



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101714968 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 09

(21) 申请号 200910177316. 7

H04B 14/02 (2006. 01)

(22) 申请日 2004. 08. 06

审查员 曹娟

(30) 优先权数据

288747/03 2003. 08. 07 JP

(62) 分案原申请数据

200480022652. X 2004. 08. 06

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 古贺久雄 児玉宣贵 小西泰辅

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 陆军

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04B 3/54 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

H04L 27/00 (2006. 01)

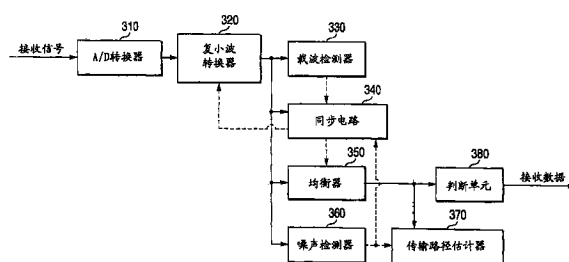
权利要求书2页 说明书18页 附图20页

(54) 发明名称

用于经由电力线进行具有多个子载波的多载波信号通信的通信装置

(57) 摘要

本发明提供了一种用于经由电力线进行具有多个子载波的多载波信号的通信的通信装置,该通信装置包括:转换器,其通过对所述多个子载波中的至少一个子载波执行在时域和频域之间的转换,而产生同相信号和正交信号;以及传输路径估计器,其在电源周期的时段内的、与该电源周期同步的多个时刻,传输用于检测由该转换器产生的同相信号和正交信号的噪声的帧,并基于所检测的噪声而确定用于所述至少一个子载波的一次调制的多值级别。



1. 一种用于经由电力线进行具有多个子载波的多载波信号的通信的通信装置,该通信装置包括:

转换器,其通过对所述多个子载波中的至少一个子载波执行在时域和频域之间的转换,而产生同相信号和正交信号;以及

传输路径估计器,其在电源周期的时段内的、与该电源周期同步的多个时刻,传输用于检测由该转换器产生的同相信号和正交信号的噪声的帧,并基于所检测的噪声而确定用于所述至少一个子载波的一次调制的多值级别。

2. 根据权利要求1所述的通信装置,其中,该传输路径估计器在该电源周期的半周期时段内的多个时刻,连续地传输所述帧。

3. 根据权利要求1所述的通信装置,其中,该传输路径估计器在该电源周期的一个周期时段内的多个时刻,连续地传输所述帧。

4. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,还包括:

判断单元,其判断由均衡器补偿的同相信号和正交信号,并输出判断值,

其中,该传输路径估计器通过使用该判断值而确定用于所述至少一个子载波的一次调制的多值级别。

5. 根据权利要求1所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器将传输路径估计结果和用于所述传输路径估计器中的阈值修正进行组合。

6. 根据权利要求1所述的通信装置,其中,将所述传输路径估计器设计成执行两次传输路径估计,并且对于所述两次传输路径估计中的至少一次传输路径估计,在与和电源周期同步的传输路径波动不同步的情况下进行传输路径估计。

7. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,在判断传输路径周期性波动的情况下,所述传输路径估计器对帧进行分割。

8. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器根据传输路径的状态和需要传输的数据的应用类型,来进行传输路径估计。

9. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,在当未满足所需传输速度时传输设备尝试通过增大传输功率来满足所述所需传输速度的情况下,所述传输路径估计器与传输功率的增益增大部分成比例地,使其他现有系统的使用频带附近的子载波不可用。

10. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器利用从均衡器输出的信号而获得的载波干扰噪声比 CINR 和在时域和频域之间的所述转换后获得的传输路径的信号功率与噪声功率之比 SNR,来控制传输设备的传输功率。

11. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器通过使用利用在时域和频域之间的所述转换后的接收信号而获得的传输路径的 SNR,来控制传输设备的每一子载波的增益,以便实现最大传输速度和最小传输功率。

12. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器利用从均衡器输出的信号而获得的 CINR,控制传输设备的每一子载波的增益。

13. 根据权利要求1至3中的任一个所述的通信装置,其中,所述传输路径估计器通过使用在时域和频域之间的所述转换后的接收信号而获得的接收电平,从所有子载波中提取最大电平,以设置偏移电平,且将在等于或大于最大电平与偏移电平之差的电平下接收的子载波的增益统一降低 β ,或使那些子载波不可用。

14. 根据权利要求 1 至 3 中的任一个所述的通信装置,还包括:

传输单元,其传输所述传输数据帧,其中,基于从所述传输路径估计器获得的传输路径估计结果的信息被置于信息信号的报头。

15. 根据权利要求 14 所述的通信装置,其中,所述传输单元将基于传输路径估计结果的所述信息置于所述信息信号的报头,并且对基于传输路径估计结果的所述信息进行分集处理。

16. 根据权利要求 1 至 3 中的任一个所述的通信装置,还包括:均衡器,用于由该转换器产生的同相信号和正交信号的失真,

其中,通过该均衡器,所述传输路径估计器在电源周期的时段内的、与该电源周期同步的多个时刻,传输用于检测由该转换器产生的同相信号和正交信号的噪声的帧。

17. 根据权利要求 1 至 3 中的任一个所述的通信装置,其中,该传输路径估计器在电源周期的时段内的与该电源周期同步的多个时刻,连续地传输所述帧。

用于经由电力线进行具有多个子载波的多载波信号通信的通信装置

[0001] 本申请是申请日为 2004 年 8 月 6 日、申请号为 200480022652.X、发明名称为“具有根据传输路径波动而适应性传输的多载波通信装置”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及使用多载波传输系统的通信装置和通信方法,特别涉及使用通过数字调制和解调处理进行数据传输的多载波传输系统(数字小波多载波传输系统,下文称为 DWMC 传输系统)的通信装置和通信方法,所述数字调制和解调处理使用更适合于电力线传输路径和诸如电话线等传输路径的实系数小波滤波器组。

背景技术

[0003] 已经在多载波传输系统中频繁使用的常规技术有基于 FFT(快速傅立叶变换)的 OFDM(正交分频复用)和基于小波的 OFDM。在 JP-A-11-163807 中揭示了将这些技术应用于电力线通信的一个实例。小波基(waveletbase)因为振幅谱的旁瓣较低而对载波间干扰具有抵抗性,并且具有优良的特性。另外,为了避免破坏正交性,在基于 FFT 的 OFDM 中,GI(保护间隔)必不可少,而在基于小波的 OFDM 中,GI 并不必需。由此提高传输效率。因为基于 FFT 的 OFDM 的处理众所周知,所以这里不再解释。因为基于小波的 OFDM 使用实系数小波滤波器组进行数字调制和解调处理,所以它是一种多载波系统,并且是通过实系数滤波器组合多个数字调制波来产生发送信号。每一载波的调制系统使用 PAM(脉幅调制)。通过 DWMC 传输系统进行的数据传输的传输方式如图 20 所示,在每一子载波中叠加每一子载波的脉冲响应。每一传输码元变成使得每一子载波的脉冲响应如图 21 所示组合的时间波。图 22 展示振幅谱的一个实例。在 DWMC 传输系统中,收集图 20 中的大约数十个到数百个传输码元用以配置一个传输帧。图 23 展示 DWMC 传输帧的一个配置实例。在这个 DWMC 传输帧中,除了信息数据传输用码元外,还包括前导码元(preamble symbol)等,用于载波检测、同步、均衡等等。图 19 展示在采用 DWMC 传输系统的情况下电力线通信装置的示意配置。首先,在发送设备 299 中,码元映射器 210 将位数据转换成码元数据,并且根据每一码元数据,进行码元映射(PAM)。并且,在串行-并行转换器 220 中,关于每一子载波给出一个实值 d_i ($i = 1-M$),并且在反向小波转换器 230 中,在时轴上进行反向小波转换。由此,产生时轴波形的样本值,并且产生代表传输码元的样本值序列。在 D/A 转换器 240 中,将其从这个样本值序列转换成在时间上连续的基带模拟信号波形并进行传输。在接收设备 399 中,在 A/D 转换器 310 中将接收信号转换成数字信号,在复小波转换器 320 中进行小波转换以便能够处理相位信息,在载波检测器 330 中检测接收信号的存在与否,在同步电路 340 中从接收信号提取同步定时,在均衡器 350 中补偿接收信号以消除传输路径的影响,在传输路径估计器 370 中估计电力线传输路径的状态,并在判断单元 380 中使用阈值来判断接收信号。这里,反向小波转换所产生的时轴上的样本值的个数通常是 2^n 个(n 是正整数)。

[0004] 同时,在常规系统中,存在这样的问题:当在电力线传输路径中某一周期内仅仅进

进行一次信道估计时,在接收设备中进行的传输路径估计无法完全跟踪宽带噪声或窄带噪声的瞬时波动和周期性波动或者伴随传输路径本身的振幅波动和相位波动而产生的瞬时波动和周期性波动。这里,作为电力线传输路径的一个实例,图 24 展示了电力线传输路径的衰减特性。另外,图 25 是展示电力线传输路径的群延迟特性的图。

[0005] 如上所述,在使用常规小波的多载波电力线通信装置中,存在这样的问题:当在电力线传输路径中某一周期内仅仅进行一次信道估计时,在接收设备中进行的传输路径估计无法完全跟踪宽带噪声或窄带噪声的瞬时波动和周期性波动或者伴随传输路径本身的振幅波动和相位波动而产生的瞬时波动和周期性波动。在这种电力线通信装置中,需要充分地掌握传输路径状态且提高传输效率。

发明内容

[0006] 本发明提供通信装置,其可解决上述问题,充分地掌握电力线传输路径特性,跟随各种传输路径波动,并可提高传输效率。

[0007] 根据本发明的一个方面,提供了一种用于经由电力线进行具有多个子载波的多载波信号的通信的通信装置,该通信装置包括:转换器,其通过对所述多个子载波中的至少一个子载波执行在时域和频域之间的转换,而产生同相信号和正交信号;以及传输路径估计器,其在电源周期的时段内的、与该电源周期同步的多个时刻,传输用于检测由该转换器产生的同相信号和正交信号的噪声的帧,并基于所检测的噪声而确定用于所述至少一个子载波的一次调制的多值级别。

[0008] 本发明的一个方面是进行多载波调制处理的通信装置,并且接收设备配备有:A/D 转换器,用于将接收到的模拟信号转换成数字信号;转换器,用于通过转换接收信号而产生同相信号和正交信号;载波检测器,用于检测接收信号;同步电路,用于与接收信号同步;均衡器,用于补偿由于传输路径的影响而产生的失真信号;噪声检测器,用于通过使用经转换器转换的信号来检测每一子载波频带中窄带噪声的存在与否;传输路径估计器,用于通过使用从均衡器输出的信号和从噪声检测器输出的关于窄带噪声存在与否的信息来确定一次调制的多值级别,以供发送设备中的码元映射器的每一子载波使用;和判断单元,用于通过使用从均衡器输出的信号来进行判断。

[0009] 由此,可以充分地跟随诸如电力线传输路径等传输线的各种波动,并且因此可以提高传输效率。

附图说明

[0010] 图 1 是展示本发明的实施例 1 中的接收设备的模块图。

[0011] 图 2 是展示均衡器输出信号的散布图。

[0012] 图 3 是展示电力线传输路径中的噪声特性的图。

[0013] 图 4 是展示本发明的实施例 2 中的接收设备的模块图。

[0014] 图 5 是展示在电力线传输路径中增加了宽带噪声的情况下的噪声特性的图。

[0015] 图 6 是用于解释正常传输路径估计器的操作的帧结构图。

[0016] 图 7 是在通过使用电源周期期间来进行传输路径估计的情况下的帧结构图。

[0017] 图 8 是本发明的实施例 5 中的接收设备的模块图。

[0018] 图 9 是在通过使用传输路径估计专用帧和数据帧进行传输路径估计的情况下的帧结构图。

[0019] 图 10 是展示在进行多次传输路径估计时几乎不存在传输路径波动的情况下的 CINR 的图。

[0020] 图 11 是展示在进行多次传输路径估计时存在传输路径波动的情况下的 CINR 的图。

[0021] 图 12 是在 DWMC 传输系统中的振幅谱图。

[0022] 图 13 是接收到的信号电平的模式图。

[0023] 图 14 是在发送设备的放大器增益仅降低 30dB 时的模式图。

[0024] 图 15 是在子载波第 1-100 号的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图。

[0025] 图 16 是在子载波第 1-100 号的增益降低 12dB 且子载波第 101-200 号的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图。

[0026] 图 17 是在子载波第 1-100 号的增益降低 18dB、子载波第 101-200 号的增益降低 12dB 并且子载波第 201-300 号的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图。

[0027] 图 18a 和 18b 是在动态范围不足的情况下传输路径估计特性的模式图。

[0028] 图 19 是展示常规系统中的电力线通信装置的图。

[0029] 图 20 是展示小波波形实例的图。

[0030] 图 21 是展示 DWMC 传输系统中的传输波形实例的图。

[0031] 图 22 是展示 DWMC 传输系统中的传输频谱实例的图。

[0032] 图 23 是展示 DWMC 传输系统中的传输帧内部的结构实例图。

[0033] 图 24 是展示电力线传输路径的衰减特性的图。

[0034] 图 25 是展示电力线传输路径的群延迟特性的图。

[0035] 图 26 是展示本发明的实施例 22 中的通信装置的帧结构实例图。

具体实施方式

[0036] 下文中,将参看图 1 到图 18 描述本发明的实施例。

[0037] 图 1 是展示本发明的实施例 1 中的接收设备的模块图。顺便提一下,发送设备与图 19 中的发送设备 299 相同,此已在常规技术中作了解释。

[0038] 在图 1 中,310 表示 A/D 转换器,用于将模拟信号转换成数字信号, 320 表示复小波转换器 (complex wavelet converter),用于对接收信号进行小波转换而产生同相信号和正交信号,330 表示载波检测器,用于检测从发送设备传输的传输信号,340 表示同步电路,用于与接收信号同步,350 表示均衡器,用于补偿由于传输路径的影响而产生了失真的信号,360 表示噪声检测器,用于通过使用经复小波变换后的信号来检测每一子载波频带中窄带噪声的存在与否,370 表示传输路径估计器,用于通过使用从均衡器 350 输出的信号和从噪声检测器 360 输出的关于窄带噪声存在与否的信息来确定一次调制,以供发送设备中的码元映射器的每一子载波使用,且 380 表示判断单元,用于通过从均衡器 350 中输出的信号来进行判断。

[0039] 关于以此方式配置的接收设备,将使用图 1 到图 3 来描述其操作。

[0040] 图 2 是展示均衡器输出信号的散布图,且图 3 是展示电力线传输路径中的噪声特

性的图。

[0041] 在图 1 中,在 A/D 转换器 310 中将接收信号从模拟信号转换成数字信号,在复小波转换器 320 中将接收到的数字信号进行小波转换,在载波检测器 330 中检测从发送设备传输的信号,在同步电路 340 中调整复小波转换器 320 的小波转换定时,以便通过使用前导信号而与接收信号同步,在均衡器 350 中消除传输路径的影响,在噪声检测器 360 中检测在使用频带中是否存在窄带噪声,在传输路径估计器 370 中估计传输路径的状态,且确定用于发送设备中的码元映射器的一次调制系统,并在判断单元 380 中,通过使用从均衡器 350 输出的信号进行判断。

