

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/22 H04L 27/01

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94192523.4

[45] 授权公告日 2002 年 12 月 25 日

[11] 授权公告号 CN 1097374C

[22] 申请日 1994. 6. 21 [21] 申请号 94192523.4

[30] 优先权

[32] 1993. 6. 21 [33] JP [31] 149543/93

[86] 国际申请 PCT/JP94/00988 1994. 6. 21

[87] 国际公布 WO95/01035 日 1995. 1. 5

[85] 进入国家阶段日期 1995. 12. 21

[73] 专利权人 株式会社东芝

地址 日本神奈川

[72] 发明人 立见薰 山本和央

[56] 参考文献

JP 4 - 177947A 1992. 6. 25 H04L27/22

JP 5 - 007169A 1993. 1. 14 H04B3/06

审查员 焦景梅

[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

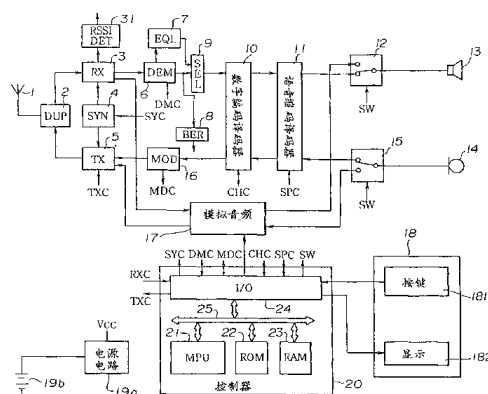
代理人 范本国

权利要求书 2 页 说明书 18 页 附图 9 页

[54] 发明名称 数字无线通信装置

[57] 摘要

本发明的数字无线通信装置可以防止由于对数字解调电路的输出进行均衡处理而解调信号的误码率反而恶化的情况,不论有无延迟波都可以进行良好的接收。误码估算电路根据从数字解调电路输出的解调串行数据估算其误码,控制电路根据上述估算误码信号和接收电路的接收电场强度指示信号利用生成的选择控制信号切换总线器,选择从数字解调电路或均衡器输出的解调串行数据中的某一方作为解调数据输出。



1. 一种数字无线通信装置,其特征在于:

数字解调装置,用于将接收的被调制信号进行数字解调后输出数字解调信号;

均衡装置,用于将该数字解调装置的输出进行波形均衡处理;

误码估算装置,用于估算上述数字解调装置的输出的误码率;

接收信号电平检测装置,用于检测上述接收被调制信号的接收信号的电平;

特性保持装置,用于存储上述数字解调装置的输出相对于接收电场强度的误码率的特性;以及

控制电路装置,用于根据上述误码估算装置的误码估算结果及上述接收信号电平检测装置检测的接收信号电平和上述特性保持装置存储的特性选择上述均衡装置或上述数字解调装置的某一方的输出作为解调数据。

2. 如权利要求1所述的数字无线通信装置,其特征在于:特性保持装置存储的特性是关于上述数字解调装置的输出的误码率相对于无延迟波时的接收电场强度的各移动速度的特性;上述控制电路装置用于:

根据上述检测的接收信号电平计算该装置的移动速度;

根据上述特性保持装置存储的特性特别确定与在上述计算的移动速度下上述检测的接收信号电平对应的数字解调装置的

输出的误码率;

将该特定的数字解调装置的输出的误码率与上述估算的输出误码率进行比较; 以及

当该比较的结果是上述估算的输出误码率超过上述特定的输出误码率时选择上述均衡装置的输出, 而当上述估算的输出误码率小于上述特定的输出误码率时选择上述数字解调装置的输出。

3. 如权利要求 2 所述的数字无线通信装置, 其特征在于: 接收信号电平和估算输出误码率根据上述误码估算装置或上述接收信号电平检测装置在一定期间的采样结果的平均值求出。

4. 如权利要求 1 所述的数字无线通信装置, 其特征在于: 被调制信号是 $\pi/4$ 相移 *DQPSK* 信号。

5. 如权利要求 1 所述的数字无线通信装置, 其特征在于: 数字解调装置包括利用延迟检波对上述被调制信号进行数字解调的延迟检波电路。

6. 如权利要求 1 所述的数字无线通信装置, 其特征在于: 均衡装置由使用横向滤波器的分数间隔判断反馈式均衡器构成。

数字无线通信装置

本发明涉及用于采用数字调制解调方式的汽车电话、移动电话系统及无绳电话系统等数字移动无线通信系统的具有数字解调信号的均衡装置的数字无线通信装置；详细地说，就是涉及根据需要可以将利用上述均衡装置的均衡处理取消的解调电路的结构改进。

近年来，正在开发不仅控制信号而且通话声音信号等通信信息也可以在数字化后进行传输的数字移动无线通信系统。

然而，在这种系统中使用的数字无线通信装置中，在其接收系统设置均衡器是人们所熟知的。该均衡器是用于补偿由于多径衰落而在无线信号中有传输延迟时产生的代码间干涉的功能电路，可使用(比方说)横向滤波器构成。

但是，在具有这种均衡器的先有的数字无线通信装置中，有时解调信号的误码率由于该延迟波的延迟量反而会恶化。

例如，在接收双波瑞利波的状态下，对于使由数字解调电路解调的数字解调信号通过均衡器和不通过均衡器的情况，如图 11 所示的那样，该数字解调信号的误码率随延迟波的延迟量而呈现不同的变化。

图中，实线表示由数字解调电路解调的数字解调信号的延迟波延迟量对误码率的特性，虚线表示使用均衡器将由上述数字解调电路解调的数字解调信号进行均衡处理过的信号的延迟波延迟量对

误码率的特性。

由图可知,在延迟波的延迟量大于 0.2 符号的延迟量比较大的条件下,通过均衡器的误码率低。但是,在延迟量小于 0.2 符号的小的条件下,不通过均衡器的解调信号的误码率低。

