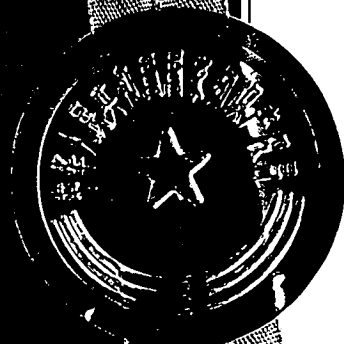




中华人民共和国国家知识产权局

STATE INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE OF THE PEOPLE'S REPUBLIC OF CHINA

专利说明书



PATENT SPECIFICATION



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98814042. X

[45] 授权公告日 2003 年 9 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 1120602C

[22] 申请日 1998.4.14 [21] 申请号 98814042. X

[86] 国际申请 PCT/EP98/02184 1998.4.14

[87] 国际公布 WO99/53667 英 1999.10.21

[85] 进入国家阶段日期 2000.11.14

[71] 专利权人 弗兰霍菲尔运输应用研究公司

地址 德国慕尼黑

[72] 发明人 额恩斯特·埃伯来恩

萨巴赫·巴德利 斯特番·利普

斯帝芬·布克浩尔兹

阿尔伯特·修伯格 轩兹·格豪瑟

审查员 朱 琦

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

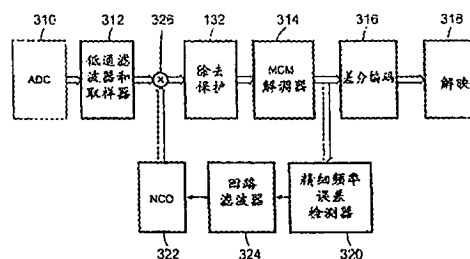
代理人 李德山

权利要求书 3 页 说明书 26 页 附图 13 页

[54] 发明名称 多载波解调系统中精细频率同步化的
方法及装置

[57] 摘要

本发明涉及在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中, 补偿载波频率对振荡器频率的偏差的精细频率同步化的方法及装置, 上述信号包括多数符号, 各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定。确定不同符号中的同一载波的相位间的相位差。然后, 利用一个 M-PSK 判定装置从相位差中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定一个频率偏移。最后, 根据上述确定的频率偏移施行载波频率偏差的反馈校正。或者, 可通过求多数载波的所确定的频率偏移的平均来确定一个平均频率偏移。然后, 根据上述平均频率偏移施行频率偏差的反馈校正。



1. 一种在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法, 所述信号包括多个符号, 各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定, 所述方法包括步骤:

a) 确定不同符号中的同一载波的相位间的相位差;

b) 利用一个 M-PSK 判定装置从所述相位差中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定频率偏移; 以及

c) 根据所述所确定的频率偏移施行所述载波频率偏差的反馈校正。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其中

所述步骤 a) 与 b) 施行于所述符号中的多个载波,

通过平均所述多个载波的所述所确定的频率偏移而确定一个平均频率偏移, 以及

根据在所述步骤 c) 中的所述平均频率偏移施行所述频率偏移的所述反馈校正。

3. 根据权利要求 1 的方法, 其中

所述步骤 a), b) 与 c) 施行于所述符号中的多个载波,

通过平均所述多个载波的所述所确定的频率偏移而确定一个平均频率偏移, 以及

根据所述平均频率偏移施行所述频率偏移的所述反馈校正。

4. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 所述步骤 a) 包括确定沿时轴方向相邻的符号中的同一载波的相位间的一个相位差的步骤。

5. 根据权利要求 1 的方法, 其中, 所述步骤 b) 包括消除对应于 M 元相移的相移不定因素的步骤。

6. 一种在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法, 所述信号包括多个符号, 各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定, 所述方法包括步骤:

a)确定不同符号中的同一载波的各相位;

b)利用一个 M-PSK 判定装置从所述相位中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定各相位偏差;

c)确定所述相位偏差间的一个相位差以确定一个频率偏移; 以及

d)根据所述所确定的频率偏移施行所述载波频率偏差的反馈校正。

7. 根据权利要求 6 的方法, 其中, 所述步骤 a)包括确定沿时轴方向相邻的符号中的同一载波的各相位的步骤。

8. 根据权利要求 6 的方法, 其中, 所述步骤 b)包括消除 M 元相移的步骤。

9. 一种用于在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的装置, 所述信号包括多个符号, 各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定, 所述装置包括:

差分检测器, 用于确定不同符号中的同一载波的相位间的一个相位差;

M-PSK 判定装置, 用于从所述相位差中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定一个频率偏移; 以及

反馈回路, 用于根据所述所确定的频率偏移施行所述频率偏差的反馈校正。

10. 根据权利要求 9 的装置, 进一步包括:

用于通过平均多个载波的所确定的频率偏移以确定一个平均频率偏移, 其中

所述用于施行反馈校正的装置根据所述平均频率偏移施行所述频率偏移的所述反馈校正。

11. 根据权利要求 9 的装置, 其中, 所述用于确定一个相位差的装置包括确定沿时轴方向相邻的符号中的同一载波的相位间的一个相位差的装置。

12. 根据权利要求 9 的装置, 其中, 施行所述频率偏差的反馈校正的所述装置包括一个数值控制振荡器以及一个复数乘法器。

13. 一种用于在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的装置, 所述信号包括多个符号, 各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定, 所述装置包括:

相位检测器, 用于确定不同符号中的同一载波的各相位;

M-PSK 判定装置, 用于从所述相位中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定各相位偏差;

差分检测器, 用于确定所述相位偏差间的一个相位差以确定一个频率偏移;

反馈回路, 用于根据所述所确定的频率偏移施行所述频率偏差的反馈校正。

14. 根据权利要求 13 的装置, 进一步包括:

用于通过平均多个载波的所确定的频率偏移以确定一个平均频率偏移, 其中

所述用于施行反馈校正的装置根据所述平均频率偏移施行所述频率偏移的所述反馈校正。

15. 根据权利要求 13 或 14 的装置, 其中, 所述用于确定各相位的装置包括确定沿时轴方向相邻的符号中的同一载波的各相位的装置。

16. 根据权利要求 15 的装置, 其中, 施行所述频率偏差的反馈校正的所述装置还包括在所述数值控制振荡器前面的一个低通滤波器。

多载波解调系统中精细频率同步化的方法及装置

本发明涉及多载波解调系统中施行精细的频率同步化的方法及装置，尤其涉及在可实行多载波调制信号的差分相位解码(differential phase decoding)型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法及装置，其中信号包括多数符号，各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定。

在多载波传输系统(MCM, OFDM)中，载波频率偏移的效应基本上高于单一载波传输系统。MCM对以振幅失真及载波间干扰(ICI)形式出现的相位噪声及频率偏移更敏感。载波间干扰有使载波在相互关系上不再正交的效应。频率偏移在通电后或更后时期由于用于基带内降频的振荡器的频率偏差而发生。无载振荡器的频率的代表性准确度约为载波频率的 $\pm 50\text{ppm}$ 。关于载波频率，例如在 2.34Ghz 的 S 带的情况，本地振荡器(LO)的最高频率偏差约为 100kHz 以上(117.25kHz)。上面所指出的效应导致对频率偏移校正的演算法的高度要求。

先前技术的用于频率同步化的演算法大多数将频率校正分为二阶段。在第一阶段施行粗略同步化。在第二阶段可达到精细校正。一种常用于载波频率粗略同步化的演算法使用频域内一具有特殊谱型的同步符号。此种同步符号例如为 CAZAC 序列(CAZAC=Constant Amplitude Zero Auto correlation)。通过所接收信号的功率谱与所发射信号的功率谱的比较，即相关，可粗略估计载波频率偏移。此类先前技术演算法都在频域内运行。例如参考：Ferdinand Claßen, Heinrich Meyr, "Synchronization Algorithms for an OFDM System for Mobile Communication", ITG-Fachtagung 130, Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung, pp105-113, Oct. 26-28, 1994;以及

Timothy M. Schmidl, Donald C. Cox, "Low-Overhead, Low-Complexity [Burst] Synchronization for OFDM", in Proceedings of the IEEE International Conference on Communication ICC 1996, pp. 1301-1306 (1996).

在载波频率的粗略同步化方面,有 Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction", IEEE Transaction On Communication, Vol. 42, No. 10, October 1994, 提出:增加副载波与副载波的间隔,以便副载波间距大于接收的载波与发射的载波间的最大频率差。副载波间距借助快速傅立叶变换所变换的取样值数目的减少而增加。这对应于快速傅立叶变换所变换的取样值数目的减少。

WO9205646 A 涉及用于接收正交频分多路复用信号的方法,该信号包含适宜沿时轴方向差分编码的数据。从一个区段到下一个区段的解调取样的相移用来指示本地振荡器频率误差的程度。相移通过将同一 OFDM 载波解调出的先前取样的复数值与复数共轭值相乘而估计,并使用结果量经由频率锁定回路控制本地振荡器频率。

本发明的目的为提供施行精细的频率同步化的方法及装置,可在利用 MCM 信号的 MCM 传输系统中实现一种精细的频率同步化,补偿载波频率对振荡器频率的偏差,在该信号中,信息以差分相位被编码于同时存在的具有不同频率的副载波之间。

依照第一方面,本发明提供一种在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法,这些信号包括多数符号,各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定,该方法包括:

确定不同符号中的同一载波的相位间相位差的步骤;

利用一个 M-PSK 判定装置从该相位差中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定频率偏移的步骤; 以及

根据所确定的频率偏移施行该载波频率偏差的反馈校正的步骤

骤。

依照第二方面，本发明提供一种在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法，这些信号包括多数符号，各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定，该方法包括：

确定不同符号中的同一载波的各相位的步骤；

利用一个 M-PSK 判定装置从这些相位中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定各相位偏差的步骤；

确定这些相位偏差间的一个相位差以确定一个频率偏移的步骤；以及

根据所确定的频率偏移施行该载波频率偏差的反馈校正的步骤。

依照第三方面，本发明提供一种用于在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的装置，这些信号包括多数符号，各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定，该装置包括：

确定不同符号中的同一载波的相位间的一个相位差的装置；

用于从该相位差中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定一个频率偏移的 M-PSK 判定装置；以及

根据所确定的频率偏移施行该频率偏差的反馈校正的装置。

依照第四方面，本发明提供一种用于在可实行多载波调制信号的差分相位解码型式的多载波解调系统中施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的装置，这些信号包括多数符号，各符号由同时存在的具有不同频率的载波间的相位差所限定，该装置包括：

确定不同符号中的同一载波的各相位的装置；

用于从这些相位中消除涉及被发送信息的相移不定因素以确定

各相位偏差的 M-PSK 判定装置;

确定这些相位偏差间的一个相位差以确定一个频率偏移的装置; 以及

根据所确定的频率偏移施行该频率偏差的反馈校正的装置。

本发明涉及施行精细的频率同步化以补偿载波频率对振荡器频率的偏差的方法及装置。此精细频率同步化最好能在完成粗略频率同步化之后进行, 使粗略频率同步化后的频率偏移小于 MCM 符号中的副载波间距的一半。由于通过本发明的精细的频率同步化方法及装置来校正频率偏移, 可采取一种利用沿时轴的差分解码及解映的相位旋转所进行的频率偏移校正法。确定沿时轴的时间上相邻的副载波符号间的频率差分, 以此检测频率偏移。测定各副载波的 I—Q 笛卡尔坐标(Cartesian coordinates)的旋转, 且在较佳实施例中, 平均一 MCM 符号的全部 n 个副载波, 以此计算频率误差。

首先, 使用一 M-PSK 判定装置并使该判定装置的输出与用于各副载波符号的输入信号相互关联(相关), 以此消除相位分歧性或不定因素。由此, 副载波符号的相位偏移被确定而此相位偏移可用来重现反馈方向结构形式的频率误差。或者, 一个 MCM 符号的副载波符号的相位偏移可用一 MCM 符号的所有的活动载波予以平均, 其中平均后的相位偏移被用来重显频率误差。