[0042] 图 2 展示在发送设备的码元映射器中选择了所有子载波 2PAM 的情况下接收设备的均衡器输出的散布(所有子载波部分)。一般来说,在进行传输路径估计的情况下,为了估计传输路径,会从发送设备传输已知帧,并在接收设备的传输路径估计器 370 中,根据均衡器 350 的输出,利用相对于信号点分配的散布(在 2PAM 的情况下为 ± 1)作为噪声量来测量 CINR(载波功率与(干扰加上噪声)功率之比)。通过使用在每一子载波中测得的 CINR,来选择用于每一子载波的一次调制(例如,16PAM、8PAM 等),并将其通知给发送设备 299。这就是在传输和接收设备中正常进行的传输路径估计。

[0043] 这里,将描述将本发明的通信系统应用于电力线通信的情况。在电力线通信中,正考虑 2MHz 到 30MHz 作为可以使用的频带。图 3 展示用于电力线通信的频带中的噪声特性。因为除了电力线通信外,这个频带还用于业余无线电和短波广播等,所以那些现有的系统对于电力线通信来说是作为窄带噪声存在,如图 3 所示。在这些窄带噪声稳定存在的情况下,因为进行传输路径估计时 CINR 会在某一子载波中恶化,所以作为对应处理,就不使用与那个频带相同的频带的子载波。另外,如果这些窄带噪声电平能在进行传输路径估计时所获得的噪声电平或更小噪声电平下稳定地存在,甚至不存在窄带噪声, CINR 也不会恶化,因此,这不成问题。

[0044] 然而,当出现这些窄带噪声不规则地出现和消失且大于进行传输路径估计时的噪声电平的情况时,其以存在误差或不存在误差的方式而变得不稳定,直到下次进行传输路径估计时为止,在最坏的情况下,甚至在进行误差校正时,变成必须请求帧重传的状态,从而降低传输效率。

[0045] 为了避免这样的情况,如图 1 所示,通过噪声检测器 360 进行噪声检测。除了均衡器 350 的输出外,这个检测结果也用作供传输路径估计器 370 进行估计用的信息。下文具体解释噪声检测的检测方法。在复小波转换器 320 中,进行小波转换,并且当测量每一子载波中的输出时,如图 3 所示,从复小波转换器 320 中输出包括窄带噪声在内的信号。

[0046] 这里,噪声检测器 360 获得所有子载波的平均值、中值或类似值,检查具有比此值更大,例如 12dB 或更大的大值的子载波,检测这样的子载波作为“具有窄带噪声”的子载波,并将这个信息传给传输路径估计器 370。在系统变得不稳定的情况下,传输路径估计器禁止使用这里检测到的子载波。

[0047] 另外,通过使用复小波转换器 320 的输出,来控制载波检测器 330、同步电路 340 和均衡器 350,并且在这些模块中,通过使用所有子载波的值来获得平均值等,且由此进行处理。在这种情况下,当输入高电平的窄带噪声并在那些电路中进行处理时,可以理解特性会在很大程度上恶化。因此,可以通过使得在噪声检测器 360 中检测到的子载波在这些电路

中不可用来维持高性能。

[0048] 通过这些配置,在将这个系统应用于电力线通信的情况下,可以减轻来自其他系统的窄带噪声的影响,并且可以进行良好的传输路径估计,另外,也可改善载波检测和同步精确性。

[0049] 如上文所提及,本发明的通信装置被解释为电力线通信。电力线通信只是不规则地产生窄带噪声的传输线的一个实例。因此,本发明并不限于电力线通信。

[0050] 顺便提一下,在实施例 1 中,虽然使用复小波转换器 320,但是本发明的通信装置并不限于此,而是可以应用可确认每一子载波的相位的小波转换器。

[0051] 在每一子载波中未发生相位滞后的情况下,可以将用来获得同相信号的小波转换器应用于本发明的通信装置。

[0052] (实施例 2)

[0053] 图 4 是展示本发明的实施例 2 中的接收设备的模块图。顺便提一下,发送设备与图 19 中的发送设备 299 相同。

[0054] 另外,图 4 与图 1 的接收设备之间的不同之处仅在于 AGC(自动增益控制)电路 390。因为其它电路与图 1 中解释的电路相同,所以对其的描述依照实施例 1 中的描述进行。390 表示自动调节接收信号的增益的 AGC 电路。接下来,利用图 4 和图 5,将描述在将这个系统应用于电力线通信的情况下的操作。图 5 是展示在电力线传输路径中增加了宽带噪声的情况下的噪声特性的图。

[0055] 与实施例 1 的不同之处在于通过噪声检测器 360 进行噪声检测,噪声检测器 360 包括供 AGC 电路使用的增益。

[0056] 在实施例 1 中,可以检测窄带噪声的存在与否,并且除了此检测外,通过检测 AGC 电路的增益,还可以了解在实施例 1 中无法得知的宽带噪声的影响。图 5 展示在时轴上连续产生高电平脉冲噪声的电子设备的存在或不存在下所产生的电力线传输路径的振幅谱。

[0057] 具体地说,通过打开在时轴上产生高电平脉冲噪声的电子设备,用于电力线通信的整个频带(2MHz 到 30MHz)中的噪声电平都增强。在这样的情况下,因为在实施例 1 中无法判断宽带噪声的存在与否,所以在实施例 2 中的接收设备中,通过 AGC 电路 390 的增益来判断宽带噪声的存在与否。

[0058] 通过这个系统,可以检测窄带噪声和宽带噪声,并且在检测到的情况下,通过与重新传输次数等合调地(in tune)进行传输路径估计,可以在很差的电力线通信传输路径中进行良好的通信。

[0059] 例如,使得不规则地存在窄带噪声的子载波不可用,而在不存在窄带噪声子载波的情况下,考虑到当存在宽带噪声并且重新传输在正常的传输路径估计中频繁发生时,根据 AGC 电路 390 的输出判断系统由于随机宽带噪声而变得不稳定,噪声检测器 360 会减小用于进行传输路径估计的阈值(threshold value),并在多次传输路径估计的状态下,使用每一子载波中的最小 CINR 值来确定每一子载波的一次调制。通过这种方式,即使在存在多种噪声的电力线通信传输路径下,也可进行良好通信。

[0060] 在将这个系统应用于电力线通信的情况下,通过本发明的实施例 2 中所述的通信装置,可以减小来自另一系统的窄带噪声的影响,减轻由电子设备等在时轴上发出的高电平脉冲噪声所产生的宽带噪声的影响,并且可以进行良好的传输路径估计。

[0061] (实施例 3)

[0062] 下文将描述本发明的实施例 3 中的传输路径估计器。在这个实施例中,通信装置的接收设备和发送设备与实施例 1 或 2 中的设备相同。

[0063] 图 7 展示在通过使用电源周期期间来进行传输路径估计的情况下的帧结构图。

[0064] 接下来,将描述操作。图 6 展示用于解释正常传输路径估计器的操作的帧结构图。

[0065] 正常地,如图 6 所示,在将要传输和接收的帧中增加传输路径估计帧(在此图中,“CE 帧”是指“传输路径估计帧”)。

[0066] 一般来说,在这样配置的传输路径估计方法中,当传输路径显著波动时,再次不规则地使用这个传输路径估计帧,并且如果使用过去的传输路径估计结果,那么将产生许多误差,因此变成频繁地发生重新传输的状态。

[0067] 或者,因为频繁地发生重新传输引起传输路径估计效率下降,所以也存在这样的情形,即特定最大时间已经确定,并且与其周期合调地进行传输路径估计。

[0068] 在图 6 中,对于传输路径的瞬时波动来说,在与过去的传输路径估计结果显著不同的情况下会产生判断误差,因此会导致重新传输频繁地发生,可以通过进行重新传输路径估计来处理,但是在例如传输路径的瞬时波动与电源周期(在 50Hz、20ms 的情况下)或其半周期(在 50Hz、10ms 的情况下)同步发生的情况下,则每次都进行重新传输路径估计,那么传输效率将显著恶化。

[0069] 为了避免这样的恶化,如图 7 所示,通过使用例如在电源周期期间中连续的传输路径估计帧,本发明的实施例 3 中的传输路径估计器 370 在电源周期一周期时间段内进行传输路径估计操作。

[0070] 结果,可以掌握由噪声引起的波动和传输路径波动的何时发生,并在那个时间段不发出信号,或者降低一次调制的多值级别,或者进行频率分集和时间分集而使得那个帧保持抵抗性,通过这样做可以改良整个传输效率。

[0071] 另外,对于在不同周期中产生的波动来说,有必要与周期合调地进行传输路径估计。另外,也可通过形成总传输路径估计时间变成接近一周期部分的状态而随机但非连续地进行传输路径估计。

[0072] 通过这样的配置,例如,对于与电源周期同步的噪声波动和传输路径波动来说,可以进行预测,并且可以有效地接收并传输信号。

[0073] (实施例 4)

[0074] 下文将描述用于本发明的实施例 4 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0075] 在这个实施例中,通过利用实施例 3 中的通信装置的配置/操作,在某一周期中进行传输路径估计。

[0076] 另外,在一周期中存在噪声波动和传输路径波动,但在每一子载波中传输路径波动的影响小于阈值(在其对误差不产生影响的情况下)的情况下,即使存在波动,这个实施例中的传输路径估计器 370 通过使用此子载波也可维持良好的传输效率。

[0077] 通过实现这样的配置,与实施例 3 中的通信装置相比,可以进一步提高传输效率。

[0078] (实施例 5)

[0079] 下文将描述本发明的实施例 5 中的传输路径估计器。

[0080] 图 8 展示本发明的实施例 5 中的接收设备的模块图。

[0081] 顺便提一下,发送设备 299 将使用与图 19 中相同的发送设备。

[0082] 关于所使用的模块,因为具有相同附图标记的模块与实施例 1、2 等中的解释相同,所以将不再解释。

[0083] 这个实施例与常规系统的不同点在于将来自判断单元 380 的判断信号 输入传输路径估计器 370。

[0084] 正常地,如图 6 所示,在通信开始之前等情况进行一次传输路径估计,而下一次传输路径估计将在传输路径显著波动时以及超过用于进行传输路径估计的周期的最大时间等情况下进行,依此类推。在这种情况下,一般将使用专用帧作为传输路径估计帧。

[0085] 然而,传输效率会随传输路径估计的次数而恶化。因此,在这个系统中,通过将传输路径估计器 370 和判断单元 380 配置成判断反馈型电路配置,在进行传输路径估计时获得的 CINR 中,获得每一子载波中的偏离判断值的散布 (dispersion) 以作为 CINR,因此,不仅在传输路径估计帧中而且在正常的数据帧中都将进行传输路径估计。

[0086] 图 9 是在通过使用传输路径估计专用帧和数据帧进行传输路径估计的情况下的帧结构图。

[0087] 可以理解,由于传输路径波动,在通信开始时进行的传输路径估计结果与在数据帧中进行的传输路径估计结果之间会存在差异。这时,在传输路径估计帧中所测得的传输路径估计结果和在数据帧中所测得的传输路径估计结果中产生误差的程度不相同的情况下,向发送设备 299 端请求更新传输路径估计结果,且因此更新传输路径估计结果。在进行更新的情况下,可以使用在数据帧中所获得的结果。也可以通过再次使用专用帧来进行传输路径估计。顺便提一下,这个实施例中的接收设备的判断反馈型电路配置也可应用于实施例 1 或 2 中的接收设备。

[0088] 利用这样的配置,可以通过使用正常的传输路径估计专用帧和数据帧来进行传输路径估计,因此,可以提高传输效率。

[0089] (实施例 6)

[0090] 下文将描述用于本发明的实施例 6 中的通信装置的传输路径估计器。这里,通信装置配置使用实施例 5 中的通信装置配置。它与实施例 5 的不同点在于使用传输路径估计器 370 的数据帧的传输路径估计方法。

[0091] 在进行传输路径估计的情况下,为达到噪声平均化的目标,需要求得一个或多个码元 (symbol) 的平均值 (假定必要的码元数为 S)。然而,并不能保证每一数据帧都包含 S 个码元或更多码元。因此,将想要求平均值的单元设置为 S 个码元单元,而不是一个帧单元,并且将继续求平均值,直到达到 S 个码元为止,即使改变帧也无妨。

[0092] 具体来说,传输路径估计器求平均值的形式如下。

[0093] 一般来说,如果传输路径估计所需的必要的码元数进入由接收设备接收的一帧,那么传输路径估计器 370 可以在一帧内完成传输路径估计。

[0094] 然而,如果利用一个不用于传输路径估计而是用于交换正常数据的帧进行传输路径估计,那么会出现在有效负载数据中仅存在几个码元的情况。

[0095] 因此,出现通过使用多个帧进行一次传输路径估计的必要,其相当于使用一个传输路径估计专用帧的情况。

[0096] 例如,假定一帧具有控制接收设备所需的前导信号和用于发送信息的有效负载数

据信号,当假定传输路径估计所需的码元数是 128 时,包括在通信中的一帧中的有效负载数据的码元数(可用于传输路径估计)是 8。

[0097] 在这种情况下,通过接收 16 帧接收信号,传输路径估计器能够获得 $16 \times 8 = 128$, 即 128 码元平均后得到的传输路径估计结果(与正常的传输路径估计相同的等级)。

[0098] 利用这样的配置,可以通过使用数据帧根据各种帧长度进行传输路径估计,因此,可以提高传输效率。

[0099] (实施例 7)

[0100] 下文将描述本发明的实施例 7 中的通信装置的传输路径估计器 370。这个实施例中的通信装置的模块配置使用如图 19 所示的常规系统中或实施例 5 中所述的通信装置的模块配置。

[0101] 在这个实施例中,因为通信装置中的接收设备的传输路径估计器 370 的操作与另一实施例不同,所以下文将描述其操作。

[0102] 在使用电力线作为传输路径的通信中,关于现有系统中的使用频带,仅一部分(例如,业余无线电使用频带)常常不可用。在除此之外的其它频带中,一般不向根据传输路径估计结果而变得不可用的子载波发送信号。

[0103] 然而,如果什么都不做,那么在数据帧中进行传输路径估计的情况下,就无法在不可用的子载波中进行传输路径估计。因此,甚至在这样的子载波中,会给出伪数据,因此,应该在数据帧中进行传输路径估计。

[0104] 因为在数据帧中使用判断反馈型判断数据,所以关于这里的伪数据,可以方便地固定在一个多值级别,且从抵抗性的观点看,比较好的是使用一个最小多值级别(例如,2PAM)。

[0105] 利用这样的配置,即使在根据传输路径估计结果而变得不可用的子载波中,也可通过使用数据帧进行传输路径估计,因此,可以提高传输效率。

[0106] (实施例 8)

[0107] 下文将描述本发明的实施例 8 中的通信装置的传输路径估计器。关于这个实施例中的通信装置的模块配置,使用实施例 1、2 或 5 中所述的通信装置的模块配置,并且关于传输路径估计器 370 的操作,进行多次传输路径估计。

