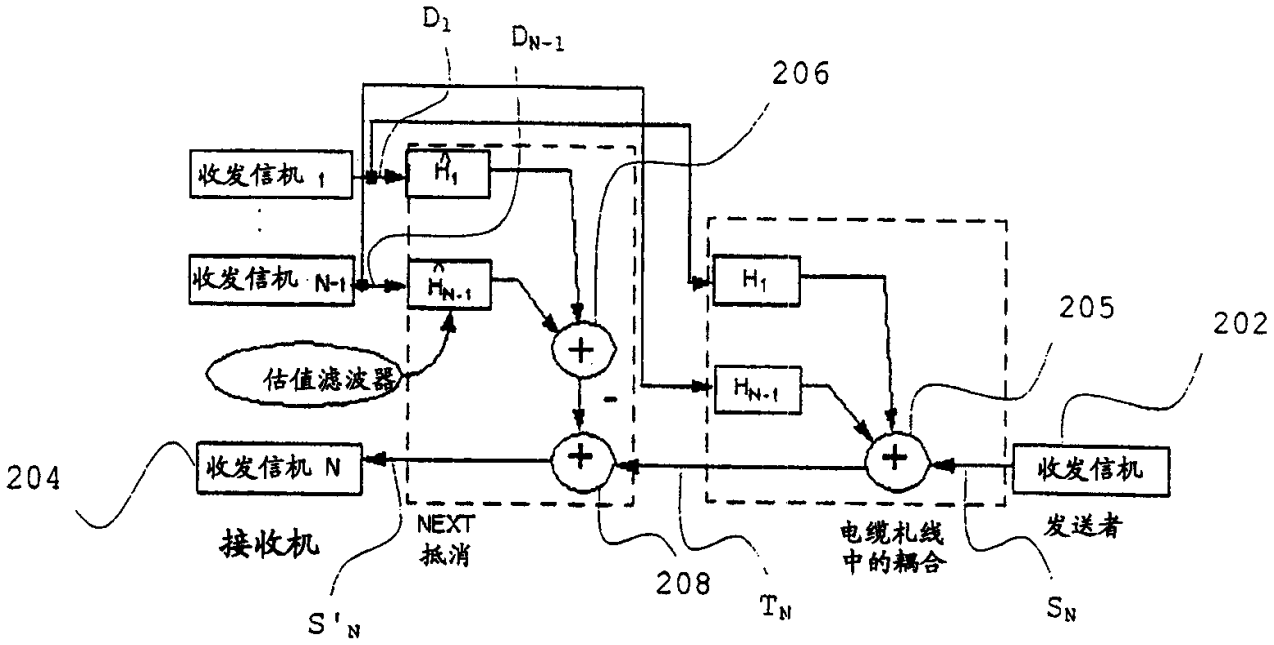

D1
DN-1
206
收发信机 1
收发信机 N-1
估值滤波器
H1
HN-1
H1
HN-1
205
202
204
收发信机 N
收发信机
接收机
NEXT
抵消
电缆札线
中的耦合
发送者
208
S'N
TN
SN