依照本发明, 频率偏移的确定 在频域内进行。依照本发明, 精细的频率同步法的反馈校正 在时域内进行。为此, 设有一在时域内的差分解码器, 以便根据不同 MCM 符号的时间上连续的副载波符号的相位, 检测出副载波的频率偏移。

以下以附图为基础详细说明本发明的较佳实施例, 在附图中,

图 1 显示一可应用本发明的 MCM 传输系统的总体示意图;

图 2A 及图 2B 显示描绘一沿时轴的差分映射方案及一沿频轴的差分映射方案的示意图;

图 3 显示沿频轴施行差分映射法的功能方框图;

图 4 显示 MCM 符号中所有副载波的时间性变化的表象;

图 5 显示具有频率偏移的各副载波的 QPSK 构象;

图 6 显示一概括方框图, 示意本发明的精细频率同步装置在一 MCM 接收机中的位置;

图 7 显示图 6 中所示精细频率误差检测器的方框图;

图 8 显示一包括有粗略频率同步装置及精细频率同步装置的 MCM 接收机的方框图;

图 9 显示一个用来施行粗略的频率同步化的装置的方框图;

图 10 显示一个用来施行粗略的频率同步化的基准符号的示意图;

图 11 显示一具有帧结构的典型 MCM 信号的示意图;

图 12 显示一 MCM 接收机的差分解映器的输出的散布图, 用来示例回波相位偏移校正的效果;

图 13 显示一示意方框图, 示意一回波相位偏移校正装置的位置及功能度;

图 14 显示一回波相位偏移校正装置较佳形态的示意方框图; 以及

图 15 显示通过另一回波相位偏移校正演算法实现的投影的示意图。

在详细讨论本发明的前, 参照图 1 说明一 MCM 传输系统的操作模式。

参见图 1, 100 显示一 MCM 发射机, 基本相当于先前技术的 MCM 发射机。这种 MCM 发射机的说明例如在「William Y. Zou, Yiyan Wu, "COFDM: An OVERVIEW" IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 41, No. 1, March 1995」中可找到。

数据源 102 将一串列位流 104 提供给该 MCM 发射机。进来的串列位流 104 被施加到一个位-载波映射器 106, 在此, 由进来的串列位流 104 产生一分谱序列 108。在分谱序列 108 上施行逆快速傅立叶变换(IFFT)110, 以便产生一 MCM 时域信号 112。该 MCM 时域信号形成 MCM 时间信号的有用 MCM 符号。为了避免多路失真所引

起的符号间干扰(ISI), 提供一装置 114, 用来将一固定长度的保护间隔插入在时间上相邻的 MCM 符号之间。依照本发明的较佳实施例, 将有用的 MCM 符号的最后部分安置于有用符号的前面, 以用作保护间隔。所得到的 MCM 符号以 115 示于图 1 中, 对应于描绘于图 11 中的 MCM 符号 160。

图 11 显示一具有帧结构的典型 MCM 信号的构造。MCM 时间信号的一帧由多数 MCM 符号 160 所构成。各 MCM 符号 160 由有用符号 162 和与其相关联的保护间隔 164 所构成。如图 11 中所示, 各帧包括一个基准(参考)符号 166。本发明有利于结合这种 MCM 信号一起使用, 然而这种信号结构不一定用来施行本发明, 只要所发射的信号包括有用部分及至少一个基准符号。

为了得到图 11 中所示的最后帧结构, 提供一装置 116, 用来对指定数目的各 MCM 符号添加一基准符号。

依照本发明, 基准符号为一振幅调制的位序列。因此, 施行一个位序列的振幅调制, 使振幅调变的位序列的包络可界定基准符号的基准模型。此项由振幅调制的位序列的包络所界定的基准模型必需在 MCM 接收机收到 MCM 信号时被检测出来。在本发明的较佳具体例中, 一具有良好自相关性的虚拟随机位序列被用作该项振幅调制的位序列。

基准符号的长度及重复率的选择依 MCM 信号发射用信道的特性, 即信道的相干时间而定。此外, 基准符号的重复率及长度, 换言之, 各帧中有用符号的数目取决于接收机的要求, 涉及起始同步化的平均时间以及信道衰落引起同步损失后的再同步化的平均时间。

所得到的 MCM 信号具有图 1 中 118 所示的结构, 此信号被施加至发射机前端 120。简而言之, 在该发射机前端 120 施行 MCM 信号的数/模转换及升频(向上变频)。然后, 通过一信道 122 发射该 MCM 信号。

其次, 参照图 1, 简单说明一 MCM 接收机 130 的操作模式。

MCM 信号在接收机前端 132 被接收。在接收机前端 132 中,使 MCM 信号降频(向下变频),然后进行该降频信号的模/数转换。

降频 MCM 信号被提供给一符号帧/载波频率同步装置 134。

该符号帧/载波频率同步装置 134 的第一目的为根据振幅调制的基准符号施行帧同步化。此项帧同步化是在振幅调制的基准符号与存储于 MCM 接收机内的指定基准模型之间的关联为基础施行的。

该符号帧/载波频率同步装置 134 的第二目的为施行 MCM 信号的粗略的频率同步化。为此,符号帧/载波频率同步装置 134 被用作一种粗略频率同步装置,以确定载波频率的粗略的频率偏移,此偏移例如由发射机的本地振荡器与接收机的本地振荡器之间的频率差所引起。所确定的频率被用来施行粗略的频率校正。粗略频率同步装置的操作模式参照图 9 及 10 详述于下文。

如上所述,帧同步装置 134 决定 MCM 符号中的基准符号的位置。根据帧同步装置 134 的决定,一基准符号抽取装置 134 从来自接收机前端 132 的 MCM 符号抽取其成帧信息,即基准符号。在取出基准符号后,MCM 信号被施加到一保护间隔去除装置 138。至此,在 MCM 接收机所进行的信号处理的结果为有用 MCM 符号。

从该保护间隔去除装置 138 输出的有用 MCM 符号被提供给一快速傅立叶变换装置 140,以便由有用符号形成一分谱序列。然后,该分谱序列被提供给一个载波-位映射器 142,在其中复原串列位流。此串列位流被提供给一数据宿 144。

其次,参照图 2A 及 2B,叙述差分映射法的两种模式。在图 2A 中,显示沿时轴差分映射的第一种方法。由图 2A 可知,一个 MCM 符号由 K 个副载波构成。副载波包括各种频率,且在较佳实施例中沿频率轴方向等间距隔开。在使用沿时轴的差分映射法时,一个或更多个位被编码为相邻 MCM 符号中同一中心频率的二个副载波之间的相移及/或幅移。副载波符号间所示箭头对应于被编码为二个副载波符号间的相移及/或幅移形式的信息。

第二种差分映射方法示于图 2B 中。本发明适于使用图 2B 所示

映射法的 MCM 传输系统。此映射方案为基于沿频率轴的差分映入一 MCM 符号的方法。多个 MCM 符号 200 示于图 2B 中。各 MCM 符号 200 包括多个副载波符号 202。图 2B 中的箭头 204 示意被编码于二个副载波符号 202 之间的信息。由箭头 204 可知, 此映射法是基于沿频率轴方向差分映入一 MCM 符号的方法。

在图 2B 所示的实施例中, 将一 MCM 符号 200 中的第一副载波 ($k=0$) 用作一基准副载波 206 (影线), 以便将信息编码于该基准副载波与第一有效 (活动) 载波 208 之间。MCM 符号 200 中的其他信息分别被编码于有效载波之间。

因此, 每一 MCM 符号均存在一绝对相位基准。依照图 2B, 此绝对相位基准由插入每一 MCM 符号 ($k=0$) 中的基准符号提供。基准符号可具有对所有 MCM 符号不变的相位, 或因 MCM 符号而异的相位。重现时间上优先的 MCM 符号的最后副载波相位即可得到不同的相位。

在图 3 中, 显示一种用来施行沿频率轴的差分映射法的装置的较佳实施例。参照图 3, 说明依照本发明使用沿频率轴的差分映射法的 MCM 符号在频域内的组合。

图 3 显示一 MCM 符号与下述参数的组合:

N_{FFT} 分别指示离散傅立叶变换的复数系数的数目及副载波的数目。

K 指示有效载波的数目。基准载波并未包括在 K 的计数之内。

依照图 3, 一种四相移相键控 (QPSK) 被用来使位流映成复数符号。但, 其他的 M 元映射法 (MPSK) 如 2-PSK, 8-PSK, 16-QAM, 16-APSK, 64-APSK 等亦有可行性。

此外, 为了容易滤波及使高频消失作用最小化, 在图 3 所示的装置中, 一些副载波未被用于信息的编码。这些被设定为零的副载波构成 MCM 信号频谱的上边界及下边界上的所谓保护带。

在图 3 所示的映射装置的输入端, 有一输入位流的复数信号对 $b_0[k]$, $b_1[k]$ 被接收。 K 个复数信号对被组合以形成一个 MCM 符号。

信号对被编码为一个 MCM 符号组合所需要的 K 差分相移 $\phi[k]$ 。在此实施例中,从位映射至 0, 90, 180 及 270 度相移是利用格雷(Gray)映射法在一四相移相键控装置 220 中进行的。

格雷映射法用来防止差分检测相位误差小于 135 度时在接收机引起双重位误差。

K 个相位的差分相位编码 在差分相位编码器 222 中进行。在此处理阶段, QPSK 格雷映射器所产生的 K 相位 $\phi[k]$ 被差分编码。原则上, 使反馈回路 224 计算所有 K 相位的累积和。作为最初计算 ($k=0$) 的起始点, 使用基准载波 226 的相位。设置一开关 228 以提供基准载波 226 的绝对相位或被编码在位于求和点 230 之前的居先(即 z^{-1} , 在此 z^{-1} 代表单位延迟算子)副载波上的相位信息。在差分相位编码器 222 的输出端提供各副载波编码用的相位信息 $\theta[k]$ 。在本发明的较佳实施例中, 一个 MCM 符号的副载波互相沿频轴方向等间距隔开。

差分相位编码器 222 的输出端被连接至一装置 232, 此装置使用相位信息 $\theta[k]$ 产生复数副载波符号。为此, 将 K 差分编码相位乘以式 1 以转换为复数符号。

$$\text{系数} * e^{j[2\pi * (\theta[k] + \text{PHI})]} \quad (\text{式 } 1)$$

式中的系数指示一标量因子, 而 PHI 指示一辅助角。该标量因子及该辅助角 PHI 均为任意值。在选择 $\text{PHI}=45^\circ$ 的场合, 可得到旋转的 DQPSK 信号构象。

最后, 在一组合装置 234 完成 MCM 符号的组合。一个 MCM 符号包括: 由为“零”的 $N_{\text{FFT}}-K-1$ 保护带符号组成的 N_{FFT} 副载波; 一基准副载波符号; 以及 K 个 DQPSK 副载波符号。因此, 所组成的 MCM 符号 200 为由 K 个复值(包含编码信息, 位于 N_{FFT} 复值两侧的二保护带以及一基准副载波符号)所构成。

该 MCM 符号在频域内组合完成。为了变换于时域内, 通过一变换器 236 对该组合装置 234 的输出施行逆离散傅立叶变换 (IDFT)。在本发明的较佳实施例中, 变换器 236 适于施行快速傅立

叶变换(FFT)。

MCM 信号在发射机及接收机中的其他处理如上参照图 1 的说明。

在接收机需要一解映装置 142(图 1)以逆反上述参照图 3 的映射装置操作。解映装置的执行过程简单明了,因而在此不需要予以详细说明。

沿频轴方向的差分映射法适合于对迅速变化的多路信道的多载波(OFDM)数字广播。依照此映射法,不需要超过一个 MCM 符号的信道固定性。然而,沿频轴方向的差分映射法可能产生一个新问题。在多路环境中,接着或先于主路发生的路回波会导致同一 MCM 符号中的副载波间的系统相位偏移。因此,较佳的是,设置一校正装置以便消除这种相位偏移。由于信道所引起的差分解调符号间的相位偏移为系统误差,可利用演算法去校正。原则上,此种演算法必需在差分解调后由信号空间构象计算回波所引起的相位偏移,然后校正此相位偏移。