[0108] 作为在进行多次传输路径估计的情况下传输路径估计器 370 的操作,以下将展示如何确定传输路径估计值。

[0109] 虽然通过测量接收信号中每一子载波中的 CINR 来进行传输路径估计器 370 的传输路径估计,但是因为在传输路径是诸如电力线的情况下传输路径会周期性地或非周期性地波动,所以在进行多次传输路径估计的情况下,每一子载波的传输路径估计值展示出几乎相同的值,并且显著波动。

[0110] 图 10 是展示在进行多次传输路径估计时几乎不存在传输路径波动的情况下的 CINR 的图。

[0111] 在图 10 的情况下,仅存在由于诸如高斯噪声等背景噪声引起的简单影响。在这种情况下,对应于多次传输路径估计获得的结果,传输路径估计器 370 最好使用每一子载波中的最大值作为初始值,在发送设备 299 发生多次重新传输的情况下使用中值,并且在通信不稳定时使用最小值。

[0112] 这里,关于中值,因为诸如 SORT 的计算量庞大,所以统计地获得了最大值与中值的差值(例如,2dB),并且通过利用那个值和最大值,还可获得等同于使用中值时的结果。

[0113] 通过实现这样的配置,可以在与每一传输路径合调的维持最高程度的传输效率。

[0114] (实施例 9)

[0115] 下文将描述本发明的实施例 9 中的通信装置的传输路径估计器 370。这个实施例中的通信装置的模块配置与实施例 8 中所述的模块配置相同。在这个实施例中,关于传输路径估计器 370 所估计的传输路径,认为传输路径与实施例 8 中所考虑的传输路径几乎相同。

[0116] 与实施例 8 的不同点在于,要考虑背景噪声不是高斯分布的情况,由于传输路径的衰减特性(例如,许多子载波的 CINR 值在阈值附近等情况),需要考虑这种情况:根据通过传输路径估计所获得的 CINR 确定用于发送设备的码元映射器的一次调制方式时,所使用的阈值的初始设置的值变得不合适的情况。

[0117] 基于上述了解,在这个实施例中的传输路径估计器 370 通过改变每一阈值的设置而使其更高(即,通过将其设置成具有余量)来提高包括重新传输等在内的整个系统的传输效率,从而进行控制。这是因为存在这样的情况:基于 CINR 的分布,仅仅通过改变阈值便可显著地改变传输效率。利用这样的配置,可以比实施例 8 中的通信装置进一步提高传输效率。

[0118] (实施例 10)

[0119] 下文将描述本发明的实施例 10 中的通信装置的传输路径估计器 370。在这个实施例中,认为传输路径与实施例 8 中所考虑的传输路径几乎相同。与实施例 8 的不同点在于,在观察所获得的多个传输路径估计结果的情况下,传输路径特性显著波动。在图 11 中,展示了在进行多次传输路径估计时存在传输路径波动的情况下的 CINR 的图。在这样的传输路径中,每次发生传输波动时,误差就视波动范围而增大,并且存在这样的可能性:即使进行误差校正,也必须重新传输那时的帧。

[0120] 因此,基于上述了解,在这个实施例中的传输路径估计器 370 可以通过使对于在每一子载波中获得的 CINR 而言波动较大的子载波不可用,或者通过在所获得的结果中选择最小值来减少重新传输,由此控制包括重新传输等在内的整个系统的传输效率得以改善。

[0121] 利用这样的配置,可以比实施例 8 中的通信装置进一步提高传输效率。

[0122] (实施例 11)

[0123] 下文将描述本发明的实施例 11 中的通信装置的传输路径估计器 370。在这个实施例中,认为传输路径与实施例 10 中所考虑的传输路径几乎相同。

[0124] 与实施例 10 中的传输路径的不同点在于,通过使用电力线作为传输路径,传输路径波动与电源周期或其半周期同步发生。

[0125] 在图 11 所示的传输路径中,每次出现传输路径波动时,误差视其范围而增大,并且存在这样的可能性:即使进行误差校正,也必须重新传输那时的帧。

[0126] 这时,当对应于传输路径估计请求进行一次传输路径估计处理时,存在这样的可能性,即基于传输路径估计定时,估计值低于真实的传输路径容量。在这种情况下,系统可以稳定地操作,但是传输速度变慢。

[0127] 在上层中充分地提供缓冲器等并且可以不考虑重新传输产生的影响的环境下,传输路径估计结果最好接近真实的传输路径容量的程度(如果可能)。

[0128] 因此,基于上述了解,将这个实施例中的传输路径估计器 370 设计成:针对一个传输路径估计请求,以与电源周期或其半周期不同步的定时进行两次传输路径估计,并且利用所获得的传输路径估计结果,在每一子载波中选择 CINR 较大的值。由此,可以进行传输路径估计,两次传输路径估计中的至少一次传输路径估计不会出现与电源周期同步的传输路径波动。另外,因为在每一子载波中采用 CINR 结果的较佳值,所以传输速度维持在一个较高水平。

[0129] 利用这样的配置,通过简单的处理,即使在存在与电源周期同步的传输路径波动的电力线传输路径环境下,也可进行良好的传输路径估计。

[0130] (实施例 12)

[0131] 下文将描述本发明的实施例 12 中的通信装置的传输路径估计器 370。在这个实施例中,认为传输路径与实施例 10 中所考虑的传输路径几乎相同。

[0132] 图 23 是展示 DPMC 传输系统中的传输帧内部的结构实例图。

[0133] 假定接收信号通过这样一个配置如下的帧进行传输,所述帧由同步和均衡处理所需的前导信号和信息信号组成,如图 23 所示。通常应了解,与无线传输路径相比,电力线传输路径非常缓慢地变化。另外,电子设备的开/关等会产生瞬时波动。此外,也有可能发生与电源同步的传输路径波动等。

[0134] 基于上述了解,如果对于非常缓慢的传输路径波动,以长周期(从秒到分的间隔)方式进行传输路径估计,那么这个实施例的传输路径估计器 370 就足够了,对应于由于电子设备的开/关而产生的瞬时波动,传输路径状态显著改变而需要进行重新传输路径估计。因为可以通过使用实施例 1 或 2 中的通信装置采用实施例 8 中预测与电源同步的周期性传输路径波动的相同方式来预测传输路径的周期性波动的发生位置,所以尽管会增大前导信号的开销(overhead),但是通过在那时不进行信号传输或通过细分帧,仍可抑制重新传输的数据量。

[0135] 利用这样的配置,因为可以减少重新传输的数据量,所以可以提高传输效率。

[0136] (实施例 13)

[0137] 下文将描述本发明的实施例 13 中的通信装置的传输路径估计器 370。在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置。

[0138] 在进行正常的传输路径估计的情况下,如图 10 和图 11 中所示,获得 CINR,确定一次调制以用于发送设备的码元映射器,并且设置每一参数以在进行通信的传输路径中以最大效率进行传输。

[0139] 然而,取决于状态,还存在这样的情况:通过适应性地对传输系统给出冗余度,可以稳定地进行系统操作。

[0140] 基于上述了解,这个实施例的通信装置进行如下操作。

[0141] 在传输路径本身不拥挤的情况下以及将要传输的数据量小于传输路径容量(通过传输路径估计获得的容量)的情况下,传输路径估计器 370 进行操作以使多值级别降低一个等级(例如,从 4PAM 到 2PAM)而达到在阈值附近判断多值级别,或向所有阈值给出余

量(例如,2dB),或进一步在进行多次传输路径估计的情况下使用最小值来确定多值级别。

[0142] 由于这些系统被设计成通过使用小波转换而在每一子载波中具有较低旁瓣频谱,并且因为传输路径估计器 370 在每一子载波中获得详细的 CINR,故其可实现。

[0143] 顺便提一下,本系统不仅可应用于小波转换,而且还可应用于其他具有较低旁瓣频谱的使用 OFDM/OQAM(在这种情况下,多值级别是 MQAM:M 是多值数)、滤波 OFDM(filtered OFDM)、滤波多音频 FMT(filtered Multitone system)等的多载波通信。

[0144] 另外,本系统还可应用于基于特性会恶化但是长久以来常常使用的 FFT(快速傅立叶变换)的多载波通信系统恶化。

[0145] 利用这样的配置,可以对包括传输路径在内的整个系统进行优化,此外,可以进行稳定的通信。

[0146] (实施例 14)

[0147] 下文将描述本发明的实施例 14 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0148] 在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的电力线通信装置的模块配置。

[0149] 在进行正常的传输路径估计的情况下,如图 10 和图 11 中所示,获得 CINR,确定一次调制以便用于发送设备的码元映射器,并且设置每一参数以在进行通信的传输路径中以最大效率进行传输。

[0150] 然而,取决于状态,还存在这样的情况:对传输系统适应性地设置冗余度,可以稳定地进行系统操作。

[0151] 基于上述了解,这个实施例的传输路径估计器 370 进行如下操作。

[0152] 在传输路径本身不拥挤的情况下以及将要传输的数据量小于传输路径容量(通过传输路径估计获得的容量)的情况下,通过从上层接收将要发送的数据类型(Voip、数据、流等)的信息,因为在诸如文件等数据的情况下不要求即时性(尽管存在发生重新传输的可能性,但是因为不是要求实时的数据,所以不成问题),所以在正常的传输系统考虑到最大效率进行通信,另外,因为在 Voip 通信中即时是很重要的,所以认为稳定性比效率更重要,可以设想,如果传输路径容量充足,那么可以在每一子载波中选择接近于最小值的多值级别,或者通过进行频率分集或时间分集使帧本身具有抵抗性(resistance property),再者,因为在流等中传输视频图像,容量和即时性,不到 Voip 的程度,也变得必要,因此,在这种情况下,通过以与需要发送的信息合调的形式来实现最小多值,来确定每一子载波的多值级别。

[0153] 由于这些系统被设计成通过使用小波转换而在每一子载波中具有较低旁瓣频谱,并且通过传输路径估计器在每一子载波中获得详细的 CINR,故其变得可能。顺便提一下,本系统不仅可应用于小波转换,而且还可应用于其他具有较低旁瓣频谱的使用 OFDM/OQAM(在这种情况下,多值级别是 MQAM:M 是多值数)等的多载波通信。另外,这个系统还可应用于特性会恶化但是长久以来常常使用基于 FFT(快速傅立叶变换)的多载波通信系统(例如,ADSL、802.11a 和 g)恶化。

[0154] 通过实现这样的配置,可以通过考虑应用进行传输路径估计而对包括传输路径在内的整个系统进行优化,此外,可以进行稳定的通信。

[0155] (实施例 15)

[0156] 下文将描述本发明的实施例 15 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0157] 在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置。

[0158] 当在通过正常方法进行传输路径估计的情况下不能满足所需的传输速度时,存在这样的可能性:由于传输路径的群延迟破坏了小波滤波器组的正交性,因而无法获得所需的 CINR。

[0159] 通常,在接收设备中与接收信号同步进行解调处理,但这并不意味着对所有的子载波都实现同步。

[0160] 简而言之,在实际的传输路径上,轻易破坏正交性的可能性很大。在传输路径中,因为位于存在较大群延迟的频带中的子载波较大地破坏了正交性,所以会发生较大的载波间干扰和码元间干扰。因此,在那个频带中,因为存在干扰波,所以估计 CINR 较低。

[0161] 为了解决这个问题,在这个实施例的通信装置中,可以使用的子载波仅限于(例如)偶数子载波。

[0162] 由此,虽然频率利用效率降低了,但是可以显著地减少由于正交性的破坏而产生的载波间干扰,因此,即使传输路径内存在一种群延迟,也几乎不受载波间干扰的影响,因此,整个系统的传输速度也能够得到提高。另外,因为几乎不会与相邻载波发生重叠,所以对频率偏移存在抵抗性。

[0163] 图 22 是展示 DWMC 传输系统中的传输频谱实例的图。

[0164] 通过实现图 22 中的配置,虽然频率利用效率降低了,但是在群延迟偏移较大的传输路径中,可以显著地减小载波间干扰,另外,对频率偏移存在抵抗性,因此,存在这样的可能性:整个系统的传输速度得到改良。

[0165] (实施例 16)

[0166] 下文将描述本发明的实施例 16 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0167] 在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 中的常规系统或实施例 1 或 2 的通信装置的模块配置。

[0168] 在通过正常的方法进行传输路径估计时不能满足所需传输速度的情况下,传输路径可能处于恶劣的环境中。在恶劣的环境下,虽然延迟检测中传输效率的降低比同步检测中大,但是因为存在抵抗性,所以存在需要使用延迟检测的情况,但是 DWMC 是实调制,并且在每一子载波中不存在相位,因此,不可能进行延迟检测。

[0169] 然而,存在这样一种方法,其通过向传输数据给出冗余度,而使得即使在 DWMC 中,也可通过使用相位来进行延迟检测。

[0170] 基于上述了解,这个实施例的传输路径估计器 370 进行如下操作。

[0171] 在假定小波脉冲响应长度为 $4T$ (T 表示码元周期)(就滤波器长度而言,为 $4M$,其中 M 是所有子载波的数量)的情况下,假定每一子载波中将要传输的数据在 $4T$ 区中相同。虽然传输效率变成 0.25,但是最小限度,可以每 $4T$ 处理与 FFT 相同的相位,并且可以进行延迟检测。

[0172] 这利用了这样一个性质:即在 DWMC 的情况下,如果使用 $4T$ 的连续信息,那么最小限度,每 $4T$ 变成一个正弦波。当然,如果小波的脉冲响应长度变成 $8T$,那么有必要使每一子载波中将要传输的数据在 $8T$ 时间段中相同。顺便提一下,因为存在可以处理相位的事实,

所以用于正常的数字通信的各种技术也可应用于 DWMC。因为当对所有数据进行上述处理时传输效率会恶化,所以即使仅用于最小部分,也可改善系统。例如,通过仅应用于前导信号和导频信号 (pilot signal),可以改善系统性能。

[0173] 通过实现这样的配置,仅仅根据与小波的脉冲响应长度相同的长度给需要发送的信息设定冗余度,因此,虽然传输效率恶化了,但可处理相位,且因此可以进行延迟检测。另外,用于正常的数字通信的各种技术也可应用于 DWMC,另外,即使在应用于一部分的情况下,也可改善系统性能。

[0174] (实施例 17)

[0175] 下文将描述本发明的实施例 17 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0176] 在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置。

[0177] 在这个实施例中,假定发送设备 299 的输出功率小于最大功率或额定最大功率。

[0178] 在通过正常方法进行传输路径估计时不能满足所需传输速度的情况下,通信装置通过使用那时的传输路径估计结果计算发送设备的放大器必须增加多少增益方可实现所需的传输速度,并且基于那个计算结果,控制发送设备 299 的传输功率。

[0179] 通常,在基于小波的多载波通信中,与部分现有系统(例如,业余无线电等)所使用的频带相同的频带的子载波不可用,因为其会妨碍现有系统。通过一个子载波不可用,而形成陷波 (notch)。

[0180] 图 12 是 DWMC 传输系统中的振幅谱图。

[0181] 图 12 展示在使得利用与业余无线电所使用的频带相同的频带的子载波不可用的情况下的振幅谱。如图 12 所示,其展示,仅仅通过使数个子载波不可用,便形成了 30dB 或更大的陷波。

