

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H03D 9/00 (2006.01)

H04B 1/06 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02106235.8

[45] 授权公告日 2009 年 3 月 25 日

[11] 授权公告号 CN 100473063C

[22] 申请日 2002.4.5 [21] 申请号 02106235.8

[30] 优先权

[32] 2001.4.9 [33] JP [31] 110202/2001

[32] 2001.12.27 [33] JP [31] 397657/2001

[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 大内干博 神野一平 加藤久也

[56] 参考文献

EP1085714A2 2001.3.21

EP0762703A1 1997.3.12

US5226060A 1993.7.6

审查员 刘 力

[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 付建军

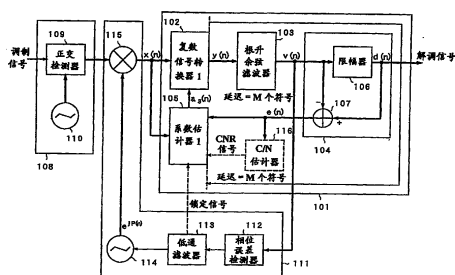
权利要求书 10 页 说明书 93 页 附图 96 页

[54] 发明名称

非线性失真均衡电路及非线性失真均衡方法

[57] 摘要

一种受到同步载波调制或差分载波调制的 OFDM 基带信号被输入到用于非线性失真均衡的复数信号转换器，从而根据第 N 阶函数转换特性 ($N > 1$) 进行转换。然后补偿在 OFDM 基带信号中的非线性失真。在此时，使用如下方程作为一个转换方程 $y(n) = x(n) + \sum a_m(n)x^m(n) (m > 1)$ ，其中在时间 n 时的输入信号、输出信号和用于第 m 阶失真均衡的系数分别为 $x(n)$ 、 $y(n)$ 和 $a_m(n)$ 。



1. 一种补偿复数输入信号中的波形失真的非线性失真均衡电路，包括：

用于非线性失真均衡的复数信号转换电路，根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数，去除上述复数输入信号的第 m 阶失真成分，其中 $m > 1$ ，

低通滤波器，只允许上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路的输出的低频成分通过；

载波恢复电路，建立上述低通滤波器的输出的相位同步；

误差估计器，计算出上述载波恢复电路的输出与理想接收点之间的误差；

用于非线性失真均衡的系数估计器，根据上述误差估计器输出的误差信号和纠正由上述载波恢复电路进行的相位旋转后的结果，生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数，并向用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出。

2. 一种补偿复数输入信号中的波形失真的非线性失真均衡电路，包括：

用于非线性失真均衡的复数信号转换电路，根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数，去除上述复数输入信号的第 m 阶失真成分，其中 $m > 1$ ；

低通滤波器，只允许上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路的输出的低频成分通过；

用于线性失真均衡的复数信号转换电路，根据对估计线性失真分量的信息进行表示的用于线性失真均衡的系数，从上述低通滤波器的输出中去除线性失真成分；

载波恢复电路，建立上述用于线性失真均衡的复数信号转换电路的输出的相位同步；

误差估计器，计算出上述载波恢复电路的输出与理想接收点之间的

误差;

用于线性失真均衡的系数估计器, 根据上述误差估计器输出的误差信号和纠正由上述载波恢复电路进行的相位旋转后的结果, 生成对估计线性失真成分量的信息进行表示的上述用于线性失真均衡的系数, 并向用于线性失真均衡的复数信号转换电路输出;

用于非线性失真均衡的系数估计器, 根据上述误差估计器输出的误差信号和纠正由上述载波恢复电路进行的相位旋转后的结果, 生成对估计第 m 阶失真成分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数, 并向用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出, 其中 $m > 1$ 。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的非线性失真均衡电路,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

对上述复数输入信号, 通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分;

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述复数输入信号相加而从上述复数输入信号中去除上述第 m 阶失真成分。

4. 根据权利要求 3 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成上述复数输入信号的第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分;

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述复数输入信号相加而从上述复数输入信号中去除上述第 m 阶失真成分,

上述用于非线性失真均衡的系数估计器包括:

对上述载波恢复电路的输出, 实施上述载波恢复电路进行的相位旋转的逆旋转的电路;

乘法电路, 将上述误差估计器输出的误差信号、上述第 m 阶信号成

分的复数共轭、实施上述逆旋转的电路的输出、以及步长参数相乘；

加法电路，通过将上述乘法电路的输出和上述用于非线性失真均衡的系数相加来作为现在的用于非线性失真均衡的系数，向上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出。

5. 根据权利要求2所述的非线性失真均衡电路，其中，

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括：

通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成上述复数输入信号的第 m 阶的信号成分的电路；

乘法电路，通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘，生成上述第 m 阶失真成分；

加法电路，通过将上述乘法电路的输出和上述复数输入信号相加而从上述复数输入信号中去除上述第 m 阶失真成分，

上述用于非线性失真均衡的系数估计器包括：

对上述载波恢复电路的输出，实施由上述载波恢复电路进行的相位旋转的逆旋转的电路，

乘法电路，将上述误差估计器输出的误差信号、上述第 m 阶信号成分的复数共轭、实施上述逆旋转的电路的输出、以及步长参数相乘；

加法电路，通过将上述乘法电路的输出和上述用于非线性失真均衡的系数相加来作为现在的用于非线性失真均衡的系数，向上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出。

6. 根据权利要求5所述的非线性失真均衡电路，其中：

上述用于非线性失真均衡的系数估计器对上述第 m 阶信号成分进行与上述低通滤波器一样的滤波，

上述用于非线性失真均衡的系数估计器中的上述乘法电路将上述滤波装置的输出的复数共轭、上述误差估计器输出的误差信号、实施上述逆旋转的电路的输出、以及步长参数相乘。

7. 根据权利要求5所述的非线性失真均衡电路，其中：

上述用于线性失真均衡的复数信号转换电路，通过对上述低通滤波器的输出和上述用于线性失真均衡的系数进行卷积运算，去除上述线性

失真成分;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器对上述第 m 阶信号成分进行与用于线性失真均衡的复数信号转换电路一样的卷积运算;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器中的上述乘法电路, 将上述卷积运算的输出的复数共轭、上述误差估计器输出的误差信号、实施上述逆旋转的电路的输出、以及步长参数相乘。

8. 根据权利要求 5 所述的非线性失真均衡电路, 其中:

上述用于线性失真均衡的复数信号转换电路, 通过对上述低通滤波器的输出和上述用于线性失真均衡的系数进行卷积运算, 去除上述线性失真成分;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器对上述第 m 阶信号成分进行与上述低通滤波器一样的滤波, 对上述滤波装置的输出进行与用于线性失真均衡的复数信号转换电路一样的卷积运算;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器中的上述乘法电路, 将上述卷积运算的输出的复数共轭、上述误差估计器输出的误差信号、实施上述逆旋转的电路的输出、以及步长参数相乘。

9. 一种补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的波形失真的非线性失真均衡电路, 包括:

用于非线性失真均衡的复数信号转换电路, 根据对估计第 m 阶失真分量量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数, 去除上述受到同步载波调制的 OFDM 基带信号的第 m 阶失真成分, 其中 $m > 1$;

FFT 电路, 对上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路的输出进行 FFT 转换;

同步解调电路, 进行上述 FFT 电路的输出的同步解调;

误差估计器, 计算出上述同步解调电路的输出与理想接收点之间的误差;

用于非线性失真均衡的系数估计器, 根据上述误差估计器输出的误差信号和纠正由上述同步解调电路进行的处理后的结果, 生成对估计第 m 阶失真分量量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数, 并

向用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出。

10. 一种补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的波形失真的非线性失真均衡电路, 包括:

用于非线性失真均衡的复数信号转换电路, 根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数, 去除上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号的第 m 阶失真成分, 其中 $m > 1$;

FFT 电路, 对上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路的输出进行 FFT 转换;

差分解调电路, 使用上述 FFT 电路的输出和将上述 FFT 电路的输出延迟 1 个 OFDM 符号的信号进行差分解调;

误差估计器, 计算出上述差分解调电路的输出与理想接收点之间的误差;

用于非线性失真均衡的系数估计器, 根据上述误差估计器输出的误差信号和纠正由上述差分解调电路进行的处理后的结果, 生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数, 并向用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出。

11. 根据权利要求 9 或 10 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

对上述受到载波调制的 OFDM 基带信号, 通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分,

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述受到载波调制的 OFDM 基带信号相加而从上述受到载波调制的 OFDM 基带信号中去除第 m 阶失真成分。

12. 根据权利要求 9 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述同步解调电路包括:

使用上述 FFT 电路的输出计算出传输路径特性的电路,

通过将上述 FFT 电路的输出除以上述传输路径特性而进行同步解调

的除法电路。

13. 根据权利要求 12 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

对上述受到同步载波调制的 OFDM 基带信号, 通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分;

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述受到调制的 OFDM 基带信号相加而从上述受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中去除上述第 m 阶失真成分;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器包括:

对上述第 m 阶信号成分进行 FFT 转换的电路;

乘法电路, 将上述误差估计器输出的误差信号、上述受到 FFT 转换的上述第 m 阶信号成分、上述传输路径特性、以及步长参数相乘;

加法电路, 将上述乘法电路的输出和上述用于非线性失真均衡的系数相加, 作为现在的用于非线性失真均衡的系数而向上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出, 以进行系数更新处理; 其中,

上述用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新处理只对每 f 个 OFDM 符号中的 1 个 OFDM 符号进行, 其中 f 为大于等于 1 的整数。

14. 根据权利要求 10 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述差分解调电路包括:

将上述 FFT 电路的输出延迟上述 1 个 OFDM 符号的延迟电路; 以及

通过将上述 FFT 电路的输出除以上述延迟电路的输出来进行差分解调的除法电路。

15. 根据权利要求 14 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

对上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号, 通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分;

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述受到调制的 OFDM 基带信号相加而从上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中去除上述第 m 阶失真成分;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器包括:

对上述第 m 阶信号成分进行 FFT 转换的电路;

乘法电路, 将上述误差估计器输出的误差信号、上述受到 FFT 转换的上述第 m 阶信号成分、上述延迟电路的输出、以及步长参数相乘;

加法电路, 将上述乘法电路的输出和上述用于非线性失真均衡的系数相加, 作为现在的用于非线性失真均衡的系数而向上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出, 以进行系数更新处理; 其中,

上述用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新处理只对每 f 个 OFDM 符号中的 1 个 OFDM 符号进行, 其中 f 为大于等于 1 的整数。

16. 根据权利要求 10 所述的非线性失真均衡电路,

上述差分解调电路包括:

将上述 FFT 电路的输出延迟上述 1 个 OFDM 符号的延迟电路; 以及

通过将上述延迟电路的输出的复数共轭和上述 FFT 电路的输出相乘来进行差分解调的乘法电路。

17. 根据权利要求 16 所述的非线性失真均衡电路, 其中,

上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路包括:

对上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号, 通过在同一相位取振幅的 m 次幂来生成第 m 阶的信号成分的电路;

乘法电路, 通过将上述第 m 阶的信号成分和上述用于非线性失真均衡的系数相乘, 生成上述第 m 阶失真成分;

加法电路, 通过将上述乘法电路的输出和上述受到调制的 OFDM 基带信号相加, 从上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中去除上述第 m 阶失真成分;

上述用于非线性失真均衡的系数估计器包括：

对上述第 m 阶信号成分进行 FFT 转换的电路；

乘法电路，将上述误差估计器输出的误差信号、上述受到 FFT 转换的上述第 m 阶信号成分、以及步长参数相乘；

除法电路，将上述乘法电路的输出除以上述延迟电路的输出的复数共轭；

加法电路，将上述除法电路的输出和上述用于非线性失真均衡的系数相加，作为现在的用于非线性失真均衡的系数而向上述用于非线性失真均衡的复数信号转换电路输出，以进行系数更新处理；其中，

上述用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新处理只对每 f 个 OFDM 符号中的 1 个 OFDM 符号进行，其中 f 为大于等于 1 的整数。

18. 根据权利要求 13、15、17 中任意 1 项所述的非线性失真均衡电路，其中，

对上述用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新处理中的上述 FFT 转换的输出，使用每 c 个点中的 1 个点作为代表值，剩余的 $c-1$ 个点用上述代表值进行插值来代替，其中 c 为大于等于 2 的整数。

19. 根据权利要求 13、15、17 中任意 1 项所述的非线性失真均衡电路，其中，

对上述用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新处理中的上述 FFT 转换的输入，使用每 c 个点中的 1 个点进行 $1/c$ 的点数的 FFT 转换而作为代表值，剩余的 $c-1$ 个点用上述代表值进行插值来代替，其中 c 为大于等于 2 的整数。

20. 一种补偿复数输入信号中的波形失真的非线性失真均衡方法，包括以下步骤：

用于非线性失真均衡的复数信号转换处理，根据对估计第 m 阶失真成分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数，去除上述复数输入信号的第 m 阶失真成分，其中 $m > 1$ ；

低通滤波处理，只允许上述用于非线性失真均衡的复数信号转换处理的结果的低频成分通过；

载波恢复处理, 建立上述低通滤波处理的结果的相位同步;

误差计算处理, 计算出上述载波恢复处理的结果与理想接收点之间的误差;

非线性失真补偿用系数更新处理, 根据上述误差计算处理的结果和纠正由上述载波恢复处理进行的相位旋转后的结果, 生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数, 并向用于非线性失真均衡的复数信号转换处理输出。

21. 一种补偿复数输入信号中的波形失真的非线性失真均衡方法, 包括以下步骤:

用于非线性失真均衡的复数信号转换处理, 实施根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数, 去除上述复数输入信号的第 m 阶失真成分, 其中 $m > 1$;

低通滤波处理, 只允许上述用于非线性失真均衡的复数信号转换处理的结果的低频成分通过;

用于线性失真均衡的复数信号转换处理, 根据对估计线性失真分量的信息进行表示的用于线性失真均衡的系数, 从上述低通滤波处理的结果中去除线性失真成分;

载波恢复处理, 建立上述用于线性失真均衡的复数信号转换处理的结果的相位同步;

误差计算处理, 计算出上述载波恢复处理的结果与理想接收点之间的误差;

根据上述误差计算处理的结果和纠正上述载波恢复处理进行的相位旋转后的结果, 生成对估计线性失真分量的信息进行表示的上述用于线性失真均衡的系数, 并向用于线性失真均衡的复数信号转换处理输出,

非线性失真补偿用系数更新处理, 根据上述误差计算处理的结果和纠正由上述载波恢复处理进行的相位旋转后的结果, 生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数, 并向用于非线性失真均衡的复数信号转换处理输出, 其中 $m > 1$ 。

22. 一种补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的波形失真的

非线性失真均衡方法，包括以下步骤：

用于非线性失真均衡的复数信号转换处理，根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数，去除上述受到同步载波调制的 OFDM 基带信号的第 m 阶失真成分，其中 $m > 1$ ；

FFT 处理，对上述用于非线性失真均衡的复数信号转换处理的结果进行 FFT 转换；

同步解调处理，进行上述 FFT 处理的结果的同步解调；

误差计算处理，计算出上述同步解调处理的结果与理想接收点之间的误差；

根据上述误差计算处理的结果和纠正由上述同步解调处理进行的处理后的结果，生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数，并向用于非线性失真均衡的复数信号转换处理输出。

23. 一种补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的波形失真的非线性失真均衡方法，包括以下步骤：

用于非线性失真均衡的复数信号转换处理，根据对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的用于非线性失真均衡的系数，去除上述受到差分载波调制的 OFDM 基带信号的第 m 阶失真成分，其中 $m > 1$ ；

FFT 转换处理，对上述用于非线性失真均衡的复数信号转换处理的结果进行 FFT 转换；

差分解调处理，使用上述 FFT 转换处理的结果和将上述 FFT 转换处理的结果延迟 1 个 OFDM 符号的信号进行差分解调；

误差计算处理，计算出上述差分解调处理的输出与理想接收点之间的误差；

根据上述误差计算处理的结果和纠正由上述差分解调处理进行的处理后的结果，生成对估计第 m 阶失真分量的信息进行表示的上述用于非线性失真均衡的系数，并向用于非线性失真均衡的复数信号转换处理输出。

非线性失真均衡电路及非线性失真均衡方法

发明领域

本发明涉及用于消除例如在卫星广播、地面广播和同轴电缆广播这样的数字传输中出现的非线性失真的技术。

背景技术

在最近几年，电视广播的数字化已经在日本以及西方国家中在同轴电缆、卫星和地面媒体方面快速地发展。在日本，在 2000 年 12 月开始常规的 BS 数字广播。另外，常规的地面数字广播预期在 2003 年在城市中开始实行。

在 BS 广播中，发送距离超过几万公里。因此，在广播卫星中的转发器中的放大器具有很少的补偿，并且工作在放大系数较高的区域。因此，从发射台发送的无线电波接收非线性失真，并且从广播卫星发送到每个家庭的接收天线。另外，放大器安装在接收器中，用于放大所接收的信号，而与例如卫星、地面或同轴电缆这样的介质无关，从而幅度较大的所接收信号收到放大器的非线性特性的影响。

另一方面，采用磁阻效应的再现头(在下文中称为 MR 头)被用于磁性记录和再现装置中，例如磁盘装置(HDD)。在采用 MR 头的磁性记录和再现装置中，由于偏移的磁场移动或者 MR 元件的磁性的离散性使得磁场再现输出转换特性变为非线性。因此，再现信号波形接收非线性失真。

上述非线性失真变为造成误码率等等变差的主要因素。通常，作为用于补偿非线性失真的方法，在此有一种结构，其中例如在转发器的放大器的前端提供具有与该放大器相反特性的前端均衡电路(参见 Tsuzuku 等人所著的“Advanced Satellite Broadcasting System in the

21 GHz Band, 16 QAM Transmission with Pre-distortion,” 电视工程师协会的技术报告, BCS94-25 (1994 年 8 月))。

另外, 在采用 MR 头的磁性记录和再现装置中的非线性失真均衡方法例如在日本未审查专利公告 H9(1997)-7300 中示出。图 1 中示出从上述公告中提取出来的该非线性补偿均衡器的整体结构图。如图 1 中所示, 该非线性补偿均衡器包括幅度值转换器 1、FIR 滤波器 2、均衡误差计算器 3 以及 LMS 算法系数学习装置 (LMS algorithm coefficient learning apparatus) 4。

幅度值转换器 1 具有: 乘法器 12a, 用于把再现波形 11 的输入求平方; 乘法器 12b, 用于把再现波形 11 乘以乘法器 12a 的输出; 系数乘法器 14a, 用于把乘法器 12a 的输出 13 乘以系数值 c2; 系数乘法器 14b, 用于把乘法器 12b 的输出乘以系数值 c3; 以及加法器 15, 用于把系数乘法器 14a 的输出、系数乘法器 14b 的输出以及再现波形 11 相加。

图 1 中所示的 FIR 滤波器 2 具有: 第一系数乘法器 22a, 用于把第一抽头输入值 21a 乘以系数值 h1; ...; 第 N 系数乘法器 22n, 用于把第 N 抽头输入值 21n 乘以系数 hn; 延迟元件 23a, 用于顺序延迟输入信号; ...; 延迟元件 23n; 加法器 24, 用于把第一系数乘法器 22a、...、第 N 系数乘法器 22n 的输出相加。

均衡误差计算器 3 具有减法器 31, 用于计算来自 FIR 滤波器 2 的输出与均衡目标之差, 并且用于输出该差值, 作为均衡误差 32。

图 2 示出 LMS 算法系数学习装置 4 的结构图。该 LMS 算法系数学习装置 4 由系数学习电路控制部分 5、第一系数学习电路 6 以及第二系数学习电路 7 所构成。第一系数学习电路 6 是用于学习图 1 的 FIR 滤波器 2 的抽头系数的电路。第二系数学习电路 7 是用于学习图 1 的幅度值转换器 1 的抽头系数的电路。

第一系数学习电路 6 作为系数值 h1 的学习电路具有乘法器 61a, 用于把均衡误差 32 乘以系数值 h1; 乘法器 62a, 用于把步长参数 u 乘以乘法器 61a 的输出; 加法器 63a, 用于把乘法器 62a 的输出加到延

迟元件 64a; 以及延迟元件 64a, 用于延迟加法器 63a 的输出, 并返回到加法器 63a。另外, 第一系数学习电路 6 作为系数值 h_n 的学习电路具有乘法器 61n, 用于把均衡误差 32 乘以系数值 h_1 ; 乘法器 62n, 用于把步长参数 u 乘以乘法器 61n 的输出; 加法器 63n, 用于把乘法器 62n 的输出加到延迟元件 64n; 以及延迟元件 64n, 用于延迟加法器 63n 的输出, 并返回到加法器 63n。

第二系数学习电路 7 作为系数值 c_2 的学习电路具有乘法器 71a, 用于把均衡误差 32 乘以系数值 c_2 ; 乘法器 72a, 用于把步长参数 u 乘以乘法器 71a 的输出; 加法器 73a, 用于把乘法器 72a 的输出加到延迟元件 74a; 以及延迟元件 74a, 用于延迟加法器 73a 的输出, 并返回到加法器 73a。另外, 第二系数学习电路 7 作为系数值 c_3 的学习电路具有乘法器 71b, 用于把均衡误差 32 乘以系数值 c_3 ; 乘法器 72b, 用于把步长参数 u 乘以乘法器 71b 的输出; 加法器 73b, 用于把乘法器 72b 的输出加到延迟元件 74b; 以及延迟元件 74b, 用于延迟加法器 73b 的输出, 并返回到加法器 73b。

在此描述这种结构的非线性补偿均衡器的操作。图 1 的幅度值转换器 1 具有第三阶函数转换特性。把已经由 MR 头所再现的现在波形 11 给予乘法器 12a 和 12b, 从而获得平方值和立方值。系数乘法器 12a 把该平均值乘以系数 c_2 。该系数乘法器 14b 把该立方值乘以系数 c_3 。加法器 15 把作为一次幂数值的再现波形 11、系数乘法器 14a 的输出以及系数乘法器 14b 的输出。通常, 当幅度值转换器 1 具有第三阶函数转换特性时, 它可以充分地补偿由于 MR 头的磁场再现输出转换特性的非线性所造成的失真, 也就是说, 在再现信号波形中的波形失真。

FIR 滤波器 2 形成一个部分响应均衡器。该 FIR 滤波器 2 对给定的部分响应特性执行波形均衡。均衡误差计算器 3 计算 FIR 滤波器 2 的均衡输出与均衡目标之间的差值。所得的均衡误差 32 被输入到 LMS 算法系数学习装置 4。

分别输入到图 1 的系数乘法器 22a 至 22n 的抽头输入值 21a 至 21n

被作为 FIR 滤波器的抽头输入值序列 41(h1_in,...,hn_in)给予图 2 的系数学习电路控制部分。

系数学习电路控制部分 5 在均衡误差计算的同步时序输出 FIR 滤波器的抽头输入值序列 41 分别作为抽头输入值 h1_in 至 hn_in。然后，第一系数学习电路 6 对于每个抽头获得抽头输入值 h1_in 至 hn_in 与均衡误差 32 的乘积，并且乘以步长参数 u，用于分别控制学习速度和稳定性。然后，第一系数学习电路 6 把该乘法结果加到已经通过使用延迟元件 64a 至 64n 而存储的紧接着在前的系数值。系数学习电路控制部分 5 根据上述结果产生 FIR 滤波器系数更新命令，并且更新系数值 h1_in 至 hn_in。

到达每个系数乘法器 14a 和 14b 的输入值 13a 和 13b 被作为抽头输入值序列 43 按照与图 1 的幅度值转换器 1 相同的方式给予图 2 的系数学习电路控制部分 5。LMS 算法系数学习装置 4 按照与 FIR 滤波器 2 相同的方式通过使用抽头输入值序列 43 和均衡误差 32 而计算该系数，并且通过输出幅度值转换器系数更新命令 44 而分别更新幅度值转换器 1 的系数值 c2 和 c3。

通常已经用于磁性记录和再现装置中的非线性失真均衡电路按照上述结构而工作，并且补偿由于 MR 头的磁场再现输出转换特性的非线性所造成的再现信号的波形失真。

但是在上述非线性失真均衡方法中，在复数信号中的非线性失真不能够在例如 BS 数字广播这样的数字传输中得到补偿。另外，没有建立载波的相位同步的信号不被作为在上述非线性失真均衡方法中均衡的对象。

另一方面，作为一种用于补偿在复数信号中的非线性失真的方法，已经有人提出一种方法，其在发送端的转发器上提供一个具有与放大器相反特性的前端补偿电路。但是，还没有人提出用于补偿在接收端上的复数信号中的非线性失真的方法。

发明内容

用于本发明的数据接收器的前端处理器的特征在于具有一个非线性失真均衡器，其减小在输入具有非线性失真的复数信号的情况下的非线性失真。具体来说，用于非线性均衡的复数信号转换器被提供在非线性失真均衡器中，从而通过根据第 N 阶函数转换特性($N>1$)转换该复数输入信号而补偿复数信号中的非线性失真。

特别地，在用于建立相位同步的载波恢复电路位于用于非线性失真均衡的复数信号转换器和计算与映射点相关的误差的误差估计器之间的情况中，在载波恢复电路中执行的相位旋转被纠正，从而补偿复数信号中的非线性失真。

另外，提供用于非线性失真均衡的转换根据第 N 阶函数转换特性($N>1$)进行同步载波调制的 OFDM 基带信号的复数信号转换器以及同步解调器，从而补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

另外，提供用于非线性失真均衡的转换根据第 N 阶函数转换特性($N>1$)进行差分载波调制的 OFDM 基带信号的复数信号转换器以及差分解调器，从而补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

另外，本发明的非线性失真均衡方法体现了一种用于进行非线性失真均衡的信号处理方法，在用集成电路实现该信号处理电路时获得简化并且节能。

附图说明

从下文参照优选实施例结合附图的描述中将清楚地理解本发明的上述和其它目的和特点，其中：

图 1 为示出根据现有技术的非线性补偿均衡器的整个结构的方框图；

图 2 为示出根据现有技术的非线性补偿均衡器的一部分的结构图；

图 3 为示出根据本发明的实施例 1 用于数据接收器的前端处理器

的整体结构的方框图;

图 4 为示出根据本发明的实施例 1 用于非线性失真均衡的复数信号转换器的结构方框图;

图 5 为示出根据实施例 1 用于非线性失真均衡的系数估计器的结构方框图;

图 6 为示出根据实施例 1 用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 的更新表现的示意图;

图 7 为示出根据实施例 1 的用于根升余弦滤波器(root raised cosine filter)的结构方框图;

图 8 为示出根据实施例 1 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 9 为示出根据实施例 1 的用于非线性失真均衡的复数信号转换器的结构的另一个例子的方框图;

图 10 为示出根据实施例 1 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 11 为示出根据实施例 2 的非线性失真均衡器的整体结构的方框图;

图 12 为示出根据实施例 2 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的方框图;

图 13 为示出根据实施例 2 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 14 为示出根据实施例 2 的用于非线性失真均衡的复数信号转换器以及用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 15 为示出根据实施例 3 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的方框图;

图 16 为示出根据实施例 3 的用于线性失真均衡的复数信号转换器的结构方框图;

图 17 为示出根据实施例 3 的用于线性失真均衡的系数估计器的结

构方框图;

图 18 为示出根据实施例 3 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构方框图;

图 19 为示出根据实施例 3 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 20 为示出根据实施例 3 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 21 为示出根据实施例 3 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 22 为示出根据实施例 3 的用于线性失真均衡的复数信号转换器和用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 23 为示出根据实施例 4 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的方框图;

图 24 为示出根据实施例 4 的用于线性失真均衡的复数信号转换器和用于线性失真均衡的系数估计器的结构的方框图;

图 25 为示出根据实施例 4 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的方框图;

图 26 为示出根据实施例 4 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 27 为示出根据实施例 4 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 28 为示出根据实施例 4 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 29 为示出根据实施例 4 的用于非线性失真均衡的复数信号转换器和用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 30 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡器的整体结构的方框图;

图 31 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的

结构的方框图;

图 32 为示出根据实施例 5 的蝴蝶运算电路的结构的方框图;

图 33 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的结构的方框图;

图 34 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的一个例子的示意图;

图 35 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 36 为示出根据实施例 5 的蝴蝶运算电路的结构的另一个例子的方框图;

图 37 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的结构的另一个例子的方框图;

图 38 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图;

图 39 为示出根据实施例 5 的用于数据接收器的前端处理器的整个结构的另一个例子的方框图;

图 40 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 41 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的结构的另一个例子的方框图;

图 42 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 1);

图 43 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 2);

图 44 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 3);

图 45 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 4);

图 46 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 47 为示出根据实施例 5 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 48 为示出根据实施例 5 的延迟曲线计算方法的示意图(部分 1);

图 49 为示出根据实施例 5 的延迟曲线计算方法的示意图(部分 2);

图 50 为示出根据实施例 5 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 51 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 52 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 53 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 54 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 55 为示出根据实施例 5 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 56 为示出根据实施例 5 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 57 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 58 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 59 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 60 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的结构的另一个例子的方框图;

图 61 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意

图(部分 1);

图 62 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 2);

图 63 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 3);

图 64 为示出根据实施例 5 的 FFT 电路的操作的另一个例子的示意图(部分 4);

图 65 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 66 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 67 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 68 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 69 为示出根据实施例 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 70 为示出根据实施例 6 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的方框图;

图 71 为示出根据实施例 6 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 72 为示出根据实施例 6 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 73 为示出根据实施例 6 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 74 为示出根据实施例 6 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 75 为示出根据实施例 7 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的方框图;

图 76 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的方框图;

图 77 为示出根据实施例 7 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 78 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 79 为示出根据实施例 7 的用于数据接收器和前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 80 为示出根据实施例 7 的非线性失真均衡器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 81 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 82 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 83 为示出根据实施例 7 的用于数据接收器的前端处理器的整体结构的另一个例子的方框图;

图 84 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 85 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 86 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 87 为示出根据实施例 7 的用于非线性失真均衡的系数估计器的结构的另一个例子的方框图;

图 88 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分 1);

图 89 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分 2);

图 90 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

3);

图 91 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

4);

图 92 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

5);

图 93 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

6);

图 94 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

7);

图 95 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

8); 以及

图 96 为示出根据实施例 7 的 FFT 变换的插值方法的示意图(部分

9)。

具体实施方式

实施例 1

下面参照附图描述用于根据本发明实施例 1 的前端处理器。图 3 为示出根据本实施例用于数据接收器的前端处理器 100 的整体结构的方框图。形成用于数据接收器的前端处理器，以包含非线性失真均衡器 101、准同步检测器 108 以及载波恢复电路。在下面所示的每个方框图中，粗实线表示复数信号的流向(向量信息)，以及比粗实线更细的实线表示标量信息的流向。

图 3 的非线性失真均衡器 101 具有用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102、根升余弦滤波器 103、误差估计器(ERR EST)104 以及用于非线性失真均衡的系数估计器 105。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 在图中缩写为“COMP SIG CONV1”。根升余弦滤波器 103 在图中缩写为“RR COS FIL”。系数估计器 105 在图中缩写为“COEF EST 1”。误差估计器 104 由限幅器 106 和复数减法器 107 所形成。

提供在用于数据接收器的前端处理器的第一级中的准同步检测器 108 具有正交检测器 109 以及参考载波发生器 110。载波恢复电路 111 位于准同步检测器 108 和非线性失真均衡器 101 之间, 并且具有相位误差检测器(PHASE ERR DET)112、低通滤波器(LPAS FIL)113、数控振荡器 114 以及复数乘法器 115。

准同步检测器 108 检测由未示出的天线所接收的调制信号。因此, 准同步检测器 108 的参考载波发生器 110 振荡产生调谐频率的正弦波。正交检测器 109 通过把正弦波的相位延迟 90 度而产生余弦波, 并且通过把上述调制信号分别乘以该正弦波、上述调制信号和余弦信号, 而检测 I 轴和 Q 轴数据。

当在采样次数 n 的所检测信号相位误差角被表示为 $P(n)$ 时, 载波恢复电路 111 消除所检测输出的相位误差 $e^{-jP(n)}$, 并且把建立相位同步的信号 $x(n)$ 输出到非线性失真均衡器 101。载波恢复电路 111 的相位误差检测器 112 计算根升余弦滤波器 103 的输出 $v(n)$ 与最接近的映射点之间的相位误差。低通滤波器 113 平均该相位误差。数控振荡器 114 产生正弦波 $e^{jP(n)}$, 用于通过使用由低通滤波器 113 获得的平均消除 $e^{-jP(n)}$ 。复数乘法器 115 执行正交检测器 109 的所检测输出与所检测输出与数控振荡器 114 的正弦波 $e^{jP(n)}$ 之间的复数乘法, 从而输出信号 $x(n)$ 。

下面描述非线性失真均衡器 101 的操作。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 使用用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 该系数在用于非线性失真均衡的系数估计器 105 中产生, 从而消除包含在信号 $x(n)$ 中的第三阶失真。然后, 根升余弦滤波器 103 仅仅允许在奈奎斯特带宽中的信号 $v(n)$ 通过。误差估计器 104 计算信号 $x(n)$ 与最接近的映射点 $d(n)$ 之间的误差, 并且把该映射点输出到未示出的误差纠正部分, 作为一个解调信号。在此, 在该误差纠正部分执行软判定解码(soft decision decoding)时, 该非线性失真均衡器 101 把被输入到误差估计器 104 的信号 $v(n)$ 输出到该误差纠正部分, 作为一个解调信号。用于补偿非线性失真的系数估计器 105 使用该误差信号 $e(n)$ 以及信号

$x(n)$ ，从而通过 LMS(最小均方)算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 。

在图 4 中示出用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的具体结构图。另外，在图 5 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 105。如图 4 中所示，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 具有一个复数立方计算器(COMP 3rd POW CIR)121、复数乘法器 127 以及复数加法器 128。复数立方计算器 121 由乘法器 122、123、125 和 126 以及加法器 124 所形成。另外，如图 5 中所示，用于补偿非线性失真的系数估计器 105 具有延迟元件(DELAY CIR)延迟元件 129、复数立方计算器(COMP 3rd POW CIR)121 以及 LMS 电路 130。LMS 电路 130 由减法器 131、复数加法器 132、步长参数控制器 133、乘法器 134 和 135、加法器 136 和 137 以及延迟元件 138 和 139 所形成。

在下文中描述用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的操作。当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到复数立方计算器 121 时，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 通过使用乘法器 122、123 对 I、Q 轴分量(实部、虚部)求平方，并且通过使用加法器 124 执行加法，从而产生 $|x^2(n)|$ 。另一方面， $x(n)$ 的 I、Q 轴分量被分别输入到乘法器 125、126，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 把 $x(n)$ 乘以 $|x^2(n)|$ ，从而输出 $|x^2(n)|x(n)$ 。在此， $|x^2(n)|x(n)$ 被定义为立方值 $x^3(n)$ 。复数乘法器 127 执行用于第三阶失真均衡的在用于线性失真均衡的系数估计器 105 中产生的系数 $a_3(n)$ 与立方值 $x^3(n)$ 的复数乘法。复数加法器 128 执行复数乘法器 127 的输出与所输入信号 $x(n)$ 的复数加法，从而输出通过从信号 $x(n)$ 消除第三阶失真而获得的信号 $y(n)$ 。该信号 $y(n)$ 在下面的方程中表示。在此，当用于第三阶失真均衡的系数的初值表示 $a_3(0)$ ， $a_3(0) = 0$ 时，

$$y(n) = x(n) + a_3(n)x^3(n) \cdots \text{方程 (1-1)}$$

下面，描述用于非线性失真均衡的系数估计器 105 的操作。当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入时，延迟元件 129 把信号 $x(n)$ 延迟 M 个符号。然后，复数立方计算器 121 把信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n-M)|x(n-$

M), 并且输出转换结果作为立方值 $x^3(n-M)$ 。在此, 图 3 的根升余弦滤波器 103 的延迟量为 M 个符号, 而误差估计器 104 的延迟量被设置为 0。延迟元件 129 执行对 M 个符号的延迟调节, 直到从信号 $y(n)$ 计算误差信号 $e(n)$ 为止。

减法器 130 通过把在图 5 的 LMS 电路 130 的 Q 轴信号的符号反转而产生复数共轭 $[x^3(n-M)]^*$ 。在此 “*” 为表示共轭复数的符号。然后, 复数加法器 132 执行复数共轭 $[x^3(n-M)]^*$ 与误差信号 $e(n)$ 之间的复数乘法。乘法器 134 和 135 把从步长参数控制器 133 输出的常数 μ 乘以从复数加法器 132 输出的 I 和 Q 轴信号。加法器 136 和 137 把 I 和 Q 轴的乘法结果与来自延迟元件 138 和 139 的输出相加, 从而把相加的结果输出到图 4 中的用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102, 作为用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 。在此, 图 5 的延迟元件分别把 I 轴的系数 $\text{Re}[a_3(n)]$ 和 Q 轴的系数 $\text{Im}[a_3(n)]$ 延迟一个符号。

下面, 描述用于非线性失真均衡的系数估计器 105 的系数更新算法。参照图 3, 误差信号 $e(n)$ 在下面的方程中表示。

$$e(n) = d(n) - v(n) \cdots \text{方程 (1-2)}$$

在此, 信号 $v(n)$ 是通过限制信号 $y(n)$ 的频带而获得的信号, 并且当信号 $v(n)$ 假设为基本上等于 $y(n)$ 时, 形成如下方程。

$$e(n) = d(n) - y(n) \cdots \text{方程 (1-3)}$$

下面的方程从方程(1-3)和方程(1-1)获得。

$$e(n) = d(n) - [x(n) + a_3(n)x^3(n)] \cdots \text{方程 (1-4)}$$

当系数 a_3 的估计函数被表示为 $J(a_3)$ 时, 估计函数 $J(a_3)$ 被作为误差信号 $e(n)$ 的幅度平方而给出, 因此形成如下方程:

$$J(a_3) = |e(n)|^2 \cdots \text{方程 (1-5)}$$

对于使估计函数 $J(a_3)$ 为最小的算法, 也就是说, LMS 算法, 在许多情况中, 使用如下方程来根据使用最陡梯度方法的梯度算法而更新

该系数。

$$a_3(n+1) = a_3(n) - \alpha \cdot dJ(a_3)/da_3(n) \cdots \text{方程 (1-6)}$$

在此，方程(1-4)被代入方程(1-5)，并且执行偏微分，从而获得如下方程：

$$dJ(a_3)/da_3(n) = 2\{e(n) \cdot de(n)/da_3(n)\} = -2e(n)[x^3(n)]^* \cdots \text{方程 (1-7)}$$

当假设 $u = 2\alpha$ ，并且把方程(1-7)代入方程(1-6)，获得如下方程。

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[x^3(n)]^* \cdots \text{方程 (1-8)}$$

另一方面，参照图 5 在如下方程中表示 $a_3(n)$ ：

$$a_3(n) = a_3(n-1) + ue(n-M)[|x^2(n-M)| x(n-M)]^* \cdots \text{方程 (1-9)}$$

从假设通过把 $x(n)$ 延迟 M 个符号而获得的信号 $v(n)$ 产生误差信号 $e(n)$ 。在方程(1-9)中假设：

$$[|x^2(n-M)| x(n-M)]^* = [x^3(n-M)]^*$$

在方程(1-9)中，与误差信号 $e(n)$ 和信号 $x(n)$ 相比，系数 $a_3(n)$ 被延迟一个符号。系数更新的收敛速度在 LMS 相对较慢，但是，一个符号的延迟在实践中不造成任何障碍。

用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 的更新情况在图 6 中示出。初始条件是 $a_3(n)=0$ 。最接近于接收点的映射点 $d(n)$ 以及该接收点 $x(n-M)$ 是误差信号 $e(n-M)$ 。在此，接收点 $x(n-M)$ 被通过用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 之后的根升余弦滤波器 103 而限制频带，并且被转换为 $v(n-M)$ 。因此它被设置为 $[x^3(n-M)]^* = [|x^2(n-M)| x(n-M)]^*$ ， $[x^3(n-M)]^*$ 与接收点 $x(n-M)$ 相对于 I 轴对称，并且具有 $|x^2(n-M)|$ 倍大的符号。

$e(n-M)[x^3(n-M)]^*$ 的相位变为 $e(n-M)$ 的相位与 $[x^3(n-M)]^*$ 的相位之和。 $e(n-M)[x^3(n-M)]^*$ 的幅度变为 $e(n-M)$ 的幅度与 $[x^3(n-M)]^*$ 的幅度之间的乘积。因此，如图 6 中所示获得大约指向 $x(n-M)$ 的相位方向的矢量，并且在由于第三阶失真而导致幅度减小的方向上更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 。因此在方程(1-9)中假设 $[x^3(n-M)]^* = [|x^2(n-M)| x(n-M)]^*$ 。

在此, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。通过考虑到这种情况, 在负数信号中的非线性失真可以获得较高精度的补偿。

在图 3 中示出根升余弦滤波器 103 的结构。根升余弦滤波器 103 具有延迟元件 141、142 和 143 以及复数乘法器 144、145 和 146。如图 7 中所示, 在抽头的数目为 $(2M+1)$ 的情况下, 该滤波器总共由 $2M$ 个延迟元件和 $(2M+1)$ 个复数乘法器所形成, 并且到达中心抽头的延迟量变为 M 个符号。

在考虑到该输出通过根升余弦滤波器 103 的情况下, 在图 8 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 151 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 151 通过除去延迟元件 129 并且在用于非线性失真均衡的图 5 中的系数估计器 105 内的复数立方计算器 121 的后级提供根升余弦滤波器 103 而获得。在该后级的 LMS 电路 130 与图 5 中的相同。

现在描述用于非线性失真均衡的系数估计器 151 的操作。当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入时, 复数立方计算器 121 把信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n-M)|x(n-M)$, 从而输出转换结果作为立方值 $x^3(n)$ 。根升余弦滤波器 103 执行 $|x^2(n)|x(n)$ 的频带限制, 从而输出 $\sum Ck_{FIL} |x^2(n-k)| x(n-k)$ 。在此, Ck_{FIL} 是根升余弦滤波器 103 的每个系数。由于根升余弦滤波器 103 的延迟量为 M 个符号, 因此图 5 的延迟元件 129 变得不需要。LMS 电路 130 通过使用根升余弦滤波器 103 的输出信号和误差信号 $e(n)$ 而执行用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 的更新, 并且输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。这种情况下, 在如下方程中表示用于非线性失真均衡的系数 $a_3(n)$:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{FIL} x^3(n-k)]^* \quad \cdots \text{方程 (1-10)}$$

在上述结构中, 能够以较高的精度执行在复数信号中的非线性失真的补偿。

另外，图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 和图 8 的用于非线性失真均衡的系数估计器 151 可以在建立相位同步之后开始系数更新。这种情况下，在图 3 的载波恢复电路 111 中的低通滤波器 113 的滤波器输出被监控，并且在输出稳定的情况下，当假设已经建立相位同步时，该锁定信号被设置在“H”。

在图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 以及图 8 的用于非线性失真均衡的系数估计器 151 中，在锁定信号(LOCK SIG)为“L”的情况下，在 LMS 电路 130 中的步长参数控制器 133 把步长参数设置在 $u=0$ 。在这种情况下， $a_3(n)=0$ 。然后，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。

在锁定信号为“H”的情况下，步长参数控制器 133 用特定的数值代替步长参数 u ，从而开始系数更新。根据上述操作，非线性失真均衡器可以补偿复数信号中的非线性失真，而对载波恢复电路 111 的操作没有负面影响。

另外，图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 和图 8 的用于非线性失真均衡的系数估计器 151 可以仅仅在高 C/N 时执行系数更新。这种情况中，C/N 估计器(C/N EST)116 被提供在图 3 的非线性失真均衡器 101 中。C/N 估计器 116 使用误差信号 $e(n)$ ，从而对于每个 C/N 与最接近的映射点之间的距离计算和平均 C/N，并且把其结果输出到图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 和图 8 的用于非线性失真均衡的系数估计器 151。

在图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 和图 8 的用于非线性失真均衡的系数估计器 151 中，在由 CNR(载波信噪比)信号所示的 C/N(载波信噪比)小于设置的阈值的情况下，在 LMS 电路 130 中的步长参数控制器 133 把步长参数设置为 $u=0$ 。这种情况中， $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出为 $y(n)=x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为设置的阈值或更大的情况下，步长参数控制器 133 用预定的数值代替步长参数 u ，从而执行系数更新。因此，可以补偿在复数信号中的非线性失真，而没有在低 C/N 的时候

造成负面影响。

在此，在本实施例中，仅仅消除作为方程(1-1)中所示的非线性失真的主要的第三阶失真。但是，作为第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真，可以通过如下假设而补偿失真：

$$y(n) = x(n) + \sum a_m(n)x^m(n) \quad (m > 1) \quad \cdots \text{方程 (1-11)}$$

用于各阶次的在这种情况下中的系数更新方程如下：

$$a_m(n+1) = a_m(n) + ue(n)[x^m(n)]^* \quad (m > 1) \quad \cdots \text{方程 (1-12)}$$

其中形成 $x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

在图 9 中示出补偿至少第二阶失真并且不多于第 K 阶失真的高阶非线性失真的用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的结构。另外，在图 10 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 162。图 9 的用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 具有一个复数第 K 次幂计算器 163 至复数平方计算器 164、复数乘法器 165 至 166 以及复数加法器 167。另外，用于图 10 的非线性失真均衡的系数估计器 162 具有与阶数相同数目的多个延迟元件 129、一个复数第 K 次幂计算器 163 至复数平方计算器 164 以及与阶数相同数目的多个 LMS 电路 130。

现在描述这种结构的用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的操作。当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 中时，复数第 K 次幂计算器 163 产生 $|x^{K-1}(n)|x(n)$ 作为第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 。另外，复数平方计算器 164 产生 $|x(n)|x(n)$ 作为平方值 $x^2(n)$ 。按照与图 4 中所示的复数立方计算器 121 相同的方式，复数第 K 次幂计算器 163 至复数平方计算器 164 由乘法器和加法器所形成。

复数乘法器 165 执行用于第 K 阶失真均衡的在用于非线性失真均衡的系数估计器 162 中产生的系数 $a_K(n)$ 与第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 之间的复数乘法。复数乘法器 166 执行用于第二阶失真均衡的 $a_2(n)$ 与平方值 $x^2(n)$ 之间的复数乘法。复数加法器 167 执行 $a_K(n)x^K(n)$ 、 $a_2(n)x^2(n)$ 和 $x(n)$ 之间的复数加法，从而输出通过从信号 $x(n)$ 中消除第 K 阶失真和第二阶失真而获得的信号 $y(n)$ 。按照类似的方式，对于其它阶次，复

数第 m 次幂电路产生 $|x^{m-1}(n)|x(n)$ 作为 $x^m(n)$ 。然后该复数乘法器执行用于第 m 阶失真均衡的在用于非线性失真均衡的系数估计器 162 中产生系数 $a_m(n)$ 与升高到第 m 次幂的数值 $x^m(n)$ 之间的复数乘法。另外，复数加法器 167 执行该乘法结果与信号 $x(n)$ 之间的复数加法，从而从信号中消除 $x(n)$ 第 m 阶失真。

当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 162 时，每一阶的延迟元件 129 把该信号 $x(n)$ 延迟 M 个符号。然后，复数第 K 次幂计算器 163 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^{K-1}(n-M)|x(n-M)$ ，并且输出转换结果，作为升高到 K 次幂的数值 $x^K(n-M)$ 。复数平方计算器 164 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x(n-M)|x(n-M)$ ，并且把转换结果输出为平均值 $x^2(n-M)$ 。每一阶的 LMS 电路 130 通过使用上述转换结果和误差信号 $e(n)$ 执行系数更新，从而把用于第 K 阶失真均衡的系数 $a_K(n)$ 以及用于第二阶失真均衡的系数 $a_2(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。

按照相同的方式，在其它阶次中，延迟元件 129 把该信号 $x(n)$ 延迟 M 个符号。然后，复数第 m 次幂电路把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^{m-1}(n)|x(n)$ ，并且输出转换结果，作为升高到 m 次幂的数值 $x^m(n)$ 。然后，LMS 电路 130 通过使用该转换结果和误差信号 $e(n)$ 执行系数更新，从而把用于第 m 阶失真均衡的系数 $a_m(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。根据上述操作，可以补偿第二阶失真或者更高阶失真的任意高阶非线性失真。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。通过考虑到这种情况，在用较高精度补偿复数信号中的非线性失真的情况中，可以按照与上文相同的方式补偿第二阶失真或者更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中，取消每一阶的延迟元件 129，并且在复数第 K 次幂计算器 163 至复数平方计算器 164 以及在用于非线性失真均衡的系数估计器 162 中用于每一阶的复数第 m 次幂电路的后级提供根升余弦滤波器 103。

在此，图 10 示出对每个一阶提供延迟元件 129 的情况。但是，一

个延迟元件 129 可以被共享, 从而延迟元件 129 的输出信号被分布到 163 至复数平方计算器 164 和用于每一阶的复数 m 次幂电路。

另外, 上述例子包括复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164 等等, 以及用于每一阶的复数第 m 次幂电路。但是, 通过使用例如 I 和 Q 轴分量自乘并且随后输出到下一个较高阶的电路这样的配置, 可以实现该电路的共享。另外, 可以使用其它用于电路共享的方法。

实施例 2

下面将参照附图描述本发明实施例 2 的用于数据接收器的前端处理器。图 11 为示出用于根据本实施例的数据接收器的前端处理器 200。用于数据接收器的前端处理器 200 包括准同步检测器 108 和非线性失真均衡器 201。根据本实施例的非线性失真均衡器 201 与实施例 1 的非线性失真均衡器 101 不同之处在于用于非线性失真均衡的系数估计器 202。非线性失真均衡器 201 的特征在于位于图 3 的非线性失真均衡器 101 的前级的载波恢复电路 111 被提供在非线性失真均衡器 201 的根升余弦滤波器 103 的后级中。准同步检测器 108 与图 3 中所示相同, 并且在非线性失真均衡器 201 中的每个其它模块与图 3 的非线性失真均衡器 101 的每个模块相同。

按照与实施例 1 相同的方式, 准同步检测器 108 对于由未示出的天线所接收的调制信号检测 I 轴和 Q 轴数据, 以产生所检测输出数据 $x(n)$ 。

现在将描述这种结构的非线性失真均衡器 201 的操作。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 按照与实施例 1 相同的方式, 通过使用在用于非线性失真均衡的系数估计器 202 中产生的用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 消除包含在所检测信号 $x(n)$ 中的第三阶失真。然后, 根升余弦滤波器 103 仅仅允许奈奎斯特带宽中的信号通过, 并且输出频带限制信号 $v(n)$ 。接着, 载波恢复电路 111 消除 $v(n)$ 的相位误差 $e^{-jP(n)}$, 并且把建立相位同步的信号 $s(n)$ 输出到误差估计器 104。

误差估计器 104 计算该信号 $s(n)$ 与最接近于信号 $s(n)$ 的映射点 $d(n)$ 之间的误差。另外，误差估计器 104 把信号 $d(n)$ 输出到未示出的误差纠正部分，作为解调信号。在此，在该误差纠正部分执行软判定解码的情况下，非线性失真均衡器 201 把误差估计器 104 的输入信号 $s(n)$ 输出到该误差纠正部分，作为一个解调信号。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 使用该误差信号 $e(n)$ 和信号 $x(n)$ 以及在载波恢复电路 111 中产生的相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ ，从而通过使用 LMS 算法更新该系数 $a_3(n)$ 。

用于非线性失真均衡的系数估计器 202 的结构在图 12 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 202 是通过把相位旋转校正器 211 添加到实施例 1 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 而获得的。相位旋转校正器 211 具有减法器 212 和复数乘法器 213 在此，用于非线性失真均衡的系数估计器 202 的每个其它模块与图 5 的用于非线性失真均衡的系数估计器 105 中的相同。

现在将描述用于非线性失真均衡的系数估计器 202 的操作。当在图 12 中输入所检测的输出 $x(n)$ 时，延迟元件 129 和复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n-M)| x(n-M)$ ，并且把转换结果输出到 LMS 电路 130，作为立方值 $x^3(n-M)$ 。另一方面，当输入旋转信号 $e^{jP(n)}$ 时，减法器 212 使 Q 轴信号的符号反相，从而该相位旋转校正器 211 产生复数共轭 $e^{-jP(n)}$ 。复数乘法器 213 执行该复数共轭 $e^{-jP(n)}$ 与误差信号 $e(n)$ 之间的乘法，并且纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转，从而把纠正结果输出到 LMS 电路 130。该 LMS 电路 130 按照实施例 1 中的方式，使用 $|x^2(n-M)| x(n-M)$ 和 $e^{-jP(n)}$ 作为输入执行系数的更新，从而把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的非线性失真均衡器 101。

在建立相位同步的载波恢复电路 111 存在于用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 和误差估计器 104 之间的情况中，可以通过纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转而补偿复数信号中的非线性失真。

通过把相位旋转校正添加到方程(1-7)中, 而把用于非线性失真均衡的系数估计器 202 的系数更新算法表示为如下方程:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[x^3(n)]^* e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (2-1)}$$

另一方面, 参照图 12, 系数 $a_3(n)$ 在如下方程中表示:

$$a_3(n) = a_3(n-1) + ue(n-M)[|x^2(n-M)|x(n-M)]^* e^{-jP(n-M)} \dots \text{方程 (2-2)}$$

在此, 从假设把信号 $x(n)$ 延迟 N 个符号而获得的信号 $s(n)$ 中产生的误差信号 $e(n)$, 通过设置 $[|x^2(n-M)|x(n-M)]^* = [x^3(n-M)]^*$ 而在方程 (2-2) 中执行延迟调节。通过考虑该 M 个符号的延迟, 把误差信号表示为 $e(n-M)$, 并且相位旋转校正表示为 $e^{-jP(n-M)}$ 。

另外, 尽管系数 $a_3(n)$ 与方程(2-2)中的误差信号 $e(n)$ 、信号 $x(n)$ 和相位信号 $e^{-jP(n)}$ 相比被延迟一个符号, 该系数更新收敛速度相对较慢, 并且在实践上不会对 LMS 算法造成问题。

在根据本实施例的非线性失真均衡器中, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。通过考虑这种情况, 能够以更高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

在考虑到该输出通过根升余弦滤波器 103 的情况, 用于非线性失真均衡的系数估计器 221 的结构在图 13 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 221 是通过取消延迟元件 129 并且在图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 中的复数立方计算器 121 的后级提供一个根升余弦滤波器 103 而获得的。在该后级的 LMS 电路 130 以及产生 LMS 电路 130 的其它输入的相位旋转校正器 211 与图 12 中所示的相同。

当把所检测输出 $x(n)$ 输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 221 时, 复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n)|x(n)$, 并且输出转换结果作为立方值 $x^3(n)$ 。该根升余弦滤波器 103 对转换结果执行频带限制, 并且把 $\sum Ck_{FIL} |x^2(n-k)| x(n-k)$ 输出到 LMS 电路 130。在此 Ck_{FIL} 是根升余弦滤波器 103 的每个系数。由于根升余弦滤波器 103 的

延迟量为 M 个符号，因此不需要图 12 所示的延迟元件 129。

另一方面，当按照与图 12 中相同的方式输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 和误差信号 $e(n)$ 时，相位旋转校正器 211 纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转，并且把 $e(n) e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。该 LMS 电路 130 通过使用这两个信号更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ ，并且把结果输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。在这种情况下中的系数 $a_3(n)$ 用如下方程表示：

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{FIL} x^3(n-k)]^* e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (2-3)}$$

根据上述操作，可以用较高精度补偿在复数信号中的非线性失真。另外，图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 和图 13 的用于非线性失真均衡的系数估计器 221 可以在建立相位同步之后开始系数更新。与实施例 1 相同，当在滤波器输出稳定的情况下建立相位同步时，在图 1 中的载波恢复电路 111 中的低通滤波器 113 把锁定信号设置在“H”。

按照与实施例 1 相同的方式，在锁定信号为“L”的情况下，图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 和图 13 的用于非线性失真均衡的系数估计器 221 设置 $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。然后，在锁定信号为“H”的情况下，开始系数更新。根据上述操作，在复数信号中的非线性失真能够被补偿，而没有对载波恢复电路 111 的操作造成不良影响。

另外，图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 和图 13 的用于非线性失真均衡的系数估计器 221 可以仅仅在高 C/N 的时候执行系数更新。按照与实施例 1 相同的方式，在图 11 的非线性失真均衡器 201 中提供一个 C/N 估计器 116。然后，该 C/N 估计器 116 计算和平均该 C/N ，并且把结果输出到图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 和图 13 的用于非线性失真均衡的系数估计器 221，作为 CNR 信号。

在由 CNR 信号所示的 C/N 小于该设置阈值的情况下，图 12 的用于非线性失真均衡的系数估计器 202 和图 13 的用于非线性失真均衡的

系数估计器 221 设置 $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 按照与实施例 1 相同的方式输出 $y(n)=x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为该设置阈值或更大的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器执行系数更新。根据上述操作，当 C/N 为低时，可以补偿在复数信号中的非线性失真而没有负面影响。

在此，尽管在本实施例中仅仅把在非线性失真中显著的第三阶失真消除，如方程(1-1)和(2-1)所示，可以按照实施例 1 相同的方式通过使用方程(1-11)补偿第二阶或更高阶的任何高阶的非线性失真。在这种情况下下的系数更新方程变为如下：

$$a_m(n+1) = a_m(n) + ue(n)[x^m(n)]^* e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (2-4)}$$

其中形成 $x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

在图 14 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 231 的结构，其补偿至少第二阶失真并且不大于第 K 阶失真的高阶非线性失真。在此，在该图中用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与实施例 1 的情况相同。用于非线性失真均衡的系数估计器 231 是通过把相位旋转校正器 211 添加到图 10 的用于非线性失真均衡的系数估计器 162 而获得的。

当输入所检测的输出 $x(n)$ 时，用于非线性失真均衡的系数估计器 231 产生 $|x^{K-1}(n-M)| x(n-M)$ ，作为升高到第 K 次幂 $x^K(n-M)$ 的数值，并且按照与实施例 1 相同的方式产生 $|x(n-M)| x(n-M)$ 作为 $x^2(n-M)$ ，然后输出到 LMS 电路 130。另一方面，当输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 和误差信号 $e(n)$ 时，相位旋转校正器 211 按照与图 12 中的情况相同的方式纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转，并且把 $e(n)e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。

通过使用两个这样的信号，LMS 电路 130 执行系数更新，并且把用于第 K 阶失真均衡的系数 $a_K(n)$ 以及用于第二阶失真均衡的系数 $a_2(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。对于其它阶次，按照与上述相同的方式，当给出 $|x^{m-1}(n)|x(n)$ 作为升高到第 m 次幂的数值 $x^m(n)$ 时，LMS 电路 130 通过使用升高到第 m 次幂的数值和

$e(n)e^{-jP(n)}$ 执行系数更新, 并且把用于第 m 阶失真均衡的系数 $a_m(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。另外, 根据与实施例 1 中所述相同的操作, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 输出 $y(n)$, 如方程(1-11)所示。根据上述操作, 可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。考虑到这种情况, 在用较高的精度补偿复数信号中的非线性失真的情况中, 可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。在这种情况下, 在用于非线性失真均衡的系数估计器 231 中, 每一阶的延迟元件 129 被消除, 并且添加一个复数第 K 次幂计算器 163 以及一个复数平方计算器 164, 另外把一个根升余弦滤波器 103 添加到每一阶的复数第 m 次幂计算器的后级。

在此, 尽管图 14 中示出对每一阶提供延迟元件 129 的情况, 但是一个延迟元件 129 可以被共享, 从而延迟信号被发布到用于每一阶的复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和复数第 m 次幂计算器。

另外, 在上述例子中, 示出一种情况, 其中分别提供用于每一阶的复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和复数第 m 次幂计算器。但是, 通过把 I 和 Q 轴分量的升高到一个次幂的每个数值例如顺序输出到下一个高阶电路可以实现一个共享电路。否则, 可以使用其它共享方法。

实施例 3

下面, 参照附图描述用于根据本发明的实施例 3 的数据接收器的前端处理器。图 15 为示出用于根据本实施例的数据接收器的一个前端处理器 300 的结构。用于数据接收器的前端处理器 300 包括一个准同步检测量 108、载波恢复电路 111 和非线性失真均衡器 301。该非线性失真均衡器 301 不同于实施例 1 的非线性失真均衡器 101 之处在于用于非线性失真均衡的系数估计器 302 的结构。在该非线性失真均衡器

301 中，用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 被添加到根升余弦滤波器 103 的后级。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 在附图中缩写为“COMP SIG CONV2”。用于线性失真均衡的系数估计器 304 在附图中简称为“COEF EST 2”。准同步检测器 108 和载波恢复电路 111 与图 3 中所示的相同。另外，在非线形失真均衡器 301 中的每个其它模块与图 3 的非线性均衡器 101 中的每个模块相同。

按照与实施例 1 相同的方式，准同步检测器 108 从由天线(未示出)接收的调制信号检测 I 轴和 Q 数据。然后，载波恢复电路 111 除去所检测输出的相位误差 $e^{jP(n)}$ 并且产生建立相位同步的信号 $x(n)$ ，然后输出到非线性失真均衡器 301。

现在描述按照这种方式形成的非线性失真均衡器 301 的操作。按照与实施例 1 相同的方式，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 使用在用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中产生的用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ ，以消除包括在信号 $x(n)$ 中的第三阶失真。然后，根升余弦滤波器 103 仅仅允许在奈奎斯特频段中的信号通过，并且输出频带限制信号 $v(n)$ 。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 使用在用于线性失真均衡的系数估计器 304 中产生的每个抽头系数 $Ck_{LEQ}(n)$ ，从而消除包含在信号 $v(n)$ 中的线性失真，并且输出信号 $w(n)$ 。