因此,在构成为总是使数字解调信号通过均衡器进行处理的这种先有的装置中,在延迟波的延迟量小的条件下反而会招致误码率恶化、从而使接收灵敏度降低。

这样,在具有均衡器的上述先有的数字无线通信装置中,由于使数字解调信号总是通过均衡器进行处理,所以,在接收双波瑞利波等信号时,即使延迟波的延迟量非常小,不通过均衡器也可以将数字解调信号的误码率保持为良好的状况下,也一定进行均衡处理,所以,有时反而会使数字解调信号的误码率增大。

因此,本发明的目的旨在提供一种数字无线通信装置,在延迟波的延迟量非常小、不通过均衡器也可以将数字解调信号的误码率保持为良好的状况下,就利用均衡器进行均衡处理,将数字解调电路的输出直接作为解调数据输出,不论延迟波的延迟量如何,可以将误码率总是保持为良好状态,从而可以保持接收的稳定性。

另外,本发明的目的还在于提供一种数字无线通信装置,即使多少牺牲一点误码率控制效果,使用很简单的电路结构就能实现不论延迟波的延迟量如何总是将数字解调信号的误码率保持为良好的控制功能。

另外,本发明的目的是要提供一种数字无线通信装置,在本装置的移动速度发生变化时也可以稳定地保持不论延迟波的延迟量如何总是能使数字解调信号的误码率保持为良好的控制功能。

本发明提供了一种数字无线通信装置，其特征在于：

数字解调装置，用于将接收的被调制信号进行数字解调后输出数字解调信号；

均衡装置，用于将该数字解调装置的输出进行波形均衡处理；

误码估算装置，用于估算上述数字解调装置的输出的误码率；

接收信号电平检测装置，用于检测上述接收被调制信号的接收信号的电平；

特性保持装置，用于存储上述数字解调装置的输出相对于接收电场强度的误码率的特性；以及

控制电路装置，用于根据上述误码估算装置的误码估算结果及上述接收信号电平检测装置检测的接收信号电平和上述特性保持装置存储的特性选择上述均衡装置或上述数字解调装置的某一方的输出作为解调数据。

在本发明中，是估算数字解调装置的输出的误码率，选择数字解调装置或均衡装置的某一方的输出作为解调数据，根据上述估算的误码率控制该选择动作。

即使只利用数字解调装置的输出的误码率的估算结果也可以在某种程度上估算延迟波的延迟量，例如只要仅当上述估算误码率超过一定的设定值时才作为延迟量增大了而选择均衡装置的输出，就可以防止延迟量小、不需要均衡处理时而通过均衡装置引起解调数据的误码率低下的情况。这时，就不需要检测接收

电场强度的装置，从而电路结构可以简化。

在上述本发明中，是以从数字解调装置输出的数字解调信号为对象进行其误码估算的，同时，检测其接收信号电平，根据上述误码估算结果和检测的接收信号电平选择上述数字解调装置或均衡装置的某一方的输出，得到解调数据。

作为选择条件，可以确定为例如不论接收信号电平多么高，当误码估算结果恶化到在该接收信号电平下不可能有的程度时就判定为由延迟波引起误码率恶化了，从而选择对于防止延迟引起误码率低下有用的均衡装置的输出。另一方面，如果误码率估算的结果相对于该接收信号电平非常小就判定为无延迟，从而选择无延迟时对防止误码率低下有用的数字解调装置的输出。

该控制结果除了在确认了延迟时通过均衡装置维持输出误码率好的数字解调信号的动作外，当延迟小时还可以直接输出不通过反而会使误码率恶化的均衡装置的数字解调装置的数字解调信号，从而不论有无延迟都可以得到总是保持误码率良好的解调数据。

另外，在本发明中，预先登录关于无延迟波时数字解调装置的输出的误码率相对于接收电场强度的各移动速度的特性，根据检测的接收信号电平计算该装置的移动速度，在特别指定与该计算的移动速度下上述检测的接收信号电平对应的数字解调装置的输出的误码率后，将该特定的误码率与上述估算的输出误码率进行比较，当该比较的结果是上述估算的输出误码率超过上述特定的输出误码率时就选择上述均衡装置的输出作为解调数据，

当上述估算的输出误码率小于上述特定的输出误码率时就选择上述数字解调装置的输出作为解调数据。

这样，在本发明中，由于在延迟小时与移动速度相关联地控制直接输出不通过反而使误码率恶化的均衡装置的数字解调装置的数字解调信号的动作，所以，即使本装置的移动速度发生变化，也可以维持误码率良好的稳定的接收动作。

图 1 是本发明的一个实施例的数字无线通信装置的总体结构框图。

图 2 是本发明的一个实施例的数字无线通信装置的接收系统的主要结构框图。

图 3 是图 2 中数字解调电路(*DEM*)的详细结构的电路图。

图 4(a),(b)是图 2 的均衡器(*EQL*)的详细结构和利用该均衡器处理的信号的帧结构的图。

图 5 是图 2 的误码估算电路(*BER*)的详细结构的图。

图 6 是图 2 的选择器(*SEL*)的详细结构的图。

图 7(a)~(e)是与图 2 的数字无线通信装置的接收动作相关的各部分的信号波形的时间图。

图 8 是图 2 的数字无线通信装置的控制部的误码计算/显示处理的一个例子的流程图。

图 9 是图 2 的数字无线通信装置的控制部的接收控制动作的一个例子的流程图。

图 10(a),(b)是这种数字无线通信装置的各移动速度的接收电场强度对误码率的特性图。

图 11 是这种数字无线通信装置的延迟波延迟量对误码率的特性图。

下面,参照附图详细说明本发明的一个实施例。图 1 是本发明的一个实施例的数字无线通信装置的总体结构框图,其简要动作如下。

从天线 1 取入的无线接收信号(例如, $\pi/4$ 相移 *DQPSK* 调制

信号)通过天线共用器 2 输入接收电路 3。在接收电路 3 中通过将上述接收信号与从频率合成器 4 输出的本机振荡信号合成,变换为中频(*IF*)信号后输出。

该接收 *IF* 信号由图中未示出的 *A/D* 变换器变换为数字信号后输入数字解调电路 6。数字解调电路 6 将上述数字化的接收信号进行数字解调后输出。

数字解调电路 6 的输出也输入均衡器 7。在该均衡器 7 中,对上述数字解调信号的波形进行均衡处理。从该均衡器 7 输出的数字解调信号和从上述数字解调电路 6 直接输出的数字解调信号由选择器 9 从中选择一方输出。该选择器 9 的切换,利用从控制电路 20 经过后面所述的处理后输出的选择器控制信号 *S6* 进行。