[0182] 这之所以可以实现是因为基于小波子载波具有较低旁瓣振幅谱。在图 22 中,展示了 DWMC 传输系统中的传输频谱实例。这里所用的子载波的振幅谱的第一旁瓣是 -35dB。然而,当传输功率增大时,每一子载波的旁瓣都会一起提升,因此,对现有系统的干扰也增大。

[0183] 为了防止这种现象,为了使陷波仅在发送设备 299 的放大器的增益增大的那一部分变深,这个实施例中的传输路径估计器 370 进一步使它们附近的子载波不可用。

[0184] 顺便提一下,因为已经预先知道振幅谱的旁瓣如何衰减,所以唯一地确定发送设备 299 的放大器的增益的增量和不可用的子载波的数量。

[0185] 通过实现这样的配置,即使发送设备 299 的传输功率增大了,也不会出现增大对另一现有系统的影响的情况,并且可以将信号传输到更远。此外,仅仅通过使多个子载波不可用,便可灵活地响应这些情况。

[0186] (实施例 18)

[0187] 下文将描述本发明的实施例 18 中的通信装置的传输路径估计器 370。

[0188] 在这个实施例中,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置,并且针对传输路径估计请求,假定进行多次传输路径估计。假定接收设备的动态范围是 40dB。

[0189] 假定所有子载波的数量是 300。这里,为了便于解释,假定传输路径是静态传输路

径并且不会变动。

[0190] 首先,在无信号时间段,预先测量传输路径的噪声电平。噪声电平易于通过均衡器的系数和 AGC 的增益而获得。

[0191] 接着,进行正常的传输路径估计(发送设备以最大功率进行传输),并且估计每一子载波的接收信号电平和 CINR 值。以简化的方式从接收信号电平和噪声电平获得传输路径的 SNR(信号功率与噪声功率之比)。关于这里的 SNR,差不多就是获得的传输路径的 SNR,但是在进行传输路径估计时获得的 CINR 取决于接收设备的动态范围。

[0192] 因此,在接收设备的动态范围不够的环境下,根据平均 SNR 和平均 CINR 之间的关系,可以降低发送设备 299 的输出功率而不会使传输速度恶化。

[0193] 图 13 是接收信号电平的模式图。

[0194] 图 13 展示无接收信号时的噪声电平、在发送设备以最大功率发送信号时接收设备接收到的信号电平以及在传输路径估计时所获得的 CINR。在图 13 中,在发送设备以最大功率输出的情况下,接收设备以最大 80dB μ V、最小 60dB μ V 接收。另外,因为接收设备的动态范围是 40dB,所以在进行传输路径估计时所获得的 CINR 变成最大 40dB、最小 20dB。关于传输路径的 SNR,最小为 60dB μ V,而关于 CINR,最小仅为 20dB。

[0195] 这意味着传输功率损失了 40dB,因为接收设备的动态范围仅为 40dB。因此,通过使用传输路径的 SNR 和进行传输路径估计时的 CINR 之间的增益差,可以控制发送设备的传输功率而不会影响传输速度。利用这样的配置,可以基于传输路径的 SNR 和进行传输路径估计时得到的 CINR 之间的增益差来控制发送设备的传输功率,以便减少发送设备的功率消耗,并减少对其他现有系统的干扰。

[0196] (实施例 19)

[0197] 下文将描述本发明的实施例 19 中的通信装置的传输路径估计器 370。假定这个实施例中的通信装置的模块配置与实施例 18 中的通信装置的模块配置相同。

[0198] 在实施例 18 的方法中,虽然通过降低传输功率可以抑制发送设备的功率消耗,并且减少对另一现有系统的干扰,但是无法改善传输速度。

[0199] 在这个实施例中,除了实施例 18 中的特性外,还将描述改善通信装置的传输速度的方法。

[0200] 传输路径估计器 370 采用实施例 18 中的相同方式在进行传输路径估计时获得传输路径的 SNR。计算每一子载波中可以降低多少增益,以便通过使用在每一子载波中获得的 SNR 而实现最大传输速度和最小传输功率。

[0201] 在未控制传输功率的情况下,在进行传输路径估计时,接收设备向发送设备 299 通知将用于每一子载波使用的一次调制的多值级别或与此对应的信息。

[0202] 这里,除了上述信息外,还通知每一子载波中控制增益的信息。发送设备通过使用多值级别的信息进行每一子载波的一次调制,并通过使用增益信息控制每一子载波的传输功率。

[0203] 当将这个系统应用于如图 13、14 所示的接收信号时,在接收设备中获得的 SNR 几乎完全变平坦,并且可以使传输速度最大化。可以通过 CINR 精确地判断传输速度是否保持最大。

[0204] 顺便提一下,在降低增益的所有子载波都选择最大多值级别的条件下,没有必要

以 2 分方式 (2-divided manner) 发送多电平的信息和增益的信息, 并且如果接收设备向发送设备通知多值级别信息或增益信息, 那么可能比较好。换句话说, 有必要通过在多值级别是最大多值级别时使用增益信息, 使得存在增益信息的子载波增益降低, 并且根据那个信息将存在多值级别信息的子载波改变成多值, 且不可控制增益。然而, 在这点上, 在这样的条件下, 增益的减小范围变小。

[0205] 通过实现这样的配置, 与实施例 18 相比, 可以改善传输速度。

[0206] (实施例 20)

[0207] 下文将描述本发明的实施例 20 中的通信装置的传输路径估计器 370。在这个实施例中, 通信装置的模块配置使用图 19 或实施例 1 或 2 中的常规系统的通信装置的模块配置。

[0208] 将传输路径估计器 370 设计成针对一个传输路径估计请求进行多次传输路径估计。

[0209] 这里, 为了便于解释, 假定传输路径是静态传输路径, 并且不会变动。

[0210] 首先, 进行正常的传输路径估计 (发送设备以最大功率进行传输)。根据接收设备中的传输路径估计结果, 仅仅使使用最大多值级别的子载波的增益一律仅降低 α 。这里, α 是根据在确定多值级别时所使用的阈值差获得。同样地, 在这里, 为了便于解释, 将使用多值级别设置成 16PAM-2PAM, 且将各阈值差一律设置成 6dB。这里, α 是 6dB。将第一次传输路径估计结果的多值级别或与此对应的信息通知给发送设备 299, 同时还通知将进行第二次传输路径估计的事实。在第二次传输路径估计中, 发送设备 299 仅使具有最大多值级别 (这里为 16PAM) 的子载波的增益仅降低 6dB 以便传输, 并且在接收设备中进行第二次传输路径估计, 并且与第一次结果相比, 如果传输速度降低了, 那么在第二次结束传输路径估计, 并且将前一次 (这里是指第一次) 传输路径估计结果通知给发送设备 299 以作为这次传输路径估计请求的结果。如果第二次的传输速度大于第一次的传输速度, 那么进行第三次传输路径估计。在第三次, 通过使用在第二次获得的传输路径估计结果, 采用相同的方式, 发送设备 299 使具有最大多电平的子载波的增益仅降低 6dB 以传输, 并且在接收设备中进行第三次传输路径估计。

[0211] 在这个操作中, 有必要令发送设备 299 使在第一次和第二次中增益都有所降低的子载波的增益总共只降低 12dB。

[0212] 简而言之, 当进行第 N 次传输路径估计时, 使用在第 N-1 次获得的传输路径估计结果和累积增益。重复类似的计算直到传输速度下降为止, 并且在传输速度下降时, 停止传输路径估计, 并且使用上一次的结果作为最终结果。这里, 将使用图 13、15-17 来描述具体实例。

[0213] 图 15 是在第 1-100 号子载波的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图, 图 16 是在第 1-100 号子载波的增益降低 12dB, 第 101-200 号子载波的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图, 图 17 是在第 1-100 号子载波的增益降低 18dB、第 101-200 号子载波的增益降低 12dB 并且第 201-300 号子载波的增益仅降低 6dB 时接收到的信号电平的模式图。

[0214] 首先, 进行正常的传输路径估计。假定图 13 是接收到的信号电平的模式图。在发送设备以图 13 中的最大功率输出的情况下, 接收设备可以最大 80dB μ V、最小 60dB μ V 接

收。另外,因为接收设备的动态范围是 40dB,所以在进行传输路径估计时所获得的 CINR 值变成最大 40dB、最小 20dB。这里,选择最大多值级别(这里为 16PAM)的第 1-100 号子载波的增益降低了 6dB。这里,当进行第二次传输路径估计时,如图 15 所示,CINR 变成 40dB、36dB、26dB。以相同方式,选择 16PAM 的第 1-200 号子载波的增益降低了 12dB、6dB。这里,当进行第三次传输路径估计时,如图 16 所示,CINR 变成 40dB、36dB、32dB。这里,所有子载波都变成选择 16PAM。因此,对于所有子载波来说,增益降低 18dB、12dB、6dB。以相同方式,当进行第四次传输路径估计时,以与第三次相同的方式,在所有子载波中选择 16PAM。这里,因为第四次的传输速度和第三次的传输速度相同,所以处理结束,并且第三次的结果作为这时的传输路径估计结果用于通信。在这个实例中,虽然第三次的速度和第四次的速度偶尔会相同,但是因为实际的传输路径特性很复杂,所以一般不会出现两个速度相同的情况。

[0215] 因此,这个处理一直进行直到传输速度恶化为止,并且在传输速度恶化时,将前一次的结果用作那时的传输路径估计结果。

[0216] 顺便提一下,为了简化系统,即使在将所使用的传输路径估计限于 2 次的情况下,与不使用本系统的情况相比,也可仅由 α dB 有效地利用接收设备的动态范围。另外,虽然仅降低了最大多值级别的增益,但是即使不限于最大多值级别,也可获得相同的优点(例如,在 8PAM 或更大的子载波中降低增益)。利用这样的配置,虽然必须进行多次传输路径估计,但是在电力线通信装置中,可以通过简单的程序控制发送设备的传输功率。

[0217] 此外,在这个实施例 21 中,虽然通过使用 CINR 值来控制发送设备 299 的增益,但是也可通过使用每一子载波的 SNR 来进行发送设备 299 的功率控制。

[0218] (实施例 21)

[0219] 下文将描述本发明的实施例 21 中的通信装置的传输路径估计器 370。这里,通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置。

[0220] 假定进行多次传输路径估计,并且那时,还测量接收信号电平(不必进行噪声电平测量)。假定第一次传输路径估计时的接收电平如图 18(a) 所示。从所有子载波中提取最大电平,设置偏移电平(offset level)(最大电平 - 偏移电平),并且使以此电平或更大电平接收的子载波的增益一律仅降低 β 。接着,进行第二次传输路径估计,并将传输速度与第一次的传输速度进行比较,如果传输速度恶化,那么使用前一次 CINR 结果和增益信息作为传输路径估计结果。在传输速度改善的情况下,以相同方式进行第三次传输路径估计。以这样的方式,重复相同的工作直到传输速度恶化为止,并且在传输速度恶化的情况下,使用前一次 CINR 结果和增益信息作为最终结果。图 18 展示一个实例。图 18 是在动态范围不足的情况下传输路径估计特性的模式图。

[0221] 利用第一次传输路径估计,获得图 18(a),这里,子载波第 1-100 号的增益降低了 18dB。接着,进行第二次传输路径估计,且根据 CINR 的结果,确认传输速度改善。另外,进行第三次传输路径估计,取决于偏移值的设置,所有子载波的增益进一步降低 18dB,判断传输速度是否改善,并且在恶化的情况下,结束传输路径估计,并使用前一次的 CINR 值和增益信息作为最终结果。

[0222] 在图 18 的实例中,虽然取决于偏移值,存在第二次的速度和第三次的速度偶尔相同的情况,但是因为实际的传输路径特性很复杂,所以认为一般不会出现这两个速度相同

的情况。这时,继续进行这个处理,直到传输速度恶化为止,并且在传输速度恶化时,使用前一次结果作为那时的传输路径估计结果。取决于传输路径的 SNR,增益有所降低的子载波的特性可能会恶化,但是在接收设备的动态范围不足(如图 18)的传输路径的情况下,由于某一子载波的增益有所降低的事实,会减轻整体的动态范围的不足,因此,可以改善传输速度。在展现出图 18(a) 中的特性的传输路径中,这个系统非常有用。

[0223] 简而言之,在如图 18 的情况下,通过显著地降低接收电平较大的子载波的增益,可改善整个系统的传输速度。在电力线传输路径中,因为衰减特性和噪声特性很复杂,所以认为这样的方法很有用。顺便提一下,因为进行多次传输路径估计很麻烦,所以将传输路径估计限于 2 次,且作为一个简化方式,大胆地使接收电平是(最大电平-偏移电平)或更大的子载波不可用,并且进行第二次传输路径估计,且可确认速度是否改善。或者,通过急剧地降低增益而不是不可用,可以通过二次处理来确定 CINR。通过实现这样的配置,可以改善因接收设备的动态范围的不足而引起的传输速度恶化,并且即使在复杂的传输路径中,也可改善传输速度。

[0224] (实施例 22)

[0225] 本发明的实施例 22 中的通信装置的模块配置使用图 19 的常规系统或实施例 1 或 2 中的通信装置的模块配置。

[0226] 这个实施例中的通信装置的帧结构实例如图 26 所示。图 26 是展示本发明的实施例 22 中的通信装置的帧结构实例的图。

[0227] 在图 26 中,这个帧结构展示根据发送设备 299 从接收设备的传输路径估计器 370 中获得的信息而向接收设备传输的数据。

[0228] 在图中,PRE 表示用于接收设备的同步处理、均衡处理等处理的前导信号,SYNC 表示识别数据开始的 SYNC 信号,TMI 表示一个表示基于传输路径估计结果的信息的信号,FC 表示帧控制信号,且 PL 表示信息信号。

[0229] 基于 TMI 表示的传输路径估计结果的信息可以是由接收设备的传输路径估计器 370 估计的结果本身,或是基于估计定义的收发用调制和解调的信息。

[0230] 在正常的帧结构中,如下所示,控制信号(PRE 和 SYNC)位于最前部,其后跟随信息信号。在这个实施例中,将传输路径估计信息放在信息信号的最前部分。在图 26 的实例中,其放在 SYNC 之后,且在 FC1 之前。通过实现这样的配置,因为可以在开始时处理 TMI 信号,所以可以通过使用 TMI 信息来快速地对信息信号进行处理。

[0231] (实施例 23)

[0232] 关于本发明的实施例 23 中的通信装置的模块配置,认为其与实施例 22 中揭示的通信装置的模块配置相同。

[0233] 这里,对传输路径估计结果信息进行分集(频率分集、时间分集等)处理,且将此信息用作 TMI 信号。然而,因为正常的传输路径估计结果的信息量详细且增大了,那么当将高增益的分集处理应用于大量信息时,传输效率会降低(TMI 信号有可能会变成若干个-几十个码元)。TMI 信号需要高抵抗性。因此,仅在传输路径估计时需要对 TMI 信号进行高增益分集处理,详细的传输路径估计结果信息在通信装置中转换成信息信号,并且将那个信息存储在存储器等中,且在正常的通信状态中,仅传输可从其知道存储那个信息的位置的信息(INDEX 等)。