图 2

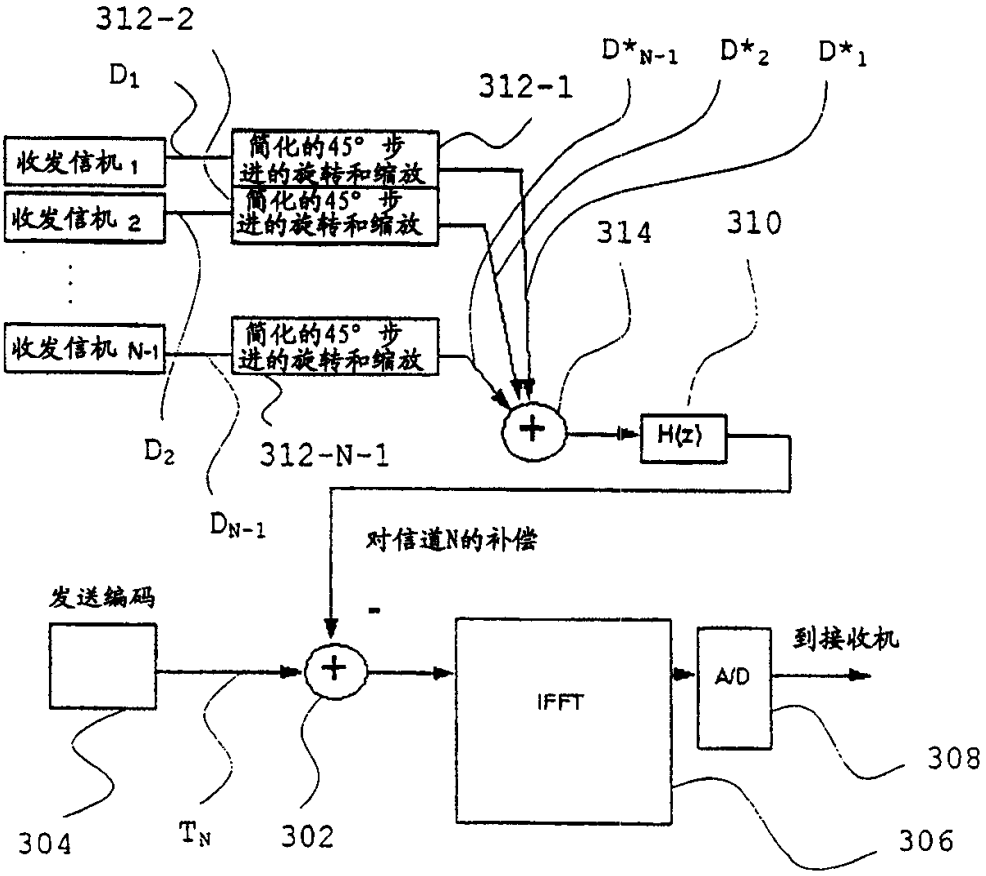

312-2
D1
D*N-1
D*2
D*1
312-1
收发信机 1
收发信机 2
收发信机 N-1
简化的45° 步
进的旋转和缩放
简化的45° 步
进的旋转和缩放
简化的45° 步
进的旋转和缩放
314
310
H(z)
D2
312-N-1
DN-1
对信道N的补偿
发送编码
IFFT
A/D
到接收机
308
304
TN
302
306