误差估计器 104 按照与实施例 1 相同方式计算误差信号 $e(n)$ ，并且把最接近与该信号 $w(n)$ 的映射点 $d(n)$ 输出到未示出的误差校正部分，作为解调信号。在此，在该误差校正部分执行软判定解码的情况下，非线性失真均衡器 301 把误差估计器 104 的输入 $w(n)$ 输出到该误差校正部分作为一个解调信号。用于线性失真均衡的系数估计器 304 使用该误差信号 $e(n)$ 和信号 $v(n)$ ，从而根据 LMS 算法更新 $Ck_{LEQ}(n)$ 。另外，用于非线性失真均衡的系数估计器 302 使用该误差信号 $e(n)$ 和信号 $x(n)$ ，从而根据 LMS 算法更新系数 $a_3(n)$ 。

用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 在图 16 中示出。另外，用于线性失真均衡的系数估计器 304 在图 17 中示出。用于线性失真均

衡的复数信号转换器 303 具有延迟元件 311 和 312、复数乘法器 313、314 和 315 以及复法加法器 316。另外，图 17 的用于线性失真均衡的复数乘法器 314 具有延迟元件 317 和 318 以及 $(N+L+1)$ 个 LMS 电路 130。

在此，如图 16 中所示，提供 N 个抽头用于提前的虚波均衡(ghost equalization)，以及提供 L 个抽头用于延迟的虚波均衡。相应地，用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 和用于线性失真均衡的系数估计器 304 分别总共具有 $(N+L)$ 个延迟元件。另外，用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 总共具有 $(N+L+1)$ 个复数乘法器。然后，在中央抽头的延迟量变为 N 个符号。在此，对于用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 和对于用于线性失真均衡的系数估计器 304 所需的总数为 $(N+L)$ 的延迟元件可以共享。

在图 16 中，当输入频带限制信号 $v(n)$ 时，用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 通过利用 $(N+L)$ 个延迟元件把该信号 $v(n)$ 移动一个符号。总数为 $(N+L+1)$ 的复数乘法器执行在用于线性失真均衡的系数估计器 304 中产生的每个抽头系数 $C_{kLEQ}(n)$ 与抽头输入 $v(n-k)$ 之间的复数乘法。复法加法器 316 执行每个乘法结果的复数加法，从而输出通过从信号 $v(n)$ 中消除虚波而获得的信号 $w(n)$ 。因此，该信号 $w(n)$ 由如下方程所表示。在此，初始值 $C_{kLEQ}(n)=0$ 。

$$W(n) = \sum C_{kLEQ}(n) v(n-k) \quad \cdots \text{方程 (3-1)}$$

在图 17 中，当输入频带限制信号 $v(n)$ 时，用于线性失真均衡的系数估计器 304 通过使用 $(N+L)$ 个延迟元件把信号 $v(n)$ 移动一个符号。总数为 $(N+L+1)$ 的 LMS 电路 130 使用该误差信号 $e(n)$ 和抽头输入 $v(n-k)$ ，从而根据 LMS 算法产生每个抽头系数 $C_{kLEQ}(n)$ ，其被输出到用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。在此，当步长参数为 λ 时， $C_{kLEQ}(n)$ 在如下方程中表示。

$$C_{kLEQ}(n+1) = C_{kLEQ}(n) + \lambda e(n)v(n)^* \quad \cdots \text{方程 (3-2)}$$

用于非线性失真均衡的系数估计器 302 的结构在图 18 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 302 可以通过把实施例 1 中的用于非

线性失真均衡的系数估计器 105 的延迟元件 129 替换为延迟元件 321 而获得。每个其它模块与图 5 中所示的相同。在此, 如图 15 中所示, 根升余弦滤波器 103 的延迟量为 M 个符号, 并且用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的延迟量为 N 个符号, 而误差估计器 104 的延迟量为 0。延迟元件 321 执行 $(M+N)$ 个符号的延迟调节, 直到从该信号 $y(n)$ 计算出误差信号 $e(n)$ 为止。

当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 302 时, 该延迟元件 321 产生 $(M+N)$ 个符号的延迟。然后, 复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n-M-N)| x(n-M-N)$, 从而该转换结果被输出为立方值 $x^3(n-M-N)$ 。LMS 电路 130 使用该立方值 $x^3(n-M-N)$ 以及误差信号 $e(n)$, 从而根据 LMS 算法产生用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 其被输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。

用于非线性失真均衡的系数估计器 302 的系数更新算法由方程(1-8)所表示。另一方面, 系数 $a_3(n)$ 在来自图 18 的如下方程中表示。

$$a_3(n) = a_3(n-1) + ue(n-M-N)[|x^2(n-M-N)|x(n-M-N)]^* \cdots \text{方程 (3-3)}$$

信号 $w(n)$ 是通过把信号 $x(n)$ 延迟 $(M+N)$ 个符号而获得的。在此, 从信号 $w(n)$ 产生误差信号 $e(n)$, 因此系数更新方程的延迟被根据在方程(3-3)中的 $[|x^2(n-M-N)|x(n-M-N)]^* (= [x^3(n-M-N)]^*)$ 而调节。

通过考虑到 $(M+N)$ 个符号的延迟, 该误差信号被表示这 $e(n-M-N)$ 。另外, 在方程(3-3)中, 系数 $a_3(n)$ 与误差信号 $e(n)$ 和信号 $x(n)$ 相比被延迟一个符号。但是, 在 LMS 算法中, 系数更新的收敛速度相对较慢, 因此这些延迟实际上不是一个障碍。根据上述操作, 可以补偿线性失真以及在复数信号中的非线性失真。

在此, 在本实施例中, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。考虑到这种情况, 可以较高精度地补偿在复数信号中的非线性失真。

图 19 中示出在考虑到通过根升余弦滤波器 103 的情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 331 的结构。用于非线性失真均衡的系数估

计器 331 的特征在于延迟元件 321 被延迟元件 332 所代替, 并且在用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中的复数立方计算器 121 的后级提供根升余弦滤波器 103。在该后级的 LMS 电路 130 与图 18 中所示的相同。

在图 19 中, 当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 331 时, 延迟元件 332 把该信号 $x(n)$ 延迟 N 个符号。然后, 复数立方计算器 121 把延迟元件 332 的输出转换为 $|x^2(n-N)|x(n-N)$, 并且输出转换结果, 作为立方值 $x^3(n-N)$ 。然后, 根升余弦滤波器 103 执行频带限制, 从而产生被输出到 LMS 电路 130 的 $\sum Ck_{FIL}|x^2(n-N-k)|x(n-N-k)$ 。由于在根升余弦滤波器 103 中的系数的延迟量为 M 个符号, 延迟元件 321 被延迟元件 332 所代替, 并且在根升余弦滤波器 103 的输出上的延迟量总共为 $(M+N)$ 个符号。

LMS 电路 130 使用根升余弦滤波器 103 和误差信号 $e(n)$, 从而根据 LMS 算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 然后输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。相应地, 系数 $a_3(n)$ 在方程(1-10)中表示。根据这种运算, 可以较高精度地补偿在复数信号中的非线性失真。

另外, 通过考虑到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过用于线性失真均衡的复数信号转换器 303, 可以较高精度地补偿在复数信号中的非线性失真。图 20 中示出在考虑到输出 $y(n)$ 通过用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 341 的结构。

用于非线性失真均衡的系数估计器 341 的特征在于延迟元件 321 被延迟元件 129 所代替, 并且在图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中的复数立方计算器 121 的后级提供用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。在该后级的 LMS 电路 130 与图 18 的情况相同。

当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 341 时, 延迟元件 129 把信号 $x(n)$ 延迟 M 个符号。然后, 复数立方计算器 121 把延迟元件 129 的输出转换为 $|x^2(n-N)|x(n-N)$, 并且输

出该转换结果为立方值 $x^3(n-N)$ 。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 把该输出 $x^3(n-N)$ 转换为被输出到 LMS 电路 130 的 $\sum Ck_{LEQ}(n)|x^2(n-N-k)|x(n-N-k)$ 。

由于用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的延迟量为 N 个符号，因此该延迟元件 321 被延迟元件 129 所代替，从而在用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的输出的延迟量总共变为 $(M+N)$ 个符号。LMS 电路 130 使用用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 和误差信号 $e(n)$ 来根据 LMS 算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ ，其被输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。在这种情况下，在系数 $a_3(n)$ 和 $a_3(n+1)$ 之间的关系在如下方程中表示。

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{LEQ}(n)x^3(n-k)]^* \cdots \text{方程 (3-4)}$$

根据这种运算，能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。另外，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况，能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

图 21 中示出在考虑到输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 351 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 351 的特征在于取消了延迟元件 321，并且在图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中的复数立方计算器 121 的后级提供根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。在该后级的 LMS 电路 130 与图 18 的情况相同。

在图 21 中，当建立相位同步的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 351 时，复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n)|x(n)$ ，并且输出该转换结果为立方值 $x^3(n)$ 。然后，根升余弦滤波器 103 执行该立方值 $x^3(n)$ ，以产生 $z(n) = \sum Ck_{FIL}|x^2(n-k)|x(n-k)$ ，其被输出到用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 把根升余弦滤波器 103 的输出转换并把 $\sum$

$C_{iLEQ}(n)$ $z(n-i)$ 输出到 LMS 电路 130。

在此，根升余弦滤波器 103 的延迟量为 M 个符号，并且用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的延迟量为 N 个符号。因此，取消延迟元件 321，从而用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的输出的延迟量总共变为 $(M+N)$ 个符号。LMS 电路 130 使用用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的输出信号和误差信号 $e(n)$ ，以根据 LMS 算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ ，其被输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。这种情况中，系数 $a_3(n)$ 与系数 $a_3(n+1)$ 之间的关系在如下方程中表示：

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum C_{iLEQ}(n) z(n-i)]^* \cdots \text{方程 (3-5)}$$

$$z(n) = \sum C_{kFILX}^3(n-k) \cdots \text{方程 (3-6)}$$

根据这种运算，能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

另外，图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302、图 19 的用于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 分别在建立相位同步之后开始系数更新。在载波恢复电路 111 中的低通滤波器 113 按照与实施例 1 相同的方式监控图 15 中的滤波器输出，并且当在输出稳定的情况下建立相位同步时，把锁定信号设置在“H”。

图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302、图 19 的用于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 按照实施例 1 的相同方式在锁定信号为“L”的情况下设置 $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。在锁定信号为“H”的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器开始系数更新。这种运算不会对载波恢复电路 111 的运算产生不良影响，从而可以补偿在复数信号中的非线性失真。

另外，图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302、图 19 的用

于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 可以在线性失真均衡收敛之后开始系数更新。如图 17 中所示，在用于非线性失真均衡的系数估计器 304 中提供一个中央抽头系数监视器(CT COE MON1)319，从而该电路观察中央抽头系数，并且当线性失真均衡在系数稳定的情况下收敛时把收敛信号设置在“H”。

该收敛信号被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 302。在图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中，在 LMS 电路 130 中的步长参数控制器 133 把步长参数设置为 $u=0$ ，从而在收敛信号为“L”的情况下设置 $a_3(n)=0$ 。然后，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。在该收敛信号为“H”的情况下，步长参数控制器 133 把预定数值代替该步长参数 u ，从而开始系数更新。

图 19 的用于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 按照相同方式工作。根据上述运算，线性失真均衡的收敛运算不会产生不良影响，并且可以补偿在复数信号中的线性失真。

另外，图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302、图 19 的用于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 还可以设置为仅仅在高 C/N 时执行系数更新。按照实施例 1 中的相同方式在图 15 的非线性失真均衡器 301 中提供一个 C/N 估计器 116，并且 C/N 估计器 116 计算并平均该 C/N，从而输出该结果作为一个 CNR 信号。

图 18 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302、图 19 的用于非线性失真均衡的系数估计器 331、图 20 的用于非线性失真均衡的系数估计器 341 以及图 21 的用于非线性失真均衡的系数估计器 351 在由 CNR 信号所表示的 C/N 小于设置的阈值的情况下按照实施例 1 的相同方式设置 $a_3(n)=0$ 。然后用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。另外，在由 CNR 信号所表示的 C/N 不小于设置的阈值

的情况下, 执行系数更新。根据上述操作, 在低 C/N 时不会造成不良影响, 从而可以补偿在复数信号中的非线性失真。

在此, 在本实施例中, 仅仅消除如方程(1-1)和(1-8)所示的作为非线性失真的主要的第三阶失真。通过按照与实施例 1 相同的方式使用方程(1-11), 可以补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况的系数更新方程是通过对如下各阶应用方程(1-12)而实现的:

$$x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n).$$

在图 22 中示出补偿不低于第二阶失真并且不高于第 K 阶失真的高阶非线性失真的用于非线性失真均衡的系数估计器 361 的结构。在此, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示的实施例 1 的情况相同。图 22 的用于非线性失真均衡的系数估计器 361 是通过用延迟元件 321 代替在图 10 中所示的用于非线性失真均衡的系数估计器 162 中的每一阶的延迟元件 129 而获得的。

用于非线性失真均衡的系数估计器 361 的操作与实施例 1 相同, 只是当输入建立相位同步的信号 $x(n)$ 时, 每一阶的延迟元件 321 把该信号延迟 $(M+N)$ 个符号。另外, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 按照与实施例 1 相同的方式输出方程(1-11)中所示的 $y(n)$ 。根据上述操作, 可以补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。考虑到这种情况, 在用较高精度补偿在复数信号中的非线性失真的情况下, 可以补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 每一阶的延迟元件 321 被延迟元件 332 所代替, 并且提供一个复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164, 另外在用于非线性失真均衡的系数估计器 361 中的每一阶的复数第 m 次幂计算器的后级提供根升余弦滤波器 103。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过用于非线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况, 在用较高精度补偿得数信号中的非线性失真情况中, 可以按照相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 每一阶的延

迟元件 321 被延迟元件 129 所代替, 并且提供复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164, 另外在用于非线性失真均衡的系数估计器 361 中的第一阶的复数第 m 次幂计算器的后级提供用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况, 在用较高粗度补偿中的非线性失真的情况下, 可以按照相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 取消第一阶的延迟元件 321, 在复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164 以及在用于非线性失真均衡的系数估计器 361 中的每一阶的复数第 m 次幂计算器的后级提供根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。

在此, 尽管在上述例子中示出为每一阶提供一个延迟元件的情况, 但是可以使用一个结构, 其中一个延迟元件被共享, 并且输出信号被发布到复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 以及每一阶的复数第 m 次幂计算器。

另外, 在上述例子中, 示出一种情况, 其中分别提供复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和每一阶的复数第 m 次幂计算器。但是, 可以通过例如把 I 和 Q 轴分量的次幂顺序输出到较高阶的下一个电路而实现电路的共享。另外, 可以使用其它共享方法。

实施例 4

下面, 参照附图描述本发明的实施例 4 中的用于数据接收器的前端处理器。图 23 为示出在本实施例中用于数据接收器的前端处理器 400 的结构的方框图。形成用于数据接收器的前端处理器 400 包括一个准同步检测器 108 和非线性失真均衡器 401。通过改变在实施例 3 中的非线性失真均衡器 301 的用于非线性失真均衡的系数估计器 302 和用于线性失真均衡的系数估计器 304 的结构而获得非线性失真均衡器 401, 其特征在于非线性失真均衡器 301 前级的载波恢复电路 111 被提

供在非线性失真均衡器 401 中的用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的后级。准同步检测器 108 与图 15 中所示的相同, 并且在非线性失真均衡器 401 中的每个其它模块与图 15 中的非线性失真均衡器 301 的每个模块相同。

按照与实施例 1 相同的方式, 准同步检测器 108 检测由未示出的天线所接收的调制信号的准 I 轴和 Q 轴数据, 从而把所检测的输出 $x(n)$ 给予非线性失真均衡器 401。

在此描述非线性失真均衡器 401 的操作。通过使用在用于非线性失真均衡的系数估计器 402 中产生的用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 按照与实施例 1 相同的方式消除包含在非线性信号 $x(n)$ 中的第三阶失真。然后, 根升余弦滤波器 103 仅仅允许在奈奎斯特带宽中的信号通过, 并且输出该带宽限制信号 $v(n)$ 。按照与实施例 3 相同的方式, 用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 使用在用于线性失真均衡的系数估计器 403 中产生的每个抽头参数 $Ck_{LEQ}(n)$, 从而输出消除信号 $v(n)$ 中的线性失真之后的信号 $w(n)$ 。

载波恢复电路 111 消除 $w(n)$ 中的相位误差 $e^{-jP(n)}$, 并且把建立相位同步的信号 $s(n)$ 输出到误差估计器 104。误差估计器 104 计算信号 $s(n)$ 与最接近的映射点 $d(n)$ 之间的误差, 并且把该映射点 $d(n)$ 输出到未示出的误差校正部分, 作为一个解调信号。在此, 在误差校正部分执行软判定解码的情况下, 非线性失真均衡器 401 把误差估计器 104 的输入 $s(n)$ 输出到该误差校正部分作为一个解调信号。用于非线性失真均衡的系数估计器 402 使用该误差信号 $e(n)$ 、在载波恢复电路 111 中产生的相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 以及 $x(n)$, 以根据 LMS 算法更新系数 $a_3(n)$ 。另外, 用于线性失真均衡的系数估计器 403 使用该误差信号 $e(n)$ 、信号 $e^{jP(n)}$ 以及信号 $v(n)$, 从而根据 LMS 算法更新 $Ck_{LEQ}(n)$ 。

用于线性失真均衡的系数估计器 403 的结构在图 24 中示出。用于线性失真均衡的系数估计器 403 的特征在于在实施例 3 的用于线性失真均衡的系数估计器 304 中提供一个相位旋转纠正器 211。在用于线

性失真均衡的系数估计器 403 中的每个其它模块与图 17 的用于线性失真均衡的系数估计器 304 中的每个模块相同。在此, 在用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 以及用于线性失真均衡的系数估计器 403 中分别提供的总数为 $(N+L)$ 个延迟元件可以共享。

当在图 24 中输入频带限制信号 $v(n)$, 时用于线性失真均衡的系数估计器 403 按照与实施例 3 相同的方式使用 $(N+L)$ 个延迟元件, 从而一次把信号 $v(n)$ 移动一个符号。另一方面, 当输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 时, 相位旋转校正器 211 纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转, 从而把 $e(n)e^{-jP(n)}$ 输出到 $(N+L+1)$ 个 LMS 电路 130。

LMS 电路 130 使用 LMS 算法对于 $v(n-k)$ 和 $e(n)e^{-jP(n)}$ 的输入产生每个抽头参数 $Ck_{LEQ}(n)$, 其它输出到用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。在此, 当步长参数为 λ 时, 该系数 $Ck_{LEQ}(n)$ 在如下方程中表示:

$$Ck_{LEQ}(n+1) = Ck_{LEQ}(n) + \lambda e(n)v(n)^* e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (4-1)}.$$

用于非线性失真均衡的系数估计器 402 的结构在图 25 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 402 的特征在于在实施例 3 中在用于非线性失真均衡的系数估计器 302 中提供一个相位旋转校正器 211。在用于非线性失真均衡的系数估计器 402 中的每个其它模块与图 18 中所示的每个模块相同。

当所检测的输出 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 402 时, 延迟元件 321 和复数立方计算器 121 按照与实施例 3 相同的方式把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n-M-N)| x(n-M-N)$, 并且把转换结构输出到 LMS 电路 130 作为 $x^3(n-M-N)$ 。另一方面, 当输入误差信号 $e(n)$ 和相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 时, 相位旋转校正器 211 纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转, 并且把 $e(n)e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。LMS 电路 130 对 $|x^2(n-M-N)| x(n-M-N)$ 和 $e(n)e^{-jP(n)}$ 的输入执行系数更新, 并且把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。

用于非线性失真均衡的系数估计器 402 的系数更新算法在方程(2-1)

中表示。而系数 $a_3(n)$ 在如下方程中表示：

$a_3(n) = a_3(n-1) + ue(n-M-N)[|x^2(n-M-N)|x(n-M-N)]^* e^{-jP(n-M-N)} \dots$ 方程 (4-2).

从通过把信号 $x(n)$ 延迟 $(M+N)$ 个符号而获得的信号 $s(n)$ 产生误差信号 $e(n)$ 。因此，通过设置 $[|x^2(n-M-N)|x(n-M-N)]^* = [x^3(n-M-N)]^*$ 而在方程(4-2)中执行延迟调节。

通过考虑到该 $(M+N)$ 个符号的延迟，误差信号和相位旋转纠正量分别由 $e(n-M-N)$ 和 $e^{-jP(n-M-N)}$ 所表示。另外，与在方程(4-2)中的误差信号 $e(n)$ 、信号 $x(n)$ 和相位旋转信号 $e^{-jP(n)}$ 相比，系数 $a_3(n)$ 被延迟一个符号。但是，由于 LMS 算法在系数更新的收敛速度上相对较慢，因此该延迟实际上不造成障碍。

根据上述操作，在建立相位同步的载波恢复电路 111 存在于用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 和误差估计器 104 之间的情况中，通过纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转，补偿线性失真，并且可以补偿在复数信号中的非线性失真。

在此，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过在本实施例的非线性失真均衡器中的根升余弦滤波器 103。通过考虑到这种情况，可以用较高的精度补偿复数信号中的非线性失真。

图 26 中示出在考虑到信号通过根升余弦滤波器 103 的情况的用于非线性失真均衡的系数估计器 411 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 411 的特征在于用延迟元件 332 代替延迟元件 321，并且在图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402 中的复数立方计算器 121 的后级提供一个根升余弦滤波器 103。该后级的 LMS 电路 130 以及产生到 LMS 电路 130 的另一个输入的相位旋转校正器 211 与图 25 中所示的相同。

在图 26 中，当所检测输出 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 411 时，延迟元件 322 产生 N 个符号的延迟。复数立方计算器 121 把该输入信号 $|x^2(n-N)|x(n-N)$ 转换并输出转换结果 $x^3(n-N)$ 。然后，根升余弦滤波器 103 对该转换结果执行频带限制，并且把 Σ

$Ck_{FIL}|x^2(n-N-k)|x(n-N-k)$ 输出到 LMS 电路 130。在此, Ck_{FIL} 是根升余弦滤波器 103 的每个系数。

由于根升余弦滤波器 103 的延迟量为 M 个符号, 因此通过使用延迟元件 332 把在根升余弦滤波器 103 的输出的延迟量总共设置为 $(M+N)$ 个符号。另一方面, 当输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 和误差信号 $e(n)$ 时, 相位旋转校正器 211 按照与图 25 的情况相同方式纠正在载波恢复电路 111 中执行的相位旋转, 并且把 $e(n) e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。通过使用这两个信号, LMS 电路 130 更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 其被输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。这种情况中, 该系数 $a_3(n)$ 由如下方程所表示:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{FIL}|x^3(n-k)] * e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (4-3)}$$

根据这些操作, 能够以较高精度补偿在复数信号中的非线性失真。

另外, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况, 能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

图 27 中示出在考虑到该信号通过用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 421 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 421 的特征在于延迟元件 321 被延迟元件 129 所代替, 并且用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 被提供在图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402 中的复数立方计算器 121 的后级。该后级的 LMS 电路 130 和产生 LMS 电路 130 的另一个输入的相位旋转校正器 211 与图 25 中所示的相同。

在图 27 中, 当把所检测输出 $x(n)$ 输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 421 时, 延迟元件 129 把该信号 $x(n)$ 延迟 M 个符号。复数立方计算器 121 把该输入信号转换为 $|x^2(n-M)|x(n-M)$, 并且输出该转换结果为立方值 $x^3(n-M)$ 。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 对该转换结果进行变换, 并且把 $\sum Ck_{LEQ}(n)|x^2(n-M-k)|x(n-M-k)$ 输出到 LMS 电路 130。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的延迟量为

N 个符号。因此，通过用延迟元件 129 代替延迟元件 321，在用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的输出的延迟量总共被设置为(M+N) 个符号。

另一方面，当输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 和误差信号 $e(n)$ 时，相位旋转校正器 211 纠正载波恢复电路 111 中执行的该相位旋转，并且把 $e(n) e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。LMS 电路 130 使用这两个信号来根据 LMS 算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 。这种情况的系数 $a_3(n)$ 在如下方程中表示：

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{LEQ}(n)x^3(n-k)] * e^{-jP(n)} \dots \text{方程 (4-4)}$$

根据这种操作，能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

另外，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况，能够以较高的精度补偿复数信号中的非线性失真。

在图 28 中示出在考虑到信号通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 431 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 431 的特征在于取消延迟元件 321，并且在图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402 中的复数立方计算器 121 的后级提供根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。该后级的 LMS 电路 130 和产生 LMS 电路 130 的另一个输入的相位旋转校正器 211 与图 25 中所示的相同。

在此描述这种结构的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 的操作。当所检测的输出 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 431 时，复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n)|x(n)$ 并输出立方值 $x^3(n)$ 作为转换结果。根升余弦滤波器 103 对该转换结果执行频带限制，并且把 $z(n) = \sum Ck_{FIL}|x^2(n-k)|x(n-k)$ 输出到用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 对该输出进行变换，并且把 $\sum Ci_{LEQ}(n)z(n-i)$ 输出到 LMS 电路 130。在此，

根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的延迟量分别为 M 和 N 个符号。因此，延迟元件 321 被消除，并且在用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 的输出中的延迟量总共被设置为 (M+N) 个符号。

另一方面，当输入相位旋转信号 $e^{jP(n)}$ 和误差信号 $e(n)$ 时，相位旋转校正器 211 纠正在载波恢复电路 111 中执行的该相位旋转，从而把 $e(n) e^{-jP(n)}$ 输出到 LMS 电路 130。LMS 电路 130 使用这两个信号根据 LMS 算法更新用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ ，其被输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。在这种情况下，系数 $a_3(n)$ 在如下方程中表示：

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[\sum Ck_{LEQ}(n)z(n-i)]^* e^{-jP(n)} \cdots \text{方程 (4-5)}$$

$$z(n) = \sum Ck_{FIL} x^3(n-k) \cdots \text{方程 (4-6)}$$

根据这种操作，能够以较高的精度补偿在复数信号中的非线性失真。

另外，图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402、图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 可以被设置为在相位同步建立之后开始系数更新。在载波恢复电路 111 中的低通滤波器 113 按照与实施例 1 相同的方式监控在图 23 中的滤波器输出，并且当在该输出稳定的情况下建立相位同步时，把锁定信号设置为“H”。

图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402、图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 按照实施例 1 的相同方式在锁定信号为“L”的情况下设置 $a_3(n)=0$ 。然后用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。在锁定信号为“H”的情况下，开始系数更新。根据上述操作，在复数信号中的非线性失真能够被补偿，而没有对载波恢复电路 111 的操作造成不良影响。

另外，图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402、图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 可以被设置为在线性失真均衡收敛之后开始系数更新。按照与实施例 3 相同的方式，在系数稳定的情况下该线性失真均衡收敛，并且如图 23 中所示，该收敛信号被设置为“H”。如图 23 中所示，该收敛信号被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 402。

在收敛信号为“L”，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 的情况下，图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402 按照与实施例 3 相同的方式设置 $a_3(n)=0$ 。在收敛信号为“H”的情况下，步长参数控制器 133 把预定数值代替步长参数 μ ，从而开始系数更新。图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 按照与上文所述相同的方式执行操作。根据这种操作，可以补偿复数信号中的非线性失真，而不会对线性失真均衡的收敛操作产生不良影响。

另外，图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402、图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 可以被设置为仅仅在高 C/N 时执行系数更新。

按照与实施例 1 相同的方式，在图 23 的非线性失真均衡器 401 中提供一个 C/N 估计器 116，使得该 C/N 估计器 116 计算和平均该 C/N，并且把结果输出，作为 CNR 信号。图 25 的用于非线性失真均衡的系数估计器 402、图 26 的用于非线性失真均衡的系数估计器 411、图 27 的用于非线性失真均衡的系数估计器 421 以及图 28 的用于非线性失真均衡的系数估计器 431 在由 CNR 信号所示的 C/N 小于该设置阈值的情况下设置 $a_3(n)=0$ 。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为该设置阈值或更大的情况下，执行系数更新。根据上述操作，当 C/N 为低时，可以补

偿在复数信号中的非线性失真而没有负面影响。

在此, 尽管在本实施例中仅仅把在非线性失真中显著的第三阶失真消除, 如方程(1-1)和(2-1)所示。但是, 可以按照实施例 1 相同的方式通过使用方程(1-11)补偿第二阶或更高阶的任何高阶的非线性失真。作为用于在这种情况下系数更新方程, 对于各个阶次形成方程(2-4)。另外, $x^m(n)=|x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

在图 29 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 441 的结构, 其补偿至少第二阶失真并且不大于第 K 阶失真的高阶非线性失真。在此, 在该图中用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示实施例 1 的情况相同。如图 29 中所示, 用于非线性失真均衡的系数估计器 441 的特征在于用延迟元件 321 代替图 14 的用于非线性失真均衡的系数估计器 231 中的每一阶的延迟元件 129。用于非线性失真均衡的系数估计器 441 的操作与实施例 2 中的相同, 只是当输入所检测输出 $x(n)$ 时, 每一阶的延迟元件 321 实现 $(M+N)$ 个符号的延迟。另外, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 具有与实施例 1 中所述相同的结构, 并且输出如方程(1-11)中所示的 $y(n)$ 。根据这种操作, 可以补偿第二阶失真或更高级的任意高阶非线性失真。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103。考虑到这种情况, 还可以按照以较高精度补偿在复数信号中的非线性失真的情况相同的方式补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 每一阶的延迟元件 321 被延迟元件 332 所代替, 并且根升余弦滤波器 103 被提供到复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和在用于非线性失真均衡的系数估计器 441 中的每一阶的复数第 m 次幂计算器的后级。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况, 还可以按照以较高精度补偿复数信号中的非线性失真情况中的相同方式补偿第二阶或更高阶的非线性失真。在这种情况下, 每一阶的延迟元件 321 被延迟元件 129 所代替, 并且用于线性失真均衡的复数信号转换器 303

被提供到复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 以及用于非线性失真均衡的系数估计器 441 中的每一阶的复数第 m 次幂计算器。

用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 的输出 $y(n)$ 通过根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303。考虑到这种情况，还可以按照以较高精度补偿复数信号中的非线性失真情况中的相同方式补偿第二阶或更高阶的高阶非线性失真。在这种情况下，每一阶的延迟元件 321 被取消，并且把根升余弦滤波器 103 和用于线性失真均衡的复数信号转换器 303 提供到 163、复数平方计算器 164 以及用于非线性失真均衡的系数估计器 441 中的每一阶的复数第 m 次幂计算器。

在此，在上述例子中，示出一种情况，其中为每一阶提供一个延迟元件。但是，一个延迟元件可以被共享，从而把输出信号发布到复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 以及每一阶的复数第 m 次幂计算器。

另外，在上述例子中，示出一种情况，其中分别提供复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和每一阶的复数第 m 次幂计算器。但是，例如可以通过把 I 和 Q 轴分量的次幂顺序输出到较高阶的下一个电路而实现电路的共享。另外，可以使用其它共享方法。

实施例 5

下面，将参照附图描述用于本发明的实施例 5 中的数据接收器的前端处理器。图 30 为示出在本实施例中用于数据接收器的前端处理器 500 的结构方框图。形成用于数据接收器的前端处理器 500 包括一个准同步检测器 108 和非线性失真均衡器 501。该非线性失真均衡器 501 具有用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102、FFT 电路 502、同步检测解调器 503、误差估计器 104 以及用于非线性失真均衡的系数估计器 506。同步检测解调器 503 由一个信道特性估计器 (CH CHARACTER EST) 504 以及一个复数除法器 505 所形成。

准同步检测器 108 按照与实施例 1 相同的方式检测 I 轴和 Q 轴数

据, 以便于当由天线接收执行同步载波调制的 OFDM 调制信号时产生所检测的输出 $x(n)$ 。

非线性失真均衡器 501 的操作在下文中描述。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 使用在用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中产生的用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 以便于消除包含在信号 $x(n)$ 中的第三阶失真。FFT 电路 502 执行 FFT 变换以便于把频率轴上的信号 $f(n)$ 输出到同步检测解调器 503。如图 30 中所示, FFT 电路 502 执行 L 点的 FFT 变换, 其中处理延迟量为 $2L$ 个样本。在此, 在上述实施例 1 至 4 中, 在由 n 表示的时间上的每个点被称为一个符号。为了从收集 IFFT 变换的 L 个点的 OFDM 符号中识别时间上的每个点, 在时间上的每个点在本实施例和下文中被称为一个样本。

在同步检测解调器 503 中, 信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号等等计算发送路径特征 $H(k)$ 。复数除法器 505 执行复数除法, 用信号 $f(n)$ 除以发送路径特征 $H(k)$, 从而执行同步解调, 以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。误差估计器 104 计算信号 $q(n)$ 与最接近的映射点 $d(n)$ 之间的误差, 并且把 $d(n)$ 输出到未示出的误差纠正部分, 作为一个解调信号。在此, 在该误差纠正部分执行软判定解码(soft decision decoding)时, 该非线性失真均衡器 501 输出该误差估计器 104 的输入 $q(n)$ 作为一个解调信号。用于非线性失真均衡的系数估计器 506 使用该误差信号 $e(n)$ 以及信号 $x(n)$, 从而根据 LMS 算法更新系数 $a_3(n)$ 。

在图 31 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 506 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 506 具有一个复数立方计算器 121、FFT 电路 502 和 LMS 电路 130。

当受到准同步检测的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 506 时, 复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为 $|x^2(n)|x(n)$, 并且输出转换结果作为立方值 $x^3(n)$ 。FFT 电路 502 执行该立方值 $x^3(n)$ 的 FFT 变换, 并且把该信号, 即在频率轴上的转换值 $X_3^g(k)$, 输出到 LMS 电路 130。该 LMS 电路 130 按照与实施例 1 中相

同的方式使用转换值 $X_3^g(k)$ 和误差信号 $e(n)$ 作为输入而执行系数更新。从而把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。

在此, 当假设图 30 的同步检测解调器 503 和误差估计器 104 没有延迟时, 在从信号 $y(n)$ 计算误差信号 $e(n)$ 时的延迟量变为 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本。在用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的延迟量与 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本相匹配, 并且处理延迟变为相等。根据上述操作, 可以补偿已经受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

现在描述根据本实施例的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 的系数更新算法。从图 30 中, 误差信号 $e(n)$ 被表示为如下:

$$e(n) = d(n) - q(n) \cdots \text{方程 (5-1)}$$

其中,

$$q(n) = f(n) / H(k) \cdots \text{方程 (5-2)}$$

$$f(n) = \text{FFT}(y(n)) \cdots \text{方程 (5-3)}.$$

这些方程(5-2)和(5-3)被代入方程(5-1), 从而获得如下方程:

$$e(n) = d(n) - \text{FFT}(y(n)) / H(k) \cdots \text{方程 (5-4)}$$

在此, $\text{FFT}(y(n))$ 表示 $y(n)$ 的 FFT 变换。方程(1-1)被代入方程(5-4), 从而获得如下方程:

$$e(n) = d(n) - \text{FFT}(x(n) + a_3(n)x^3(n)) / H(k) \cdots \text{方程 (5-5)}$$

由于 LMS 算法的系数更新收敛速度相对较慢, 因此系数 $a_3(n)$ 被认为是一个常量, 从而获得如下方程:

$$e(n) = d(n) - \text{FFT}(x(n)) / H(k) + a_3(n) \cdot \text{FFT}(x^3(n)) / H(k) \cdots \text{方程 (5-6)}$$

在此, 方程(5-6)被代入(5-1), 并且执行偏微分, 从而获得如下方程:

$$\begin{aligned} dJ(a_3) / da_3(n) &= 2[e(n) \cdot de(n) / da_3(n)] \\ &= -2e(n)[\text{FFT}(x^3(n)) / H(k)]^* \cdots \text{方程 (5-7)} \end{aligned}$$

在此, $u = 2\alpha$ 并且方程(5-7)被代入方程(1-6), 从而获得如下方

程:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[FFT(x^3(n))/H(k)]^* \cdots \text{方程 (5-8)}$$

而系数 $a_3(n)$ 被在图 31 中的如下方程中表示:

$$a_3(n) = a_3(n-1) + ue(n)[FFT(|x^2(n)|x(n))/H(k)]^* \cdots \text{方程 (5-9)}$$

在方程(5-9)中, 尽管与 $e(n)$ 、 $x(n)$ 和 $H(k)$ 相比, $a_3(n)$ 被延迟一个符号, LMS 算法在系数更新的收敛速度上相对较慢, 因此该延迟实际上不造成障碍。

在此, 在如下方程中, 对于函数 $F(x_i)$ 的参数 i 从 $i=A$ 到 $i=B$ 的函数 $F(x_i)$ 的累加值 $\sum F(x_i)$ 被表示为 “ $\sum_{i=A \text{ to } B} F(x_i)$ ”, 在指数函数中圆周率 π 被表示为 “pie”。

在此, 在接收频带中, 传输路径特征被认为接近于常数, 也就是说, $H(k)=1$, 方程(5-8)在如下方程中表示:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[FFT(x^3(n))]^* \cdots \text{方程 (5-10)}$$

上述结构和非线性失真均衡器的操作是基于方程(5-10)的。

当 FFT 电路 502 在满足方程(5-11)的时间 $n=T$ 开始工作并且在该时间段中 $x_3(n)$ 的 FFT 变换结果被表示为 $x_3^g(k)$ 时, 该变换值 $x_3^g(k)$ 在方程(5-12)中表示。

$$T+gL \leq n \leq T+(g+1)L-1 (g=0,1,\dots) \cdots \text{方程(5-11)}$$

$$X_3^g(k) = \sum_{j=(T+gL) \text{ to } (T+(g+1)L-1)} x^3(j) W_L^{k(j-T-gL)},$$

$$W_L = e^{-j2\text{pie}/L} (k=0,1,\dots,L-1) \cdots \text{方程(5-12)}$$

当 $FFT(x^3(n))$ 被表示为 $x_3^g(k)$ 并且 $k = n-T-gL$ 被分别代入方程(5-8)和(5-10)时, 获得方程(5-13)和(5-14)。

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[X_3^g(n-T-gL)]^* \cdots \text{方程(5-13)}$$

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n)[X_3^g(n-T-gL)/H(n-T-gL)]^* \cdots \text{方程(5-14)}$$

在此描述 FFT 电路 502 的操作。作为一个例子, 考虑 FFT 的点数 $L=4$ 的情况。为了简化, 把 $T=0$ 和 $g=0$ 分别代入方程 (5-11)和(5-12), 从而获得方程 (5-15)和(5-16):

$$0 \leq n \leq 3 \cdots \text{方程(5-15)}$$

$$X_3^0(k) = \sum_{j=0 \text{ to } 3} x^3(j) W_4^{kj}, W_4 = e^{-j2\text{pie}/4} \cdots \text{方程(5-16)}$$

在图 32 中示出实现方程(5-16)的蝴蝶运算电路(BUTT OPE CIR)521。图 32 的蝴蝶运算电路 521 具有 8 个复数加法器 (COMP ADD)522 和 5 个旋转算子(ROT OP)523。

图 33 中示出 FFT 电路的结构。该 FFT 电路 502 具有 S/P(串并)转换器 531、蝴蝶运算电路 521 和 P/S(并串)转换器 532。图 34 中示出 FFT 电路 502 的操作情况。图 34 的水平轴为时间 n 。S/P 转换器 531 对每 4 个样本执行一个 S/P 转换,从而输出并行数据。蝴蝶运算电路 521 执行上述并行电路的蝴蝶运算。P/S 转换器 532 重新排列该蝴蝶运算结果,并且执行 P/S 转换,从而输出 FFT 转换的结果。在图 34 的例子中,处理延迟为 8 个($=2L$)样本。在此,图 34 示出立方值 $x^3(n)$ 的 FFT 转换,以及按照相同的方式示出 $y(n)$ 的 FFT 转换。

在非线性失真均衡器 501 中的 FFT 电路 502 的输出 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503。考虑到这种情况,根据方程(5-8)能够以较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

在图 35 中示出在这种情况下中的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 541 是通过在图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中 LMS 电路 130 的前级提供复数除法器 505 而获得的。通过使用复数除法器 505 执行复数除法,把 FFT 电路 502 的转换值 $X_3^g(k)$ 除以传输路径特性 $H(k)$,并且把 $X_3^g(k)/H(k)$ 输出到 LMS 电路 130。除了上文所述之外,用于非线性失真均衡的系数估计器 541 的操作与图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 的操作相同。

根据上述操作,可以根据方程(5-8)用较高的精度补偿已经受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外,例如每两个点中的一个点可以用作为一个代表值,而剩余的一个点被作为一个代表值插入在图 33 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的 FFT 电路 502 的输出中。作为一个例子,考虑一种情况,其中 FFT 的点数为 4 个。在方程(5-16)中, $k = 0, 2$ 被用作为一个代表值,而 P/S 转换器 532 对于剩余的 $k=1, 3$ 执行插值,如下述方程中所示:

$$X_3^0(1) = X_3^0(0), X_3^0(3) = X_3^0(2) \cdots \text{方程 (5-17)}$$

在这种情况下，图 32 的蝴蝶运算电路 521 可以仅仅使用由虚线所包围的部分来实现，并且电路规模可以被设置为大约 1/2。另外，例如从图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 以及图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中的 FFT 电路 502 的输入中每两个点中的一个点被使用，从而执行 1/2 点数的 FFT 变化，其结果被用作为一个代表值。然后，剩余的一个点可以被作为一个代表值而插入。作为一个例子，考虑一种情况，其中为了简化代入 $T=0$ 以及 $g=0$ ，FFT 的点数 $L=4$ 。当使用 $n=0, 2$ 执行两个点的 FFT 变换，获得如下方程：

$$X_3^0(2(p-1))' = \sum_{s=1 \text{ to } 2} X^3(2(s-1)) W_2^{(p-1)(s-1)}, W_2 = e^{-j2\pi e/2} \quad (p = 1, 2) \cdots \text{方程 (5-18)}$$

在方程(5-18)中，当 $k=0, 2$ 时获得的数值假设为在根据如下方程对乘余的 $k=1, 3$ 执行差值时的代表值。

$$X_3^0(1)' = X_3^0(0)', X_3^0(3)' = X_3^0(2)' \cdots \text{方程 (5-19)}$$

在图 36 中示出执行方程(5-18)和(5-19)的蝴蝶运算电路 551 的结构。蝴蝶运算电路 551 具有两个辅助加法器 522 和一个旋转算子 523。这种情况下，图 36 的蝴蝶运算电路 551 的电路规模可以制成大约为图 32 的蝴蝶运算电路 521 的 1/4。

在这种情况下中的 FFT 电路 561 的结构在图 37 中示出。FFT 电路 561 具有 S/P 转换器 562、蝴蝶运算电路 551 和 P/S 转换器 563。FFT 电路 561 的操作情况在图 38 中示出。水平轴表示时间 n 。S/P 转换器 562 对每 4 个样本执行 S/P 转换，以从 4 个样本中输出第一和第三个数据块。蝴蝶运算电路 551 执行并行数据的蝴蝶运算。P/S 转换器 563 执行蝴蝶运算结果的 P/S 转换，并且执行方程(5-19)中的插值处理，从而输出 FFT 转换的结果。图 38 的例子中，处理延迟为 8 个($=2L$)样本。

另外，可以取消在图 31 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的 FFT 电路 502，从而对图 30 中的非线性失真均衡器 501 的 FFT 电路 502 进行时分复用。

在这种情况下，用于数据接收器的前端处理器的结构在图 39 中示出。非线性失真均衡器 571 被 FFT 电路 572 和图 30 中的非线性失真均衡器 501 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573 所代替。

另外，在图 40 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 573。用于非线性失真均衡的系数估计器 573 是通过取消在图 31 中用于非线性失真均衡的系数估计器 506 的 FFT 电路 502 而获得的。

现在描述非线性失真均衡器 571 的操作。用于非线性失真均衡的系数估计器 573 的复数立方计算器 121 把信号 $x(n)$ 转换为立方值 $x^3(n)$ 并且把该转换结果输出到 FFT 电路 572。FFT 电路 572 对信号 $y(n)$ 和立方值 $x^3(n)$ 执行时分复用，从而分别执行 FFT 变换，并且把信号 $f(n)$ 输出到同步检测解调器 503，以及把转换的数值 $x_3^g(k)$ 输出到用于非线性失真均衡的系数估计器 573。该转换的数值 $x_3^g(k)$ 和误差信号 $e(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 573 的 LMS 电路 130，其按照实施例 1 的方式执行系数更新。然后，该 LMS 电路 130 把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。该操作的其它部分与图 30 的非线性失真均衡器 501 相同。

图 41 中示出 FFT 电路 572 的结构。该 FFT 电路 572 具有 S/P 转换器 581、582、蝴蝶运算电路 521、P/S 转换器 583、584 以及选择器 585。FFT 电路 572 的操作情况在图 42 至 45 中示出。水平轴表示时间 n 。作为一个例子，考虑 FFT 的点数 $L=4$ 的情况。如图 42 和 43 中所示，S/P 转换器 581 和 582 对每 4 个样本执行 S/P 转换，从而输出并行数据。在此，与 S/P 转换器 581 相比，S/P 转换器 582 把该输出延迟 $(1/2)$ 个 OFDM 符号，也就是说，延迟两个符号。

如图 44 中所示，选择器 585 选择被输出到蝴蝶运算电路 521 的 S/P 转换器 581 和 582 的输出。蝴蝶运算电路 521 根据比图 34 中所示情况快两倍的时钟，执行并行数据的蝴蝶运算。如图 45 中所示，P/S 转换器 583 和 584 分别重新排列蝴蝶运算结果 $f(n)$ 和 $X_3^g(k)$ ，并且执行 P/S 转换，从而把 FFT 转换的结果输出。在此，P/S 转换器在蝴蝶运算完成之后把输出延迟 $(1/2)$ 个 OFDM 符号，也就是说，延迟两个符

号。在图 42 至 45 的例子中，处理延迟为 $8(=2L)$ 个样本。根据上述运算，在一个 FFT 电路上执行时分复用，从而可以用较小的电路规模补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

另外，在图 39 中的非线性失真均衡器 571 中的 FFT 电路 572 的输出 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503。考虑到这种情况，根据方程(5-8)，可以用较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

在图 46 中示出在这种情况下中用于非线性失真均衡的系数估计器 591 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 591 是通过把复数除法器 505 提供到图 40 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573 中的 LMS 电路 130 的前级而获得的。用于非线性失真均衡的系数估计器 591 通过使用复数除法器 505 执行复数除法，用 FFT 电路 572 的转换数值 $X_3^g(k)$ 除以传输路径特性 $H(k)$ 。除此之外的其它操作部分与图 40 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573 相同。根据上述操作，在一个 FFT 电路上执行时分复用，从而可以使用根据方程(5-8)的较小电路规模以较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

另外，通过把对在非线性失真均衡器 501 中的同步检测解调器 503 产生的传输路径特性 $H(k)$ 执行的时分复用应用到 FFT 电路 502，可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

延迟概况示出与所需波形的电功率相关的延迟波形的电功率的延迟时间。通常，在 OFDM 中考虑到由于多路径干扰所造成的延迟时间，从而传输符号的长度被延长设置的保护间隔(guard interval)。在接收器方，存在干扰的保护间隔的数据被忽略，并且把一个滑窗置于所接收信号上，从而切除其上的一部分，用作为有效符号。仅仅把 FFT 应用到该有效符号上。通过使用这种延迟概况，可以精确地确定与所需波形的电功率相关的延迟波形的电功率的延迟时间。因此，确定用于防止来自相邻符号的干扰的有效符号中的时间位置。因此，可以显著地增加消除延迟波形的影响的能力。

图 47 中示出在用于数据接收器的前端处理器 600 的结构。在图 47 中，用图 30 的非线性失真均衡器 501 中的 FFT 电路 572 代替非线性失真均衡器 601。

非线性失真均衡器 601 的操作在下文描述。FFT 电路 572 对信号 $y(n)$ 和传输路径特征 $H(x)$ 执行时分复用，从而分别执行 FFT 转换。然后，FFT 电路 572 把信号 $f(n)$ 输出到同步检测解调器 503，从而输出延迟概况 $h'(n)$ 。该操作的其它部分与图 30 的非线性失真均衡器 501 相同。

下面描述延迟概况的计算方法。作为一个例子，考虑一种情况，其中为了简化代入 $T=0$ 的 FFT 的点数 $L=4$ ，以及 $g=0$ 。延迟概况 $h(n)$ 在下列方程中给出作为 $H(k)$ 的 IFFT 变换。

$h(n) = (1/4) \sum_{k=0 \text{ to } 3} H(k) W_4^{-kn}$, $W_4 = e^{-j2\pi/4}$ ($n = 0, 1, 2, 3$)... 方程 (5-20)

而 $H(k)$ 的 FFT 变换 $h'(n)$ 在下列方程中给出：

$$h'(n) = \sum_{k=0 \text{ to } 3} H(k) W_4^{kn}$$

$$W_4 = e^{-j2\pi/4} (n=0,1,2,3) \cdots \text{方程(5-21)}$$

在方程(5-20)中， $n(n = 1, 2, 3)$ 被 $4-n$ 所代替而得出如下方程：

$$h'(4-n) = \sum_{k=0 \text{ to } 3} H(k) W_4^{k(4-n)} = \sum_{k=0 \text{ to } 3} H(k) W_4^{-kn} (W_4^4)^k = \sum_{k=0 \text{ to } 3} H(k) W_4^{-kn} = 4h(n) \cdots \text{方程 (5-22)}$$

在该方程中， $n = 3, 2, 1$ 被代入方程 (5-22)，从而获得如下方程：

$$h'(1) = 4h(3), h'(2) = 4h(2), h'(3) = 4h(1) \cdots \text{方程 (5-23)}$$

另外，从方程(5-20)和方程(5-21)获得如下方程：

$$h'(0) = 4h(0) \cdots \text{方程 (5-24)}$$

图 48 和 49 示出上述情况。如图 48 中所示，当对作为频率轴信号的传输路径特征 $H(k)$ 执行 IFFT 变换时，计算作为时间轴信号的延迟概况 $h(n)$ 。如图 49 中所示，当作为频率轴信号的传输路径特征 $H(k)$ 假设被进行 FFT 变换时，计算延迟概况 $h'(n)$ 。当在方程(5-23)和方程(5-24)中忽略 4 倍的系数时，该延迟概况 $h'(n)$ 变为作为在范围 $n \geq 1$ 内的时间轴信号的延迟概况 $h(n)$ 的逆序。尽管该延迟概况 $h'(n)$ 与方程(5-

20)的定义不同,当识别上述关系时,它也可以用作作为一个延迟概况,因此不会造成特别的障碍。根据上述操作,补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真,并且可以计算延迟概况而不增加新的电路。

另外,对在图 30 中的非线性失真均衡器 501 中的同步检测解调器 503 产生的传输路径特性 $H(k)$ 执行的时分复用被应用到用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的 FFT 电路,从而可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

这种情况上用于数据接收器的前端处理器 610 的结构在图 50 中示出。在图 50 中,非线性失真均衡器 611 被图 30 的非线性失真均衡器 501 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 所代替。

图 51 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 612 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 612 是通过用图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的 FFT 电路 572 代替 FFT 电路 502 而获得的。FFT 电路 572 对复数立方计算器 121 的转换值 $x^3(n)$ 和传输路径特性 $H(k)$ 执行时分复用,从而对它们分别执行 FFT 变换。然后,FFT 电路 572 把该转换值 $x_3^e(n)$ 输出到 LMS 电路 130,并且还输出延迟概况 $h'(n)$ 。用于非线性失真均衡的系数估计器 612 的操作除了上述部分之外与图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 中的相同。

另外,非线性失真均衡器 611 的操作除了上述部分之外与图 30 的用于非线性失真均衡的非线性失真均衡器 601 的相同。根据上述操作,补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真,并且可以计算延迟概况而不增加新电路。

另外,图 50 的非线性失真均衡器 611 中的 FFT 电路 502 的输出 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503。考虑到这种情况,根据方程(5-8),能够以较高的精度补偿在受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

图 52 中示出在这种情况下中用于非线性失真均衡的系数估计器 621 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 621 是通过在图 51 的用于

非线性失真均衡的系数估计器 612 中的 LMS 电路 130 的前级提供一个复数除法器 505 而获得的。用于非线性失真均衡的系数估计器 612 通过使用复数除法器 505 执行复数除法, 用 FFT 电路 572 的转换值 $X_3^g(k)$ 除以传输路径特性 $H(k)$, 并且把 $X_3^g(k)/H(k)$ 输出到 LMS 电路 130。用于非线性失真均衡的系数估计器 612 除了上述之外与图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 相同。

根据上述操作, 根据方程(5-8)用较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真, 并且可以计算延迟概况而不增加新电路。

另外, 图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506、图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573、图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591、图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 以及图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 给以仅仅对两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新。

图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506 具有一个系数估计控制器 511。系数估计控制器 511 输出一个系数更新控制信号(COEEST CON), 其中对于每两个 OFDM 符号, 仅仅有一个 OFDM 符号变为“H”。复数立方计算器 121、FFT 电路 502 和 LMS 电路 130 分别在该系数更新控制信号为“L”的时间段中停止工作。

图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541、图 40 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573、图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591、图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 和图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 按照相同的方式被提供有一个系数估计控制器 511。在系数更新控制信号为“L”的时间段中, 在用于非线性失真均衡的系数估计器中的每个电路停止工作。根据上述操作, 尽管用于第三阶失真均衡的系数的收敛时间段变得略长, 但是用于非线性失真均衡的系数估计器的功耗被减小为大约 1/2。

另外, 在图 50 的非线性失真均衡器 611 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 可以仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符

号执行系数更新，从而计算在 OFDM 符号不被系数更新的时间段中的延迟概况 $h'(n)$ 。

图 53 示出这种情况下的用于非线性失真均衡的系数估计器 631 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 631 是通过用 FFT 电路 502 取代 FFT 电路 572，并且通过把选择器 632 提供到图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 中的 FFT 电路 502 的前级而获得。

系数估计控制器 511 输出系数更新控制信号，其中对于每两个 OFDM 符号仅仅有一个 OFDM 符号变为“H”。复数立方计算器 121 和 LMS 电路 130 在该系数更新控制信号为“L”的时间段中停止工作。另外，选择器 632 在系数更新控制信号为“H”的时间段中选择复数立方计算器 121 的立方值 $x^3(n)$ ，并且在该信号为“L”的时间段中选择传输路径特性 $H(k)$ ，其被输出到 FFT 电路 502。FFT 电路 502 对所选择的信号执行 FFT 变换，其被输出到 LMS 电路 130 以及外部电路。FFT 电路 502 对于每个 OFDM 符号交替输出转换的数值 $X_3^g(k)$ 和延迟概况 $h'(n)$ 。但是，LMS 电路 130 在延迟概况 $h'(n)$ 被输出的 OFDM 符号的过程中停止工作。另外，仅仅输出延迟概况 $h'(n)$ 的 OFDM 符号允许到外部电路的输出为有效。

根据上述操作，在受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真被补偿，并且仅仅通过添加一个选择器而不增加功耗即可计算延迟概况。

另外，在图 50 的非线性失真均衡器 611 中的 FFT 电路 502 中的输出 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503。考虑到这种情况，可以根据方程(5-8)用较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

在图 54 中示出在这种情况下的用于非线性失真均衡的系数估计器 641 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 641 是通过在图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631 的 LMS 电路 130 的前级提供一个复数除法器 505 而获得的。用于非线性失真均衡的系数估计器 641 通过使用复数除法器 505 执行复数除法，把 FFT 电路 502 的转换值

$X_3^g(k)$ 除以传输路径特性 $H(k)$, 并且把 $X_3^g(k)/H(k)$ 输出到 LMS 电路 130。除了上文所述之外, 用于非线性失真均衡的系数估计器 641 的操作与图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631 的操作相同。

根据上述操作, 可以根据方程(5-8)用较高的精度补偿已经受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真, 并且仅仅通过添加一个选择器而不增加功耗即可计算延迟概况。

另外, 在图 39 的非线性失真均衡器 571 中用于非线性失真均衡的系数估计器 573 例如仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新。然后, 在 OFDM 符号不受到系数更新的时间段中计算延迟概况 $h'(n)$ 的情况中, 可以把时分复用应用到非线性失真均衡器 571 中的非线性失真均衡器 571。

图 55 示出这种情况下的用于数据接收器的前端处理器 650 的结构。在图 15 中, 非线性失真均衡器 651 是通过把一个选择器 632 添加到图 39 的非线性失真均衡器 571 而获得的。

现在描述非线性失真均衡器 655 的操作。用于非线性失真均衡的系数估计器 573 仅仅通过在系数估计控制器中产生的系数更新控制信号对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行操作。然后, 复数立方计算器 121 把该信号 $x(n)$ 转换为立方值 $x^3(n)$ 并且把转换结果输出到选择器 632。选择器 632 在系数更新控制信号为“H”的时间段中选择立方值 $x^3(n)$, 并且在该信号为“L”的时间段中选择传输路径特性 $H(k)$, 并且输出到 FFT 电路 572。

FFT 电路 572 对信号 $y(n)$ 和选择器 632 的输出进行时分复用, 并且分别对它们执行 FFT 变化。然后, FFT 电路 572 把信号 $f(n)$ 输出到同步检测解调器 503, 并且把选择器 632 的 FFT 变换数值输出到用于非线性失真均衡的系数估计器 573 以及输出到外部电路。FFT 电路 572 每隔一个 OFDM 符号交替输出转换值 $X_3^g(k)$ 和延迟概况 $h'(n)$ 。但是, 用于非线性失真均衡的系数估计器 573 在延迟概况 $h'(n)$ 被输出的 OFDM 符号的过程中停止工作。另外, 仅仅输出延迟概况 $h'(n)$ 的 OFDM 符号允许到外部电路的输出为有效。其它部分的操作与图 39

的非线性失真均衡器 571 的操作相同。

根据上述操作, 通过采用时分复用, 仅仅有一个 FFT 电路工作, 并且可以利用较小的电路规模补偿在受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外, 仅仅通过添加一个选择器而不增加功耗即可计算延迟概况。

另外, 在图 55 的非线性失真均衡器 651 中, FFT 电路 572 的输出 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503。考虑到这种情况, 可以根据方程(5-8)用较高的精度补偿受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

在图 56 中示出在这种情况下的用于数据接收器的前端处理器 660 的结构。非线性失真均衡器 661 是通过在图 55 的非线性失真均衡器 651 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 591 代替用于非线性失真均衡的系数估计器 573 而获得的。非线性失真均衡器 661 通过使用用于非线性失真均衡的系数估计器 591 的复数除法器 505 执行复数除法, 把 FFT 电路 572 的转换值 $X_3^g(k)$ 除以传输路径特性 $H(k)$ 。然后, 复数除法器 505 把该除法结果 $X_3^g(k)/H(k)$ 输出到 LMS 电路 130。除了上文所述之外, 非线性失真均衡器 661 的操作与图 55 的非线性失真均衡器 651 的操作相同。

根据上述操作, 通过采用时分复用, 仅仅一个 FFT 电路工作, 并且可以根据方程(5-8)用较小的电路规模补偿已经受到同步载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。然后, 仅仅通过添加一个选择器而不增加功耗即可计算延迟概况。

另外, 图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506、图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541、图 40 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573、图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591、图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612、图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621、图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631、以及图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641 可以仅仅在高 C/N 时执行系数更新。

按照与实施例 1 中相同的方式, 把一个 C/N 估计器提供到图 30 的非线性失真均衡器 501 中、图 39 的非线性失真均衡器 571 中、图 47 的非线性失真均衡器 601 中、图 50 的非线性失真均衡器 611 中、图 55 的非线性失真均衡器 651 中、以及图 56 的非线性失真均衡器 661 中。C/N 估计器 116 计算和平均 C/N, 并且输出其结果作为一个 CNR 信号。在由 CNR 信号所示的 C/N 小于设置阈值的情况下, 用于非线性失真均衡的系数估计器设置 $a_3(n)=0$, 并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 按照与实施例 1 相同方式输出 $y(n) = x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为设置的阈值或更大的情况下, 执行系数更新。根据上述操作, 可以补偿在 OFDM 基带信号中的非线性失真, 而没有在低 C/N 的时候造成负面影响。

在此, 尽管在本实施例中, 消除了如方程(1-1)中所示作为主要第三阶失真的非线性失真, 但是通过使用方程(1-11)可以消除第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。在这种情况下, 当假设在各个阶次中 $H(k)=1$ 时获得作为如下方程的系数更新方程:

$$a_m(n+1)=a_m(n)+ue(n)[FFT(x^m(n))]*(m>1) \cdots \text{方程(5-25)}$$

通过考虑到信号 $f(n)$ 通过同步检测解调器 503, 可以获得下一个方程。

$$a_m(n+1) = a_m(n) + ue(n) [FFT(x^m(n))/H(k)]^* \quad (m > 1) \cdots \text{方程 (5-26)}$$

在此, 形成 $x^m(n)=|x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

图 57 示出用于非线性失真均衡的系数估计器 671 的结构图, 其通过利用方程(5-25)补偿在图 30 的非线性失真均衡器 501 以及图 47 的非线性失真均衡器 601 中的至少第二阶失真并且不大于第 K 阶失真的高阶非线性失真。用于非线性失真均衡的系数估计器 671 具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164、对应于阶数的多个 FFT 电路 502 以及对应于阶数的多个 LMS 电路 130。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示的相同。

当执行准同步检测的信号 $x(n)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系

数估计器 671 时, 复数第 K 次幂计算器 163 产生 $|x^{K-1}(n)|x(n)$, 即 $x^K(n)$, 而复数平方计算器 164 产生 $|x(n)|x(n)$, 即 $x^2(n)$ 。每一阶的 FFT 电路 502 分别对第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 以及 $x^2(n)$ 执行 FFT 转换, 从而把在频率轴上的转换值 $X_K^g(k)$ 和 $X_2^g(k)$ 输入到每一阶的 LMS 电路 130。每一阶的 LMS 电路 130 使用该转换值 $X_K^g(k)$ 和 $X_2^g(k)$ 以及误差信号 $e(n)$ 执行系数更新。然后, LMS 电路 130 把用于第 K 阶失真均衡的系数 $a_K(n)$ 以及用于第二阶失真均衡的系数 $a_2(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。