上述回波相位校正演算法的例子参照图 12 至 15 叙述于本说明书的末尾。

其次,参照图 4 至 8 叙述依照本发明的精细频率同步法。如上所述,依照本发明的精细频率同步法是在完成粗略的频率同步化之后施行。在下文叙述依照本发明的精细频率同步法后,参照图 9 至 10 叙述可通过符号帧/载波频率同步装置 134 施行的粗略频率同步法的较佳实施例。

使用依照本发明的精细频率同步法,可校正小于副载波间距的一半的频率偏移。频率偏移对全体副载波而言为低度且相等的偏移,因此,精细的频率同步化问题可缩小至副载波的范围。图 4 为时间-频率平面中的 MCM 符号 200 的示意图。各 MCM 符号 200 包括 432 个副载波符号 C_1 至 C_{432} 。MCM 符号沿时轴排列,图 4 中所示的第一个 MCM 符号 200 具有所结合的时间 T_1 ,其次的 MCM 符号具有所结合的时间 T_2 ,等等。依照本发明的较佳实施例,其精细

频率同步化是根据由沿时轴相邻的二个 MCM 符号(例如 C_1/T_1 及 C_2/T_2)的同一副载波导出的相位旋转。

在下文中, 参照 QPSK(四相移相键控)映射法说明本发明。但, 明显的是, 本发明可应用于任一 MPSK 映射法, 其中 M 指示用于编码的相态的数目, 例如 2, 4, 8, 16……。

图 5 描绘一显示具有频率偏移的各副载波的 QPSK 构象的复数坐标系。第一个 MCM 符号即 MCM 符号-1 的可能的 4 个相位位置示以 300。由此 MCM 符号的副载波(副载波 n)转换为下一个 MCM 符号即 MCM 符号-2 的同一副载波时, 若无频率偏移, QPSK 构象的位置则不变。若有频率偏移存在, 该偏移则小于副载波互相的间隔(间距)的一半(如上所述), 此频率偏移引起 MCM 符号-2 的 QPSK 构象相对于 MCM 符号-1 的 QPSK 构象相位旋转。新 QPSK 构象为 MCM 符号-2 的对象副载波的 4 个可能的相位位置, 其以 302 示于图 5 中。此相位旋转可由下式导出:

$$C_n(kT_{MCM}) = e^{j2\pi f_{offset}T_{MCM}} C_n((k-1)T_{MCM})$$

$$\theta = 2\pi f_{offset}T_{MCM} \quad (式2)$$

C_n 指示一 MCM 符号中的副载波 n 的 QPSK 构象。n 为从 1 连续至 MCM 符号中的有效副载波的数目的标号。频率偏移有关的信息被包含于式 2 的 $e^{j2\pi f_{offset}T_{MCM}}$ 项内。此频率偏移对所有的副载波相等。因此, 相位旋转亦为对所有的副载波相等的相位旋转。如此, 可实现求得一 MCM 符号的全部副载波的平均。

图 6 显示一 MCM 接收机的方框图, 在该 MCM 接收机中实施本发明。设置一个模/数转换器 310 以施行接收机前端 132(图 1)所接收的降频信号的模/数转换。将模/数转换器 310 的输出施加至低通滤波器兼 1/10 取样器(decimater)装置 312。低通滤波器为一种脉冲成形滤波器, 与 MCM 发射器的脉冲成形滤波器相同。在 1/10 取样器中, 将信号按 MCM 符号频率予以取样。如上面参照图 1 所述, 通过一保护间隔去除装置 132 除去 MCM 信号中的保护间隔。保护间隔被插在 MCM 发射器中的二 MCM 符号之间, 以避免信道存储器

引起的符号间的干扰。

保护间隔去除装置 132 的输出施加至一 MCM 解调器 314, 它对应于图 1 中所示的快速傅立叶变换器 140。在 MCM 解调器 314 的后面设有差分解码装置 316 及解映装置 318。在差分解码装置 316 中, 利用差分解码, 复原相位信息。在解映装置 318 中, 施行沿频轴方向的解映, 以从复数信号中再现输入解映装置 318 的数据信号。

MCM 调制器 314 的输出亦被施加至精细频率误差检测器 320。精细频率误差检测器 320 从该 MCM 解调器的输出中产生一频率误差信号。在所描述的实施例中, 精细频率误差检测器 320 的输出经由一路滤波器 324 施加至一数值控制振荡器 322。回路滤波器 324 为一种低通滤波器, 用来从缓变误差信号滤除高频的叠加干扰部分。数值控制振荡器 322 根据滤波后的误差信号产生一载波信号。由数值控制振荡器 322 产生的载波信号被用于频率校正, 频率校正利用一复数乘法器 326 进行。复数乘法器 326 的输入为上述低通滤波器兼 1/10 取样器装置 312 的输出及数值控制振荡器 322 的输出。

下文参照图 7 提供精细频率误差检测器 320 的实施例的说明。

精细频率误差检测器 320 包括沿时轴的差分检测器 330。MCM 解调器 314 的输出, 即 FFT 输出(FFT 为快速傅立叶变换)施加至差分检测器 330 的输入端, 该差分检测器施行沿时轴的差分检测, 以便由连续到达的二个 MCM 符号的同一副载波产生有关频率偏移的信息。在图 7 所示的实施例中, 有效副载波的数目为 432 个。因此, 差分检测器 330 施行第 1 个取样与第 433 个取样之间的校正。第 1 个取样与 MCM 符号-1 结合(图 5), 而第 433 个取样与 MCM 符号-2 结合(图 5)。但这两个取样与同一副载波结合。

为此, 输入信号 Y_k 施加至 Z^{-1} 方框 332, 然后施加至一装置 334, 以便形成 Z^{-1} 方框 332 的输出的共轭复数。设置一复数乘法器 336 以将装置 334 的输出乘以输入信号 Y_k 。该乘法器 336 的输出为一信号 Z_k 。

差分检测器 330 的函数可表示如下:

$$Z_k = Y_{k+K} \cdot Y_k^* \quad (\text{式3})$$

$$Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_k, \dots] \quad (\text{式4})$$

$$Y = [C_1/T_1, C_2/T_1, \dots, C_{432}/T_1, C_1/T_2, \dots] \quad (\text{式5})$$

Y_k 指示时间 k 时的 MCM 调制器 314 的输出, 即差分检测器 330 的输入。 Z_k 指示差分检测器 330 的输出。 K 指示有效载波的数目。

差分检测器 330 的输出 Z_k 包含对应于可编码相移的 M 重不定因素。在 QPSK 的情况, 此 M 重不定因素为 4 重不定因素, 即 0° , 90° , 180° 以及 270° 。利用 M-PSK 判定装置 340 将此相移不定因素从 Z_k 中除去。上述判定装置为先前技术公知的装置, 因此, 在此不必予以详细说明。判定装置 340 的输出 $(\hat{a}_k)^*$ 代表该判定装置 340 所判定的可编码相移的共轭复数。该判定装置 340 的该输出通过使用乘法器 342 进行复数乘法而与差分检测器 330 的输出相关联。

乘法器 342 的输出代表各副载波的相位偏移。依照本发明的较佳实施例, 在平均装置 344 中, 以一 MCM 符号平均各副载波的相位偏移。平均装置 344 的输出代表精细频率误差检测器 320 的输出。

此步骤的数学描述如下:

$$f_{\text{offset}} = \frac{1}{2\pi K T_{\text{MCM}}} \arg \left\{ \sum_{n=1}^K Z_n \cdot \left(\hat{a}_n \right)^* \right\} \quad (\text{式6})$$

依照本发明的较佳实施例, 频率控制回路具有反向结构。在图 6 所示的实施例中, 反馈回路被连接于 MCM 解调器 314 的输出端与保护间隔去除装置 132 的输入端之间。

在图 8 中, 显示一包括粗略频率校正装置 350 及上述精细频率校正装置的 MCM 接收机的方框图。如图 8 所示, 普通复数乘法器 326 可用来施行粗略频率校正及精细频率校正。如图 8 所示, 该乘法器 326 可设置在该低通滤波器兼 1/10 取样器装置 312 的前面。依该乘法器 326 的位置, 必需在该精细频率同步反馈回路中设置一保持装置。在另一可供选择的实施例中, 有可能使用二个分开的用于粗

略频率校正的乘法器及用于精细频率校正的乘法器。在此情况下，用于粗略频率校正的乘法器被安排于该低通滤波器兼 1/10 取样器装置的前面，而用于精细频率校正的乘法器被安排于该低通滤波器兼 1/10 取样器装置的后面。

下文参照图 9 及图 10，叙述用于粗略频率同步法实施的较佳实施例。

如图 9 所示，将接收机前端 132 的输出端连接于模/数转换器 310。降频 MCM 信号在模/数转换器 310 的输出端被取样后施加至帧/定时同步装置 360。在一较佳实施例中，有一快速自动增益控制装置(AGC)(未图示)设在该帧/定时同步装置的前面，以便消除快速信道波动。在多路信道为具有缓慢信道脉冲响应及频率选择性衰落的多路信道而通过该多路波道传输的情况，除了常规慢速 AGC 之外，也将快速 AGC 使用于信号通路。快速 AGC 将信号的平均振幅范围调整为基准符号的已知平均振幅。

如上所述，帧/定时同步装置使用所接收的信号中的振幅调制序列，以便从 MCM 信号中抽取成帧信息并且从其中除去保护间隔。在该帧/定时同步装置 360 后，跟随一粗略频率同步装置 362，根据 MCM 信号的基准符号的振幅调制序列估计一粗略的频率偏移。在粗略频率同步装置 362 中，确定载波频率相对于 MCM 接收机中的振荡器频率的频率偏移，以便在方框 364 中施行频率偏移校正。此项在方框 364 中的频率偏移校正通过复数乘法进行。

频率偏移校正方框 364 的输出施加至 MCM 解调器 366，此解调器由图 1 所示的快速傅立叶变换器 140 与载波-位映射装置 142 所构成。

为了施行在此所述的粗略频率同步化，必需对预先处理过的 MCM 信号施行振幅解调。预先处理例如可能是 MCM 信号的降频以及模/数转换。预先处理过的 MCM 信号的振幅解调结果是代表 MCM 信号的振幅的包络。

为了进行振幅解调，可使用简单的 $\alpha_{\max} + \beta_{\min}$ 法。此方法

例如叙述于 Palacherla A.: DSP- μ P Routine Computes Magnitude, EDN, October 26, 1989; 以及 Adams, W.T., and Bradley, J.: Magnitude Approximations for Microprocessor Implementation, IEEE Micro, Vol. 3, No.5, October 1983.

