

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200680028390.7

[43] 公开日 2008 年 7 月 30 日

[51] Int. Cl.

H03F 1/32 (2006.01)

H03F 3/24 (2006.01)

[11] 公开号 CN 101233684A

[22] 申请日 2006.10.17

[21] 申请号 200680028390.7

[30] 优先权

[32] 2005.10.17 [33] JP [31] 301671/2005

[32] 2006.4.21 [33] JP [31] 117452/2006

[86] 国际申请 PCT/JP2006/320642 2006.10.17

[87] 国际公布 WO2007/046370 日 2007.4.26

[85] 进入国家阶段日期 2008.2.1

[71] 申请人 株式会社日立国际电气

地址 日本东京都

[72] 发明人 中村学 武田康弘 大久保阳一
安达胜 本江直树

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 季向冈

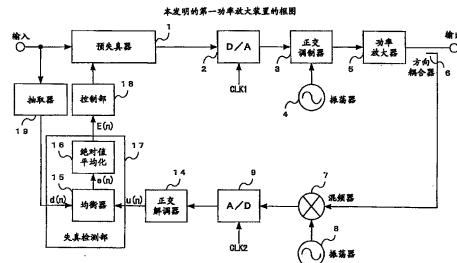
权利要求书 4 页 说明书 35 页 附图 22 页

[54] 发明名称

非线形失真检测方法和失真补偿放大装置

[57] 摘要

在现有的功率放大装置中，存在着当信号频带变宽时，提高失真检测用的采样频率，失真补偿部的 FFT 运算量增多，电路规模增大功耗增加的问题。本发明的非线性失真检测方法和失真补偿放大装置，即使信号频带变宽，也能抑制电路规模和功耗增大。由 A/D 转换器(9)对将功率放大器(5)的输出进行了反馈的信号进行采样，失真检测部(17)的均衡器(15)将预失真器的输入信号 $d(n)$ 作为参考符号来检测该正交解调信号 $u(n)$ 的均衡误差 $e(n)$ ，绝对值平均化部(16)将对均衡误差 $e(n)$ 的绝对值进行了时间平均的值 $E(n)$ 作为失真值输出到控制部(18)，控制部(18)根据失真值适应性地控制预失真器来进行失真补偿。



1. 一种失真补偿放大装置的非线性失真检测方法，上述失真补偿放大装置包括：

对输入信号进行功率放大的功率放大器；

对作为放大对象输入的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的失真补偿装置；

根据上述功率放大器输出的反馈信号来检测包含在上述功率放大器输出中的失真成分并评价失真的失真检测部；以及

根据在上述失真检测部进行的失真评价来控制失真补偿装置的控制部，

上述非线性失真检测方法的特征在于，

上述失真检测部将输入到上述失真补偿装置的输入信号作为参照符号，对上述功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，求出上述均衡信号和上述参照符号的均衡误差，并根据上述均衡误差来评价失真。

2. 根据权利要求 1 所述的非线性失真检测方法，其特征在于，

失真检测部求出在特定时间内对均衡误差的绝对值进行时间平均而得到的时间平均值，并根据上述时间平均值来评价失真。

3. 根据权利要求 1 所述的非线性失真检测方法，其特征在于，

失真检测部使输入失真补偿装置的输入信号的振幅从低电平到高电平循环变化，对上述输入信号的每个振幅电平检测均衡误差并对其进行平均化，且根据上述平均化的结果来评价上述各振幅电平的失真。

4. 一种失真补偿放大装置，包括：

对输入信号进行功率放大的功率放大器；

对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；

按特定的频率对上述功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D

转换器；

根据 A/D 转换后的上述反馈信号来检测包含在上述功率放大器输出中的失真成分并将其作为失真值输出的失真检测部；以及

根据上述失真值来控制上述预失真器的控制部，

上述失真补偿放大装置的特征在于，

上述 A/D 转换器以能对包含要发送的调制信号且不包含交调失真的频带进行采样的频率对其进行采样，

上述失真检测部包括：将输入到上述预失真器的输入信号作为参照符号输入，由 FIR 滤波器对上述功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，并输出上述均衡信号和上述参照符号的均衡误差的均衡器；和将在特定时间内对上述均衡误差的绝对值进行时间平均而得到的时间平均值作为失真值输出的绝对值平均化部。

5. 一种失真补偿放大装置，包括：

对输入信号进行功率放大的功率放大器；

对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；

按特定的频率对上述功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D 转换器；

根据 A/D 转换后的上述反馈信号来检测包含在上述功率放大器输出中的失真成分并将其作为失真值输出的失真检测部；以及

根据上述失真值来控制上述预失真器的控制部，

上述失真补偿放大装置的特征在于，

上述 A/D 转换器以能对包含要发送的调制信号且不包含交调失真的频带进行采样的频率对其进行采样，

失真检测部包括：

多个平均化部，将来自均衡器的输出分别按参照符号的振幅电平进行平均，并将平均值作为与参照符号的振幅电平对应的失真值来输出；和

均衡器，将输入到上述预失真器的输入信号作为参照符号输入，

利用 FIR 滤波器对上述功率放大器输出的反馈信号进行均衡，计算出上述均衡信号和上述参照符号的均衡误差，用上述参照符号的振幅成分的平方去除上述均衡误差和上述参照符号的复数共轭运算的运算结果，并且根据上述参照符号的振幅成分的平方来判断上述参照符号的振幅电平，将上述除法运算结果输出到与上述判断后的振幅电平相对应的平均化部。

6. 根据权利要求 4 或 5 所述的失真补偿放大装置，其特征在于：

失真检测部具有利用 LMS 算法来更新 FIR 滤波器的抽头系数的 LMS 部。

7. 根据权利要求 6 所述的失真补偿放大装置，其特征在于：

LMS 部分别在多个样本时间内对参照符号进行参照，并更新抽头系数。

8. 一种失真补偿放大装置，包括：

对输入信号进行功率放大的功率放大器；

对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；

按特定的频率对上述功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D 转换器；

根据 A/D 转换后的上述反馈信号来检测包含在上述功率放大器输出中的失真成分并将其作为失真值输出的失真检测部；和

根据上述失真值来控制上述预失真器的控制部，

上述失真补偿放大装置的特征在于，

上述失真检测部包括均衡器，该均衡器将输入到上述预失真器的输入信号作为参照符号输入，利用 FIR 滤波器对上述功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，并将上述均衡信号和上述参照符号的均衡误差作为失真值输出。

9. 根据权利要求 8 所述的失真补偿放大装置，其特征在于：

预失真器包括 3 次交调失真发生器、5 次交调失真发生器、7 次交调失真发生器、与上述 3 次交调失真发生器相对应的第一 FIR 滤波

器、与上述 5 次交调失真发生器相对应的第二 FIR 滤波器、以及与上述 7 次交调失真发生器相对应的第三 FIR 滤波器，

控制部根据从失真检测部输出的失真值来更新上述预失真器的第一 FIR 滤波器的抽头系数、第二 FIR 滤波器的抽头系数、以及第三 FIR 滤波器的抽头系数。

10. 根据权利要求 9 所述的失真补偿放大装置，其特征在于：

将决定更新上述第一 FIR 滤波器的抽头系数、第二 FIR 滤波器的抽头系数以及第三 FIR 滤波器的抽头系数的响应速度的第一步进增益、第二步进增益以及第三步进增益设定为：第一步进增益>第二步进增益>第三步进增益。

非线形失真检测方法和失真补偿放大装置

技术领域

本发明涉及检测无线通信发送机的功率放大器中的非线性失真的非线性失真检测方法及补偿该失真的失真补偿放大装置，尤其是涉及即使调制信号频带变宽也不能够提高采样频率、不增大电路规模和功耗而进行失真检测的非线性失真检测方法和失真补偿放大装置。