数字解调信号有数字控制信号和数字通话信号,其中的数字控制信号输入控制电路 20 后用于进行各种控制,另一方面,数字通话信号通过上述选择器 9 输入误码修正编码/译码电路(以后,称为数字编码译码器)10。

在数字编码译码器 10 中,对从上述数字解调电路 6 供给的数字通话信号进行误码修正译码处理,进行过该误码修正译码的数字通话信号输入声音编码译码电路(以后,称为语音编码译码器)11。

在语音编码译码器 11 中,对上述数字通话信号进行声音译码处理。从该语音编码译码器 11 输出的通话信号由图中未示出的 *D/A* 变换器变换为模拟通话信号后输入模拟开关 12。

模拟开关 12 利用从控制电路 20 输出的切换控制信号 *SW*,在设定数字模式的状态下控制切换为选择输出从语音编码译码器 11 输出的模拟通话信号。因此,从上述语音编码译码器 11 输出的通话

信号通过上述模拟开关 12 供给扬声器 13,从该扬声器 13 输出放大声音。

另一方面,从话筒 14 输入的送话信号输入模拟开关 15。这时,模拟开关 15 根据从控制电路 20 输出的切换控制信号 SW 在设定数字模式的状态下控制切换为将上述送话信号输入语音编码译码器 11。

因此,上述送话信号通过上述模拟开关 15 输入图中未示出的 A/D 变换器,在此变换为数字送话信号后输入语音编码译码器 11。

在语音编码译码器 11 中,对上述数字送话信号进行声音编码处理。从该语音编码译码器 11 输出的数字送话信号与从控制电路 20 输出的数字控制信号一起输入信道编码译码器 10。

在该信道编码译码器 10 中,对上述数字送话信号和数字控制信号进行误码修正编码处理。进行过该编码后的数字送话信号输入数字调制电路 16。

在数字调制电路 16 中,根据上述数字送话信号生成进行过 $\pi/4$ 相移 $DQPSK$ 调制的调制信号。该调制信号由图中未示出的 D/A 变换器变换为模拟信号后输入发射电路 5。

在发射电路 5 中,上述调制信号与从频率合成器 4 输出的发射本机振荡信号合成后变换为无线频率信号,进而进行高频放大。并且,从该发射电路 5 输出的无线发射信号通过天线共用器 2 供给天线 1,从该天线 1 发射出去。

图 2 是图 1 的数字无线通信装置的接收系统的主要部分电路结构图,只示出了天线 1、接收电路 3、 A/D 变换器 32,33、数字解调电路 6、均衡器 7、误码估算电路 8、选择器 9、控制电路 20,省略了除

此之外的发射系统等的该装置所需要的电路部分。在本实施例中,在图2的接收电路3中,设想了包含图1所示的接收电场强度检测电路31的结构。

下面,说明该接收系统电路部分的简要工作情况。首先,由天线1接收的被调制信号($\pi/4$ 相移 *DQPSK* 调制信号)在接收电路3中变换为中频(*IF*)信号 *S1*,向 *A/D* 变换器32输出。与此同时,在接收电路3中由上述接收电场强度检测电路31检测上述被调制信号的接收信号电平,并将该检测结果作为接收电场强度指示信号 *S2* 向 *A/D* 变换器33输出。

接收电路3的输出中,上述 *IF* 信号 *S1* 在 *A/D* 变换器32中进行量子化处理后向调制解调器的结构要素即数字解调电路6输出。

数字解调电路6将叠加在调制波上的原调制数字信息通过延迟检波进行解调,作为解调串行数据 *S3* 向误码估算电路8和选择器9输出。

图3是数字解调电路6的电路结构。该数字解调电路6是将以 *IF* 频率为载波频率的调制信号进行 *A/D* 变换后的信号作为输入的,调制信号假定为上述的 $\pi/4$ 相移 *DQPSK*。

图中,601*a*,601*b* 是乘法器,602*a*,602*b* 是低通滤波器,603*a*,603*b* 是单符号延迟器,604*a*~604*d* 是乘法器,605 是加法器,606 是减法器,607*a*,607*b* 是判别器,608 是并/串变换器,609 是频率偏移修正电路,610 是振荡器,611 是 $\pi/2$ 移相器,612 是均衡器接口电路。

在该数字解调电路6中,由振荡器610产生与 *IF* 频率大致相等的频率,由加法器601*a*,601*b* 将该信号与上述输入信号进行乘法

运算后,分为 I 信号和 Q 信号。然后,对于该 I 信号和 Q 信号由低通滤波器 602a,602b 只取出低频成分。接着,通过均衡器接口电路 612 将该信号输入均衡器 5。

另外,由频率偏移修正电路 609 从输入均衡器 5 的信号中检测频率偏移成分,在振荡器 610 中在无偏移的方向调节振荡器 610 的振荡频率 f 。

另外,对于由上述低通滤波器 602a,602b 只取出低频成分的 I 信号和 Q 信号,利用乘法器 604a~604d 与由单符号延迟电路 603a,603b 进行过单符号延迟的信号之间进行复数乘法运算,通过由加法器 605 对这些运算结果进行加法运算或由减法器 606 进行减法运算,得到(延迟检波)解调信号。

该解调信号由判别器 607a,607b 判别是“1”或“0”,由并/串变换器 608 变换为串行信号后,作为上述解调串行数据 $S3$ 向误码估算电路 8 和选择器 9 输出。

相反,均衡器 7 通过均衡器接口电路 612 接收从上述数字解调电路 6 通过奈奎斯特滤波器输出的接收信号,将其进行均衡处理后作为解调串行数据 $S4$ 向选择器 9 输出。

