



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1820440 B

(45) 授权公告日 2010. 10. 06

(21) 申请号 200580000681. 0

代理人 孙敬国 张惠萍

(22) 申请日 2005. 06. 30

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04J 11/00(2006. 01)

197567/2004 2004. 07. 05 JP

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

US 6064066 A, 2000. 05. 16, 全文.

2006. 02. 13

US 5134635 A, 1992. 07. 28, 全文.

(86) PCT申请的申请数据

CN 1319299 C, 全文.

PCT/JP2005/012024 2005. 06. 30

审查员 刘佳

(87) PCT申请的公布数据

W02006/003964 JA 2006. 01. 12

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府

(72) 发明人 谷口友彦

(74) 专利代理机构 上海市华诚律师事务所

31210

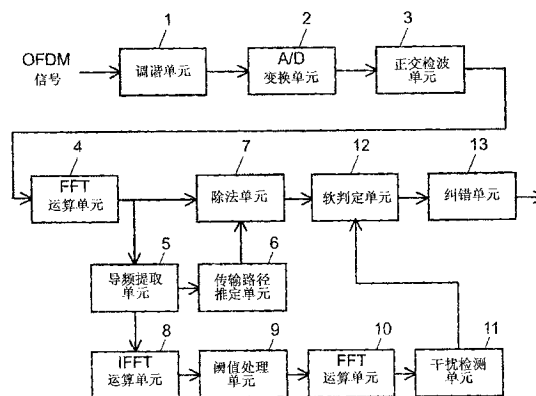
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 13 页

(54) 发明名称

干扰信号检测装置及使用该检测装置的 OFDM 接收装置

(57) 摘要

本发明披露一种检测干扰信号并能够提高对包括干扰在内的信号的纠错能力的干扰信号检测装置,以及能够提高对包括干扰在内的信号的接收能力的 OFDM 接收装置。该干扰信号检测装置和 OFDM 接收装置其 IFFT 运算单元对根据导频信号算出的传输路径特性进行 IFFT 运算。阈值处理单元在作为 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号高于阈值时将数值置换为“0”。FFT 运算单元对阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号。干扰检测单元设法在时间方向和频率方向上对从 FFT 运算单元得到的频率轴的信号作内插处理,并算出 OFDM 信号频带中相加的干扰信号。



1. 一种干扰信号检测装置,其特征在于,用所分配的信息信号对在传输频段内具有互相正交频率关系的多个载波进行调制,对于用所述信息信号调制后的多个载波接收周期性插有已知导频信号的 OFDM 传输信号,检测所接收到的信号中所含的干扰信号,所述干扰信号检测装置包括:

对根据导频信号算出的传输路径特性进行 IFFT 运算的 IFFT 运算单元;

将作为所述 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较、在所述时间轴的信号高于所述阈值时将数值置换为零的阈值处理单元;

对所述阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号的 FFT 运算单元;以及

在时间方向和频率方向上对从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号作内插处理、算出 OFDM 信号频带中相加的干扰信号的干扰检测单元。

2. 如权利要求 1 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

对根据所述导频信号算出的传输路径特性实施乘以窗函数的运算的窗口单元;以及对从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号乘以所述窗口单元中所乘的窗函数的倒数的逆向窗口单元。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

算出从所述干扰检测单元得到的频率方向的干扰信号的信息的平均值作为所接收到的整个信号频带的信号质量的信号质量运算单元。

4. 一种干扰信号检测装置,其特征在于,用所分配的信息信号对在传输频段内具有互相正交频率关系的多个载波进行调制,对于用所述信息信号调制后的多个载波接收周期性插有已知导频信号的 OFDM 传输信号,检测所接收到的信号中所含的干扰信号,所述干扰信号检测装置包括:

对根据导频信号算出的传输路径特性进行 IFFT 运算的 IFFT 运算单元;

将作为所述 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较、在所述时间轴的信号低于所述阈值时将数值置换为零的阈值处理单元;

对所述阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号的 FFT 运算单元;

从根据所述导频信号算出的传输路径特性的信号当中减去从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号减法处理单元;以及

在时间方向和频率方向上对从所述减法处理得到的信号作内插处理,算出 OFDM 信号频带中相加的干扰信号的干扰检测单元。

5. 如权利要求 4 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

对根据所述导频信号算出的传输路径特性实施乘以窗函数的运算的窗口单元;以及对从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号乘以所述窗口单元中所乘的窗函数的倒数的逆向窗口单元。

6. 如权利要求 4 或 5 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

算出从所述干扰检测单元得到的频率方向的干扰信号的信息的平均值作为所接收到的整个信号频带的信号质量的信号质量运算单元。

7. 一种干扰信号检测装置,其特征在于,用所分配的信息信号对在传输频段内具有互

相正交频率关系的多个载波进行调制,对于用所述信息信号调制后的多个载波接收周期性插有已知导频信号的 OFDM 传输信号,检测所接收到的信号中所含的干扰信号,所述干扰信号检测装置包括:

获取根据导频信号算出的传输路径特性、基于所述导频信号的配置规则在时间方向和频率方向上对根据所述导频信号算出的传输路径特性进行内插处理的传输路径推定单元;

对从所述传输路径推定单元得到的表示全部 OFDM 载波的传输路径特性的信号进行 IFFT 运算的 IFFT 运算单元;

将作为所述 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较,在所述时间轴的信号高于所述阈值时将数值置换为零的阈值处理单元;以及

通过对所述阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号来算出干扰信号的 FFT 运算单元。

8. 如权利要求 7 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

对所述传输路径推定单元所算出的传输路径特性实施乘以窗函数的运算的窗口单元;以及对从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号乘以所述窗口单元中所乘的窗函数的倒数的逆向窗口单元。

9. 如权利要求 7 或 8 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

算出从所述 FFT 运算单元得到的频率方向的干扰信号的信息的平均值作为所接收到的整个信号频带的信号质量的信号质量运算单元。

10. 一种干扰信号检测装置,其特征在于,用所分配的信息信号对在传输频段内具有互相正交频率关系的多个载波进行调制,对于用所述信息信号调制后的多个载波接收周期性插有已知导频信号的 OFDM 传输信号,检测所接收到的信号中所含的干扰信号,所述干扰信号检测装置包括:

获取根据导频信号算出的传输路径特性、基于所述导频信号的配置规则在时间方向和频率方向上对根据所述导频信号算出的传输路径特性进行内插处理的传输路径推定单元;

对从所述传输路径推定单元得到的表示全部 OFDM 载波的传输路径特性的信号进行 IFFT 运算的 IFFT 运算单元;

将作为所述 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较,在所述时间轴的信号低于所述阈值时将数值置换为零的阈值处理单元;

对所述阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号信号的 FFT 运算单元;以及

通过从根据所述导频信号所算出的传输路径特性的信号当中减去从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号来算出干扰信号的减法处理单元。

11. 如权利要求 10 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

对所述传输路径推定单元所算出的传输路径特性实施乘以窗函数的运算的窗口单元;以及对从所述 FFT 运算单元得到的频率轴的信号乘以所述窗口单元中所乘的窗函数的倒数的逆向窗口单元。

12. 如权利要求 10 或 11 所述的干扰信号检测装置,其特征在于,还包括:

算出从所述减法处理单元得到的频率方向的干扰信号的信息的平均值作为所接收到的整个信号频带的信号质量的信号质量运算单元。

13. 一种 OFDM 接收装置,其特征在於,包括:将接收信号变换为频域信号的接收信号 FFT 运算单元;从所述频域信号当中提取导频信号算出所述导频信号所在的载波的传输路径特性的导频提取单元;在时间方向和频率方向上对所述导频提取单元所算出的传输路径特性进行插补、算出全部 OFDM 载波的传输路径特性的推定值的传输路径特性推定单元;将所述接收信号 FFT 运算单元的输出除以所述传输路径特性的推定值的除法单元;根据发送信号点至接收信号点的距离算出似然度的软判定单元;以及利用所述似然度进行纠错的纠错单元,

还包括权利要求 1 或 4 所述的干扰信号检测装置,按照所述干扰信号检测装置所具有的干扰检测单元所算出的干扰信号,对由所述软判定单元所算出的所述似然度进行修正。

14. 一种 OFDM 接收装置,其特征在於,包括:将接收信号变换为频域信号的接收信号 FFT 运算单元;从所述频域信号当中提取导频信号算出所述导频信号所在的载波的传输路径特性的导频提取单元;将所述接收信号 FFT 运算单元的输出除以所述传输路径特性的推定值的除法单元;根据发送信号点至接收信号点的距离算出似然度的软判定单元;以及利用所述似然度进行纠错的纠错单元,

还包括权利要求 7 所述的干扰信号检测装置,按照所述干扰信号检测装置所具有的 FFT 运算单元所算出的干扰信号,对由所述软判定单元所算出的所述似然度进行修正。

15. 一种 OFDM 接收装置,其特征在於,包括:将接收信号变换为频域信号的接收信号 FFT 运算单元;从所述频域信号当中提取导频信号算出所述导频信号所在的载波的传输路径特性的导频提取单元;将所述接收信号 FFT 运算单元的输出除以所述传输路径特性的推定值的除法单元;根据发送信号点至接收信号点的距离算出似然度的软判定单元;以及利用所述似然度进行纠错的纠错单元,

还包括权利要求 10 所述的干扰信号检测装置,按照所述干扰信号检测装置所具有的减法处理单元所算出的干扰信号,对由所述软判定单元所算出的所述似然度进行修正。

干扰信号检测装置及使用该检测装置的 OFDM 接收装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种正交频分复用（下文记作 OFDM）传输方式的信号接收中检测干扰信号的干扰信号检测装置及使用该检测装置的 OFDM 接收装置，具体来说，涉及接收信号由于带有频率选择性的干扰信号的影响致使解调性能变差时对干扰信号的检测以及改进技术。

背景技术

[0002] 当前地面广播的数字化正在付诸实用。日本、欧洲采用 OFDM 传输方式作为地面数字电视广播方式。日本地面数字电视广播中 OFDM 传输方式筹划制定成为规范。上述规范在社团法人電波産業会标准规范“地面数字电视广播的传输方式, ARIB STD-B31 1.1 版”第 2 章第 8 页“ISDB-T 方式概要”中第 2~9 行有所披露。

[0003] 现说明与本发明相关的现有技术。OFDM 传输方式将数据分配给互相正交的多个载波进行调制解调。各载波可利用 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying 正交相移键控)、QAM (Quadrature Amplitude Modulation 正交调幅)、DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying 差分正交相移键控) 等调制方式进行调制。

[0004] 采用上述 QPSK、QAM 这种同步调制方式作为载波调制方式时, 发送信号中可插入导频信号。导频信号可在频率方向和时间方向上按一定间隔插入。OFDM 信号解调时用导频信号进行传输路径特性的运算。可以将根据该导频信号算出的传输路径特性在频率和时间方向上插补, 并得到相对于全部载波的基准信号。于是根据相对于基准信号的振幅差、相位差得到发送数据序列。接着对经过解调的数据序列进行纠错码处理。