[0234] 因为这时所必需的信息量减少了（通常是数个比特），所以可以在很大程度上改善分集增益，而不会降低传输效率。顺便提一下，作为为 TMI 信号获得高增益的方法，虽然会存在不同于分集的误差校正，但是高增益误差校正一般具有较大的系统延迟。当 TMI 信号的处理因系统延迟而延迟时，会对整个系统的性能产生影响，因此，应用起来较困难。

[0235] 在这个实施例中，仅对 TMI 信号进行高增益分集处理，并且因为不使用高增益误差校正，所以系统延迟较小。通过实现这样的配置，可以产生其中系统延迟较小并且具有高抵抗性的 TMI 信号。

[0236] 顺便提一下，一系列系统都是关于应用于电力线通信的情况而加以描述的，另外，多载波通信是关于使用基于小波的 OFDM 的情况而加以描述的。然而，本系统不仅可应用于小波转换，而且还可应用于其他具有较低旁瓣频谱的使用 OFDM/OQAM（在这种情况下，多值级别是 MQAM：M 是多值数）、滤波 OFDM、滤波多音频 FMT 等的多载波通信。

[0237] 另外，传输路径并不限于电力线的传输路径，并且可以应用于利用电话线作为传输路径的数字通信装置等。

[0238] 关于本发明的通信装置可以充分跟随诸如电力线之类的传输路径的各种波动，并且可用于电力线通信装置，或者通过应用于其他传输路径的高速通信装置。

[0239] 工业适用性

[0240] 本发明提供一种通信装置，它可解决上述问题，充分掌握电力线传输路径特性，跟随各种传输路径波动，并可提高传输效率。

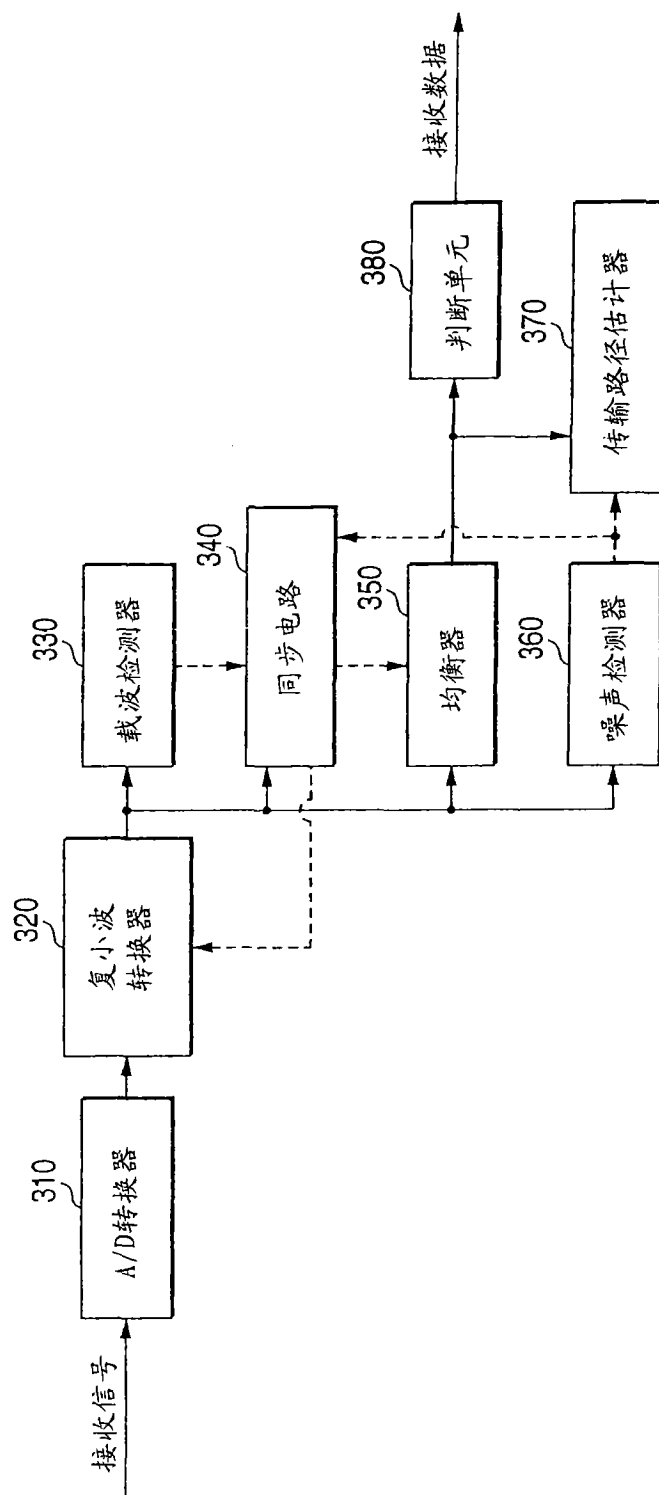


图 1

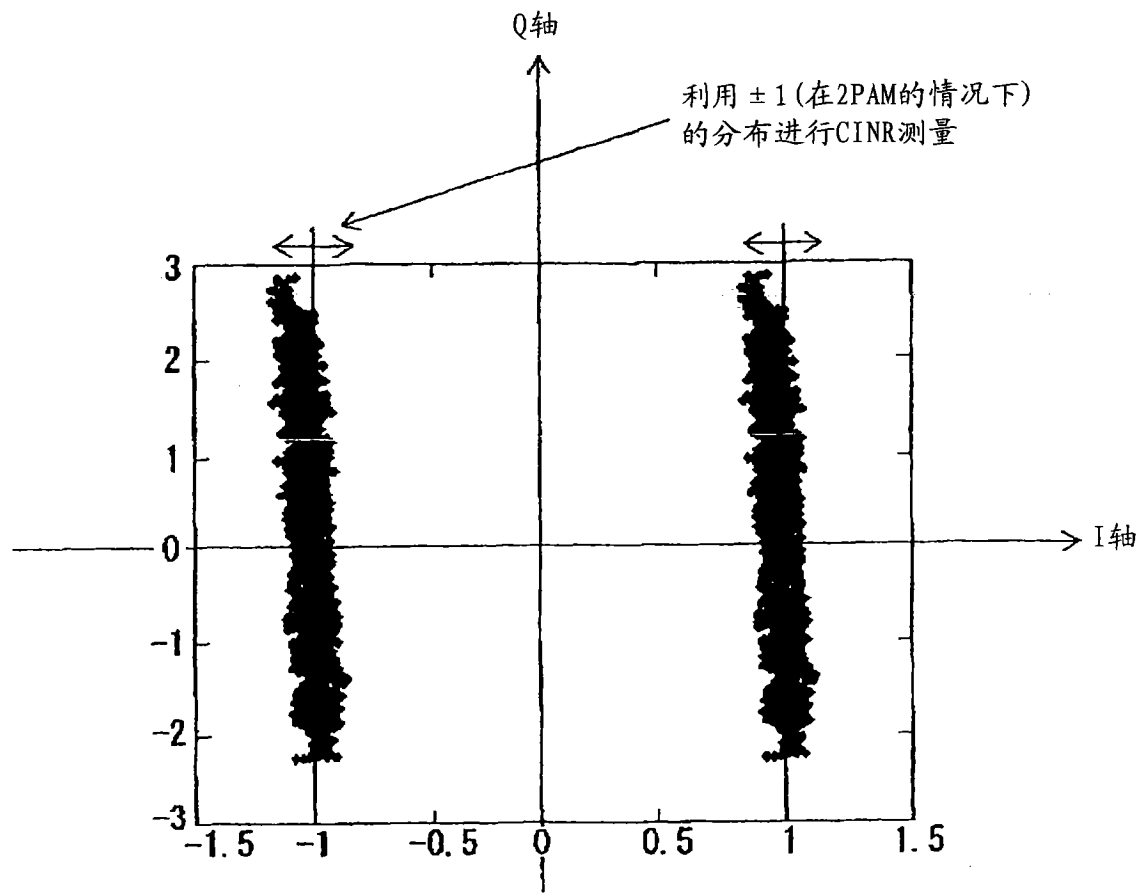


图 2

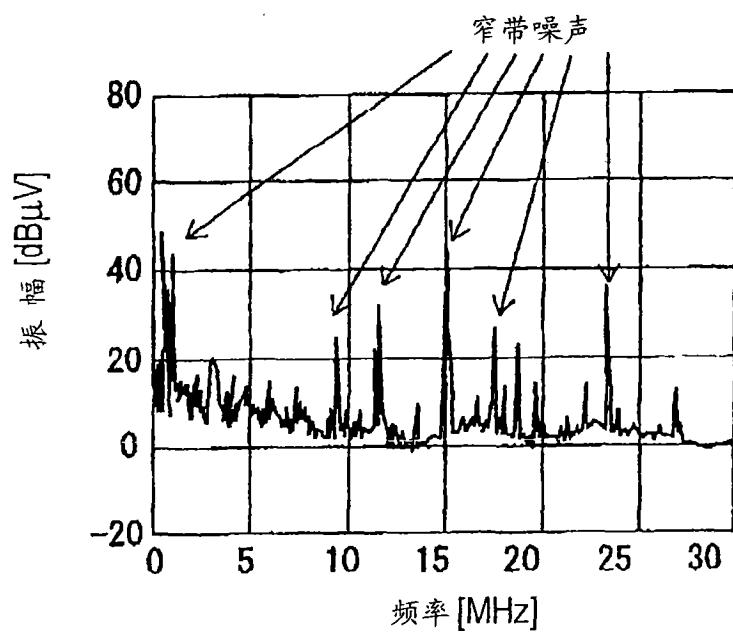


图 3

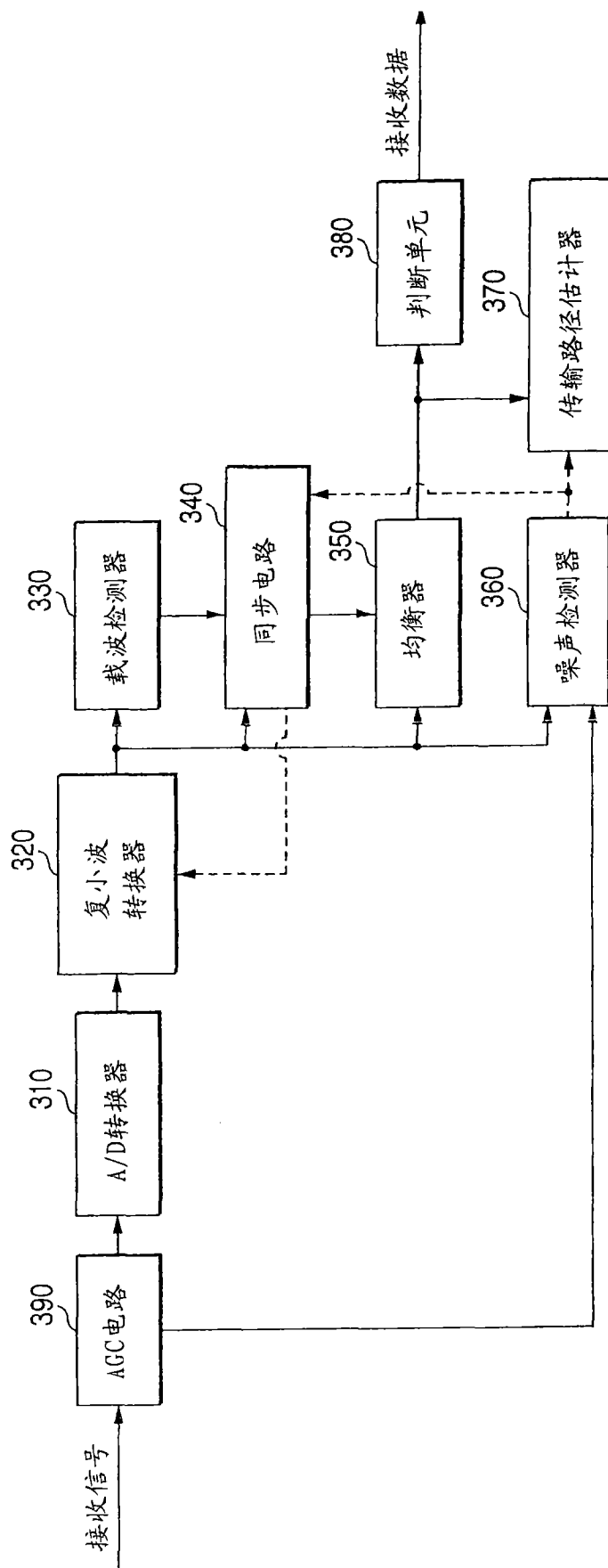


图 4

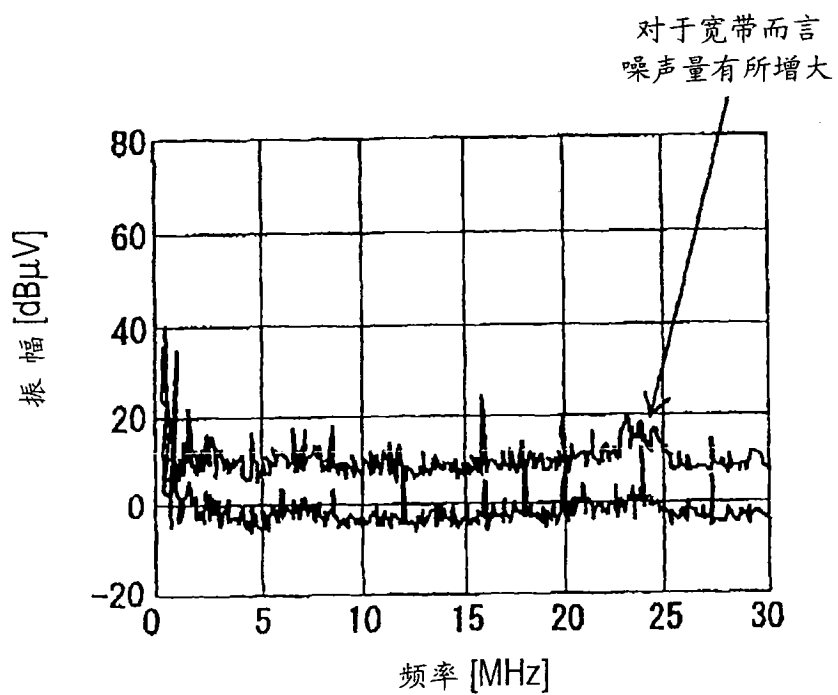


图 5

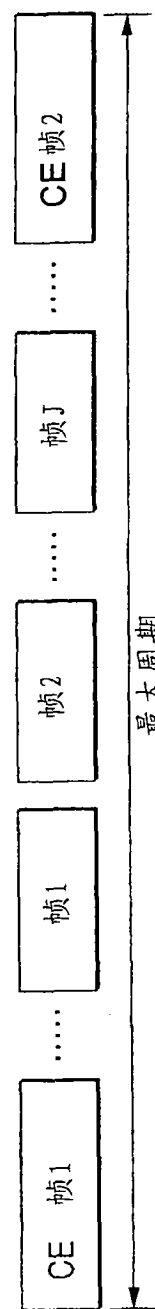


图 6

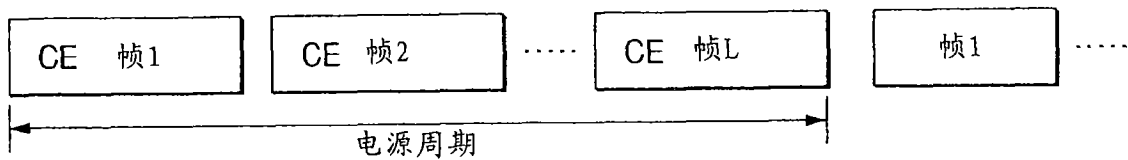