图 4(a)是该均衡器 7 的电路结构的一个例子。该均衡器 7 是使用横向滤波器的分数间隔判断反馈式均衡器。图中,701a,701b,701c 是 $1/2$ 符号延迟电路,702a、702b、702c、702d、702e 是乘法器,703 是加法器,704 是单符号延迟电路,705 是判别器,706 是存储训练时序数据的 ROM,707 是切换开关,708 是减法器,709 是分线系数运算部。

切换开关 707 通常位于解调数据一侧,在训练期间切换到

ROM706 一边。分线系数运算部 709 根据由减法器 708 计算的误差信号计算横向滤波器的各分线系数。

这里,使用该均衡器 7 处理的输入信号的帧结构的主要部分例如如图(b)所示。该输入信号 1 帧有 3 个时隙,其中的 1 个时隙为接收时隙。在时隙的开头有同步用单义字,将其作为均衡器 7 的训练信号使用。

均衡器 7 开始将横向滤波器的各分线系数设定为初始值。然后,在单义字期间将切换开关 707 与 ROM706 一侧连接。在 ROM706 中存储着单义字数据,通过将其作为单义字训练信号使用,将上述各分线系数设定为最佳值。

然后,在数据部分接收中将切换开关 707 与判断数据一侧连接。以后,逐次由分线系数运算部 709 运算横向滤波器的各分线系数,以使判断数据和横向滤波器的输出的误差为最小。结果,横向滤波器部分的特性成为传输线特性的反特性,信号在传输线中发生的畸变便被均衡。

另一方面,误码估算电路 8 根据从数字解调电路 6 输出的解调串行数据 S3 估算其误码,并将其估算结果作为估算误码信号向控制电路 20 输出。

图 5 是误码估算电路 8 的电路结构的一个例子。在该误码估算电路 8 中,首先将从数字解调电路 6 得到的解调串行数据 S3 的数据串由维托毕译码电路 801 进行维托毕译码。然后,将该译码信号的一方用延迟电路 802 进行延迟。同时,将另一方用卷积编码电路 803 进行编码,将使其通过排他的逻辑“或”电路 804 而得到的误差脉冲作为估算误码信号 S5 输出。

..

控制电路 20 根据经过上述处理后从误码估算电路 8 输出的估算误码信号 $S5$ 计算估算误码率,同时根据该计算结果和从上述接收电路 3 通过 A/D 变换器 33 输入的接收电场强度指示信号 $S2$ 生成选择控制信号 $S6$,向选择器 9 输出。

选择器 9 由例如图 6 所示的各逻辑电路构成,根据上述选择控制信号 $S6$ 选择从数字解调电路 6 或均衡器 7 输出的解调串行数据 $S3, S4$ 中的某一方,将其作为解调数据 $S7$ 输出。

图 7(a)~(e)是上述接收系统电路部的接收动作时的各部分信号波形的时间图。由图可知,在本发明装置中,由数字解调电路 6 将从接收被调制信号得到的 IF 信号 $S1$ (图 7(a))解调后输出解调串行数据 $S3$ (图 7(b)),进而由均衡器 7 将其输出进行均衡处理后得到解调串行数据 $S4$ (图 7(c)),当选择控制信号 $S6$ (图 7(d))为低电平时,就将数字解调电路 6 的解调串行数据 $S3$ 作为解调数据 $S7$ (图 7(e))输出,当选择控制信号 $S6$ 为高电平时,就将均衡器 7 的解调串行数据 $S4$ 作为解调数据 $S7$ 输出。

在控制电路 20 中利用例如图 8 所示的处理,可以实现在上述接收动作中算出与误码估算电路 8 的估算误码信号 $S5$ 对应的估算误码率(BER)。图 8 所示的例子是特别将 BER 计算处理和该计算结果的显示处理同时并用时的例子。

首先,控制电路 20 在确立了接收同步的时刻开始进行计算 BER 的初始值的处理。在自己应接收的最初的例如 50 个时隙中分别检测误码数,通过求这 50 个时隙的误码数的平均值,可以得到该 BER 初始值。

即,控制电路 20 在确立了接收同步的时刻先将计数器的计数

值 n 设定为“1”(S801)。然后,检测与上述计数值($n=1$)对应的时隙的误码数 $Err(1)$ (S802)。

通过按时隙单位计数从误码估算电路 8 得到的估算误码信号 $S5$,可以检测该误码数 $Err(1)$ 。另外,作为检测误码数 $Err(1)$ 的别的方法,还可以考虑使用信道编码译码器 10 将误码修正译码处理前的数据与误码修正译码处理后的接收数据进行比较的方法。

当检测到该第 1 个时隙的误码数 $Err(1)$ 时,接着控制电路 20 就从 S803 移向 S804,使计数器的计数值 n 增加 1($n=n+1$),检测与增加 1 后的计数值 $n=2$ 对应的时隙的误码数 $Err(2)$ 。

以后,同样反复执行 S802~804 的子程序,直至在 S803 检测到 $n=50$ 为止。借此,顺序检测各接收对象时隙的误码数 $Err(1) \sim Err(50)$ 。在这些各接收对象时隙中检测的误码数 $Err(1) \sim Err(50)$ 的值分别暂时存储到 $RAM23$ 内。

当上述 50 个时隙的误码数 $Err(1) \sim Err(50)$ 的检测结束时,接着控制电路 20 就计算各误码数 $Err(1) \sim Err(50)$ 的合计值 $Sum(n)$ (S805)。其运算公式如下: $Sum(n) = Err(n-49) + Err(n-48) + \dots + Err(n-1) + Err(n)$ 接着,控制电路 20 计算上述 50 个时隙的误码数的合计值 $Sum(n)$ 的平均值 $Sum(n)$ (S806)。

该平均值 $Sum(n)$ 的计算公式可以表为

$$Sum(n) = Sum(n) / 50 \text{ 时隙}$$

计算出的该 50 个时隙的误码数的平均值 $Sum(n)$ 就成为上述 BER 初始值。为了计算该 BER 初始值,例如取 1 帧为 40msec 时需要约 1 秒。

然后,控制电路 20 将上述误码数的平均值 $Sum(n)$ 变换为按 8

阶段表示的 *BER* 代码(S807)。该 *BER* 代码显示在显示器 182 的第 *X9* 位(S808)。这时,当 *BER* 代码的值大于“6”时,就闪烁显示该 *BER* 代码的值。