[0005] 由此, 数字广播可获得与现有的模拟电视广播相比较为良好的接收质量。

[0006] 但由于广播电波的接收环境, 受所谓多径的反射波的影响, 有时会发生特定载波的信号电平的衰落。另外, 同频段存在模拟电视广播电波等干扰信号的情况下, 有时会受干扰信号的影响致使解调性能下降。插入导频信号的频率位置有时会发生强多径干扰所造成的信号电平衰落, 或有干扰信号存在。这种情况下, 尤其是成为解调时基准的传输路径特性有误推定发生, 因而与无多径干扰、无干扰信号的情况相比会使解调性能大大下降。

[0007] 为此, 所知的方法为检测传输信号所受到的干扰, 算出与所检测出的干扰量相对应的加权量, 对解调信号作加权处理进行软判定, 提高纠错单元的纠错能力。这一现有的构成披露于例如社团法人電子情報通信学会编、今井秀樹著的“码理论”、コロナ出版社、1990 年 1 月出版、第 2 章 - “码理论的基础概念”、2.4.3 节 - “白高斯通信路径的最似然解调”中的第 37~38 页。

[0008] 作为干扰信号的检测方法, 所知的有对经过解调的信号进行硬判定, 求出经过解调的信号和硬判定后的信号两者的差分, 在时间方向上对差分值进行积分求得并利用各载波的分散信息。上述现有的构成披露于例如日本特開 2001-44965 号公报。

[0009] 另外, 所知的方法还有求出导频信号的平均振幅和各导频信号的振幅两者间的误差, 检测有无与导频信号的频率一致的干扰。有干扰存在的情况下, 不使用受到干扰的导频

信号,将无干扰的前后导频信号经过插补的值替代用作导频信号。上述现有的构成披露于例如日本特開平 11-252040 号公报。

[0010] 如上所述,现有的干扰信号检测装置和 OFDM 接收装置中,从 OFDM 载波的分散信息当中检测频率选择性干扰,在纠错处理中加以利用。或者根据导频信号的误差信息将受到干扰信号影响的导频信号置换为不受干扰影响的、导频信号经过插补所获得的信号。利用上述方法来设法防止因干扰信号所造成的接收性能下降。

[0011] 但如日本特開 2001-44965 号公报所述的构成从经过解调的信号和硬判定后的信号两者间的差分检测干扰信号的情况下,有可能会计算同与发送点不同的信号变换点的解调信号差分。另外,为了减小误推定的影响而要伴随对一定时间所得到的数据的平均化处理,因而会难以求出瞬时的干扰信号量。

[0012] 另外,日本特開平 11-252040 号公报所述构成中,由于检测的是导频信号的平均振幅和各导频信号的振幅两者间的误差,所以会难以瞬时求出准确的干扰信号量。

发明内容

[0013] 本发明的干扰信号检测装置,就每个码元提取 OFDM 信号中周期性配置的导频信号,对给出根据导频信号所算出的传输路径特性的信号进行逆向快速傅里叶变换(下文记作 IFFT)运算,变换为时间轴的信号。对 IFFT 运算结果所得的时间轴信号设定阈值,其数值大于阈值的信号将其值置换为零(下文记作"0"),进行快速傅里叶变换(下文记作 FFT)运算,变换为频域信号。

[0014] 接着,算出 FFT 运算所得到的信号的振幅或功率之后,在时间方向和频率方向上进行内插处理。然后,就每个 OFDM 载波计算插补后所得到的信号作为 OFDM 信号频段内的干扰信号量。通过在 OFDM 信号软判定时使用干扰信号量的信息,从而可以检测干扰信号,并提高对包含干扰在内的信号的纠错能力。

[0015] 另外,有的以提高 OFDM 信号接收性能为目的,对信号进行在时间方向和频率方向上改变排列的交织处理。此时,可通过将对 OFDM 信号进行的交织处理也应用于所检测出的干扰信号,使数据在频率和时间上与干扰信息相关联。

[0016] 另外,本发明的干扰信号检测装置,除了干扰信息以外也可以将干扰信息在频率方向上的平均值作为整个 OFDM 信号频段所包含的干扰信号量加以利用。利用此构成,可进一步检测干扰信号,提高对包括干扰在内的信号的纠错能力。

[0017] 另外,本发明的干扰信号检测装置,也可以对 IFFT 运算之前瞬间和 FFT 运算之后瞬间的信号增加乘以窗函数的处理。通过引入窗函数,进一步对 IFFT 运算结果所得到的时间轴的信号进行阈值处理的情况下,能够拓宽阈值的设定范围。

[0018] 本发明的干扰信号检测装置包括:IFFT 运算单元、阈值处理单元、FFT 运算单元、减法处理单元(下文也简称为减法单元)、以及干扰检测单元。IFFT 运算单元对根据导频信号算出的传输路径特性进行 IFFT 运算。阈值处理单元将作为 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较,在时间轴的信号低于阈值时将数值置换为"0"。FFT 运算单元对阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号。减法处理单元从根据导频信号所算出的传输路径特性的信号当中减去从 FFT 运算单元得到的频率轴的信号。干扰检测单元在时间方向和频率方向上对减法处理得到的信号作内插处理,算

出 OFDM 信号频带中相加的干扰信号。

[0019] 可利用此构成,检测干扰信号,并提高对包括干扰在内的信号的纠错能力。

[0020] 本发明的干扰信号检测装置具有包括传输路径推定单元、IFFT 运算单元、阈值处理单元、以及 FFT 运算单元这种构成。传输路径推定单元得到根据导频信号算出的传输路径特性,基于导频信号的配置规则在时间方向和频率方向上对根据导频信号算出的传输路径特性进行内插处理。IFFT 运算单元对从传输路径推定单元得到的给出全部 OFDM 载波的传输路径特性的信号进行 IFFT 运算。阈值处理单元将作为 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较,在时间轴的信号高于阈值时将数值置换为"0"。FFT 运算单元通过对阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号来算出干扰信号。

[0021] 可利用此构成,检测干扰信号,并提高对包括干扰在内的信号的纠错能力。

[0022] 本发明的干扰信号检测装置具有包括传输路径推定单元、IFFT 运算单元、阈值处理单元、FFT 运算单元、以及减法处理单元这种构成。传输路径推定单元得到根据导频信号算出的传输路径特性,基于导频信号的配置规则在时间方向和频率方向上对根据导频信号算出的传输路径特性进行内插处理。IFFT 运算单元对从传输路径推定单元得到的给出全部 OFDM 载波的传输路径特性的信号进行 IFFT 运算。阈值处理单元将作为 IFFT 运算单元的 IFFT 运算结果得到的时间轴的信号与阈值比较,在时间轴的信号低于阈值时将数值置换为"0"。FFT 运算单元对阈值处理单元所处理的信号进行 FFT 运算变换为频率轴的信号。减法处理单元通过从根据导频信号所算出的传输路径特性的信号当中减去从 FFT 运算单元得到的频率轴的信号来算出干扰信号。

[0023] 可利用此构成,检测干扰信号,并提高对包括干扰在内的信号的纠错能力。

[0024] 本发明的 OFDM 接收装置包括:接收信号 FFT 运算单元(下文也简称为 FFT 运算单元)、导频提取单元、传输路径特性推定单元(下文也称为传输路径推定单元)、除法单元、软判定单元、纠错单元、以及上述某一个干扰信号检测装置。接收信号 FFT 运算单元将接收信号变换为频域信号。导频提取单元从频域信号当中提取导频信号算出导频信号所在的载波的传输路径特性。传输路径特性推定单元在时间方向和频率方向上对导频提取单元所算出的传输路径特性进行插补,算出全部 OFDM 载波的传输路径特性的推定值。除法单元将接收信号 FFT 运算单元的输出除以传输路径特性的推定值。软判定单元根据发送信号点至接收信号点的距离算出似然度。纠错单元利用似然度进行纠错。按照干扰信号检测装置所检测出的干扰信号对似然度进行修正。

[0025] 可利用此构成,提高对包括干扰在内的信号的接收能力。

附图说明

[0026] 图 1 为示出本发明第 1 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图;

[0027] 图 2 示出的为该实施例中频带大致中央部相加有干扰信号的 OFDM 信号;

[0028] 图 3 示出的为该实施例中从图 2 所示的 OFDM 信号当中提取的导频信号;

[0029] 图 4 示出的为该实施例中对图 3 所示的导频信号进行 IFFT 运算所得信号的振幅特性;

[0030] 图 5 示出的为该实施例中对图 4 所示的信号进行阈值处理后进行 FFT 运算所得信号的振幅特性。

[0031] 图 6 示出的为该实施例中得到干扰信息的 OFDM 载波和未得到干扰信息的 OFDM 载波；

[0032] 图 7 为示出本发明第 1 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置另一构成的框图；

[0033] 图 8 为示出本发明第 2 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图；

[0034] 图 9 为示出本发明第 3 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其部分构成的框图；

[0035] 图 10 示出的为该实施例中窗口单元所用的窗函数例；

[0036] 图 11A 示出的为该实施例中具有窗口处理所产生的 IFFT 运算结果；

[0037] 图 11B 示出的为该实施例中没有窗口处理所产生的 IFFT 运算结果；

[0038] 图 12 示出的为该实施例中逆向窗口单元的输出信号例；

[0039] 图 13 为示出本发明第 4 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其部分构成的框图；

[0040] 图 14 示出的为该实施例中减法单元处理前后的信号例；

[0041] 图 15 为示出本发明第 5 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图；

[0042] 图 16 为示出本发明第 5 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置另一构成的框图；

[0043] 图 17 为示出本发明第 6 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图；

[0044] 图 18 为示出本发明第 6 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置另一构成的框图。

[0045] 标号说明

[0046] 1 调谐单元、2A/D 变换单元、3 正交检波单元、4 FFT 运算单元（接收信号 FFT 运算单元）、5 导频提取单元、6 传输路径推定单元（传输路径特性推定单元）、7 除法单元、8, 20 IFFT 运算单元、9, 18 阈值处理单元、10, 21 FFT 运算单元、11 干扰检测单元、12, 41, 42 软判定单元、13 纠错单元、14 解交织单元、15 信号质量运算单元、16 窗口单元、17 逆向窗口单元、19 减法处理单元（减法单元）

具体实施方式

[0047] 下面参照附图说明本发明实施例。

[0048] （第 1 实施例）

[0049] 首先说明实现本发明干扰信号检测装置和 OFDM 接收装置的一例装置构成。图 1 为示出本发明第 1 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图。图 1 中，干扰信号检测装置包括：调谐单元 1、A/D 变换单元 2、正交检波单元 3、FFT 运算单元（接收信号 FFT 运算单元）4、导频提取单元 5、传输路径推定单元 6、除法单元 7、IFFT 运算