背景技术

对发送装置中的功率放大器，要求考虑环境、功耗的降低、以及小型化、轻量化等，为了满足这些要求，需要降低发热而实现高效率。一般，为了提高功率放大器的效率而设计成使调制信号的峰值功率成为功率放大器的饱和功率。但由于功率放大器的非线性，出现发送信号的交调失真（交叉调制失真）而损害了其他无线设备的情况。

对由功率放大器产生的交调失真进行说明。图 7 是表示具有非线性特性的功率放大器的输出频谱的图（W-CDMA、2 载波（失调频率：5MHz））。

如图 7 所示，当输入调制信号时，由于非线性失真导致频谱变宽，从而发生交调失真（IM3、IM5）。由图可知，交调失真以与调制信号的失调频率相同的频率间隔出现。为了改善交调失真而较大范围地进行失真补偿。

在此，说明作为失真补偿方式的一种的预失真。

预失真是通过将功率放大器的逆特性设置在前级来降低交调失真的方法，根据温度变化、个体差异而对该逆特性进行适应性控制。

用图 8 说明在预失真的适应性控制中使用的现有的失真检测方法。图 8 是使用了现有的失真检测方法的功率放大装置的框图。

如图 8 所示，现有的功率放大器由预失真器 1、D/A 转换器 2、正

交调制器 3、振荡器 4、功率放大器 5、方向耦合器 6、混频器 7、振荡器 8、A/D 转换器 9、失真检测部 12 和控制部 13 构成。失真检测部 12 还由 FFT 运算部（在图中为 FFT）10 和 IM 运算部 11 构成。

预失真器 1 按照来自控制部 13 的指示，对输入信号施加非线性失真的逆特性，进行失真补偿。

D/A 转换器 2 将进行了失真补偿的数字输入信号转换成模拟信号。

振荡器 4 产生 RF 频率的振荡。

正交调制器 3 对所输入的模拟信号进行正交调制，以振荡器 4 的频率进行上变频。

功率放大器 5 将所输入的 RF 信号按预定的放大率进行放大输出。

方向耦合器 6 将来自功率放大器 5 的输出信号分支并进行反馈。

混频器 7 合成来自振荡器 8 的信号和从方向耦合器 6 分支来的信号，下变频到 IF 频率。

A/D 转换器 9 按时钟 2(CLK2) 对下变频后的信号进行 A/D 转换，并进行采样。

失真检测部 12 检测包含在所输入的采样信号中的失真，作为失真值输出到控制部 13。

失真检测部 12 的 FFT 运算部 10 将所输入的信号通过 FFT (Fast Fourier Transform: 高速傅立叶变换) 求出频谱。

IM 运算部 11 根据调制信号的载波数和其失调频率来计算交调失真的频率，基于频谱将该频率的功率值作为失真值输出到控制部 13。

另外，控制部 13 对预失真器进行适应性控制，以使所输入的失真值减小。

说明上述结构的功率放大器的工作。

以数字 I/Q 形式被输入的 IF 频率的输入信号，在预失真器 1 被施加功率放大器的非线性失真的逆特性，在 D/A 转换器 2 转换成模拟信号，在正交调制器 3 进行正交调制并且上变频为 RF 频率后，由功率放大器 5 以预定的放大率进行放大输出。

而功率放大器 5 的输出的一部分，由方向耦合器 6 取出，在混频器 7 下变频到 IF 频率，在 A/D 转换器 9 转换成数字信号后，由失真检测部 12 的 FFT 运算部 10 进行频谱检测，在 IM 运算部 11 计算所出的交调失真（IM3、IM5）的功率值，作为失真值输出到控制部 13。

控制部 13 对预失真器进行适应性控制，以使失真值减小。

功率放大器的非线性特性作为交调失真而出现的是奇数次失真，因此，施加功率放大器的非线性逆特性的预失真器中的处理能按下式（1）近似。

$$y = x + \alpha \cdot |x|^2 \cdot x + \beta \cdot |x|^4 \cdot x + \gamma \cdot |x|^6 \cdot x \quad \text{式(1)}$$

这里， x ， y 是预失真器的输入信号和输出信号，为复数。控制部 13 使用摄动法控制 α 、 β 、 γ 的值，以使由失真检查部 12 得到的失真值减小。

在此，使用图 9 说明预失真器 1 的概略结构。图 9 是表示预失真器 1 的概略结构的框图。

如图 9 所示，预失真器 1 的结构为，具有多个乘法器和加法器，从输入信号（ x ）计算出 3 次方、5 次方、7 次方的成分，分别乘以系数 α 、 β 、 γ ，并根据式（1）来得到输出信号（ y ）。

α 、 β 、 γ 为复数，表示为下式。

$$\begin{aligned} \alpha &= A3 \cdot \exp(j\Phi 3) \\ \beta &= A5 \cdot \exp(j\Phi 5) \\ \gamma &= A7 \cdot \exp(j\Phi 7) \end{aligned} \quad \text{式 (2)}$$

在此，在控制部 13，利用摄动法按 $\Phi 3 \rightarrow A3 \rightarrow \Phi 5 \rightarrow A5 \rightarrow \Phi 7 \rightarrow A7 \rightarrow \Phi 3$ 的顺序循环地控制这些系数。

使用图 10 说明控制部 13 中使用了摄动法的控制。图 10 是表示控制部 13 中的使用了摄动法的控制的流程图。

如图 10 所示，控制部 13 当处理开始时，首先，作为初始设定而设定更新对象系数（ K ，在此首先为 $\Phi 3$ ），设定次数并读入上一次的失真值（100）。

然后，当输入由失真补偿部 12 计算出的当前失真值时，控制部

13 比较当前失真值和上一次的失真值的大小（101），如果当前失真值正在减小（为是的情况），进一步在相同方向更新系数（ $K = K + Step$ ）（103）。

另外，当在处理 101 中失真值正在增大（为否的情况）时，控制部 13 使更新方向反转（ $Step = Step * (-1)$ ）（102），转移到处理 103 更新系数。

接着，控制部 13 对连续更新了几次相同的系数（在此为 Φ_3 ）进行计数（104），保存在处理 101 中作为“当前失真值”而检测到的失真值（105）。这里所保存的失真值将在下一次的处理 101 中作为“上一次的失真值”使用。

而且，控制部 13 对所存储的更新次数和在处理 100 的初始设定中设定的设定次数进行比较（106），如果更新次数在设定次数以下，则返回处理 101，反复 Φ_3 的系数更新。

另外，在处理 106 中，当更新次数超过设定次数时，控制部 13 变更更新对象系数（107）。这里，更新对象系数从 Φ_3 变更为 A_3 。而且，控制部 13 对所存储的更新次数清零（108）。

在控制部 13，通过这样的使用了摄动法的控制来控制预失真的系数，以使失真值减小。这样，能将功率放大器中的非线性的逆特性以使用了幂级数的预失真来近似，能进行失真补偿。

另外，作为进行失真补偿的发送装置的现有技术，有平成 17 年 1 月 20 日公开的特开 2005-20515 “適応プリディストータ型歪補償送信装置及びその遅延制御フィルタ係数の切替え方法”（申请人：富士通株式会社，发明人：滨野充晴）。

该现有技术是，在自适应预失真型失真补偿发送装置中，当切换对发送信号和反馈信号的相位进行组合的延迟控制滤波器的滤波系数时，从预先存储了滤波系数的存储器中读出新设定的滤波系数，从传送发送信号的主信号系统路径分支，经过折返的试验系统路径，发送到滤波系数设定寄存器。由此，能高速进行滤波系数的切换（参照专利文献 1）。

作为另一现有技术，有平成 17 年 4 月 14 日公开的特开 2005-102029 “適応型プリディストータ”（申请人：三菱电机株式会社 发明人：堀口健一）。

该现有技术是，比较器检测来自失真补偿电路的输出信号和输入到失真补偿电路的输入信号的误差，归一化最小均方电路，利用归一化最小均方算法，更新在失真补偿电路的补偿系数，从而不依赖输入信号的振幅电平等而获得稳定的收敛特性，其中，该归一化最小均方算法借助输入信号的离散进行归一化而对误差信号的均方进行最小化（参照专利文献 2）。