当检测到上述误码数的初始值时,以后控制电路 20 每接收新的接收对象时隙($n=51,52,\dots$)时,就根据在该新的接收对象时隙中检测的误码数的检测值和上述误码数的初始值求新的误码数的平均值。

即,当控制电路 20 确认通信是在继续进行中时(S809),就使计数器的计数值 n 增加 1(S810),检测与该增加 1 后的计数值 n 对应的接收时隙的误码数 $Err(n)$ (S811)。

然后,控制电路 20 计算加进了上述新的接收时隙的误码数的检测值 $Err(n)$ 的新的误码数的合计值 $Sum(n)$ (S812)。其运算公式如下: $Sum(n) = Sum(n-1) - Sum(n) + Err(n)$

当计算出这一新的误码数的合计值 $Sum(n)$ 时,控制电路 20 就返回到 S806,在该 S806 根据上述误码数的合计值 $Sum(n)$ 计算新的平均值 $Sum(n)$ 。并且,在 S807 将上述误码数的平均值 $Sum(n)$ 变换为按 8 阶段表示的 *BER* 代码,在 S808 就该 *BER* 代码显示在显示器 182 的第 *X9* 位。

下面,参照图 9 所示的流程图详细说明控制电路 20 的选择控制(选择控制信号 *S6* 的生成处理)。

在接收动作中,控制电路 20 从接收电路 3 取入接收电场强度指示信号 *S2*(S901),同时从误码估算电路 8 取入估算误码信号 *S5*(S902),在一定时间的期间内继续进行这两重处理。

并且,当确认经过了上述一定时间时(S903),先根据从接收电

路3得到的上述接收电场强度指示信号S2估算该通信装置的移动速度 V (S904)。

通常,当受到衰减时,该接收电场强度 f_p 就按

$f_p = V/\lambda$ 的频率发生变化(其中, λ 是接收频率的波长)。

因此,通过利用FFT(快速富里叶变换)等装置检测接收电场强度指示信号S2的振荡频率,便可根据 $V = f_p \cdot \lambda$ 求出移动速度。

然后,控制电路20计算上述一定时间内的接收电场强度指示信号S2的平均值,求出现在的接收信号的电平 A (S905)。

与此同时,控制电路20根据从误码估算电路8得到的估算误码信号S5计算上述一定时间内的估算误码率 B (S906)。该估算误码率 B 的计算可以援用例如图8所示的BER计算/显示处理而实现。

另外,控制电路20根据在S904算出的移动速度 V 和在S905算出的接收电场强度 A ,对照在该移动速度 V 无延迟波时接收电场强度对误码率的特性,识别与现在的接收电场强度 A 对应的已定的误码率 B_{th} (S907)。

上述“在移动速度 V 无延迟波时的接收电场强度对误码率的特性”例如可以预先存储到控制电路20的ROM22内。

即,无延迟波时,如图10(a)所示的那样,由于移动速度 V 时的接收电场强度对误码率的特性是根据数字解调电路6的解调方式已确定的,所以,控制电路20参照该特性便可识别与在现时刻检测的接收电场强度 A 对应的误码率 B_{th} 。

这里,若考虑到上述特性是无延迟时的特性,便可归结为当按移动速度 V 时的实际接收动作估算的误码率 B 超过上述误码率

B_{th} 时就判定发生了延迟,当上述误码率 B_{th} 下降时就判断为无延迟。

并且,通过参照图 11,可以理解在有延迟时和无延迟时选择数字解调电路 6 或均衡器 7 的某一个的输出对于良好地维持误码率都是有效的。即,如图 11 所示,延迟波的延迟量大于 0.2 符号时,由于数字解调电路 6 的输出的误码率大,所以,对于在上述处理中得到的参量,如果 $B > B_{th}$,就可以判定误码率恶化是由于有延迟波。

因此,这时便可知道当有延迟波时可以选择误码率低的均衡器 7 的输出 S_4 。

相反,如果 $B \leq B_{th}$,就判定无延迟波,这时便可知道当无延迟波时可以选择误码率低的数字解调电路 6 的输出 S_3 。

在这样的前提条件下,在现在的接收状况下为了在控制电路 20 中决定应选择数字解调电路 6 的解调串行数据 S_3 还是应选择均衡器 7 的解调串行数据 S_4 ,对在 S906 算出的估算误码率 B 与在 S907 识别的现时刻的接收信号电平 A 的点已定的误码率 B_{th} 比较孰大孰小(S908)。

这里,如果 $B > B_{th}$,由于有延迟波,所以判定误码率已恶化,当有延迟波时就将应选择误码率低的均衡器 7 的输出 S_4 的选择控制信号 S_6 控制为高电平(S909)。

相反,如果 $B \leq B_{th}$,就判定无延迟波,当无延迟波时就将应选择误码率更低的数字解调电路 6 的输出 S_3 的选择控制信号 S_6 控制为低电平(S910)。

然后,控制电路 20 为了进行下一个一定时间内的判断,返回到流程图的最初的处理(S901)。

在包含移动速度 $V1$ 和 $V2$ 的情况下(但是, $V1 < V < V2$)无延迟波时的接收电场强度对误码率的特性示于图 10(b)。由图可知, 本发明装置的数字解调电路的解调输出, 移动速度越大误码率越高。

这样, 假定检测的接收电场强度为 A , 与利用选择器 9 在数字解调电路 6 的输出和均衡器 7 的输出的切换点相当的误码率 $Bth0 \sim Bth2$ 随各移动速度不同成为各种各样的。因此, 假定这时实际检测的 BER 是 B , 为了维持误码率小, 在移动速度为 $V1$ 时选择器 9 就控制应选择均衡器 7 的输出, 移动速度为 $V2$ 时就控制应选择数字解调电路的输出。

这样, 在本发明中, 由于根据接收电场强度指示信号 $S2$ 和估算误码率 $S5$ 识别有无延迟波, 并根据该识别结果将误码率好的一方的解调串行数据 $S3$ 或 $S4$ 的某一方作为解调数据 $S7$ 输出, 所以, 不论有无延迟波都可以总是得到误码率良好的解调数据, 从而可以稳定地进行接收。