显然, 可使用与所述的 $\alpha_{\max} + \beta_{\min}$ -法不同的振幅确定方法。为了简化, 有可能将振幅计算缩减为一种关于目前的振幅是否在平均振幅以上或以下的检定。于是, 输出信号包含-1/+1序列, 用来施行相关法以确定一粗略的频率偏移。此项相关法利用一简单的集成电路(IC)可容易进行。

此外, 可施行 RF 前端所接收的信号的重重复取样。例如, 所接收的信号可表示以二次重复取样。

依照第一个实施例, 用一指定基准模型与如上述由施行振幅解调所得的包络进行相关运算来确定 MCM 信号载波频率对于 MCM 接收机振荡器频率的偏移。

若无频率偏移, 所接收的基准符号 $r(k)$ 则为:

$$r(k) = S_{AM}(k) + n(k) \quad (\text{式7})$$

式中 $n(k)$ 指示“附加高斯噪声”, 而 S_{AM} 指示发射的 AM 序列。为了简化, 可忽略附加的高斯噪声的计算。因此:

$$r(k) \cong S_{AM}(k) \quad (\text{式8})$$

若有一恒定频率偏移 Δf 存在, 所接收的信号则为:

$$\tilde{r}(k) = S_{AM}(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式9})$$

有关频率偏移的信息通过接收的信号 $\tilde{r}(k)$ 与接收机中已知的 AM 序列 S_{AM} 的关联运算所产生:

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) = \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |S_{AM}(k)|^2 e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式10})$$

因此, 该偏移为:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |S_{AM}(k)|^2 \right) \quad (\text{式11})$$

由于 $|S_{AM}(k)|^2$ 的自变量为零, 该偏移为:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right) \quad (\text{式12})$$

依照粗略频率同步演算法的第二个实施例, 使用如图 10 所示的包括至少二个相等序列 370 的基准符号。图 10 显示一 MCM 信号的基准符号, 此符号具有二个相等的各具长度 $L/2$ 的序列 370。L 指示该基准符号的序列 370 的值的数目。

如图 10 中所示, 在振幅调制序列内至少有二个相等的部分专用于粗略频率同步化。上述二个部分各含 $L/2$ 个取样, 被示于图 10 中的振幅调制序列的端部。该振幅调制序列含有大量的取样。为了不含糊相位观察, 仅需用含有 2π 相位旋转的足够取样。此数目在图 10 中被限定为 $L/2$ 。

下文提供确定载波频率偏差的数学求导。依照图 10, 将下式应用于二个相等序列 370:

$$s\left(0 < k \leq \frac{L}{2}\right) \equiv s\left(\frac{L}{2} < k \leq L\right) \quad (\text{式13})$$

若无频率偏移存在, 下式 14 则适合于所接收的信号:

$$r\left(k + \frac{L}{2}\right) \equiv r(k) \quad 0 < k \leq \frac{L}{2} \quad (\text{式14})$$

$r(k)$ 指示这些相等序列的数值。k 为用于各取样的从 1 至 $L/2$ 的标号。

若有一频率偏移, 例如 Δf , 所接收的信号则为:

$$\tilde{r}(k) = r(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式15})$$

$$\tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) = r(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f \left(k + \frac{L}{2}\right) T_{MCM}} \quad (\text{式16})$$

$r(k)$ 指示基于这些相等序列的所接收部分的取样值。

有关频率偏移的信息通过接收的信号 $\tilde{r}(k + L/2)$ 与接收的信

号 $\tilde{r}(k)$ 的相关运算得到。此项相关通过下式进行:

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \tilde{r}(k) = \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |r(k)|^2 e^{-j2\pi \Delta f \frac{L}{2} T_{MCM}} \quad (\text{式17})$$

$\tilde{r}^*$ 指示上述部分的取样值的共轭复数。

因此, 该偏移为:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |\tilde{r}(k)|^2 \right) \quad (\text{式18})$$

由于 $|\tilde{r}(k)|^2$ 的自变量等于零, 该偏移变为:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) \quad (\text{式19})$$

因此, 显然, 在两个实施例中, 如上所述, 相关法所得的最大输出的频率位置确定了偏移载波的估计值。此外, 还如图9中所示, 在前馈结构中进行该相关法。

在信道例如由于高大建筑物密度而具有强度反射时, 上述相关法可能不足以获得适当的粗略频率同步化。因此, 依照本发明的第三个实施例, 可将依照第二个实施例进行相关的二部分的对应值用被存储的指定基准模型的对应值加权, 该模型对应于基准符号的所述二个相同序列。此项加权可使准确决定频率偏移的概率最大。此项加权方法的数学描述如下:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right] \right) \quad (\text{式20})$$

S_{AM} 指示接收机中已知的振幅调制序列, 而 S_{AM}^* 指示其共轭复数。

上述相关若在频域内计算, 则使用下式的值(总和)

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right] \quad (\text{式21})$$

而不使用角幅度(自变量)。此式的值为频率校正的函数时达到最大。该最大的位置确定频率偏差的估计(值)。如上所述,该校正是在前馈结构中进行。

下文参照图 12 至 15,说明当使用沿频轴的差分映射时施行回波相位偏移校正的较佳实施例。

在多路环境中,于同一 MCM 符号的副载波之间有可能产生由回波所引起的系统相移。此项相位偏移在接收机施行 MCM 符号的解调时会产生位误差。因此,较佳的是,利用演算法去校正多路环境中由回波所引起的系统相移。

在图 12 中,显示一 MCM 接收机的差分解映器输出端的散布图。由图 12 的左边部分可知,同一 MCM 符号中的副载波间的系统相移引起解调相移相对于复数坐标系轴的转动。在图 12 的右边部分中,描绘其施行回波相位偏移校正后的解调相移。现在,信号点的位置基本上在复数坐标系的轴线上。这些位置分别相当于 0° , 90° , 180° 以及 270° 的调制相移。

回波相位偏移校正演算法(EPOC 演算法)必需在差分解调后由信号空间构象计算回波所引起的相位偏移,然后校正此相位偏移。

为了举例说明,可以考虑最简单的可能计算,即在副载波的全部相位的平均计算之前消除符号相位。为示意此 EPOC 演算法的效果,参阅图 12 中一个 MCM 符号所含的副载波符号的二种散布图。这些散布图是由一 MCM 模拟试验结果而得到。采用一通常出现于单频网路中的信道用于模拟试验。此信道的回波延伸至 MCM 保护间隔界限。该保护间隔在此情况下选择为 MCM 符号持续时间的 25%。

图 13 表示一方框图,用以说明一 MCM 接收机中的回波相位偏移校正装置的位置及功能度。一 MCM 发射机的信号通过信道 122(图

1 及图 13)传输而被接收于该 MCM 接收机的接收机前端 132。在图 13 中省略该接收机前端与快速傅立叶变换器 140 间的信号处理。该快速傅立叶变换器的输出被施加至解映器, 在此进行沿频轴的差分解映。该解映器的输出为对副载波的各相移。此项相移的相位偏移, 由多路环境中的回波所引起, 用图 13 中的一个方框 400 予以形象化, 在此显示尚未经过回波相位偏移校正的副载波符号的散布图的一个实例。

解映器 142 的输出被施加至一回波相位偏移校正装置 402 的输入端。该回波相位偏移校正装置 402 使用 EPOC 演算法以便消除该解映器 142 的输出中的回波相位偏移。其结果示于图 13 的方框 404 中, 即, 仅有被编码的相移 0° , 90° , 180° 或 270° 出现于该校正装置 402 的输出端。校正装置 402 的输出形成用于度量计算的信号, 施行度量计算是为了复原代表所发射信息的位流。

现参照图 14 叙述 EPOC 演算法的第一个实施例及用于施行该演算法的装置。

EPOC 演算法的第一个实施例以下述设想为出发点: 所收到的每一个差分解码复数符号均因多路信道中的回波而旋转一角度。对于副载波假定在频率上有相等的间隔, 因为这代表一较佳实施例。若副载波在频率上并非均等隔开, 则必需将一校正系数引入 EPOC 演算法。

图 14 显示用来施行 EPOC 演算法第一个实施例的校正装置 402(图 13)。

首先必需从含有回波相位偏移(例如如图 12 的左边部分所示)的解映器 142 的输出中除去涉及发射信息的相移。为此, 将解映器 142 的输出施加至一消除装置 500。在 DQPSK 映射的情况, 该消除装置可施行一种 “(.)⁴” 运算。装置 500 将所收到的所有符号投影于第一象限内。因此, 从代表副载波符号的相移中除去涉及发射信息的相移。用模四运算也可达到相同的效果。

在装置 500 消除该信息有关的符号相位后, 取得估计的第一种

方法可以是简单地计算一个 MCM 符号的全部符号相位的平均值。然而，较佳的是，在确定一个 MCM 符号的全部符号相位的平均值之前，先进行阈值的判定。由于瑞利衰落(Rayleigh fading)，一些收到的符号可能提供不可靠的信息用于回波相位偏移的确定。因此，根据一符号的绝对值，施行阈值判定，以便确定该符号是否有助于相位偏移的估计。

因此，在图 14 所示的实施例 中，包括有一阈值判定装置 510。在装置 500 后，在各计算装置 512 及 514 计算一差分解码符号的绝对值及幅角。根据各符号的绝对值，产生一控制信号。在判定电路 516 中，进行此控制信号与一阈值的比较。若绝对值即其控制信号小于某一阈值，该判定电路 516 则更换角度值，进入一个数值等于零的求平均运算。为此，设有一开关，以使幅角计算装置 514 的输出端与更后处理阶段的输入端断开，而使更后处理阶段的输入端与提供一恒定的“零”输出的装置 518 连接。

设置一平均装置 520 以根据对一 MCM 符号的各副载波符号所确定的相位偏移 ϕ_i 计算一平均值如下：

$$\bar{\phi} = 1/K \sum_{i=1}^K \phi_i \quad (\text{式22})$$

在平均装置 520 中，施行 K 个被加数全体求和。平均装置 520 的输出被提供至一保持装置 522，在此将平均装置 520 的输出保持 K 次。保持装置 522 的输出端与相位旋转装置 524 连接，该装置 524 根据平均值 $\bar{\phi}$ 施行 K 个复数信号点的相位偏移的校正。

相位旋转装置 524 利用下式施行相位偏移的校正：

$$v_k' = v_k \cdot e^{-j\bar{\phi}} \quad (\text{式23})$$

在此式中， v_k' 指示 K 个相位校正差分解码符号，用来输入于软式度量计算，而 v_k 指示输入符号。只要可以假定一信道在一个 MCM 符号持续期间保持准固定状态，使用一个 MCM 符号的全部副载波的平均值可以提供准确的结果。

可以设置一缓冲装置 527 以缓冲复数信号点，直至对于一个 MCM 符号的相位偏移的平均值被确定。相位旋转装置 524 的输出被施加至更后处理阶段 526，以施行软式度量计算。

关于上述回波相位偏移校正的结果，请再参照图 12。两幅绘图起源于包括上述回波相位偏移校正演算法第一实施例的模拟试验。在图 12 的左边部分所示的散布图所记录的情况下，信道显然在构象上稍微变形，使得单纯的角旋转为有效的假定。如图 12 的右边部分所示，当施加用于差分检测符号的旋转的所确定的平均值时，信号构象则会转回至轴线上。

下文叙述回波相位偏移校正演算法的第二个实施例。此第二个实施例可适用于具有至多二个强大的路回波的多路信道。第二个实施例的演算法比第一个实施例的演算法复杂。

以下是回波相位偏移校正方法第二个实施例的数学求导。为了容易说明 EPOC 演算法的第二个实施例，可做下述假定。

在此实施例中，假定 MCM 信号的保护间隔具有至少与多路信道的脉冲响应 $h[q]$, $q=0,1,\dots, Qh-1$ 相等的长度。

使用如上述的频轴映射法，在发射机组合每一 MCM 符号。基准副载波的符号等于 1，即 0 度相移。任选的相移 PHI 等于 0，即 DQPSK 信号构象并未旋转。

使用一个方程式，可将此表示为

$$a_k = a_{k-1} a_k^{\text{inc}} \quad (\text{式} 24)$$

在此，

k ：有效副载波的标号 $k=1,2,\dots, K$ ；

$a_k^{\text{inc}} = e^{j\frac{\pi}{2}m}$ ：复数相位增量符号； $m=0,1,2,3$ 是由 2 位格雷编码

对导出的 QPSK 符号数；

$a_0=1$ ：基准副载波的符号。

在接收机的 DFT 输出端得到判定变量

$$e_k = a_k H_k \quad (\text{式25})$$

在此，

$$H_k = \sum_{i=0}^{Q_k-1} h[i] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} k i} \quad (\text{式26})$$

它是位置 k 的信道脉冲响应 $h[q]$ 的 DFT.