另外，作为又一现有技术，有平成 17 年 3 月 17 日公开的特开 2005-73032 “歪補償增幅装置及び歪補償方法”（申请人：株式会社日立国际电气 发明人：本江直树）。

该现有技术是，控制部将存储对应于功率值的预失真量的失真补偿表装置要存储的多个点，在一部分重复的多个区间进行曲线插补，通过结合由曲线插补得到的各曲线，更新失真补偿表装置要存储的点，补偿包含拐点的失真特性（参照专利文献 3）。

另外，作为根据均衡器的均衡误差来控制预失真器的装置，有 US2005016249A1（参照专利文献 4）。还有，作为具有抽取失真的均衡器和补偿失真的均衡器的装置，有“Lei Ding et al, Memory Polynomial Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture, GLOBECOM 2002-IEEE Global Telecommunications Conference, no,1, November 2002 pp.976-980”（参照非专利文献 1）。此外，作为关于失真补偿的技术，有 US20050163250A1，US20050099230A1，US20050089125A1（参照专利文献 5，6，7）。

[专利文献 1]: 日本特开 2005-20515 号公报（第 4-8 页）

[专利文献 2]: 日本特开 2005-102029 号公报

[专利文献 3]: 日本特开 2005-73032 号公报

[专利文献 4]: US2005016249A1

[非专利文献 1]: Lei Ding et al, Memory Polynomial Predistorter

Based on the Indirect Learning Architecture, GLOBECOM 2002-IEEE Global Telecommunications Conference, no.1, November 2002 pp.976-980

[专利文献 5]: US20050163250A1

[专利文献 6]: US20050099230A1

[专利文献 7]: US20050089125A1

发明内容

但是，在现有的功率放大装置中，由于是通过 FFT 将功率放大部的输出信号进行频率转换并计算交调失真的功率来检测失真，因此需要对包含交调失真的频带的频率范围进行采样从而进行信号处理。

用图 11 说明需要宽频带的信号处理的情况。图 11 是示出具有非线性特性的功率放大器的另一输出频谱的图（W-CDMA，2 载波（失调频率：15MHz））。

如图 11 所示，交调失真（IM3, IM5）以与 2 载波的失调频率相同的频率间隔出现，因此当失调频率增大时，为了在失真检测部检测 IM3 和 IM5 的频谱进行功率值计算，必须进行更宽的频带的信号处理。

今后，对高速传送的要求必将越来越高，可以想到调制信号的频带将会越来越宽。

进而，随着信号宽频带化的发展，在失真检测用的 A/D 转换器（图 4 的 A/D 转换器 9）中，需要提高采样频率，因而出现了在失真补偿部的 FFT 运算部的运算量增多导致电路规模增大，成本增加，功耗增大等问题。

另外，如专利文献 1 那样，当在时间区域内比较发送信号和反馈信号来检测误差的情况下，难于使相位、振幅、延迟时间准确地一致。

本发明是鉴于以上实际情况而作出的，其目的在于提供一种非线性失真检测方法和失真补偿放大装置，即使调制信号频带变宽，也能够不用提高采样频率，不增大电路规模和功耗而进行失真检测。

用于解决上述现有例的问题的本发明，提供一种失真补偿放大装置的非线性失真检测方法，上述失真补偿放大装置包括：对输入信号进行功率放大的功率放大器；对作为放大对象输入的调制信号补偿由功率放大器产生的非线性失真的失真补偿装置；根据功率放大器输出的反馈信号，检测包含在功率放大器输出中的失真成分来评价失真的失真检测部；以及根据在上述失真检测部的失真评价来控制失真补偿装置的控制部，上述非线性失真检测方法的特征在于，失真检测部将输入到失真补偿装置的输入信号作为参照符号，对功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，求出均衡信号和参照符号的均衡误差，并评价失真。

另外，本发明的上述非线性失真检测方法，其特征在于，失真检测部求出在特定时间内将均衡误差的绝对值进行了时间平均的时间平均值，根据上述时间平均值来评价失真。

另外，本发明的上述非线性失真检测方法，其特征在于，失真检测部使输入失真补偿装置的输入信号的振幅从低电平到高电平循环变化，对上述输入信号的每个振幅的电平分别检测均衡误差并进行平均，根据平均的结果来评价上述各振幅的电平的失真。

另外，本发明提供一种失真补偿放大装置，包括：对输入信号进行功率放大的功率放大器；对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；按特定的频率对功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D 转换器；根据 A/D 转换后的反馈信号，检测包含在功率放大器输出中的失真成分而作为失真值输出的失真检测部；以及根据失真值而控制预失真器的控制部，上述失真补偿放大装置的特征在于，A/D 转换器以能对包含要发送的调制信号而不包含交调失真的频带进行采样的频带进行采样，失真检测部包括将输入到上述预失真器的输入信号作为参照符号，由 FIR 滤波器对功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，输出均衡信号和参照符号的均衡误差的均衡器；和将在特定时间内对上述均衡误差的绝对值进行时间平均的时间平均值作为失真值输出的绝对值平均化部。

另外，本发明提供一种失真补偿放大装置，包括：对输入信号进行功率放大的功率放大器；对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；按特定的频率对功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D 转换器；根据 A/D 转换后的反馈信号，检测包含在功率放大器输出中的失真成分并将其作为失真值输出的失真检测部；和根据失真值来控制预失真器的控制部，上述失真补偿放大装置的特征在于，失真检测部包括：多个平均化部，将来自均衡器的输出分别按参照符号的振幅的电平进行平均，将平均值作为与参照符号的振幅电平对应的失真值输出；和均衡器，将输入到预失真器的输入信号作为参照符号输入，由 FIR 滤波器均衡功率放大器输出的反馈信号，计算均衡信号和参照符号的均衡误差，用参照符号的振幅成分的平方去除均衡误差和参照符号的复数共轭运算的运算结果，并且根据上述参照符号的振幅成分的平方判断上述参照符号的振幅的电平，将上述除法运算结果输出到与上述判断后的振幅的电平相对应的平均化部。

另外，本发明的上述失真补偿放大装置，其特征在于：失真检测部具有利用 LMS 算法更新 FIR 滤波器的抽头系数的 LMS 部。

另外，本发明的上述失真补偿放大装置，其特征在于：LMS 部分别在多个样本时间内参照参照符号，更新抽头系数。

另外，本发明提供一种失真补偿放大装置，包括：对输入信号进行功率放大的功率放大器；对所输入的要发送的调制信号补偿由上述功率放大器产生的非线性失真的预失真器；按特定的频率对上述功率放大器输出的反馈信号进行采样的 A/D 转换器；根据 A/D 转换后的上述反馈信号，检测包含在上述功率放大器输出中的失真成分并作为失真值输出的失真检测部；以及根据上述失真值来控制上述预失真器的控制部，上述失真补偿放大装置的特征在于，上述失真检测部包括将输入到上述预失真器的输入信号作为参照符号，由 FIR 滤波器对上述功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，将上述均衡信号和上述参照符号的均衡误差作为失真值输出的均衡器。

另外，本发明的上述失真补偿放大装置，其特征在于：预失真器包括3次交调失真发生器、5次交调失真发生器、7次交调失真发生器、与上述3次交调失真发生器对应的第一FIR滤波器、与上述5次交调失真发生器对应的第二FIR滤波器、以及与上述7次交调失真发生器对应的第三FIR滤波器，控制部根据从失真检测部输出的失真值来更新上述预失真器的第一FIR滤波器的抽头系数、第二FIR滤波器的抽头系数、以及第三FIR滤波器的抽头系数。