作为选择从数字解调电路 6 或均衡器 7 输出的数字解调信号的装置, 也可以考虑采用例如检测延迟波的延迟量并根据该延迟量而进行数字解调信号的选择的装置。但是, 为了实现这种装置, 检测延迟量需要进行庞大的运算量, 从而需要运算速度高的运算电路, 这将招致电路的复杂化和大型化, 影响装置的小型化和轻量化。

与此相反, 按照本发明的上述实施例装置, 不是直接检测延迟波的延迟量, 而是根据数字解调信号的误码估算结果和接收信号电平检测结果进行延迟量估算的。所以, 电路结构简单, 可以实现装置的小型化和轻量化。因此, 特别是对于小型化和轻量化成为最重

要课题之一的携带电话机,应用本发明解决这一课题是非常有效的。

从估算延迟波的延迟量的角度看,例如通过监视数字解调信号的误码估算结果,也可以把握某种程度的延迟量。因此,当不太拘泥精度时,作为本发明的其他实施例,还可以考虑采用将根据从误码估算电路8得到的估算误码信号S5算出的估算误码率与预先设定的一定的误码率进行比较并且只有当估算误码率超过上述设定值时才选择均衡器7的输出的结构。这时,不需要用于检测接收电场强度的电路,对于机器的小型化更有用。

如上所述,按照本发明,作为由于移动速度变化而引起延迟量对误码率特性的变化大的汽车电话、移动电话系统及无绳电话系统等数字移动无线通信系统的通信终端是有用的,而且,由于不直接检测延迟波的延迟量,所以,使用运算量少并且运算速度比较低的运算电路就可以实现,从而特别适合于渴望装置小型化和轻量化的系统。

图 2

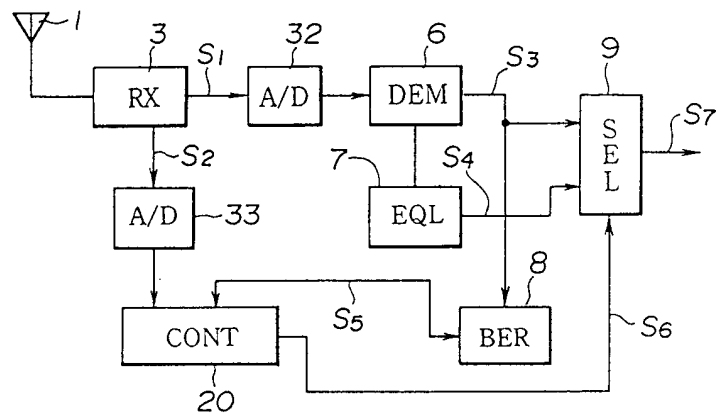


图 3

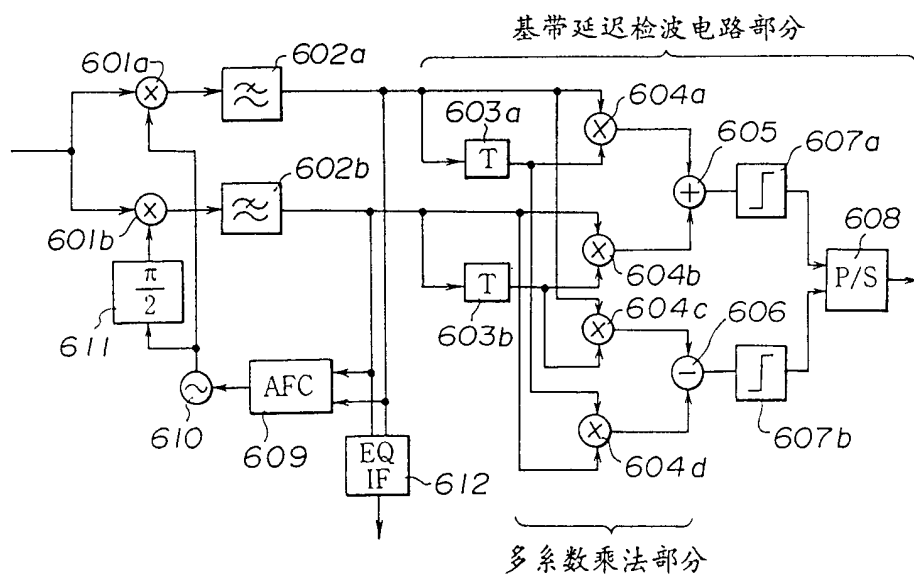


图 4(a)

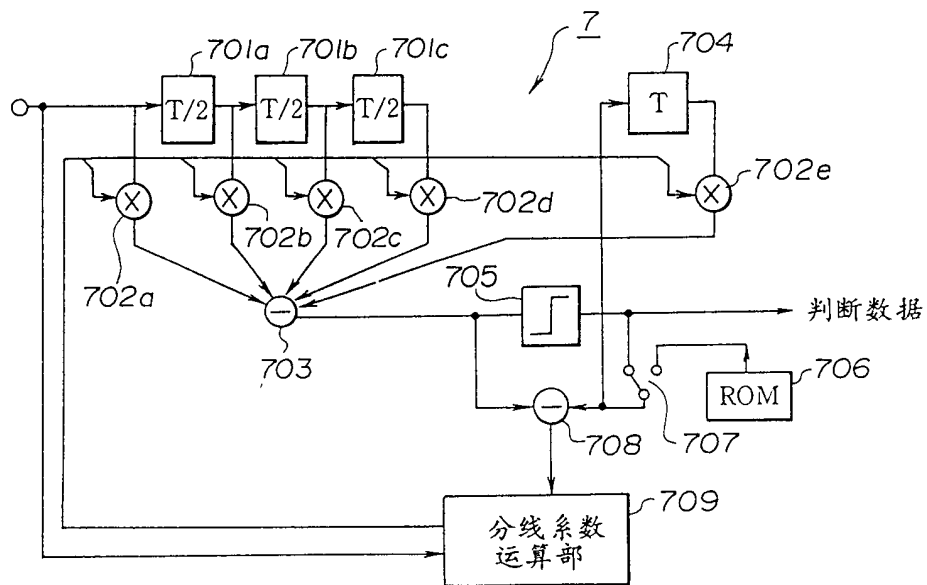


图 4(b)