单元 8、阈值处理单元 9、FFT 运算单元 10、干扰检测单元 11、软判定单元 12、以及纠错单元 13。

[0050] 调谐单元 1 对所接收到的 OFDM 信号进行选台。A/D 变换单元 2 将调谐器所选台的信号变换为数字信号后输出。正交检波单元 3 对 OFDM 信号进行正交检波后输出。FFT 运算单元 4 将从正交检波单元 3 得到的信号变换为频域信号后输出。导频提取单元 5 提取周期性插入 OFDM 信号的导频信号。接着将所提取的导频信号与基准值相比较,算出导频信号所在的载波的传输路径特性后输出。传输路径推定单元 6 在时间方向和频率方向上对导频提取单元 5 所算出的导频信号所在的载波的传输路径特性进行插补,算出全部 OFDM 载波的传输路径特性的推定值后输出。除法单元 7 将 FFT 运算单元 4 变换为频域信号的信号除以传输路径推定单元 6 所推定的传输路径特性的推定值,并输出除法运算结果。

[0051] IFFT 运算单元 8 对导频提取单元 5 所算出的、给出传输路径特性的信号进行 IFFT 运算,变换为时域信号后输出。对 1 码元期间从导频提取单元 5 得到的信号进行 IFFT 运算。从导频提取单元 5 得到的信号在频率方向上离散且周期性配置有导频信号,所以比 OFDM 载波总数少。举例来说,日本地面数字广播方式中,导频信号在频率方向上每 12 路载波配置一次,输入 IFFT 运算单元 8 的信号总数为 OFDM 载波总数的 1/12。而且,日本地面数字广播方式中,为 OFDM 载波数最多的传输参数(称为方式 3,载波总数为 5617 路)这种情况下,每一码元的导频载波数为 468 路或 469 路。因此,IFFT 运算的点数在本实施例中设定为 512 点。但本发明其点数不限于 512 点。

[0052] 阈值处理单元 9 在从 IFFT 运算单元 8 得到的信号比预先设定的阈值大的情况下,置换为“0”后输出。而从 IFFT 运算单元 8 得到的信号属于比阈值小的数值的情况下按原样输出。另外,从 IFFT 运算单元得到的数值为复数的情况下,将矢量的大小与阈值相比较,在矢量的大小低于阈值的情况下,实部·虚部一起置换为“0”。

[0053] FFT 运算单元 10 对阈值处理单元 9 的输出进行 FFT 运算,变换为频域信号后输出。FFT 运算单元 10 中 FFT 运算的点数与 IFFT 运算单元 8 采取相同的数。

[0054] 这里用图 2~图 5 从导频提取单元 5 开始说明 IFFT 运算单元 8、阈值处理单元 9、FFT 运算单元 10 所处理的具体例。现以 OFDM 信号的载波总数为 5617 路、载波间隔约 1kHz、在频率方向上每 12 路载波配置一次导频信号的情况为例进行说明。

[0055] 图 2 为示出本实施例中受到干扰信号影响的信号其传输路径特性(振幅特性)的概念图。对于 OFDM 传输信号的整个频带相加一定量(按照 C/N 比约 15dB)的白噪声。干扰信号位于 OFDM 信号频带的大致中央部位。

[0056] 图 3 用 × 记号示出的为本实施例中根据图 2 的 OFDM 信号所含的导频信号求出的传输路径特性(振幅特性)。图 3 的特性相当于图 1 中导频提取单元 5 的输出。如图 3 所示,在干扰信号位置与导频信号位置重叠或相近的情况下,可根据导频信号的振幅特性检测出干扰信号的存在。

[0057] 图 4 示出的为对本实施例中图 3 的导频信号进行 IFFT 运算处理后的结果。纵轴为对数变换后的信号功率,横轴为按 IFFT 点示出的时间。图 4 的信号通常可称为延迟轮廓等名称,有时用来掌握信号的传输路径特性。这一构成在例如日本特开 2000-115087 号公报有所披露。IFFT 运算结果可得到 IFFT 点数(512 点)的复数信号,但运算结果在频率方向上具有对称性,所以图 4 中仅示出 256 点。另外,运算结果的峰值修正为 0dB 进行显示。

另外,阈值处理单元 10 所设定的阈值同时也示于图 4。

[0058] 阈值处理单元 10 在图 4 的信号功率值高于阈值的情况下,将该复数信号值置换为“0”。就阈值来说,算出例如 IFFT 运算结果的功率,对于功率的峰值设定为 -15dB 的功率值。另外,阈值也可以对于 IFFT 运算结果的矢量进行设定。可以利用以上的阈值处理变更对 OFDM 信号分量和干扰信号分量两者进行划分的电平。

[0059] 另外,上述说明中形成为对 IFFT 运算结果的峰值设定阈值,但 OFDM 信号的传输路径特性在整个频带范围内固定不变为基准电平的情况下也可以对于所得的运算结果值设定阈值。此时,OFDM 信号因延迟波而增强或减弱的情况下,不受功率峰值变动的的影响。

[0060] 下面图 5 示出阈值处理单元 9 对图 4 的信号进行阈值处理后由 FFT 运算单元 10 进行 FFT 运算后的结果。如图 5 所示,可通过算出 FFT 运算结果的矢量,来检测频带内的干扰信号、相加的白噪声的噪声量。另外,FFT 运算单元 10 和 IFFT 运算单元 8 的运算点数相同,所以 FFT 运算单元 10 输出信号的频率位置与导频提取单元 5 的输出信号相一致。

[0061] 下面说明干扰检测单元 11。干扰检测单元 11 在时间方向和频率方向上对从 FFT 运算单元 10 得到的信号进行内插处理。对从导频提取单元 5 得到的给出传输路径特性的信号进行处理得到 FFT 运算单元 10 的输出信号。因此,与导频信号同样,为频率方向和时间方向上的周期性信息。图 6 示出的为本实施例中 FFT 运算单元 10 所得到的干扰信号信息和 OFDM 传输信号的载波配置两者间的关系。图中横轴为频率轴(载波方向),纵轴为时间轴(码元方向)。图中的 × 记号为得到干扰信息的 OFDM 载波位置,而 ○ 记号则表示未得到干扰信息的 OFDM 载波位置。如前文所述,图 6 中得到干扰信息的 OFDM 载波位置与配置有导频信号的 OFDM 码元位置相同。通过对 × 记号位置的载波的干扰信息进行内插处理可得到 ○ 记号位置的载波的干扰信息。干扰信息的插补方法也可以在频率方向和时间方向上按直线进行插补,也可以利用具有适当分接数的滤波处理进行插补。另外,也可以以例如 5 ~ 10 码元期间这种固定不变的短期的码元期间使所得的干扰信息经过平均的数值作为干扰信号输出。

[0062] 软判定单元 12 利用从除法单元 7 得到的解调数据进行软判定,输出所得到的结果。这里,所谓的软判定系指算出接收信号点和发送信号点两者间的欧几里德距离,判断为欧几里德距离越小似然度越高这种方法。另外,也可以利用欧几里德距离以外的方法算出接收信号点和发送信号点两者间距离,将所得的距离作为似然度利用。

[0063] 此外,软判定单元 12 利用从干扰检测单元 11 得到的干扰信息来修正软判定结果。举例来说,对于干扰信息的大小设定阈值,对于超过阈值这种大干扰所在的载波进行修正使先前求出的似然度降低。另外,也可根据干扰信息的大小相应变更似然度的加权量。

[0064] 纠错单元 13 用从软判定单元 12 得到的对接收数据的软判定结果进行纠错处理。

[0065] 上面利用图 1 说明本发明第 1 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其装置构成例,但也可形成为图 7 这种构成。图 7 在具有解交织单元 14 方面不同于图 1。图 7 中对于与图 1 相同的构成用相同标号,说明从略。

[0066] 解交织单元 14 对实施过交织处理的接收信号进行解交织处理。交织处理系指以提高 OFDM 信号的接收特性为目的,在信号发送时按照一固定的规则替换数据在时间方向、频率方向上的排列这种处理。发送时进行过交织处理的情况下,在信号接收时需要基于信号还原这种处理,故将此称为解交织处理。

[0067] 解交织单元 14 对从除法单元 7 得到的解调数据将排列替换为发送侧进行交织处理之前的数据排列。此时,需要按照与数据的排列替换相同的规则对从干扰检测单元 11 得到的干扰信息进行排列替换。如上所述,可通过对解调数据和干扰信息进行解交织处理,来保持解调数据和干扰信息两者间的关系。解交织单元 14 输出的是解交织处理后的解调数据和解交织处理后的干扰信息。

[0068] 另外,对于干扰信息也可只替换频率方向的排列,不进行时间的替换。这时,最好经过与交织期间相对应的期间算出干扰信息的时间平均值。

[0069] 而且,图 1 中的软判定单元 12 尽管所用的是从干扰检测单元 11 得到的干扰信息,但图 7 中的软判定单元 41 其不同之处在于,对从解交织单元 14 得到的解调数据和干扰信息进行取得处理。

[0070] (第 2 实施例)

[0071] 现说明本发明第 2 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成。

[0072] 图 8 为示出本发明第 2 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图。图 8 中,干扰信号检测装置包括:调谐单元 1、A/D 变换单元 2、正交检波单元 3、FFT 运算单元 4、导频提取单元 5、传输路径推定单元 6、除法单元 7、IFFT 运算单元 8、阈值处理单元 9、FFT 运算单元 10、干扰检测单元 11、软判定单元 42、纠错单元 13、以及信号质量运算单元 15。图 8 中,对于与图 1 相同的构成用相同标号,说明从略。图 8 构成与图 1 不同之处在于,信号质量运算单元 15 与干扰检测单元 11 连接,软判定单元 42 对除法单元 7 的输出信号根据干扰检测单元 11 的输出信号和信号质量运算单元 15 的输出信号进行判定。

[0073] 现对信号质量运算单元 15 进行详细说明。

[0074] 信号质量运算单元 15 算出 OFDM 信号的信号质量。干扰检测单元 43 对多个 OFDM 载波分别算出信号中所包含的干扰信号信息。另一方面,信号质量运算单元 15 对从干扰检测单元 11 得到的干扰信号信息算出频率方向的平均值,算出所接收的信号整个频带的信号质量。将每 1 码元或一固定的码元期间的平均值设定为信号质量。

[0075] 软判定单元 42 可以根据从干扰检测单元 11 得到的频率方向的干扰信息、以及从信号质量运算单元 15 得到的时间方向的干扰信息,进行软判定。

[0076] 另外,本实施例中尽管说明的是软判定单元 42 使用从信号质量运算单元 15 得到的信号质量信息的情况,但也可用于其它目的。举例来说,可考虑用于监测等以作为接收广播时确定天线设置方向用的指标。

[0077] (第 3 实施例)