另外，本发明的上述失真补偿放大装置，其特征在于：决定更新上述第一FIR滤波器的抽头系数、第二FIR滤波器的抽头系数、以及第三FIR滤波器的抽头系数的响应速度的第一步进增益、第二步进增益、第三步进增益，以使第一步进增益>第二步进增益>第三步进增益。

按照本发明的非线性失真检测方法，失真检测部将输入到失真补偿装置的输入信号作为参照符号，对功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，求出均衡信号和参照符号的均衡误差，来评价失真。因此在失真检测部不进行FFT，因而具有无需在宽的频带内采样，不增大采样频率和运算量就能检测失真，即使调制信号频带变宽也能抑制电路规模和功耗的增加的效果。

按照本发明的非线性失真检测方法，失真检测部使输入失真补偿装置的输入信号的振幅从低电平到高电平循环变化，对输入信号的每个振幅的电平分别检测均衡误差并进行平均，根据上述平均的结果来评价上述各振幅的电平的失真。由于将失真作为矢量进行检测，因此比起摄动法具有使用高速的失真补偿算法加快收敛的效果。

另外，按照本发明的失真补偿放大装置，包括：将功率放大器输出的反馈信号，以能对包含要发送调制信号而不包含交调失真的频带进行采样的频率进行采样的A/D转换器，失真检测部包括将输入到预失真器的输入信号作为参照符号，由FIR滤波器对功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，求出均衡信号和参照符号的均衡误差的均衡器；和将在特定时间内对上述均衡误差的绝对值进行时间平均的时间平均值作为失真值输出的绝对值平均化部。通过缩小采样频带就能不

提高采样频率，不增大运算量而进行检测，具有即使调制信号频带变宽也能抑制电路规模和功耗的增加的效果。

另外，按照本发明的失真补偿放大装置，A/D 转换器以能对包含要发送的调制信号而不包含交调失真的频带进行采样的频率进行采样，失真检测部包括：多个平均化部，将来自均衡器的输出分别按参照符号的振幅的电平进行平均，将平均值作为与参照符号的振幅电平对应的失真值输出；和均衡器，将输入到预失真器的输入信号作为参照符号输入，由 FIR 滤波器均衡功率放大器输出的反馈信号，计算出均衡信号和参照符号的均衡误差，用上述参照符号的振幅成分的平方去除上述均衡误差和参照符号的复数共轭运算的运算结果，并且根据上述参照符号的振幅成分的平方判断上述参照符号的振幅的电平，将上述除法运算结果输出到与上述判断后的振幅的电平相对应的平均化部。由于失真作为矢量而被检测，因此比起摄动法，使用高速的失真补偿算法，具有能高速收敛的效果。

另外，按照本发明的失真补偿放大装置，失真检测部包括将输入到预失真器的输入信号作为参照符号输入，由 FIR 滤波器对功率放大器输出的反馈信号进行均衡化，将均衡信号和参照符号的均衡误差作为失真值输出的均衡器。因此，具有不需要失真检测中的 FFT 而能降低处理量，并进行高精度的失真补偿的效果。

另外，本发明的失真补偿放大装置，预失真器包括 3 次交调失真发生器、5 次交调失真发生器、7 次交调失真发生器、与上述 3 次交调失真发生器对应的第一 FIR 滤波器、与上述 5 次交调失真发生器对应的第二 FIR 滤波器、以及与上述 7 交调失真发生器对应的第三 FIR 滤波器，控制部根据从失真检测部输出的失真值来更新上述预失真器的第一 FIR 滤波器的抽头系数、第二 FIR 滤波器的抽头系数、以及第三 FIR 滤波器的抽头系数。因此具有能在预失真器中进行高精度的失真补偿的效果。

另外，按照本发明的失真补偿放大装置，设定决定更新第一 FIR 滤波器的抽头系数、第二 FIR 滤波器的抽头系数、以及第三 FIR 滤波

器的抽头系数的响应速度的第一步进增益、第二步进增益、第三步进增益，以使第一步进增益>第二步进增益>第三步进增益。因此，能按3次失真、5次失真、7次失真的顺序收敛FIR滤波器中的系数，具有能提高收敛的稳定性效果。

附图说明

图1是本发明第一实施方式的使用了失真检测方法的失真补偿放大装置（第一放大装置）的结构框图。

图2是表示均衡器15的概略结构的图。

图3是LMS部25的结构框图。

图4是表示对预失真器1的输入信号和功率放大部分的包络线进行了时间比较的波形的图。

图5是表示本发明的第二放大装置的结构的图。

图6是本发明的第三放大装置的误差平均化部的结构框图。

图7是表示具有非线性特性的功率放大器的输出频谱的图(W-CDMA, 2载波(失调频率: 5MHz))。

图8是使用了现有的失真检测方法的功率放大装置的框图。

图9是表示预失真器1的概略结构的框图。

图10是表示控制部13的使用了摄动法的控制的流程图。

图11是表示具有非线性特性的功率放大器的另一输出频谱的图(W-CDMA, 2载波(失调频率: 5MHz))。

图12是本发明的第四放大装置的结构框图。

图13是第四放大装置的预失真器100的结构框图。

图14是表示本发明一实施方式的带失真控制功能的放大装置的整体结构的框图。

图15是该实施方式中的Doherty放大器的详细的结构的框图。

图16是表示在该实施方式中的控制部的处理工作的流程图。

图17是表示以在该实施方式中的峰值放大器的栅极电压Vg为A时的3次交调失真特性的图。

图 18 是表示以在该实施方式中的峰值放大器的栅极电压 V_g 为 B 时的 3 次交调失真特性的图。

图 19 是表示以在该实施方式中的峰值放大器的栅极电压 V_g 为 C 时的 3 次交调失真特性的图。

图 20 表示改变对峰值放大器提供的栅极电压 V_g 时的 AM-PM 转换特性，(a) 表示栅极电压 $V_g = A$ 、(b) 表示栅极电压 $V_g = B$ 、(c) 表示栅极电压 $V_g = C$ 、(d) 表示栅极电压 V_g 等于载波放大器的栅极电压 V_g 时的特性图。

图 21 是表示在该实施方式中的 Doherty 放大器的第一结构例的框图。

图 22 是表示在该实施方式中的 Doherty 放大器的第二结构例的框图。

图 23 是表示在该实施方式中的 Doherty 放大器的第三结构例的框图。

图 24 是表示现有的 Doherty 放大器的结构的框图。

符号说明

- 1 预失真器
- 2 D/A 转换器
- 3 正交调制器
- 4 振荡器
- 5 功率放大器
- 6 方向耦合器
- 7 混频器
- 8 振荡器
- 9 A/D 转换器
- 10 FFT 部
- 11 IM 运算部
- 12 失真检测部
- 13 控制部

-
- 14 正交解调器
 - 15 均衡器
 - 16 绝对值平均化部
 - 17 失真检测部
 - 18 控制部
 - 20 Doherty 放大器
 - 25 LMS 部
 - 31、33、34 移相器
 - 40 载波放大电路
 - 41 输入匹配电路
 - 42 放大元件
 - 43 输出匹配电路
 - 50 峰值放大电路
 - 51 输入匹配电路
 - 52 放大元件
 - 53 输出匹配电路
 - 60 Doherty 合成部
 - 61 变量器
 - 62 节点（合成点）
 - 64、65、66、67 阻抗变换器
 - 70 变量器
 - 80 输出端子
 - 90 负载
 - 100 预失真器
 - 101 3 次失真发生器
 - 102 5 次失真发生器
 - 103 7 次失真发生器
 - 104 延迟电路
 - 105 第一 FIR 滤波器