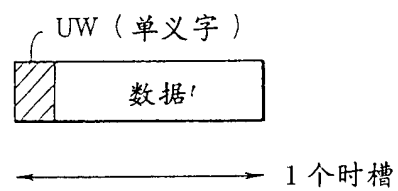


图 5

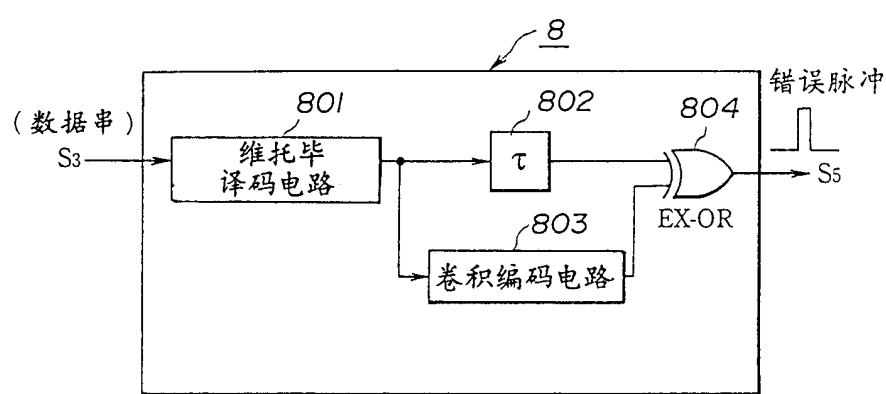
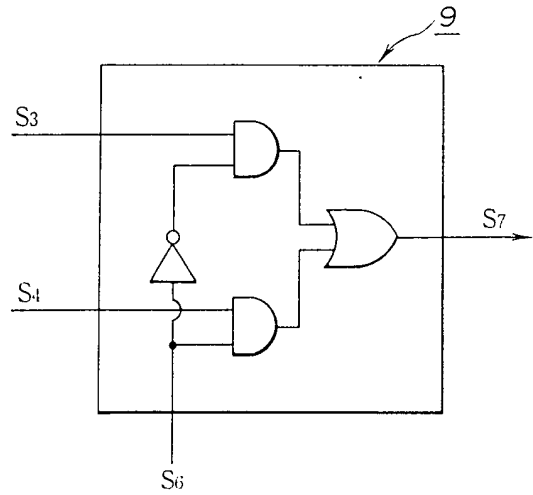