按照用于其它阶的相同方式, 第 m 次幂计算器产生 $|x^{m-1}(n)|x(n)$, 作为第 m 次幂数值 $x^m(n)$ 。然后, LMS 电路 130 使用复数第 m 次幂数值 $x^m(n)$ 以及误差信号 $e(n)$ 的输出值, 执行系数更新, 并且把用于第 m 阶失真均衡的系数 $a_m(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。另外, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 具有与实施例 1 相同的结构, 并且输出方程(1-11)中所示的 $y(n)$ 。根据上述操作, 可以补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。

另外, 在图 30 的非线性失真均衡器 501 中和图 47 的非线性失真均衡器 601 中用于非线性失真均衡的系数估计器 506 被图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 所代替的情况下, 可以用相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 与系数更新方程相同, 方程(5-26)被用于各个阶次。

图 58 中示出在这种情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 681 的结构。该电路是通过分别把复数除法器 505 添加到用于非线性失真均衡的系数估计器 671 中用于各个阶次的 LMS 电路 130 的前级而获得的。

另外, 按照相同的方式, 可以在图 39 的非线性失真均衡器 571 和图 55 的非线性失真均衡器 651 中补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况中, 与系数更新方程相同, 方程(5-25)被用于各个阶次。

图 59 中示出在这种情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 691

的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 691 具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和对应于阶数的多个 LMS 电路 130。另外，在图 39 或图 55 中的 FFT 电路 572 被 FFT 电路 692 所代替，而用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示的相同。

下面描述用于非线性失真均衡的系数估计器 691 的操作。复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164 分别把第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 和平方值 $x^2(n)$ 输出到外部 FFT 电路 692。FFT 电路 692 对信号 $y(n)$ 、第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 和平方值 $x^2(n)$ 执行时分复用，从而分别对它们执行 FFT 变换。然后，FFT 电路 692 把信号 $f(n)$ 输出到同步检测解调器 503，并且把转换数值 $X_K^g(k)$ 和 $X_2^g(k)$ 分别输出到每一阶 LMS 电路 130。每一阶的 LMS 电路 130 使用该转换数值 $X_K^g(k)$ 和 $X_2^g(k)$ 以及误差信号 $e(n)$ ，从而执行系数更新，并且把用于第 K 阶失真均衡的系数 $a_K(n)$ 以及用于第二阶失真均衡的系数 $a_2(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。另外，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 具有与实施例 1 中相同的结构，并且输出方程(1-11)中所示的信号 $y(n)$ 。

图 60 中示出 FFT 电路 692 的结构。FFT 电路 692 具有 S/P 转换器 701、702 和 703、蝴蝶运算电路 521、P/S 转换器 704、705 和 706 以及选择器 707。

在图 61 至 65 中示出 FFT 电路 692 的操作情况。水平轴表示时间 n 。例如，假设 FFT 的点数为 $L=4$ 的情况。如图 61 和 62 中所示，S/P 转换器 701、702 和 703 通过对每 4 个样本执行 S/P 转换而输出并行数据。在此，S/P 转换器 702 和 703 把该输出相对于 S/P 转换器 701 分别延迟一个样本和两个样本。如图 63 中所示，选择器 707 选择被输出到蝴蝶运算电路 521 的 S/P 转换器 701、702 和 703 的输出。

如图 63 中所示，蝴蝶运算电路 521 根据比图 34 中的时钟快 4 倍的时钟执行并行数据的蝴蝶运算。如图 64 中所示，P/S 转换器 704、705 和 706 分别重新排列该蝴蝶运算结果 $f(n)$ 、 $X_2^g(k)$ 和 $X_K^g(k)$ ，从而执行 P/S 转换并且输出 FFT 转换的结果。在此，P/S 转换器 705 和

706 在完成蝴蝶运算之后分别把该输出延迟两个样本和一个样本。在图 61 至 64 的例子中, 处理延迟为 $8(=2L)$ 个样本。

根据上述操作, 对一个 FFT 电路执行时分复用, 从而可以使用较小的电路规模补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。在补偿其它阶的非线性失真的情况中, 增加该阶次 m 的复数第 n 次幂计算器以及 LMS 电路 130, 并且如果需要的话可以增加 FFT 电路 792 的复用程度。

另外, 在图 39 的非线性失真均衡器 571 中以及图 55 的非线性失真均衡器 651 中用于非线性失真均衡的系数估计器 573 被图 49 的用于非线性失真均衡的非线性失真均衡器 651 所代替的情况中, 可以用相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。方程(5-26)被用于该各个阶次中作为这种情况下的系数更新方程。

在图 65 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 711 的结构。该电路是通过把一个复数除法器 505 分别提供到在图 59 的用于非线性失真均衡的系数估计器 691 每一阶的 LMS 电路 130 的前级而获得的。

另外, 可以采用在图 50 的非线性失真均衡器 611 中的相同方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。方程(5-25)在各个阶次中被用作为这种情况下的系数更新方程。在图 66 中示出在这种情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 721 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 721 具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164、FFT 电路 692 以及对应于阶数的多个 LMS 电路 130。另外, 用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示的相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 721 在下文中描述。复数第 K 次幂计算器 163 和复数平方计算器 164 分别把第 K 次幂数值 $x^K(n)$ 和平方值 $x^2(n)$ 输出到 FFT 电路 692。FFT 电路 692 对该 K 次幂数值 $x^K(n)$ 、平方值 $x^2(n)$ 以及传输特性 $H(k)$ 执行时分复用, 从而执行各自的 FFT 变换, 并且把变换数值 $X_K^g(k)$ 和 $X_2^g(k)$ 输出到各个阶次的 LMS 电路 130, 同时输出延迟概况 $h'(n)$ 。每一阶的 LMS 电路 130 使用转换的数值以及误差信号 $e(n)$ 来执行系数更新, 并且把用于第 K 阶

失真均衡的系数 $a_K(n)$ 和用于第二阶失真均衡的系数 $a_2(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161。

另外，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 具有与实施例 1 中所述相同的结构，并且输出方程(1-11)中所示的信号 $y(n)$ 。根据上述操作，可以补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真并且可以计算延迟概况，而不增加新电路。在补偿其它阶的非线性失真的情况中，添加第 m 阶的复数第 m 次幂计算器以及 LMS 电路 130 并且如果需要的话可以增加 FFT 电路 692 的复用程度。

另外，在图 50 中的非线性失真均衡器 611 中用于非线性失真均衡的系数估计器 612 被图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 所代替的情况下，可以按照相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。在各个阶次中使用方程(5-26)作为这种情况的系数更新方程。图 67 中所示用于非线性失真均衡的系数估计器 731 是通过分别把一个复数除法器 505 提供到图 66 的用于非线性失真均衡的系数估计器 721 中的每一阶的 LMS 电路 130 的前级而获得的。

另外，在图 50 中非线性失真均衡器 611 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 612 被图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631 所代替的情况下，可以按照相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。方程(5-25)被用于各个阶次中作为本情况的系数更新方程。

图 68 中示出这种情况中用于非线性失真均衡的系数估计器 741。用于非线性失真均衡的系数估计器 741 具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164、选择器 742、FFT 电路 502 和对应于阶数的多个 LMS 电路 130。另外，用于非线性失真均衡的复数信号转换器 161 与图 9 中所示的相同。

现在描述用于非线性失真均衡的系数估计器 741 的操作。系数估计控制器 511 输出系数更新控制信号，例如在四个 OFDM 符号周期的每个部分中，该系数更新控制信号分别对于第一 OFDM 符号变为“1”，对于第三 OFDM 符号变为“2”，以及对于第二和第四

OFDM 符号变为“0”。复数第 K 次幂计算器 163 和用于第 K 阶失真均衡的 LMS 电路 130 仅仅在系数更新控制信号为“1”的时间段内工作。然后，复数平方计算器 164 和用于第二阶失真均衡的 LMS 电路 130 仅仅在该系数更新控制信号为“2”的时间段中工作。

在该系数更新控制信号为“1”的时间段中，选择器 742 选择复数第 K 次幂计算器 163 的输出 $x^K(n)$ ，在“2”的时间段中选择复数平方计算器 164 的输出 $x^2(n)$ ，并且在“0”的时间段中选择 $H(k)$ ，然后输出到 FFT 电路 502。FFT 电路 502 对所选择的信号执行 FFT 变换，并且把变换结果输出到每一阶的 LMS 电路 130 以及外部电路。在四个 OFDM 符号周期的每个部分中，FFT 电路 502 输出用于第一 OFDM 符号的变换值 $X_K^g(k)$ ，输出用于第三 OFDM 符号的变换值 $X_2^g(k)$ 以及输出用于第二和第四 OFDM 符号的延迟概况 $h'(n)$ 。用于第 K 阶失真均衡和用于第二阶失真均衡的 LMS 电路 130 分别仅仅对第一和第三 OFDM 符号进行操作。另外，仅仅当延迟概况 $h'(n)$ 被输出时，到外部电路的输出才对第二和第四 OFDM 符号有效。

根据上述操作，仅仅通过补偿第二阶失真或更高阶的失真高阶非线性失真并且通过添加选择器可以计算延迟概况而不增加功耗。在补偿其它阶的非线性失真的情况中，添加第 m 阶的复数第 n 次幂计算器和 LMS 电路 130，并且可以更新在系数估计控制器 511 中产生的系数更新控制信号，如果需要的话可以增加选择器 742 的复用程度。

另外，在图 50 的非线性失真均衡器 611 中用于非线性失真均衡的系数估计器 612 被图 54 的用于非线性失真均衡的非线性失真均衡器 651 所代替的情况中，可以用相同的方式补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真。方程(5-26)被用于该各个阶次中作为这种情况下的系数更新方程。在图 69 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 751 的结构。该电路是通过把一个复数除法器 505 分别提供到在图 68 的用于非线性失真均衡的系数估计器 741 每一阶的 LMS 电路 130 的前级而获得的。

在此，在上述补偿第二阶失真或更高阶的任意高阶非线性失真的

每个例子中, 示出一种情况, 其中该结构分别具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 以及每一阶的复数第 m 次幂计算器。但是, 通过例如顺序把 I 和 Q 轴分量的次幂顺序输出到下一个更高阶的电路可以按照实施例 1 的相同方式实现电路的共享。另外, 可以使用用于电路共享的其它方法。

实施例 6

下面参照附图描述本发明的实施例 6 中用于数据接收器的前端处理器。图 70 为示出用于本实施例中的数据接收器的前端处理器 800 的结构方框图。用于数据接收器的前端处理器 800 包括准同步检测器 808 和非线性失真均衡器 801。图 70 的非线性失真均衡器 801 是通过在图 30 的非线性失真均衡器 501 中把用于非线性失真均衡的系数估计器 506 替换为用于非线性失真均衡的系数估计器 541, 并且把同步检测解调器 503 替换为一个差分解调器 802 而获得的。该差分解调器 802 具有单个符号延迟电路 803 和复数除法器 505。

当由未示出的天线接收到差分校波调制的一个 OFDM 调制信号时, 准同步检测器 108 按照与实施例 1 中相同的方式执行 I 轴和 Q 轴数据的检测, 从而产生一个检测的输出 $x(n)$ 。

在下文中描述非线性失真均衡器 801 的操作。用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 使用在用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中产生的用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$, 并且消除包含在信号 $x(n)$ 中的第三阶失真, 从而输出信号 $y(n)$ 。然后, FFT 电路 502 执行该信号 $y(n)$ 的 FFT 变换, 从而把频率轴上的信号 $f(n)$ 输出到差分解调器 802。

如图 70 中所示执行用于 L 点的 FFT 变换, 从而该处理延迟变为 $2L$ 个样本。在差分解调器 802 中, 该单个符号延迟电路 803 把 $f(n)$ 延迟一个 OFDM 符号, 从而输出 $f(n-L)$, 并且复数除法器 505 执行复数除法, 把 $f(n)$ 除以 $f(n-L)$, 从而执行差分解调。然后, 差分解调器 802 把解调信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。误差估计器 104 计算信号 $q(n)$

与最接近的映射点 $d(n)$ 之间的误差，并且把该映射点 $d(n)$ 输出到纠错部分，作为一个解调信号。在此，在该纠错部分执行软判定解码的情况下，非线性失真均衡器 801 把误差估计器 104 的输入 $q(n)$ 输出到该纠错部分作为一个解调信号。

用于非线性失真均衡的系数估计器 541 使用该误差信号 $e(n)$ 和信号 $x(n)$ 以及信号 $f(n-L)$ 从而根据 LMS 算法更新系数 $a_3(n)$ 。用于非线性失真均衡的系数估计器 541 的结构与图 35 中所示的相同，并且仅仅到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。在此，当假设差分解调器 802 和误差估计器 104 没有延迟时，在从信号 $y(n)$ 计算误差信号 $e(n)$ 的过程中，延迟量变为 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本。在用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中的延迟量还对应于 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本，从而它们的延迟量变为相等。根据上述操作，可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 频带信号中的非线性失真。

在下文中描述在本实施例中用于非线性失真均衡的系数估计器 541 的系数更新算法。该误差信号 $e(n)$ 由来自图 70 的方程(5-1)所表示。

$$q(n)=f(n)/f(n-L) \cdots \text{方程(6-1)}$$

方程(6-1)和方程(5-3)被代入(5-1)从而获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-\text{FFT}(y(n))/f(n-L) \cdots \text{方程(6-2)}$$

方程(1-1)被代入方程(6-2)，从而获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-\text{FFT}(x(n)+a_3(n)x^3(n))/f(n-L) \cdots \text{方程(6-3)}$$

由于在 LMS 算法中系数更新的收敛速度相对较慢，因此系数 $a_3(n)$ 被认为是长量，从而获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-\text{FFT}(x(n))/f(n-L)+a_3(n) \cdot \text{FFT}(x^3(n))/f(n-L) \cdots \text{方程(6-4)}$$

在此，方程(6-4)被代入方程(1-5)，并且可以执行偏微分，从而获得如下方程。

$$\begin{aligned} dJ(a_3)/da_3(n) &= 2[e(n) \cdot de(n)/da_3(n)] \\ &= -2e(n)[\text{FFT}(x^3(n))/f(n-L)]^* \cdots \text{方程(6-5)} \end{aligned}$$

假设 $u=2\alpha$ ，并且方程(6-5)被代入方程(1-6)，从而获得如下方程。

$$a_3(n+1)=a_3(n)+ue(n)[FFT(x^3(n))/f(n-L)]*\cdots \text{方程(6-6)}$$

而, 系数 $a_3(n)$ 由来自图 35 的如下方程所表示。

$$a_3(n)=a_3(n-1)+ue(n)[FFT(|x^2(n)|x(n))/f(n-L)]*\cdots \text{方程(6-7)}$$

与方程(6-7)中误差信号 $e(n)$ 、信号 $x(n)$ 和信号 $f(n-L)$ 相比, 系数 $a_3(n)$ 被延迟一个样本。但是, 由于在 LMS 算法中的系数更新相对较慢, 因此该延迟实际上不造成障碍。

当 FFT 电路 502 在时间 $n=T$ 处开始按照与实施例 5 相同的方式工作时, 其中 n 的范围在方程(5-11)中, 在该时间段中信号 $y(n)$ 和立方值 $X^3(k)$ 的 FFT 变换分别表示为变换值 $Y^g(k)$ 和 $X_3^g(k)$, 从而形成如下方程。

$$Y^g(k) = \sum_{j=(T+gL) \text{ to } (T+(g+1)L-1)} y(j) W_L^{k(j-T-gL)}, W_L = e^{-j2\pi/L} \quad (k = 0, 1, \cdots, L-1) \cdots \text{方程 (6-8)}$$

在此, $X_3^g(k)$ 变为与方程(5-12)中的相同。

然后, $f(n-L)$ 由如下方程所表示。

$$f(n-L) = FFT(y(n-L)) \cdots \text{方程 (6-9)}$$

当 $f(n-L)$ 和 $FFT(x^3(n))$ 被分别表示为 $Y^g(k')$ 和 $X_3^g(k)$, 并且假设 $k'=n'-T-gL$ ($n'=n-L$) 以及 $k=n-T-gL$, 获得如下方程。

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n) [X_3^g(n-T-gL)/Y^{g-1}(n'-T-(g-1)L)]* \cdots \text{方程 (6-10)}$$

例如, 在本实施例中, 对于每两个点中的一个点可以作为来自图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中 FFT 电路 502 的输出中的一个代表值, 并且剩余的一个点可以按照与实施例 5 相同的方式被插值作为一个代表值。这种情况中, 仅仅通过由虚线所包围的一个部分就可以实现图 32 的蝴蝶运算电路 521, 从而可以按照与实施例 5 相同的方式把电路规模减小到大约 1/2。

另外, 例如在图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中 FFT 电路 502 的输入中, 对于每两个点中的一个点可以被使用来执行 1/2 点数的 FFT 变换, 从而获得一个代表值, 并且剩余的一个点可以被插值作为一个代表值。这种情况中, 按照与实施例 5 相同的方式,

图 33 的 FFT 电路 502 被用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中的图 37 的 FFT 电路 561 所代替。结果, 图 32 的蝴蝶运算电路 521 被图 36 的蝴蝶运算电路 551 所代替, 从而与图 32 的蝴蝶运算电路 521 相比, 电路规模可以减小到大约 1/4。

另外, 在图 35 中用于非线性失真均衡的系数估计器 541 可以被取消, 从而对图 70 中的非线性失真均衡器 801 内的 FFT 电路 502 执行时分复用。

图 71 示出这种情况中用于数据接收器的前端处理器的结构。图 71 的非线性失真均衡器 811 是通过把图 39 的非线性失真均衡器 571 中用于非线性失真均衡的系数估计器 573 替换为用于非线性失真均衡的系数估计器 591, 并且把同步检测解调器 503 替换为差分解调器 802 而获得的。

差分解调器 802 执行复数除法, 把信号 $f(n)$ 除以信号 $f(n-L)$, 从而执行差分解调, 以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。在非线性失真均衡器 811 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 591 通过使用信号 $x(n)$ 、变换值 $X_3^p(k)$ 、误差信号 $e(n)$ 和信号 $f(n-L)$ 作为输入而执行系数更新, 并且把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。除此之外的其它部分的操作与图 39 的非线性失真均衡器 571 相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 591 与图 49 中所示的相同, 并且到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。根据上述操作, 对工作的一个 FFT 电路执行时分复用, 并且可以用较小的电路规模补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

另外, 在图 70 的非线性失真均衡器 801 中的差分解调器 802 产生传输路径特性 $H(k)$, 并且可以对传输路径特性 $H(k)$ 执行应用到 FFT 电路 502 的时分复用, 从而可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

在图 72 中示出在这种情况下中的用于数据接收器的前端处理器 820 的结构。图 72 的非线性失真均衡器 821 是通过把图 47 的非线性失真

均衡器 601 中用于非线性失真均衡的系数估计器 506 替换为用于非线性失真均衡的系数估计器 541, 并且把同步检测解调器 503 替换为差分解调器 802 而获得的。

差分解调器 802 执行复数乘法, 把信号 $f(n)$ 除以信号 $f(n-L)$, 从而执行差分解调, 以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。然后, 信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号等等计算传输路径特性 $H(k)$, 并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到 FFT 电路 572。用于非线性失真均衡的系数估计器 541 通过使用信号 $x(n)$ 、误差信号 $e(n)$ 和信号 $f(n-L)$ 作为输入而执行系数更新, 并且把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。除此之外的其它部分的操作与图 47 的非线性失真均衡器 601 相同。用于非线性失真均衡的系数估计器 541 与图 35 中所示的相同, 并且仅仅到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。

根据上述操作, 补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真, 并且可以计算延迟概况而不添加新电路。

另外, 在图 70 的非线性失真均衡器 801 中差分解调器 802 产生传输路径特性 $H(k)$ 。非线性失真均衡器 801 对传输路径特性 $H(k)$ 执行时分复用, 从而应用到用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中的 FFT 电路 502, 可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

在图 73 中示出在这种情况下中用于数据接收器的前端处理器 830 的结构。图 37 的非线性失真均衡器 831 是通过把图 50 的非线性失真均衡器 611 中用于非线性失真均衡的系数估计器 612 替换为用于非线性失真均衡的系数估计器 621, 并且把同步检测解调器 503 替换为差分解调器 802 而获得的。

差分解调器 802 执行复数乘法, 把信号 $f(n)$ 除以信号 $f(n-L)$, 从而执行差分解调。差分解调器 802 把解调信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。另外, 在差分解调器 802 中的信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号计算传输路径特性 $H(k)$, 并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到用于非线性失真均衡的系数估计器 621。用于非线性

失真均衡的系数估计器 621 通过使用信号 $x(n)$ 、误差信号 $e(n)$ 和信号 $f(n-L)$ 作为输入而执行系数更新。用于非线性失真均衡的系数估计器 621 把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102, 并且允许传输路径特性 $H(k)$ 被输入到用于非线性失真均衡的系数估计器 621, 从而产生被输出的延迟概况 $h'(n)$ 。

除此之外的其它部分的操作与图 50 的非线性失真均衡器 611 相同。用于非线性失真均衡的系数估计器 621 与图 52 中所示的相同。仅仅到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。根据上述操作, 可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外, 可以计算延迟概况而不添加新电路。

另外, 图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541、图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591 和图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 可以仅仅例如每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新。

图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541、图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591 和图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 可以按照实施例 5 的相同方式被提供有系数估计控制器 511。用于非线性失真均衡的系数估计器中的每个电路在系数更新控制信号为“L”的时间段中停止工作。根据上述操作, 尽管用于第三阶失真均衡的系数的收敛时间变得略长, 但是可以把用于非线性失真均衡的系数估计器的功耗减少到大约 1/2。

另外, 在图 73 的非线性失真均衡器 831 中的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 可以仅仅对例如每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新, 并且可以在不执行系数更新的 OFDM 符号的周期中计算延迟概况 $h'(n)$ 。

上述图 54 示出在这种情况下用于非线性失真均衡的系数估计器 641 的结构。在此, 到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。其操作与实施例 5 中的相同。根据上述操作, 可以补偿在受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外, 仅仅

通过添加一个选择器可以计算延迟概况而不增加功耗。

另外，在图 71 的非线性失真均衡器 811 中用于非线性失真均衡的系数估计器 591 例如仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新，并且在不执行系数更新的 OFDM 符号的周期中计算延迟概况 $h'(n)$ 。在这种情况下，可以对传输路径特性 $H(k)$ 的频率转换执行时分复用，该传输路径特性 $H(k)$ 被施加到非线性失真均衡器 811 中的 FFT 电路 572。

图 74 中示出在这种情况下用于数据接收器的前端处理器 840 的结构。图 74 的非线性失真均衡器 841 是通过把图 56 的非线性失真均衡器 661 中的同步检测解调器 503 替换为差分解调器 802 而实现的。

差分解调器 802 执行复数除法，把信号 $f(n)$ 除以信号 $f(n-L)$ ，从而执行差分解调，以便于把该信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。然后，在差分解调器 802 中的信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号等等计算传输路径特性 $H(k)$ ，并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到选择器 632。用于非线性失真均衡的系数估计器 591 通过使用信号 $x(n)$ 、变换值 $X^g(k)$ 、误差信号 $e(n)$ 和信号 $f(n-L)$ 作为输入而执行系数更新，并且把用于第三阶失真均衡的系数 $a_3(n)$ 输出到用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102。除此之外的其它部分的操作与图 56 的非线性失真均衡器 661 相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 591 与图 46 中所示的相同。在此，到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替，并且立方值 $x^3(n)$ 被从复数立方计算器 121 输出到选择器 632。选择器 632 通过系数更新控制信号选择该立方值 $x^3(n)$ 或者传输路径特性 $H(k)$ ，并且把所选择的信号输出到 FFT 电路 572。

根据上述操作，仅仅对一个工作的 FFT 电路执行时分复用，并且使用较小的电路规模补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。然后，仅仅通过添加一个选择器可以计算延迟概况而不增加功耗。

另外，图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541、图 46 的用

于非线性失真均衡的系数估计器 591、图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 以及图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641 可以仅仅在高 C/N 时执行系数更新。在图 70 的非线性失真均衡器 801 中、图 71 的非线性失真均衡器 811 中、图 72 的非线性失真均衡器 821 中、图 73 的非线性失真均衡器 831 中以及图 74 的非线性失真均衡器 841 中提供 C/N 估计器 116，使得该 C/N 估计器 116 计算和平均该 C/N，并且把结果输出，作为 CNR 信号。

在由 CNR 信号所示的 C/N 小于该设置阈值的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器设置 $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 按照与实施例 1 相同的方式输出 $y(n)=x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为该设置阈值或更大的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器执行系数更新。根据上述操作，当 C/N 为低时，可以补偿在受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真而没有负面影响。

在此，尽管在本实施例中仅仅把在非线性失真中显著的第三阶失真消除，如方程(1-1)所示。但是，可以通过使用方程(1-11)补偿第二阶或更高阶的任何高阶的非线性失真。作为用于在这种情况下系数更新方程，对于各个阶次形成如下方程。

$$a_m(n+1) = a_m(n) + ue(n) [FFT(x^m(n))/f(n-L)]^* \quad (m > 1) \cdots \text{方程 (6-11)}$$

在此，形成 $x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

图 58 中示出通过使用图 70 的非线性失真均衡器 801 和图 72 的非线性失真均衡器 821 中的方程(6-11)补偿不低于第二阶失真并且不高于第 K 阶失真的高阶非线性失真的用于非线性失真均衡的系数估计器 681 的结构。也就是说，到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 被信号 $f(n-L)$ 所代替。根据上述操作，可以补偿第二阶或更高的任意高阶非线性失真。

另外，按照相同的方式，在图 71 的非线性失真均衡器 811 中以及在图 74 的非线性失真均衡器 841 中补偿第二阶或更高的任意高阶非线

性失真。在这种情况下中用于非线性失真均衡的系数估计器 711 与图 65 中所示的相同。也就是说，到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 仅仅被信号 $f(n-L)$ 所代替。

另外，按照相同的方式，在图 73 的非线性失真均衡器 831 中补偿第二阶或更高的任意高阶非线性失真。在这种情况下中用于非线性失真均衡的系数估计器 731 与图 67 中所示的相同。也就是说，到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 仅仅被信号 $f(n-L)$ 所代替。

另外，在图 73 的非线性失真均衡器 831 中用于非线性失真均衡的系数估计器 721 被图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641 所代替的情况下，按照相同的方式，可以补偿第二阶或更高的任意高阶非线性失真。在这种情况下中用于非线性失真均衡的系数估计器 751 与图 69 中所示的相同。也就是说，到达复数除法器 505 的传输路径特性 $H(k)$ 仅仅被信号 $f(n-L)$ 所代替。

在此，在每个上述例子中，其中可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真，示出一种情况，分别提供复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和用于每一阶的复数第 m 次幂计算器。但是，例如通过按照实施例 1 相同的方式把 I 和 Q 轴分量顺序输出下一个高阶的电路可以实现电路的共享。另外，可以使用其它共享方法。

实施例 7

下面参照附图描述本发明的实施例 7 中的用于数据接收器的前端处理器。图 75 为示出本实施例中的用于数据接收器的前端处理器 900 的结构。用于数据接收器的前端处理器包括准同步检测器 108 和非线性失真均衡器 901。图 75 的非线性失真均衡器 901 是通过把图 70 的非线性失真均衡器 801 中的差分解调器 802 和用于非线性失真均衡的系数估计器 541 替换为一个差分解调器 902 和用于非线性失真均衡的系数估计器 905 而获得的。差分解调器 902 具有单个符号延迟电路 803、复数共轭计算器 903 和复数乘法器 904。复数共轭计算器 903 是用于仅仅把 Q 数据的正负号反转以产生一个复数共轭的电路。

当由未示出的天线接收受到差分载波调制的一个 OFDM 调制信号时，准同步检测器 108 按照与实施例 1 中相同的方式执行 I 轴和 Q 轴数据的检测，从而产生一个检测的输出 $x(n)$ 。

在下文中描述非线性失真均衡器 901 的操作。在差分解调器 902 中，该单个符号延迟电路 803 把 $f(n)$ 延迟一个 OFDM 符号，从而输出 $f(n-L)$ 。然后，复数共轭计算器 903 产生信号 $f(n-L)$ 的复数共轭信号 $f(n-L)^*$ 。复数乘法器 904 执行复数乘法，把 $f(n)$ 乘以复数共轭信号 $f(n-L)^*$ ，从而执行差分解调，以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。除了用于非线性失真均衡的系数估计器 905 的结构之外，其它部分的操作与图 70 的非线性失真均衡器 801 相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 905 在图 76 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 905 是通过把图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904，并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。

在此，当假设图 75 的差分解调器 902 和误差估计器 104 没有信号处理的延迟，在从信号 $y(n)$ 计算误差信号 $e(n)$ 过程中的延迟量变为 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本。在用于非线性失真均衡的系数估计器 905 中的延迟量还对应于 FFT 电路 502 的 $2L$ 个样本，从而它们的延迟量变为相等。根据上述操作，可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。

下面描述在本实施例中用于非线性失真均衡的系数估计器 905 的系数更新算法。误差信号 $e(n)$ 在来自图 75 的方程(5-1)中表示。另外，定义如下方程。

$$q(n)=f(n) \cdot f(n-L)^* \cdots \text{方程(7-1)}$$

方程(7-1)和方程(5-3)被代入方程(5-1)，从而获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-\text{FFT}(y(n)) \cdot f(n-L)^* \cdots \text{方程(7-2)}$$

方程(1-1)被代入方程(7-2)，从而获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-\text{FFT}(x(n)+a_3(n)x^3(n)) \cdot f(n-L)^* \cdots \text{方程(7-3)}$$

由于 LMS 算法的系数更新收敛速度较慢, 因此当把系数 $a_3(n)$ 作为常量时获得如下方程。

$$e(n)=d(n)-FFT(x(n)) \cdot f(n-L)^*+a_3(n) \cdot FFT(x^3(n)) \cdot f(n-L)^* \cdots \text{方程 (7-4)}$$

在此, 方程(7-4)被代入方程(5-1), 并且执行偏微分, 从而获得如下方程。

$$dJ(a_3)/da_3(n)=2[e(n) \cdot de(n)/da_3(n)]=-2e(n)[FFT(x^3(n)) \cdot f(n-L)^*]^* \cdots \text{方程(7-5)}$$

当假设 $u=2\alpha$ 时, 并且把方程(7-5)代入方程(1-6)时, 获得如下方程。

$$a_3(n+1)=a_3(n)+ue(n)[FFT(x^3(n)) \cdot f(n-L)^*]^* \cdots \text{方程(7-6)}$$

另一方面, 系数 $a_3(n)$ 被在如下方程中表示。

$$a_3(n)=a_3(n-1)+ue(n)[FFT(x^3(n)) \cdot f(n-L)^*]^* \cdots \text{方程(7-7)}$$

在方程(7-7)中, 与误差信号 $e(n)$ 、信号 $x(n)$ 和信号 $f(n-L)^*$ 相比, 系数 $a_3(n)$ 被延迟一个符号。但是, 由于 LMS 算法的系数更新收敛速度相对较慢, 因此该延迟实际上不成为障碍。

FFT 电路 502 在时间 $n=T$ 时按照与实施例 5 相同的方式开始工作。当 n 的范围由方程(5-11)所定义时, 在该时间段中信号 $y(n)$ 和立方值 $x^3(n)$ 的 FFT 变换分别被表示为 $Y^g(k)$ 和 $X_3^g(k)$ 。在这种情况下, 立方值 $Y^g(k)$ 由方程(6-8)所定义, 并且所转换数值 $X_3^g(k)$ 由方程(5-12)所定义。

信号 $f(n-L)$ 在方程(6-9)中表示, 并且在方程(7-6)中, 信号 $f(n-L)$ 和 $FFT(x^3(n))$ 分别表示为变换值 $Y^g(k')$ 和 $X_3^g(k)$, 从而当 $k'=n'-T-gL$ ($n'=n-L$) 和 $k=n-T-gL$ 时获得如下方程。

$$a_3(n+1) = a_3(n) + ue(n) [X_3^g(n-T-gL) \cdot Y^{g-1}(n'-T-(g-1)L)^*]^* \cdots \text{方程 (7-8)}$$

按照与实施例 5 相同的方式, 图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905 中 FFT 电路 502 的输出中对于每两个点中的一个点可以被用作一个代表值, 而剩余的一个点可以被用作一个代表值。这种

情况中，图 32 的蝴蝶运算电路 521 仅仅可以用由虚线所包围的一个部分来实现，从而按照与实施例 5 相同的方式电路规模可以减小到大约 1/2。

另外，按照与实施例 5 相同的方式，图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905 中 FFT 电路 502 的输出中对于每两个点中的一个点可以使用，以执行作为代表值的 1/2 点数的 FFT 变换，而剩余的一个点可以被插值作为代表值。这种情况中，按照实施例 5 中的相同方式，在用于非线性失真均衡的系数估计器 905 中，图 33 的 FFT 电路 502 被图 37 的 FFT 电路 561 所代替。结果，图 32 的蝴蝶运算电路 521 被图 36 的蝴蝶运算电路 551 所代替。因此，与图 32 的蝴蝶运算电路 521 相比，电路规模减小到大约 1/4。

另外，可以取消图 75 中用于非线性失真均衡的系数估计器 905 中的 FFT 电路 502，从而可以对图 75 中非线性失真均衡器 901 中的 FFT 电路 502 执行时分复用。

在图 77 中示出这种情况下用于数据接收器的前端处理器 910 的结构。图 77 的非线性失真均衡器 911 是通过把图 71 的非线性失真均衡器 811 中的差分解调器 802 和用于非线性失真均衡的系数估计器 591 替换为差分解调器 902 和用于非线性失真均衡的系数估计器 912 而获得的。

差分解调器 902 执行信号 $f(n)$ 和复数共轭信号 $f(n-L)^*$ 之间的复数乘法，从而执行差分解调，以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。除了用于非线性失真均衡的系数估计器 912 的操作之外，其它部分的操作与图 71 的非线性失真均衡器 811 相同。

图 78 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 912 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 912 是通过把图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904，并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。根据上述操作，对工作的一个 FFT 电路执行时分复用，并且可以使用较小的电路规模补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的

非线性失真。

另外，在图 75 的非线性失真均衡器 901 中的差分解调器 902 产生传输路径特性 $H(k)$ ，并且对施加到 FFT 电路 502 的传输路径特性 $H(k)$ 执行时分复用，从而可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

在图 79 中示出在这种情况下中的非线性失真均衡器 921 的结构。非线性失真均衡器 921 是通过把图 72 的非线性失真均衡器 821 中的差分解调器 802 和用于非线性失真均衡的系数估计器 541 替换为差分解调器 902 和用于非线性失真均衡的系数估计器 905 而获得的。

差分解调器 902 执行信号 $f(n)$ 和复数共轭信号 $f(n-L)^*$ 之间的复数乘法，从而执行差分解调，以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。另外，在差分解调器 902 中的信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号等等计算传输路径特性 $H(k)$ ，并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到 FFT 电路 572。除了用于非线性失真均衡的系数估计器 905 的操作之外，其它部分的操作与图 72 的非线性失真均衡器 821 相同。

图 76 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 905 的结构。根据上述操作，可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外，可以计算延迟概况而不增加新电路。

另外，在图 75 的非线性失真均衡器 901 中的差分解调器 902 产生传输路径特性 $H(k)$ ，并且对施加到 FFT 电路 502 的传输路径特性 $H(k)$ 执行时分复用，从而可以计算延迟概况 $h'(n)$ 。

在图 80 中示出在这种情况下中的用于数据接收器的前端处理器 930 的结构。非线性失真均衡器 931 是通过把图 73 的非线性失真均衡器 831 中的差分解调器 802 中用于非线性失真均衡的系数估计器 621 替换为差分解调器 902 和用于非线性失真均衡的系数估计器 932 而获得的。

差分解调器 902 执行信号 $f(n)$ 和复数共轭信号 $f(n-L)^*$ 之间的复数乘法，从而执行差分解调，以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。另外，信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信

号等等计算传输路径特性 $H(k)$ ，并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到用于非线性失真均衡的系数估计器 932。除了用于非线性失真均衡的系数估计器 932 的操作之外，其它部分的操作与图 73 的非线性失真均衡器 831 相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 932 的结构在 81 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 932 是通过把图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904，并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)$ 而获得的。根据上述操作，可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。从而，可以计算延迟概况而不添加新电路。

另外，图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905、图 78 的用于非线性失真均衡的系数估计器 912 和图 81 的用于非线性失真均衡的系数估计器 932 可以仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新。

按照与实施例 5 中相同的方式，在图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905、图 78 的用于非线性失真均衡的系数估计器 912 和图 81 的用于非线性失真均衡的系数估计器 932 中提供系数估计控制器 511。按照与实施例 5 相同的方式，在用于非线性失真均衡的系数估计器中的每个电路在系数更新控制信号为“L”时的时间段中停止工作。根据上述操作，即使用于第三阶失真均衡的系数的收敛时间变得略长，用于非线性失真均衡的系数估计器的功耗可以减少到大约 1/2。

另外，在图 80 的非线性失真均衡器 931 中用于非线性失真均衡的系数估计器 932 可以仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新，并且可以在不执行系数更新的 OFDM 符号的周期中计算延迟概况 $h'(n)$ 。

图 82 中示出这种情况的用于非线性失真均衡的系数估计器 941 的结构。用于非线性失真均衡的系数估计器 941 是通过把图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904，并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特征 $H(k)$ 替换为信号

$f(n-L)^*$ 。根据上述操作,可以补偿已经受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外,仅令通过添加一个选择器可以计算延迟概况而不增加功耗。

另外,在图 77 的非线性失真均衡器 911 中用于非线性失真均衡的系数估计器 912 仅仅对每两个 OFDM 符号中的一个 OFDM 符号执行系数更新,并且可以在不执行系数更新的 OFDM 符号的周期中计算延迟概况 $h'(n)$ 。这种情况中,可以对非线性失真均衡器 911 中的 FFT 电路 572 执行时分复用。

图 83 中示出在这种情况下用于数据接收器的前端处理器 950 的结构。非线性失真均衡器 951 是通过把图 74 的非线性失真均衡器 831 中的非线性失真均衡器 841 中的差分解调器 802 和用于非线性失真均衡的系数估计器 591 替换为差分解调器 902 和用于非线性失真均衡的系数估计器 912 而获得的。

差分解调器 902 执行信号 $f(n)$ 和复数共轭信号 $f(n-L)^*$ 之间的复数乘法,从而执行差分解调,以便于把信号 $q(n)$ 输出到误差估计器 104。另外,信道特性估计器 504 通过使用包含在信号 $f(n)$ 中的导频信号等等计算传输路径特性 $H(k)$,并且把该传输路径特性 $H(k)$ 输出到选择器 632。除了用于非线性失真均衡的系数估计器 912 的操作之外,其它部分的操作与非线性失真均衡器 841 相同。

用于非线性失真均衡的系数估计器 912 与图 78 中所示的相同。立方值 $x^3(n)$ 被从复数立方计算器 121 输出到选择器 632。选择器 632 通过系数更新控制信号选择该立方值 $x^3(n)$ 或者传输路径特性 $H(k)$,并且把所选择的信号输出到 FFT 电路 572。

根据上述操作,仅仅对一个工作的 FFT 电路执行时分复用,并且可以使用较小的电路规模补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真。另外,仅仅通过添加一个选择器可以计算延迟概况而不增加功耗。

另外,图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905、图 78 的用于非线性失真均衡的系数估计器 912、图 81 的用于非线性失真均衡的

系数估计器 932 以及图 82 的用于非线性失真均衡的系数估计器 941 可以仅仅在高 C/N 时执行系数更新。C/N 估计器 116 被提供在图 75 的非线性失真均衡器 901 中、图 77 的非线性失真均衡器 911 中、图 79 的非线性失真均衡器 921 中、图 80 的非线性失真均衡器 931 中以及图 83 的非线性失真均衡器 951 中。然后，C/N 估计器 116 计算并平均该 C/N，并且输出其结果作为一个 CNR 信号。

在由 CNR 信号所示的 C/N 小于设置的阈值的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器设置 $a_3(n)=0$ ，并且用于非线性失真均衡的复数信号转换器 102 输出 $y(n)=x(n)$ 。在由 CNR 信号所示的 C/N 为设置的阈值或更大的情况下，用于非线性失真均衡的系数估计器执行系数更新。根据上述操作，可以补偿受到差分载波调制的 OFDM 基带信号中的非线性失真，而没有在低 C/N 的时候造成负面影响。

在此，在本实施例中，仅仅消除作为方程(1-1)中所示的非线性失真的主要的第三阶失真。但是，通过使用方程(1-11)可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。作为这种情况的系数更新方程，获得在各个阶次中的如下方程：

$$a_m(n+1) = a_m(n) + ue(n) [FFT(x^m(n)) \cdot f(n-L)^*]^* \quad (m > 1) \cdots \text{方程 (7-9)}$$

在此，形成 $x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n)$ 。

图 84 中示出用于非线性失真均衡的系数估计器 961 的结构图，其通过使用图 75 的 901 和图 79 的非线性失真均衡器 921 中的方程(7-9)至少补偿第二阶失真最多补偿第 K 阶失真的高阶非线性失真。用于非线性失真均衡的系数估计器 961 是通过把图 58 的用于非线性失真均衡的系数估计器 681 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904 并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。根据上述操作，可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。

另外，按照相同的方式在图 77 的非线性失真均衡器 911 和图 83 的非线性失真均衡器 951 中可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性

性失真。这种情况的用于非线性失真均衡的系数估计器 971 的结构在图 85 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 971 是通过把图 65 的用于非线性失真均衡的系数估计器 711 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904 并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。

另外, 按照相同的方式在图 80 的非线性失真均衡器 931 中可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况的用于非线性失真均衡的系数估计器 981 的结构在图 86 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 981 是通过把用于非线性失真均衡的系数估计器 731 中的复数除法器 505 替换为复数乘法器 904 并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。

另外, 在图 80 中的非线性失真均衡器 931 中用于非线性失真均衡的系数估计器 932 被替换为图 82 的用于非线性失真均衡的系数估计器 941, 按照相同的方式, 可以补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真。这种情况的用于非线性失真均衡的系数估计器 991 的结构在图 87 中示出。用于非线性失真均衡的系数估计器 991 是通过把图 69 的用于非线性失真均衡的系数估计器 751 中的复数除法器 705 替换为复数乘法器 904 并且把到达复数乘法器 904 的传输路径特性 $H(k)$ 替换为信号 $f(n-L)^*$ 而获得的。

在此, 示出一种情况, 其中补偿第二阶或更高阶的任意高阶非线性失真的上述例子分别具有复数第 K 次幂计算器 163、复数平方计算器 164 和每一阶的复数第 m 次幂计算器。但是, 按照与实施例 1 相同的方式, 例如通过把 I 和 Q 轴分量顺序输出到下一个较高阶的电路可以实现电路的共享。另外, 可以使用其它共享方法。

在此, 在实施例 1 至 7 中, 用准同步检测器 108 执行正交检测。但是这仅仅是一个例子, 并且可以用其它方法执行正交检测。

在实施例 1 至 7 中, 方程(1-1)和(1-11)示出用于非线性失真均衡的复数信号转换器的转换方程。但是, 这仅仅是例子, 可以使用其它转换方程。另外, 在实施例 1 至 7 中使用 $x^m(n) = |x^{m-1}(n)|x(n)$ ($m > 1$), 特

别是 $x^3(n) = |x^2(n)|x(n)$, 但是其它方程也可以用作表示 $x^m(n)$ 和 $x^3(n)$ ($m > 1$) 的方程。

另外, 在上述实施例 1 中, 方程(1-8)、(1-10)和(1-12)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 2 中, 方程(2-1)、(2-3)和(2-4)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 3 中, 方程(1-8)、(1-10)、(3-4)至(3-6)和(1-12)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 4 中, 方程(2-1)、(4-3)至(4-6)和(2-4)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 5 中, 方程(5-8)、(5-10)、(5-25)和(5-26)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 6 中, 方程(6-6)和(6-11)被用作用于非线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是, 可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新, 或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外, 在上述实施例 7 中, 方程(7-6)和(7-9)被用作用于非线性

失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是，可以对每 d 个符号(d 为大于等于 2 的整数)执行一次系数更新，或者可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外，尽管在上述实施例 1 至 4 中没有具体描述调制系统，但是应用本发明的非线性失真均衡器的调制系统不限于特定的系统，而可以是各种调制系数，例如 OFDM、QAM、VSB 或 PSK。

另外，尽管在上述实施例 1 至 7 中用于非线性失真均衡的系数估计器的步长参数 μ 对每个阶次是共享的，但是可以对每个阶次分配各不相同的一个步长参数 μ_m 。

另外，相位同步建立的确定方法、上述实施例 1 至 4 中所示的 C/N 计算方法以及在上述实施例 3 和 4 中的线性失真均衡收敛的确定方法仅仅是举例，并且可以使用其它方法。

另外，在上述实施例 5 至 7 中所示的 C/N 计算方法仅仅是举例，并且可以使用其它方法。

另外，尽管在上述实施例 1 至 7 中示出一种情况，其中把上升余弦滤波器用作为非线性失真均衡器中的低通滤波器，但是可以使用其它低通滤波器。

另外，在本实施例 3 中，把方程(3-2)用作为用于线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外，在本实施例 4 中，把方程(4-1)用作为用于线性失真均衡的系数估计器的系数更新方程。但是可以使用除了最陡梯度方法之外的 LMS 算法或者除了 LMS 之外的一种算法。

另外，尽管在本实施例 5 中，通过使用图 30 中所示的同步检测解调器 503 执行同步解调，但是这仅仅是一个例子。

另外，尽管在上述实施例 6 和 7 中，通过使用图 70 中所示的差分解调器 802 和图 75 中所示的差分解调器 902 执行差分解调，但是这仅仅是一个例子。

另外，在上述实施例 5 至 7 中，FFT 的点数 $L=4$ 被用作为用于描

述 FFT 电路 502 的操作的一个例子。另外，为了简化，FFT 电路 502 假设在时间 $n=T=0$ 时开始工作，并且假设 $g=0$ 。但是这些数值仅仅是举例。

另外，在上述实施例 5 至 7 中，在图 33、37、41 和 60 中分别示出 FFT 电路 502、561、572 和 692 的结构。然后，这些电路操作分别在图 34、38、42 至 45 和 61 至 64 中示出，而处理延迟为 $2L$ 个样本。但是，这些仅仅是举例，并且本发明不限于上述例子。

下述实施例具有如下配置，其中系数估计控制器 511 输出一个系数更新控制信号，而对于每两个 OFDM 符号，仅仅有一个 OFDM 符号变为“H”。

(1) 实施例 5

图 31 的用于非线性失真均衡的系数估计器 506

图 40 的用于非线性失真均衡的系数估计器 573

图 51 的用于非线性失真均衡的系数估计器 612

图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631

(2) 实施例 5 和 6

图 35 的用于非线性失真均衡的系数估计器 541

图 46 的用于非线性失真均衡的系数估计器 591

图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器 621

图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641

(3) 实施例 7

图 76 的用于非线性失真均衡的系数估计器 905

图 78 的用于非线性失真均衡的系数估计器 912

图 81 的用于非线性失真均衡的系数估计器 932

图 82 的用于非线性失真均衡的系数估计器 941

但是，当 f 为大于或等于 2 的整数时，对于每 f 个 OFDM 符号，仅仅使一个 OFDM 符号变为“H”的系数更新控制信号被输出，从而

在用于非线性失真均衡的上述系数估计器中的每个电路对于“L”的符号停止工作。

下列实施例具有一种配置，其中该系数更新控制信号对于所有“L”的符号操作FFT电路，从而计算该延迟概况 $h'(n)$ 。

(1)实施例 5；图 53 的用于非线性失真均衡的系数估计器 631，

(2)实施例 5 和 6；图 54 的用于非线性失真均衡的系数估计器 641，

(3)实施例 7；图 82 的用于非线性失真均衡的系数估计器 941。

但是，为了减小功耗，当 f 为大于或等于 2 的整数时，从“L”的全部符号中对于每 f 个 OFDM 符号，可以仅仅在一个 OFDM 符号过程中计算延迟概况 $h'(n)$ 。在这种情况下，FFT 电路可以在剩余的 $(f-1)$ 个 OFMD 符号的时间周期中停止。

下列实施例具有这样的配置，其中 FFT 电路 572 以两倍于正常速度的速度而工作，从而对全部符号计算延迟概况 $h'(n)$ 。

(1)实施例 5；图 47 的非线性失真均衡器 601，

(2)实施例 5 和 6，通过把图 47 的非线性失真均衡器 601 中的系数估计器替换为用于非线性失真均衡的系数估计器 541 而获得的非线性失真均衡器，

(3)实施例 6；图 72 的非线性失真均衡器 821，以及

(4)实施例 7；图 79 的用于非线性失真均衡的非线性失真均衡器 921。

但是，为了减小功耗，当 f 为大于或等于 2 的整数时，对于每 f 个 OFDM 符号，可以仅仅在一个 OFDM 符号过程中计算延迟概况 $h'(n)$ 。在这种情况下，FFT 电路可以在剩余的 $(f-1)$ 个 OFMD 符号的时间周期中停止。

在下列实施例中，通过使 FFT 电路 572 以两倍于正常速度的速度而工作，从而对全部符号计算延迟概况 $h'(n)$ 。

(1)实施例 5；图 51 的系数估计器 612，

(2)实施例 5 和 6，图 52 的用于非线性失真均衡的系数估计器

621, 以及

(3) 实施例 7; 图 81 的用于非线性失真均衡的系数估计器 932。

但是, 为了减小功耗, 当 f 为大于或等于 2 的整数时, 对于每 f 个 OFDM 符号, 可以仅仅在一个 OFDM 符号过程中计算延迟概况 $h'(n)$ 。在这种情况下, FFT 电路可以在剩余的 $(f-1)$ 个 OFMD 符号的时间周期中停止。

在下列实施例中, 通过使 FFT 电路 502 用于全部符号, 而计算延迟概况 $h'(n)$, 其中系数更新控制信号为 0。

(1) 实施例 5; 图 68 的系数估计器 741,

(2) 实施例 5 和 6, 图 69 的用于非线性失真均衡的系数估计器 751, 以及

(3) 实施例 7; 图 87 的用于非线性失真均衡的系数估计器 991。

但是, 为了减小功耗, 当 f 为大于或等于 2 的整数时, 在全部符号中, 对于每 f 个 OFDM 符号, 可以仅仅在一个 OFDM 符号过程中计算延迟概况 $h'(n)$ 。在这种情况下, FFT 电路 502 可以在剩余的 $(f-1)$ 个 OFMD 符号的时间周期中停止。在补偿其它阶的非线性失真的情况中, 可以用相同的方式进行配置以减小功耗。

下列实施例具有用于每一阶的复数 FFT 电路 502。

(1) 实施例 5; 图 57 的系数估计器 671,

(2) 实施例 5 和 6, 图 58 的用于非线性失真均衡的系数估计器 681, 以及

(3) 实施例 7; 用于非线性失真均衡的系数估计器 941。

但是, 该电路例如可以替换为图 41 中所示的一个 FFT 电路 572, 从而按照两倍于正常速度的速度而工作, 从而执行时分复用并且可以补偿第二阶失真和第 K 阶失真。在补偿其它阶的非线性失真的情况中, 如果需要的话可以增加 FFT 电路 572 的复用程度。

另外, 尽管在实施例 5 至 7 中没有特别提到频率同步, 但是在频率同步的捕获过程中当假设 $a_3(n)=0$ 时, 在建立频率同步之后可以开始用于非线性失真均衡的系数估计器的操作。

另外, 在本实施例 5 至 7 中, 对于每两个点中的一个点被用作为在用于非线性失真均衡的系数估计器中 FFT 电路 502 的输出的一个代表值, 通过使用作为一个插值方程的方程(5-17), 使剩余的一个点被插值。这仅仅是一个例子。当 FFT 变换的点数为 L 时, c 为大于等于 2 的整数, q 为大于等于 0 并且不大于 $c-1$ 的整数, 以及 r 为大于等于 $-(c-1)$ 并且小于等于 0 的整数, 设置如下方程:

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=X_3^g((p-1)c+q)(p=2,3,\dots,(L/c-1))\cdots \text{方程(8-1)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=X_3^g((p-1)c+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0)\cdots \text{方程(8-2)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=X_3^g((p-1)c+q)(p=L/c \text{ 和 } q+b \leq c-1)\cdots \text{方程(8-3)}$$

$$X_3^{g-1}(L+q+b)=X_3^g((p-1)c+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1)\cdots \text{方程(8-4)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)=X_3^g((p-1)c+q)(p=L/c \text{ 和 } q+b \geq c)\cdots \text{方程(8-5)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+(c-1))$$

如上述方程所示, 对于每 c 个点中的一个点被用作为 FFT 变换的输出中的一个代表值, 而剩余的 $(c-1)$ 个点可以被插值为该代表值。

在此, 在下文中描述方程(8-1)至(8-5)。以 $L=16$, $C=4$ 和 $m=3$ 的情况为例, 补偿第三阶失真。使用方程(8-1)至(8-5)的插值模式在图 88 至 95 中示出。图 88 至 95 为针对于 $X_3^g(k)$ 的示意图, 其中横坐标表示载波数 k 。

图 88 和 89: $q=0$

图 90 和 91: $q=1$

图 92 和 93: $q=2$

图 94 和 95: $q=3$

在此, (a) $r=0$, (b) $r=-1$, (c) $r=-2$ 和 (d) $r=-3$ 。

在图 88 至 95 中, 阴影线的方框表示用作为代表值的载波数, 而剩余的方框表示用于通过来自分别表示载波数的方框中的数字进行插值的载波数。如图 88 至 95 中所示, 在方程(8-1)至(8-5)中的每个字母表示如下内容。

p : 在每个符号中第 p 个代表值($1 \leq p \leq c/L$)

q: 用作为代表值的最小载波数($0 \leq q \leq c-1$)

b: 一个载波数与用作为代表值的载波数之间的差值($r \leq b \leq r+(c-1)$)

r: b 的最小值($-(c-1) \leq r \leq 0$)

q+b 的范围在如下方程中表示:

$$-(c-1) \leq q+b \leq 2(c-1) \cdots \text{方程(8-6)}$$

也就是说, 用作为代表值的该载波数由 **q** 所确定, 并且执行插值载波数的范围通过使用第 **p** 个代表值来确定。当 **b** 为 0 时, 用作为代表值的载波数由它本身所表示, 并且当把-或+号附加到 **b** 上时, 分别示出在被用作为代表值的载波数之前或之后的载波数。

L=16 和 **c=4** 被代入方程(8-1)至(8-5), 从而分别获得如下方程:

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=X_3^g(4(p-1)+q)(p=2,3) \cdots \text{方程(8-7)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=X_3^g(4(p-1)+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0) \cdots \text{方程(8-8)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=X_3^g(4(p-1)+q)(p=4 \text{ 和 } q+b \leq 3) \cdots \text{方程(8-9)}$$

$$X_3^{g-1}(16+q+b)=X_3^g(4(p-1)+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1) \cdots \text{方程(8-10)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)=X_3^g(4(p-1)+q)(p=4 \text{ 和 } q+b \geq 4) \cdots \text{方程(8-11)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+3)$$

在方程(8-1)至(8-5)中的每个字母表示如下内容。

p: 第 **p** 个代表值($1 \leq p \leq 4$)

q: 用作为代表值的最小载波数($0 \leq q \leq 3$)

b: 一个载波数与用作为代表值的载波数之间的差值($r \leq b \leq r+3$)

r: b 的最小值($-3 \leq r \leq 0$)

q+b 的范围在如下方程中表示:

$$-3 \leq q+b \leq 6 \cdots \text{方程(8-12)}$$

方程(8-7)至(8-9)示出一种情况, 其中通过在第 **g** 个 OFDM 符号中结束而执行插值。由于 **L=16**, 因此载波数 **k** 在如下范围中:

$$0 \leq k \leq 15 \cdots \text{方程(8-13)}$$

根据方程(8-12)形成如下方程:

$$1 \leq 4(p-1)+q+b \leq 14(p=2,3) \cdots \text{方程(8-14)}$$

$$-3 \leq 4(p-1)+q+b \leq 6(p=1) \cdots \text{方程(8-15)}$$

$$9 \leq 4(p-1)+q+b \leq 18(p=4) \cdots \text{方程(8-16)}$$

当 $p=2$ 或 3 ，不需要使用多个方程来代表载波数，它仅仅在方程(8-7)中表示。另一方面，当形成 $p=1$ ， $q+b \leq -1$ 以超过方程(8-13)的范围，因此需要使用多个方程，即方程(8-8)和(8-10)。在 $q+b \leq -1$ 的情况下，也就是说在方程(8-15)中获得负数的情况下，在方程(8-10)中所示在一个 OFDM 符号之前的数据被插值。按照上述的相同方式，当形成 $p=4$ ， $q+b \geq 4$ 方程(8-13)的范围，因此，需要使用多个方程，例如方程(8-9)和(8-11)。在 $q+b \geq 4$ 的情况中，也就是说 16 或更大，在方程(8-16)中，在一个 OFDM 符号之前的数据被插值，如方程(8-11)所示。

另外，在本实施例 5 至 7 中，例如使用用于非线性失真均衡的系数估计器中 FFT 电路 502 的输出的每两个点中的一个点来设置一个代表值。然后，通过使用方程(5-17)作为插值方程，使剩余的一个点被插值。

但是，系数 h_1 和 h_3 被用于设置如下方程：

$$X_3^0(1)=h_1X_3^0(0), X_3^0(3)=h_3X_3^0(2) \cdots \text{方程(8-17)}$$

系数 h_1 和 h_3 是用于获得如下方程的数值(用于线性插值的系数)。

$$h_1X_3^0(0): X_3^0(0) \text{ 和 } X_3^0(2) \text{ 的平均值}$$

$$h_3X_3^0(2): X_3^0(2) \text{ 和 } X_3^1(2) \text{ 的平均值}$$

在用于补偿第三阶失真的 $m=3$ 的情况下，当 FFT 变换的点数为 L 时设置如下方程， c 为大于等于 2 的整数， q 大于等于 0 并且不大于 $c-1$ 的整数，以及 r 为大于等于 $-(c-1)$ 并且不大于 0 的整数。

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)(p=2,3,\cdots,(L/c-1)) \cdots \text{方程(8-18)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0) \cdots \text{方程(8-19)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)(p=L/c \text{ 和 } q+b \leq c-1) \cdots \text{方程(8-20)}$$

$$X_3^{g-1}(L+q+b)=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1) \cdots \text{方程(8-21)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)(p=L/c \text{ 和 } q+b \geq c) \cdots \text{方程(8-22)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+(c-1))$$

系数 h_{gpb} 可以用这样的方式在方程(8-1)至(8-5)中倍乘。对于该系

数值, 例如相邻的代表值可以用于获得线性差值。

当以 $L=16$ 和 $c=4$ 为例, 获得如下方程:

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=h_{gpb}X_3^g(4(p-1)+q)(p=2,3)\cdots \text{方程(8-23)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=h_{gpb}X_3^g(4(p-1)+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0)\cdots \text{方程(8-24)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)=h_{gpb}X_3^g(4(p-1)+q)(p=4 \text{ 和 } q+b \leq 3)\cdots \text{方程(8-25)}$$

$$X_3^{g-1}(16+q+b)=h_{gpb}X_3^g(4(p-1)+q)(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1)\cdots \text{方程(8-26)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)=h_{gpb}X_3^g(4(p-1)+q)(p=4 \text{ 和 } q+b \geq 4)\cdots \text{方程(8-27)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+3)$$

系数 h_{gpb} 可以用上述方式在方程(8-7)至(8-11)中倍乘。对于该系数值, 例如相邻的代表值可以用于获得线性差值。

另外, 在本实施例 5 至 7 中, 例如根据方程(5-18), 使用用于非线性失真均衡的系数估计器的 FFT 电路 502 的输入的每两个点中的一个点, 以对 $1/2$ 的点数执行 FFT 变换, 从而获得一个代表值。另外, 通过使用方程(5-19)作为一个插值方程, 剩余的一个点被插值。但是, 这仅仅是一个例子。

在用于补偿第三阶失真的 $m=3$ 的情况下, 当 FFT 变换的点数为 L 时设置如下方程, c 为大于等于 2 的整数, q 为大于等于 0 并且不大于 $c-1$ 的整数, 以及 r 为大于等于 $-(c-1)$ 并且不大于 0 的整数。

$$X_3^g((p-1)c+q)'=\sum_{s=1 \text{ to } L/c} X_3^3(T+gL+(s-1)c+q)W_{L/c}^{(p-1)(s-1)}$$

$$W_{L/c}=e^{-j2\pi e/(L/c)}(p=1,2,\dots,L/c)\cdots \text{方程(8-28)}$$

对于上述 FFT 的输入的每 c 个点中的一个点被使用, 以执行 $1/c$ 点数的 FFT 变换, 从而获得一个代表值。在这种情况下中获得如下方程:

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=X_3^g((p-1)c+q)'(p=2,3,\dots,(L/c-1))\cdots \text{方程(8-29)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=X_3^g((p-1)c+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0)\cdots \text{方程(8-30)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=X_3^g((p-1)c+q)'(p=L/c \text{ 和 } q+b \leq c-1)\cdots \text{方程(8-31)}$$

$$X_3^{g-1}(L+q+b)'=X_3^g((p-1)c+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1)\cdots \text{方程(8-32)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)'=X_3^g((p-1)c+q)'(p=L/c \text{ 和 } q+b \geq c)\cdots \text{方程(8-33)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+(c-1))$$

按照这样一种方式, 剩余的(c-1)个点可以被插值为该代表值。以 L=16 和 c=4 的一种情况为例, 获得如下方程:

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)'=X_3^g(4(p-1)+q)'(p=2,3) \cdots \text{方程(8-34)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)'=X_3^g(4(p-1)+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0) \cdots \text{方程(8-35)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)'=X_3^g(4(p-1)+q)'(p=4 \text{ 和 } q+b \leq 3) \cdots \text{方程(8-36)}$$

$$X_3^{g-1}(16+q+b)'=X_3^g(4(p-1)+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1) \cdots \text{方程(8-37)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)'=X_3^g(4(p-1)+q)'(p=4 \text{ 和 } q+b \geq 4) \cdots \text{方程(8-38)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+3)$$

仅仅通过把图 88 至 95 中的 $X_3^g(k)$ 替换为 $X_3^g(k)'$ 即可获得方程(8-34)至(8-38)的插值方程。

另外, 在本实施例 5 至 7 中, 例如使用用于非线性失真均衡的系数估计器的 FFT 电路 502 的输入的每两个点中的一个点, 来执行 1/2 点数的 FFT 变换, 从而获得一个代表值。另外, 在这种结构中, 其中剩余的一个点被插值为上述代表值, 使用方程(5-19)作为该插值方程。

但是, 可以设置系数 h_1 和 h_3 以获得如下方程:

$$X_3^0(1)'=h_1X_3^0(0)', X_3^0(3)'=h_3X_3^0(1)' \cdots \text{方程(8-39)}$$

在上述方程的情况下, 用于执行线性插值的如下数值假设为该系数值。

$$h_1X_3^0(0)':X_3^0(0)' \text{ 和 } X_3^0(2)'$$

$$h_3X_3^0(1)':X_3^0(2)' \text{ 和 } X_3^1(0)'$$

在用于补偿第三阶失真的 $m=3$ 的情况下, 当 FFT 变换的点数为 L, c 为大于等于 2 的整数, q 为大于等于 0 并且不大于 c-1 的整数, 以及 r 为大于等于 -(c-1) 并且不大于 0 的整数时, 设置如下方程:

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)'(p=2,3, \dots, (L/c-1)) \cdots \text{方程(8-40)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0) \cdots \text{方程(8-41)}$$

$$X_3^g((p-1)c+q+b)'=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)'(p=L/c \text{ 和 } q+b \leq c-1) \cdots \text{方程(8-42)}$$

$$X_3^{g-1}(L+q+b)'=h_{gpb}X_3^g((p-1)c+q)'(p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1) \cdots \text{方程(8-43)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)' = h_{gpb} X_3^g((p-1)c+q)' (p=L/c \text{ 和 } q+b \geq c) \cdots \text{方程(8-44)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+(c-1))$$

可以按照这样一种方式在方程(8-29)至(8-33)中倍乘该系数 h_{gpb} 。
相邻的代表值例如被用作执行线性插值的系数值。

作为一个例子, 假设 $L=16$ 和 $c=4$ 的情况, 从而形成如下方程:

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)' = h_{gpb} X_3^g(4(p-1)+q)' (p=2,3) \cdots \text{方程(8-45)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)' = h_{gpb} X_3^g(4(p-1)+q)' (p=1 \text{ 和 } q+b \geq 0) \cdots \text{方程(8-46)}$$

$$X_3^g(4(p-1)+q+b)' = h_{gpb} X_3^g(4(p-1)+q)' (p=4 \text{ 和 } q+b \leq 3) \cdots \text{方程(8-47)}$$

$$X_3^{g-1}(16+q+b)' = h_{gpb} X_3^g(4(p-1)+q)' (p=1 \text{ 和 } q+b \leq -1) \cdots \text{方程(8-48)}$$

$$X_3^{g+1}(q+b)' = h_{gpb} X_3^g(4(p-1)+q)' (p=4 \text{ 和 } q+b \geq 4) \cdots \text{方程(8-49)}$$

$$(b=r, r+1, \dots, r+3)$$

因此可以在方程(8-34)至(8-38)中倍乘该系数 h_{gpb} 。

另外, 在本实施例 5 至 7 中, 通过把估计函数 $J(a_3)$ 定义为方程(1-5)获得该系数更新方程。显然, 该系数更新方程随着估计方程 $J(a_3)$ 的改变而改变, 如下关系本质上等价于实施例 5 至 7 中的情况。

在实施例 5 中, 对于方程(1-5)的估计函数 $J(a_3)$ 获得系数更新方程(5-8)。在这种情况下, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3) = |e(n) \cdot H(k)|^2 \cdots \text{方程(8-50)}.$$

在这种情况下, 系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + u[e(n) \cdot H(k)] \cdot [\text{FFT}(x^3(n))]^* \cdots \text{方程(8-51)}.$$

另外, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3) = |\text{IFFT}(e(n) \cdot H(k))|^2 \cdots \text{方程(8-52)}$$

在上述方程中, $\text{IFFT}(e(n) \cdot H(k))$ 表示 $(e(n) \cdot H(k))$ 的 FFT 变换。

这种情况下的系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1) = a_3(n) + u \cdot \text{IFFT}(e(n) \cdot H(k)) x^3(n)^* \cdots \text{方程(8-53)}$$

在实施例 6 中, 对于方程(1-5)的估计函数 $J(a_3)$ 获得系数更新方程(6-6)。在这种情况下, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3) = |e(n) \cdot f(n-L)|^2 \cdots \text{方程(8-54)}.$$

在这种情况下, 系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1)=a_3(n)+u[e(n) \cdot f(n-L)] \cdot [FFT(x^3(n))]^* \quad \cdots \text{方程(8-55)}.$$

另外, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3)=|IFFT(e(n) \cdot f(n-L))|^2 \quad \cdots \text{方程(8-56)}.$$

这种情况中, 系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1)=a_3(n)+u \cdot IFFT(e(n) \cdot f(n-L))x^3(n)^* \quad \cdots \text{方程(8-57)}.$$

在实施例 7 中, 对于方程(1-5)的估计函数 $J(a_3)$ 获得系数更新方程(7-6)。这种情况中, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3)=|e(n)/f(n-L)^*|^2 \quad \cdots \text{方程(8-58)}.$$

在这种情况下, 系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1)=a_3(n)+u[e(n)/f(n-L)^*] \cdot [FFT(x^3(n))]^* \quad \cdots \text{方程(8-59)}.$$

另外, 估计函数 $J(a_3)$ 被定义如下:

$$J(a_3)=|IFFT(e(n)/f(n-L)^*)|^2 \quad \cdots \text{方程(8-60)}.$$

这种情况中, 系数更新方程如下给出:

$$a_3(n+1)=a_3(n)+u \cdot IFFT(e(n)/f(n-L)^*)x^3(n)^* \quad \cdots \text{方程(8-61)}.$$

另外, 在上述实施例中的非线性均衡方法可以存储在一个可编程存储器中, 并且可以通过使用 CPU 实时地执行该非线性均衡方法, 从而可以实现本发明的目的。

使用计算器模拟检测本发明的效果。允许一个 OFDM-16QAM 信号(1024 个载波)通过一个非线性放大器, 其中 16QAM 用于初始调制, 在该非线性放大器在饱和区域中工作的情况中改变补偿, 从而通过调节步长参数 μ , 执行平均误码率的测量。

而在 $C/N=17\text{dB}$ 的模拟结果在图 96 中示出。该模拟结果表示当没有通过非线性均衡处理的补偿以防止由于非线性失真所造成的误码率变差时, 回退(back off)大约为 15dB, 当通过非线性均衡处理进行补偿时, 回退大约为 5dB。如上文所述, 本发明的结构可以把回退减小 10dB。

应当知道, 尽管已经参照优选实施例描述了本发明, 但是本领域的专业技术人员可以设想出各种其它实施例和变型, 这在本发明的范围和精神之内, 并且这种其它实施例和变型被所附权利要求所覆盖。

在此包含于 2001 年 4 月 9 日递交的日本在先申请 2001-110202 以及 2001 年 12 月 27 日递交的日本申请 2001-397657 的文本以供参考。