-
- 106 第二 FIR 漤波器
 - 107 第三 FIR 漤波器
 - 108~110 加法器
 - 111 输入端子
 - 112 分配器
 - 113 移相器
 - 120 CPU
 - 130 I/O 控制器
 - 150 栅极端子
 - 161 复数乘法器
 - 162 二次方部
 - 163 除法器
 - 164 振幅判断部
 - 165 平均化部
 - 200 预失真补偿电路
 - 201 输入端子
 - 202 预失真器
 - 203 D/A 转换器
 - 204 正交调制器
 - 205 振荡器
 - 206 功率放大器
 - 207 输出端子
 - 208 方向耦合器
 - 209 混频器
 - 210 振荡器
 - 211 A/D 转换器
 - 212 失真检测部
 - 213 高速傅立叶变换电路 (FFT)
 - 214 IM 运算电路

216 D/A 转换器

217 控制部

251 复数运算部

252 乘法器

253 加法器

254、255 延迟元件

具体实施方式

参照附图说明本发明的实施方式。

本发明的非线性失真的检测方法，将反馈了功率放大部的输出的信号进行 A/D 转换并进行正交解调，失真检测部的均衡器将预失真器的输入信号作为参照符号检测该正交解调信号的均衡误差，失真检测部的绝对值平均化部将对均衡误差的绝对值在时间上进行了平均化的值，作为评价失真的失真值输出到控制部，控制部根据失真值来控制预失真，由于在失真检测部不进行 FFT，因此在宽频带上不进行信号处理也可，即使信号频带变宽也能不提高采样频率而进行失真检测，防止电路规模和功耗的增加。

另外，本发明的失真补偿放大装置，在失真检测部具有将预失真器的输入信号作为参照符号而检测均衡误差的均衡器、和对均衡器输出的绝对值进行时间平均的绝对值平均化部，将功率放大部的输出分支后的信号进行下变频，并经 A/D 转换后进行正交解调，失真检测部的均衡器将预失真器的输入信号作为参照符号而检测该正交解调信号的均衡误差，绝对值平均化部将对均衡误差的绝对值在时间上进行了平均的值，作为失真值输出到控制部，控制部根据失真值控制预失真器，由于在失真检测部不进行 FFT，因此在宽频带上不进行信号处理也可，能不提高采样频率而进行失真检测，防止电路规模和功耗的增加。

图 1 是本发明的第一实施方式的使用了失真检测方法的失真补偿放大装置（第一放大装置）的结构框图。

如图 1 所示，第一放大装置作为与图 6 所示的现有的功率放大装置相同的部分，具有预失真器 1、D/A 转换器 2、正交调制器 3、振荡器 4、功率放大器 5 和方向耦合器 6，作为第一功率放大器的特征部分，具有混频器 7、振荡器 8、A/D 转换器 9、正交解调器 14、失真检测部 17、控制部 18 和抽取器 19。并且，失真检测部 17 由均衡器 15 和绝对值平均化部（在图中为绝对值平均化）16 构成。

与现有的功率放大器相同的部分，结构和工作都与现有的相同，因此这里省略其说明。

具体地说明第一放大装置的特征部分。

混频器 7 将由方向耦合器 6 进行了分支的功率放大器 5 的输出信号和来自振荡器 8 的信号进行合成，下变频为 IF 频率。另外，该 IF 频率及其频带宽度也可以与输入到预失真器 1 的输入信号的 IF 频率相同。即，振荡器 8 可以与振荡器 4 相同，也可以共用。另外，也可以取代混频器 7 而设置模拟正交解调器，与正交调制器 3 相同地施加局部信号进行直接解调，在两个 A/D 转换器中进行采样并输入到失真检测部。

A/D 转换器 9 将下变频后的信号按时钟 2 采样并进行 A/D 转换。在此，作为第一功率放大器的特征，由于在失真转换中没有使用 FFT，因此不对包含 IM3 和 IM5 的交调失真的宽频带进行采样也可。所以时钟 2 是仅对原来的调制信号的频带能够正常采样的频率就可以了。

例如，在处理 WCDMA 信号的 4 载波的放大装置的情况下，时钟 1（D/A 转换器 2 的采样率）为相当于码片率（chip rate）的 32 倍的 122.88MHz，而时钟 2 能为其整数量分之一（例如 3 分之一）。

因此，不提高时钟频率即可，不用增加成本和功耗。由此，下变频信号中包含的调制信号和交调失真落入到奈奎斯特频带内。

另外，正交解调器 14 将 A/D 转换后的采样信号进行正交解调。而且，抽取器 19 对输入到预失真器 1 的输入信号 $d(n)$ 进行下采样，直到来自正交解调器 14 的正交解调信号的采样率，输出 $d(n)$ 。

失真检测部 17 是第一功率放大装置的特征部分，由均衡器 15 和

绝对值平均化部 16 构成，检测包含在正交解调后的采样信号中的失真，将其作为失真值输出到控制部 18。

失真检测部 17 的均衡器 15 输入来自正交解调器 14 的正交解调信号 $u(n)$ 和作为参照信号输入到预失真器 1 的输入信号 $d(n)$ ，检测均衡误差 $e(n)$ ，输出到绝对值平均化部 16。

这里，使用图 2 说明均衡器 15 的结构。图 2 是表示均衡器 15 的概略结构的图。

均衡器 15 具有 FIR (Finite Impulse Response) 滤波器、将 FIR 滤波器的输出和参照信号的差作为均衡误差而输出的加法器 24、以及安装了自适应算法的 LMS 部 25。

FIR 滤波器由使输入信号延迟了一个采样时间的延迟元件 21、对所设定的系数进行乘法运算的乘法器 22、对来自各乘法器的输出进行加法运算的加法器 23、以及将加法器 23 的输出和参照信号之差作为均衡误差输出的加法器 24 构成。

LMS 部 25 利用按每个正交解调信号的一个采样时间（对应于时钟 2）表示的 LMS 算法，求出使均衡误差 $e(n)$ 为最小的最佳抽头系数来更新各乘法器的系数。

$$\begin{aligned} h(n+1) &= h(n) + \mu \cdot u(n)e(n) \\ e(n) &= d(n) - u(n)^T h(n) \end{aligned} \quad \text{数学式 1}$$

在此， n 为采样的指针 (index)， $u(n)$ 为输入信号， $h(n)$ 为抽头系数， $d(n)$ 为参照符号， $e(n)$ 表示均衡误差， μ 为步进增益。

而且，当具体地记载 $h(n)$ 和 $u(n)$ 时，则如数学式 2 所示。

$$\begin{aligned} h(n) &= [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_N]^T \\ u(n) &= [u(n) \ u(n-1) \ \cdots \ u(n-N)]^T \end{aligned} \quad \text{数学式 2}$$

在均衡器 15 中， $u(n)$ 为正交解调信号， $d(n)$ 为预失真的输入信号，两者都为复数信号。

这里，使用图 3 说明 LMS 部 25 的结构。图 3 是表示均衡器 15 的 LMS 部 25 的结构的结构框图。

如图 3 所示，LMS 部 25 由复数共轭运算部 251、乘法器 252、加

法器 253、延迟器 254 以及延迟器 255 构成。

而且，在复数共轭运算部 251 进行均衡误差 $e(n)$ 的复数共轭运算，在乘法器 253 对复数共轭运算结果和输入信号 $u(n)$ 进行乘法运算，将乘法运算的结果在加法器 253 与上一次的抽头系数 $h(n)$ 相加，算出新的抽头系数 $h(n)$ ，输出到 FIR 滤波器的各乘法器 22。

另外，绝对值平均化部 16 求出从均衡器 15 输出的均衡误差 $e(n)$ 的绝对值，将该绝对值在特定时间内进行加法运算后的值（进行了时间平均的值）作为失真值而输出到控制部 18。当设取得时间平均的间隔取为 M 个样本时，从绝对值平均化部 16 输出的失真值 $E(n)$ 用数学式 3 表示。

$$E(n) = \sum_{i=n-M+1}^n |e(i)| \quad \text{数学式 3}$$

即，在第一放大装置中，从失真检测部 17 将该 $E(n)$ 作为失真值输出，施加给控制部 18，在控制部 18 中利用上述摄动法设定预失真的系数，以使失真值减小。