图 6



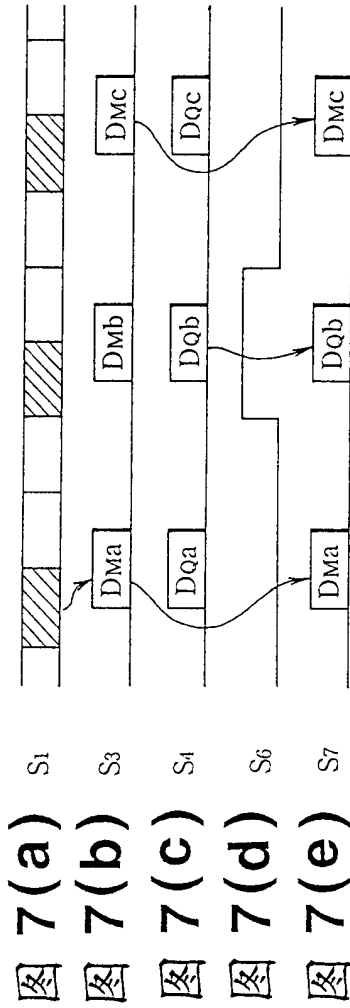


图 8

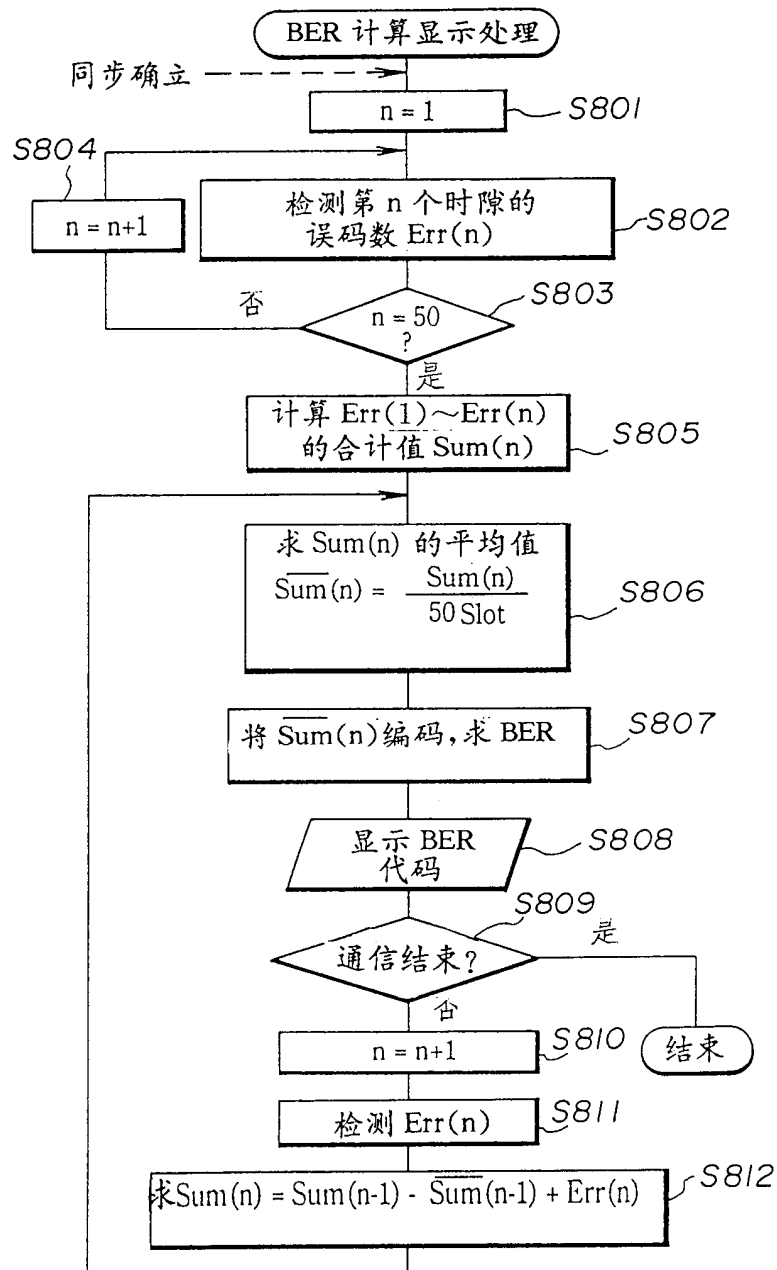


图 9

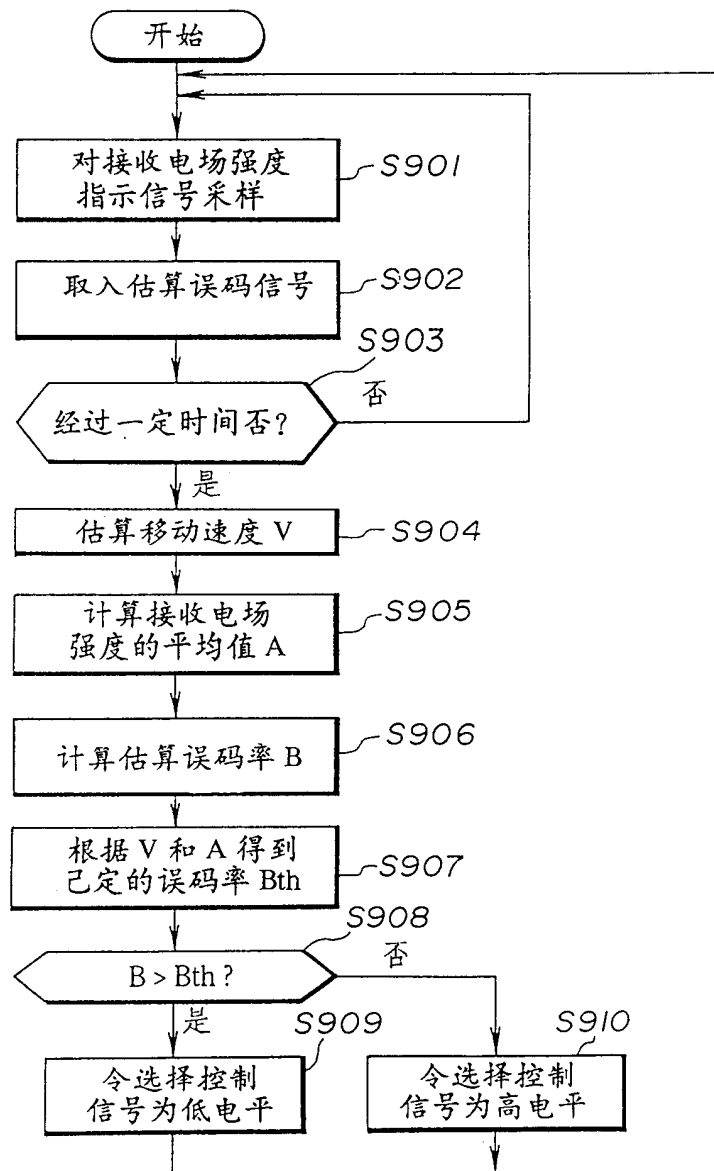


图 10(a)

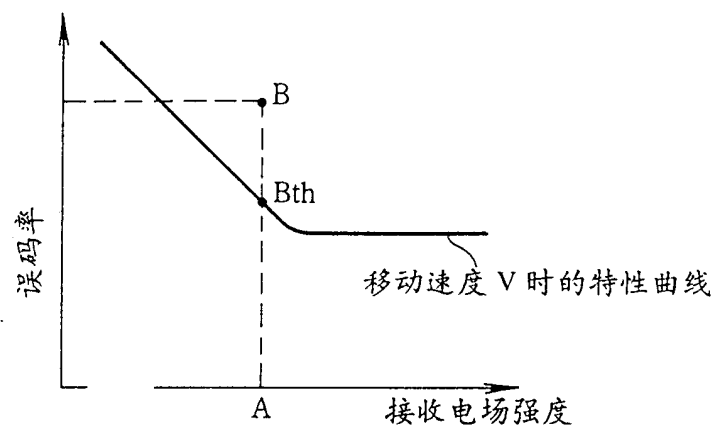


图 10(b)

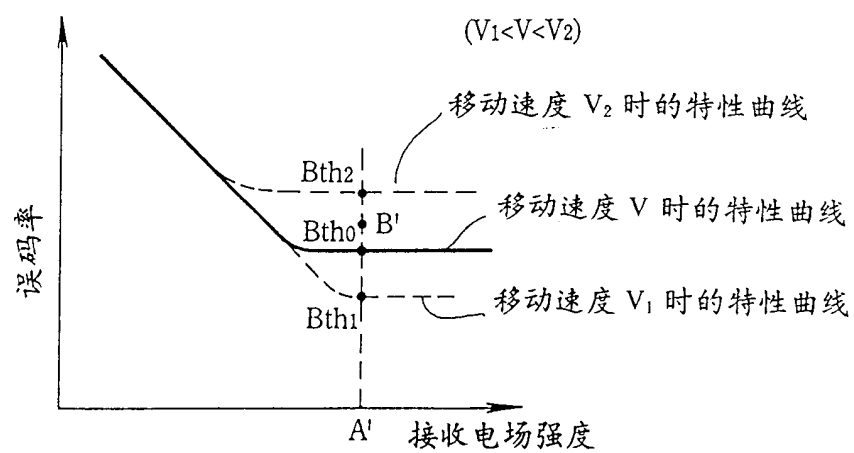


图 11