[0078] 现说明本发明第 3 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置。

[0079] 图 9 为示出本发明第 3 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其部分构成的框图。图 9 中的构成对图 1 构成中的导频提取单元 5 以后的 IFFT 运算单元 8、阈值处理单元 9、FFT 运算单元 10、干扰检测单元 11 为止的构成增加窗口单元 16 和逆向窗口单元 17。现对窗口单元 16 和逆向窗口单元 17 作详细说明。

[0080] 窗口单元 16 对进行 IFFT 运算的信号进行窗口处理,本实施例的构成中,得到导频信号,对导频信号进行窗口处理。现对窗口处理进行说明。图 10 示出的为本实施例中加窗口时所用的窗函数的形状,横轴为 IFFT 点所示的频率,纵轴为以峰值为 1 经过归一化处理

的振幅值。图 10 作为示例示出称为哈宁窗的窗函数。窗函数其频率方向上具有与窗口单元 16 后级的 IFFT 运算单元的点数相同的数值,中心具有 1.0 这种数值,随着离开中心渐渐接近 0.0。

[0081] 本实施例构成中,对以复数形式得到的导频信号乘上窗函数值(实数值)。导频信号总数相对于 IFFT 运算或 FFT 运算点数较少的情况下,对不足的部分实部和虚部均补充为“0”数值。而且,导频信号总数相对于 IFFT 运算或 FFT 运算点数较少的情况下,设法使窗函数的中心(具有 1.0 数值)在频率方向上排列时与大致中心位置的导频信号相乘。由此可以使位于最低频率的载波位置的导频信号和位于最高频率的载波位置的导频信号分别相乘的窗函数值为基本相同值。

[0082] 另外,图 10 中尽管以哈宁窗为例示出,也可以采用具有其它形状的窗函数。

[0083] 图 11A 和图 11B 示出本实施例中 IFFT 运算单元 8 将从受到多径干扰的 OFDM 信号当中提取的导频信号变换为时域信号的输出信号。图 11A 为进行窗口单元 16 处理的情形,而图 11B 为不进行窗口单元 16 处理的情形。各图的纵轴为经过对数变换的功率值,横轴为用 IFFT 点所示的时间。可知道有 IFFT 运算单元 8 输出值的副瓣其宽度随窗口单元 16 变窄这种效果。可利用窗口单元 16 将阈值处理单元 9 所设定的阈值设定得较低。另外,在无窗口单元 16 的情况下,IFFT 运算单元输出在低于约 -20dB 的区域具有宽度,所以与阈值重叠。

[0084] 下面说明逆向窗口单元 17。逆向窗口单元 17 对 FFT 运算单元 10 所输出的信号乘以逆向窗函数后输出。逆向窗口单元 17 所乘的所述逆向窗函数,为窗口单元 16 所用的窗函数的倒数。

[0085] 图 12 示出的为本实施例中逆向窗口单元 17 的输出信号例。与第 1 实施例的图 5 情况同样,本实施例中的 OFDM 信号在 OFDM 传输信号频带大致中央处与干扰信号相加,而整个频带内与白噪声相加。阈值处理单元 9 所设定的阈值与 IFFT 运算单元 8 的运算结果其峰值相比较为 -24dB。图 12 示出的为对每一频率算出从逆窗口单元 17 得到的信号其振幅。如图 12 所示,可检测出频带内的干扰信号、所相加的白噪声的噪声量。

[0086] 另外,对于本构成结果所得到的干扰信息的利用方法而言,与第 1 实施例或第 2 实施例相同故而省略。

[0087] (第 4 实施例)

[0088] 现说明本发明第 4 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置。图 13 为示出本发明第 4 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其部分构成的框图。图 13 中,对于与图 9 相同的构成用相同标号,说明从略。图 13 构成与图 9 相比,在阈值处理单元 18、减法单元 19、以及信号质量运算单元 15 方面有所不同。现对阈值处理单元 18 和减法单元 19 作详细说明。信号质量运算单元 15 其构成与图 8 中的信号质量运算单元 15 相同。

[0089] 图 1、图 7、图 8 以及图 9 的阈值处理单元 9 将 IFFT 运算单元 8 的运算结果与阈值相比较,将大于阈值的数值置换为“0”。相反,阈值处理单元 18 得到 IFFT 运算单元 8 的运算结果,在从 IFFT 运算单元 8 得到的数值小于预先设定的阈值时作为“0”输出。数值大于阈值时则按原样输出。另外,从 IFFT 运算单元 8 得到的数值为复数的情况下,将矢量的大小与阈值相比较。

[0090] 减法单元 19 得到逆向窗口单元 17 的输出和导频信号。接着,从导频信号当中减去从逆向窗口单元 17 得到的信号。减法单元 19 对以复数形式得到的导频信号和以复数形式得到的逆向窗口单元的输出信号处于相同频率位置的信号彼此进行减法处理后输出。

[0091] 图 14 示出的为本实施例中窗口单元 16 和减法单元 19 得到的导频信号、减法单元 19 得到的信号、以及减法单元 19 的输出例。各信号如前文所述,各信号以复数形式输出,但为了便于说明,对每一频率分量算出振幅值并示出。

[0092] 图 14 中用的信号将多径干扰与 OFDM 信号相加的同时,还将干扰信号与频带大致中央部位相加。另外,在整个频带内相加有白噪声。可以根据图 14 中减法单元 19 输出值的振幅信息检测出与 OFDM 信号相加的干扰信号等噪声的频率信息。

[0093] 另外,对于本构成结果所得到的干扰信息的利用方法而言,与第 1 实施例或第 2 实施例相同故而省略。

[0094] (第 5 实施例)

[0095] 现说明本发明第 5 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置。图 15 为示出本发明第 5 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图。图 15 中,对于与图 1 相同的构成用相同标号,说明从略。图 15 构成与图 1 相比,在软判定单元 42、IFFT 运算单元 20、FFT 运算单元 21、以及信号质量运算单元 15 方面有所不同。软判定单元 42 尽管其构成与图 8 中的软判定单元 42 相同,但不同之处在于输入信号之一来自于 FFT 运算单元 21。信号质量运算单元 15 其构成与图 8 中的信号质量运算单元 15 相同。

[0096] IFFT 运算单元 20 从传输路径推定单元 6 得到传输路径特性的信息。第 1 实施例至第 4 实施例构成中的 IFFT 运算单元 8 从导频提取单元 5 得到 OFDM 信号的 1 码元期间所含的导频信号路数这一数目的信号。另一方面,本实施例的 IFFT 运算单元 20 从传输路径推定单元 6 得到给出 1 码元数量的传输路径特性的信号。IFFT 运算单元 20 从传输路径推定单元 6 得到的信号与除法单元 7 从传输路径推定单元 6 得到的信号相同。举例来说,与第 1 实施例说明时的例子相同,为 OFDM 载波数最多的传输参数(称为方式 3,载波总数为 5617)情况下,IFFT 运算的点数 8192 点。另外,本实施例中,FFT 运算单元 21 所需的运算点数也可与 FFT 运算单元 4 的点数相同,使 FFT 运算单元 21 与 FFT 运算单元 4 共同。

[0097] 阈值处理单元 9 进行与第 1 实施例至第 3 实施例构成说明相同的处理。但 IFFT 运算单元 20 的运算点数增加,所以 1 码元期间所处理的信号其点数也增加。

[0098] FFT 运算单元 21 对从阈值处理单元 9 得到的信号进行其运算点数与 IFFT 运算单元 20 相同的 FFT 运算后输出。第 1 实施例至第 3 实施例构成中的 FFT 运算单元 10 的输出为在频率和时间方向上离散的数值,所以需要干扰检测单元 11 的内插处理,但本实施例构成中,可获得对于全部 OFDM 载波的干扰信息,因而不需要进行插补。

[0099] 可以算出从 FFT 运算单元 21 得到的数值按时间方向、例如 5 ~ 10 码元期间这种固定的短期码元期间的平均值,作为干扰信号输出至软判定单元 42。

[0100] 本实施例中,根据经过内插处理的传输路径特性算出干扰信息,因而与第 1 实施例至第 3 实施例构成相比可算出精度更高的干扰信息。另外,图 16 为示出本实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的另一框图。如图 16 所示,也可形成为增加窗口单元 16、逆向窗口单元 17 这种构成。所用的窗函数其点数随 IFFT 运算和 FFT 运算的点数而增加,但所得到的效果与第 3 实施例相同。此外与图 15 不同之处在于,输入至软

判定单元 42 的输入信号来自于逆向窗口单元 17。

[0101] (第 6 实施例)

[0102] 现说明本发明第 6 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置。图 17 为示出本发明第 6 实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的框图。图 17 中,对于与图 15 相同的构成用相同标号,说明从略。图 17 构成与图 15 中构成相比,在阈值处理单元 18 和减法单元 19 方面有所不同。阈值处理单元 18 和减法单元 19 其构成与图 13 中的阈值处理单元 18 和减法单元 19 相同。

[0103] IFFT 运算单元 20 从传输路径推定单元 6 得到给出 1 码元数量的传输路径特性的信号。阈值处理单元 18 得到 IFFT 运算单元 20 的运算结果,从 IFFT 运算单元 20 得到的数值小于预先设定的阈值时作为“0”输出。数值大于阈值时按原样输出。阈值处理单元 18 进行与第 4 实施例构成的说明相同的处理。但 IFFT 运算单元 20 的运算点数增加,所以 1 码元期间所处理的信号其点数也增加。

[0104] FFT 运算单元 21 对从阈值处理单元 18 得到的信号进行其运算点数与 IFFT 运算单元 20 相同的 FFT 运算后输出。第 4 实施例构成中的 FFT 运算单元 10 的输出为在频率和时间方向上离散的数值,所以需要干扰检测单元 11 的内插处理,但本实施例构成中,可获得对于全部 OFDM 载波的干扰信息,因而不需要进行插补。

[0105] 减法单元 19 得到 FFT 运算单元 21 的输出和传输路径推定单元 6 的输出信号。接着,从传输路径推定单元 6 的输出信号当中减去从 FFT 运算单元 21 得到的信号。减法单元 19 对以复数形式得到的传输路径推定单元 6 的输出信号和以复数形式得到的 FFT 运算单元 21 的输出信号处于相同频率位置的信号彼此进行减法处理后输出。

[0106] 可以算出从减法单元 19 得到的数值按时间方向、例如 5 ~ 10 码元期间这种固定的短期码元期间的平均值,作为干扰信号输出至软判定单元 42。

[0107] 本实施例中,根据经过内插处理的传输路径特性算出干扰信息,因而与第 4 实施例构成相比可算出精度更高的干扰信息。另外,图 18 为示出本实施例中包括干扰信号检测装置在内的 OFDM 接收装置其构成的另一框图。如图 18 所示,也可形成为增加窗口单元 16、逆向窗口单元 17 这种构成。所用的窗函数其点数随 IFFT 运算和 FFT 运算的点数而增加,但所得到的效果与第 4 实施例相同。

[0108] (工业实用性)