图 1

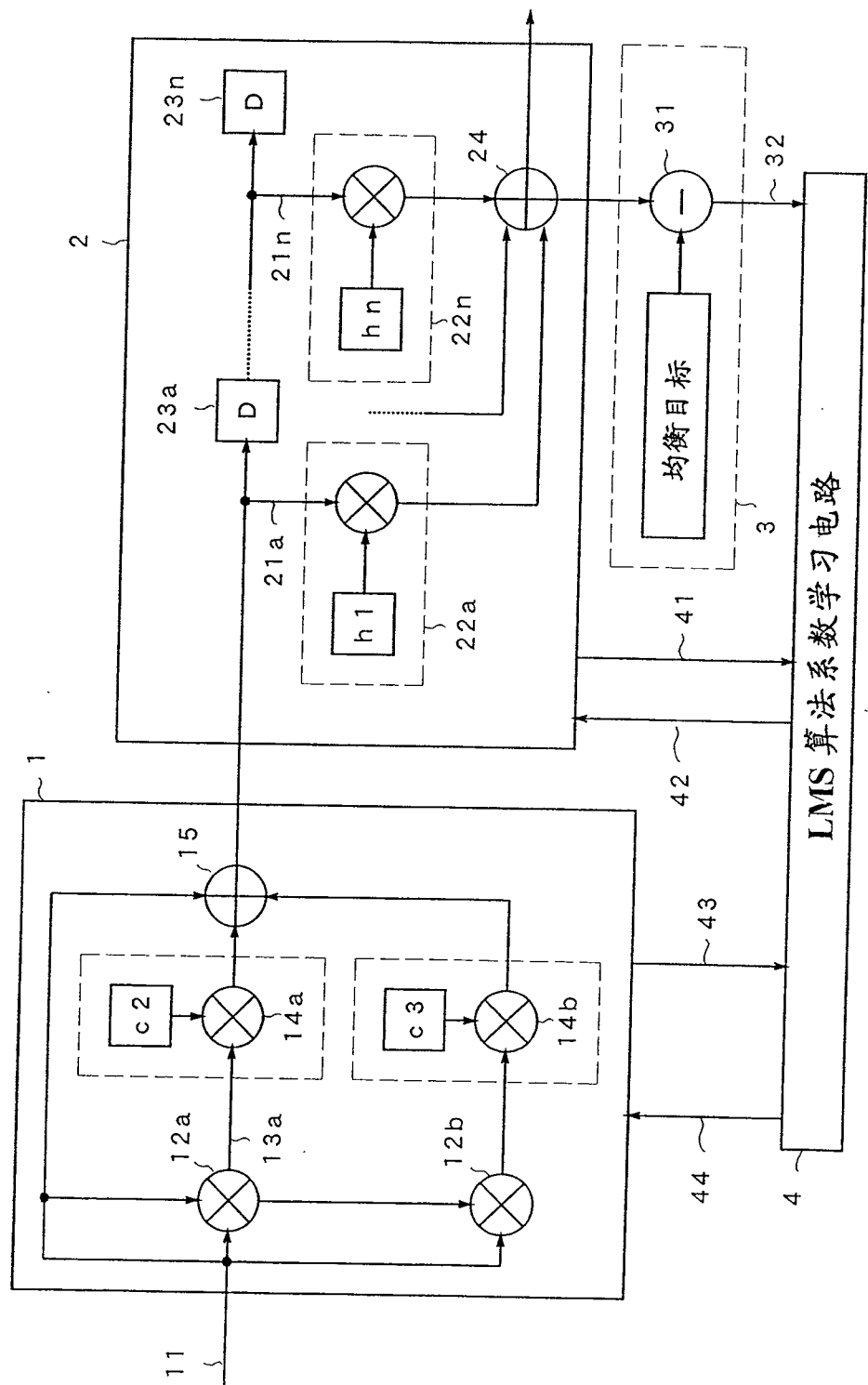


图 2

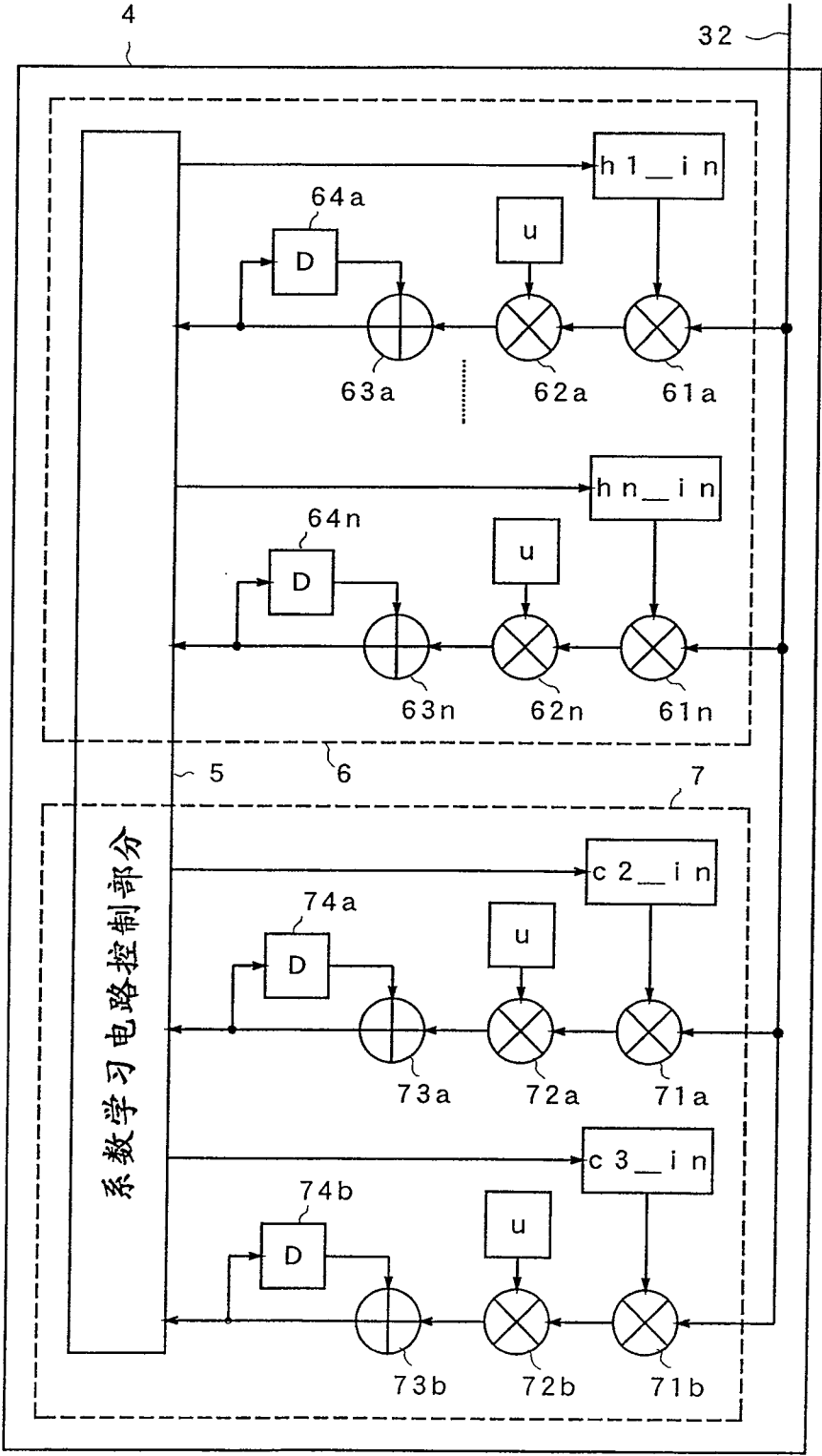


图 3

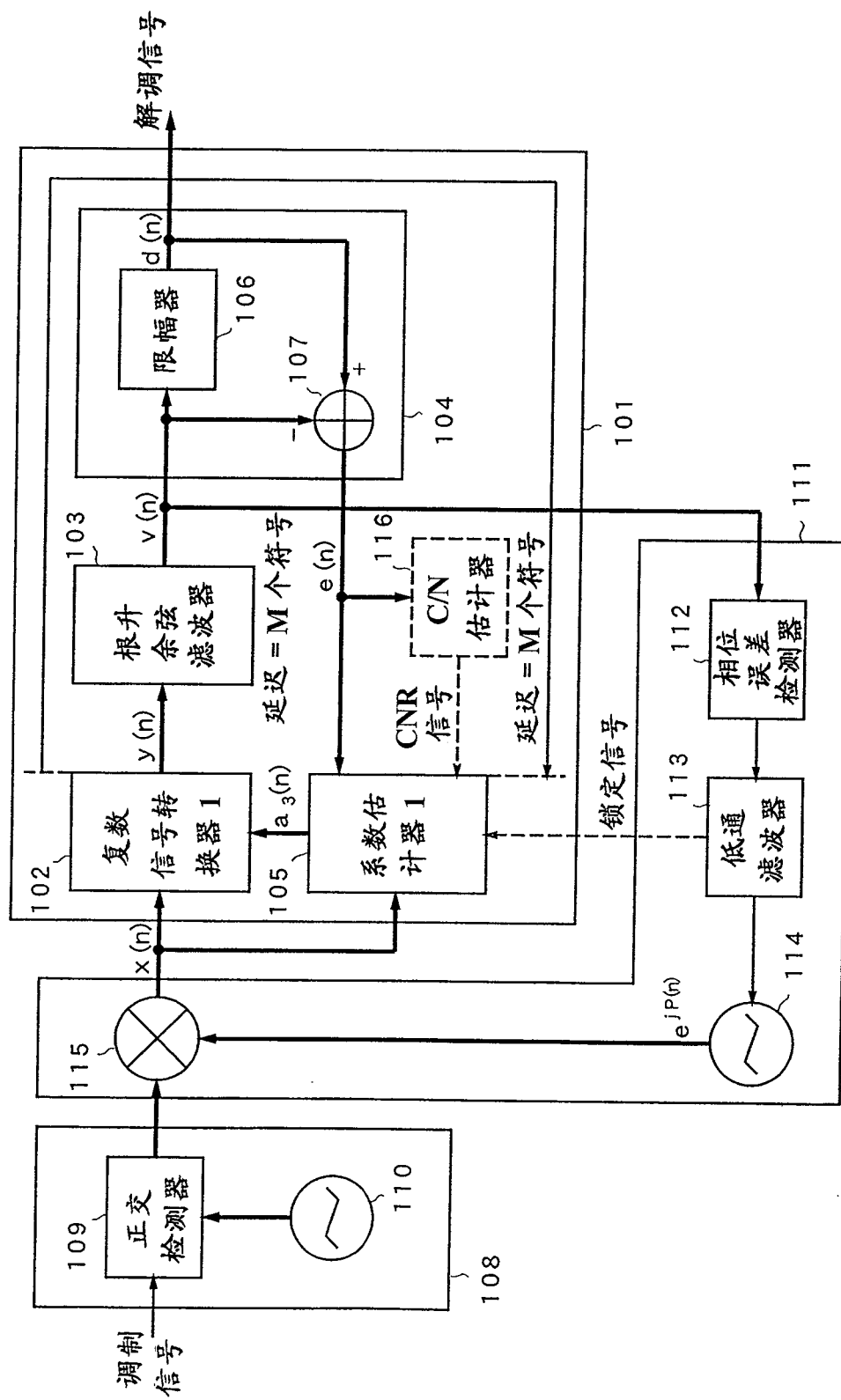


图 4

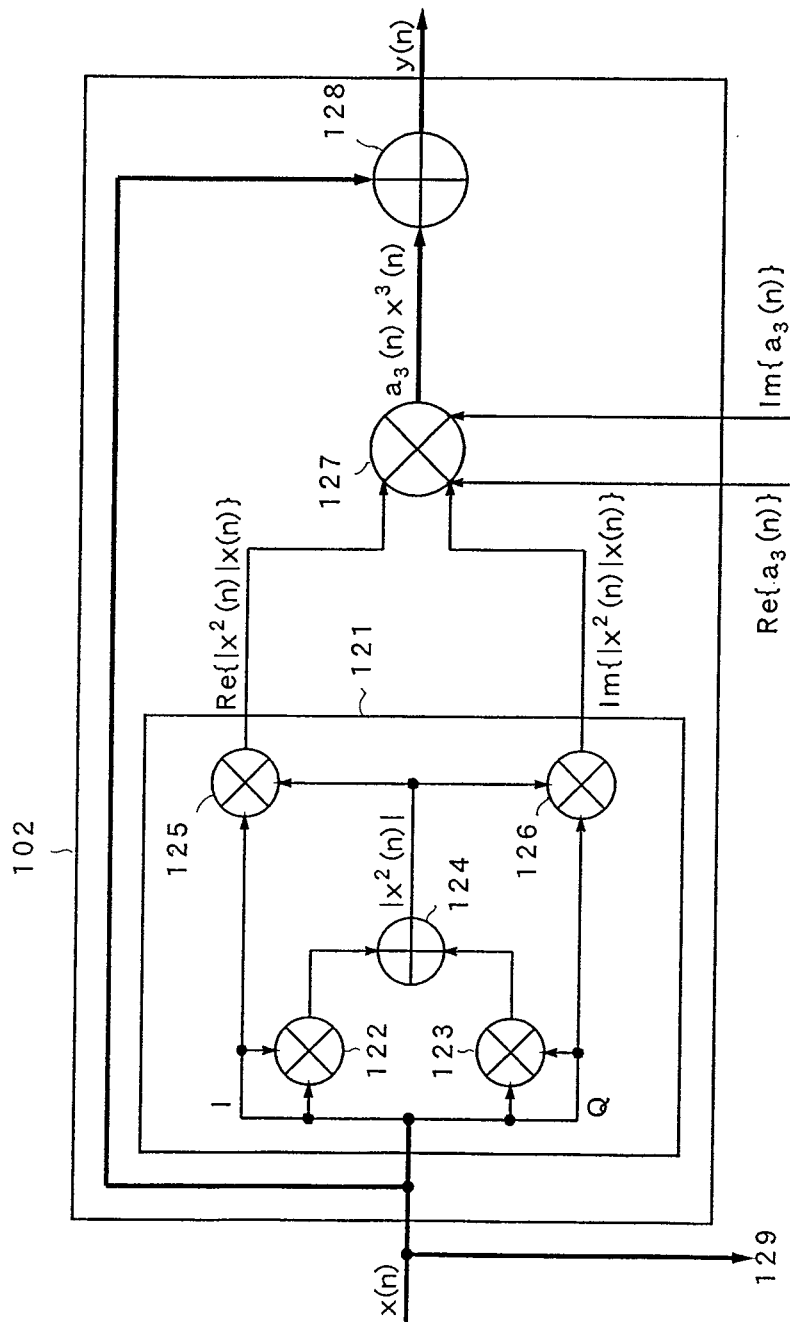


图 5

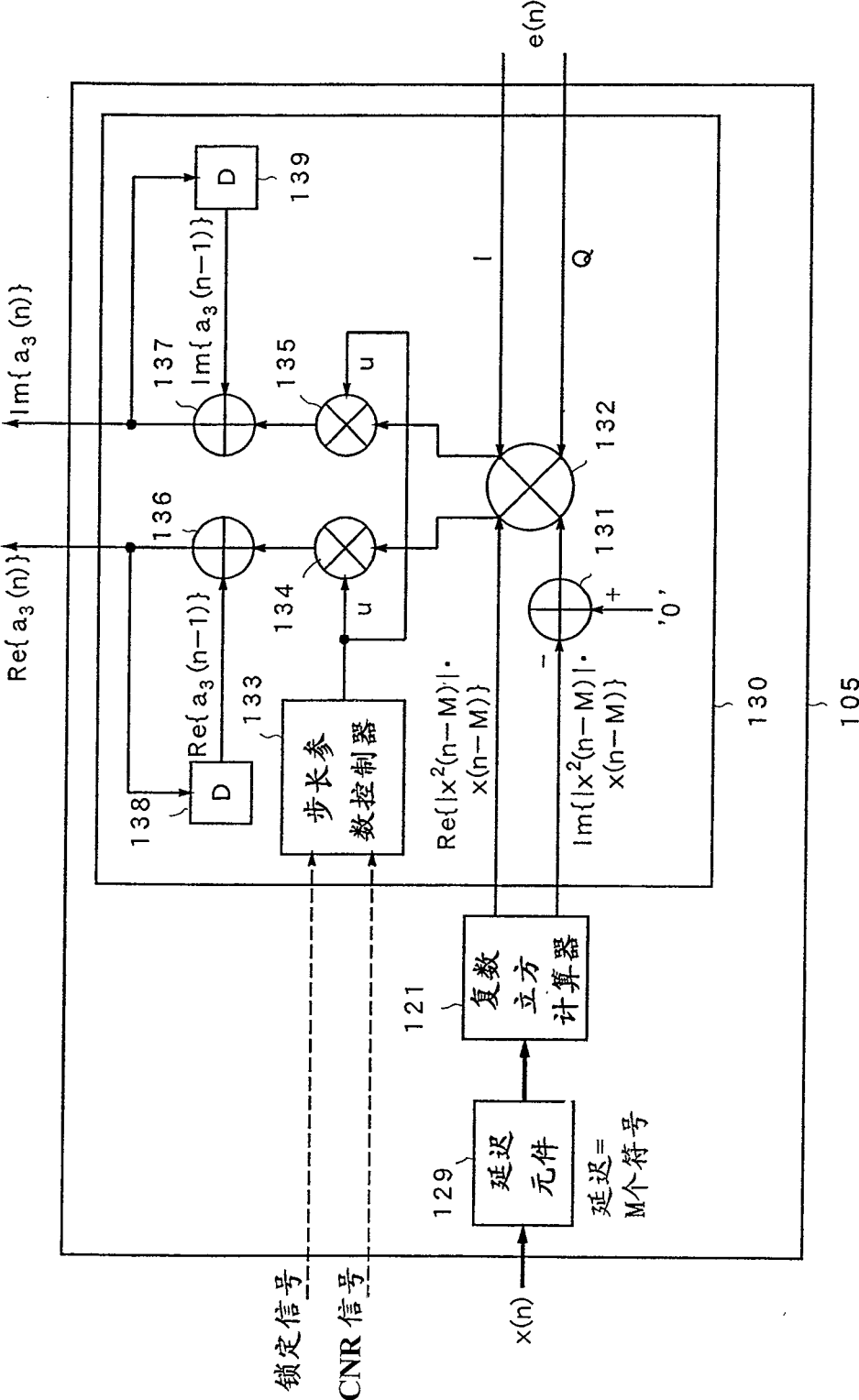


图 6

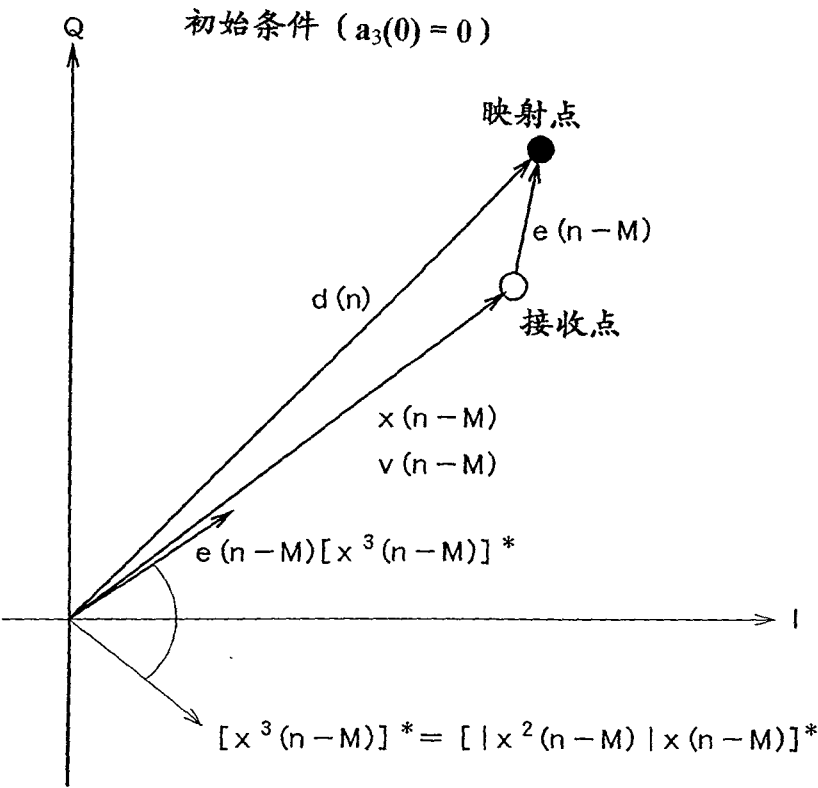


图 7

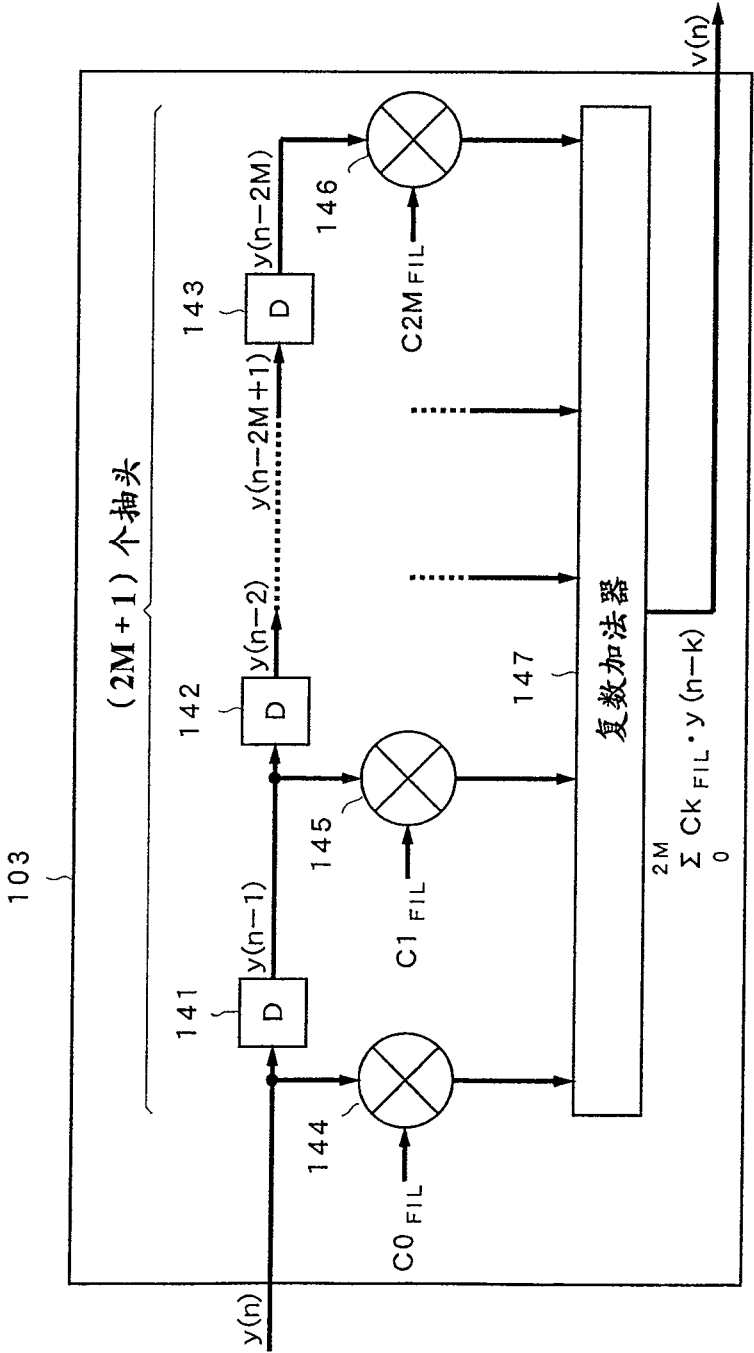


图 8

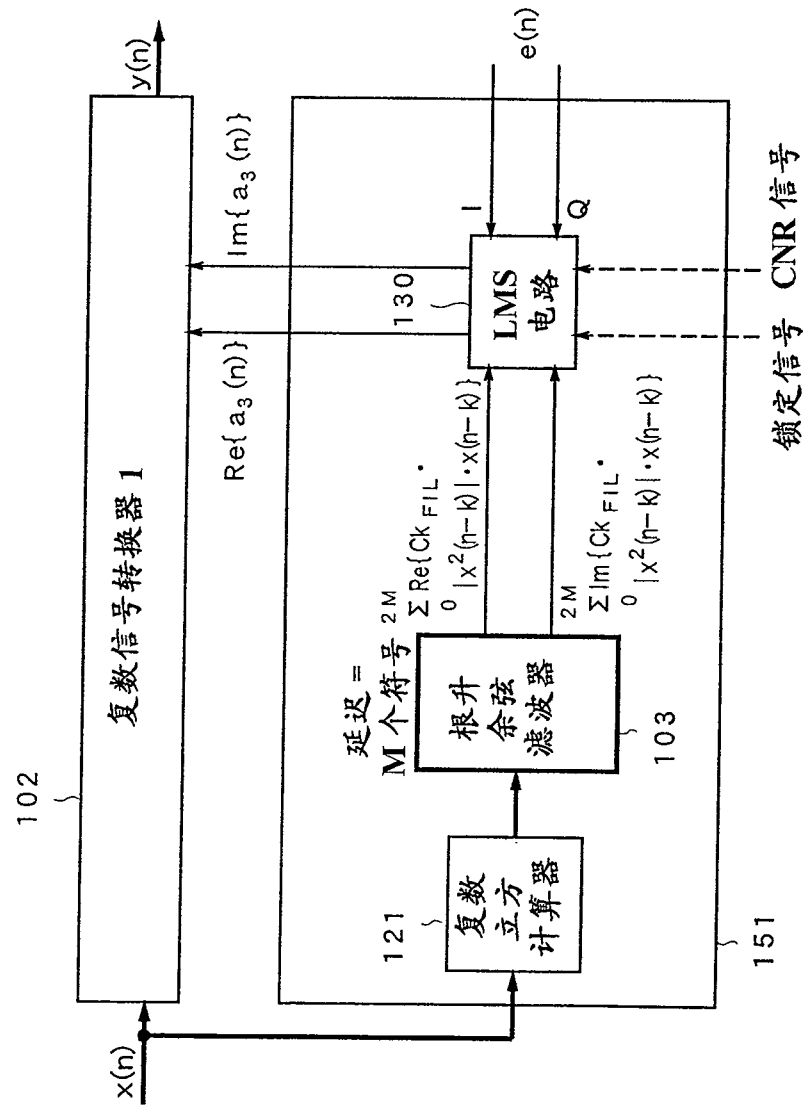


图 9

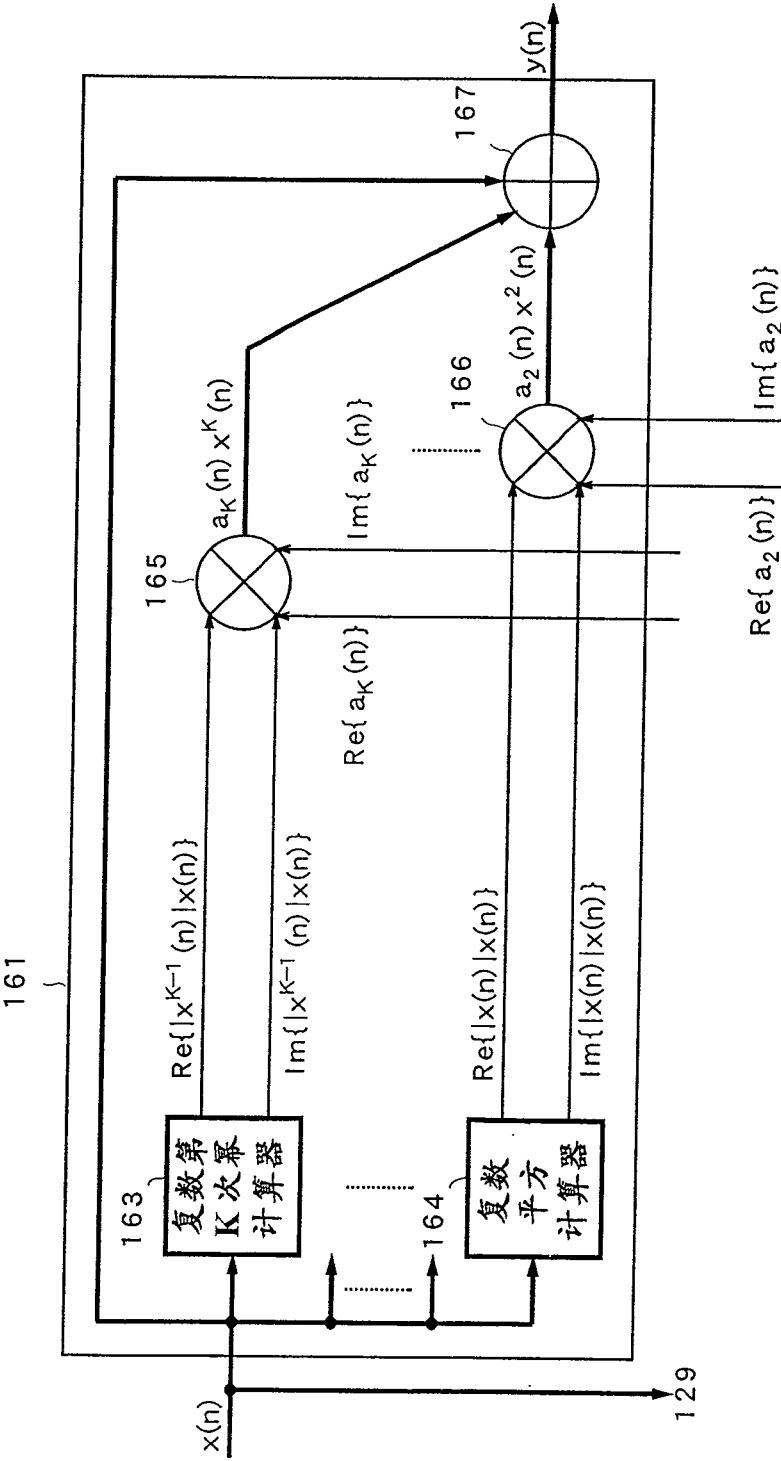


图 10

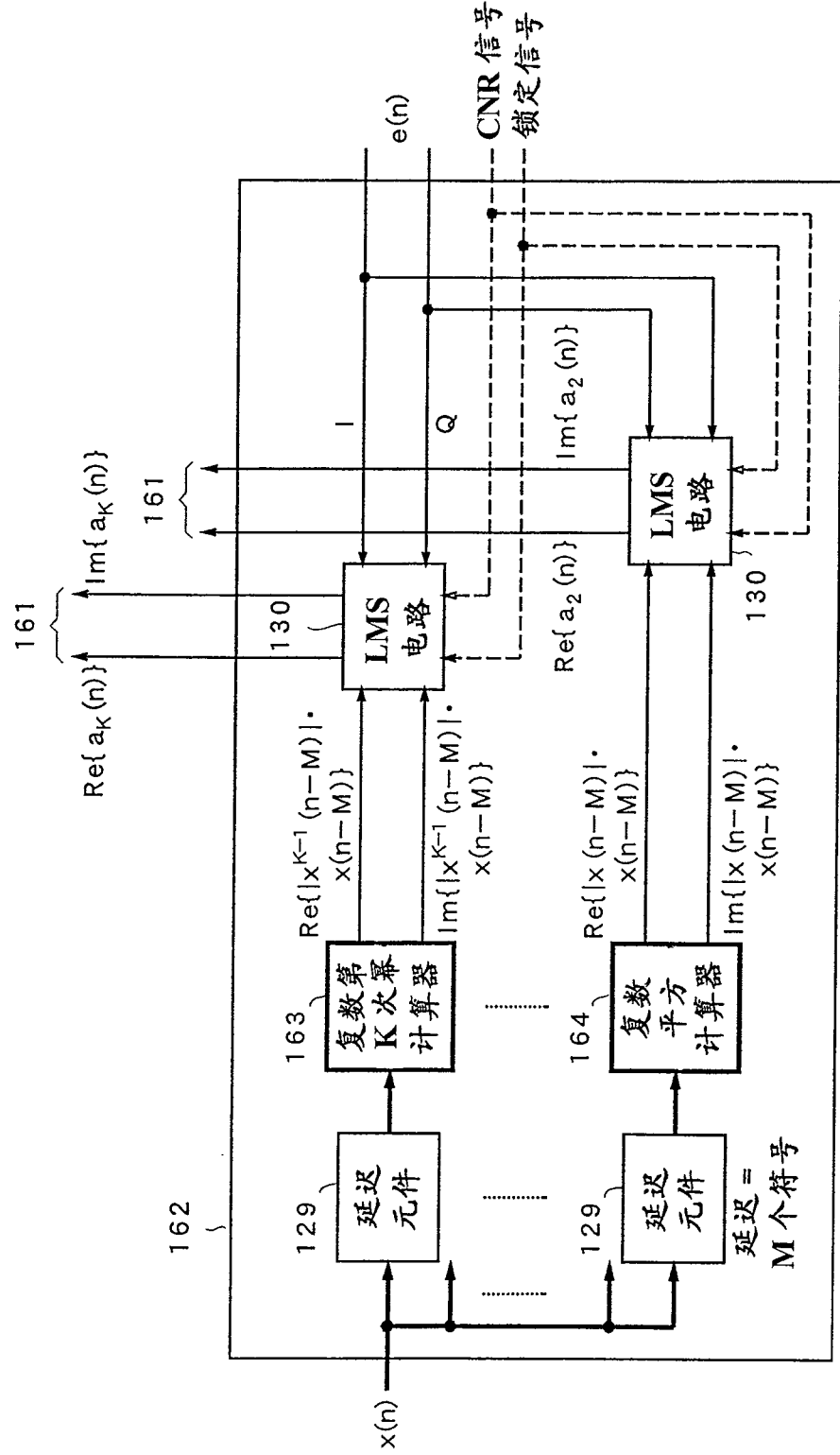


图 11

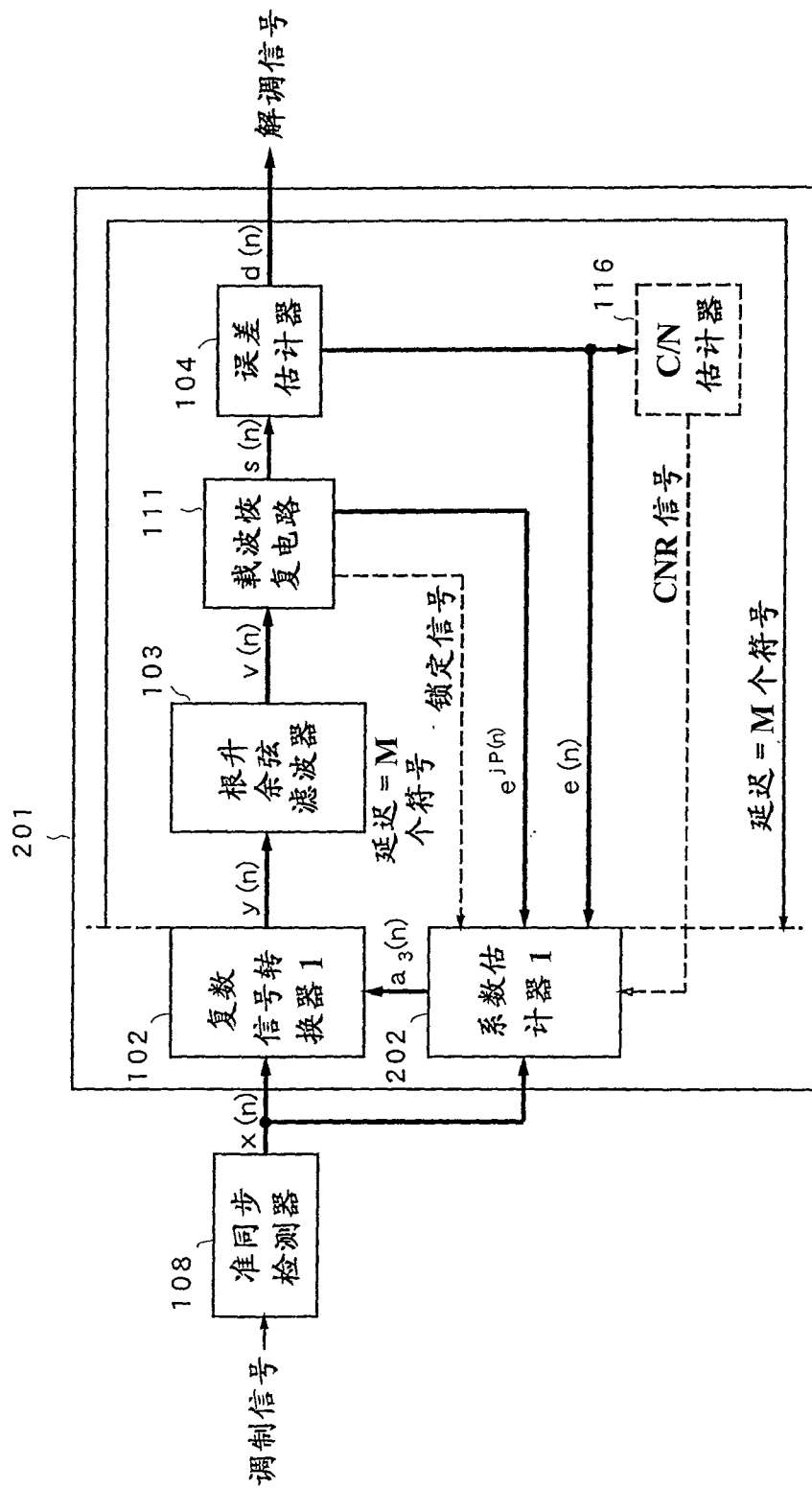


图 12

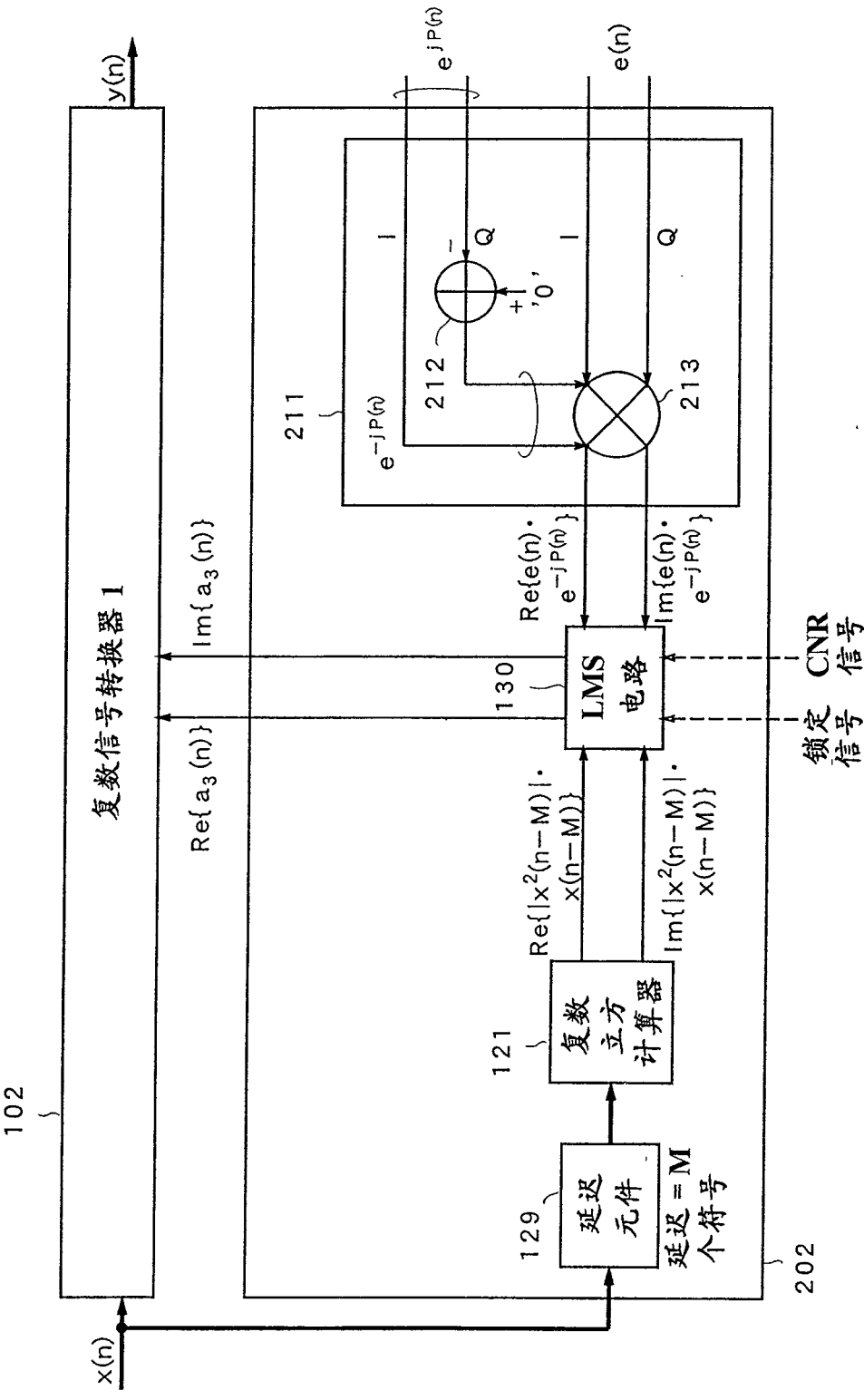


图 13

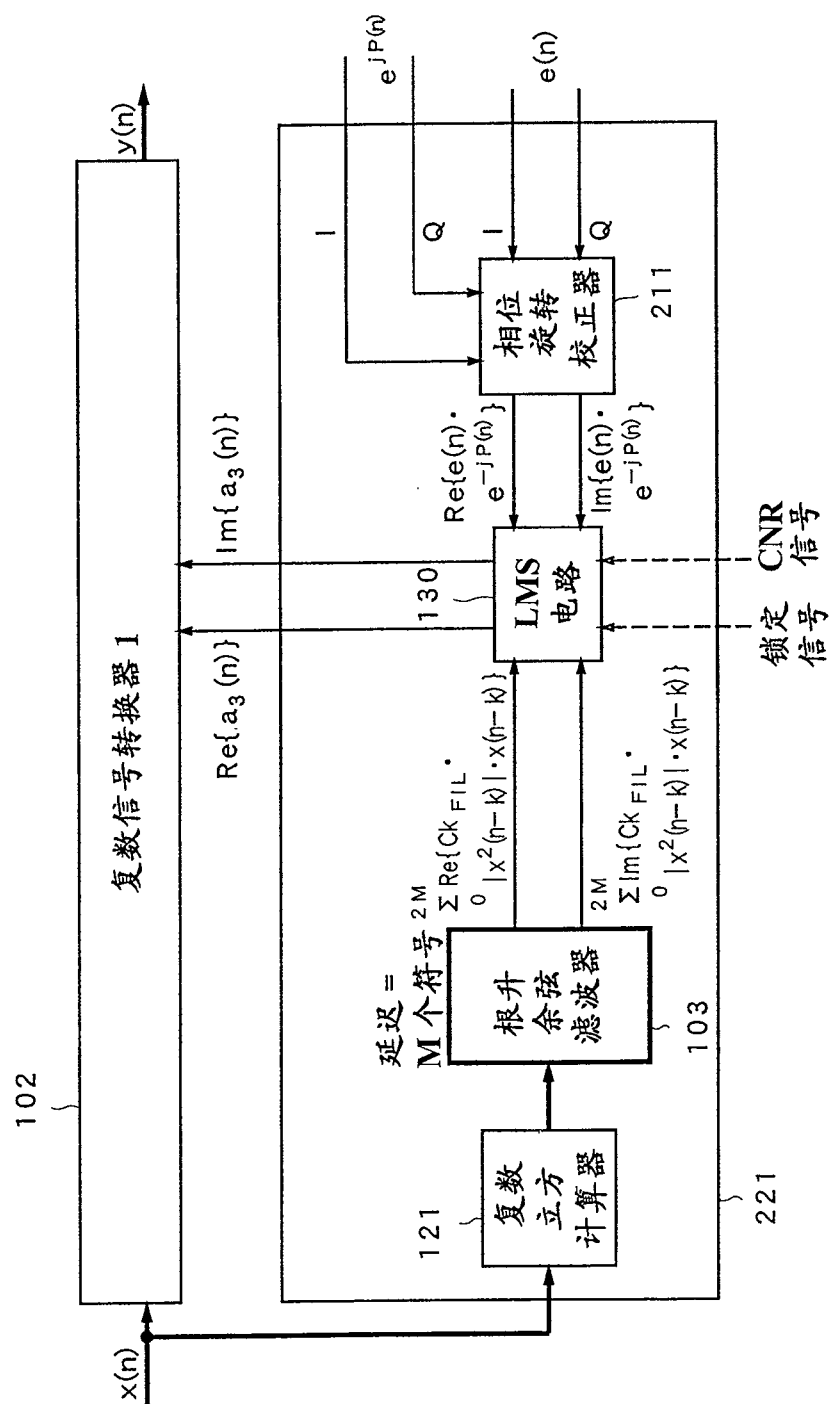


图 14

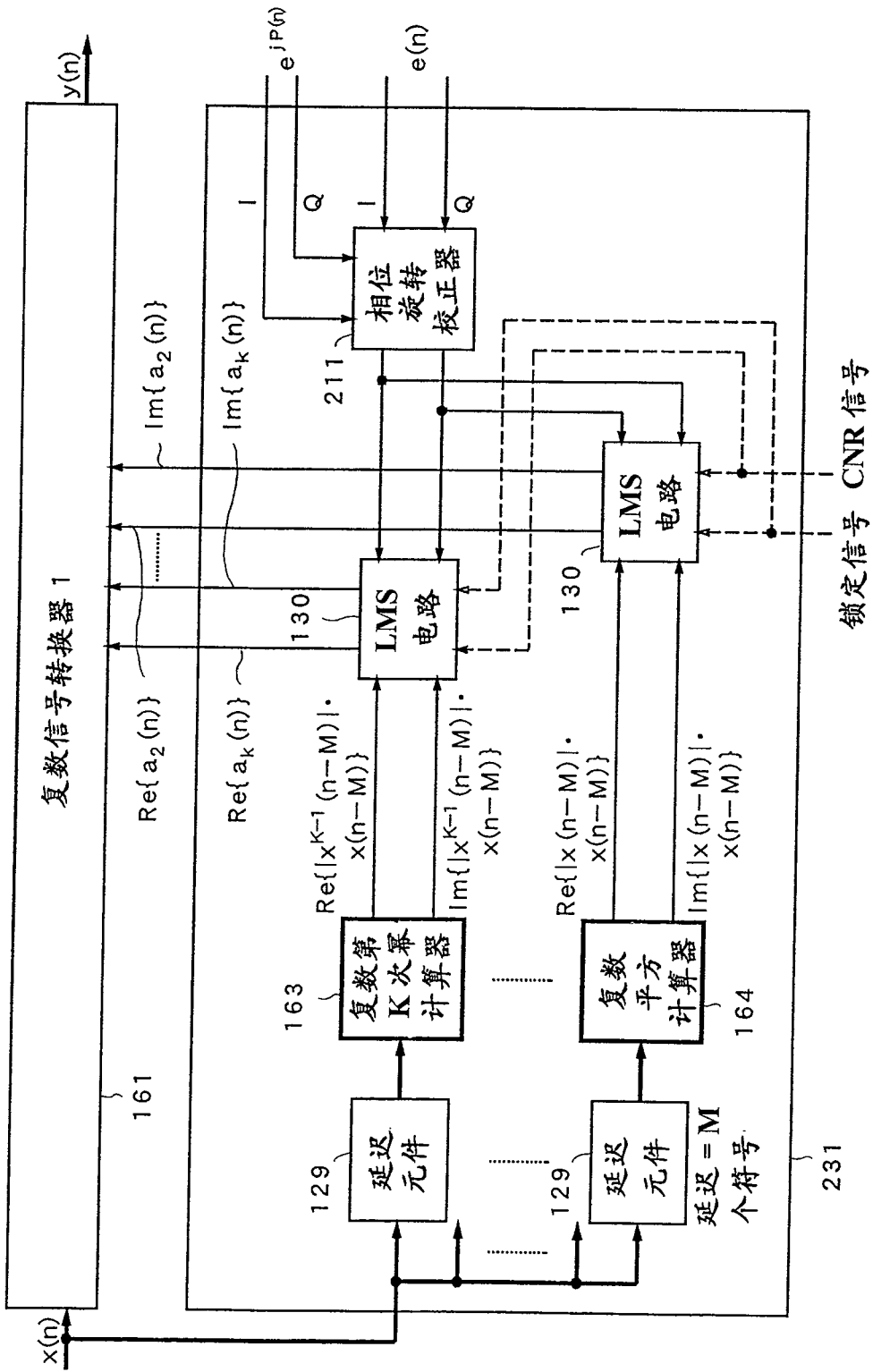


图 1 6

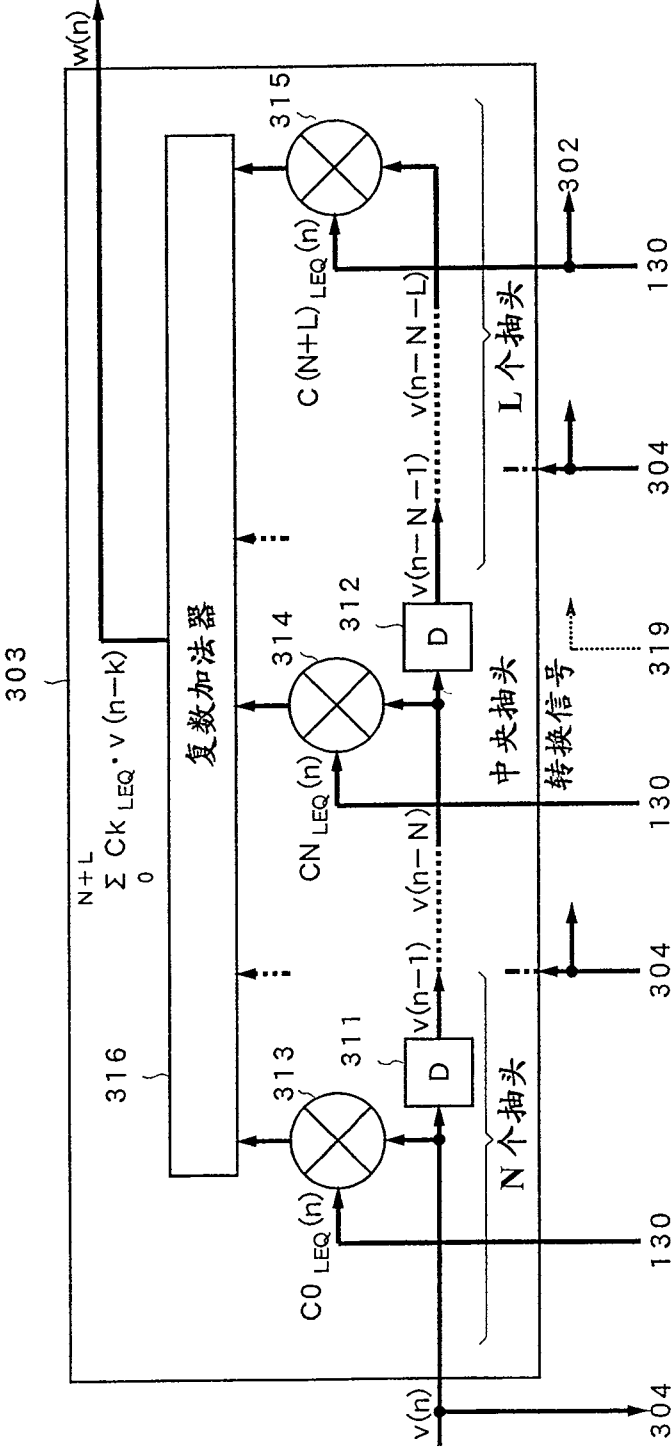


图 17

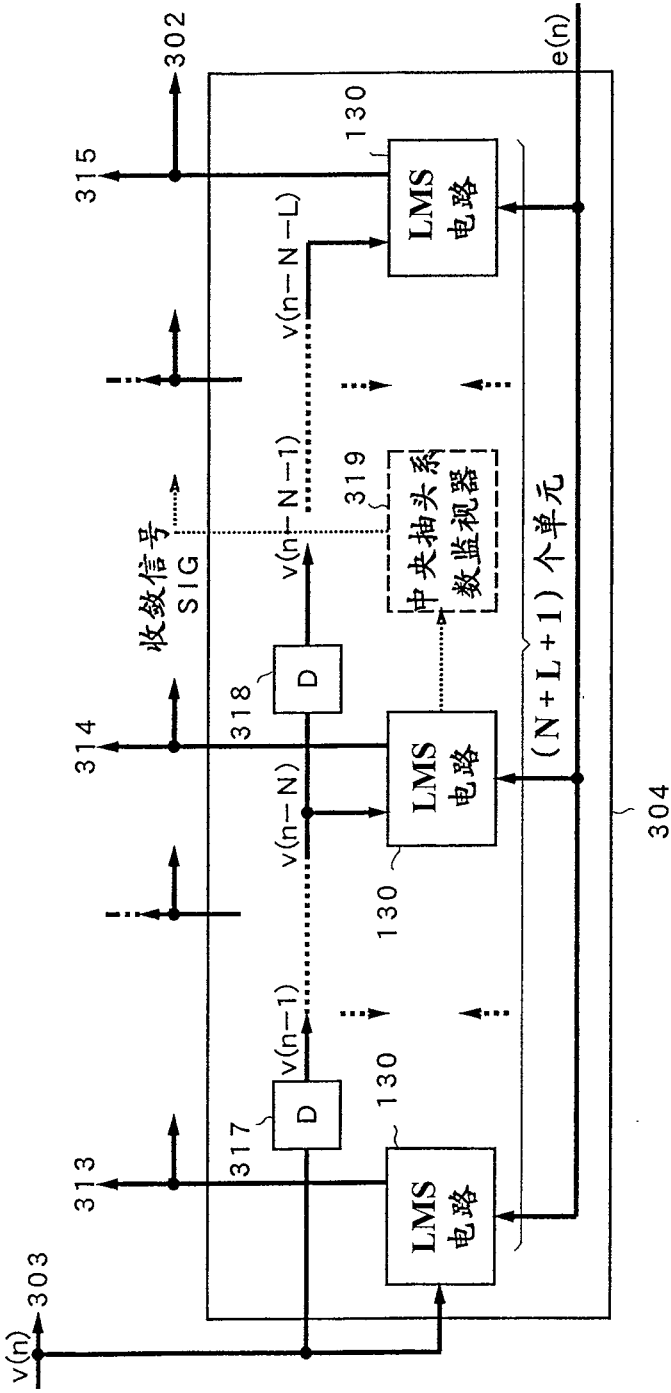


图 18

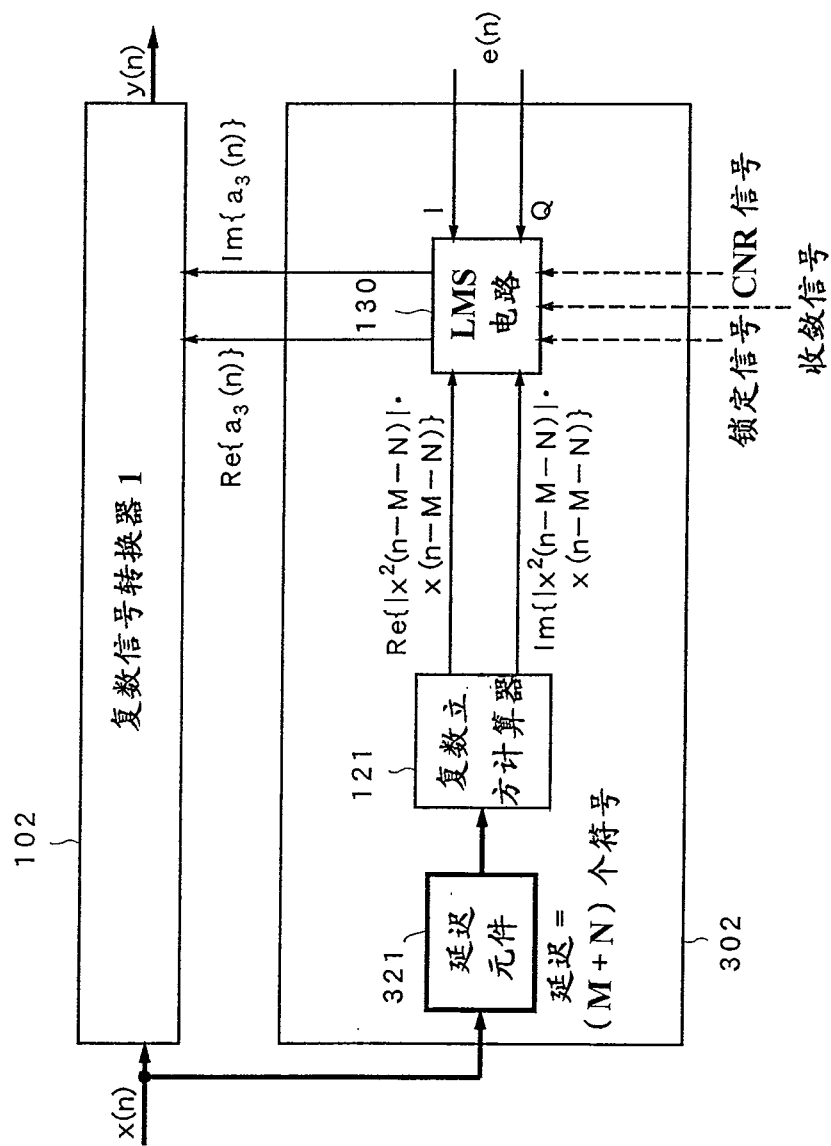


图 19

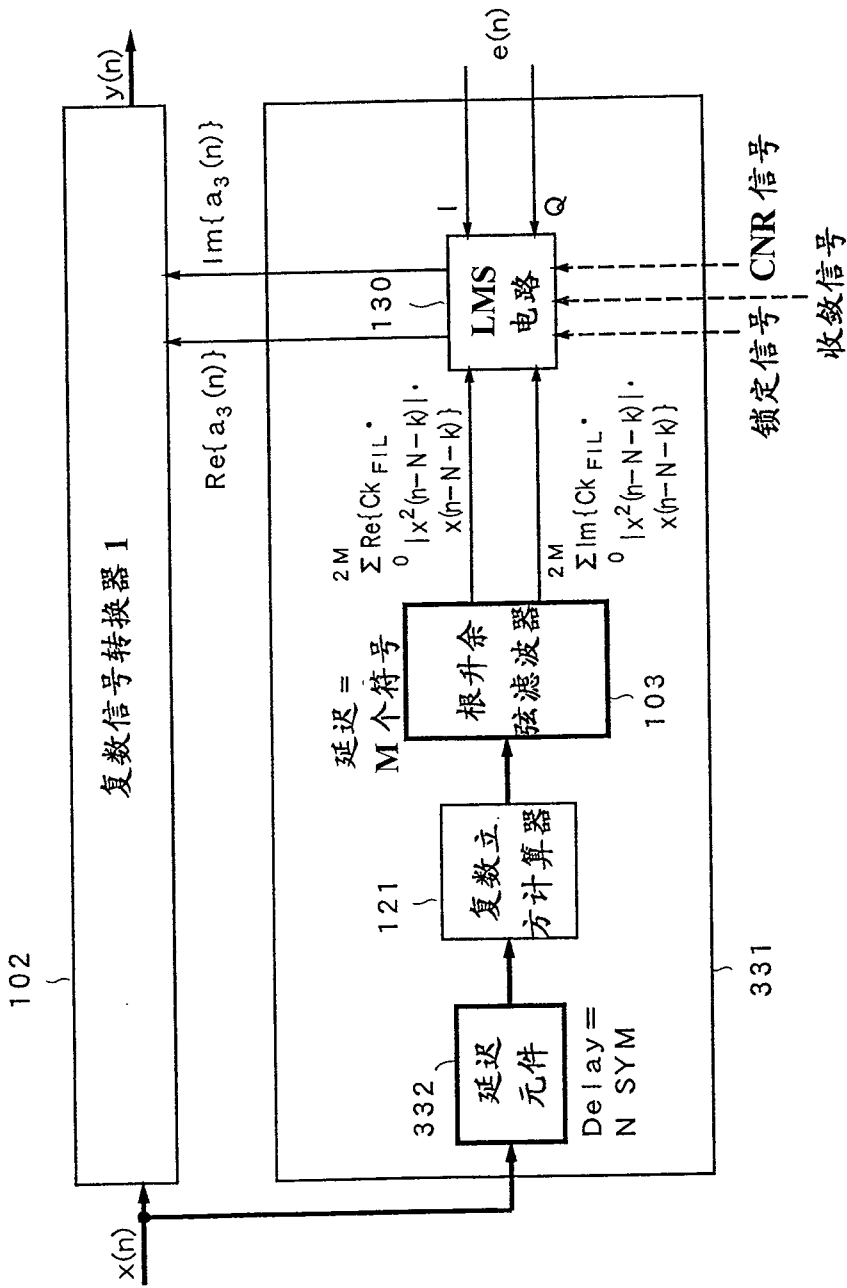


图 20

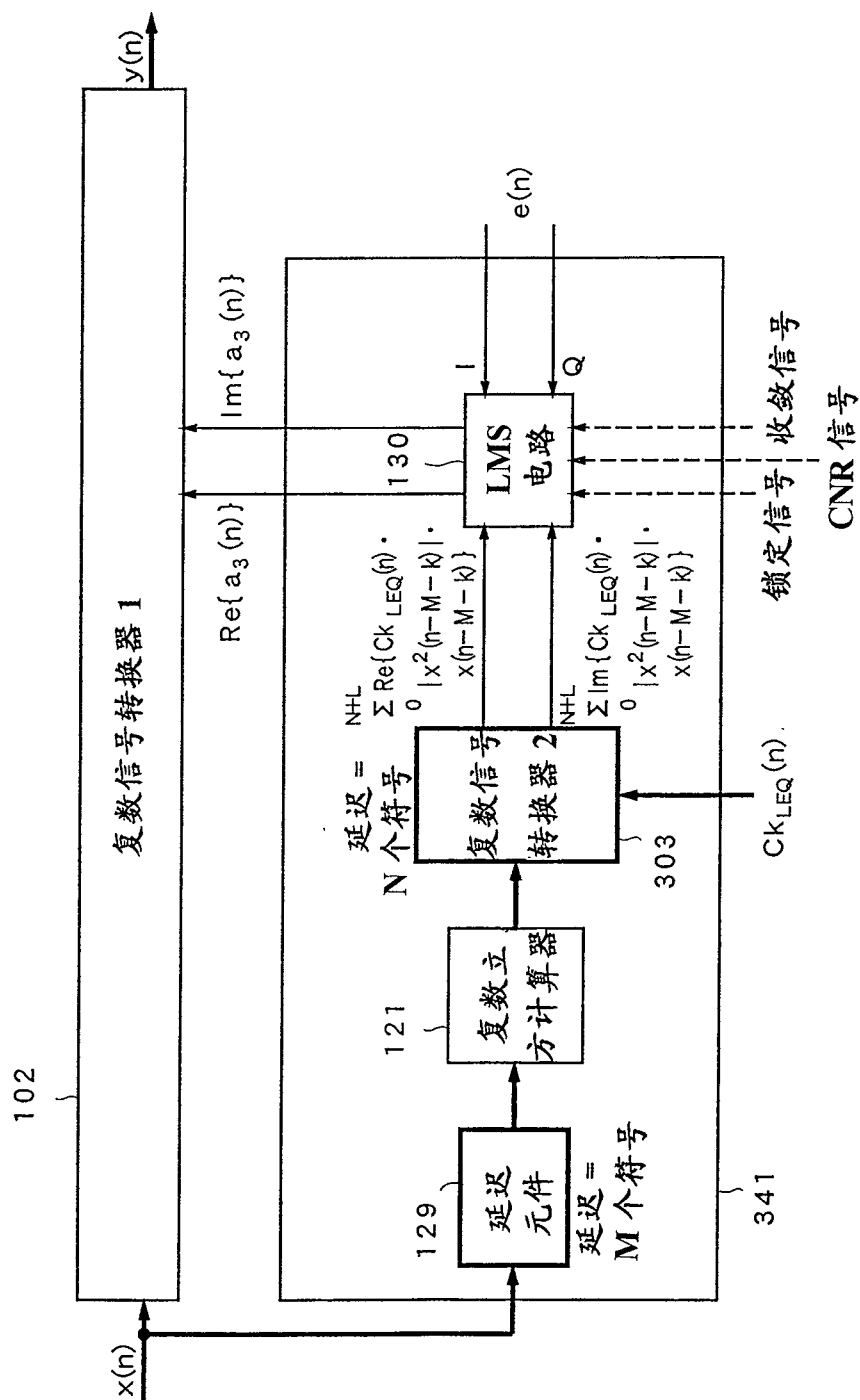


图 21

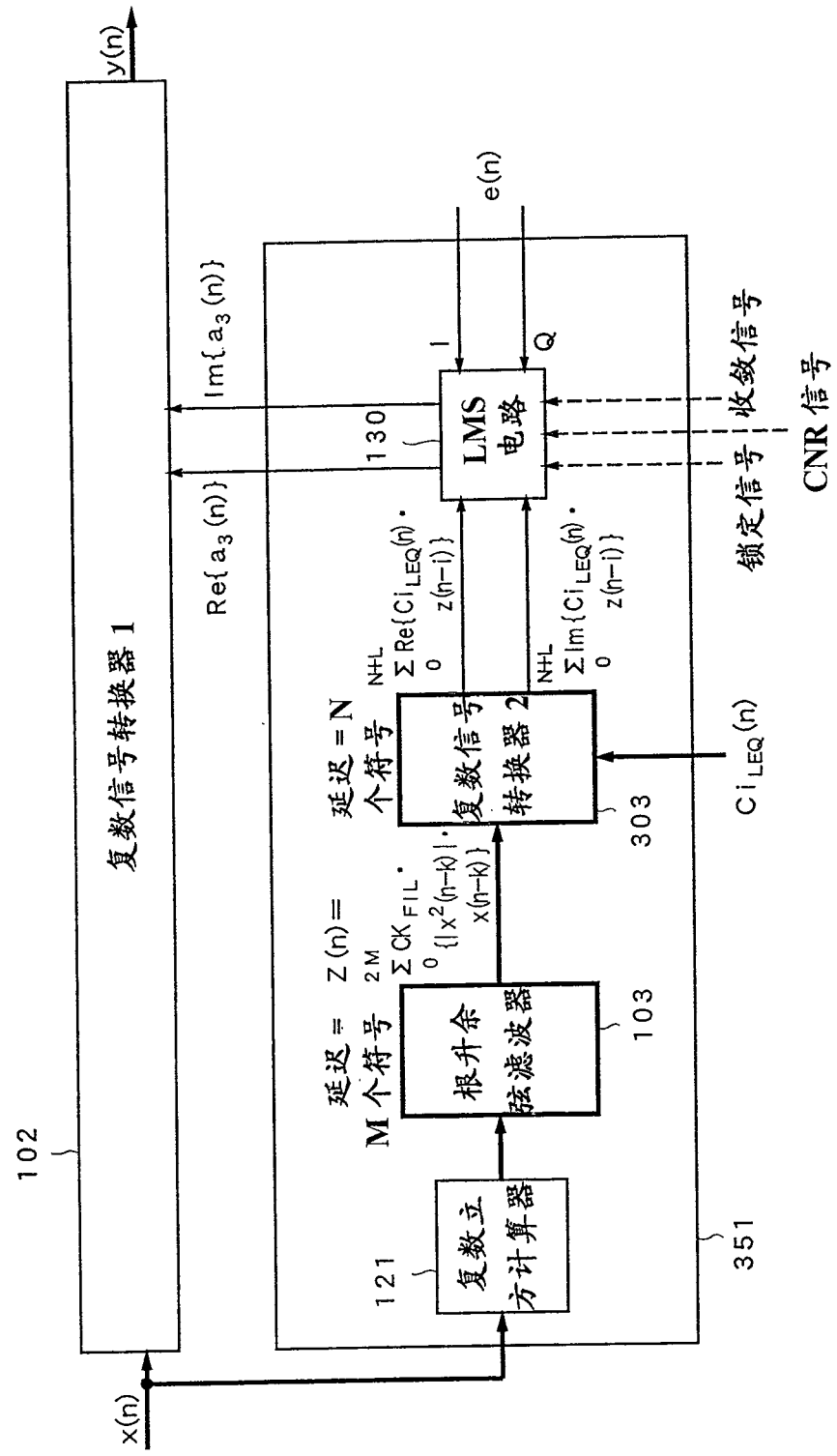


图 22

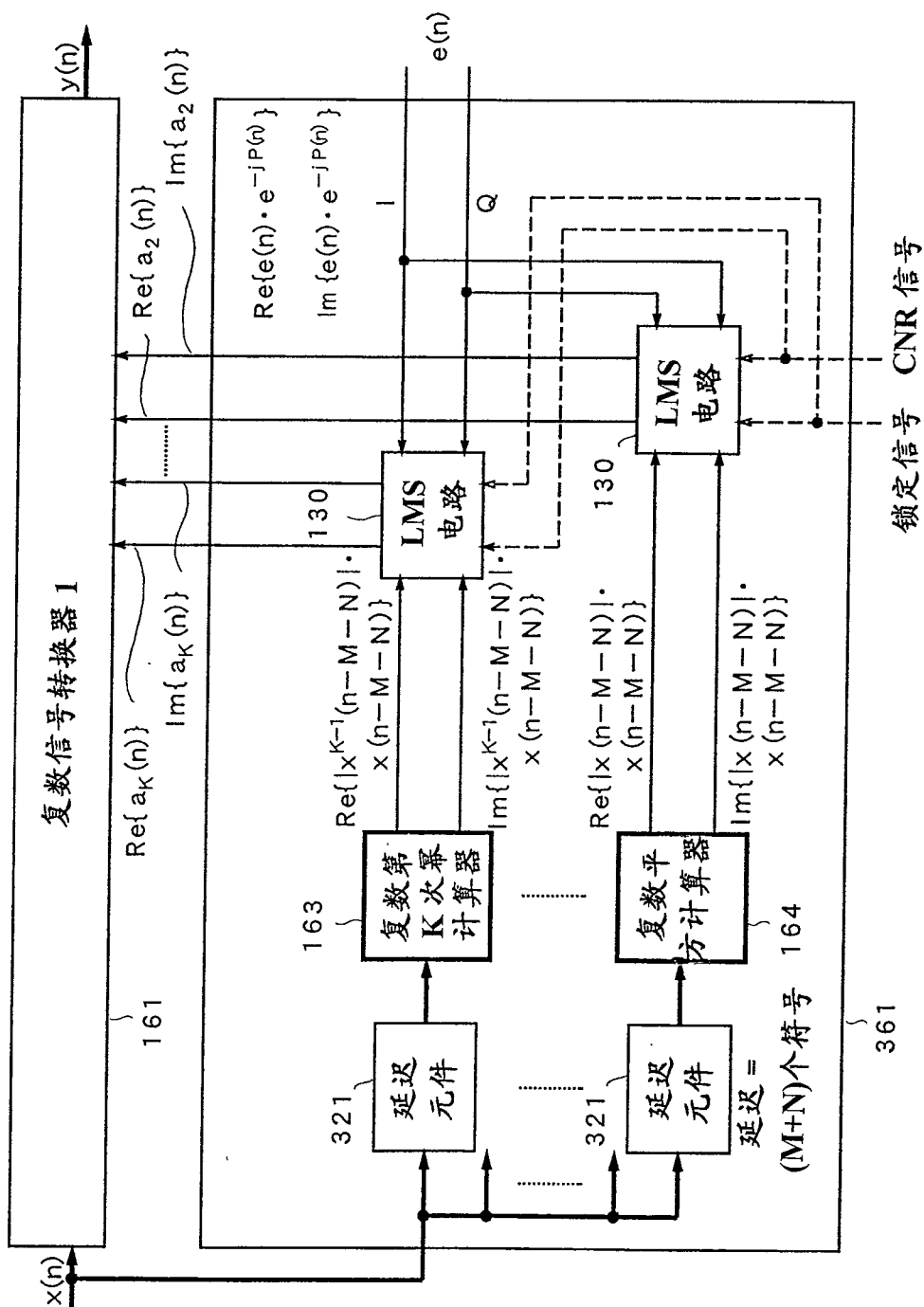


图 23

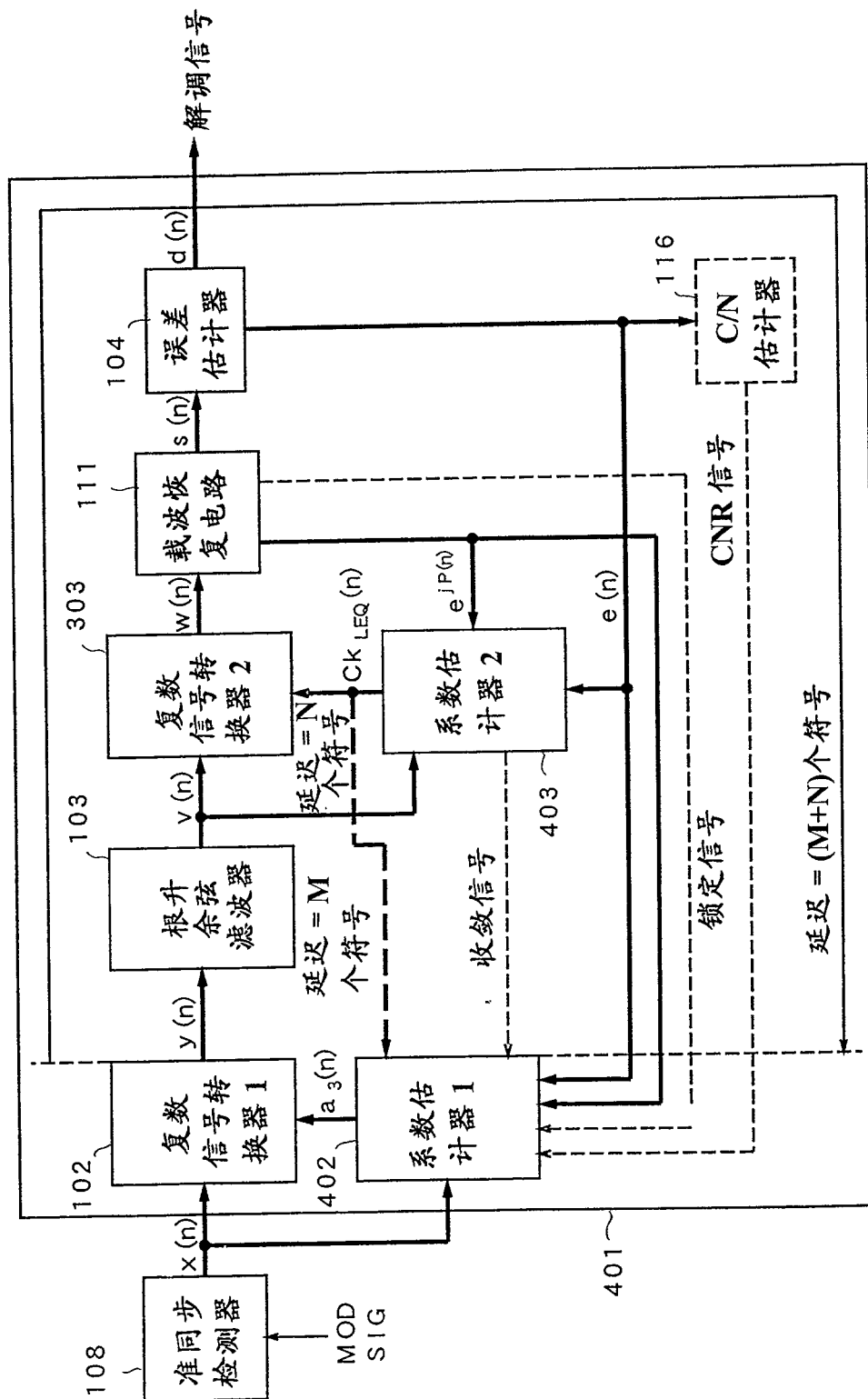


图 24