图 7

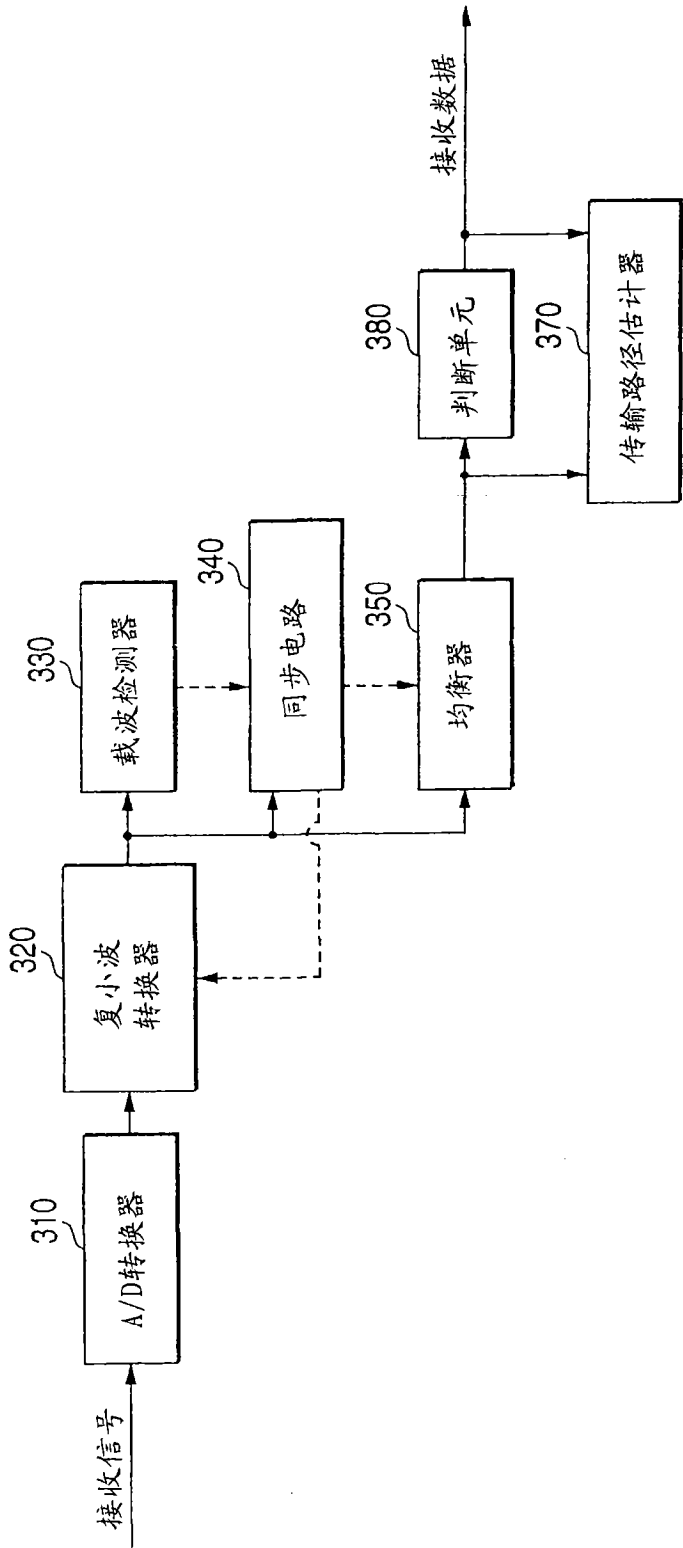


图 8

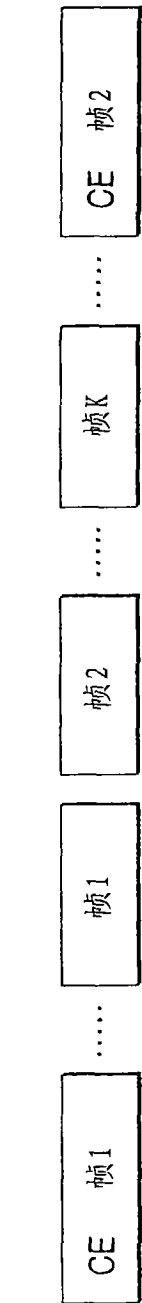


图 9

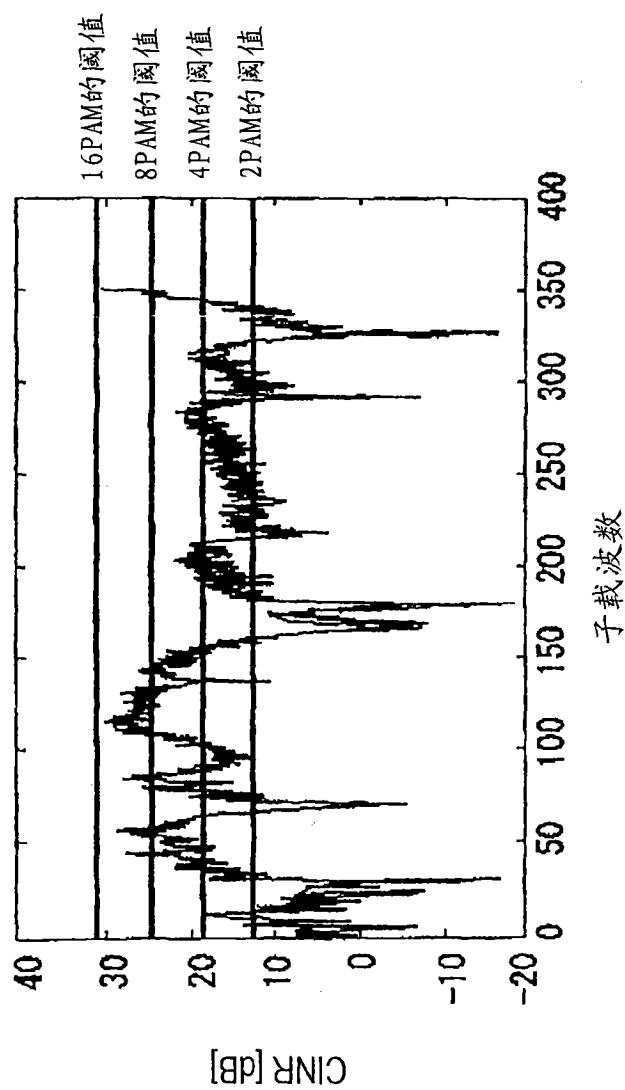


图 10

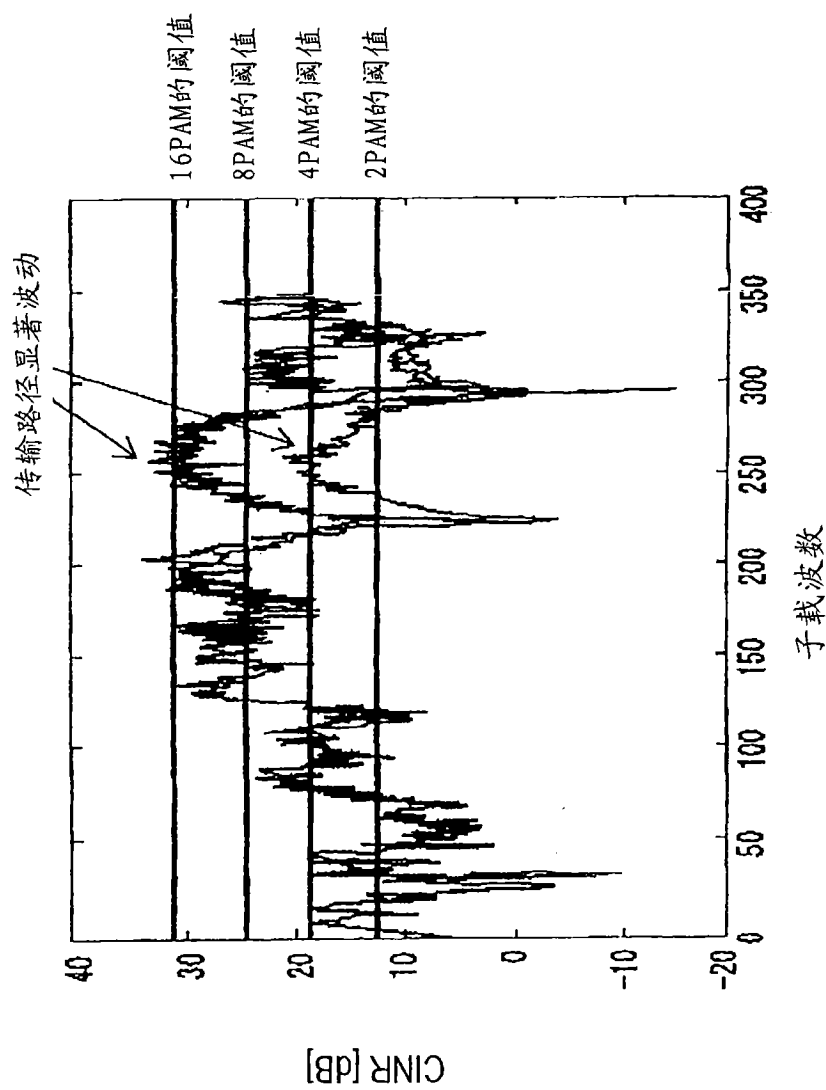


图 11

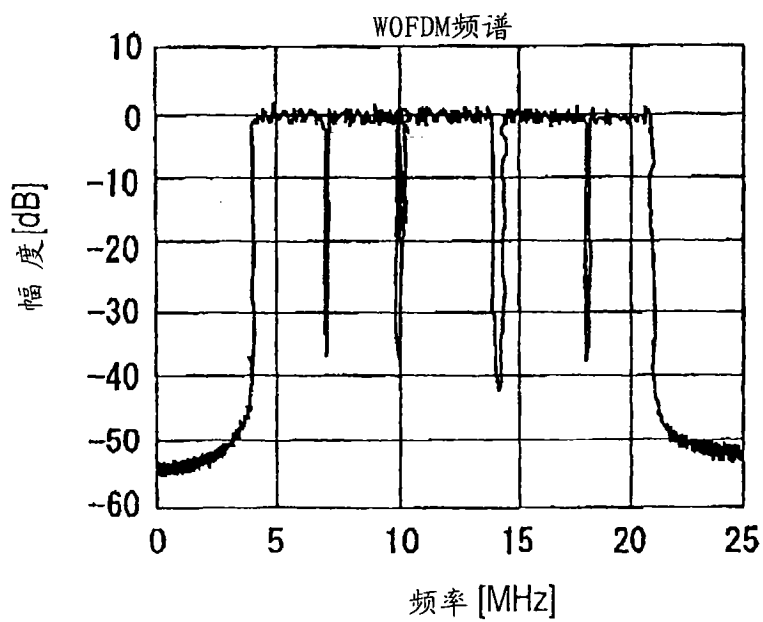


图 12

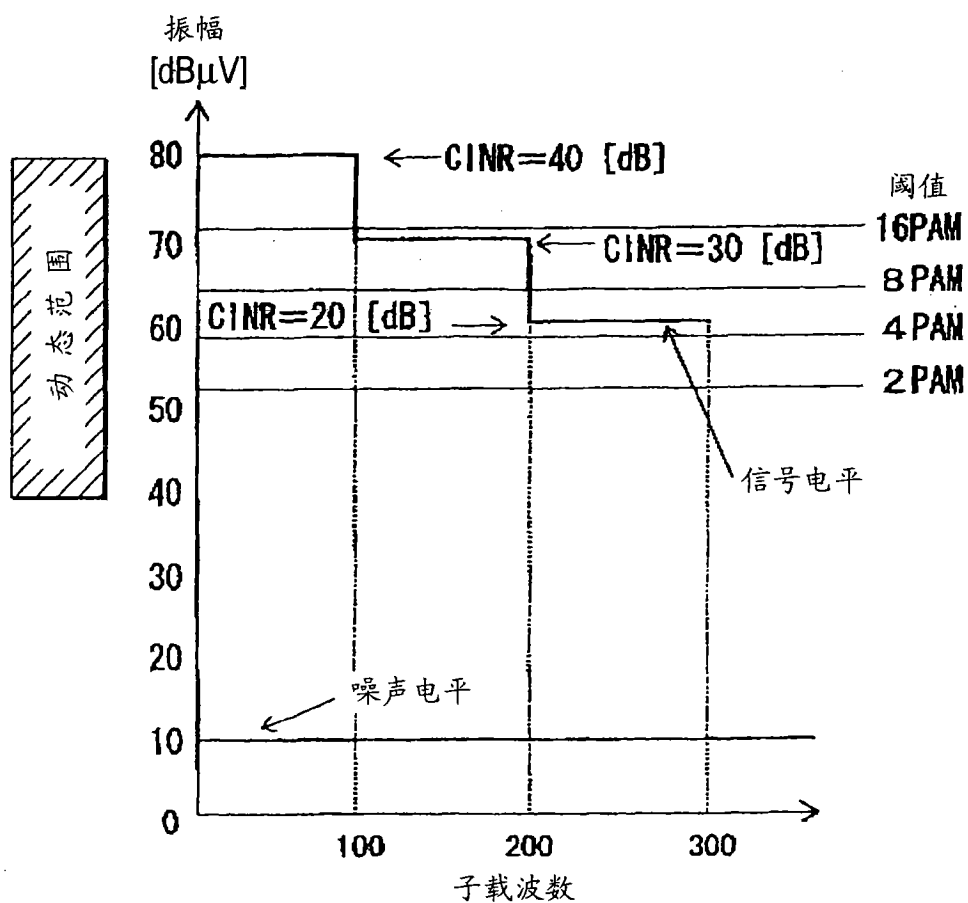


图 13

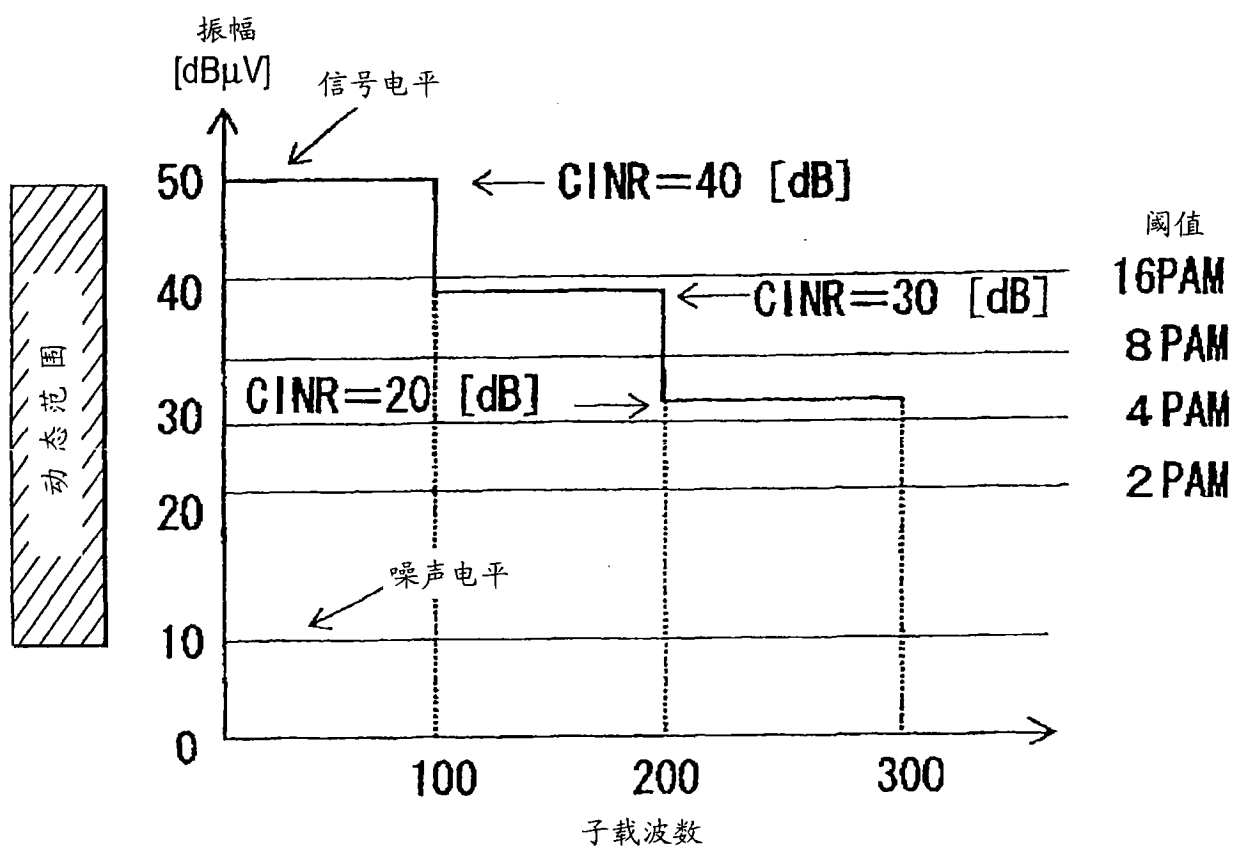


图 14

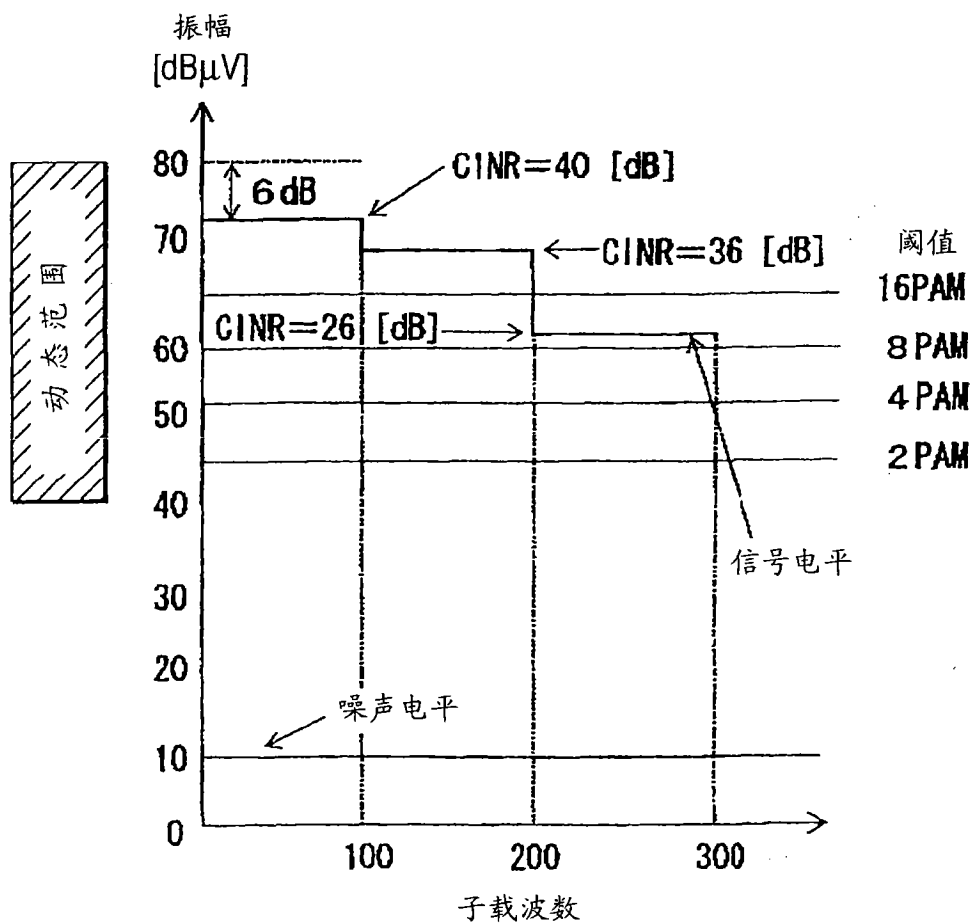


图 15

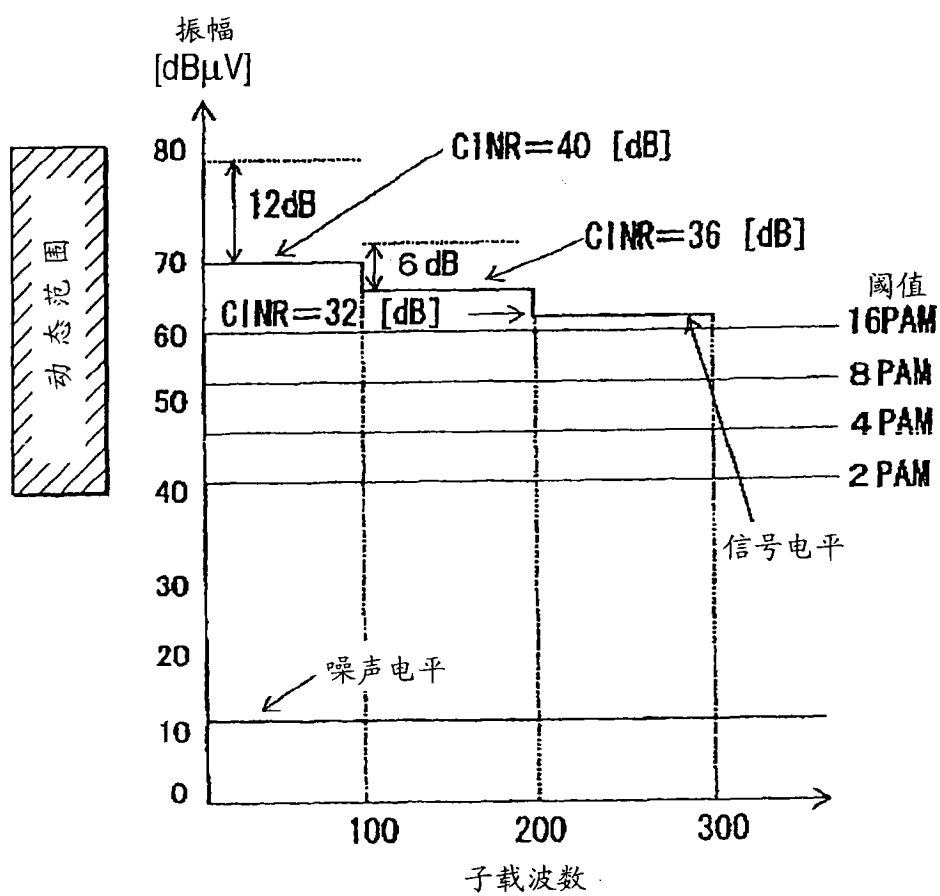


图 16

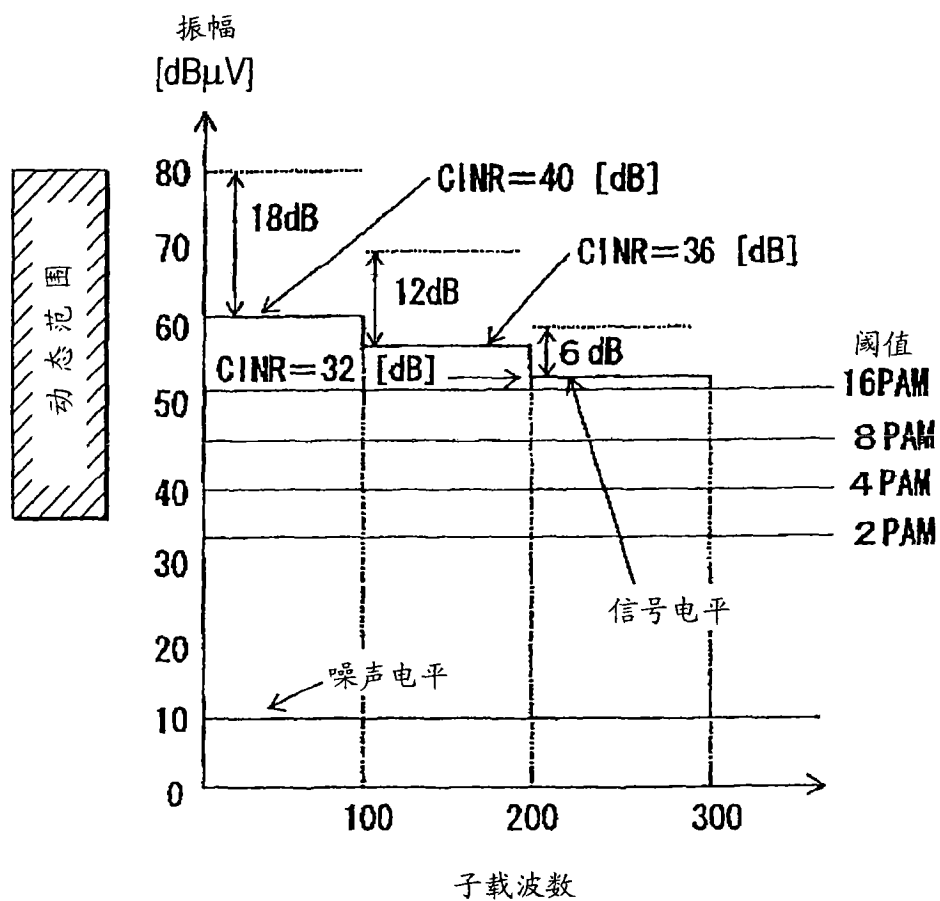