[0109] 综上所述,本发明的干扰信号检测装置及 OFDM 接收装置,可高精度检测 OFDM 信号频带内存在的干扰信号量。尤其是可按码元为单位进行处理,所以可以防止干扰信号量的误推定,不需要对一定时间内所得到的干扰信号作平均化处理。由此,在对相加过随时间变化的干扰信号的 OFDM 信号解调时,可改进接收性能,作为正交频分复用传输方式的接收设备相当有用。

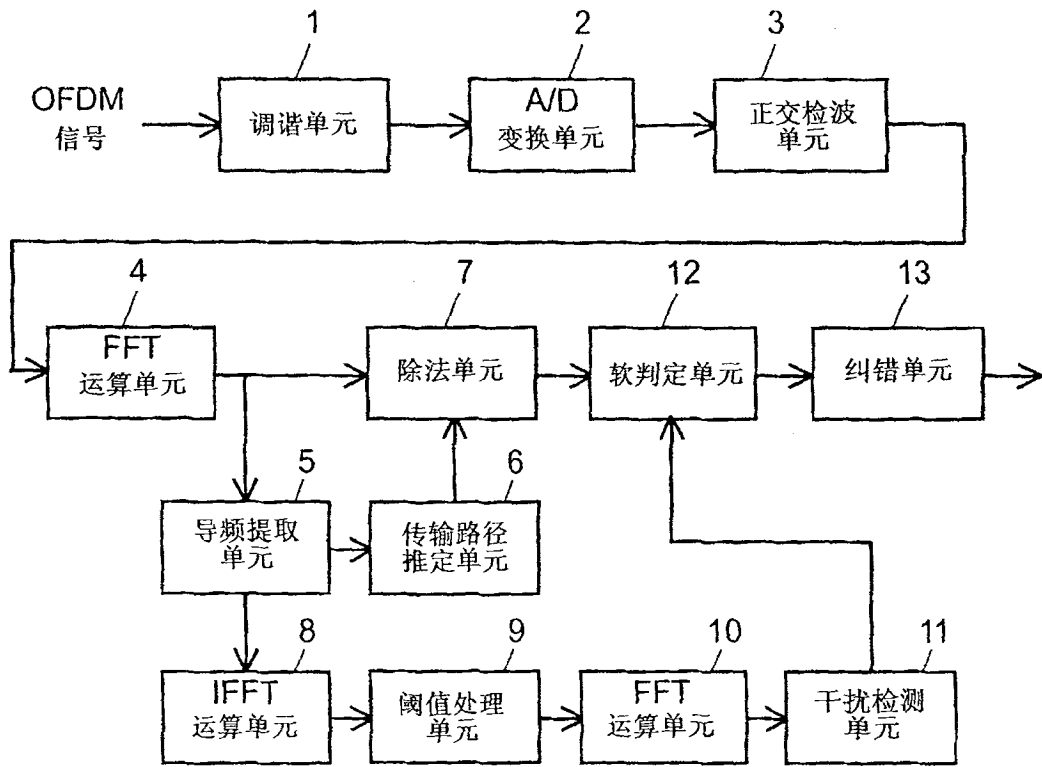


图 1

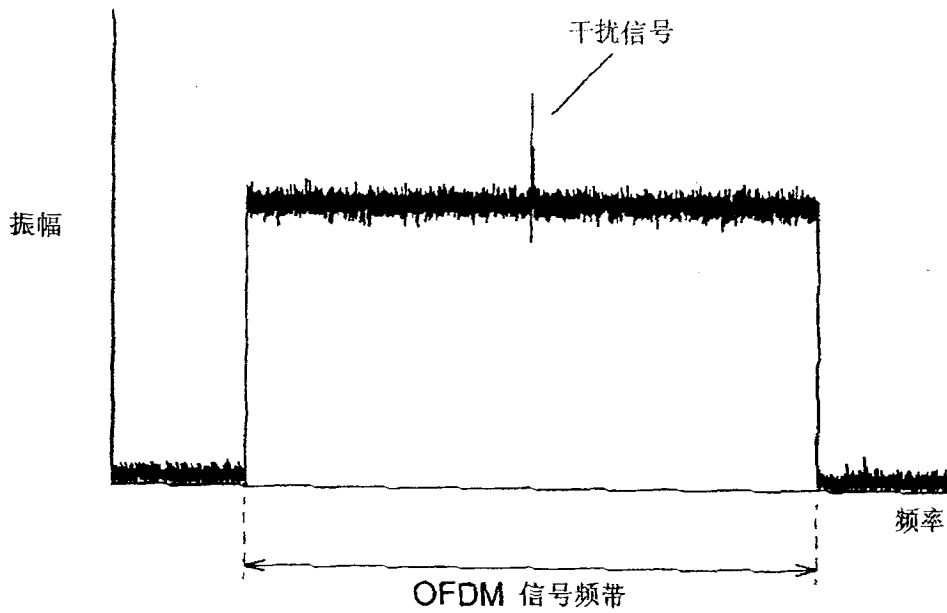


图 2