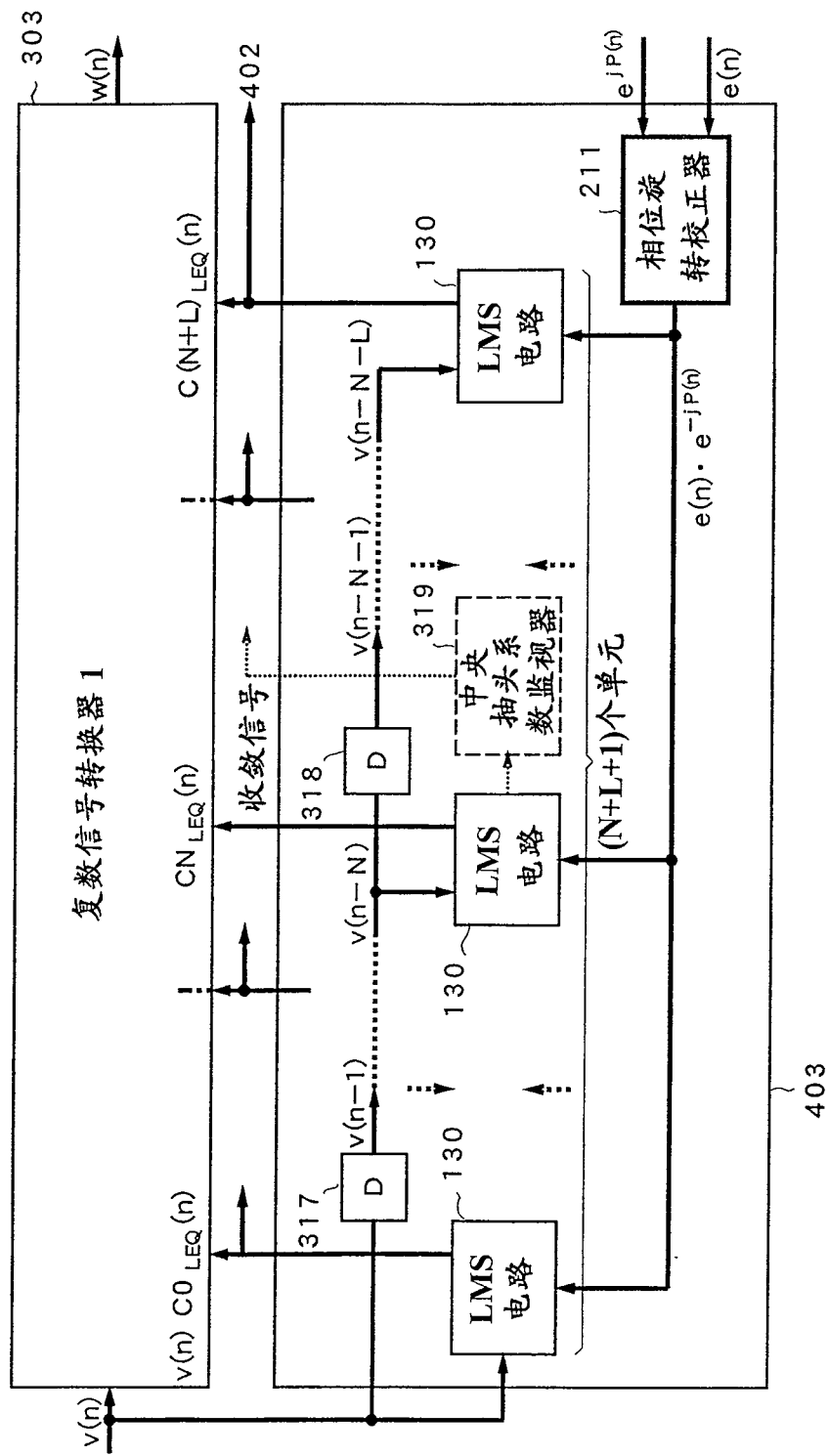


图 25

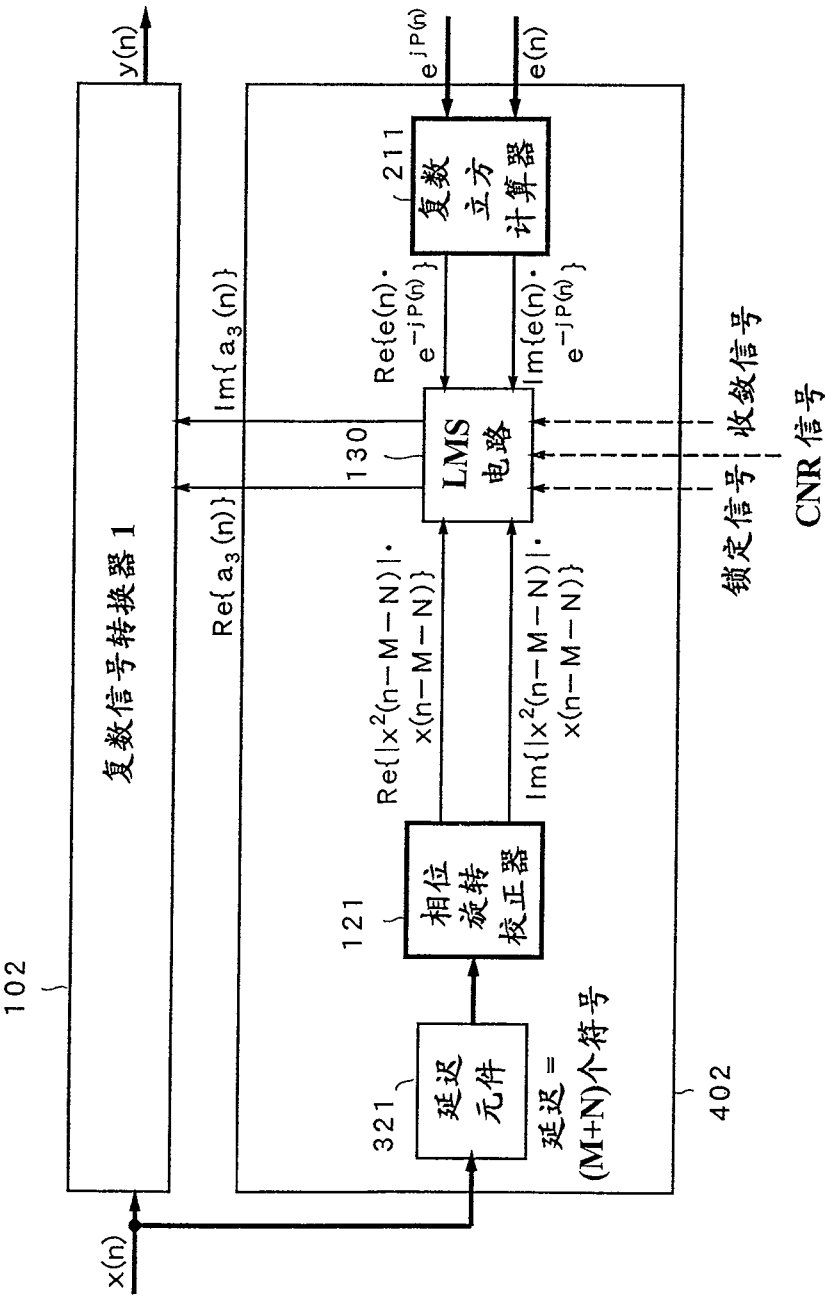


图 26

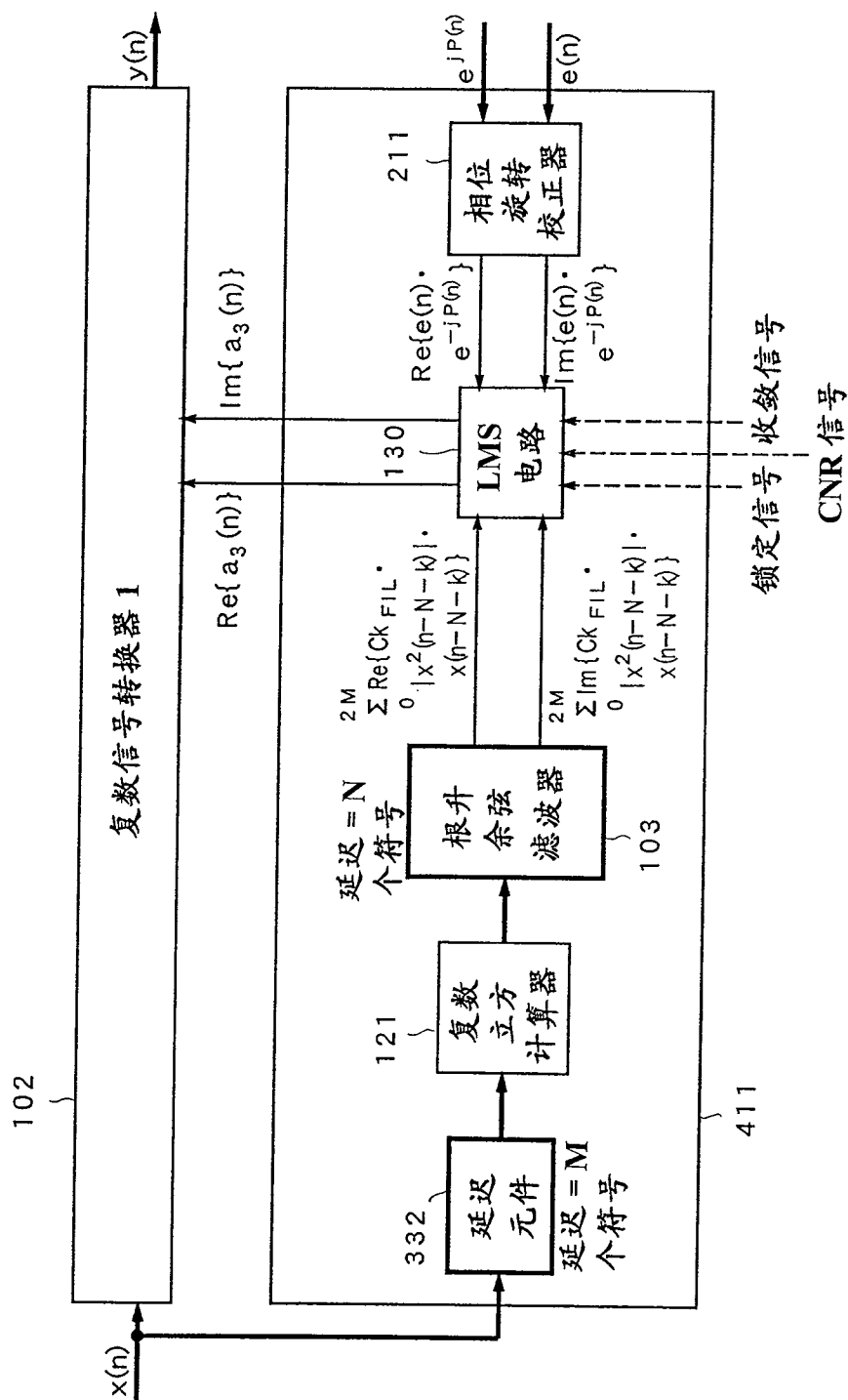


图 27

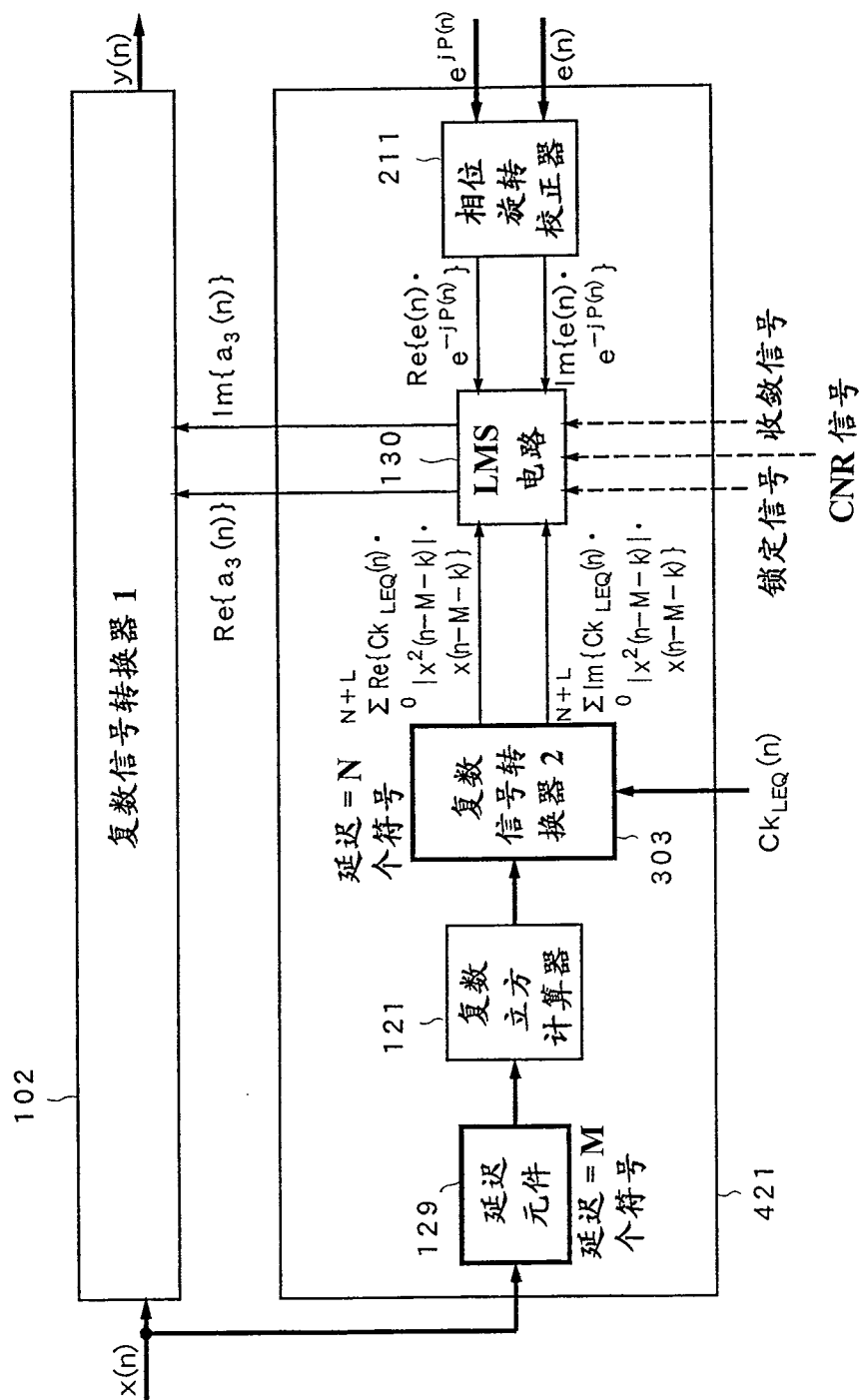


图 28

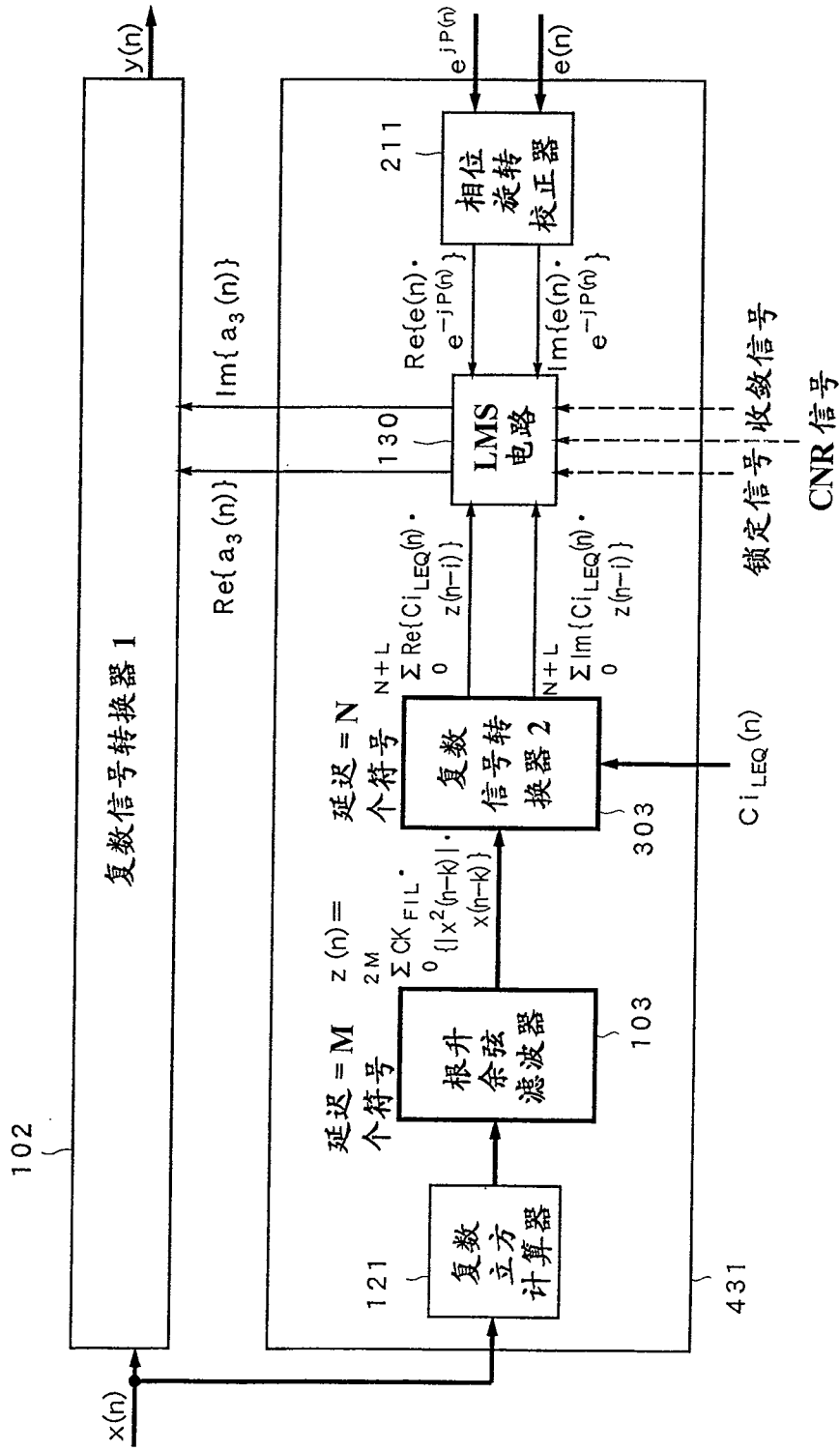


图 29

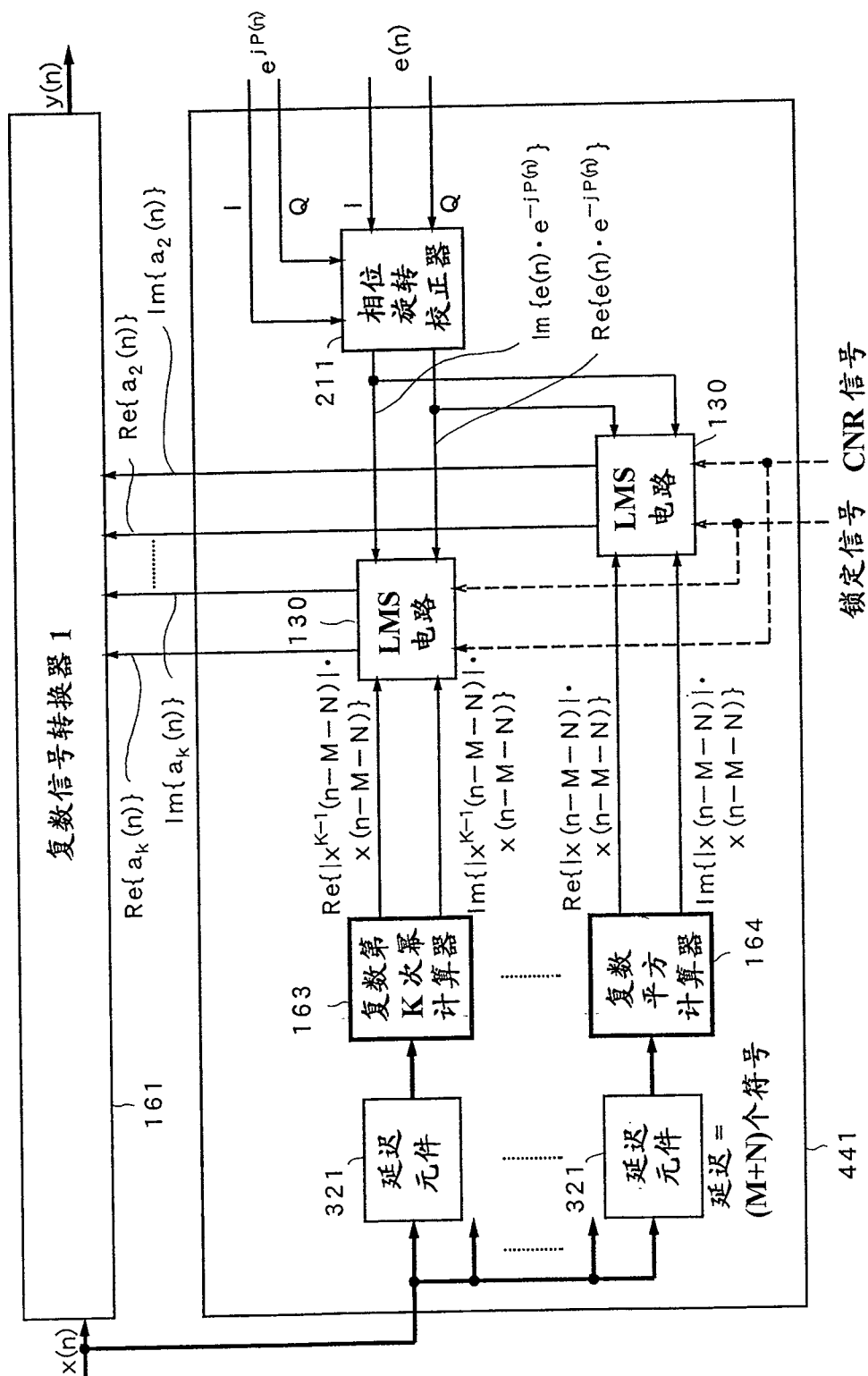


图 31

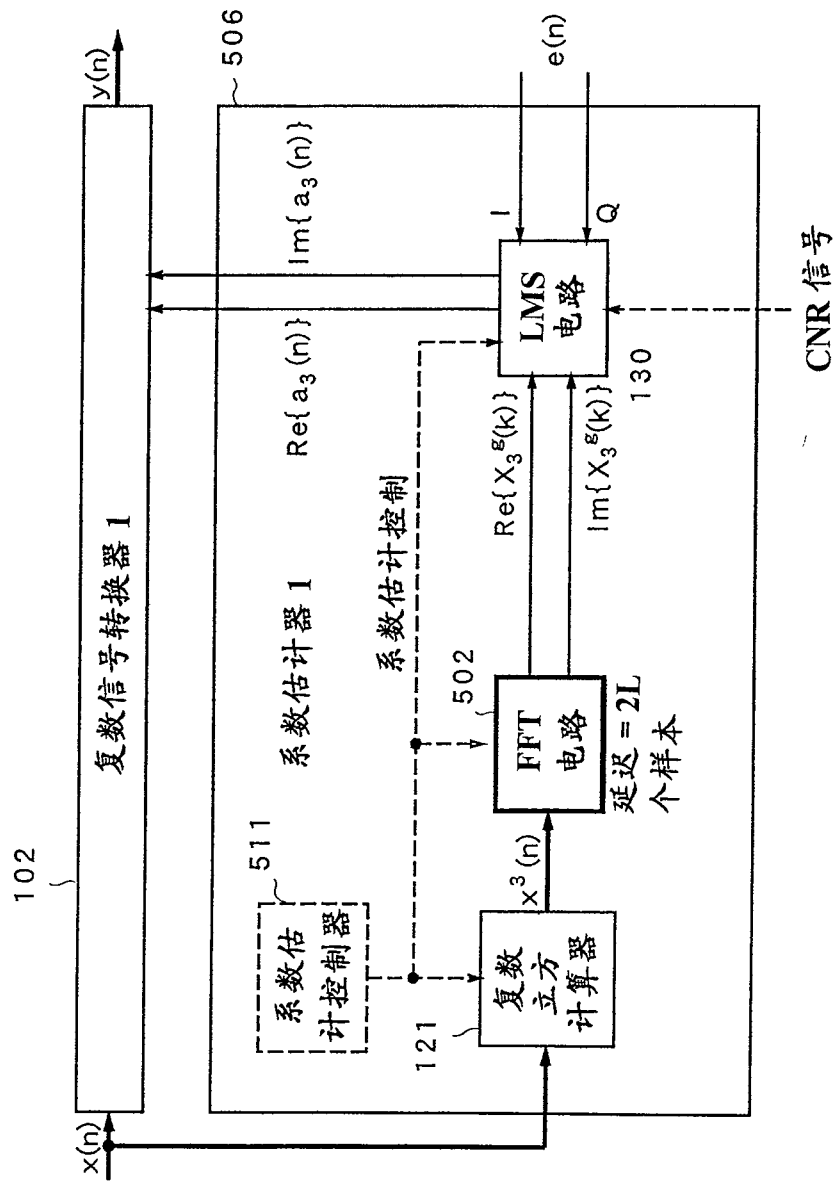


图 32

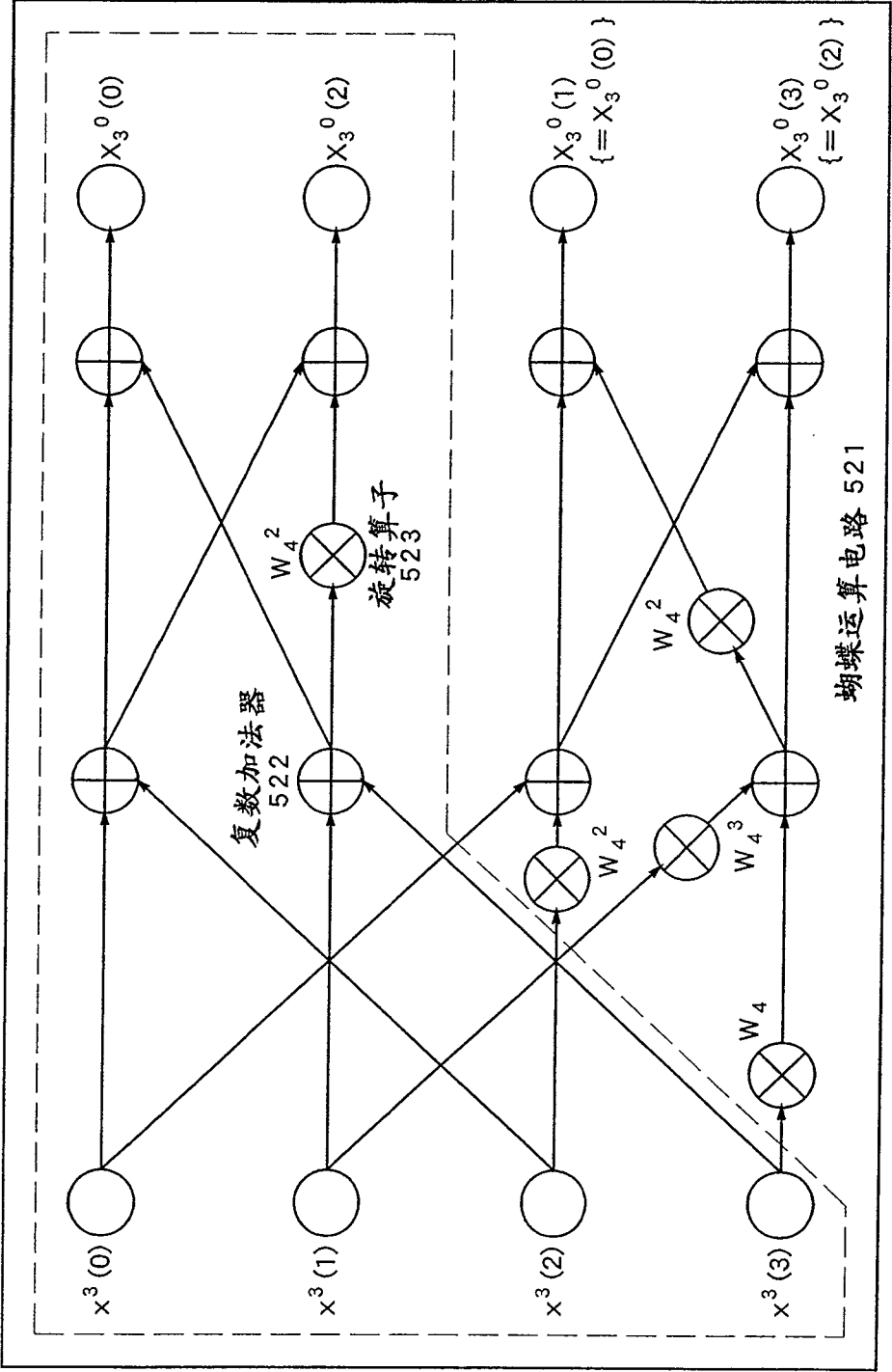


图 33

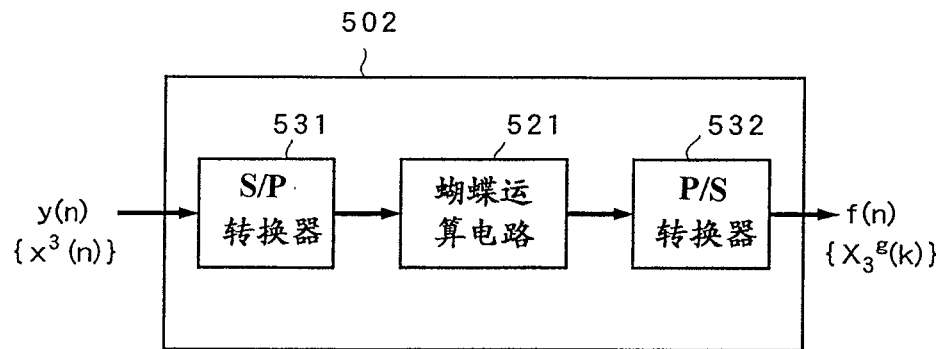


图 34

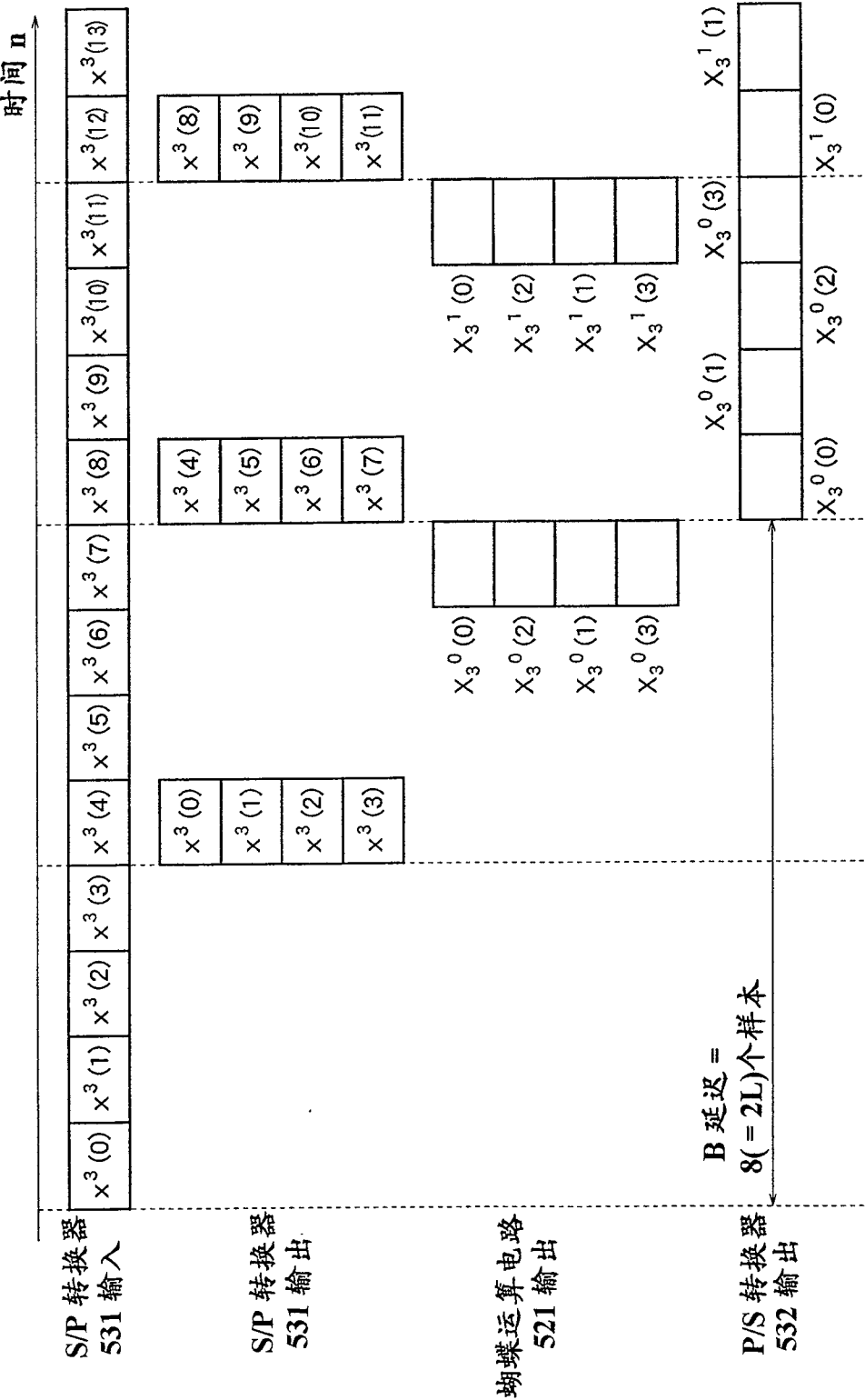


图 35

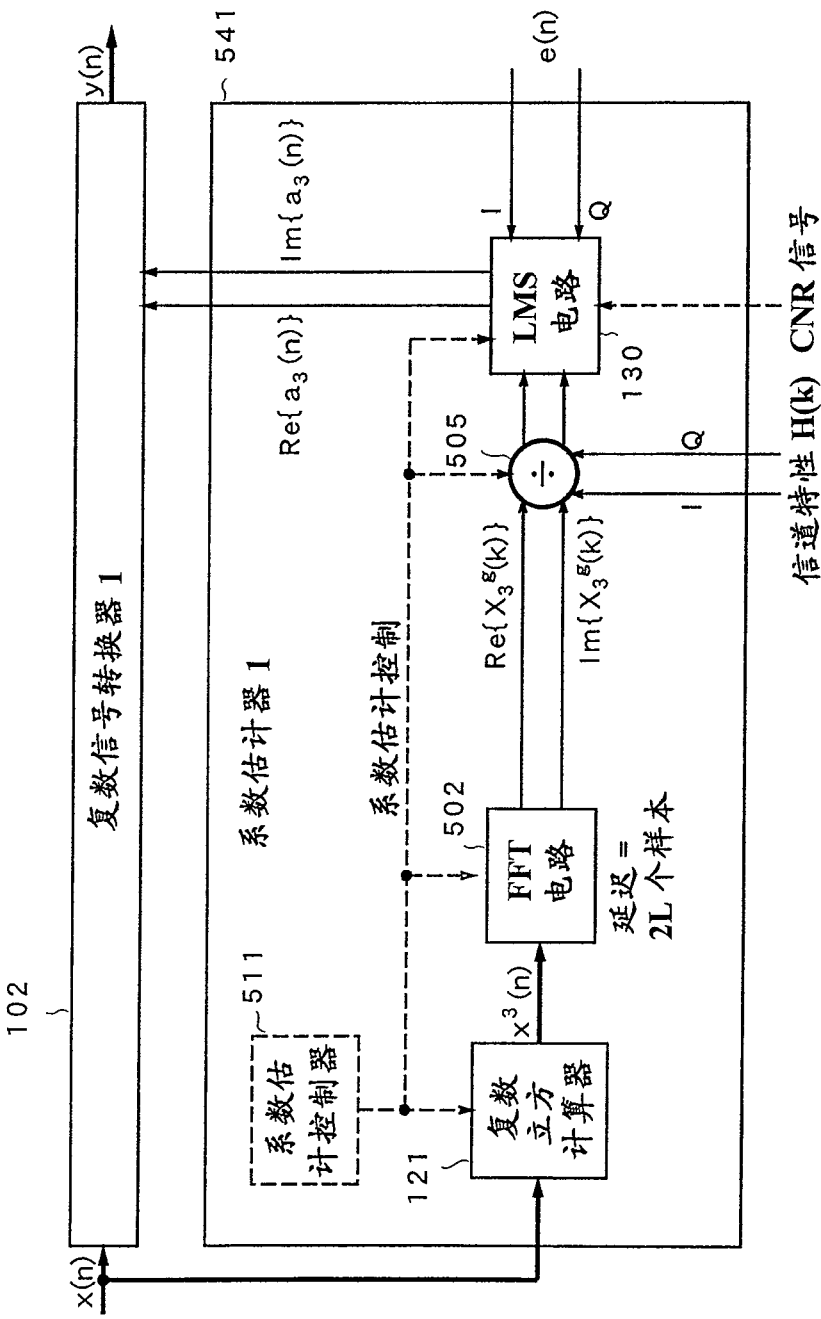


图 36

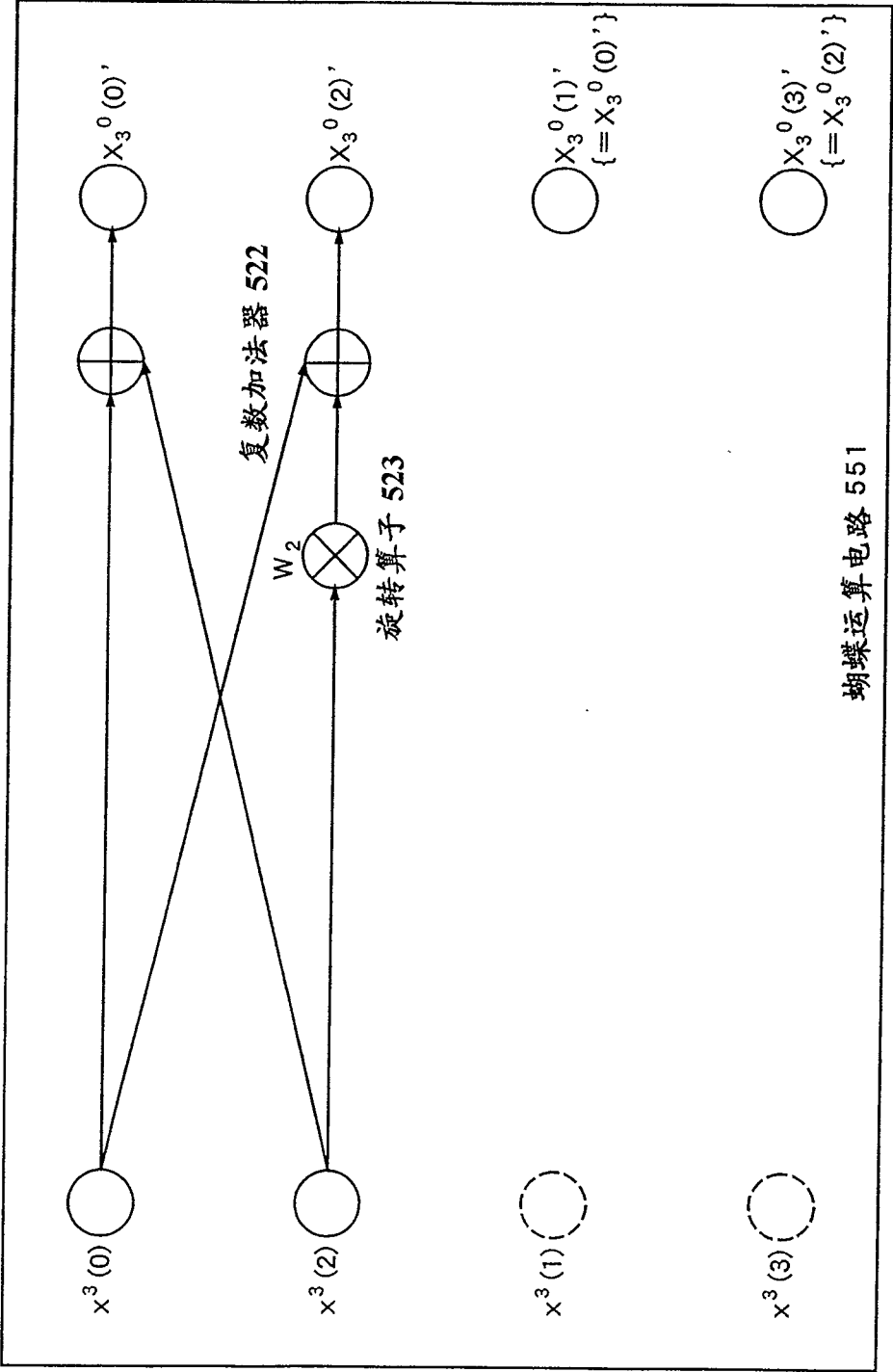


图 37

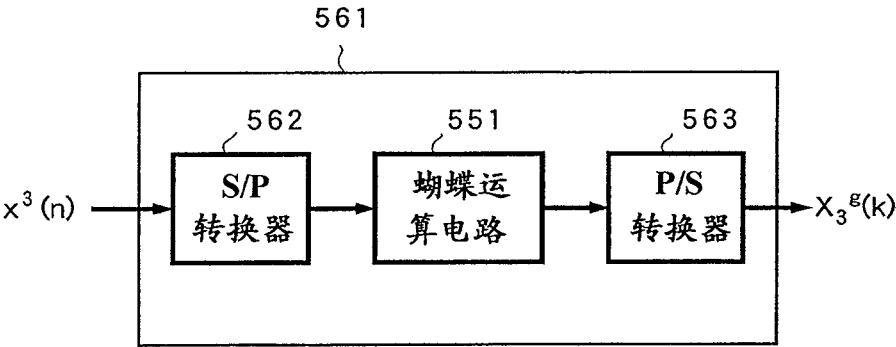


图 38

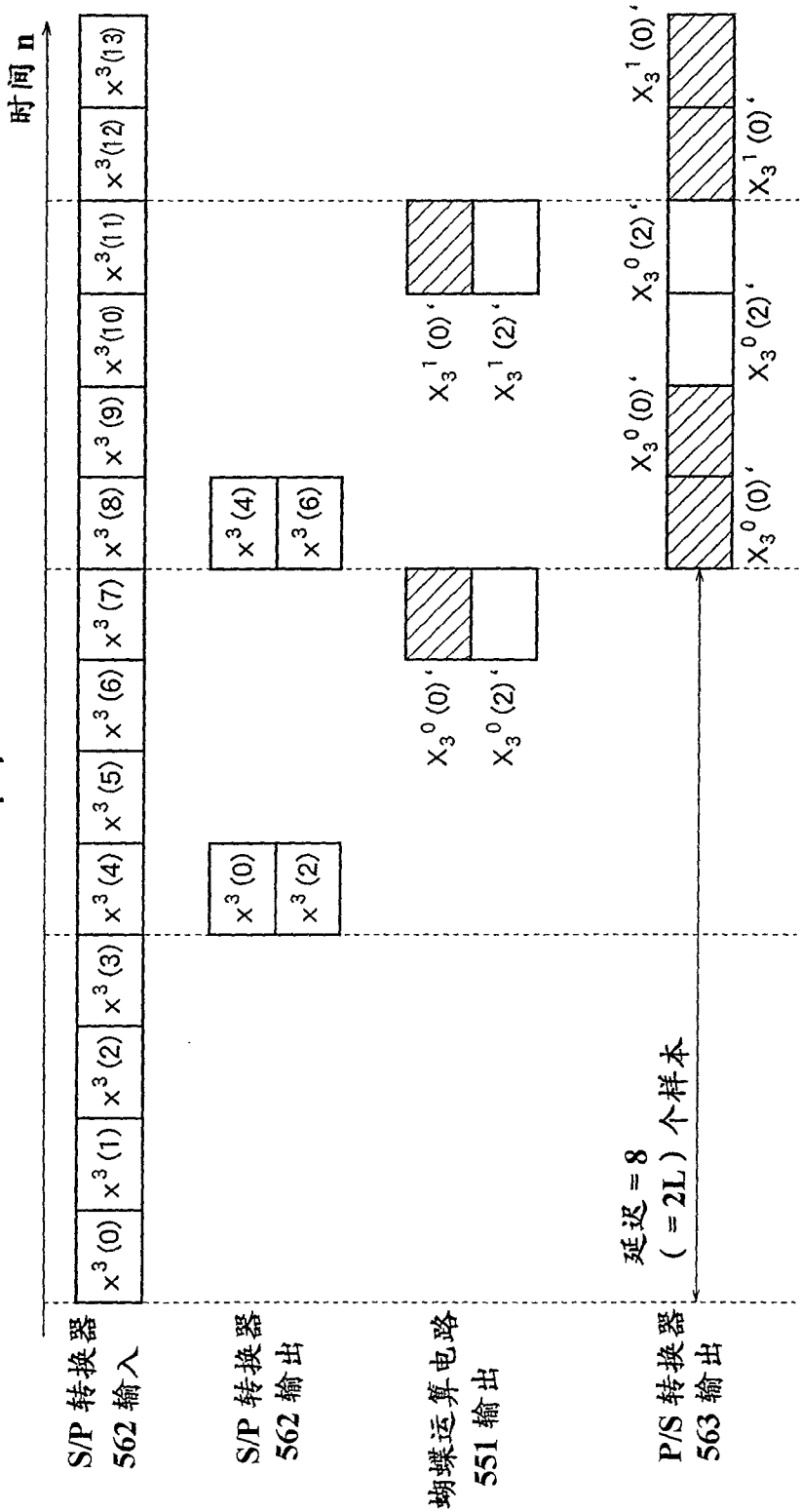


图 39

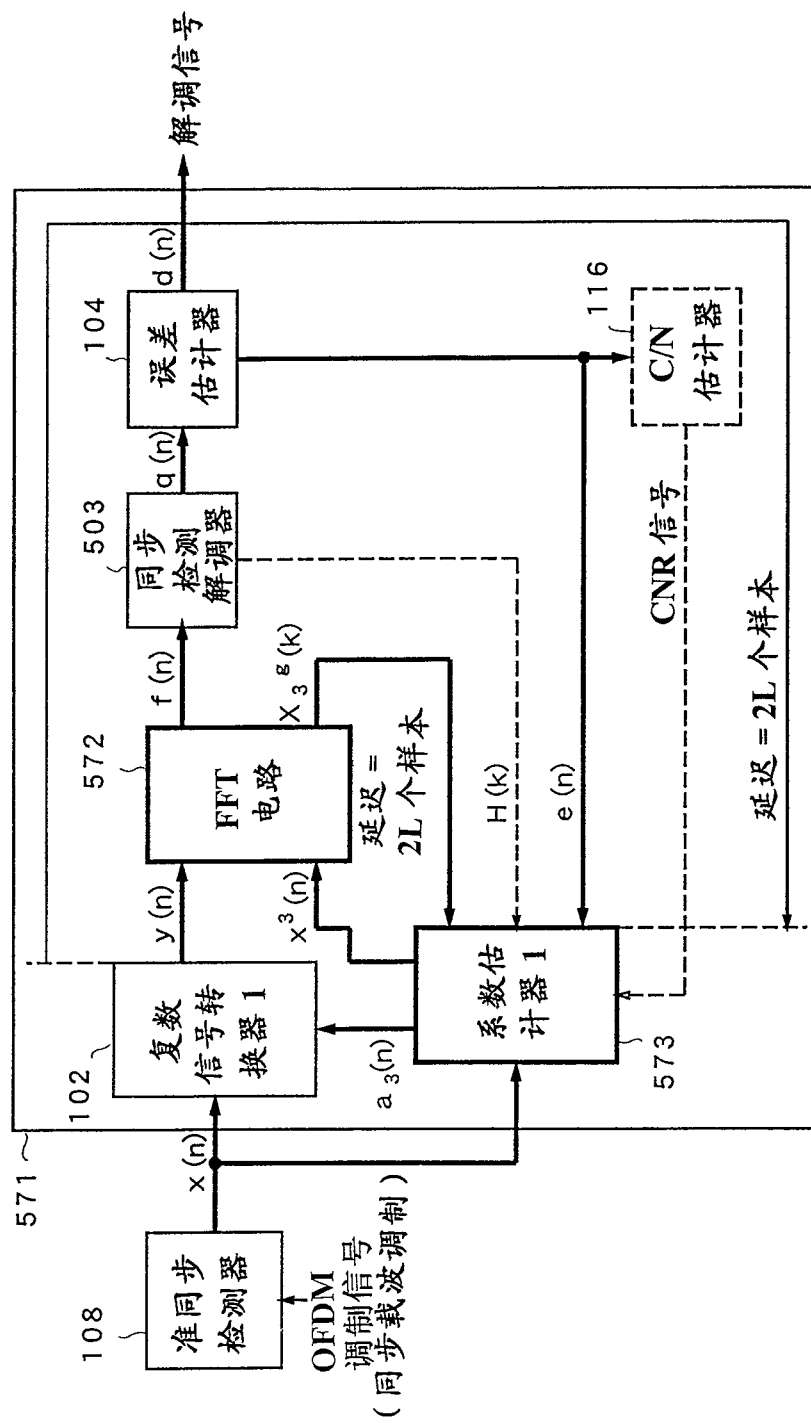


图 40

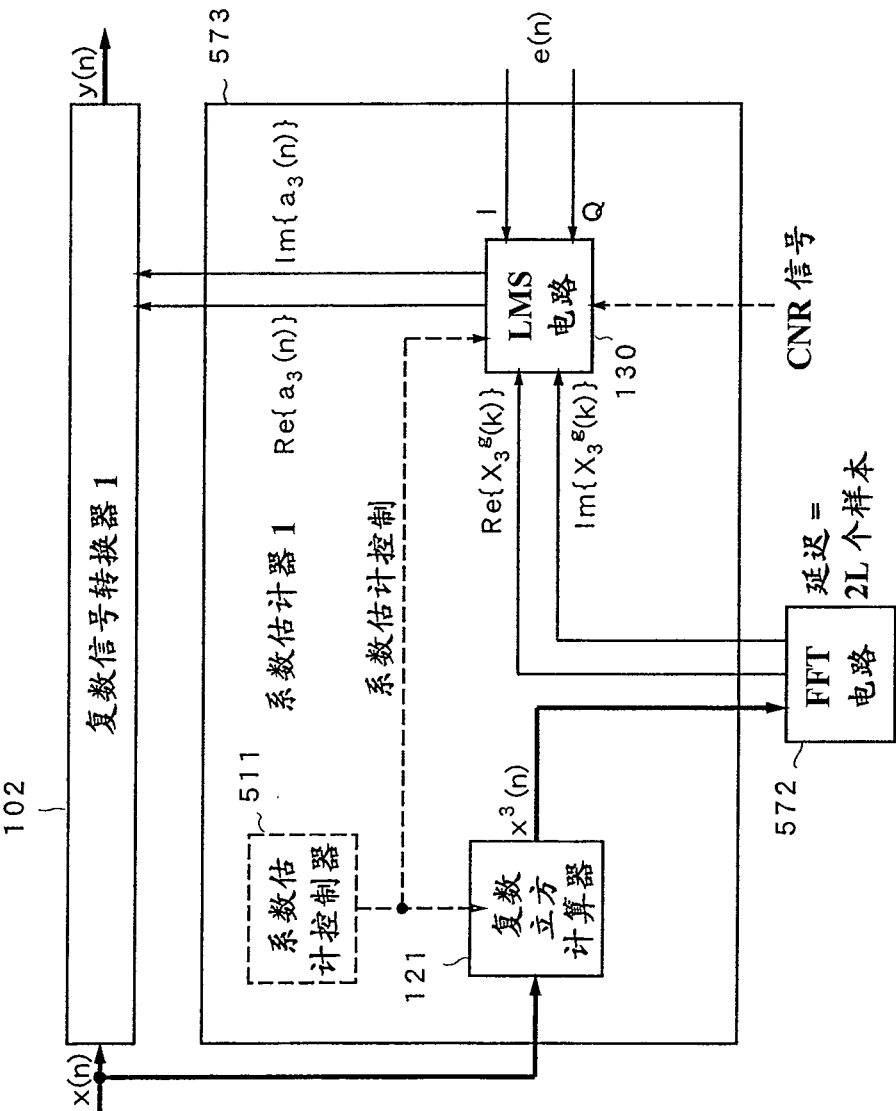


图 41

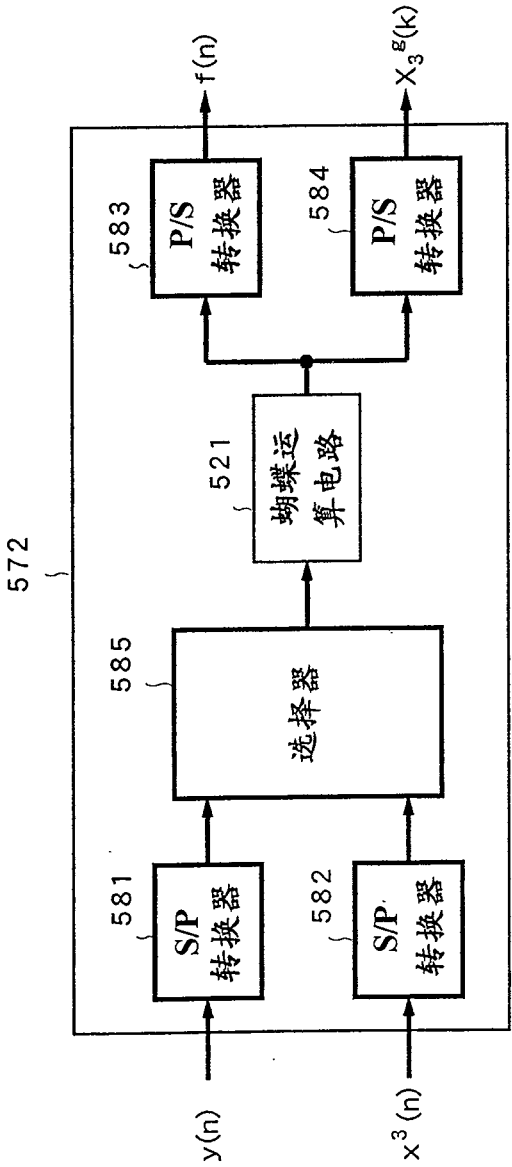


图 42

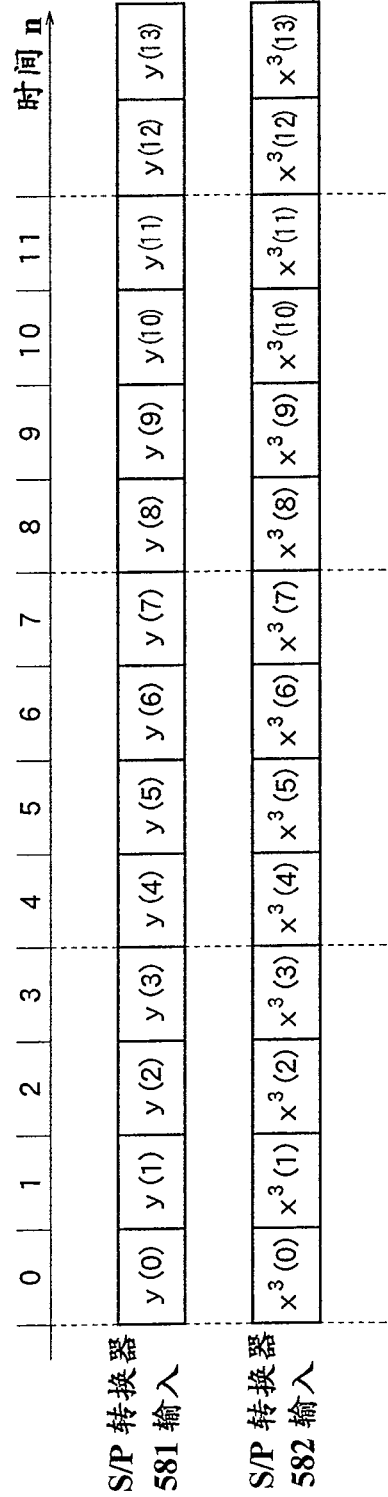


图 43

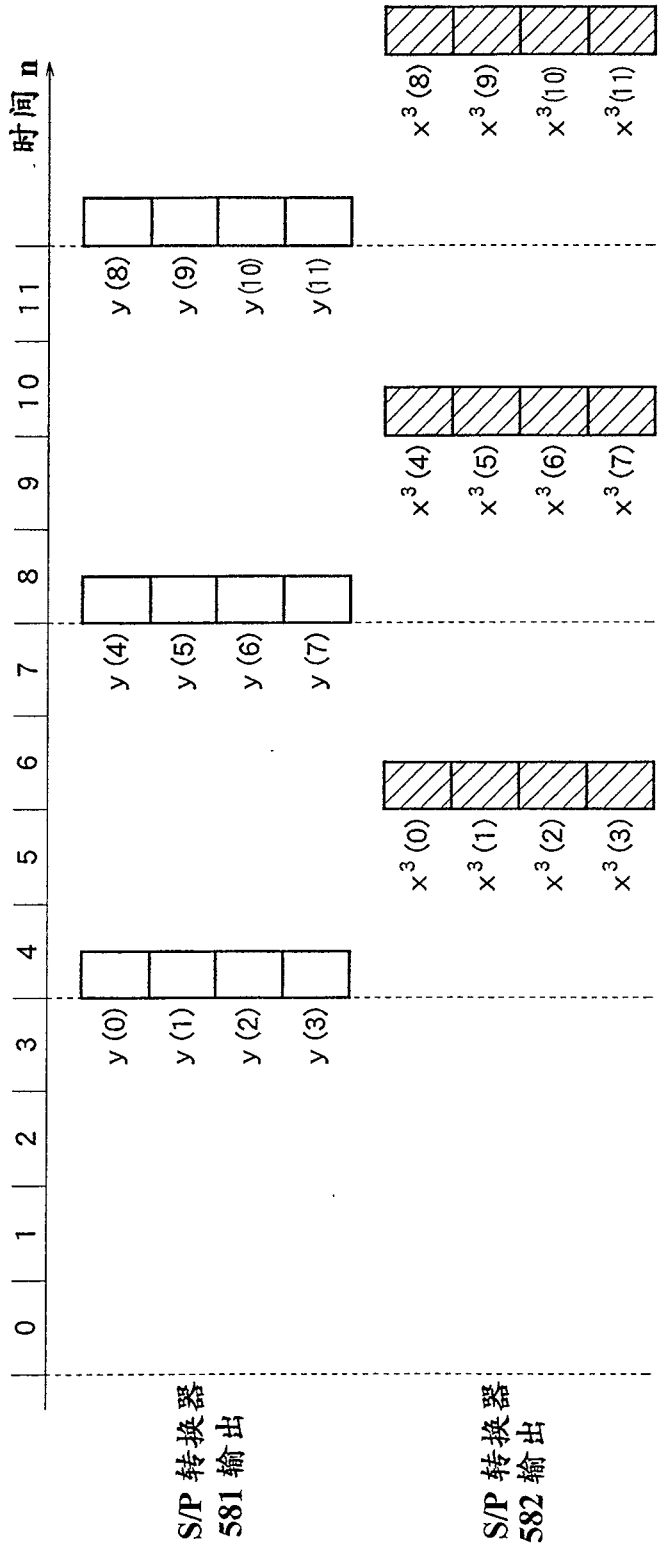


图 44

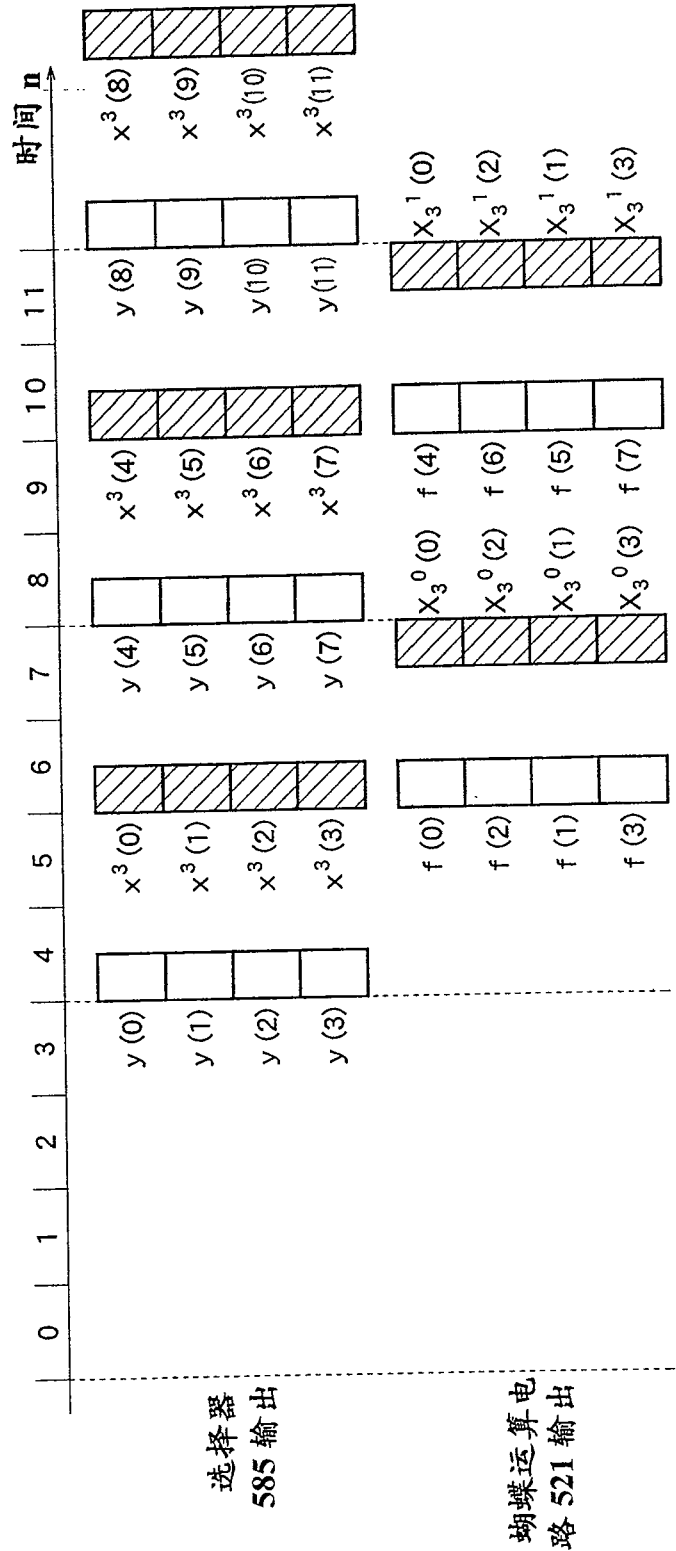


图 45

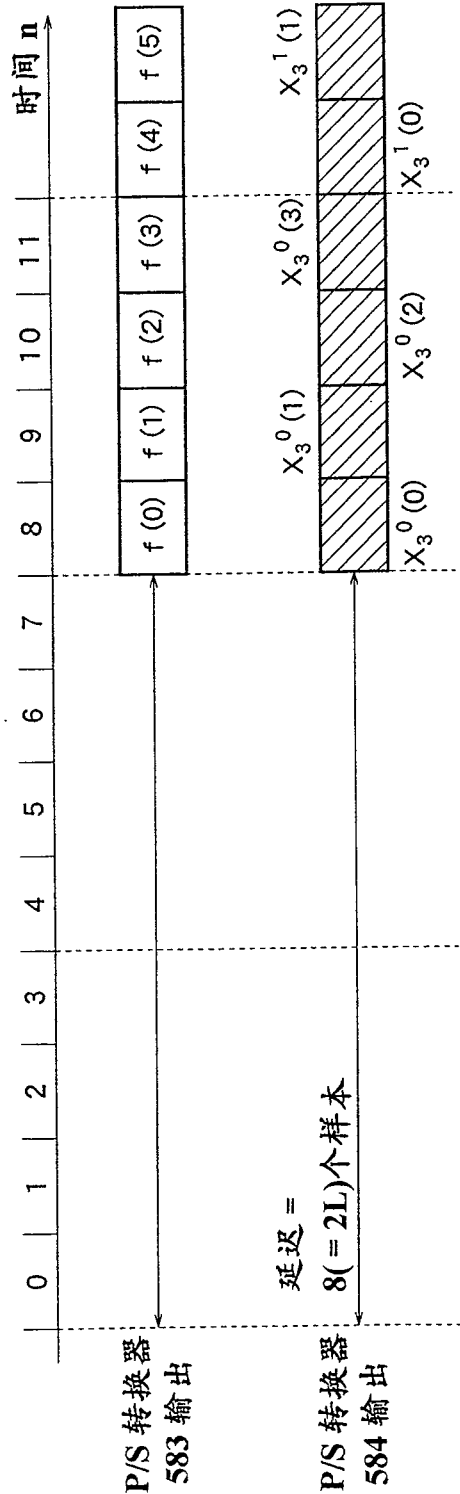


图 46

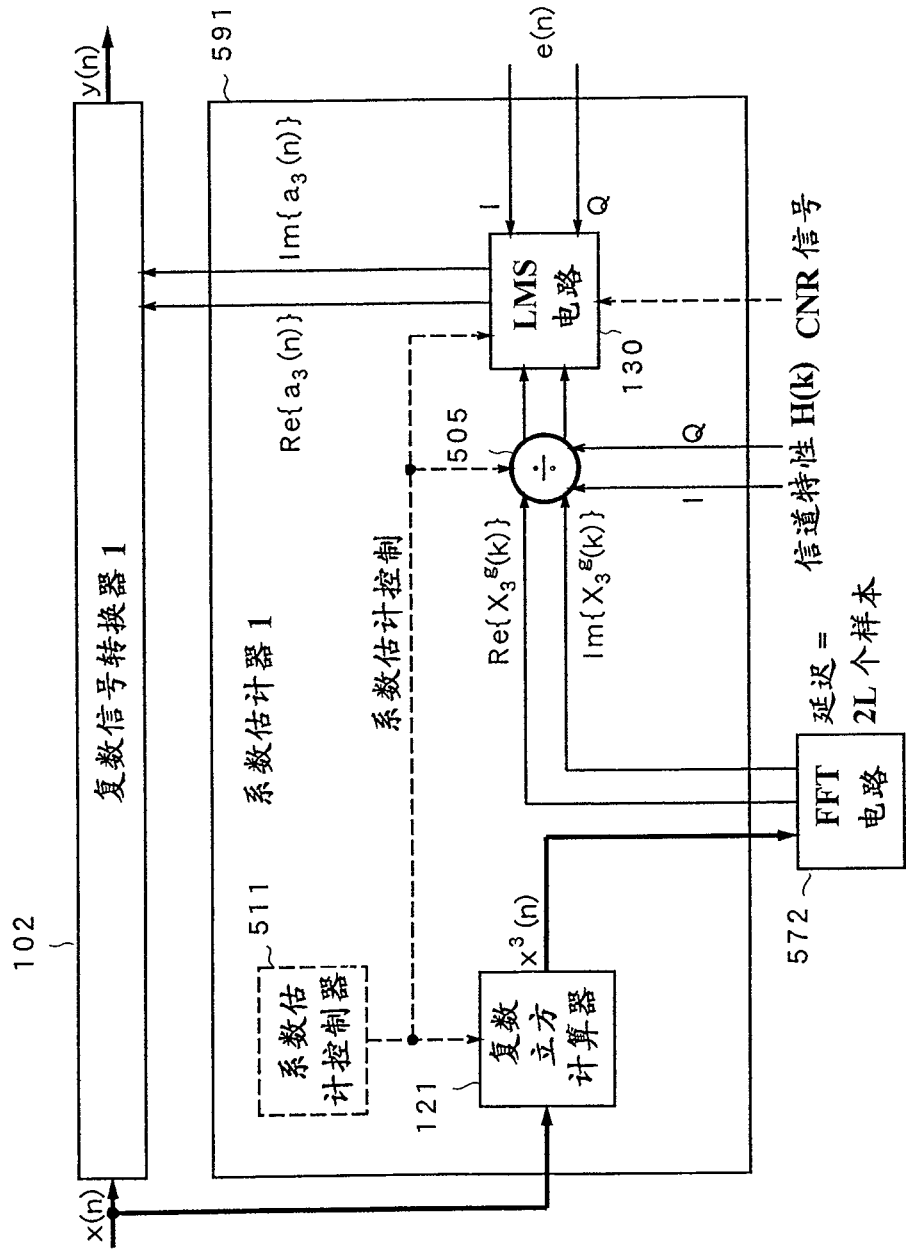


图 47