图 17

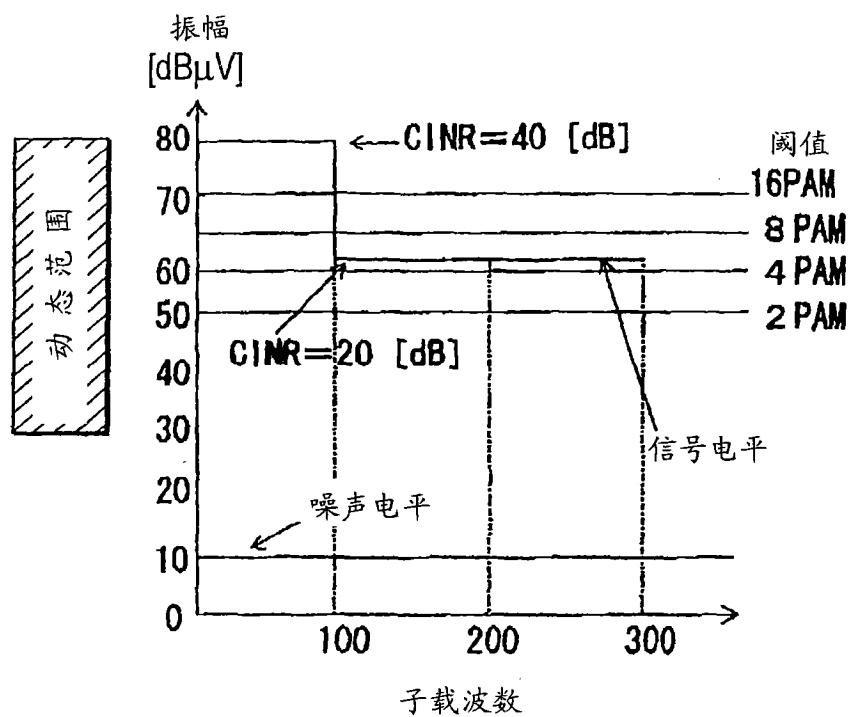


图 18a

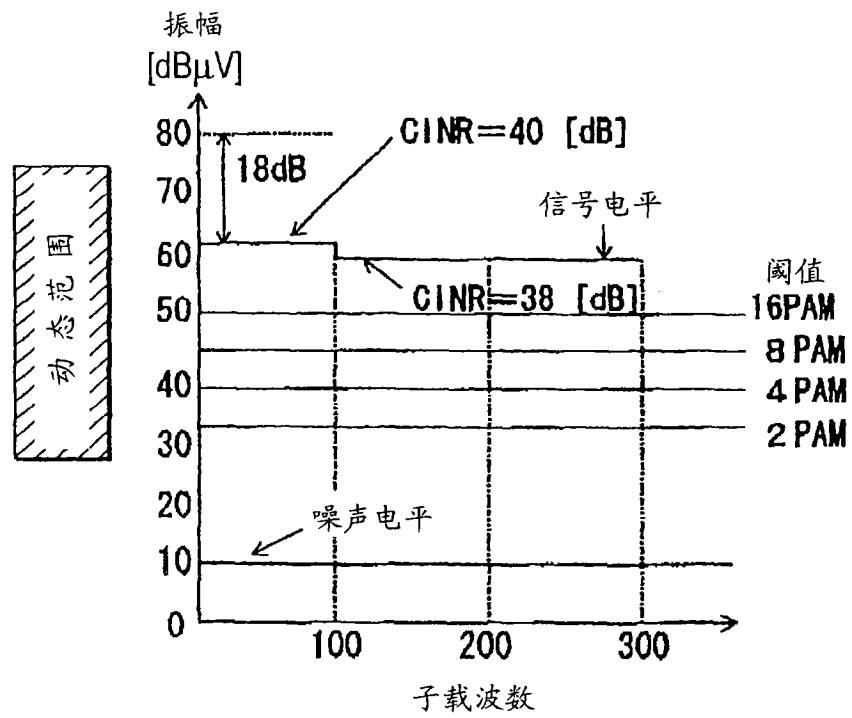


图 18b

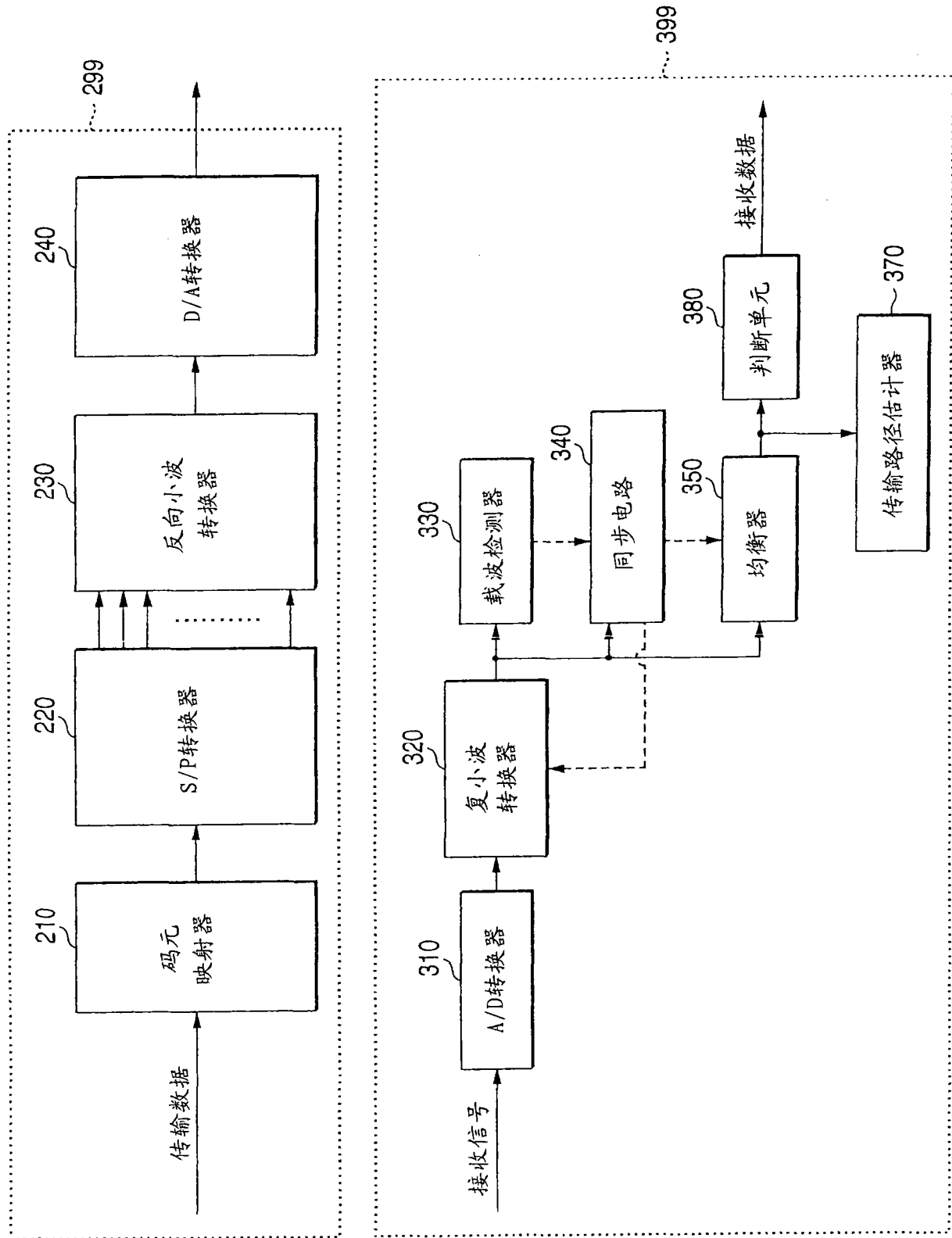


图 19

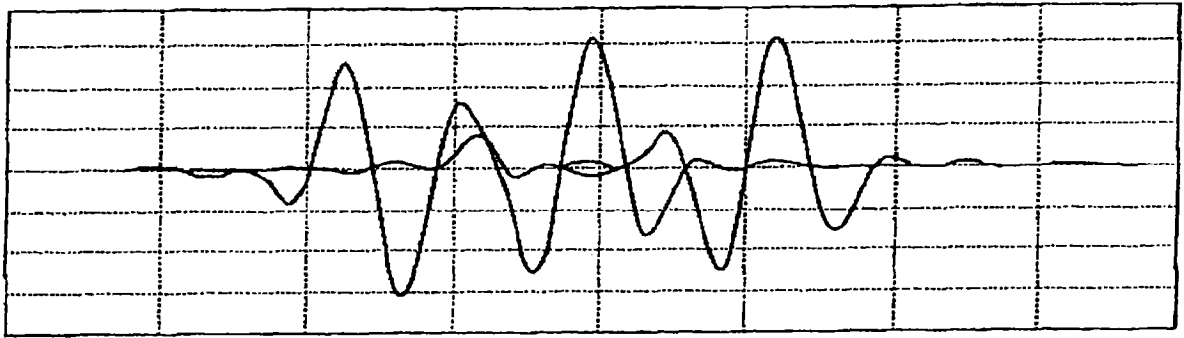


图 20

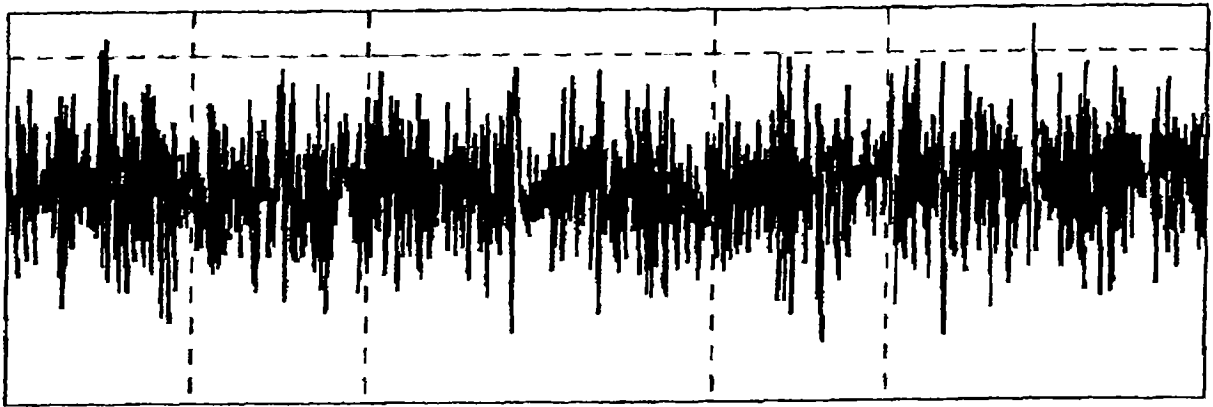


图 21

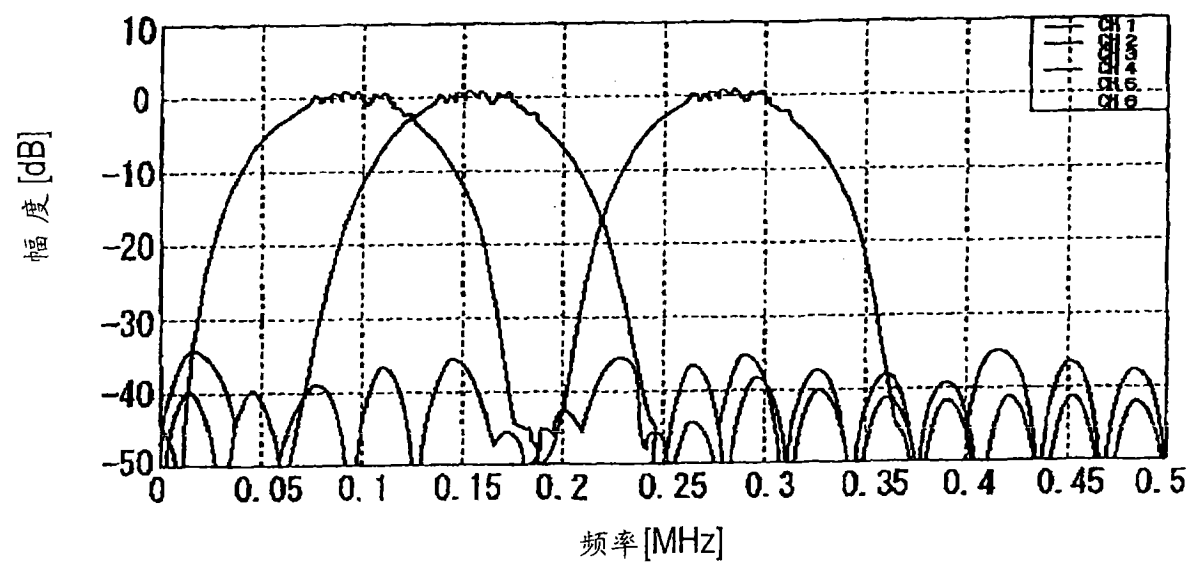


图 22



图 23

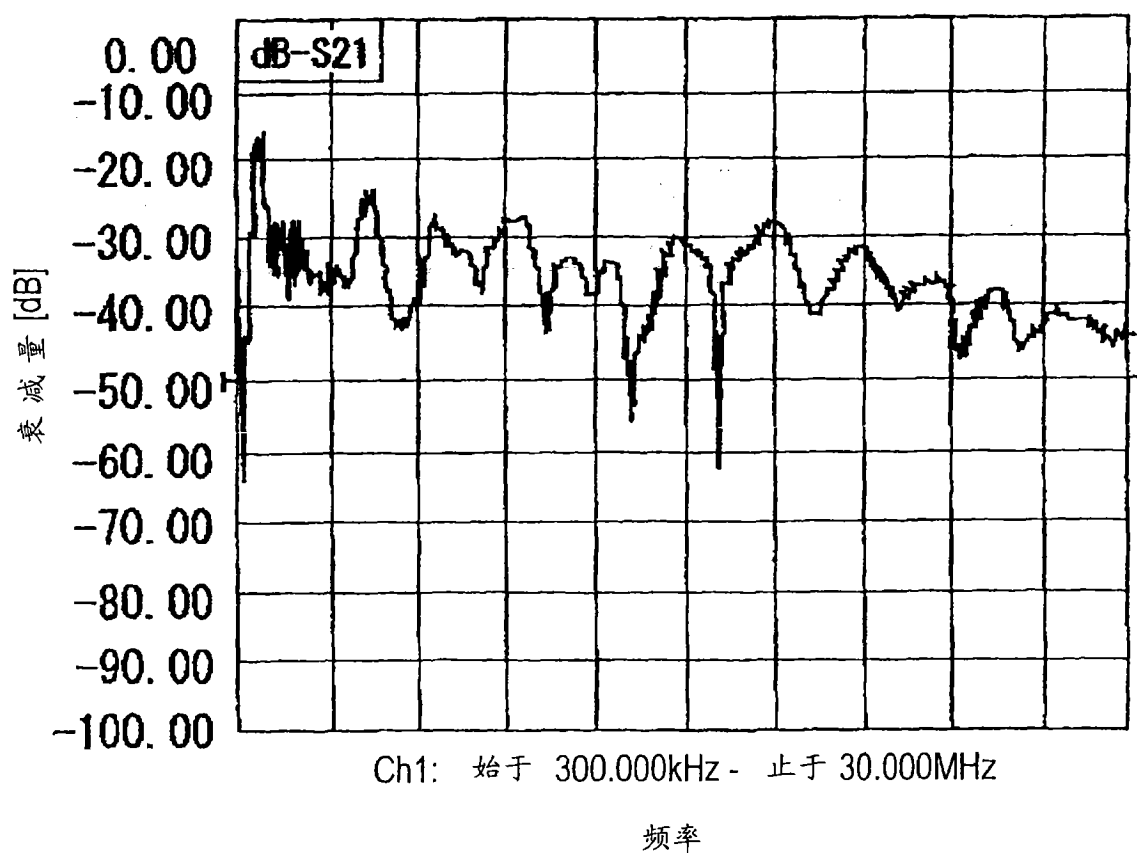


图 24

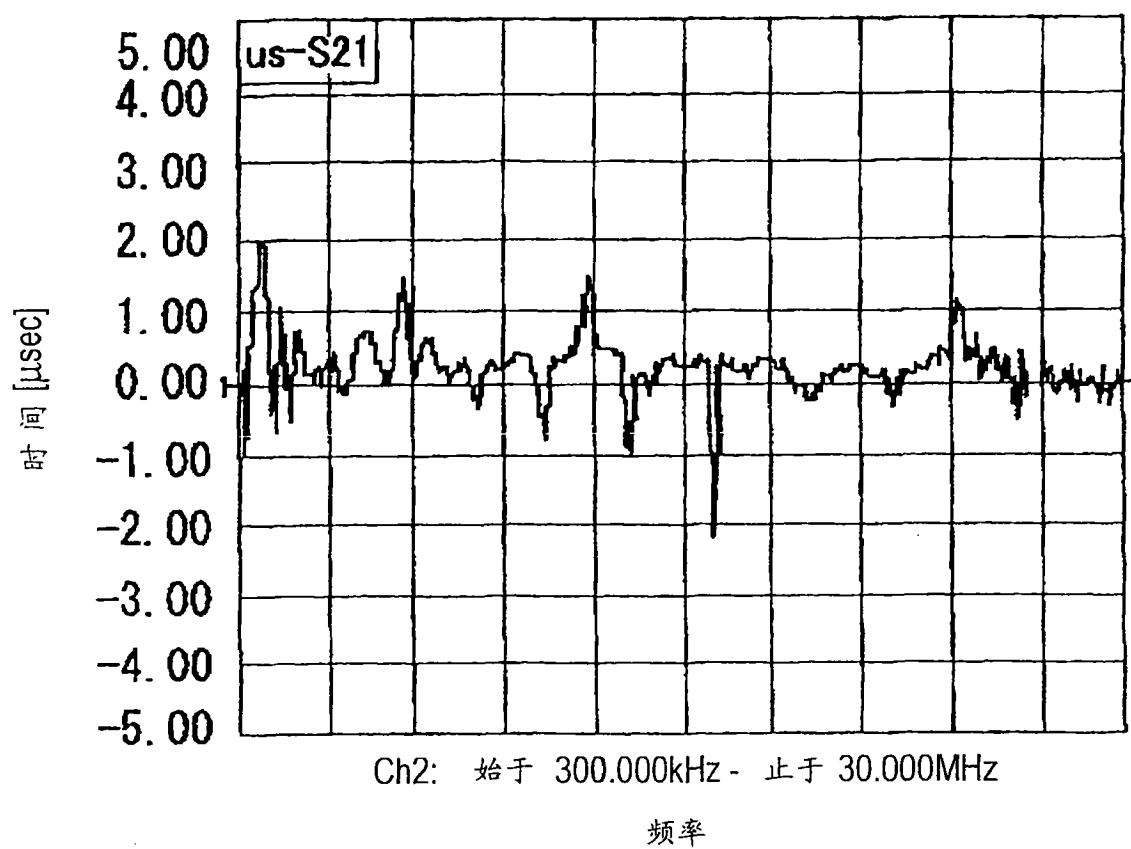


图 25


```
|PRE|PRE|PRE|PRE|PRE|PRE|PRE|PRE|FC1|FC2|FC3|FC4|PL1|PL2|PL3|PL4|
```

图 26