作为失真检测部 17 的均衡器 15 的作用还有，校正由高频的滤波器或微带状线的延迟而产生的定时偏移；按照正交调制器和混频器的局部频率的不同而引起的频率偏置所导致的相位旋转，将预失真器 1 的输入信号和功率放大部输出信号在基带进行波形比较而取得同步。

由均衡器取得同步时，假设功率放大器上没有非线性失真，则均衡误差 $e(n)$ 几乎为零。

但是，由于实际的功率放大器具有非线性失真，因此在只能均衡线性失真的 FIR 滤波器中，非线性失真的成分成为均衡误差而显现出来。用图 4 说明检测出的均衡误差。图 4 是表示对预失真器 1 的输入信号和没有补偿非线性失真的功率放大部的包络线进行了时间比较的波形的图。另外，在图 4 中，对功率放大器的输出信号进行校正使得增益为 1。

如图 4 所示，在确立了同步的状态下，对功率放大器 5 的输入电平越大非线性失真的失真成分就越大，因此在输入信号为比较小的电

平时，没有出现均衡误差，当输入了接近峰值功率的值时，均衡误差将增大。因此，在计算了均衡误差的绝对值之后，只要能以可以忽略功率变动的影响的程度在足够长的时间内（例如 1~10ms）进行平均，就能将其作为失真值使用。

在第一放大装置中，根据这样求得的失真值，控制部 18 与以往同样地更新预失真器的系数进行自适应控制。

另外，在第一放大装置中，由于将 A/D 转换器 9 的采样频率 CLK2 设定为仅能对调制信号的频带宽度进行采样的频率，因此调制信号频带外的交调失真由于混淆现象而落入调制信号的频带内。

在第一放大装置中，利用这点，通过将均衡误差的绝对值在足够长的时间内进行平均，就能将落入到调制信号的频带内的交调失真的成分通过仅在调制信号的频带内的采样而检测出。

本发明的第一实施方式的均衡器 15，其目的是根据均衡误差来评价失真值，因此在功率放大器等中产生的非线性失真越小，成为参照信号的预失真器的输入信号 $d(n)$ 和作为均衡对象的正交解调信号 $u(n)$ 之差就越小。更为优选的是，当没有非线性失真时，其差为零。因此，尽可能使参照信号和正交解调信号接受的频率特性一致。

另外，正交解调信号的采样率可以为比调制信号带宽（本实施例中为 20MHz）的 2 倍小，但最好为 2 倍或 2 倍以上。

另外，通常是将功率放大器 5 和预失真器 1 以不同的基板来构成，之后进行调整，根据本发明的第一放大装置，具有能通过均衡器 15 吸收连接部的频率特性的不确定性，减少调整工时而降低制造成本的效果。

另外，在第一放大装置中，作为在均衡器 15 中使用的算法，对应用了 LMS 算法的例子进行了说明，但是只要能取得同步，也可以使用其他的算法。

另外，上述例子中表示了原理，在第一放大装置中作为参照信号原样使用了通常的 CDMA 信号，因此振幅不均匀，实际上，最好与专利文献 2 同样地，应用将数学式 1 的第 1 式取为 $h(n+1) = h(n)$

$+ \mu \cdot u(n) / |u(n)|^2$ 的归一化 LMS 法。另外，由于成为均衡对象的频率特性和延迟几乎没有变动，因此不需要始终参照 CDMA 信号，LMS 部 25 也可以间隔多个样本时间（每多个样本时间）参照参照信号来更新系数。更新不需要实时进行，也可以批量处理。

或者，只要仅将 CDMA 信号内的特定的振幅信号作为参照信号进行自适应均衡化，就能将其特定的振幅作为基准，使失真成为均衡误差而被检测出。

接着，说明本发明第二实施方式的第二失真补偿放大装置（第二放大装置）。

在上述第一放大装置中，不提高采样频率，对仅包含调制信号的狭窄频带进行采样，对于由均衡器检测出的均衡误差的绝对值，计算足够长的时间的时间平均，将其作为失真值而用于预失真器的控制。在第二放大装置中，维持包含 IM5 的程度的范围内的足够宽的采样频带，不是仅按大小检测均衡误差，而是作为误差矢量进行检测，据此进行预失真的控制。

使用图 5 说明第二放大装置。图 5 是表示第二放大装置的结构的图。

如图 5 所示，第二放大装置是与图 1 所示的第一放大装置几乎相同的结构，但失真检测部 17、控制部 18 和预失真器 1 的结构和工作与第一放大装置一部分不同。另外，A/D 转换器 9 中的采样频率也与第一放大装置不同。其他的构成部分与第一放大装置基本相同，因此其说明从略。

A/D 转换器 9 对被分支和下变频后的信号以 CLK2 进行采样，并输出到正交解调器。在此，A/D 转换器 9 的采样频率是可采样到 IM5 左右的频率，在本实施方式中，与 D/A 转换器 2 相同。

另外，在预失真器 1 中设置了存储例如与输入信号的功率值相对应的移相量和衰减量的查找表，参照查找表，乘以与输入信号的功率值相对应的失真补偿值，事先对发送信号补偿功率放大器的非线性失真的失真。

控制部 18 根据从失真检测部 17 的均衡器 15 输入的均衡误差 $e(n)$ ，直接更新在发生 $e(n)$ 时所用的预失真器 1 的查找表的特定的值，使得通过 LMS 法均衡误差最小。具体的控制方法可以与专利文献 1 相同。

作为第二放大装置的特征部分的失真检测部 17，由与第一放大器相同的均衡器 15 构成，不设置在第一功率放大器中设置的绝对值平均化部 16。

均衡器 15 接收将对功率放大器输出进行了分支的输入信号下变频、采样并正交解调后的信号 $u(n)$ 、和作为参照符号输入到预失真器的输入信号 $d(n)$ ，将检测出的均衡误差 (n) 输出到控制部 18。均衡器 15 的结构和工作与第一放大装置相同。

即，在第二放大装置中，对失真检测本身不使用 FFT，而用均衡器检测均衡误差，以矢量的原样将其作为失真值输出到控制部 18。第二放大装置通过对足够宽的频带进行采样，能不取均衡误差的时间平均而检测失真成分。

按照本发明的第二实施方式的失真补偿放大装置（第二放大装置），将由方向耦合器 6 对功率放大器 5 的输出进行了分支的信号在混频器 7 进行下变频，由 A/D 转换器 9 对包含第 5 次失真 (IM5) 的程度的频带进行采样，由正交解调器 14 进行正交解调，失真检测部 17 的均衡器 15 检测作为参照符号的预失真器的输入信号 $d(n)$ 和该正交解调信号 $u(n)$ 的均衡误差 $e(n)$ ，并将其作为失真值输出到控制部 18，控制部 18 根据失真值控制预失真器从而进行失真补偿，具有能够在适当地进行了延迟和频率特性的补偿的状态下比较时间波形，容易检测非线性失真成分的效果。

另外，根据第二放大装置，与第一放大装置相同，具有能由均衡器 15 吸收连接部的频率特性的不确定性，并能调整工时而使制造成本降低的效果。

接着，说明本发明的第三实施方式的失真补偿放大装置。

第三失真补偿放大装置（第三放大装置）仅针对特定振幅的

CDMA 信号以矢量的原样对误差进行平均，并将其作为失真值使用来控制预失真器。

第三放大装置的结构与第一放大装置几乎相同，因此省略图示。但在失真检测部具有均衡器和以矢量的原样对从均衡器输出的误差矢量进行平均的平均化部（误差平均化部）。

第三放大装置的均衡器针对特定振幅的预失真器输入信号 $d(n)$ 检测误差，作为一例，将“特定振幅”按事先设定好的顺序从低电平到高电平反复地依次变化，对各振幅检测误差矢量，输出到平均化部。