图 3

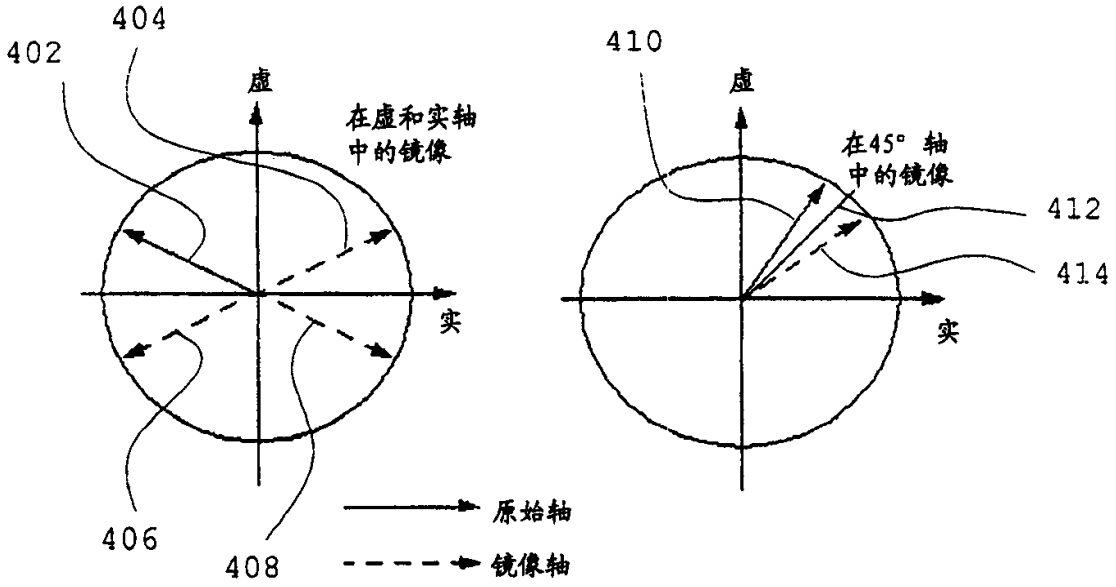

402
404
虚
在虚和实轴
中的镜像
实
406
408
原始轴
镜像轴
410
虚
在45° 轴
中的镜像
412
414
实

图 4

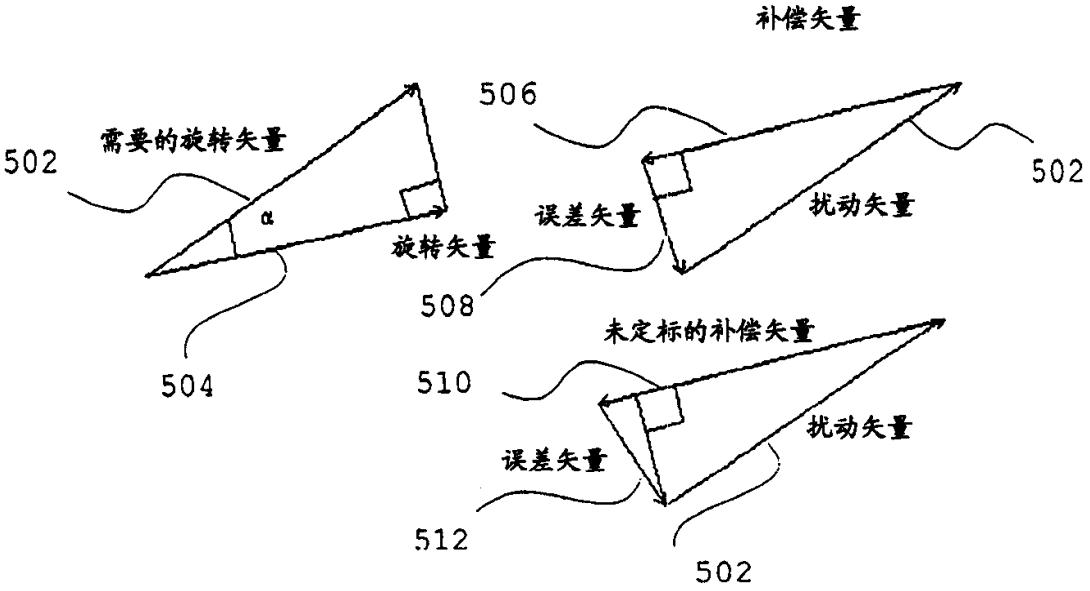

502
需要的旋转矢量
α
旋转矢量
504
补偿矢量
506
502
误差矢量
扰动矢量
508
未定标的补偿矢量
510
扰动矢量
误差矢量
512
502

图 5

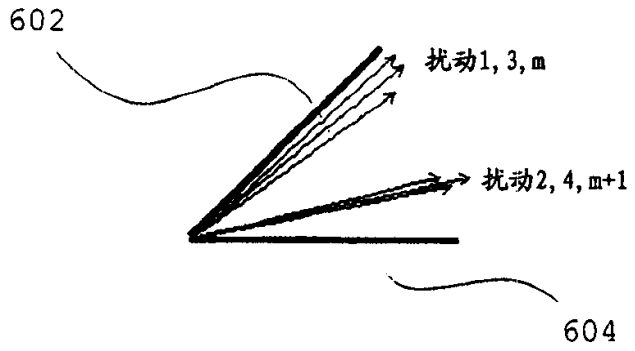