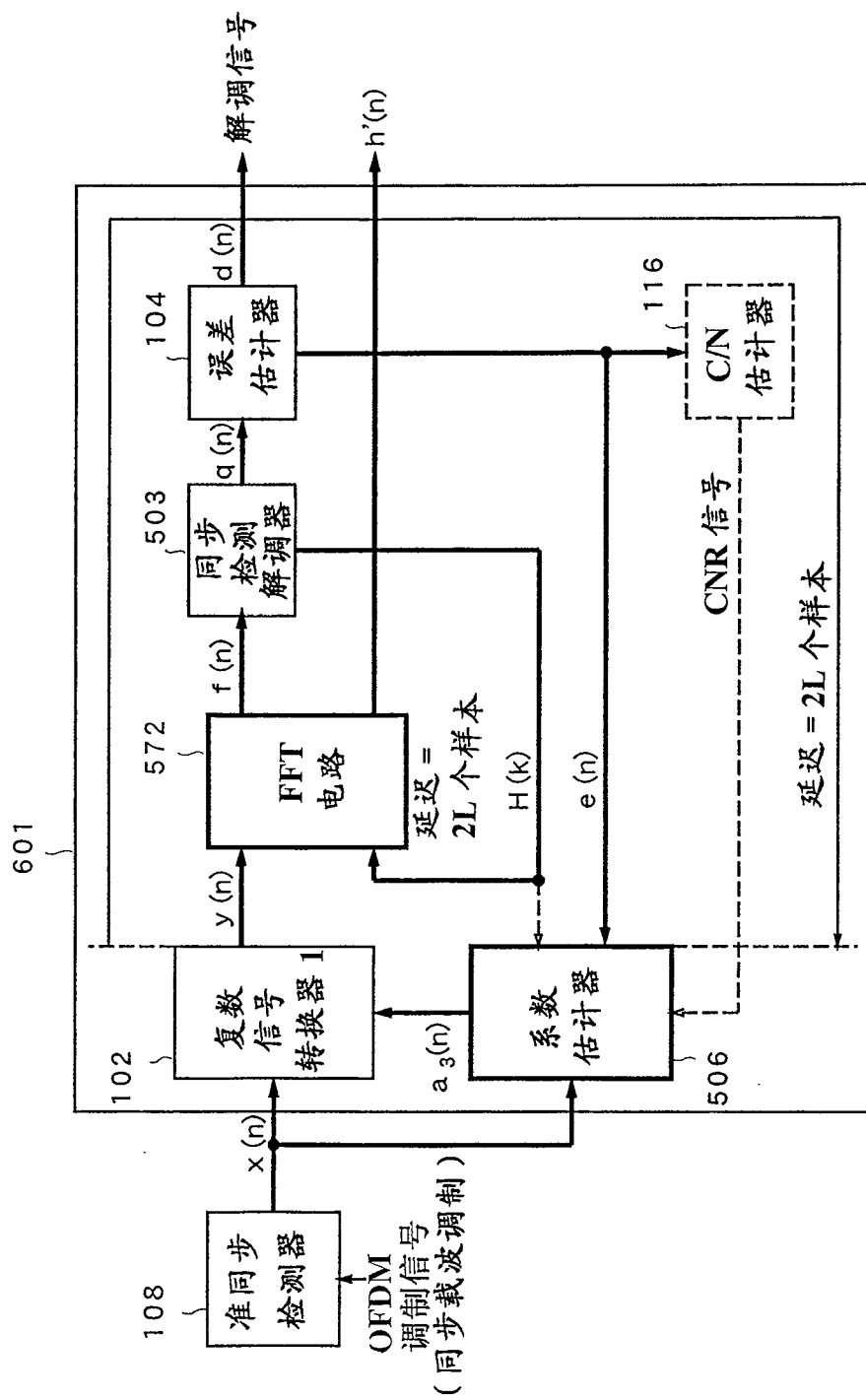


图 48

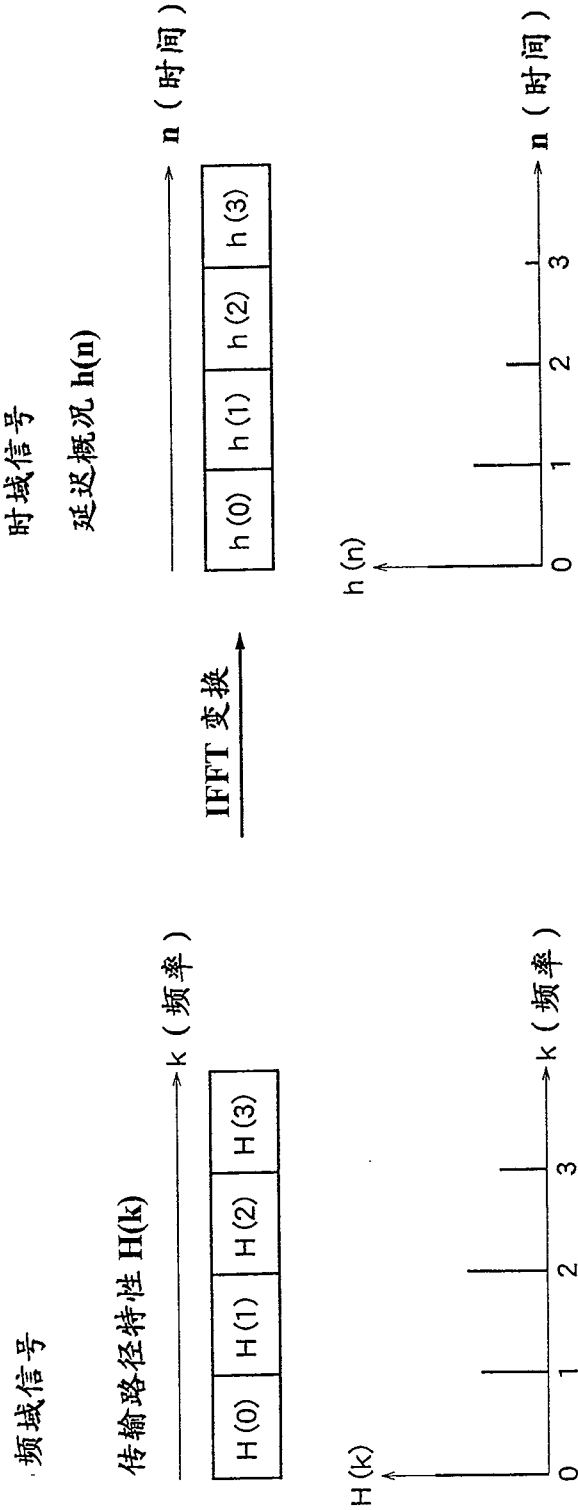


图 49

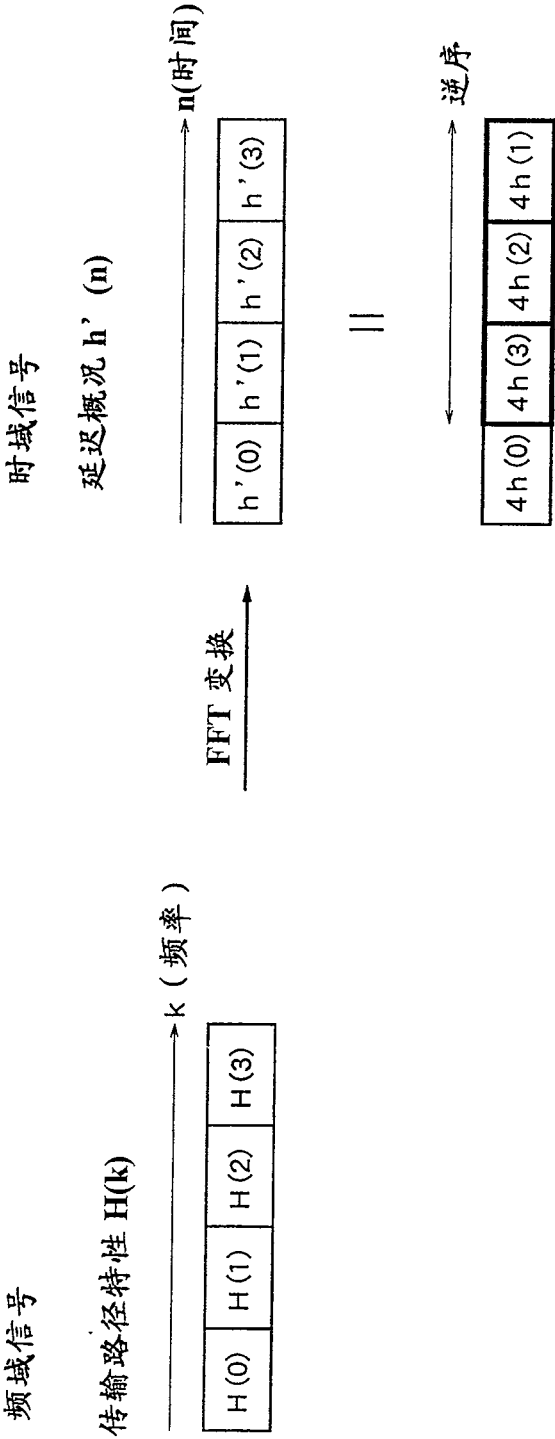


图 50

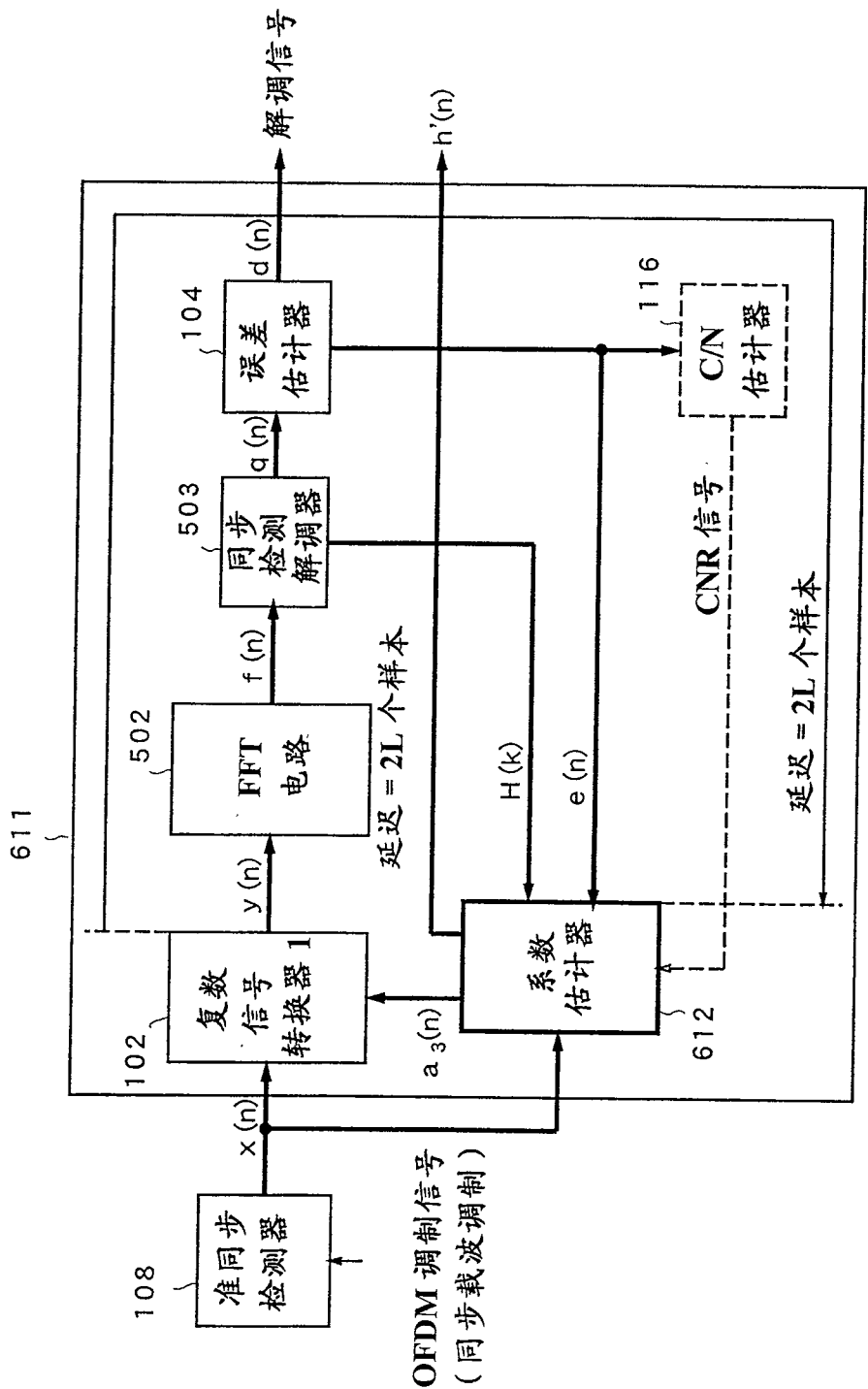


图 51

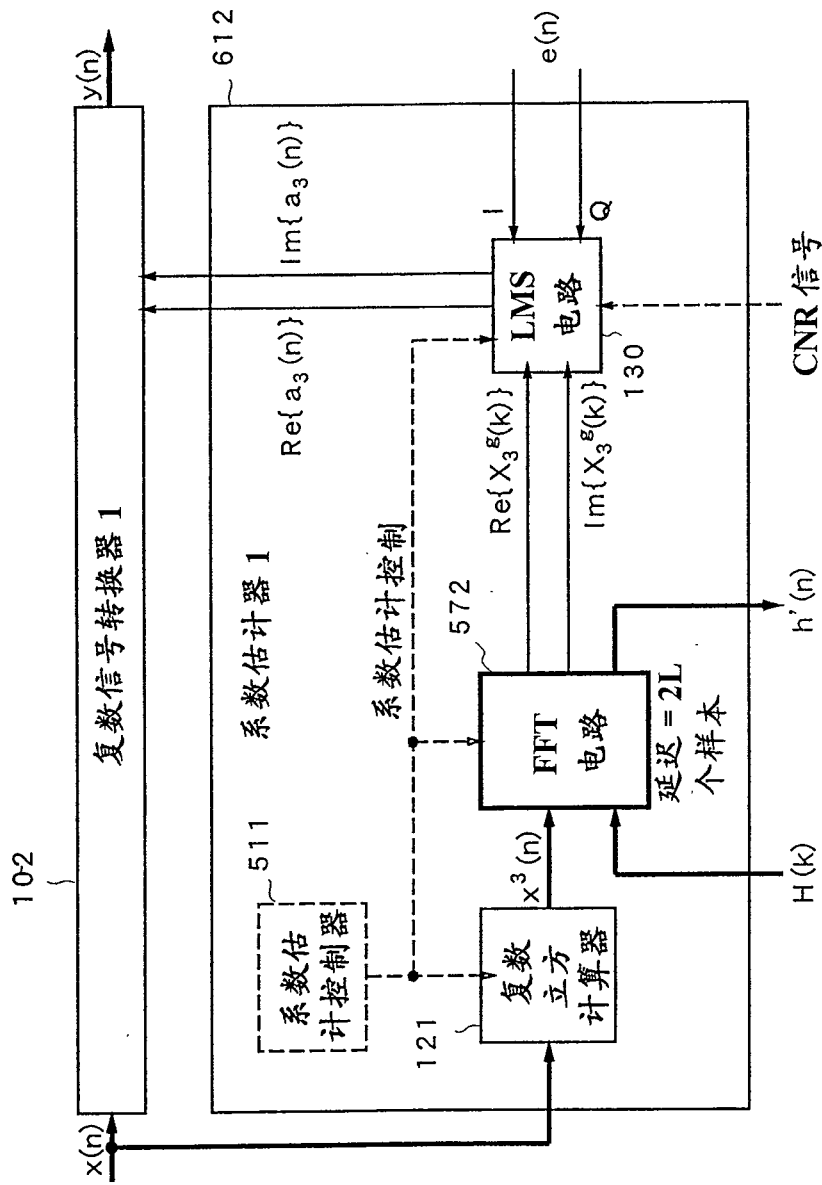


图 52

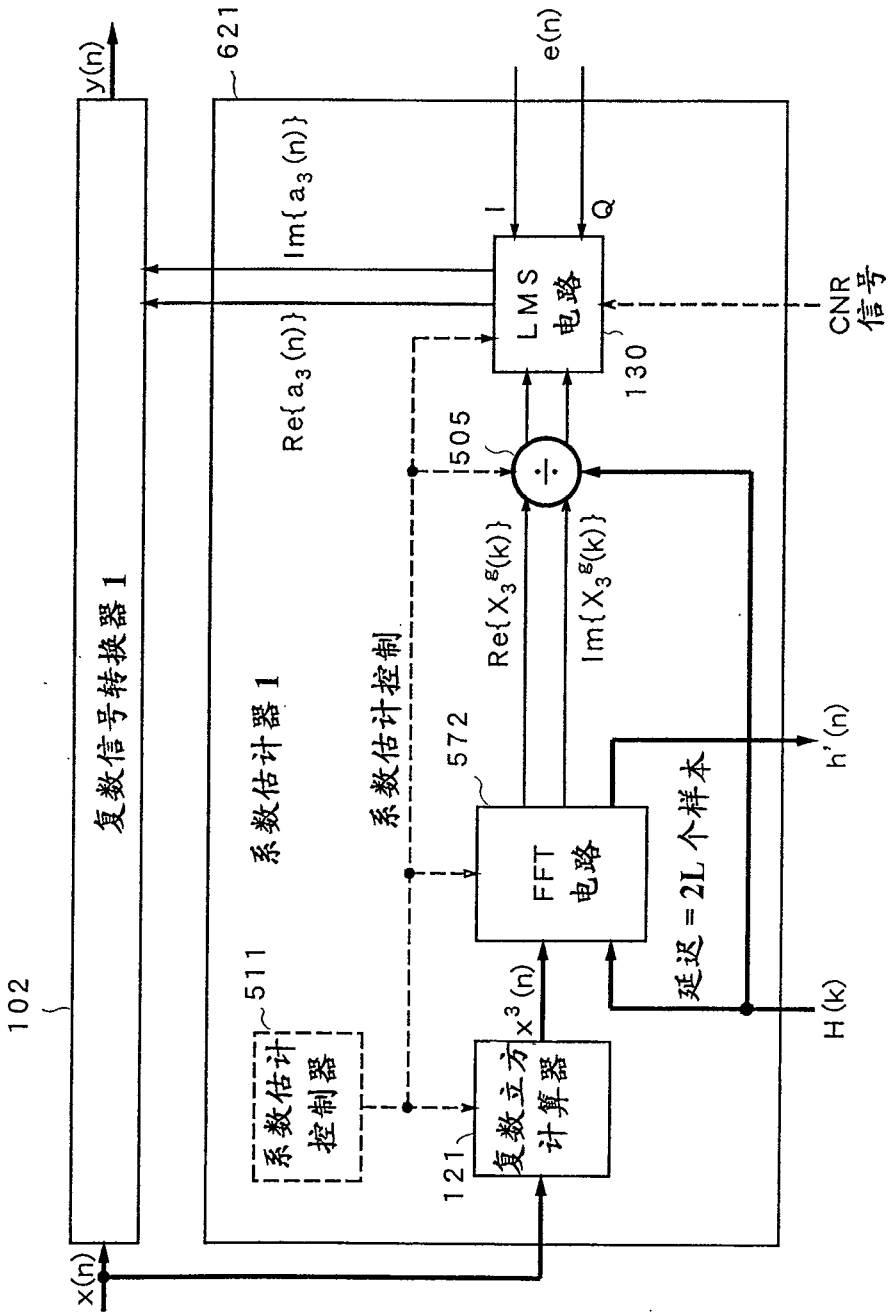


图 53

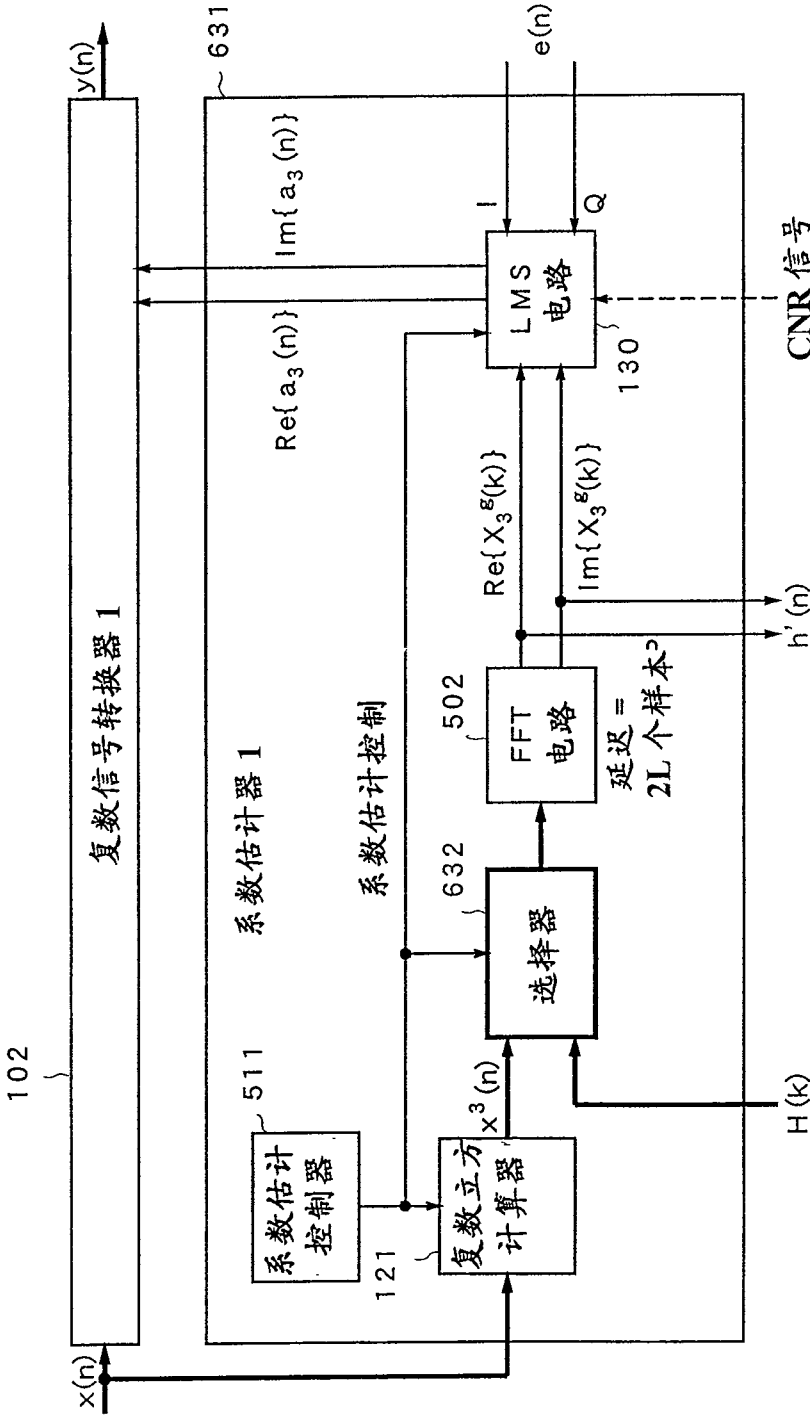


图 54

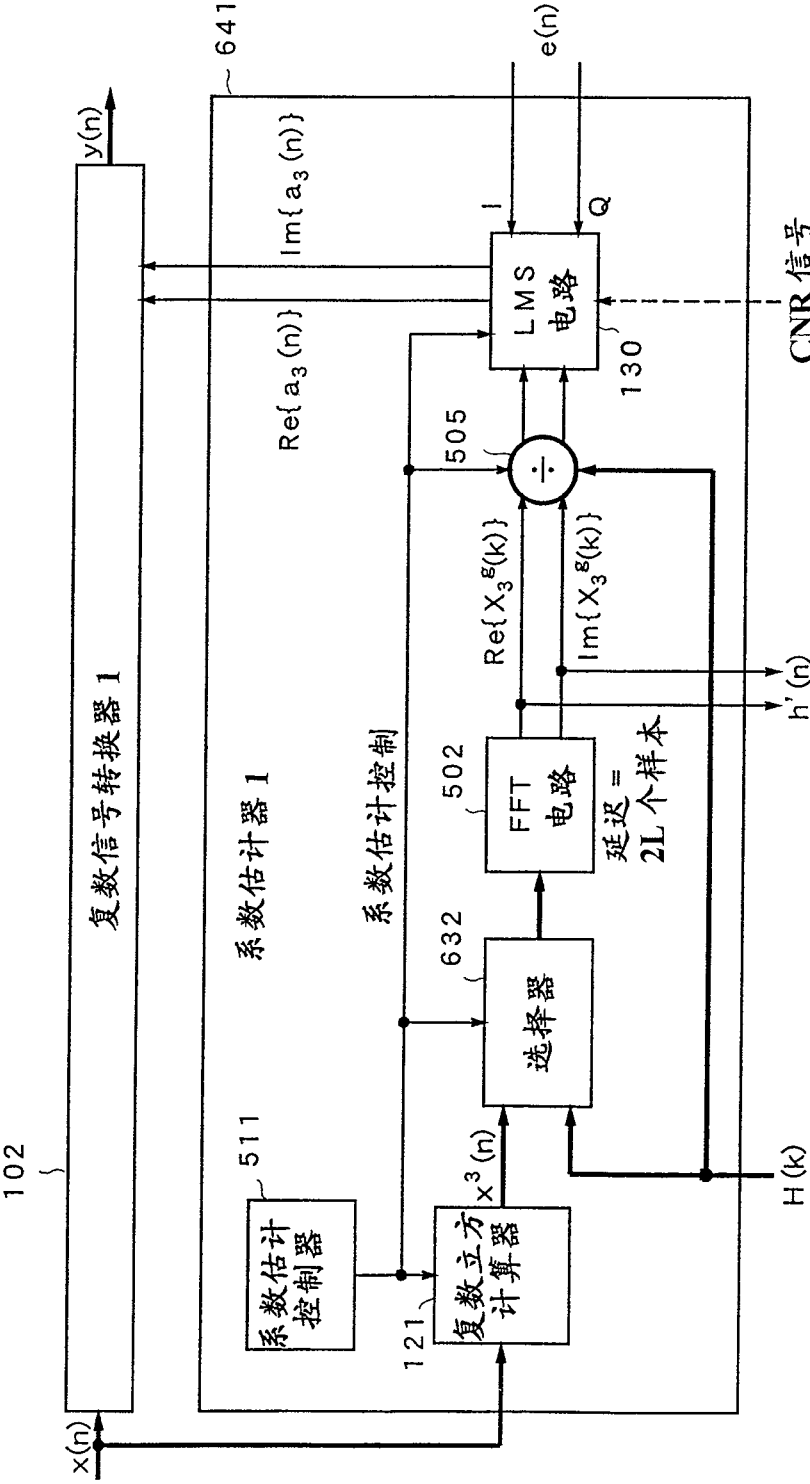


图 55

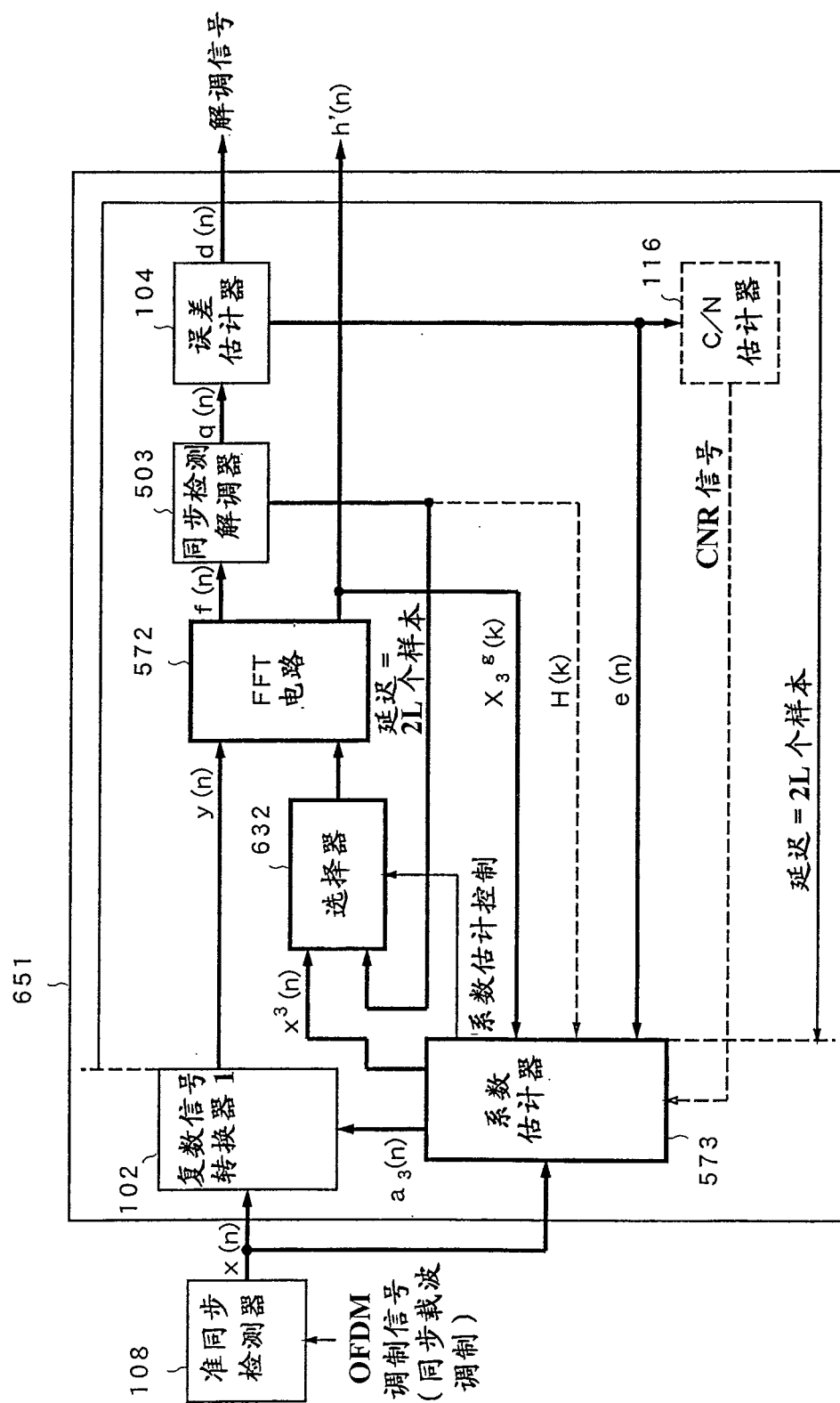


图 56

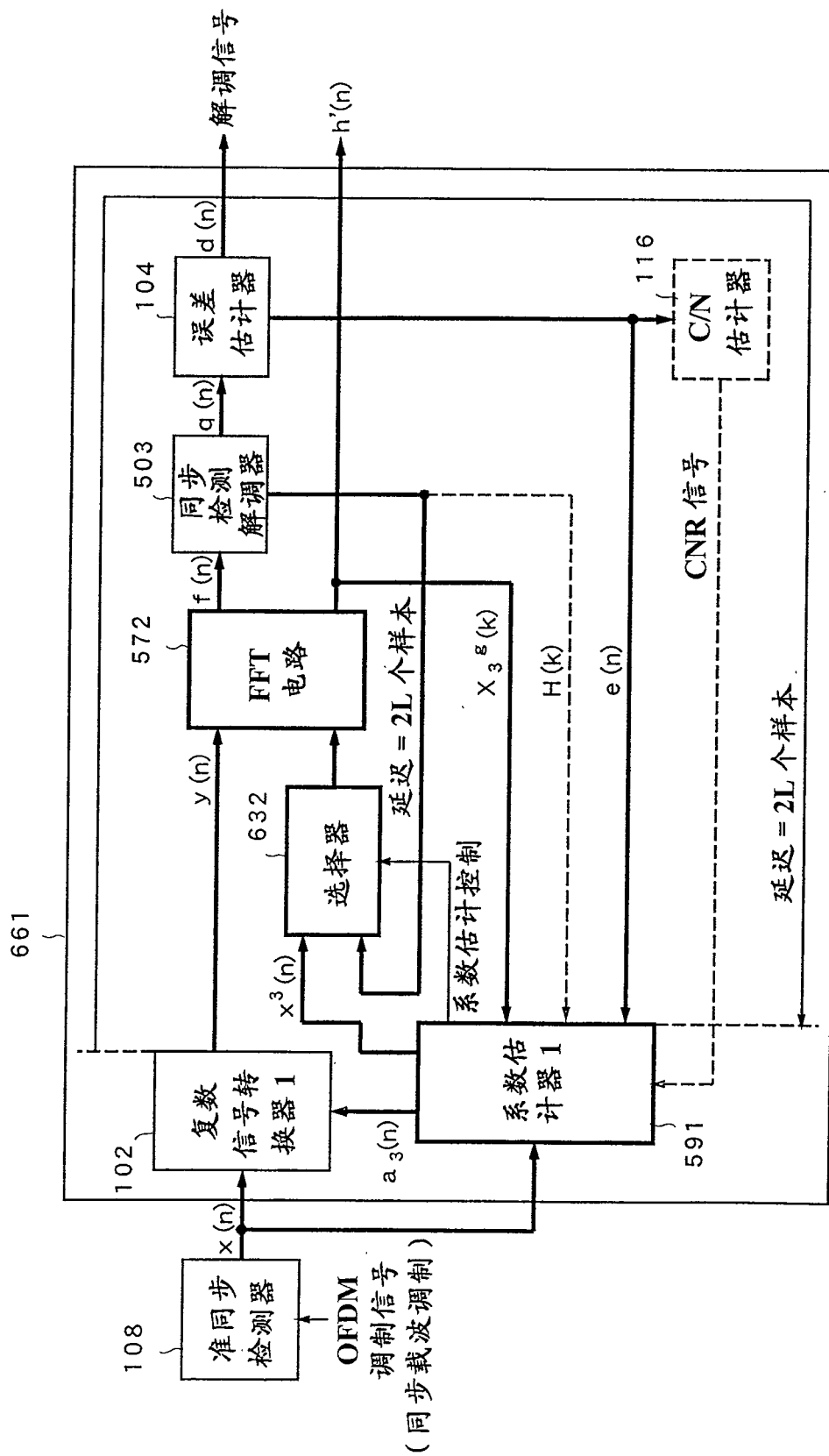


图 58

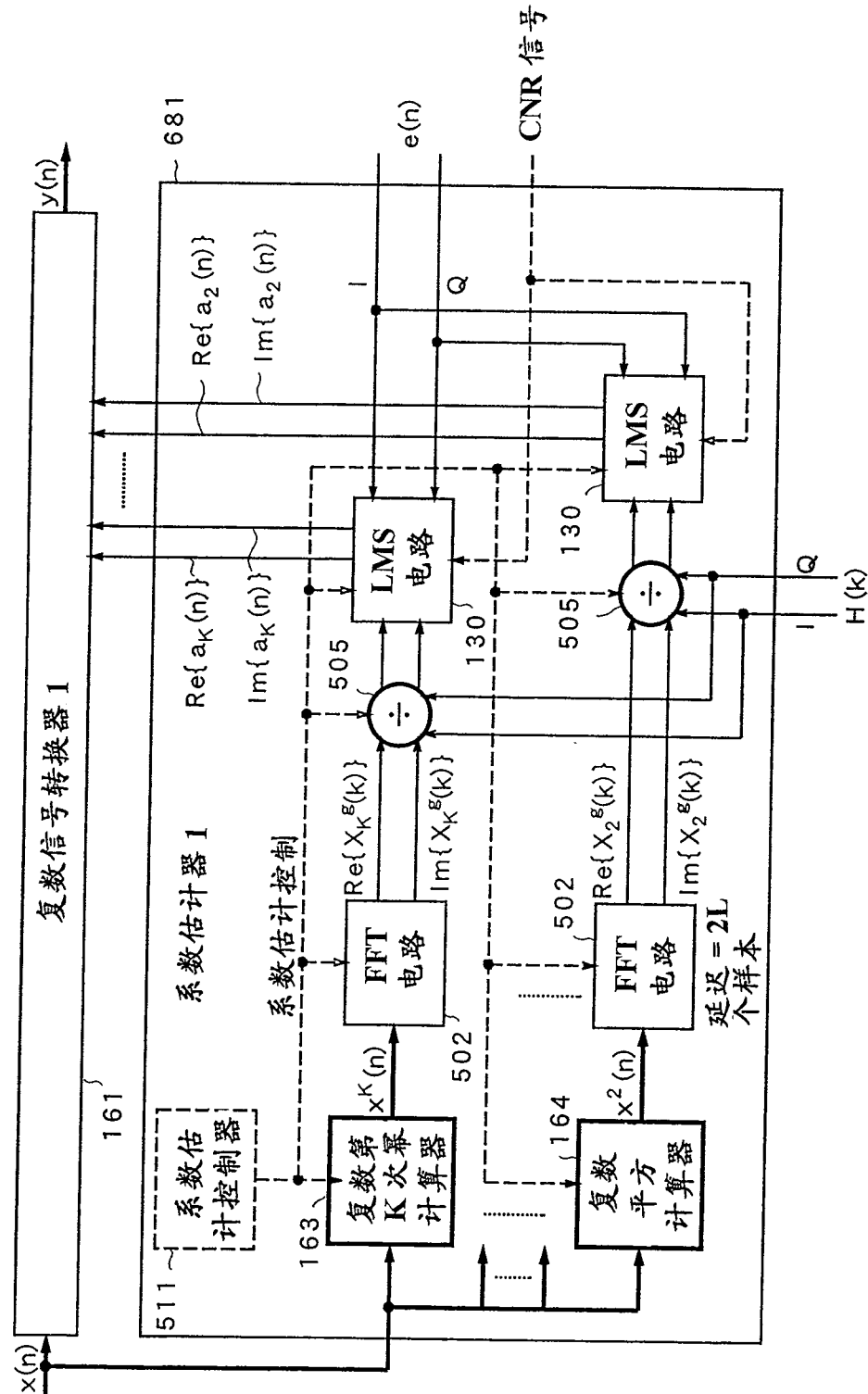


图 59

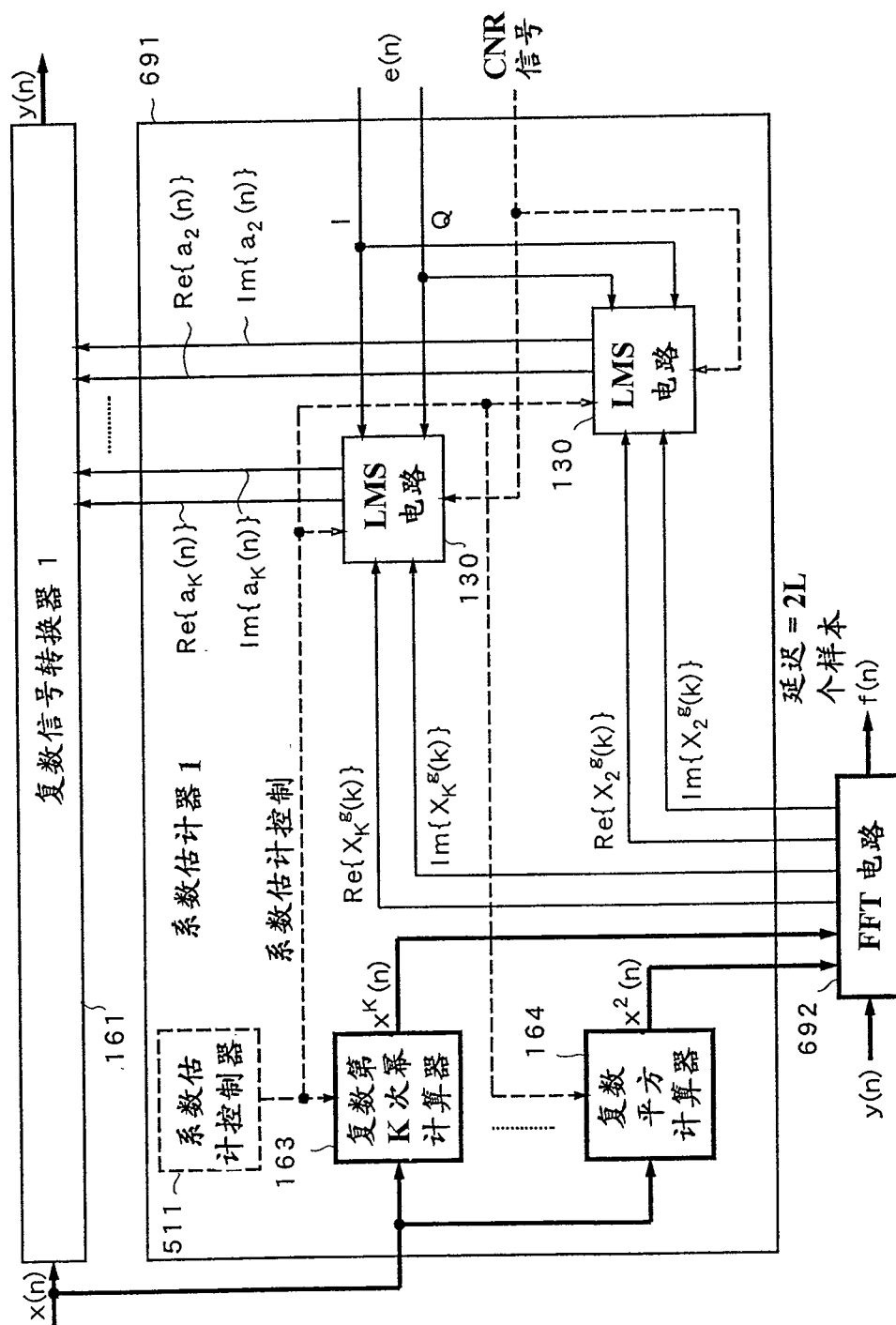


图 60

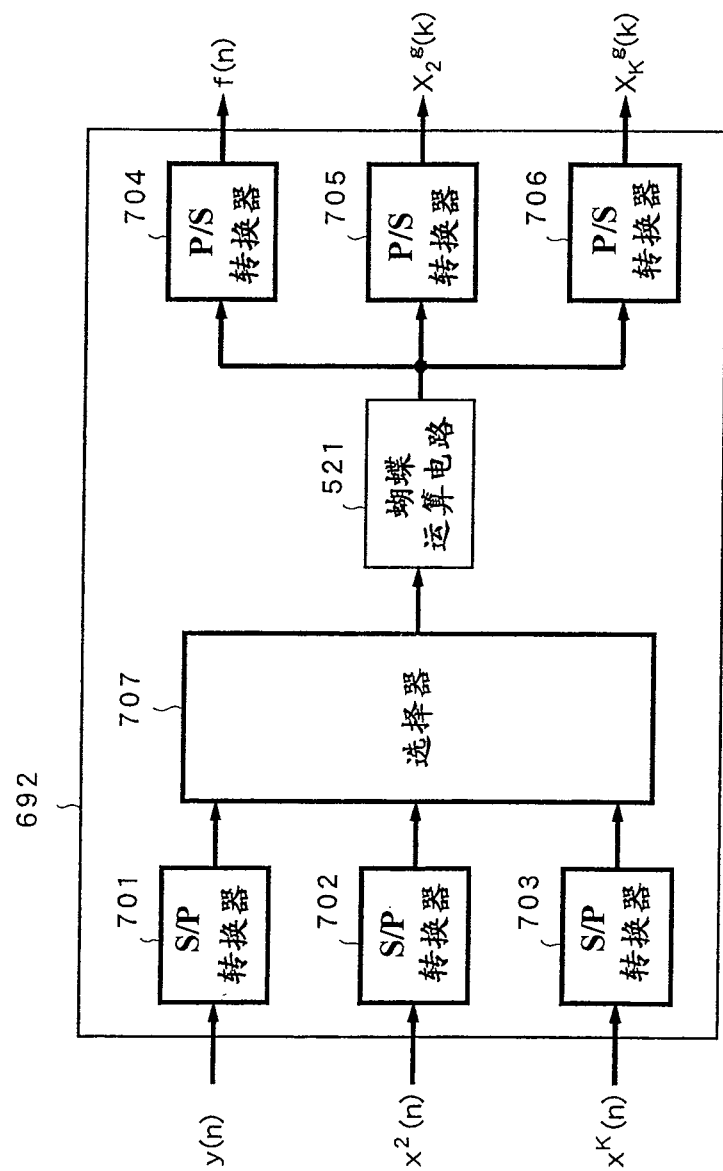


图 61

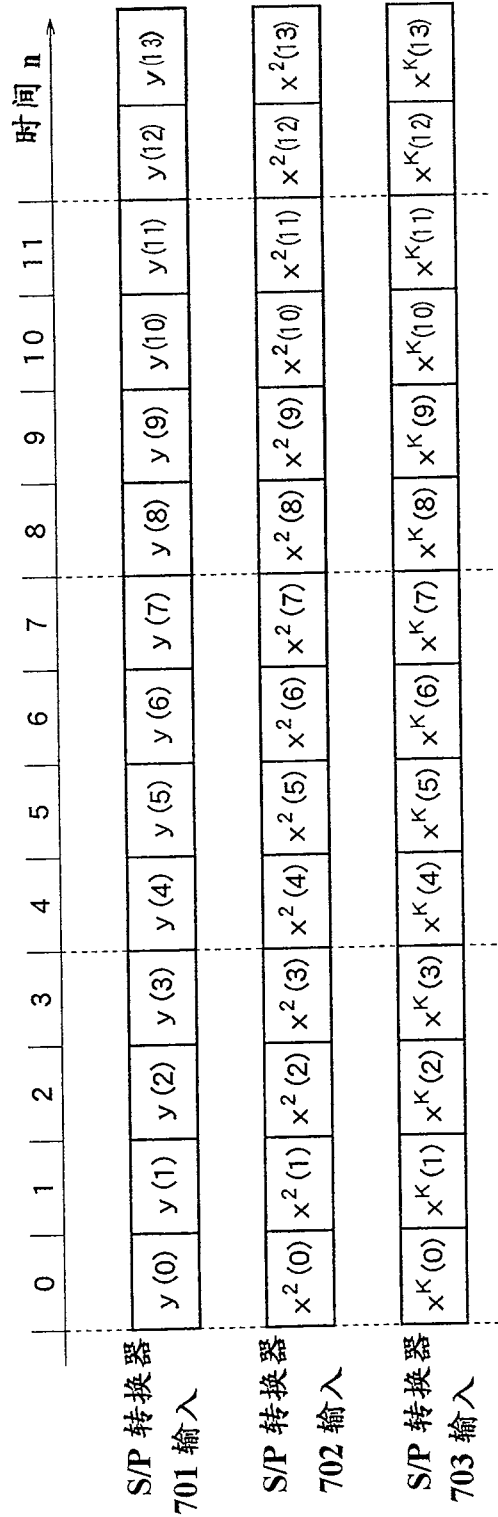


图 62

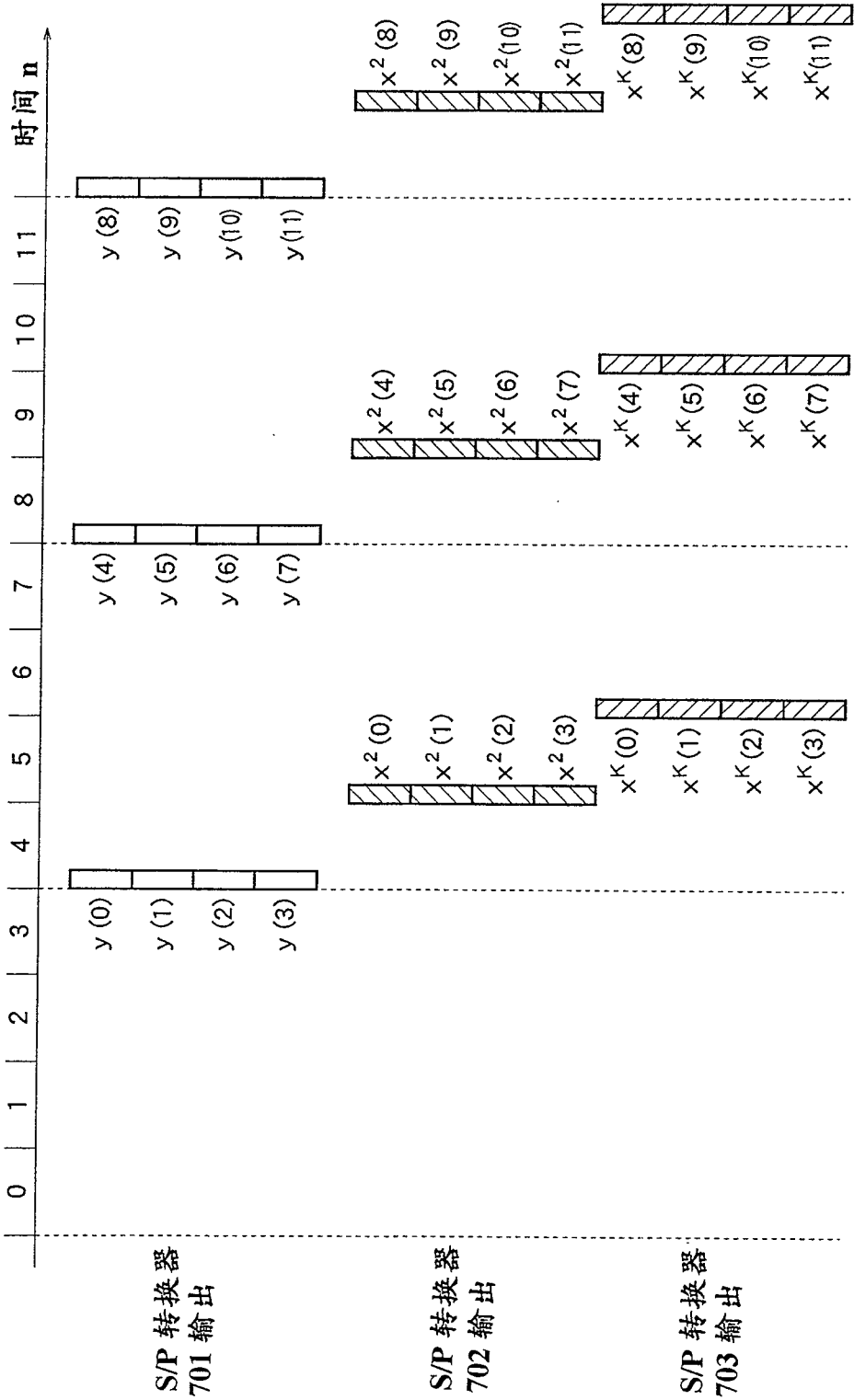


图 63

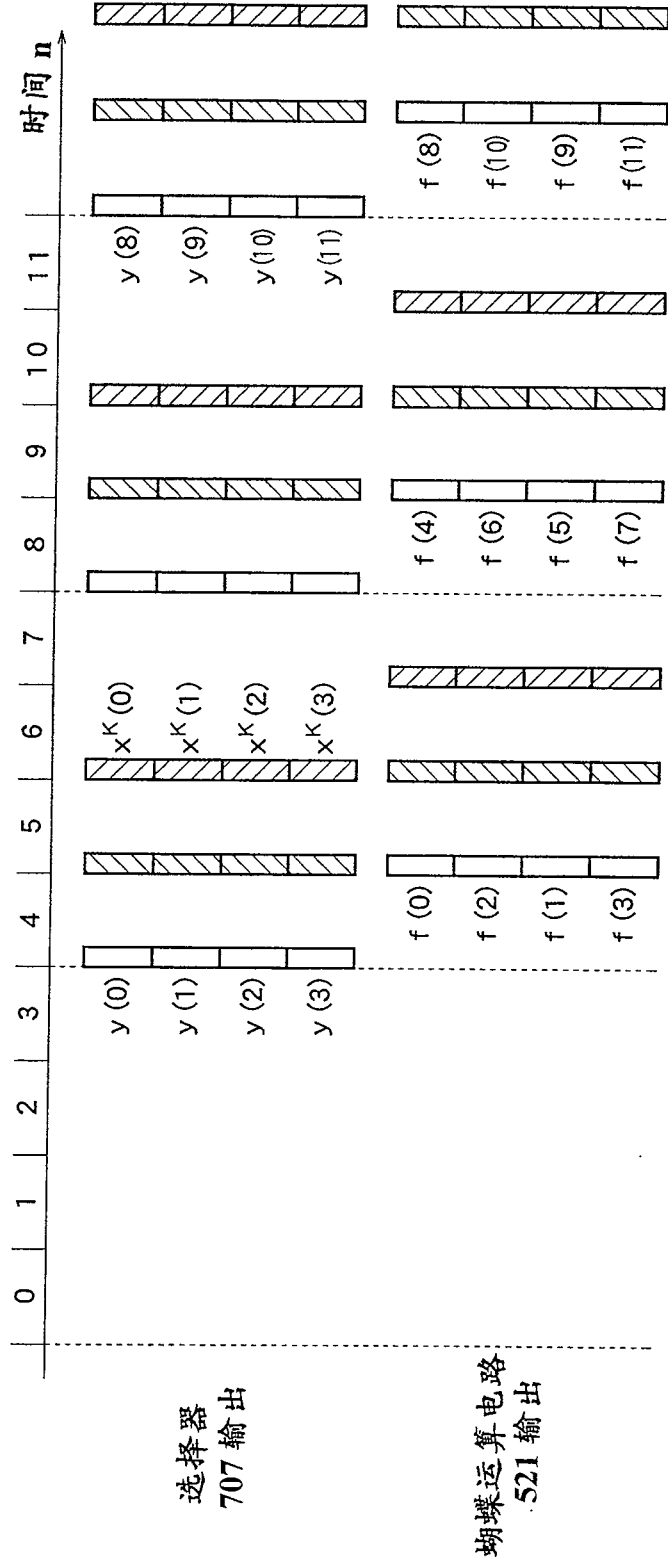


图 64

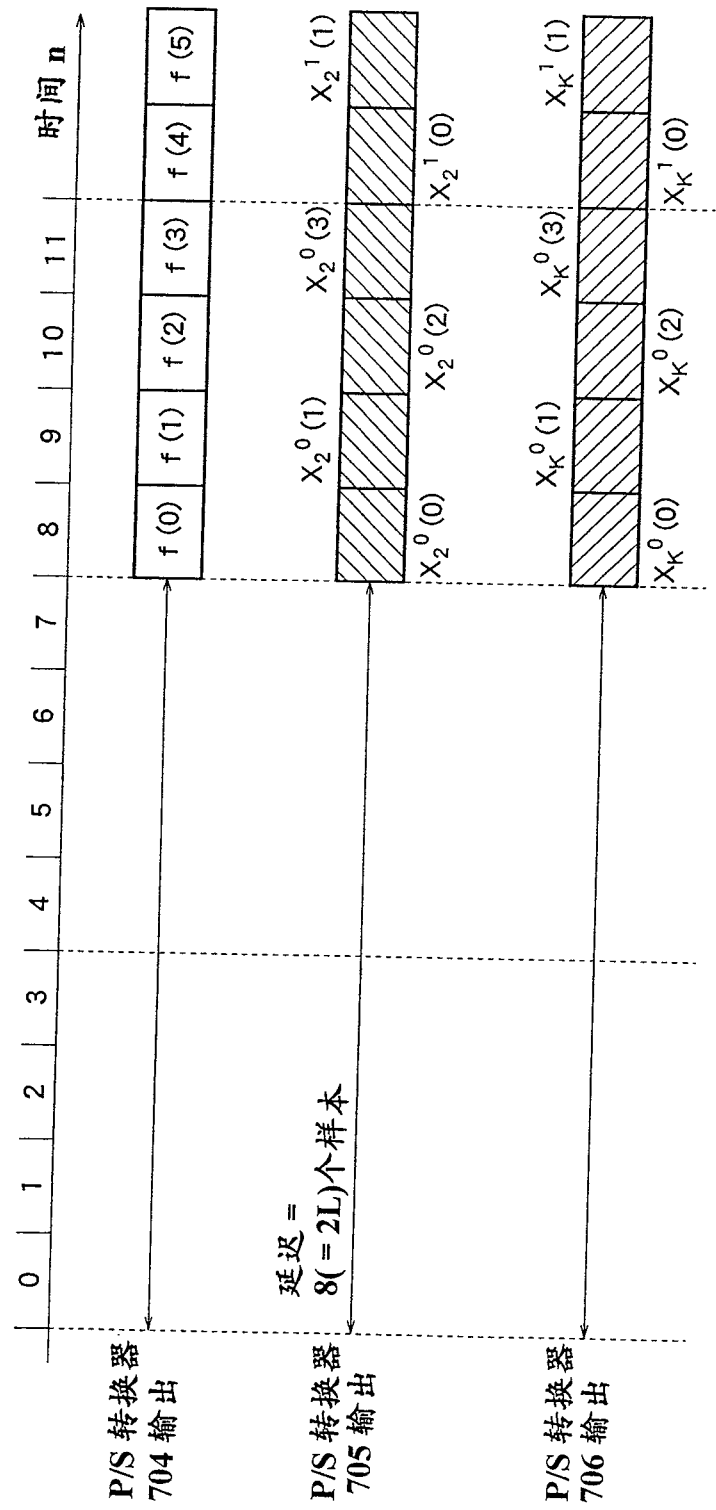


图 65

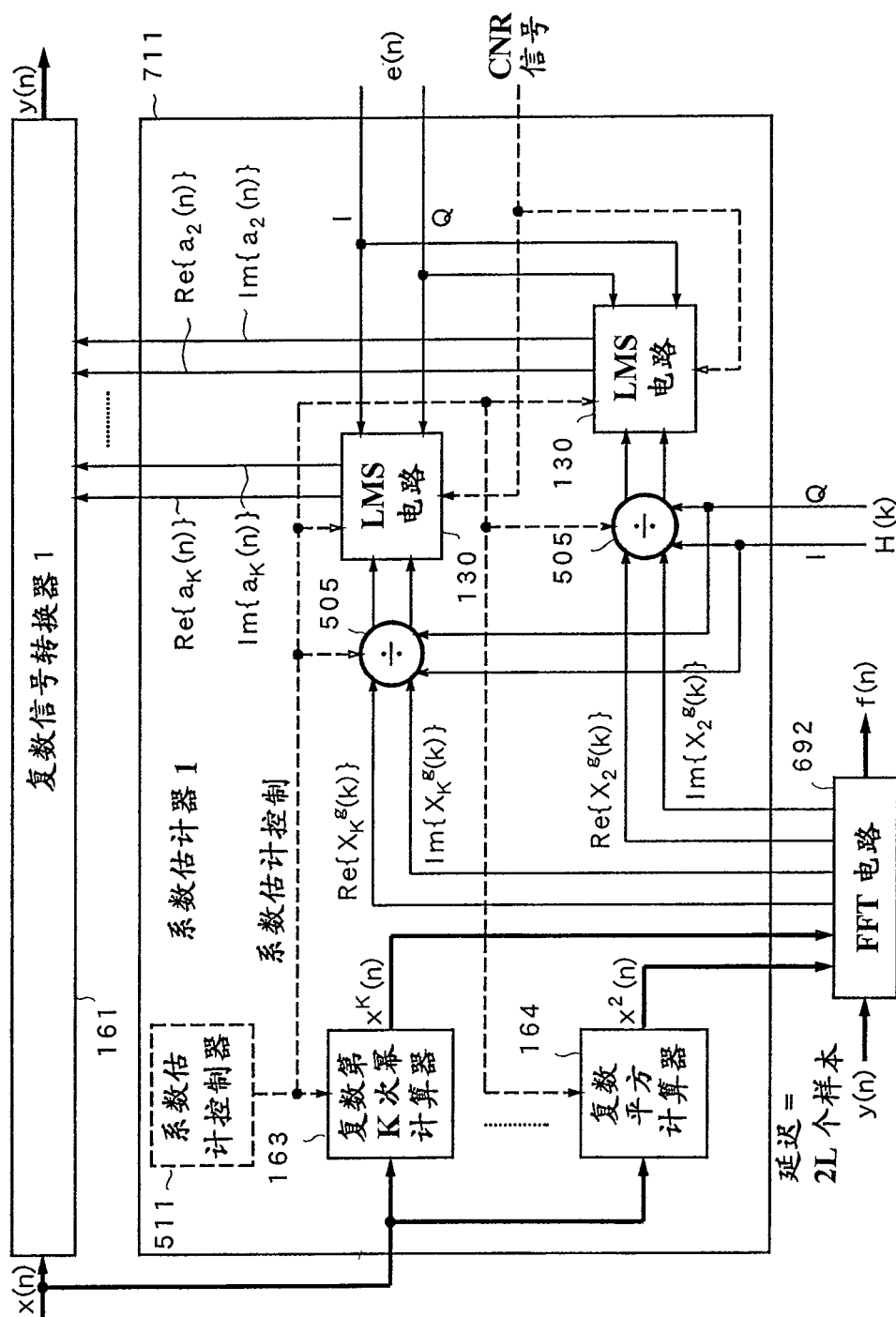


图 66

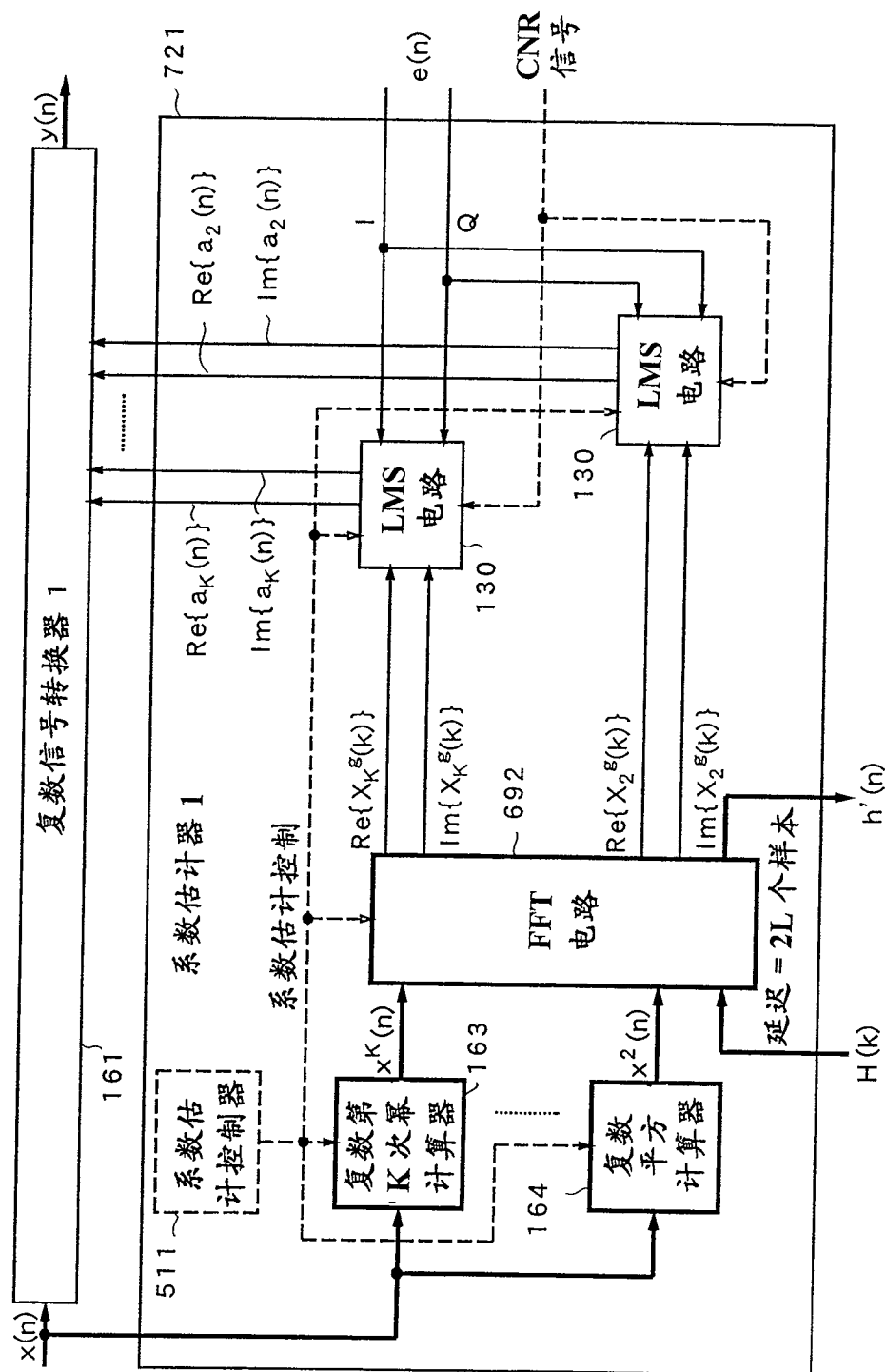


图 67

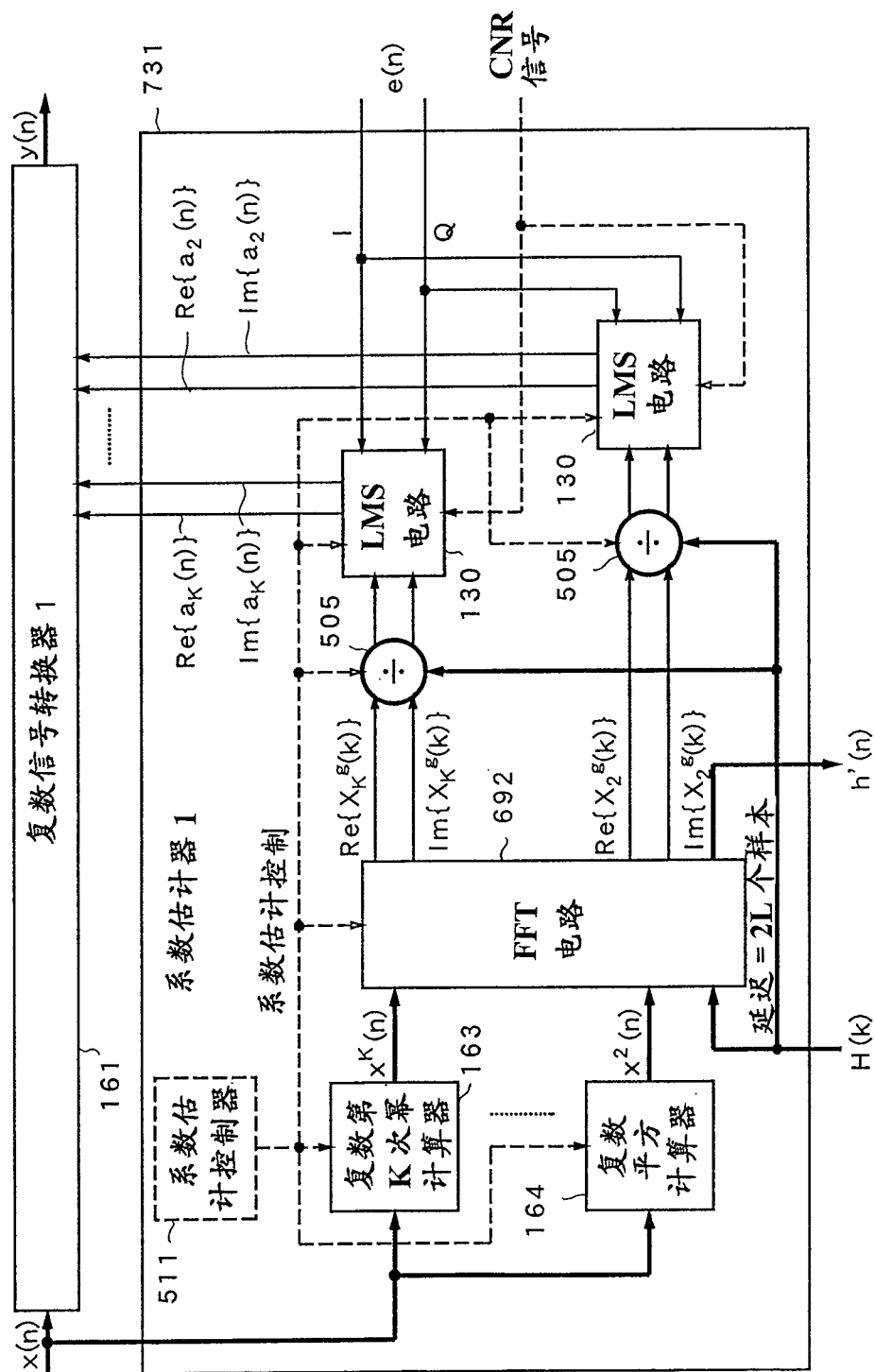


图 68

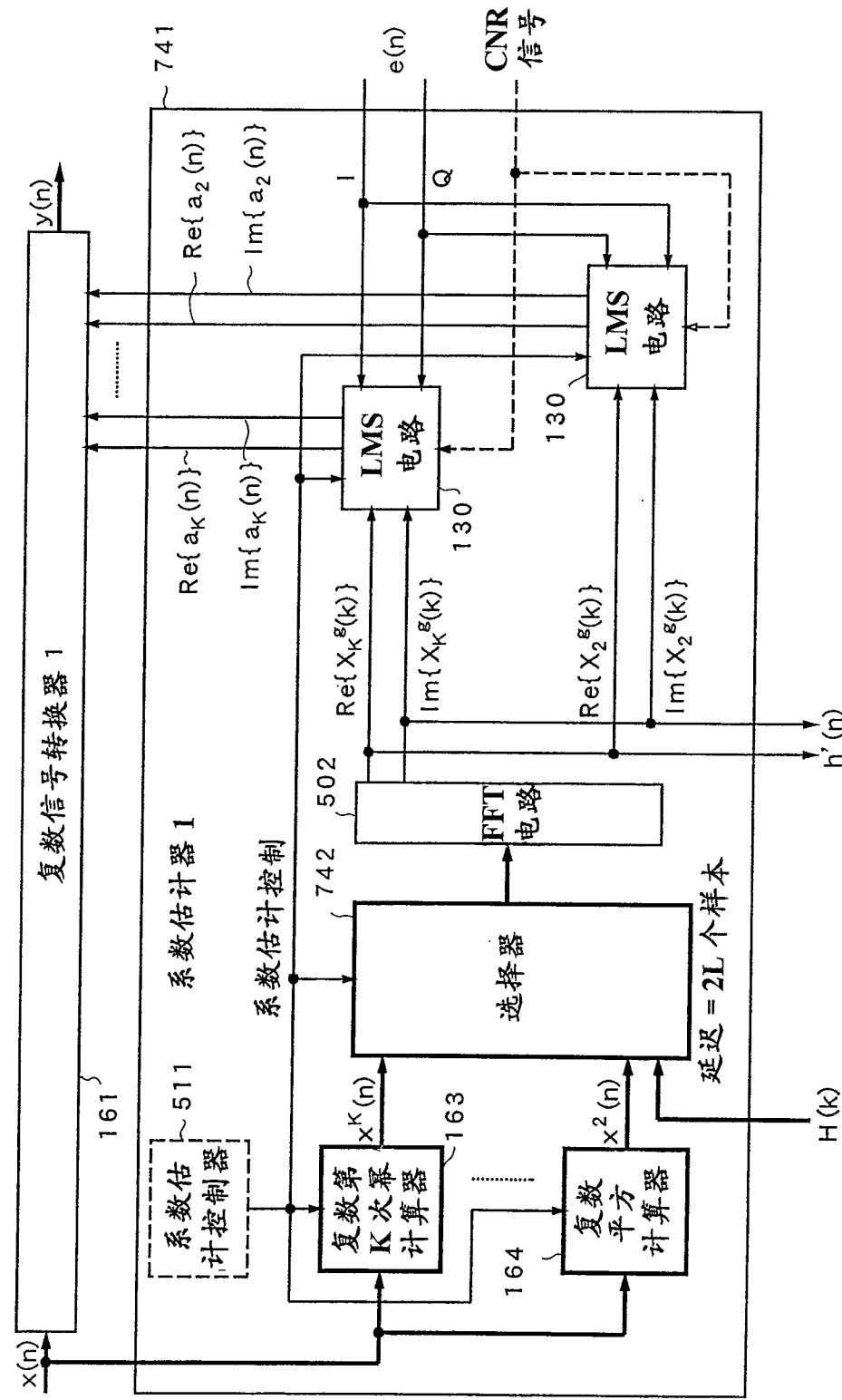


图 69

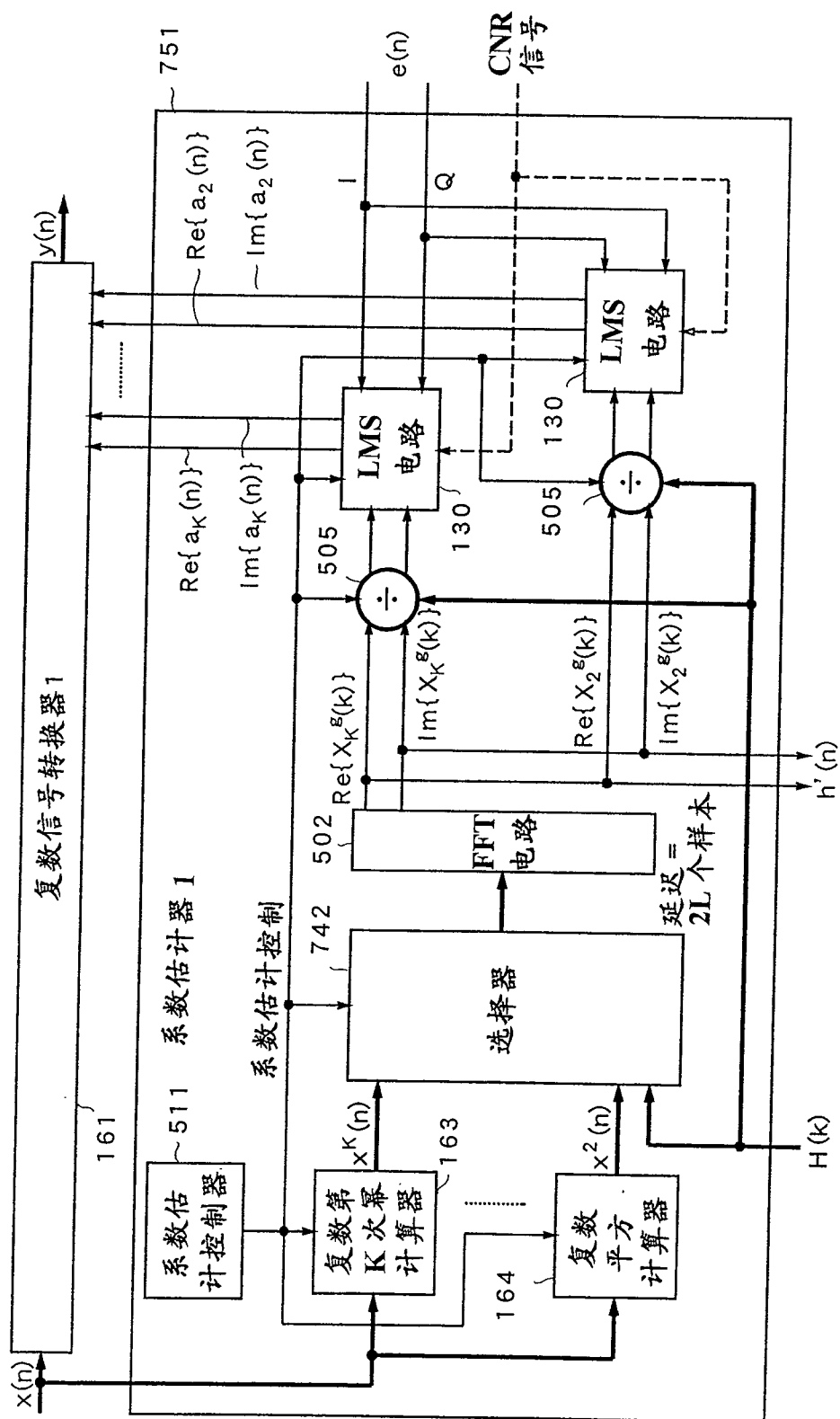


图 70