这里，在失真检测部的平均化部，对检测出的误差矢量 $e(n)$ ，将 $e(n)/d(n) = (e(n) \cdot d^*(n)) / |d(n)|^2$ 的进行平均（也可以不用 $d(n)$ 而用 $u(n)$ 进行归一化）。此时，误差矢量 $e(n)$ 是相对地表现振幅的不同的量，因此均衡器训练与特定的振幅无关，必须始终在相同条件下进行。

控制部将这样检测出的误差矢量的平均值作为失真值来控制预失真器。在此，使用图 6 说明误差平均化部的结构。图 6 是本发明的第三实施方式的误差平均化部的结构框图。

如图 6 所示，失真检测部的误差平均化部由复数共轭乘法器 161、平方化部 162、除法器 163、振幅判断部 164、以及与代表点的个数相等数量的平均化部 165-1 ~ 165-16 构成。平均化部 165-1 ~ 165-16 分别进行对应于振幅 $x_1 \sim x_{16}$ 的误差矢量的平均。

而且，在误差平均化部，复数共轭乘法器 161 对由均衡器检测出的误差矢量 $e(n)$ 和参照信号 $d(n)$ 进行复数共轭乘法运算，在除法器 163 用复数乘法运算的结果除以参照信号 $d(n)$ 的振幅成分的平方，并且振幅判断部 164 判断输入信号的振幅，将除法运算的结果输出到与振幅对应的平均化部 165 进行平均，将其结果作为失真值输出到控制部。

当在预失真器中设置与振幅值对应的失真补偿表，通过代表点间的插补对其进行更新的结构时，平均化部使用来自均衡器的误差矢量来检测代表点个数的失真值，控制部使用与振幅对应的失真值来更新

代表点。作为更新方法，有从相对应的代表点的值减去对失真值乘以 1 以下的步进系数的值的方法。对代表点进行插补而生成表的方法，可以与特开 2005-73032 相同。

另外，在利用幂级数生成失真补偿表的结构的情况下，控制部通过比较误差检测后的特定的振幅与除此之外的振幅的基于幂级数的各系数的偏微分值，得知增减该系数时的该振幅中的失真变化的方向，因此根据该方向和该误差矢量的方向（相位的超前滞后和振幅大小），进行决定各系数的更新方法的控制，以使误差减小。

根据本发明的第三实施方式的失真补偿放大装置（第三放大装置），将由方向耦合器对功率放大器的输出进行了分支的信号在混频器 7 进行下变频，由 A/D 转换器采样，并在正交解调器进行正交解调，失真检测部的均衡器将特定振幅的 CDMA 信号作为参照符号 $d(n)$ ，检测出与该正交解调信号 $u(n)$ 的误差矢量 $e(n)$ 时，使特定的振幅从低电平到高电平循环地变化，对各振幅检测出误差矢量，并且对 $e(n)/u(n)$ 进行平均，将其作为失真值输出到控制部，控制部根据失真值控制预失真器从而进行失真补偿。由于失真作为矢量进行检测，所以使用比摄动法更高速的失真补偿算法，具有能高速收敛的效果。

接着，说明本发明的第四实施方式的失真补偿放大装置（第四放大装置）。

第四放大装置，在预失真器中设置有 FIR 滤波器，控制部根据由失真检测部的均衡器检测出的均衡误差，自适应地控制 FIR 滤波器地抽头系数。

使用图 12 说明第四放大装置的结构。图 12 是本发明的第四放大装置的结构框图。

如图 12 所示，第四放大装置由预失真器 100、D/A 转换器 2、正交调制器 3、振荡器 4、功率放大器 5、方向耦合器 6、正交解调器 7、A/D 转换器 9、均衡器（在图中为“线性均衡器”）15、以及控制部 18 构成。基本的结构与上述第二放大装置几乎相同，但预失真器 100、

控制器 18 的结构以及工作与第二放大装置一部分不同。

而且，在第四放大装置中，与上述第一～第三的放大装置相同地，输入信号由预失真器 100 补偿在功率放大器 5 产生的非线性失真，D/A 转换后在正交调制器中进行正交调制，并且用来自振荡器 4 的无线频率进行上变频，在功率放大器 5 中放大后而成为输出信号。

来自功率放大器 5 的输出信号，由方向耦合器 6 分支并被反馈，在正交解调器 7 下变频后进行正交解调，由 A/D 转换器 9 转换成数字信号，在均衡器 15 中，计算出将反馈信号的正交解调信号 $u(n)$ 用预失真器的输入信号 $d(n)$ 进行了均衡后的均衡误差 $e(n)$ ，控制部 18 控制预失真器，以使该均衡误差为最小。在此，利用均衡器 15 除去在方向耦合器 6 之后的模拟元件上产生的线性失真，剩下的均衡误差 $e(n)$ 是在功率放大器 5 产生的非线性失真成分导致的均衡误差。

具体地说明作为第四放大装置的特征部分的预失真器 100 的结构。图 13 是第四放大装置的预失真器 100 的结构框图。

如图 13 所示，第四放大装置的预失真器 100 由 3 次失真发生器 101、5 次失真发生器 102、7 次失真发生器 103、延迟电路 104、第一 FIR 滤波器（FIR 滤波器（1））105、第二 FIR 滤波器（FIR 滤波器（2））106、第三 FIR 滤波器（FIR 滤波器（3））107、以及加法器 108～110 构成。

3 次失真发生器 101 与图 9 所示的现有的预失真器中的第一级的结构相同，用于计算 $|x|^2 \cdot x$ 。同样地，5 次失真发生器 102 用于计算 $|x|^4 \cdot x$ ，7 次失真发生器 103 用于计算 $|x|^6 \cdot x$ 。

延迟器 104 用于将输入信号 $x(n)$ 延迟一定时间。

第一 FIR 滤波器 105 根据从控制部 18 提供的最佳抽头系数 $h1$ ，对 3 次失真进行积和运算。同样地，第二 FIR 滤波器 106 和第三滤波器 FIR 滤波器 107 分别从控制部 18 接收最佳抽头系数 $h2$ 、 $h3$ 而进行运算。

即，图 9 的现有的预失真器的结构与第四放大装置的预失真器的不同点在于，在第四放大装置的预失真器中，代替对来自各失真发生

器的输出乘以系数 (α 、 β 、 γ)，而设置了 FIR 滤波器。

控制部 18 被输入来自均衡器 15 的均衡误差 $e(n)$ 和 3 次失真信号、5 次失真信号、7 次失真信号，利用 LMS 等自适应算法计算出 FIR 滤波器 105、106、107 的最佳抽头系数 h_1 、 h_2 、 h_3 ，提供给各 FIR 滤波器。

加法器 110 对第三 FIR 滤波器 107 的输出和第二 FIR 滤波器 106 的输出进行加法运算，加法器 109 对加法器 110 的输出和第一 FIR 滤波器 105 的输出进行加法运算。

加法器 108 对加法器 109 的输出和由延迟电路 104 进行了延迟的输入信号进行加法运算，生成预失真器 100 的输出信号。

接着，说明控制部 18 的上述结构的预失真器的控制方法。

第一、第二、第三 FIR 滤波器中的系数 h_1 、 h_2 、 h_3 分别用

$$h_1(n+1) = h_1(n) + \mu_1 \cdot u(n) \cdot e(n)$$

$$h_2(n+1) = h_2(n) + \mu_2 \cdot u(n) \cdot e(n)$$

$$h_3(n+1) = h_3(n) + \mu_3 \cdot u(n) \cdot e(n)$$

表示。如上所述， $e(n)$ 是由线性均衡器 15 均衡后剩余的非线性失真导致的均衡误差。 $u(n)$ 是反馈信号的正交解调信号， μ_1 、 μ_2 、 μ_3 是决定系数更新的响应特性的步进增益。当增大步进增益时收敛速度加快，但剩余误差增大，当不仅增益减小时收敛速度减慢，而剩余误差减小。