602
扰动1, 3, m
扰动2, 4, m+1
604

图 6

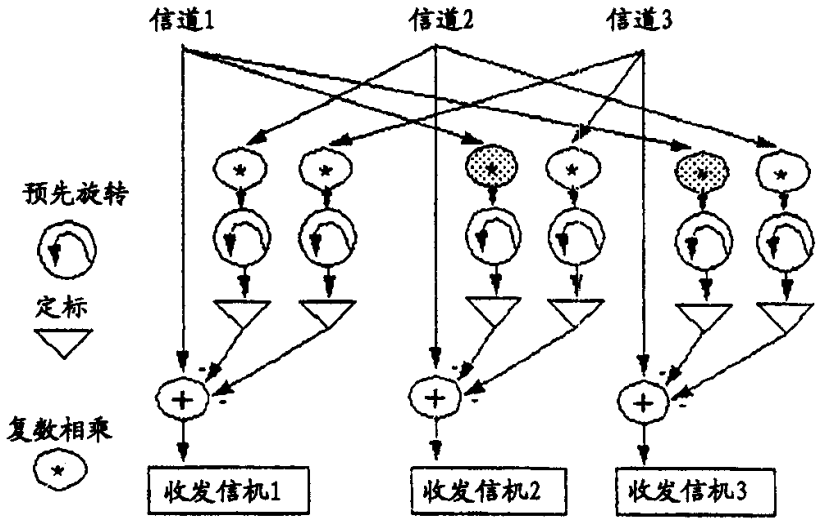

信道1
信道2
信道3
预先旋转
定标
复数相乘
收发信机1
收发信机2
收发信机3

图 7

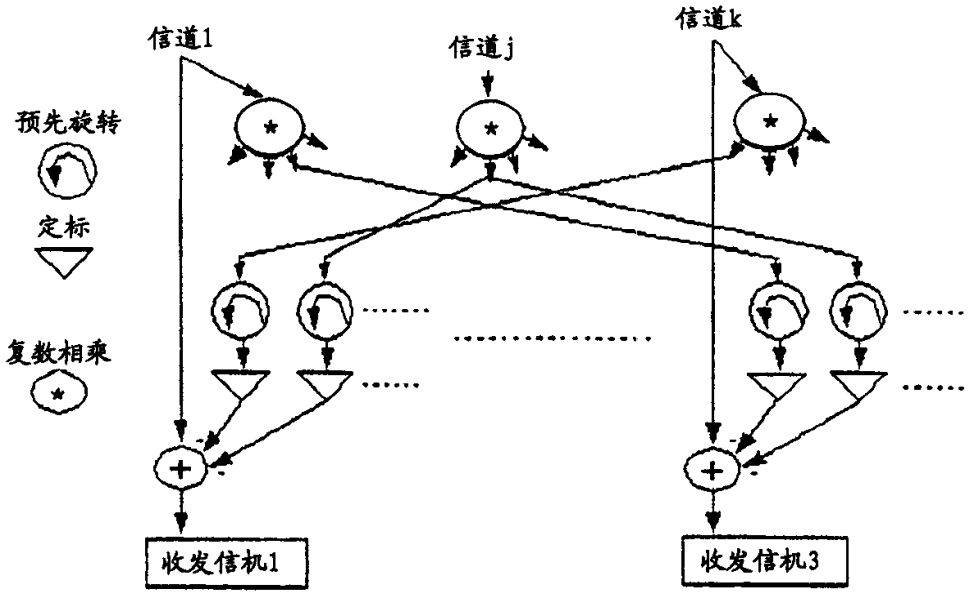

信道1
信道j
信道k
预先旋转
定标
复数相乘
收发信机1
收发信机3

图 8

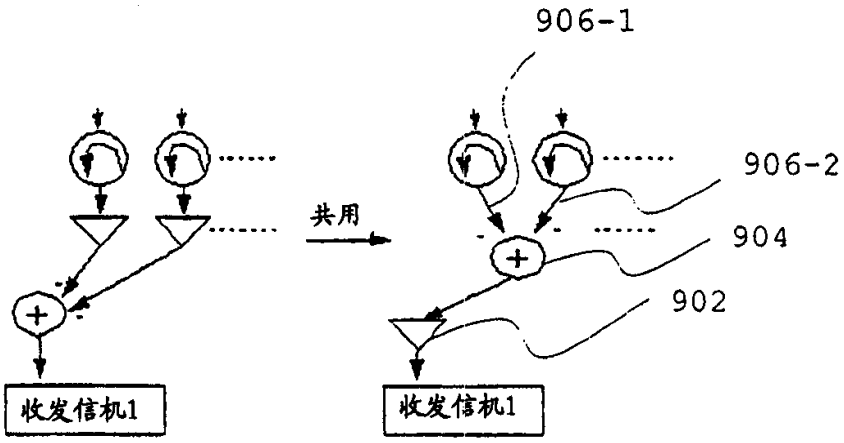

906-1
906-2
共用
904
902
收发信机1
收发信机1

图 9