由 $|a_k|^2=1$ ，差分解调得到

$$v_k = e_k \cdot e_{k-1}^* = a_{k-1}^{\text{inc}} H_k H_{k-1}^* \quad (\text{式27})$$

对接收机，引入一附加的相位项 ϕ_k ，用以校正由信道引起的系统相位偏移。因此，在接收机的最后判定变量为

$$v_k' = v_k \cdot e^{j\phi_k} = a_k^{\text{inc}} \cdot e^{j\phi_k} \cdot H_k \cdot H_{k-1}^* \quad (\text{式28})$$

由式 28 可知，有用信息 a_k^{inc} 被加权以乘积(信道的旋转及有效传递函数)。对无误差检测，此乘积必需被实数化。为此，最佳的是，选择旋转角等于负幅角 $H_k \cdot H_{k-1}^*$ 。为了推导要求的用于 2 路信道的演算法，在下一节考察 $H_k \cdot H_{k-1}^*$ 的性质。

假定 2 路信道具有二个具有不等于零的能量的回波，即至少二个主要回波。此项假定引出脉冲响应

$$h[q] = c_1 \delta_0[q] + c_2 \delta_0[q - q_0] \quad (\text{式29})$$

在此，

c_1, c_2 ：代表路回波的复数系数；

q_0 ：第二路回波对第一路回波的延迟；

δ_0 ：狄拉克(Dirac)脉冲； $\delta_0[k]=1$ 适于 $k=0$

$\delta_0[k]=0$ 其他

将一 DFT 应用于式 29 而得到信道传递函数：

$$H_k = H \left(e^{j \frac{2\pi}{K} k} \right) = c_1 + c_2 \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} k q_0} \quad (\text{式30})$$

由式 30，用于沿频轴的差分解调的有效传递函数为：

$$\begin{aligned}
 H_k \cdot H_{k-1}^* &= \left(c_1 + c_2 e^{-j \frac{2\pi}{K} k q_0} \right) \cdot \left(c_1^* + c_2^* e^{+j \frac{2\pi}{K} (k-1) q_0} \right) \\
 &= c_a + c_b \cos \left(\frac{\pi}{K} q_0 (2k-1) \right) \quad (\text{式31})
 \end{aligned}$$

假定一个无噪声的 2 路信道时, 由式 31 可知, 在符号 $1+j0$ 被发射(参照上述假定)的情况下接收机边的符号位于一直线上。该直线的特征可确定以一点

$$c_a = |c_1|^2 + |c_2|^2 \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} q_0} \quad (\text{式32})$$

以及确定其方向的向量:

$$c_b = 2 c_1 c_2^* \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} q_0} \quad (\text{式33})$$

由上述假定, 可施行下述几何推导。若将复数平面的实部指定为 $x=\text{Re}\{z\}$, 并将虚部指定为 $y=\text{Im}\{z\}$, 则得到更适合的记号, 用于 EPOC 运算法的第二个实施例的几何推导即 $z=x+jy$ 。由此新记号, 在无噪声的 2 路信道的情况下, 接收的符号所在直线为,

$$f(x) = a + b \cdot x \quad (\text{式34})$$

在此:

$$a = \text{Im}\{c_a\} - \frac{\text{Re}\{c_a\}}{\text{Re}\{c_b\}} \cdot \text{Im}\{c_b\} \quad (\text{式35})$$

以及

$$\begin{aligned}
 b &= - \frac{\text{Im}\{c_a\} - \frac{\text{Re}\{c_a\}}{\text{Re}\{c_b\}} \cdot \text{Im}\{c_b\}}{\text{Re}\{c_a\} - \frac{\text{Im}\{c_a\}}{\text{Im}\{c_b\}} \cdot \text{Re}\{c_b\}} \quad (\text{式36})
 \end{aligned}$$

附加噪声将使符号散布在式 34 至 36 所给定的直线周围。在此情况, 式 36 为符号群的回归曲线。

为了 EPOC 运算法的第二个实施例的几何求导, 式 28 的角 ϕ_k 选择为所考虑的符号与原点的距离的平方的函数:

$$\phi_k = f_K(|z|^2) \quad (\text{式37})$$

式 37 显示整个信号空间发生失真(扭转), 但保持与原点的距离。

为了第二个实施例的运算法的推导, 必需确定 $f_K(\cdot)$ 以便所有的判定变量 v'_k (假定无噪声) 均可位于实轴上:

$$\text{Im}\{(x + j f(x)) \cdot e^{j f_K(|z|^2)}\} = 0 \quad (\text{式38})$$

由式 38 的进一步变换产生一个二次方程式, 此式必需求解以得到 ϕ_k 的解。

在 2 路信道的情况, 对于一指定判定变量 v_k , 回波相位偏移校正值为

$$v_k^1 = v_k \cdot e^{j \phi_k} \quad (\text{式39})$$

在此,

$$\phi_k = \begin{cases} -\text{atan} \left(\frac{a + b \sqrt{|v_k|^2 (1 + b^2) - a^2}}{-ab + \sqrt{|v_k|^2 (1 + b^2) - a^2}} \right) & \text{适于 } |v_k|^2 \geq \frac{a^2}{1 + b^2} \\ \text{atan} \left(\frac{1}{b} \right) & \text{适于 } |v_k|^2 < \frac{a^2}{1 + b^2} \end{cases} \quad (\text{式40})$$

根据上述二次方程式的二个可能解, 式 40 为不能产生更多的 180 度相移的一个解。

图 15 中的二幅绘图显示第二个实施例的 POC 演算法的投影法, 用于复数平面的一个象限。在此描绘的是, 扇形区 $|\arg(z)| \leq \pi/4$ 中的方格, 以及直线 $y=f(x)=a+b \cdot x$, 其中 $a=-1.0$ 且 $b=0.5$ (虚线)。在无噪声信道的情况下, 若发射 $1+j0$, 所收到的全部符号则会位于此直线上。图中所示的圆圈确定该式 40 的二种情况的界线。图 15 在左边部分显示投影前的状态, 而在右边部分显示施加投影演算法后的状态。观察该左边部分即可得知, 该直线现在以 $2+j0$ 为投影固定点位于实轴上。因此, 可得出结论, 依照第二个实施例的回波相位

偏移校正演算法达到了设计目标。

在 EPOC 演算法的第二个实施例可应用的前，必须确定通过所接收符号的近似线，即必需估计参数 a 及 b 。为此假定，若 $1+j0$ 被发射，接收的符号则位于扇形区 $|\arg(z)| \leq \pi/4$ 内。若 $1+j0$ 以外的符号被发射，则可施加一种模运算(modulo operation)以将全部符号投影于所希望的扇形区内。此处理方法免除了在较早阶段判定符号的必要并可为一个 MCM 符号的全部信号点求平均值(以代替仅为 $1/4$ 的全部信号点求平均值)。

对于第二个实施例的 EPOC 演算法的下述计算规则， x_i 用以表示第 i 个信号点的实部，而 y_i 表示其虚部($i=1,2,\dots,K$)。同时， K 值可用于确定。选择最小二乘法时，可由下式的最小化得到必需确定的直线：

$$(a, b) = \underset{(\tilde{a}, \tilde{b})}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^K \left(y_i - (\tilde{a} + \tilde{b} \cdot x_i) \right)^2 \quad (\text{式41})$$

式 41 的解可在公开文献中找到。其为

$$b = \frac{\sum_{i=1}^K (x_i - \bar{x}) \cdot y_i}{\sum_{i=1}^K (x_i - \bar{x})^2}, \quad a = \bar{y} - \bar{x} \cdot b \quad (\text{式42})$$

在此，平均值为

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K y_i \quad (\text{式43})$$

必要时可应用一种具有更高稳定性(robustness)的估计法。但折衷的方法将会造成更高的计算复杂性。

为了避免关于投影可应用的范围的问题，理应将直线的确定方法分为二部分。首先使线群的重心移至轴线上，随后，使信号空间

变形。假定 a 及 b 为直线的原参数且 α 为旋转角, $f_K(.)$ 则必需被施加变换参数:

$$b' = \frac{b \cdot \cos(\alpha) - \sin(\alpha)}{\cos(\alpha) + b \cdot \sin(\alpha)}, \quad a' = a \cdot (\cos(\alpha) - b' \cdot \sin(\alpha)) \quad (\text{式44})$$