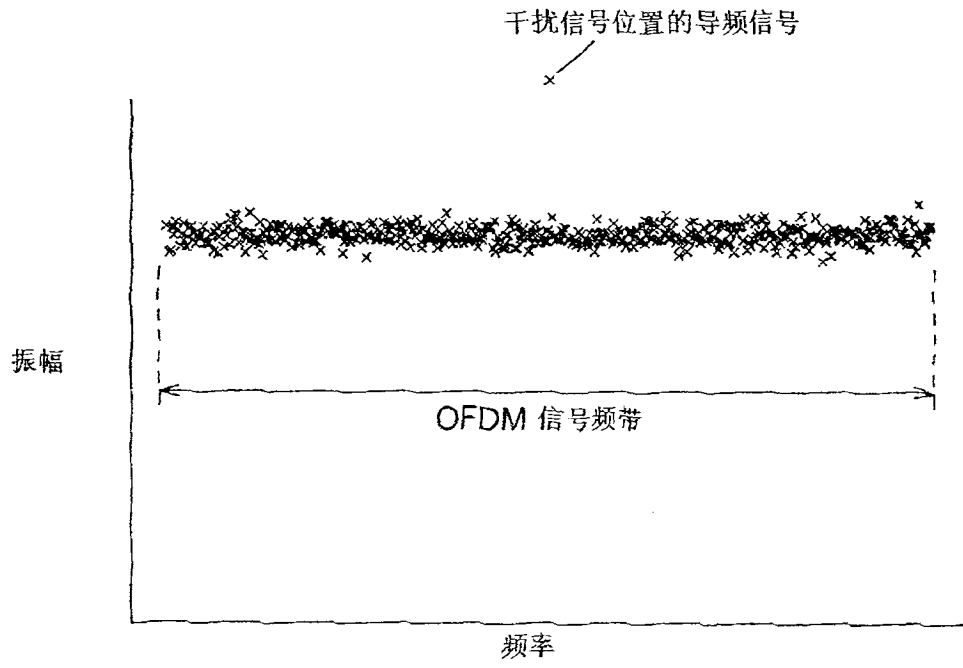


图 3

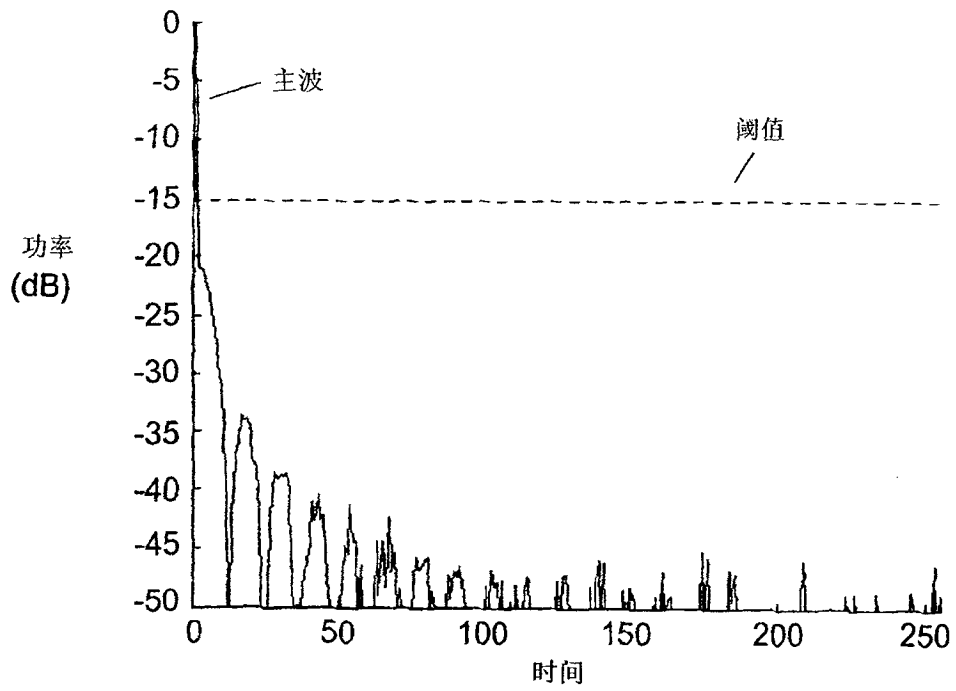


图 4

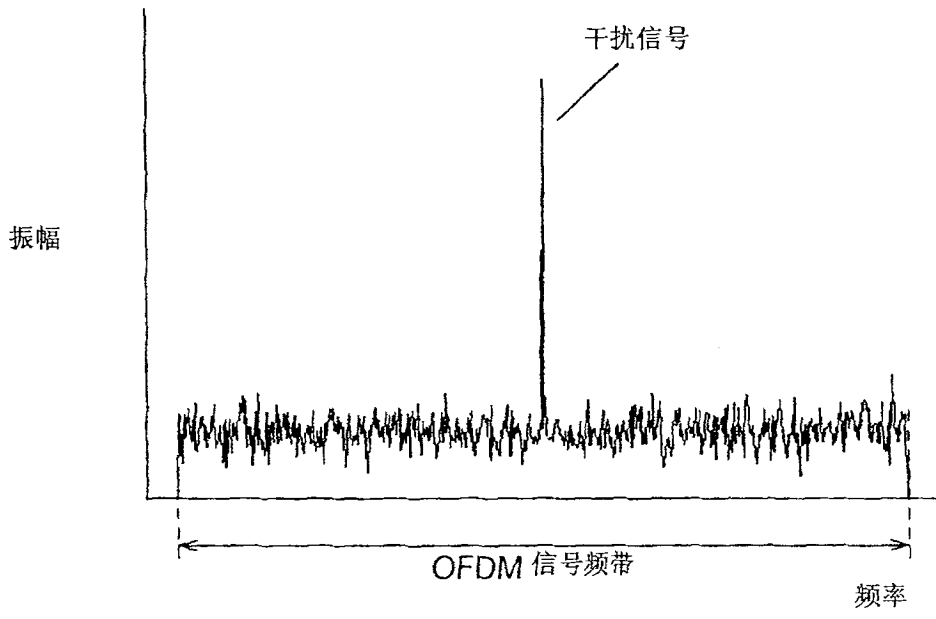


图 5

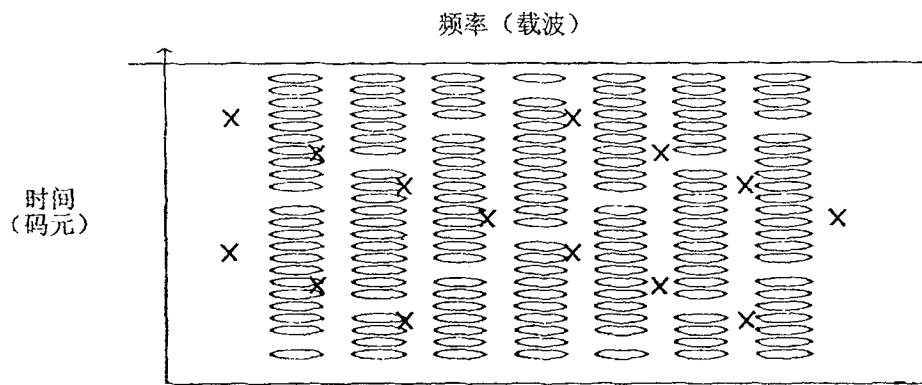


图 6

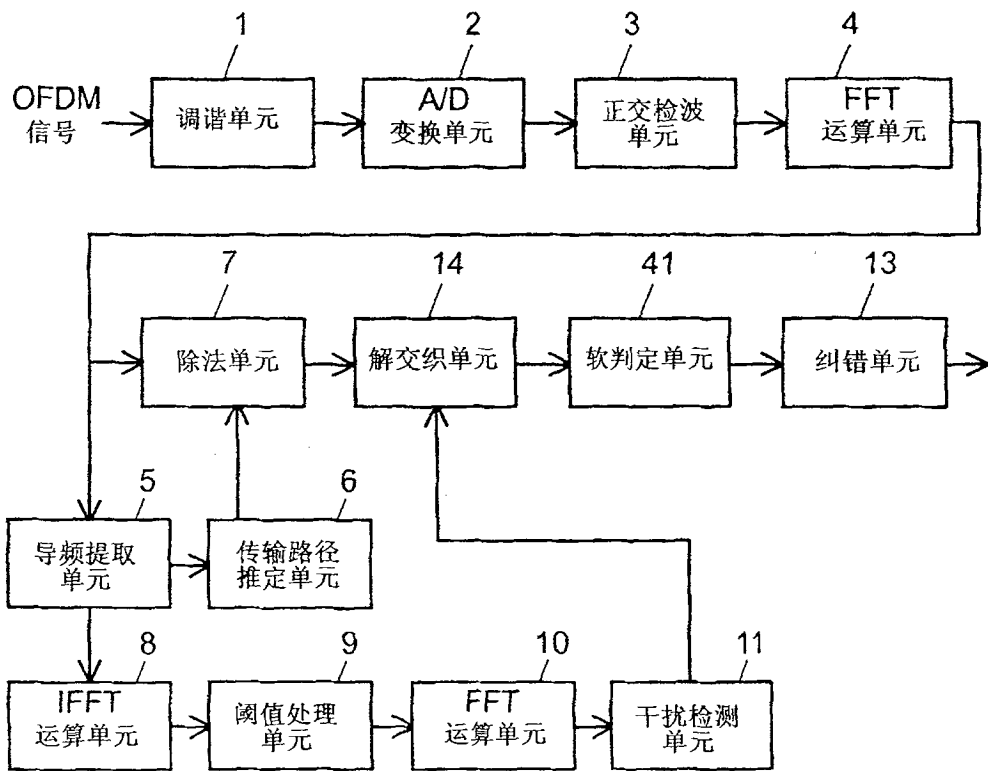


图 7

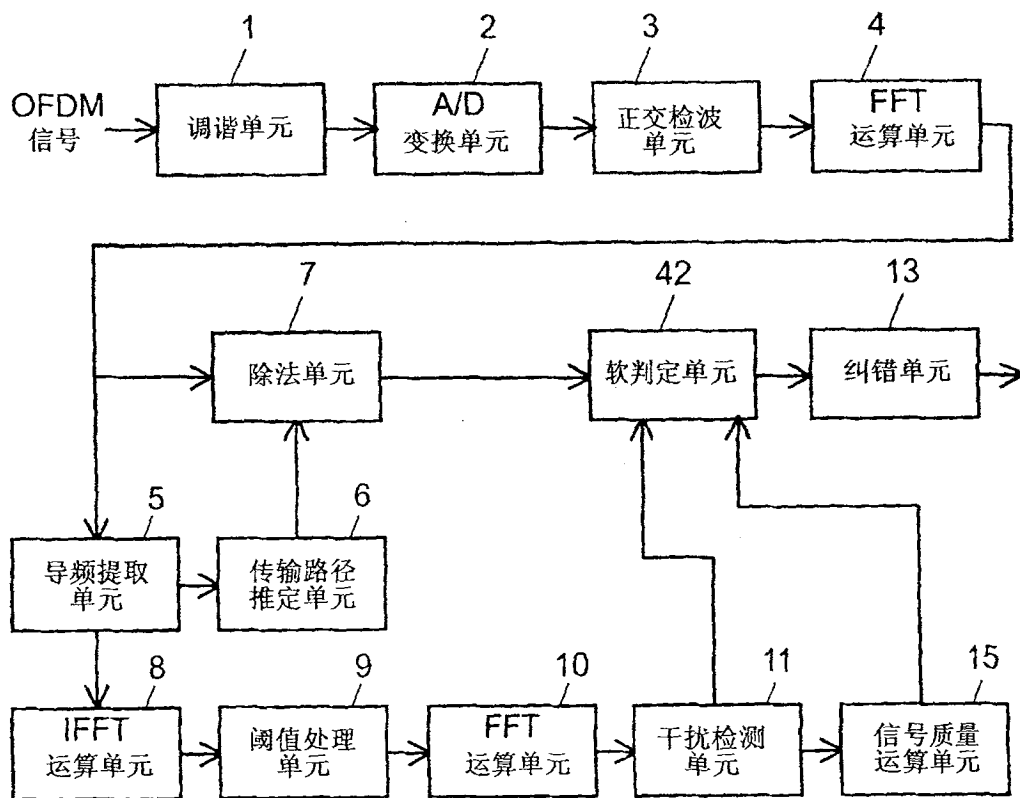