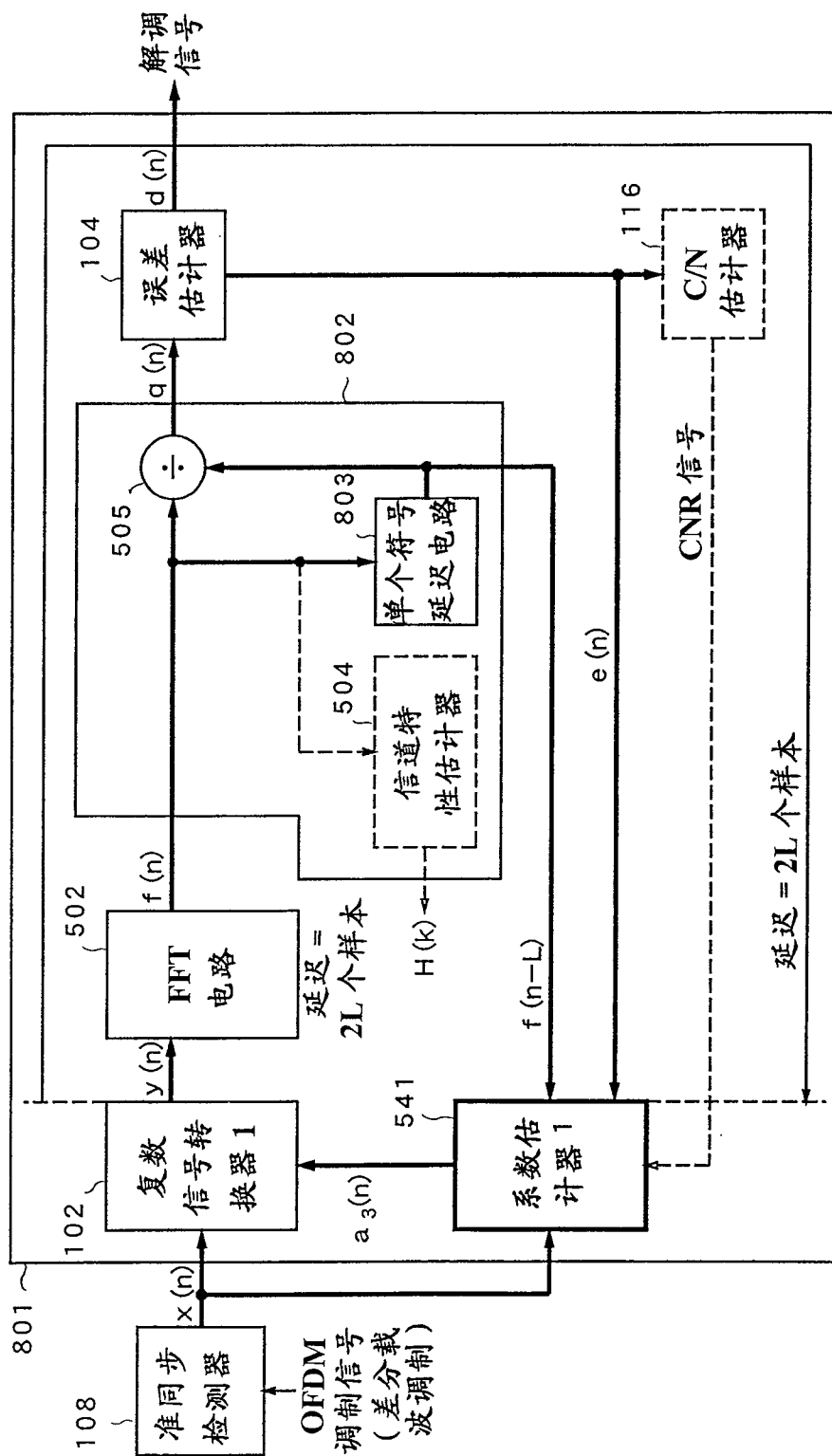


图 71

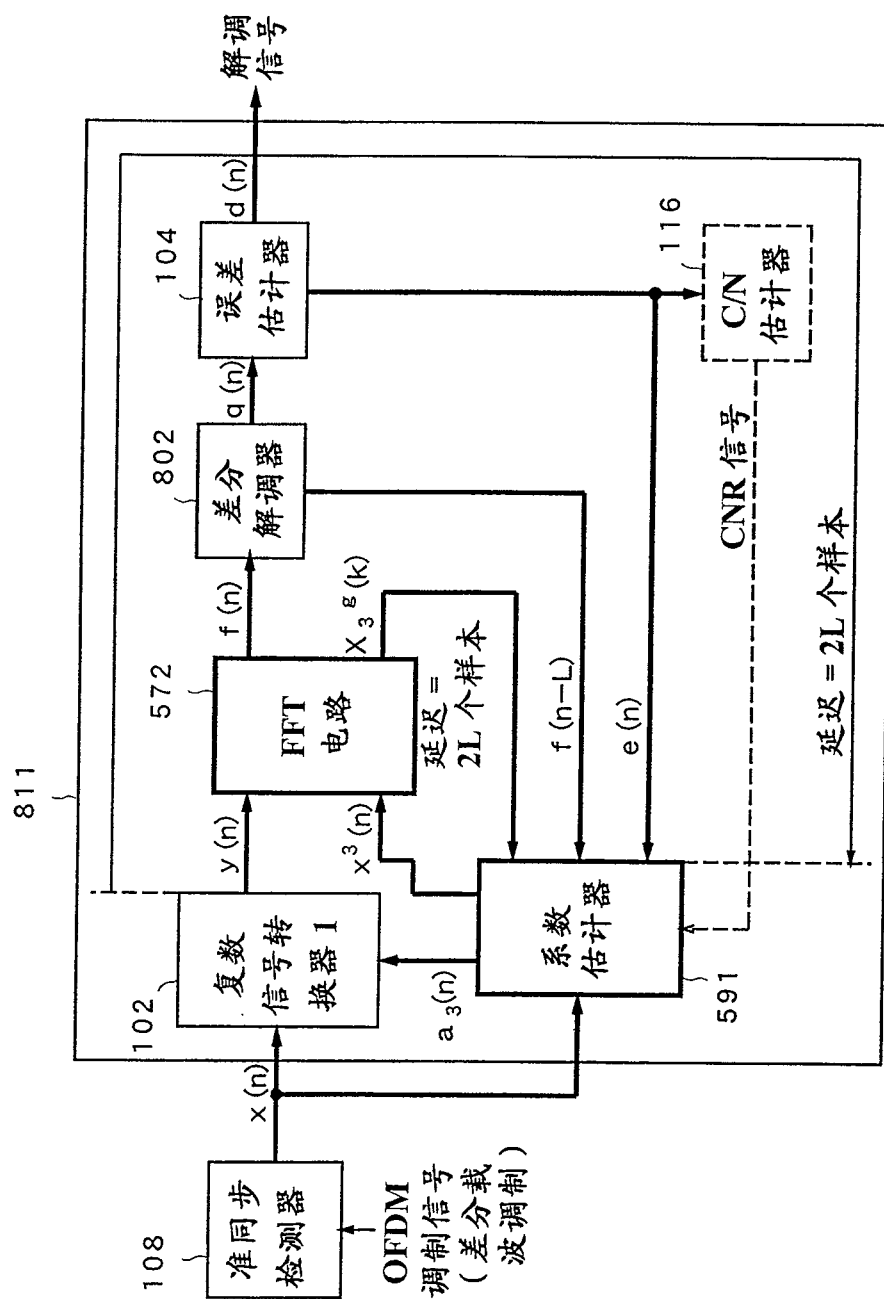


图 72

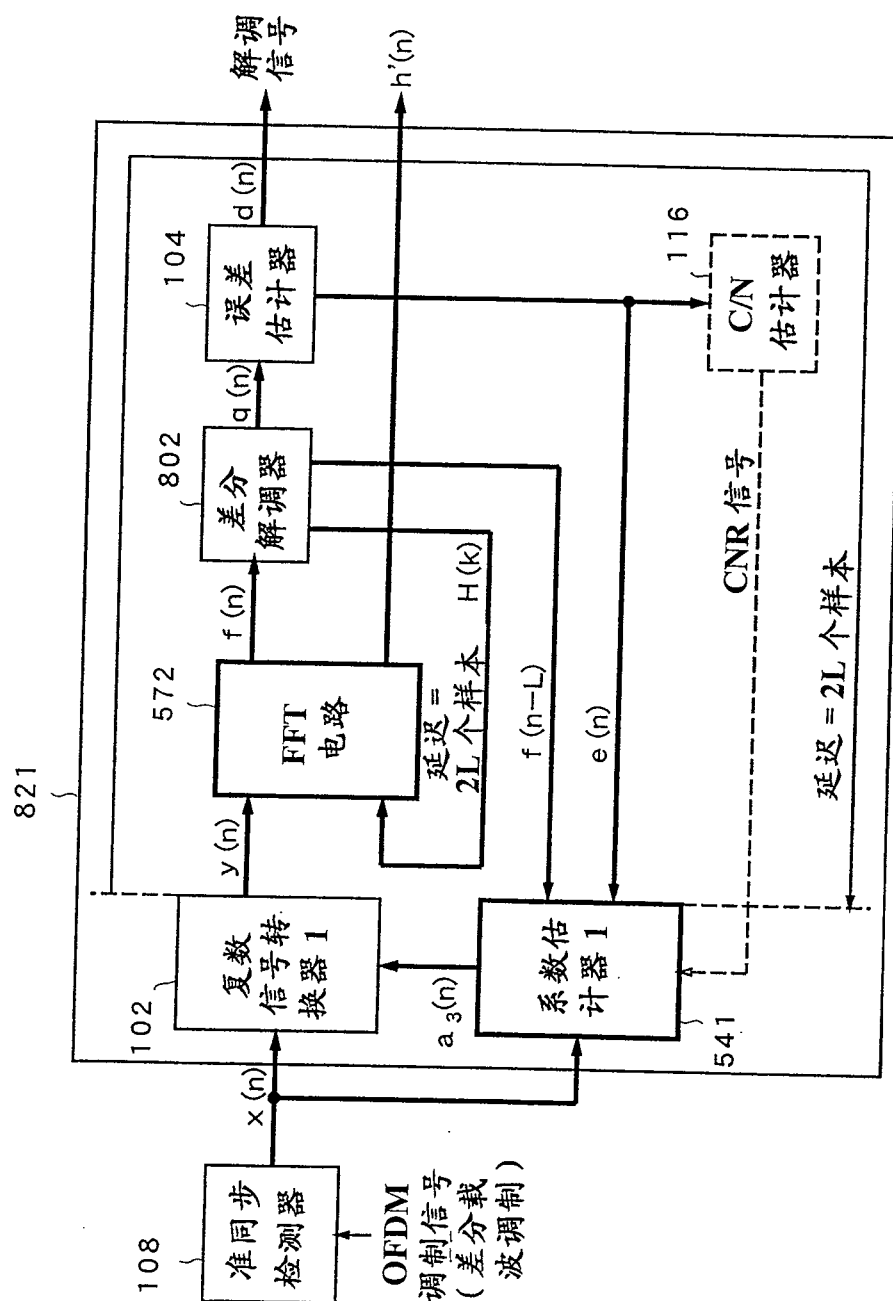


图 73

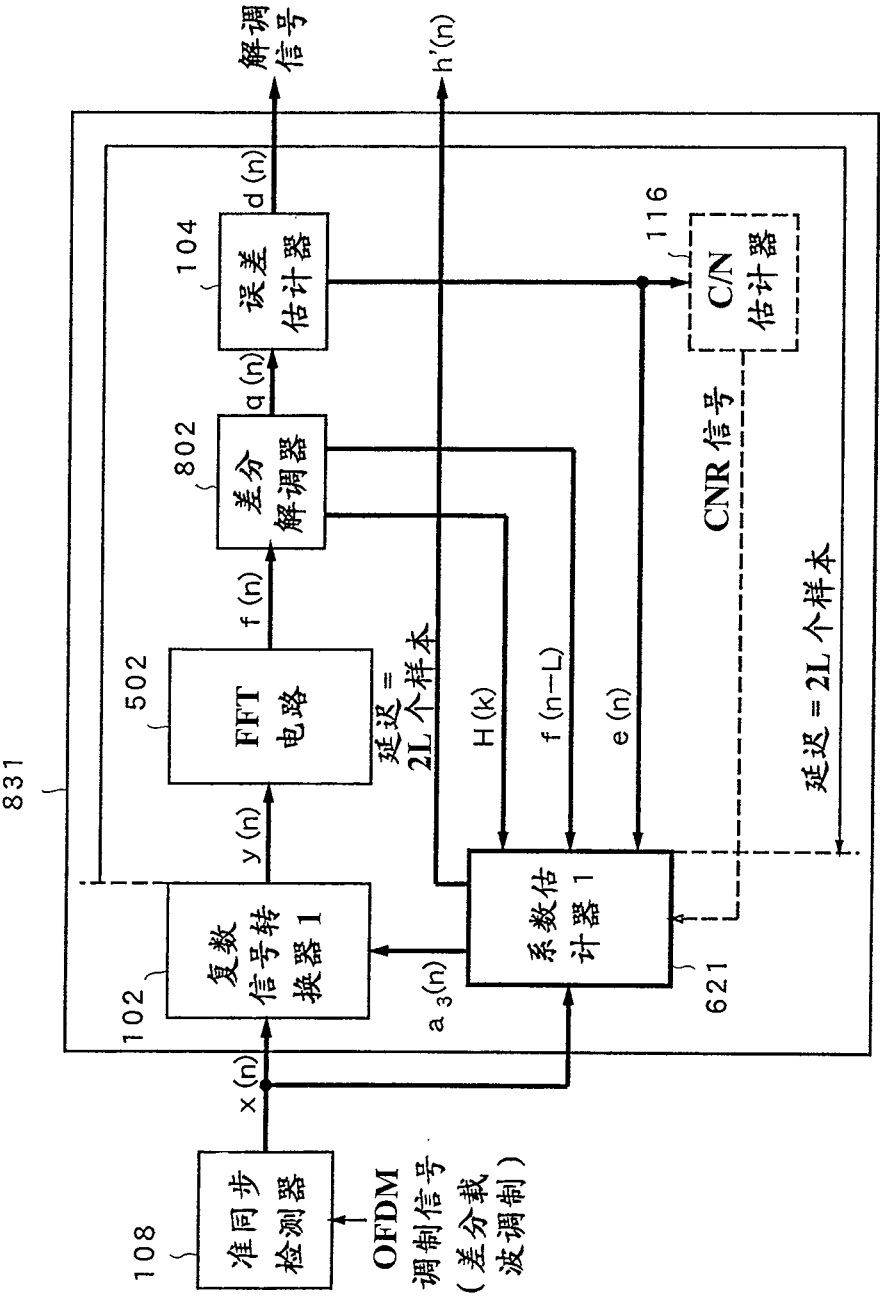


图 74

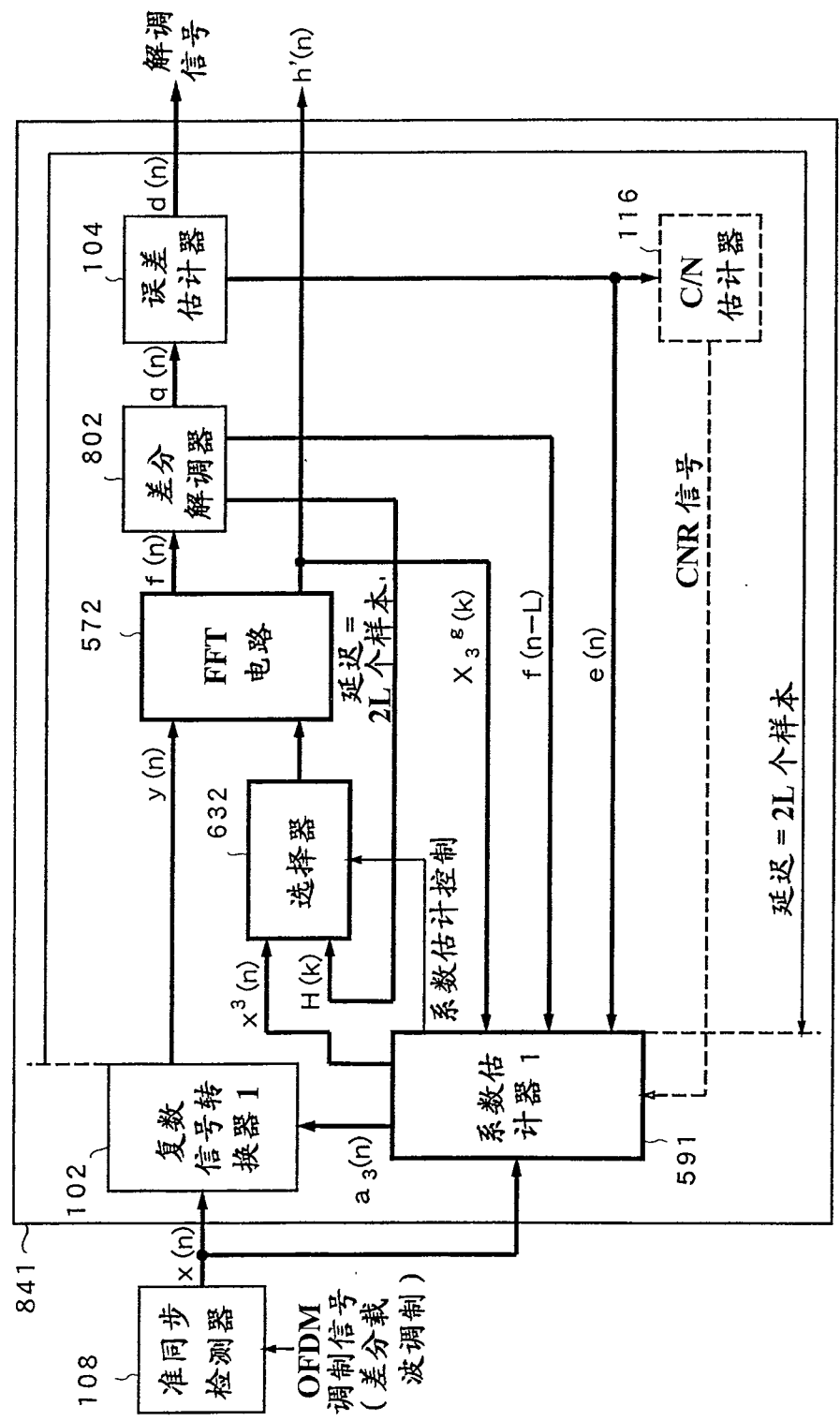


图 76

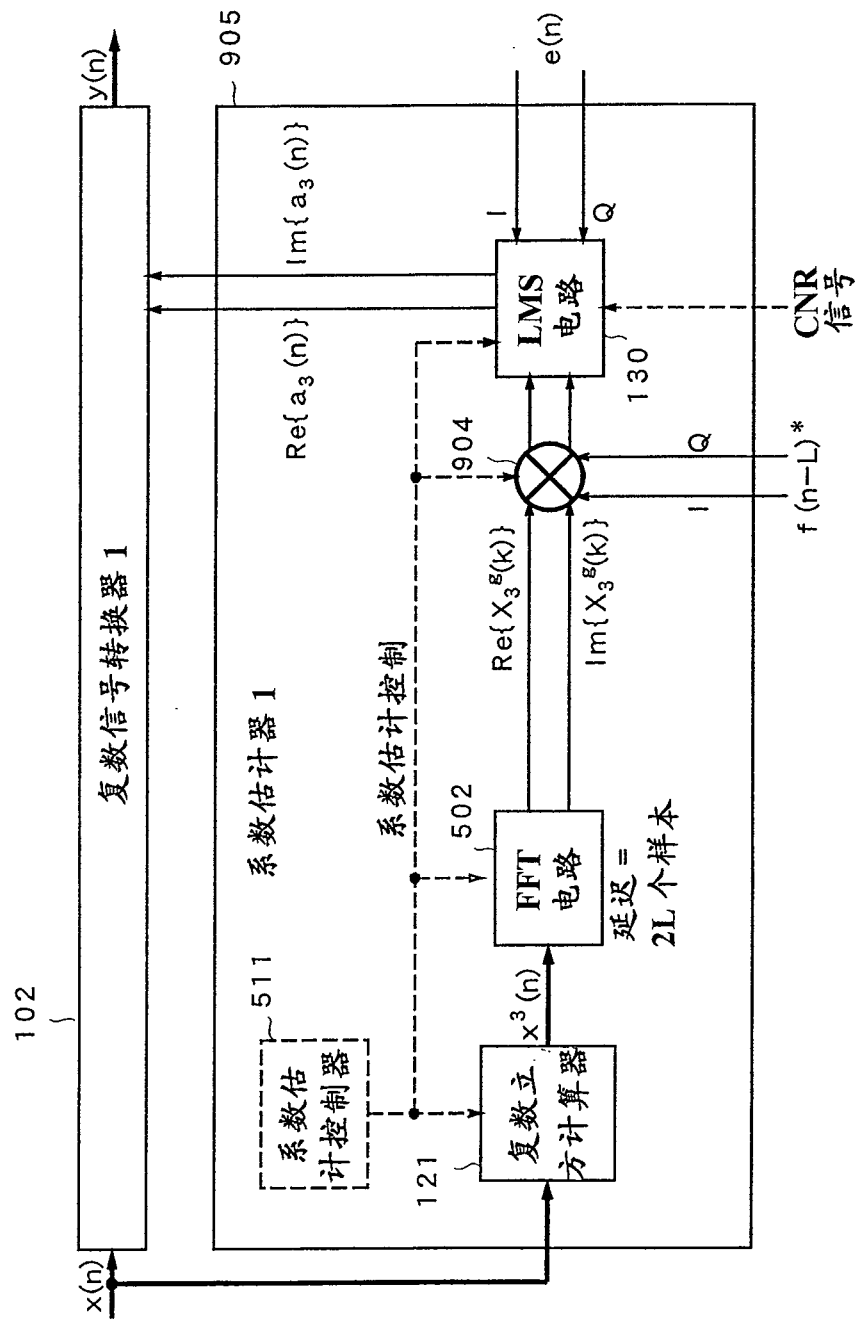


图 77

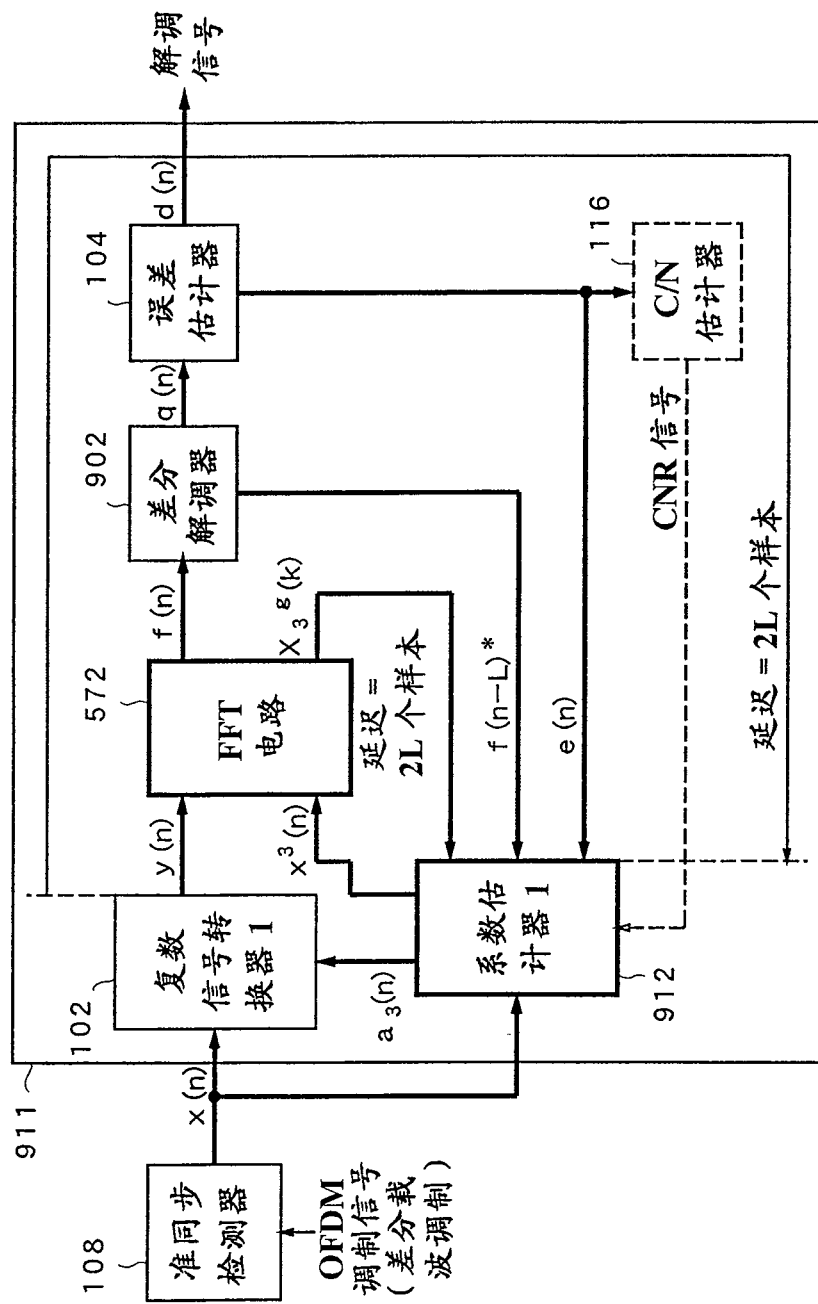


图 78

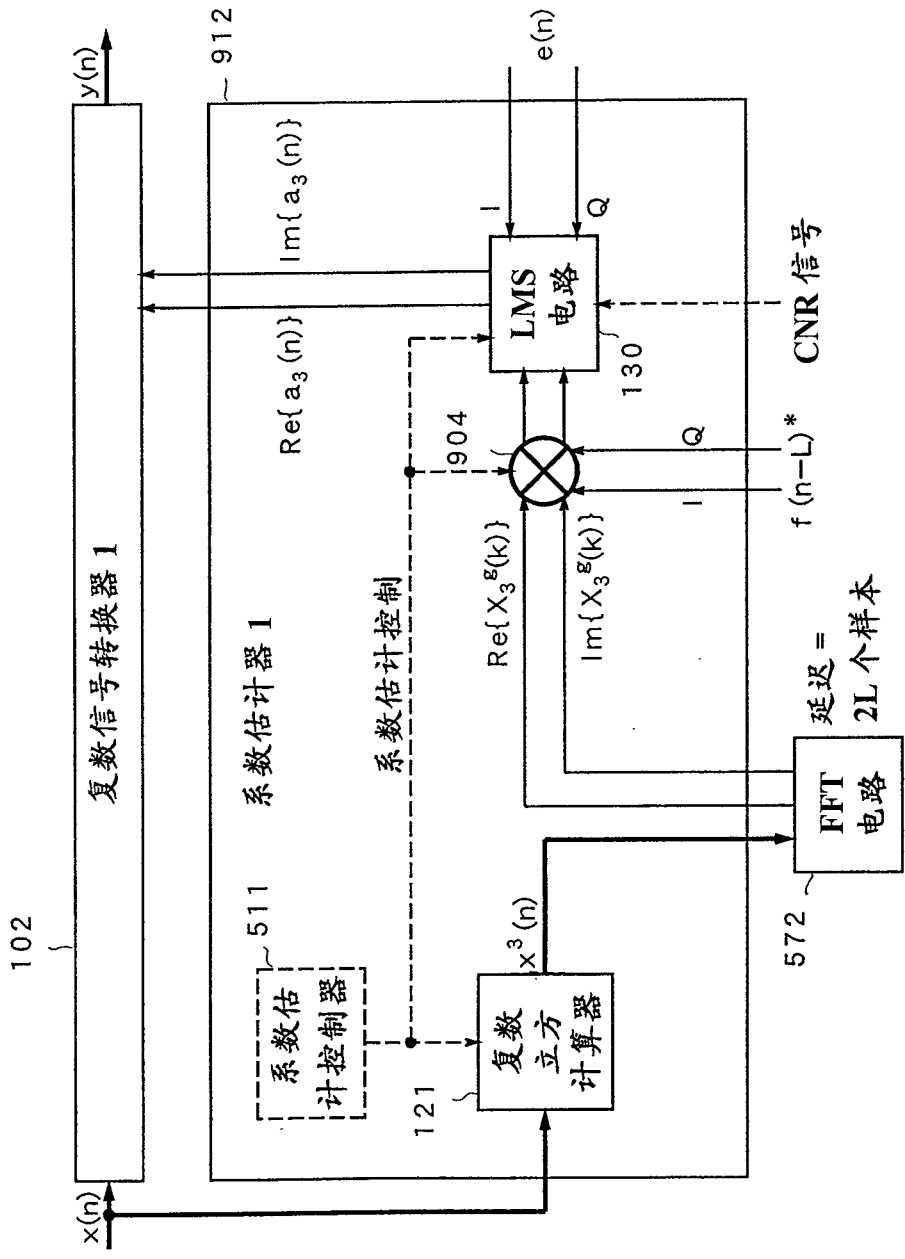


图 79

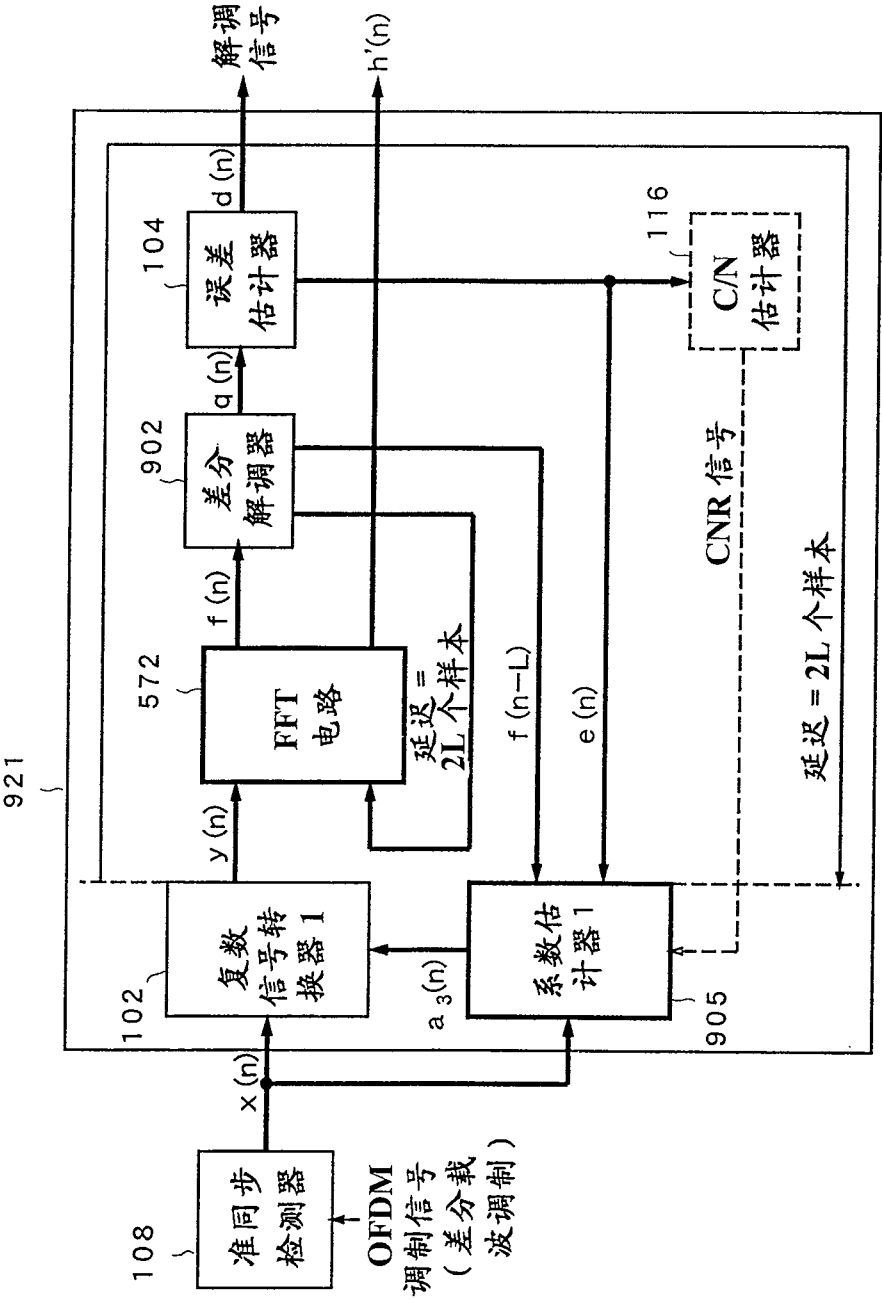


图 80

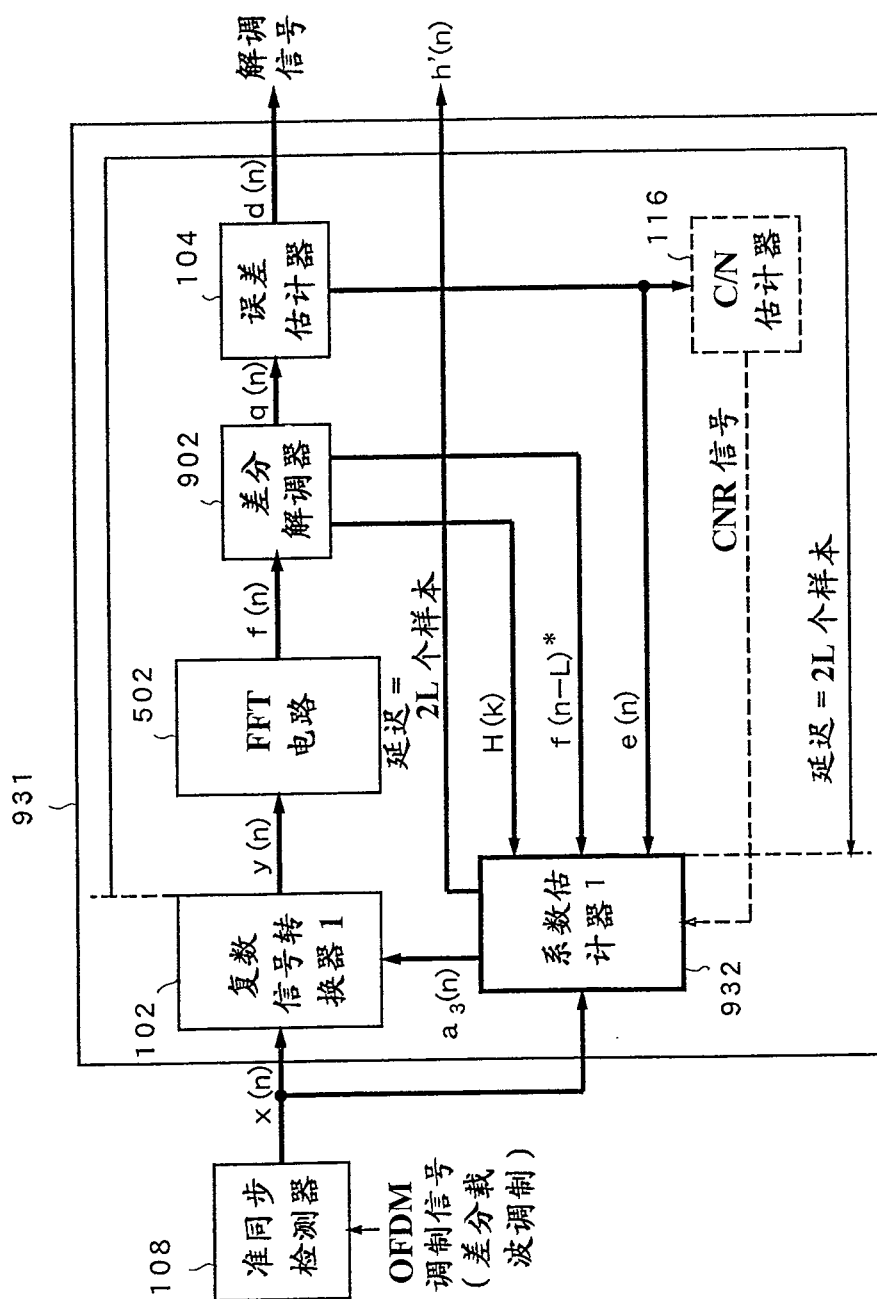


图 81

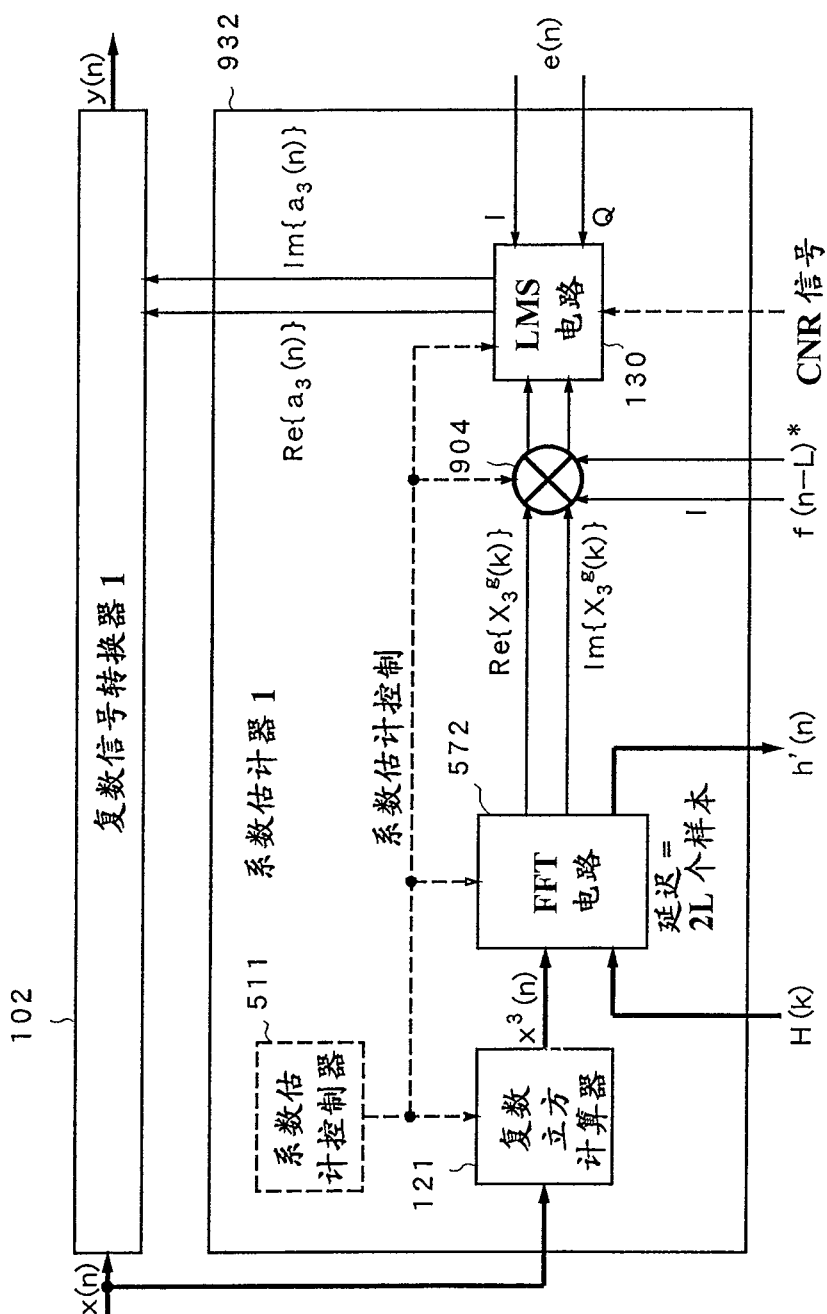


图 82

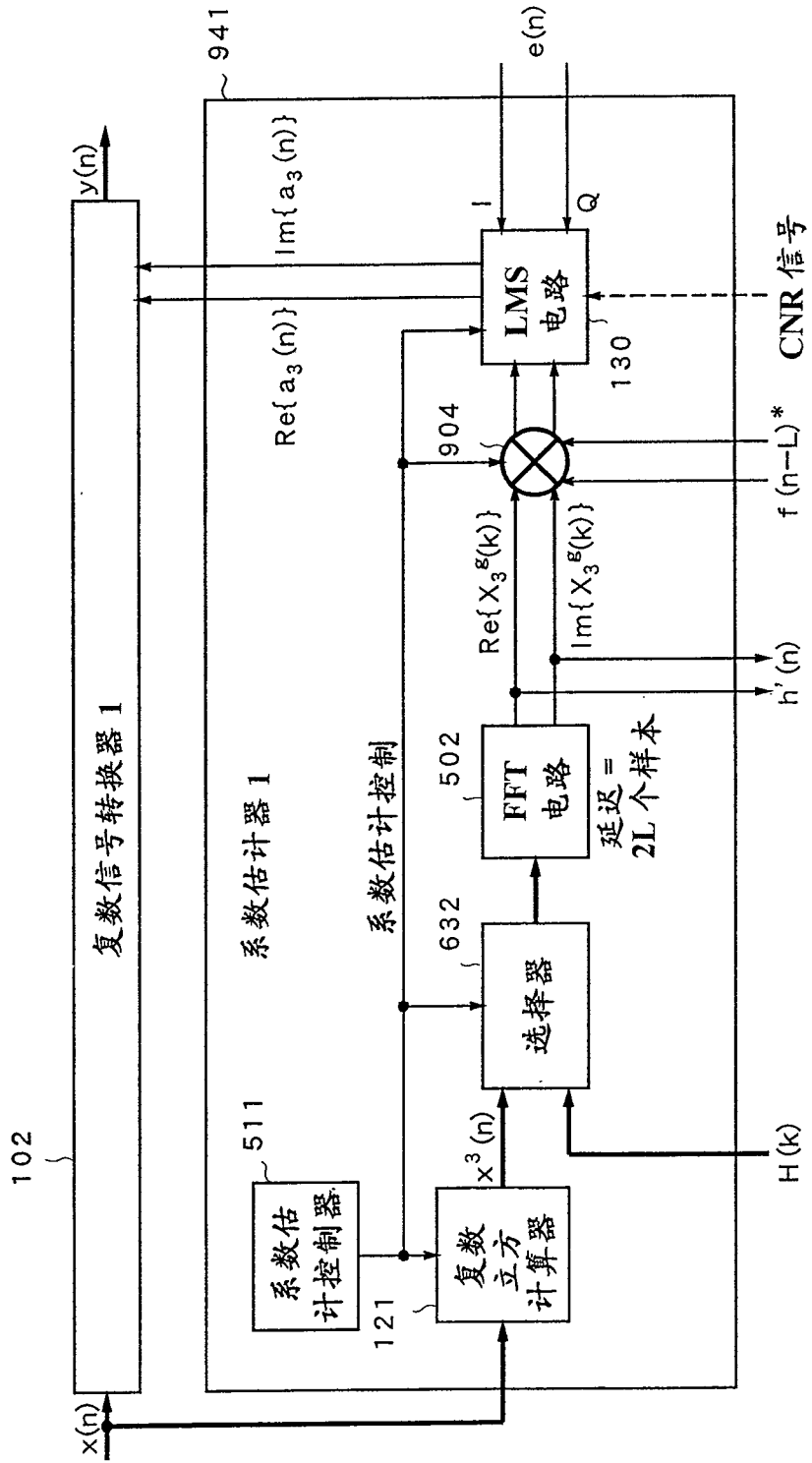


图 83

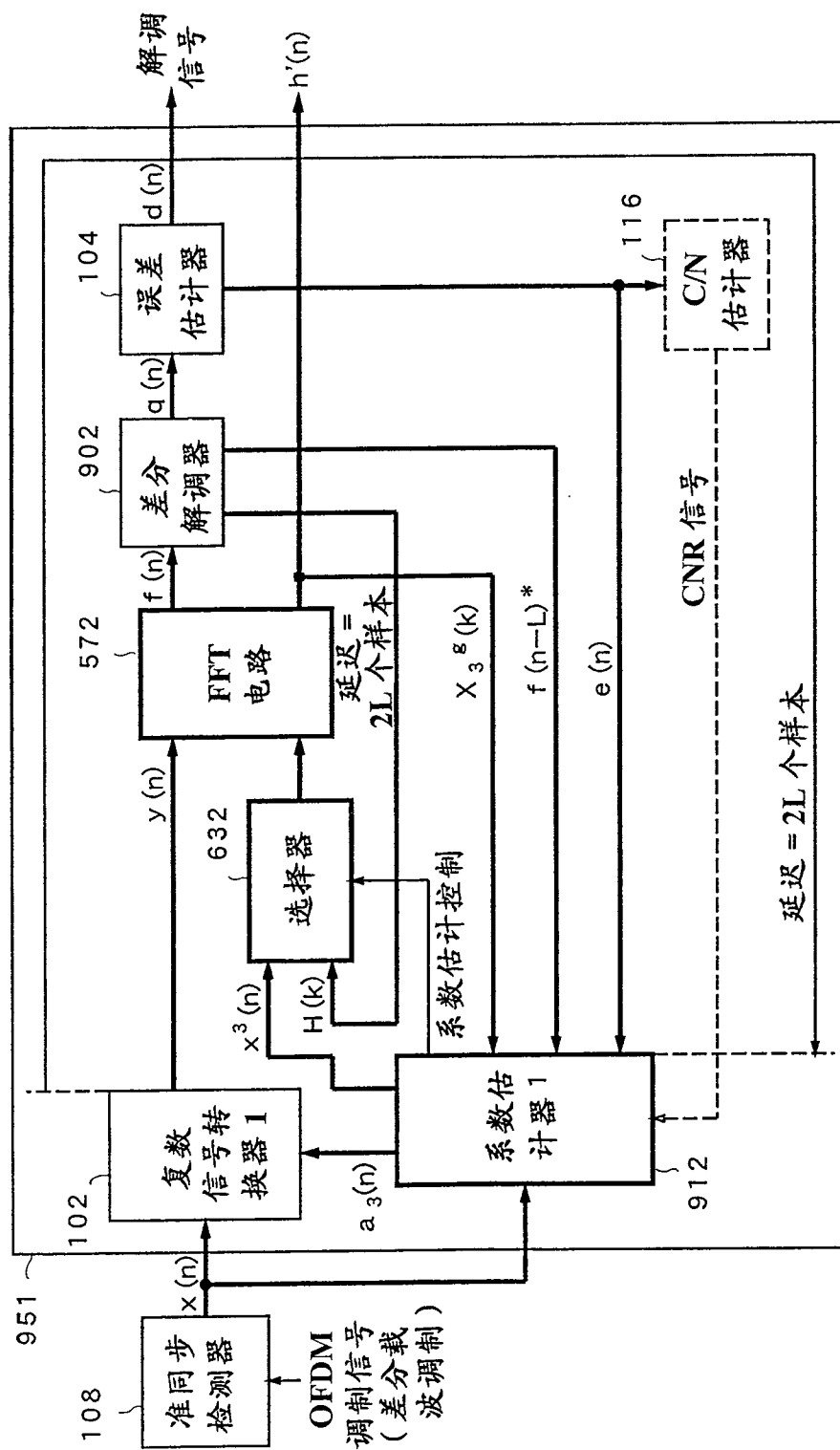


图 84

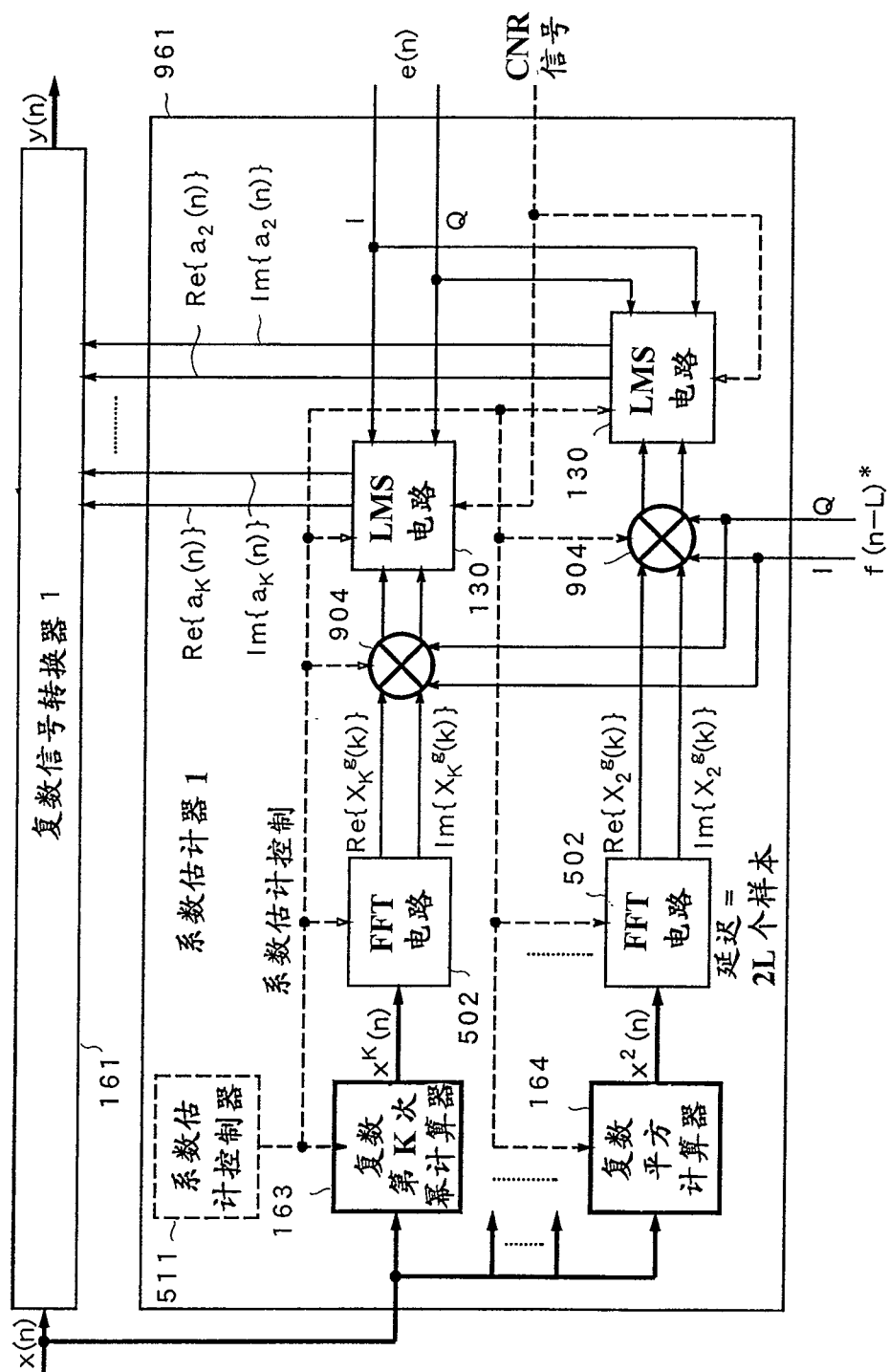


图 87

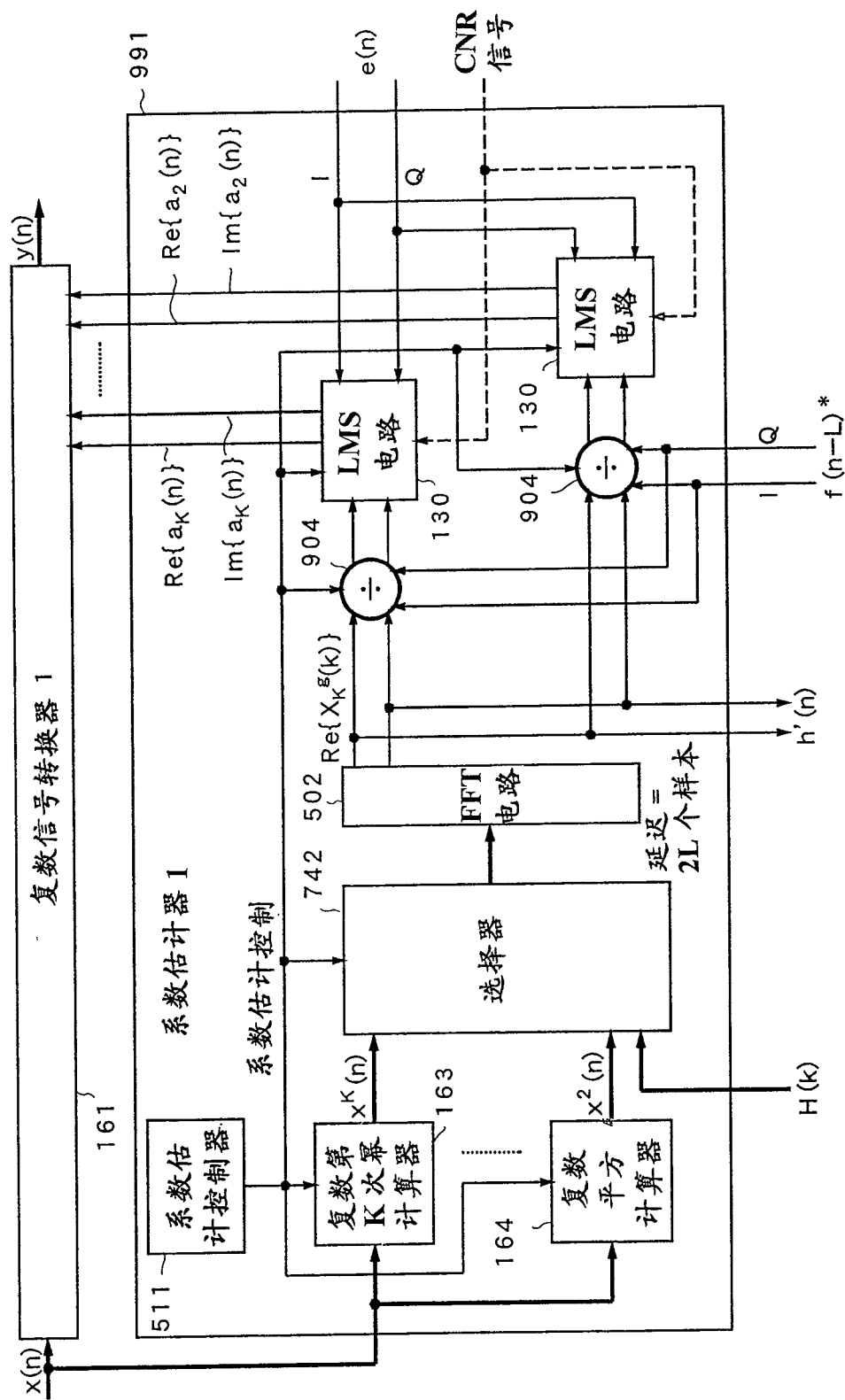


图 88

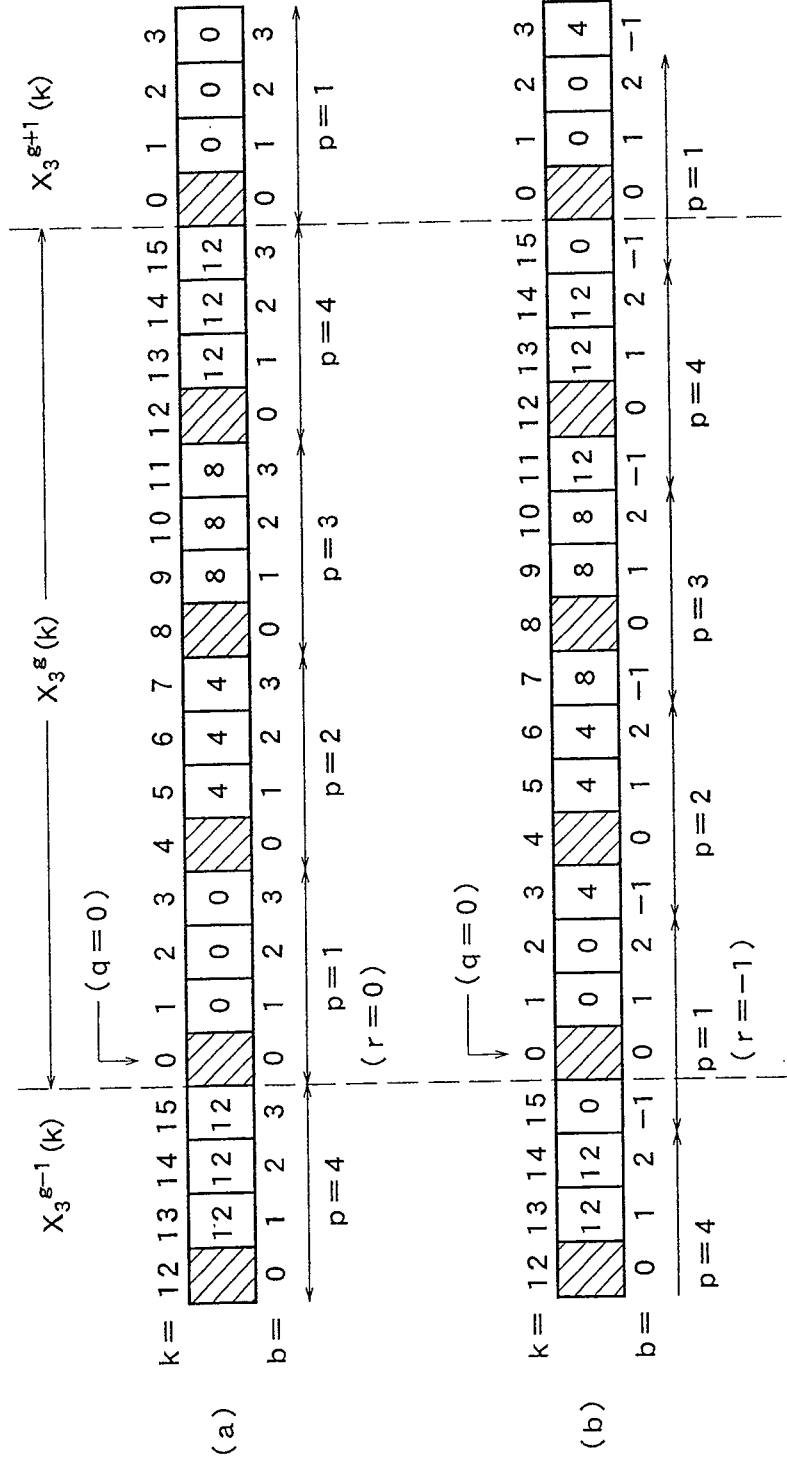


图 89

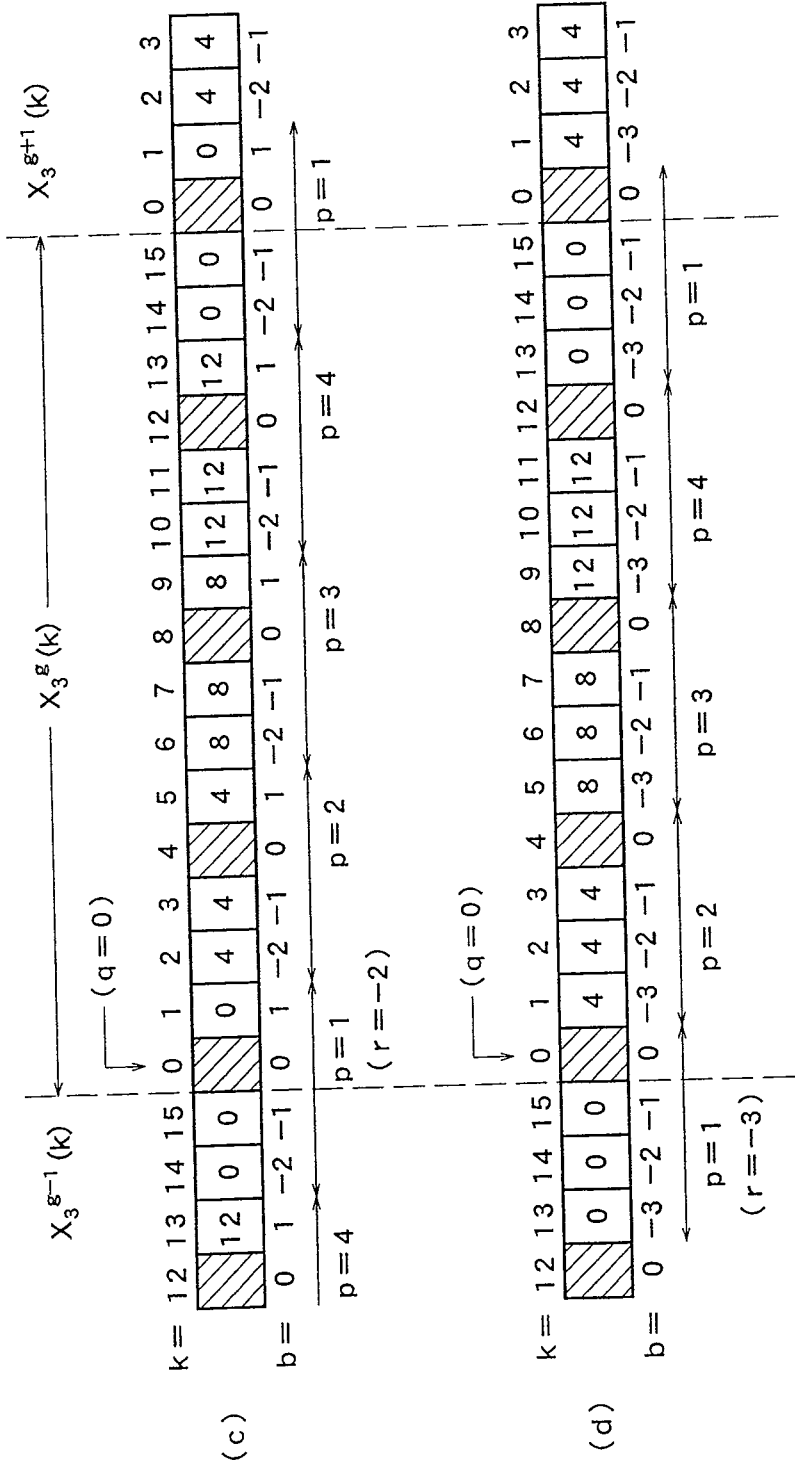


图 91

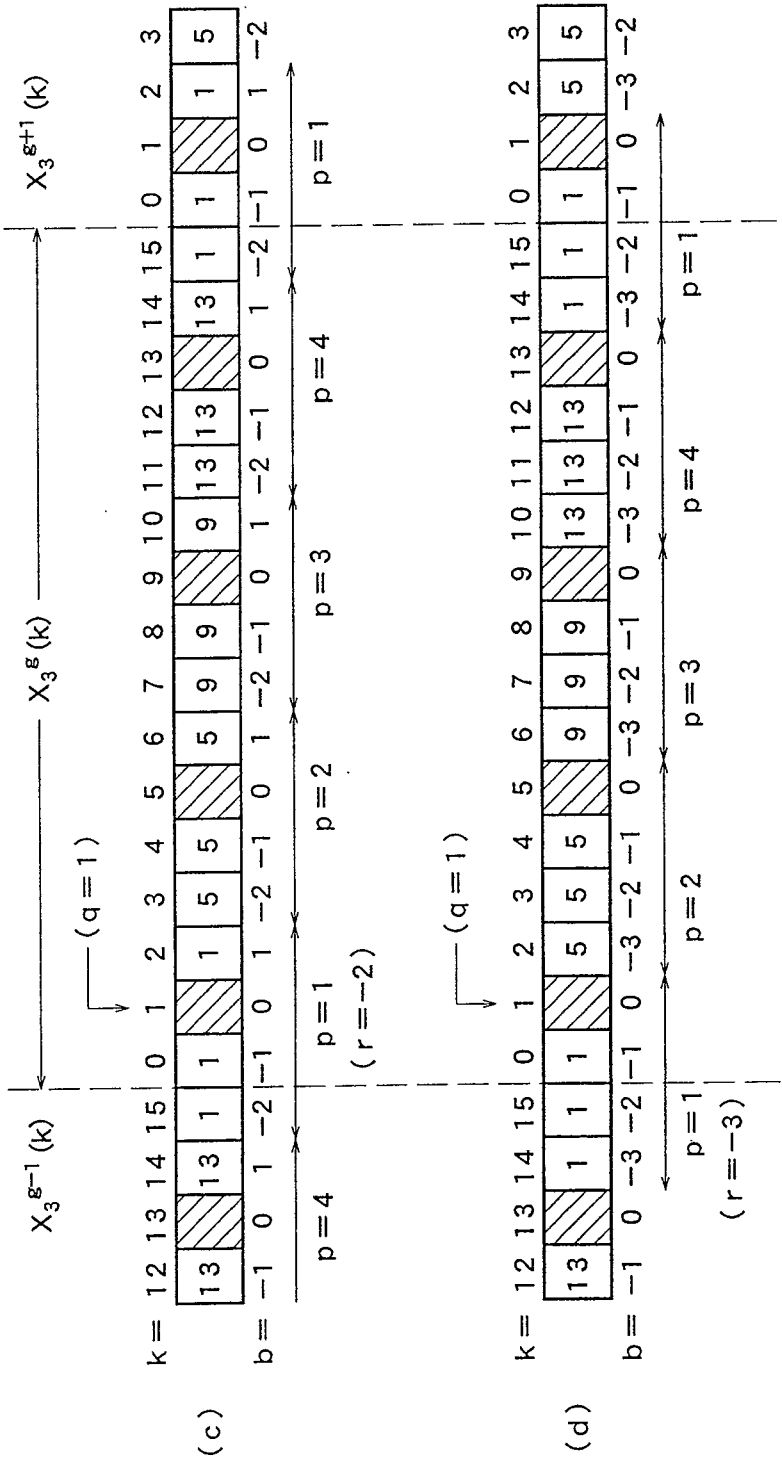


图 92

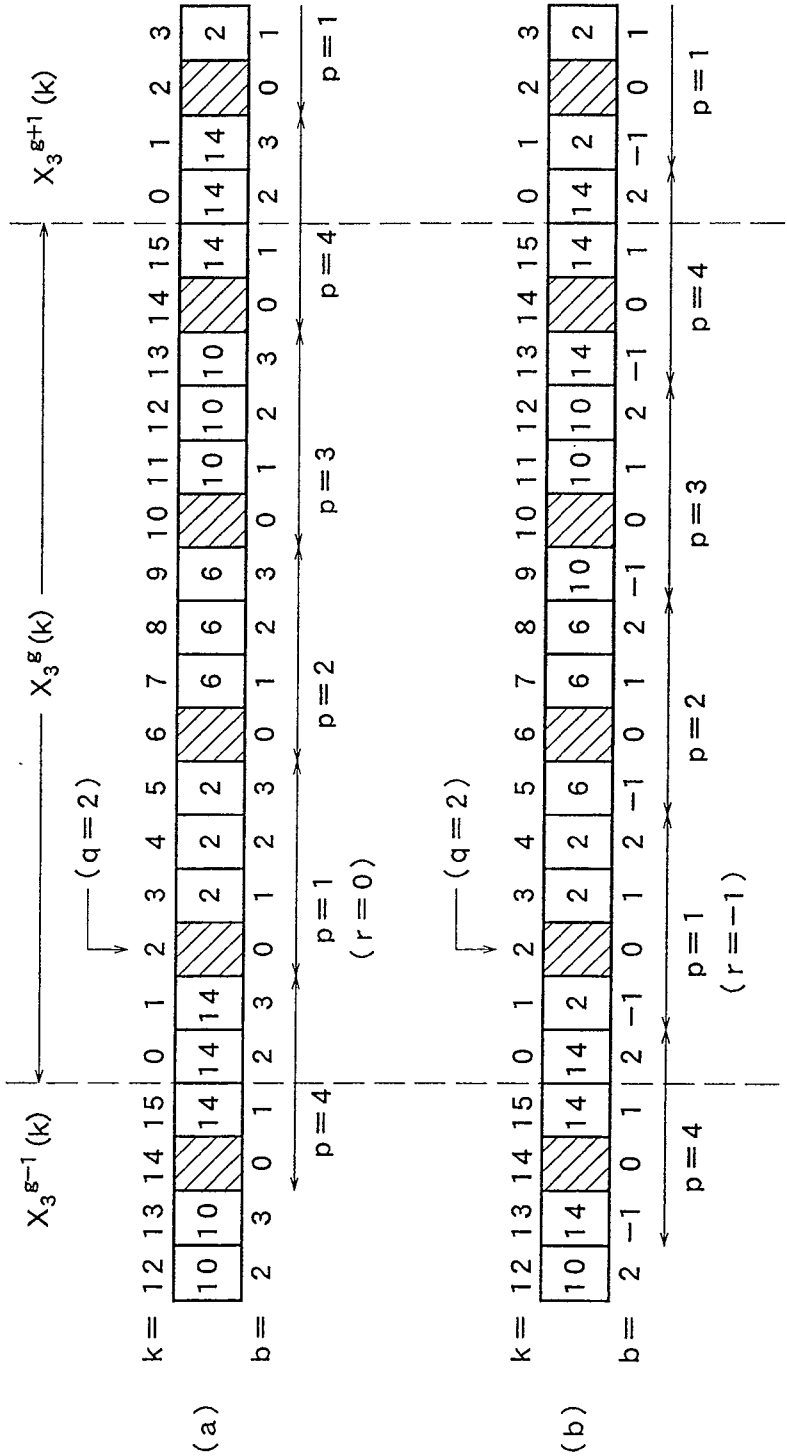


图 93

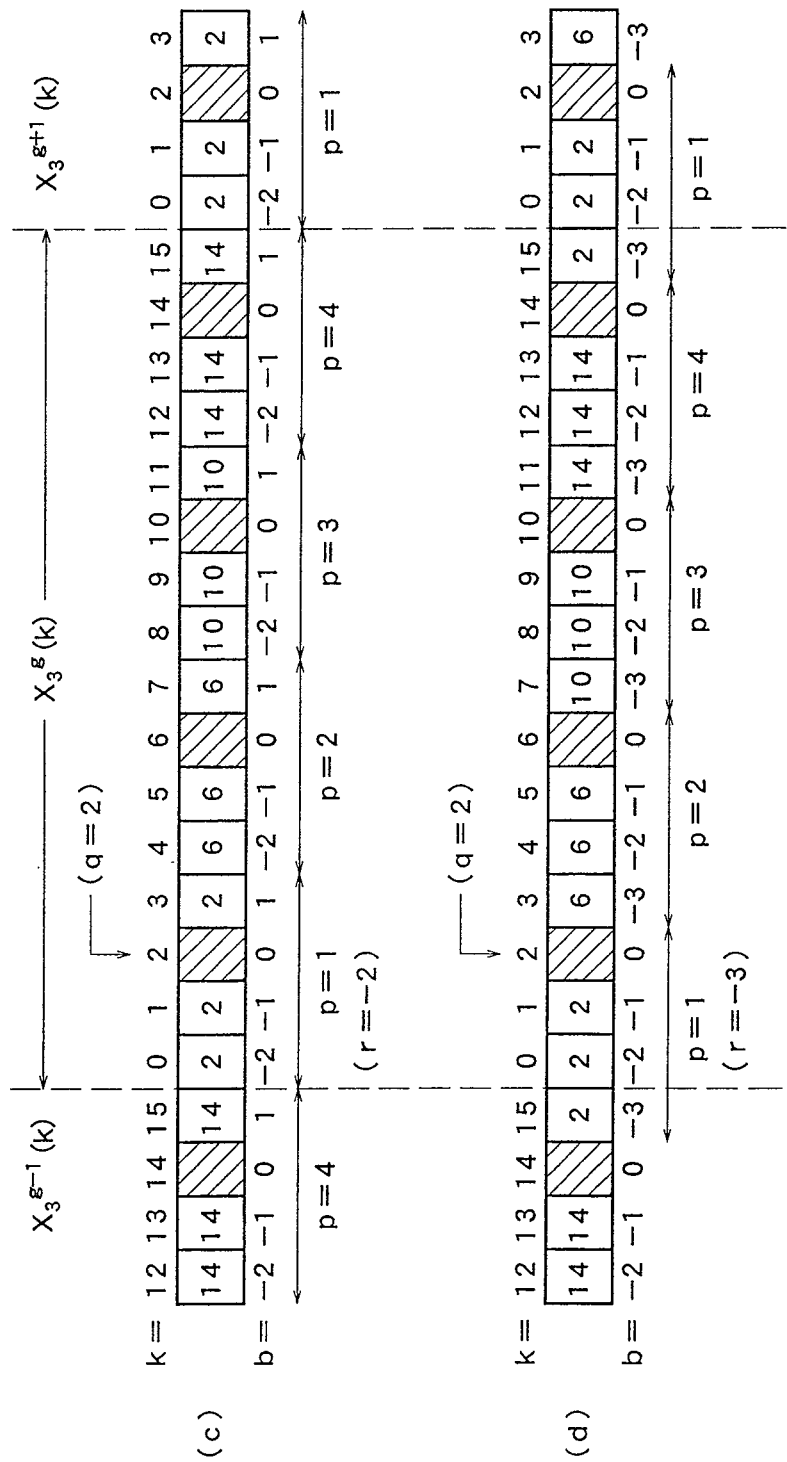


图 94

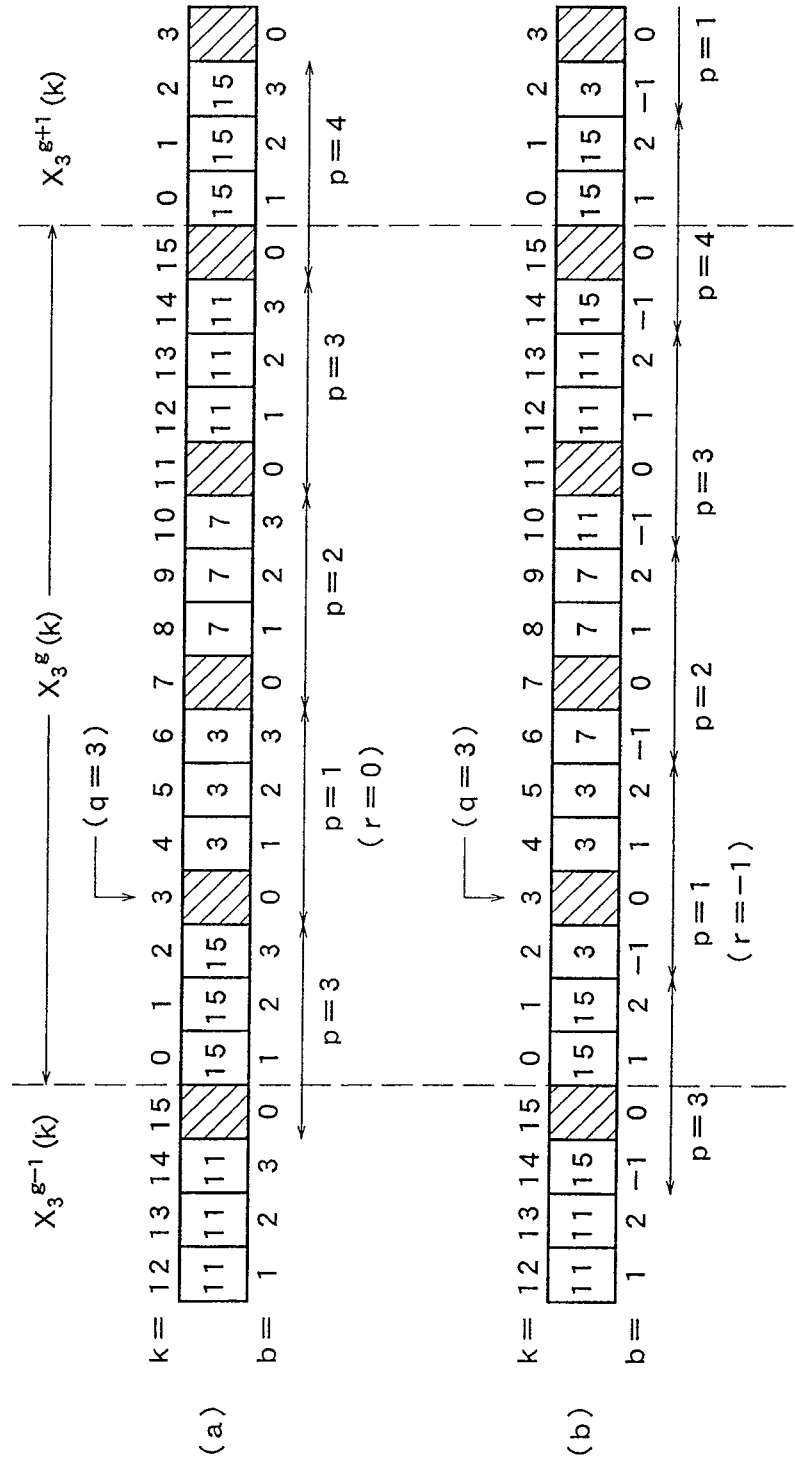


图 95

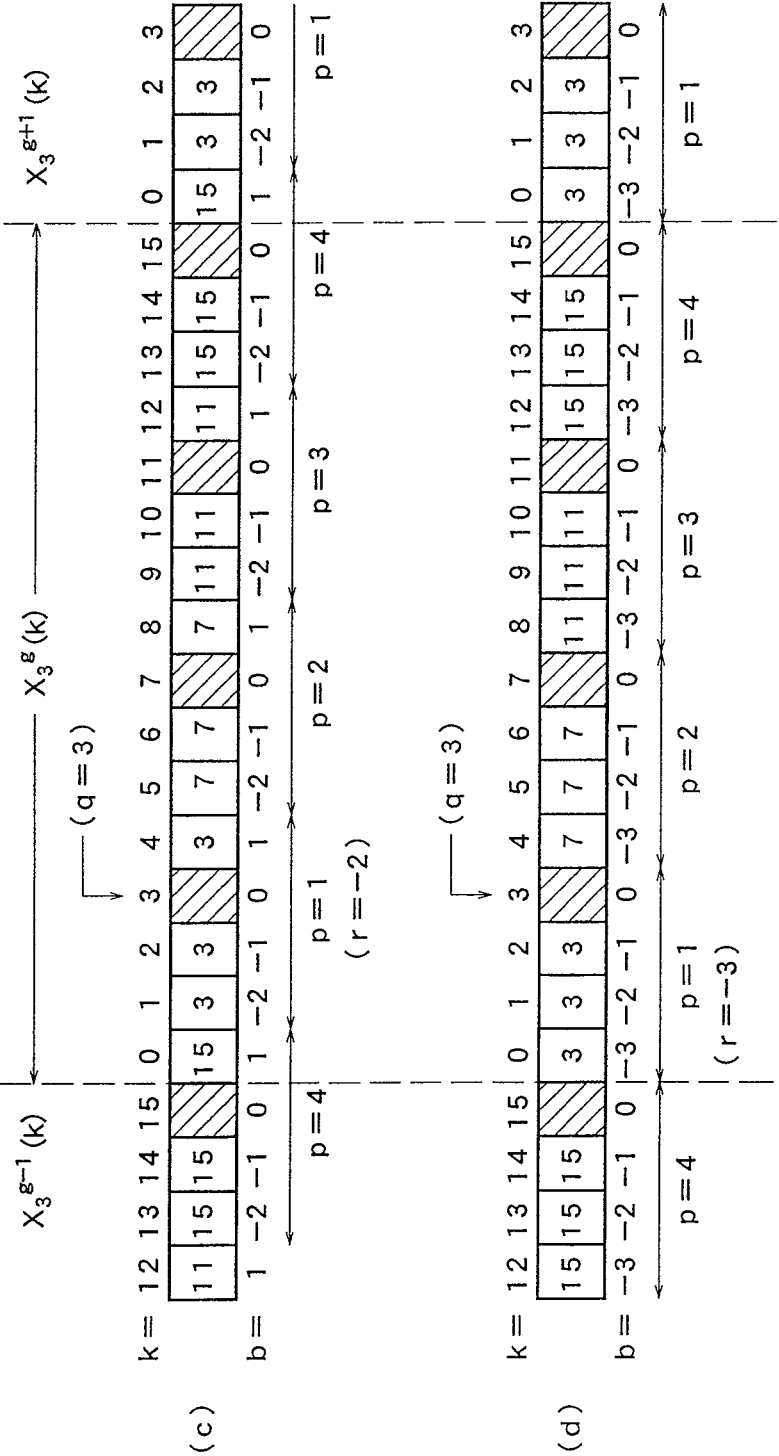


图 96