除了上节所说明的二种 EPOC 演算法外, 可设计不同的演算法, 但它们很有可能具有更高的计算复杂性。

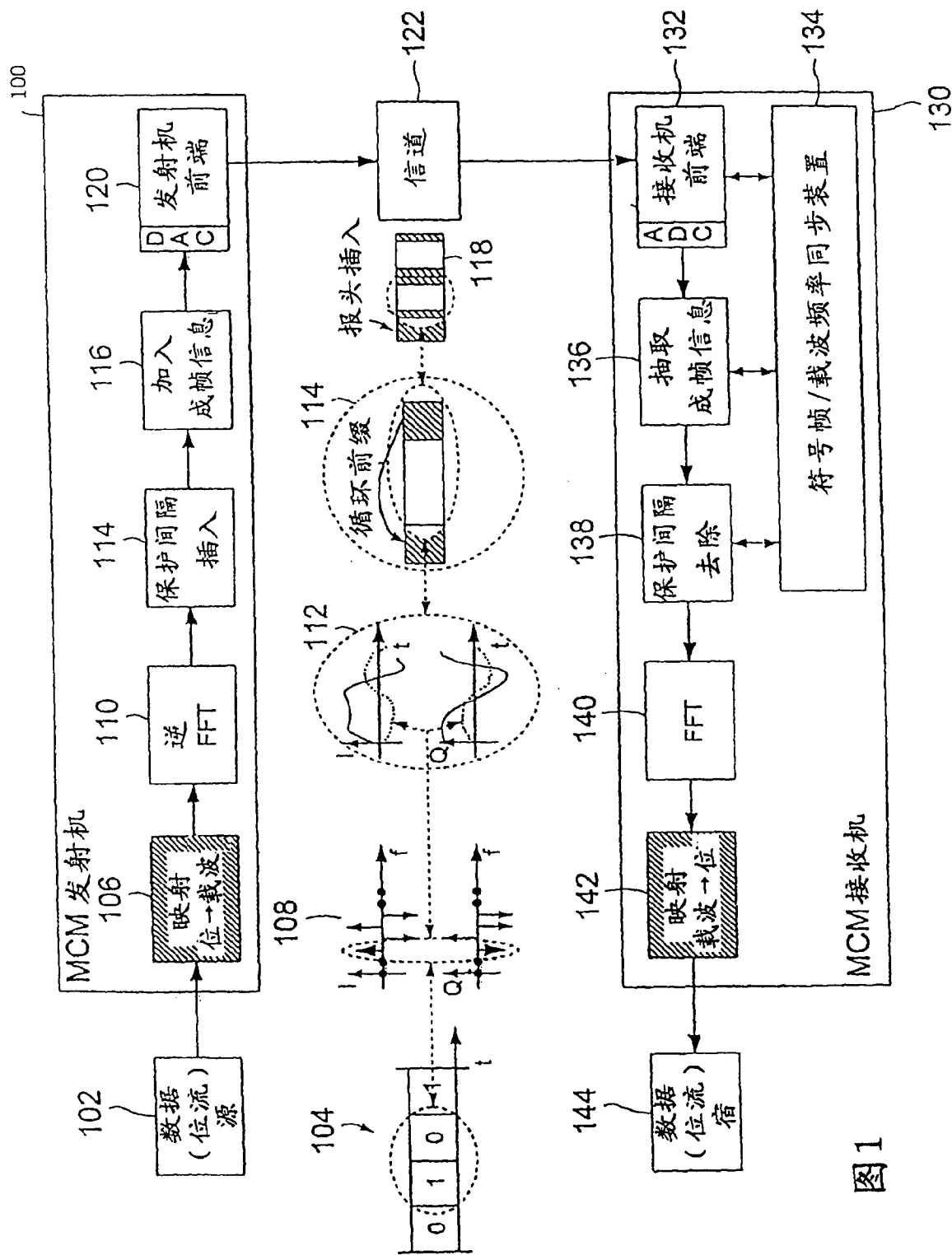


图1

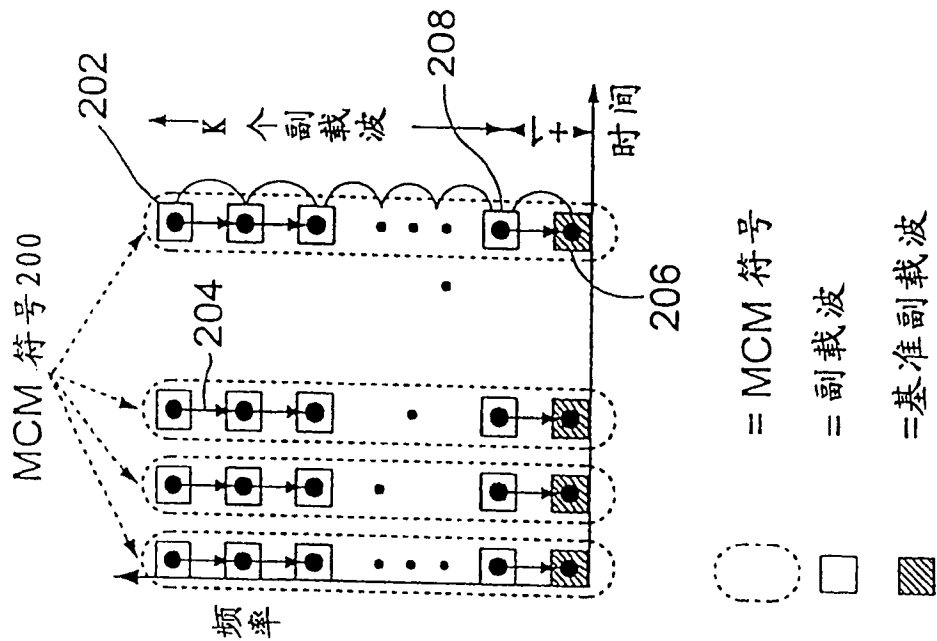


图 2B

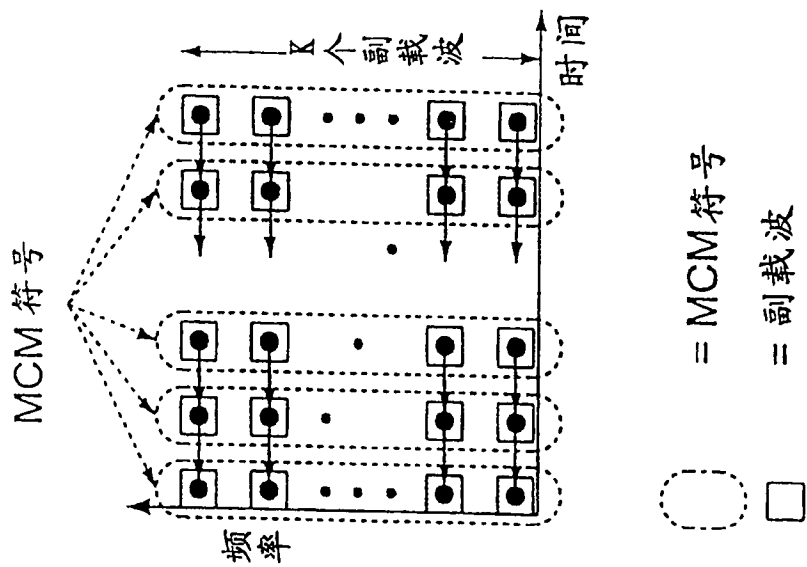


图 2A

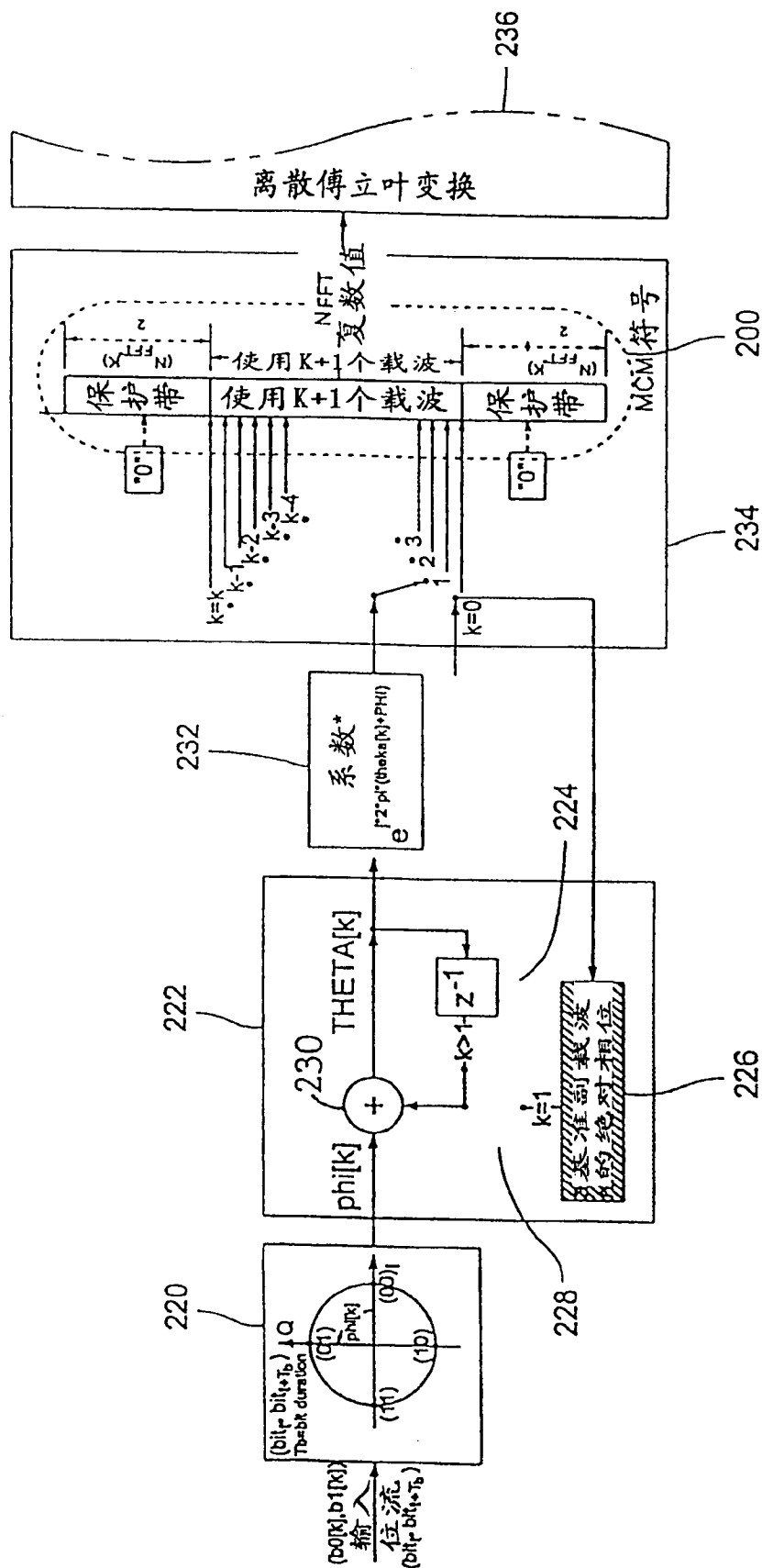


图 3

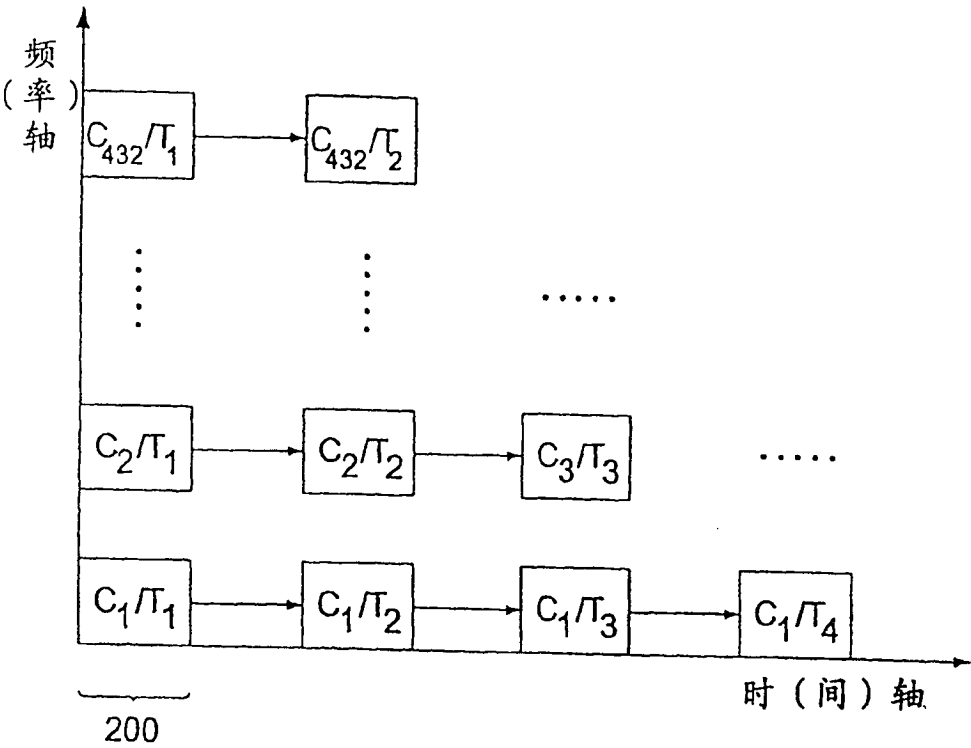


图 4

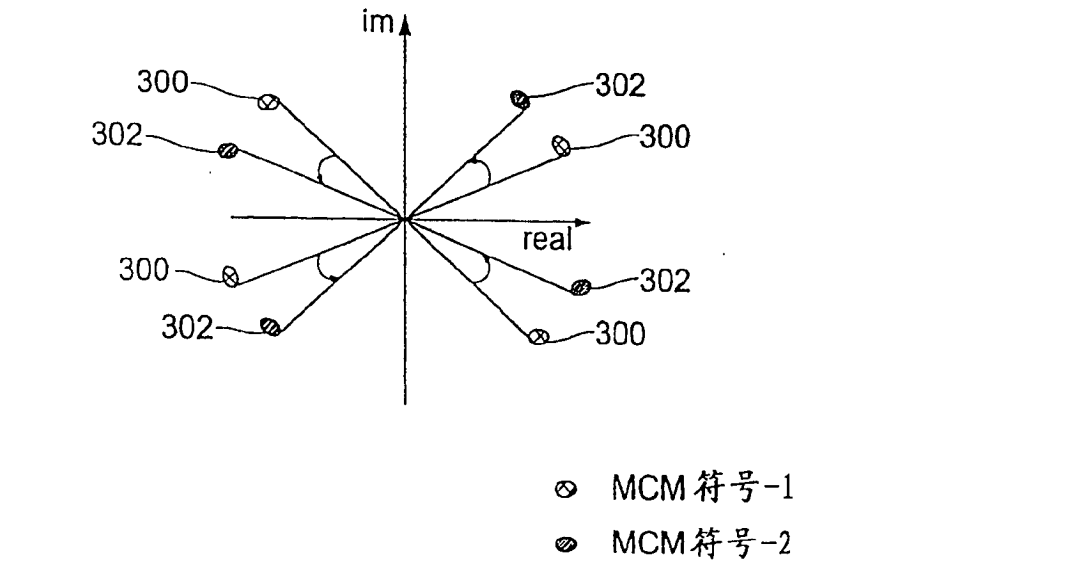