图 8

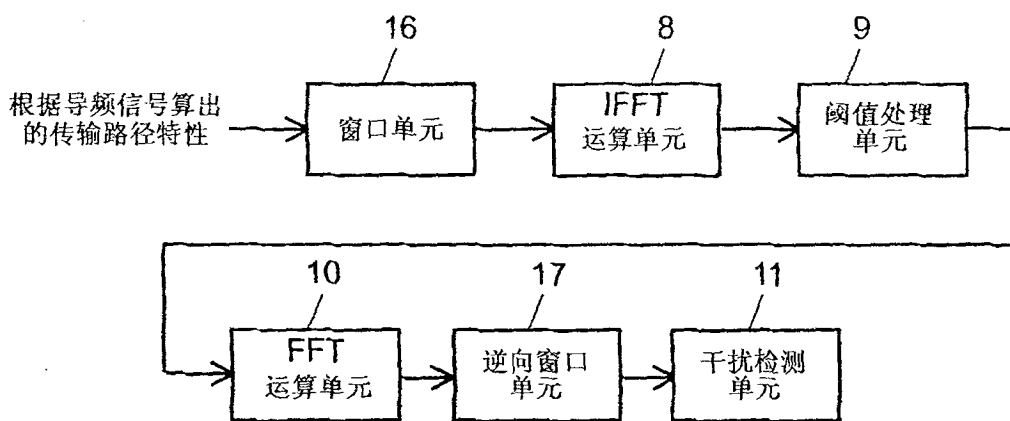


图 9

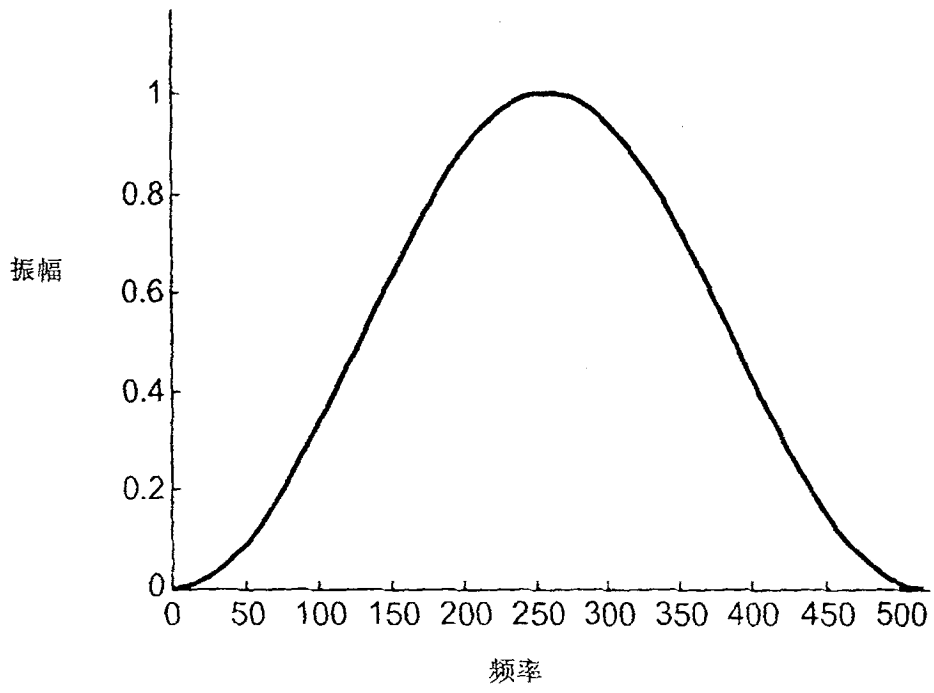


图 10

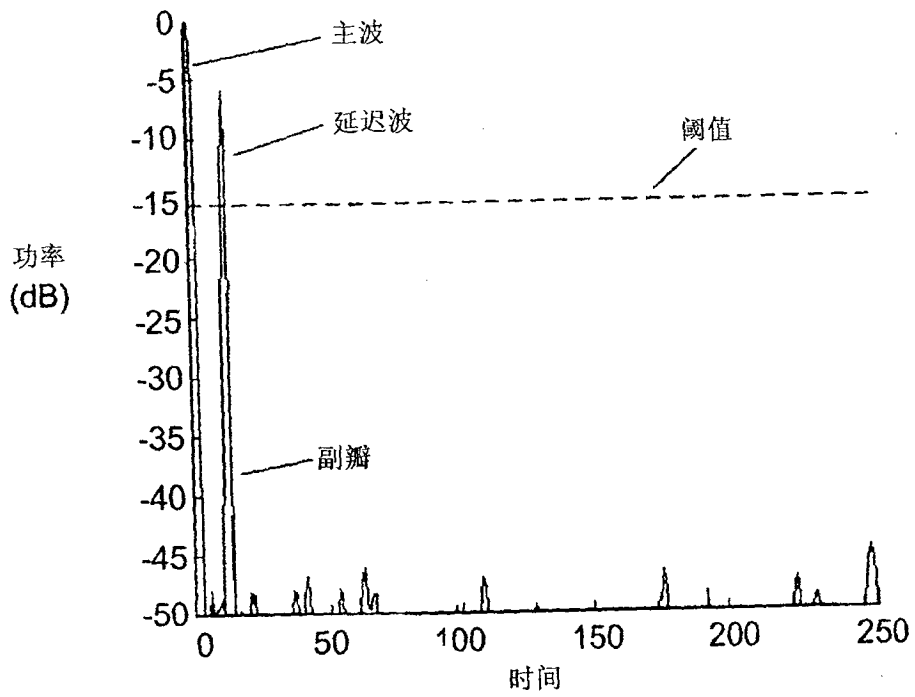


图 11A

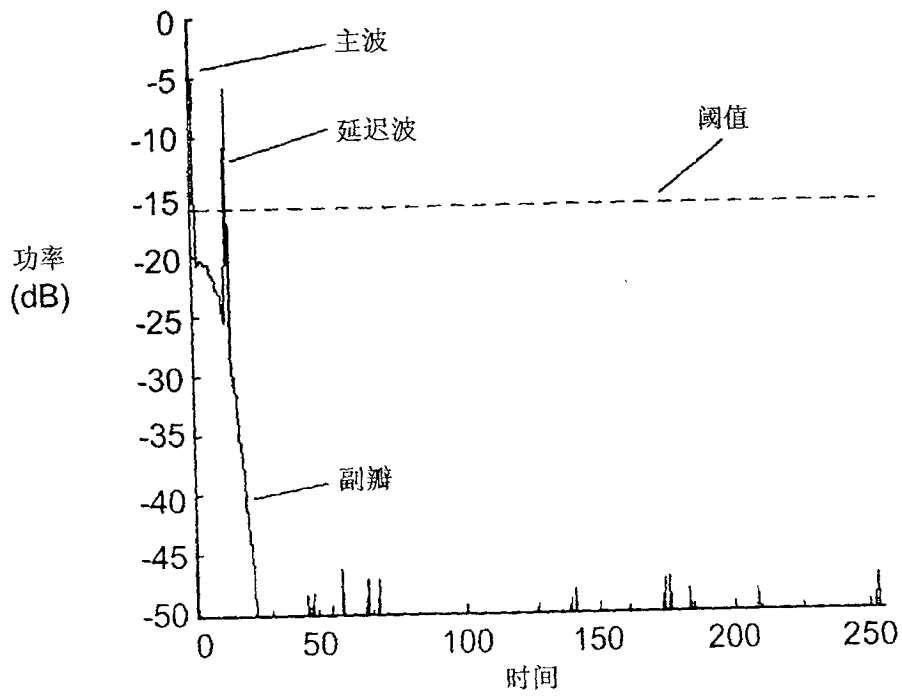


图 11B

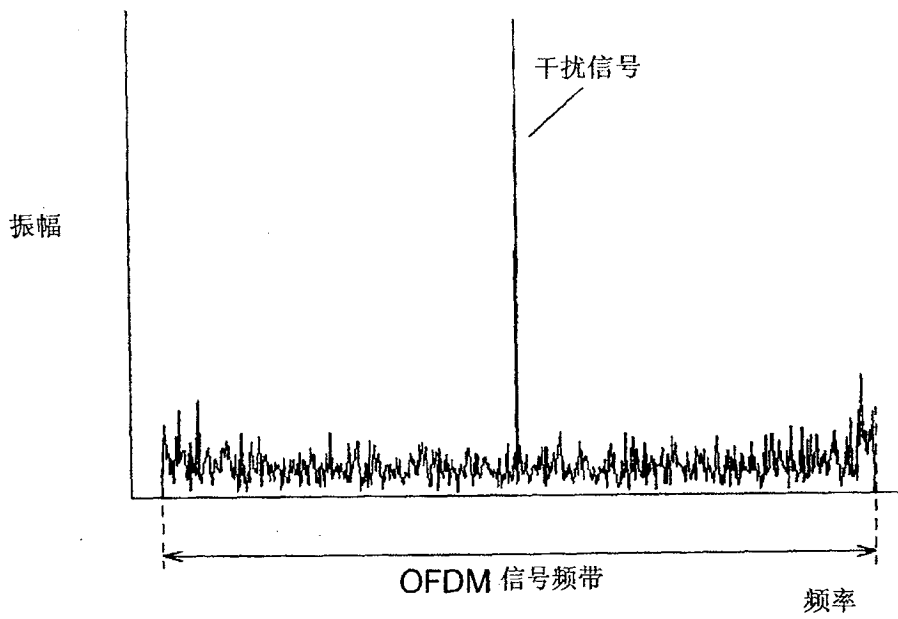


图 12

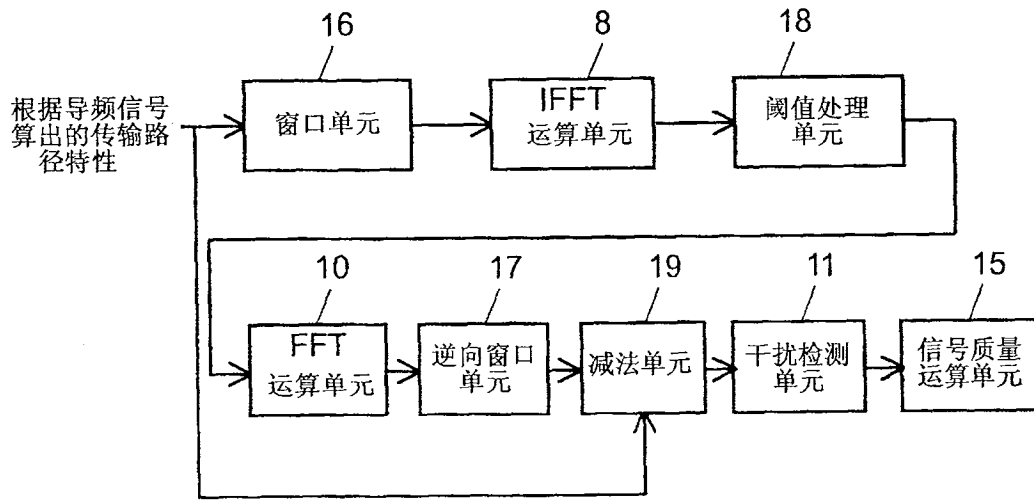


图 13

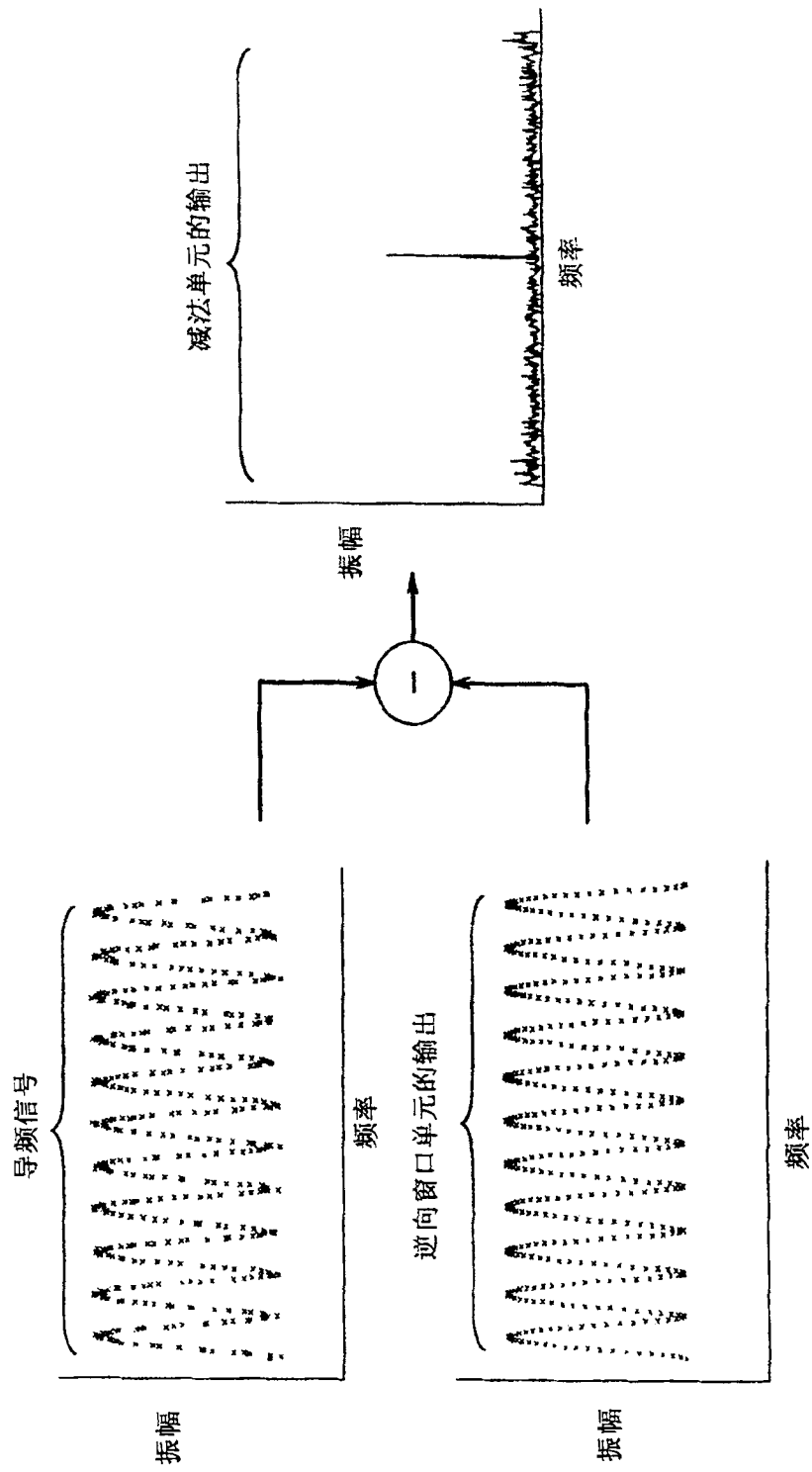


图 14

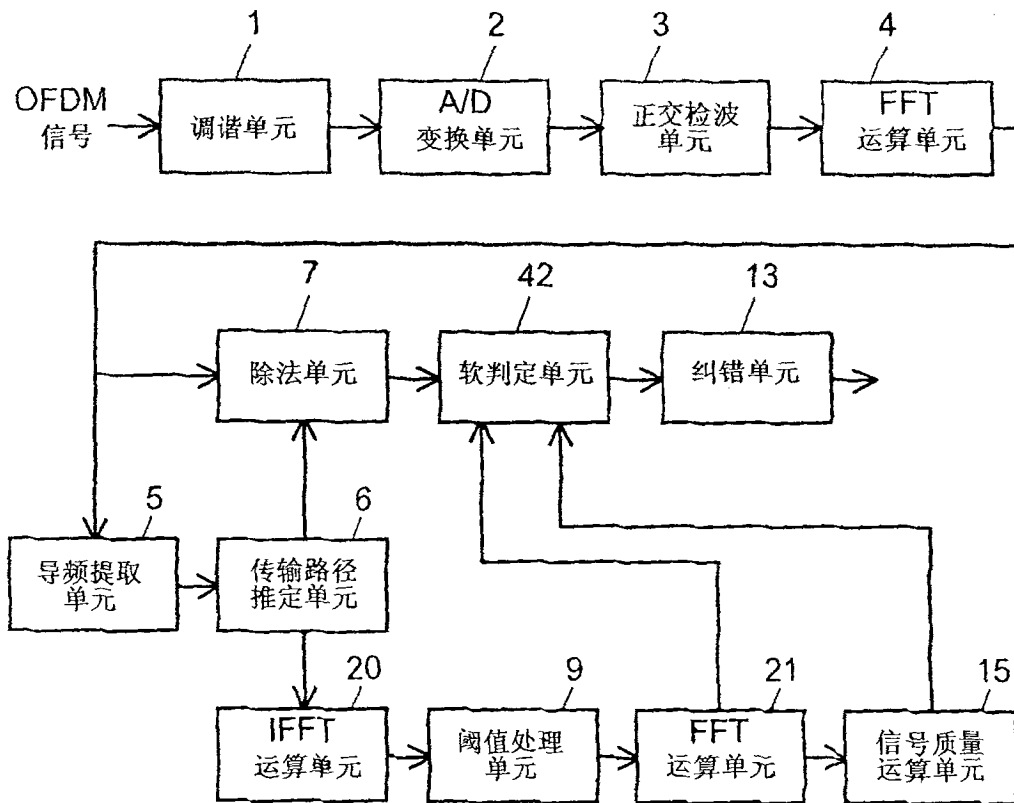


图 15

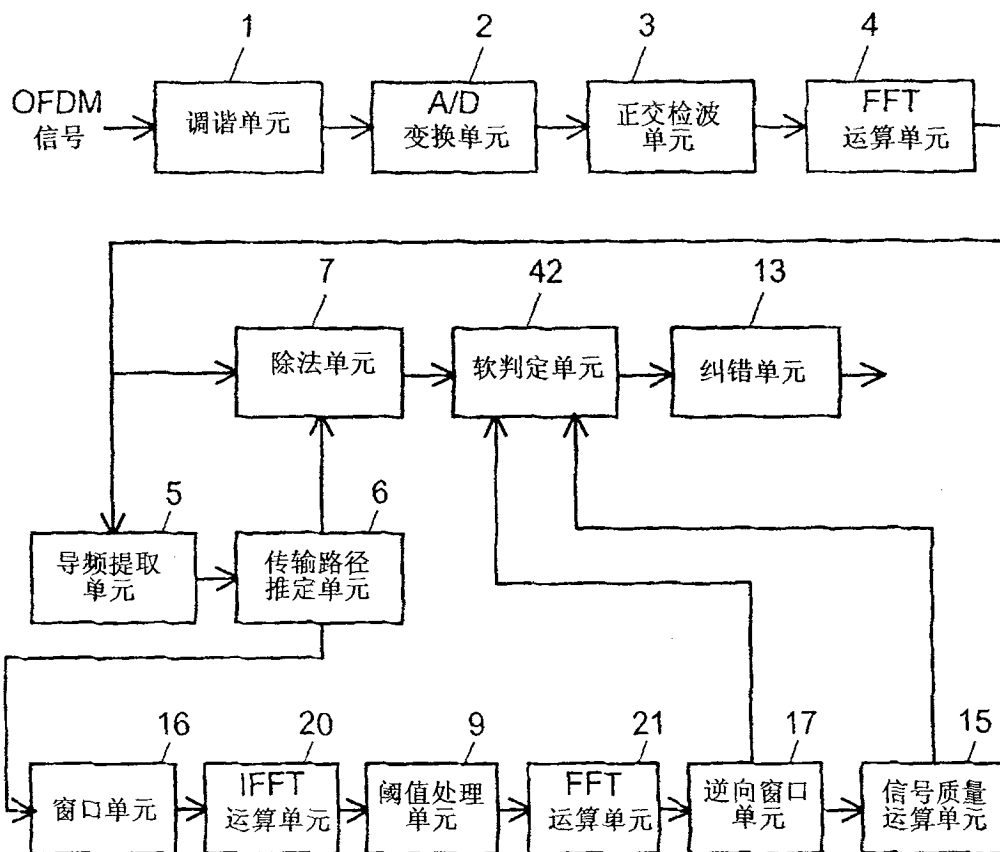


图 16

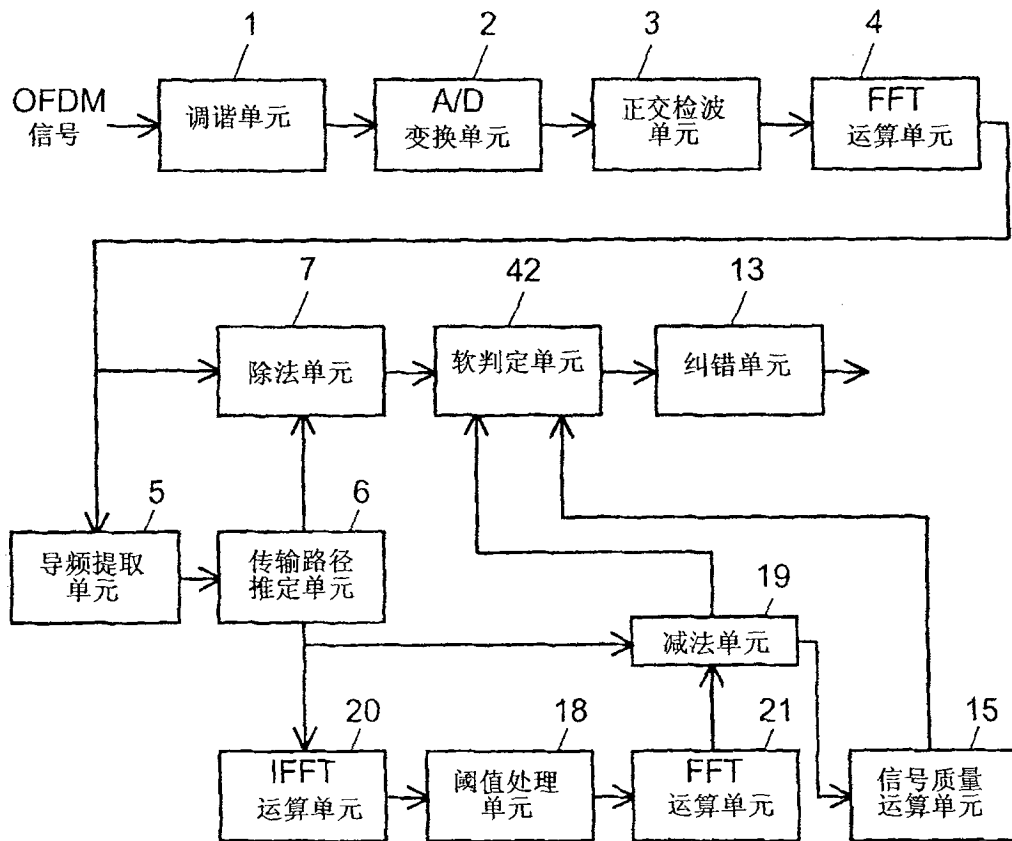


图 17

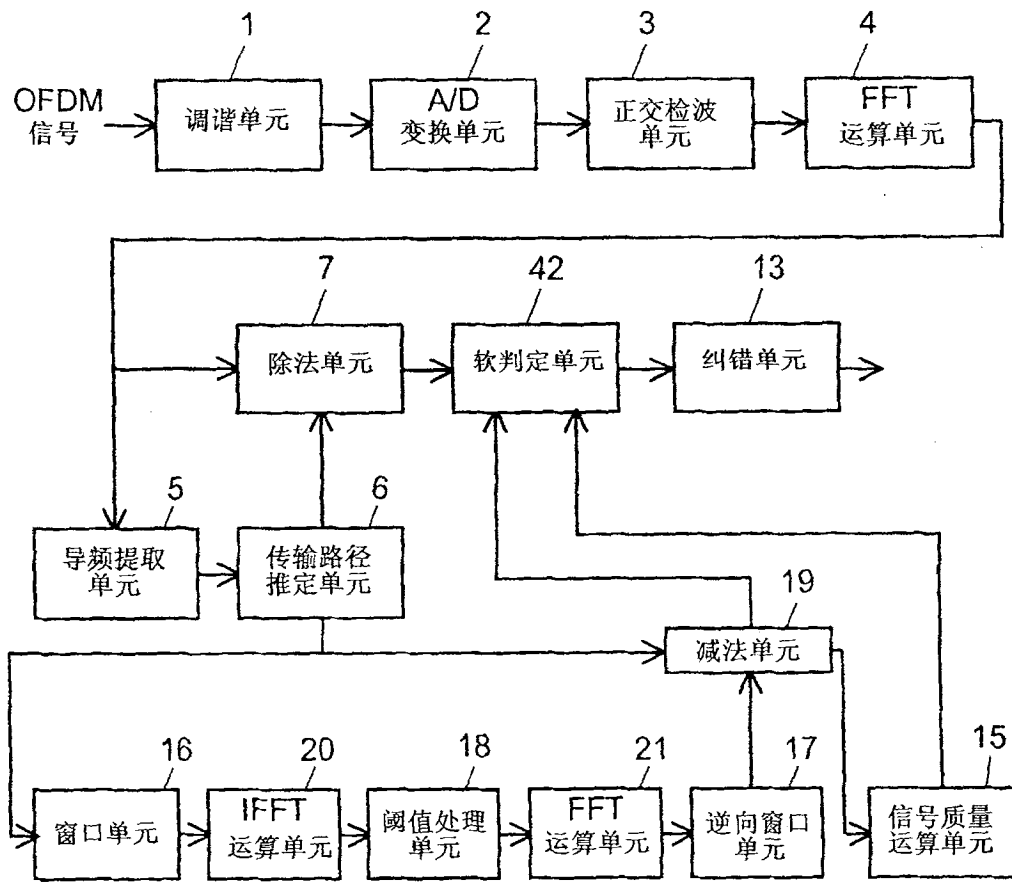


图 18