图 5

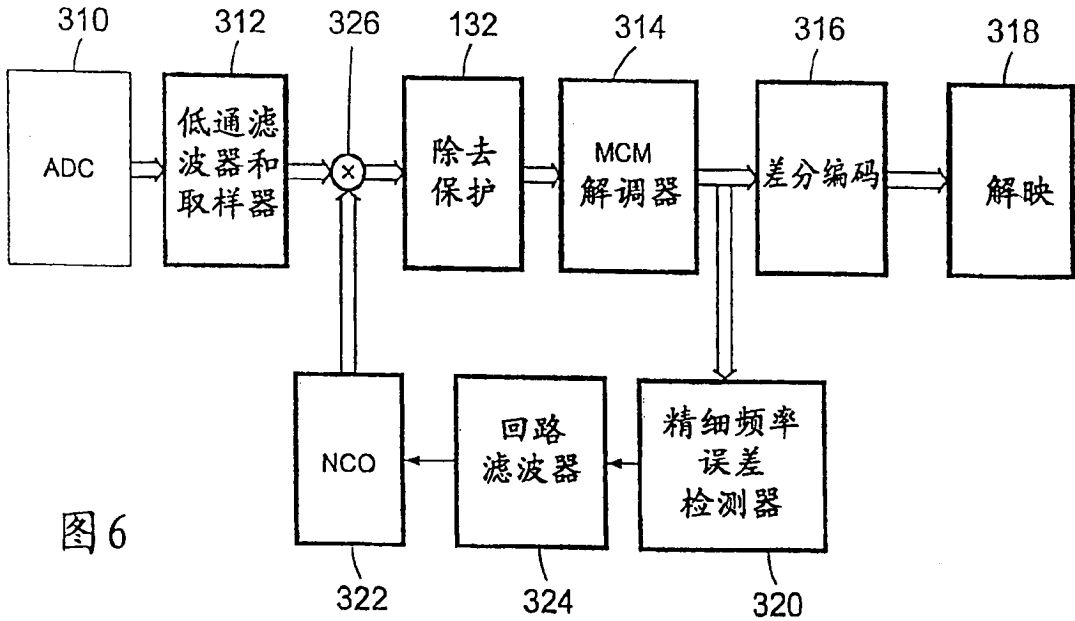


图 6

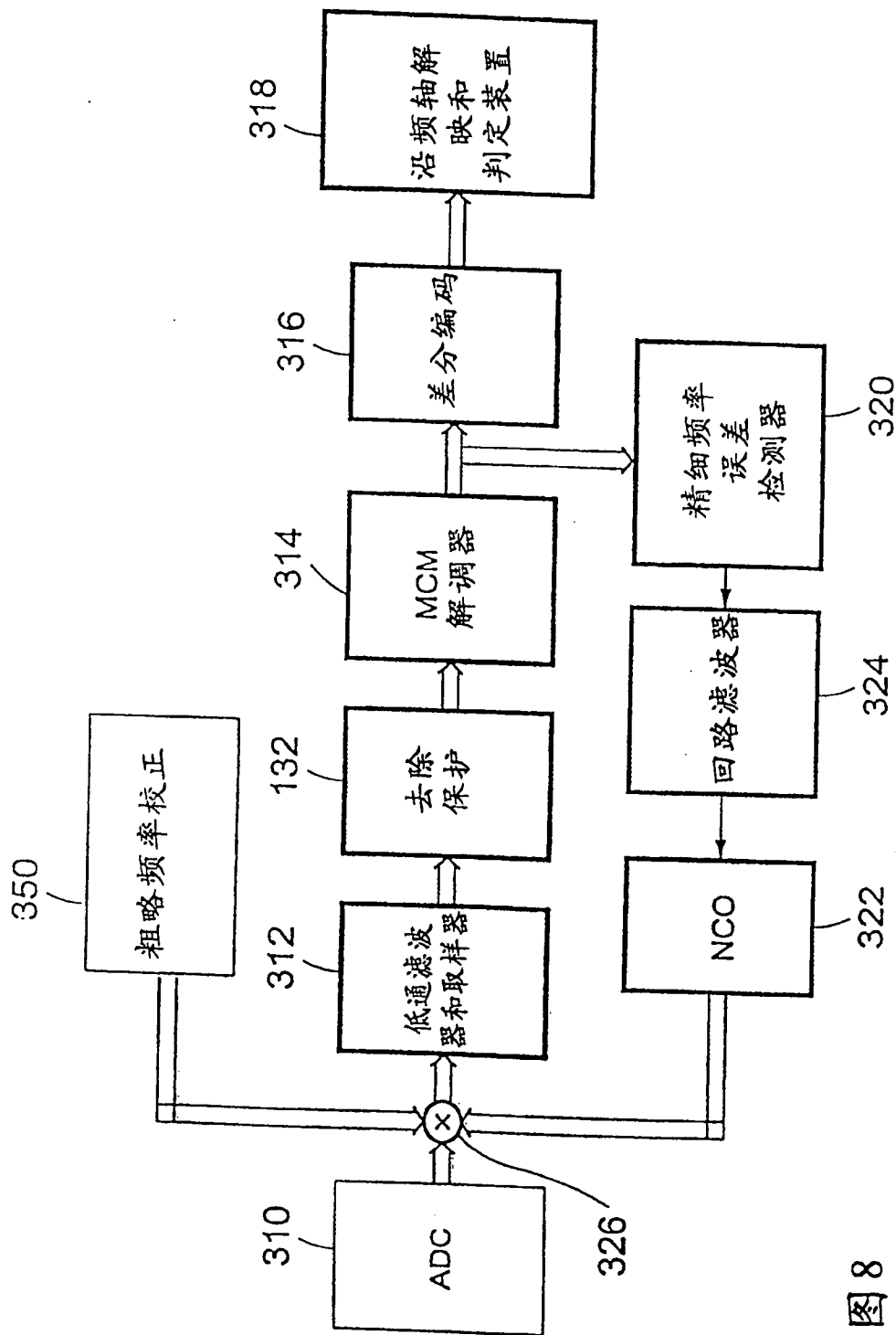


图8

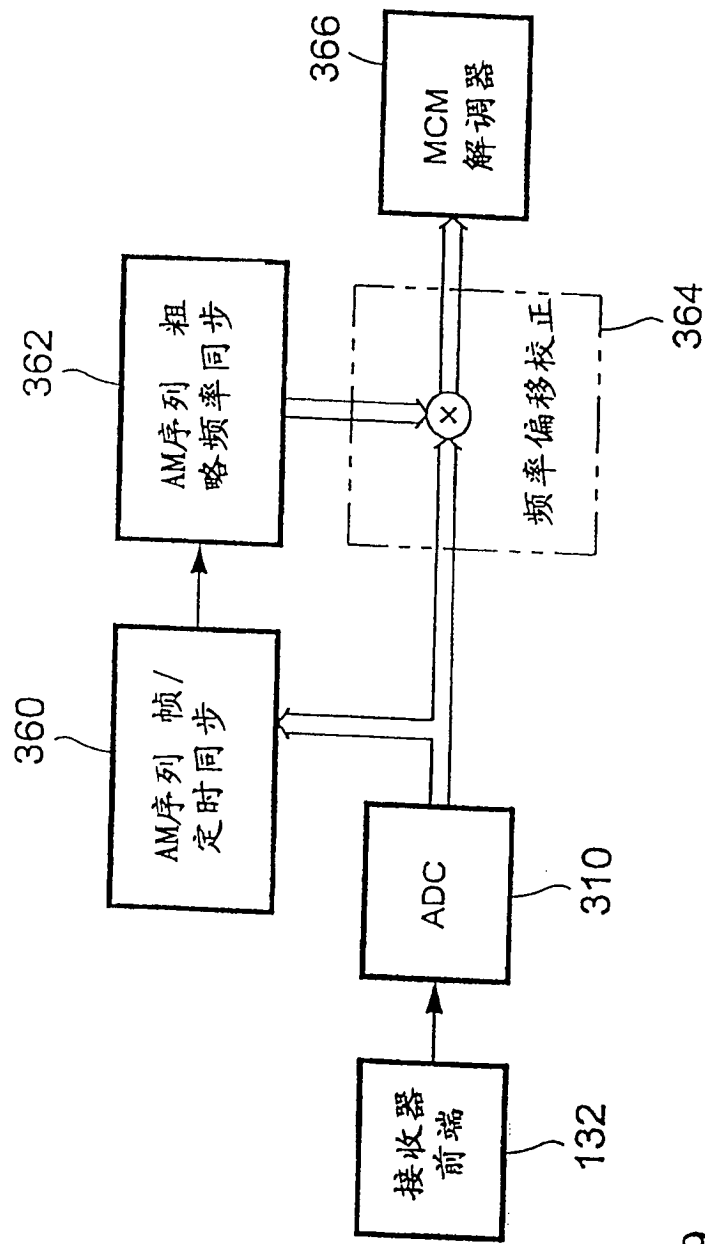


图 9

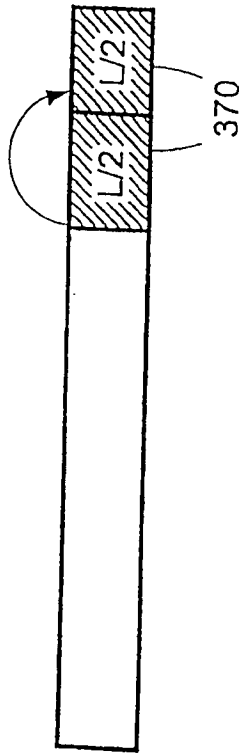


图10

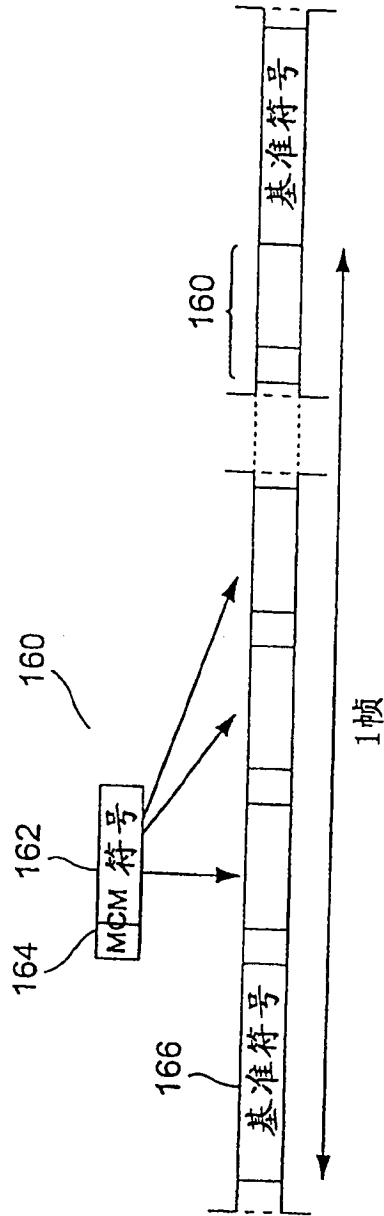


图11

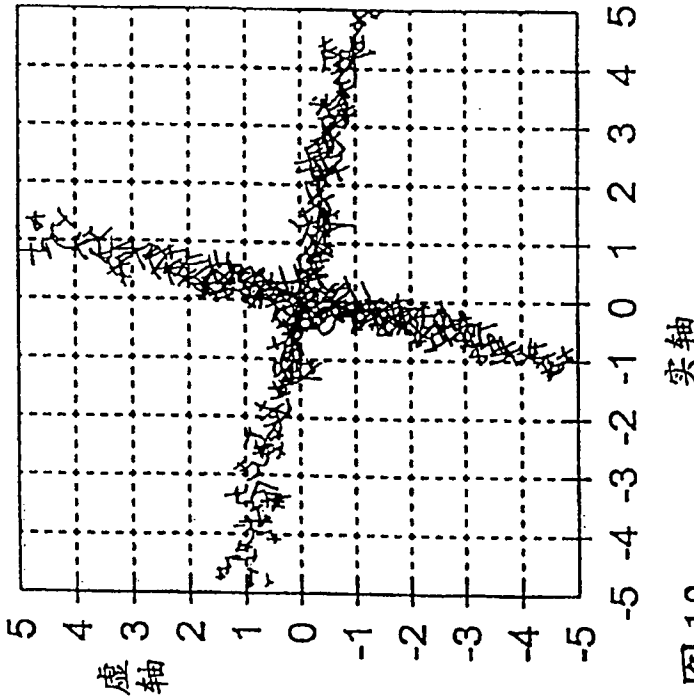
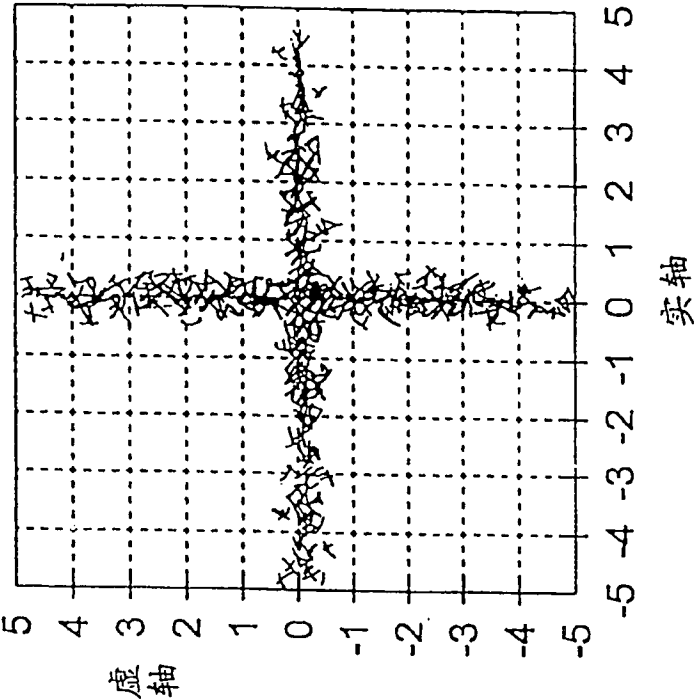


图12

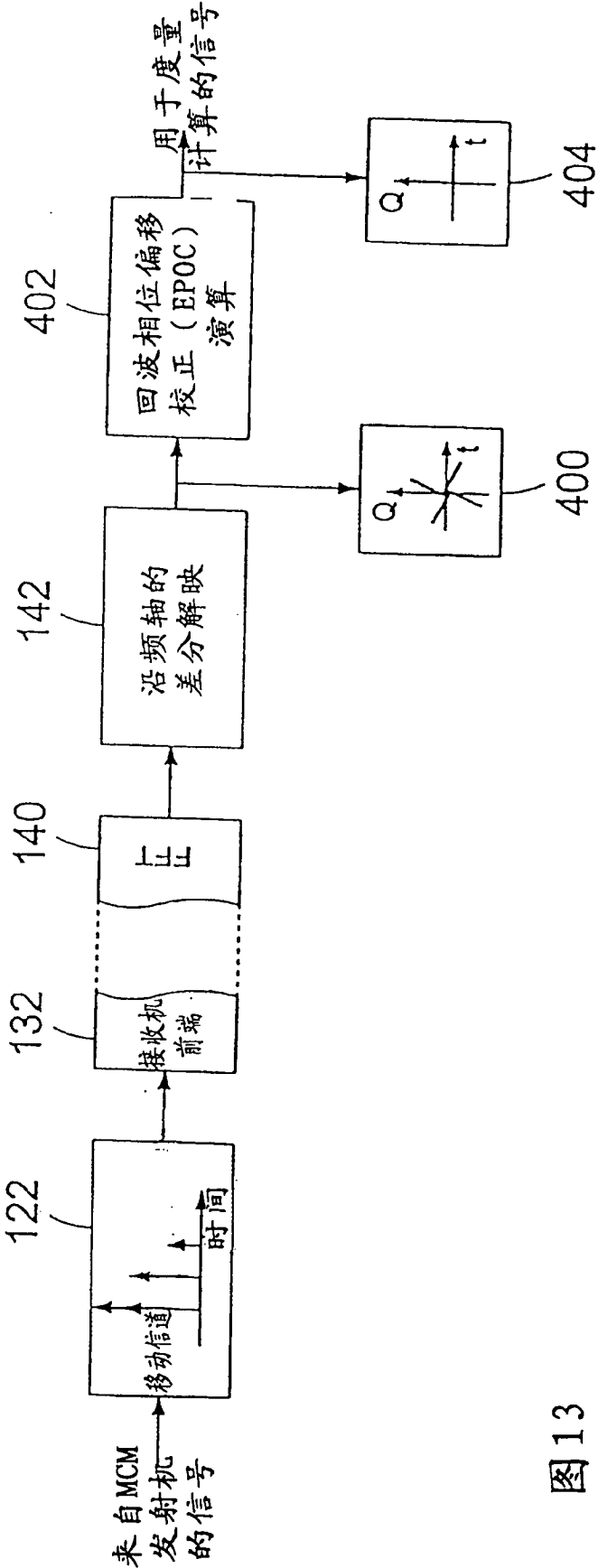


图13

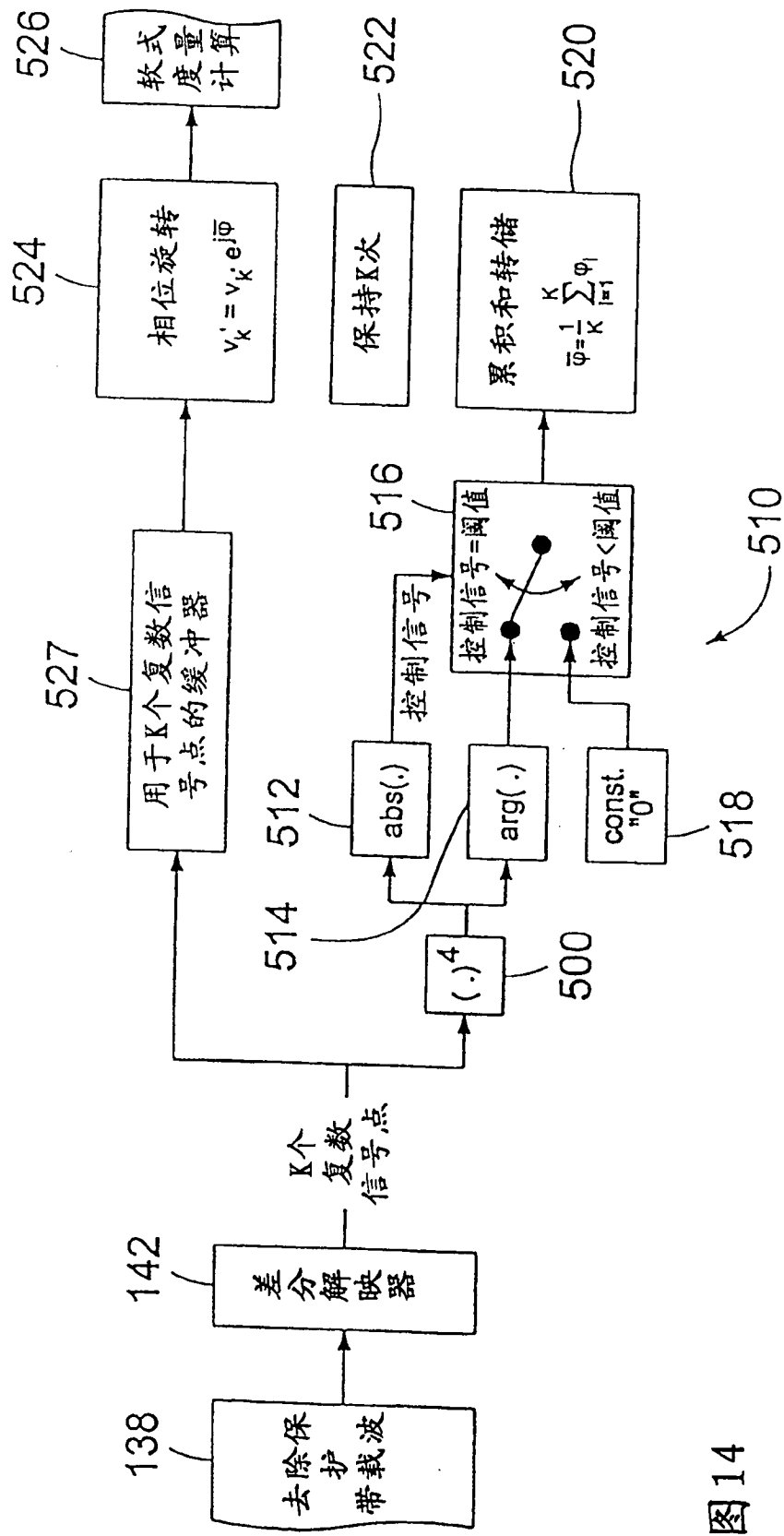


图14

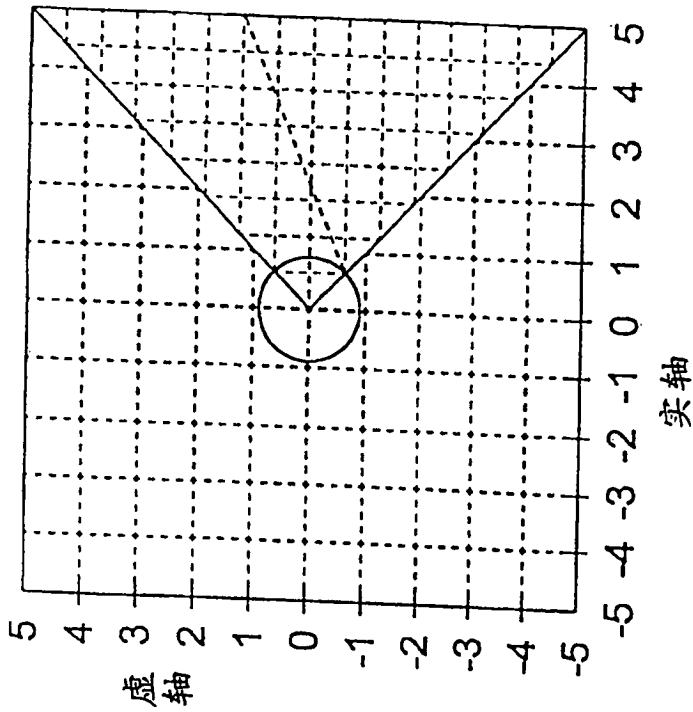
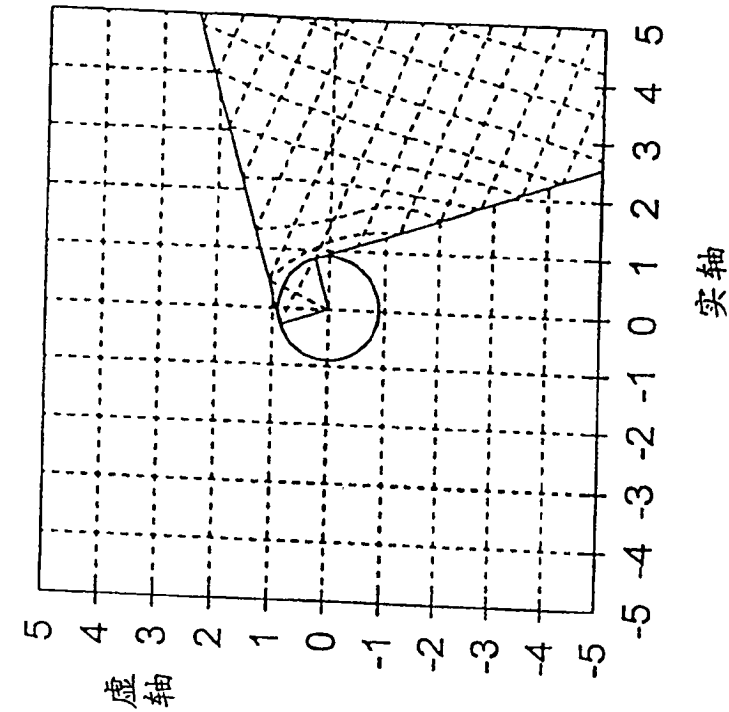


图15