而且，在第四放大装置中，与基于图 10 所示的现有的 LMS 的控制相同地更新 h_1 、 h_2 、 h_3 。

作为步进增益 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 的设定方法，可以将更新 $h_1(n)$ 、 $h_2(n)$ 、 $h_3(n)$ 的响应特性设定得全部相同，也可以设定成 $\mu_1 > \mu_2 > \mu_3$ 的步进增益，使得系数按特定的顺序例如 $h_1(n)$ 、 $h_2(n)$ 、 $h_3(n)$ 的顺序收敛。或者，也可以使 $\mu_1 < \mu_2 < \mu_3$ ，使得按相反的顺序例如 $h_3(n)$ 、 $h_2(n)$ 、 $h_1(n)$ 的顺序收敛系数。

这样，通过按顺序更新系数，能实现稳定收敛的效果。

作为步进增益的其他设定方法，将 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 全部设定为零直

到线性均衡器 15 收敛，当线性均衡器 15 收敛时，首先对 μ_1 设定适当的值仅更新 $h_1(n)$ ，当 $e(n)$ 的值成为在其之上不接近 0 的值后，使 μ_1 返回到 0 而对 μ_2 设定适当的值仅更新 $h_2(n)$ ，……这样，能按 $h_1(n) \rightarrow h_2(n) \rightarrow h_3(n) \rightarrow h_1(n) \rightarrow \dots$ 这样的顺序一个一个地更新系数。由此，能实现稳定的收敛。

按照本发明的第四实施方式的失真补偿放大装置（第四放大装置），在预失真器 100 的 3 次失真发生器 101、5 次失真发生器 102、7 次失真发生器 103 的输出上分别设置 FIR 滤波器 105、106、107，检测失真的均衡器 15 检测作为参照符号的预失真器的输入信号 $d(n)$ 和该正交解调信号 $u(n)$ 的均衡误差 $e(n)$ ，将其作为失真值输出到控制部 18，控制部 18 是作为根据失真值而利用自适应算法对各 FIR 滤波器的系数进行更新的失真补偿放大装置，因此具有不需要失真检测中的 FFT 能降低处理量，不增大电路规模而进行高精度的失真补偿的效果。

另外，按照第四放大装置，通过将使各 FIR 滤波器的系数收敛时的步进增益，按 3 次失真、5 次失真、7 次失真的顺序进行设定，具有能提高收敛的稳定性、进行稳定的失真补偿的效果。

其次，说明其他的带失真控制功能的放大装置。

近年来，作为高效率的放大器，Doherty 放大器备受关注。

图 24 是表示现有的 Doherty 放大器的结构的框图。

输入到输入端子 111 中的信号，由分配器 112 分配，其一个信号被输入到载波放大电路 40 中。载波放大电路 40 由放大元件 42、与该放大元件 42 的输入侧进行匹配的输入匹配电路 41、以及与放大元件 42 的输出侧进行匹配的输出匹配电路 43。载波放大电路 40 的输出由 $\lambda/4$ 变量器 61 进行阻抗变换。

由上述分配器 112 分配的另一信号，由移相器 113 将相位延迟了 90 度后被输入到峰值放大电路 50 中。峰值放大电路 5 与载波放大电路 40 同样，由输入匹配电路 51、放大元件 52 以及输出匹配电路 53 构成。 $\lambda/4$ 变量器 61 和峰值放大电路 5 的输出在节点（合成点）62

进行合成。合并 $\lambda/4$ 变量器和节点 62 而称为 Doherty 合成部 60。合成后的信号为了与输出负载 Z_0 匹配而由 $\lambda/4$ 变量器 70 进行阻抗变换后，经由输出端子 80 提供给负载 90。

载波放大电路 40 和峰值放大电路 50，在放大元件 42 偏置到 AB 级、放大元件 52 偏置到 B 或 C 级这一点上不同。因此，放大元件 42 单独工作直到输入放大元件 52 工作的信号为止，当放大元件 42 进入饱和区域，放大元件 42 的特性开始不成线性时，放大元件 52 开始工作，将放大元件 52 的输出提供给负载 90，并与放大元件 42 一起驱动负载 90。此时，输出匹配电路 43 的负载线从高电阻向低电阻移动，但放大元件 42 位于饱和区域，因此效率很好。当来自输入端子 111 的输入进一步增加时，峰值放大电路 50 的放大元件 52 也开始饱和，但由于放大元件 42、52 都饱和，因此此时的效率很好。

另外，作为相关的公知技术，在该 Doherty 放大器中，可以考虑带失真控制功能的放大器，其控制峰值放大器中的放大元件的偏压，或者控制载波放大器和峰值放大器中的两放大元件的偏压，以降低失真的发生。作为公知技术，有特开 2005-117599 号公报、特开 2002-50933 号公报、特表 2005-516524 号公报。

而且，在现有的具有反馈失真补偿或预失真补偿的放大装置中，存在失真补偿不彻底的状态这样的问题、或失真补偿后的交调失真存在不均，为了对其进行改进而增大容限时效率恶化，结果成为不能将效率发挥到最大限度的状态。

另外，现有的 Doherty 放大器，使其效率越好，AM-AM（输入振幅电平对的输出振幅电平）转换特性和 AM-PM（输入振幅电平对的输出相位旋转量）转换特性就越恶化，另外，存在着在带失真控制功能的放大器中失真的降低不足，不能将效率发挥到最大限度的问题。

在此，其他的带失真补偿功能的放大装置是为了解决上述问题而作出的，目的在于提供一种带失真控制功能的放大装置，该装置能良好地保持 AM-AM 转换特性和 AM-PM 转换特性，并且能吸收失真

补偿后的交调失真的不均，将效率发挥到最大限度。

作为其他的带失真控制功能的放大装置，其特征在于包括，具有在 AB 级工作的放大元件的载波放大电路；具有根据从控制端子输入的控制信号来控制放大工作的放大元件的峰值放大电路；以及预失真补偿电路，该预失真补偿电路包括：合成并输出由上述载波放大电路和峰值放大电路进行了放大的信号的合成装置构成的 Doherty 放大器；补偿上述 Doherty 放大器的非线性失真的预失真器；检测包含在上述 Doherty 放大器的输出信号中的交调失真的失真检测部；控制上述预失真器以使在上述失真检测部检测出的失真值减小，并且控制上述峰值放大电路内的放大元件以使在上述失真检测部检测出的交调失真成为目标值的控制部。

按照其他的带失真控制功能的放大装置，能将 Doherty 放大器中的交调失真收敛到目标的交调失真，吸收交调失真的不均并且将交调失真的目标值设定为适当的值，由此能将效率发挥到最大限度。

以下，参照附图说明又一带失真控制功能的放大装置的实施方式。

图 14 是表示又一带失真控制功能的放大装置的一个实施方式的带失真控制功能的放大装置的结构的框图，由预失真补偿电路 200 和 Doherty 放大器 20 组合而成。图 15 是表示 Doherty 放大器 20 的详细的结构的框图。

如图 14 所示，预失真补偿电路 200 的输入端子 201 中被输入信号。该输入信号由预失真器 202 补偿非线性失真，并送至 D/A 转换器 203。上述预失真器 202 与上述图 12 所示的结构同样地构成。上述 D/A 转换器 203 与时钟信号 CLK1 同步将数字信号转换成模拟信号，向正交调制器 204 输出。该正交调制器 204 通过来自振荡器 205 的信号对输入信号进行正交调制。由上述正交调制器 204 调制的信号在 Doherty 放大器 20 放大，从输出端子 207 输出。

另外，Doherty 放大器 20 的输出信号的一部分，经由方向耦合器 208 被取出，输入到混频器 209。混频器 209 根据来自振荡器 210 的

振荡频率将从方向耦合器 208 取出的信号下变频到 IF 频率。由混频器 209 进行了下变频的 IF 信号，在 A/D 转换器 211 转换成数字信号后输入到失真检测部 212。该失真检测部 212 由高速傅立叶转换电路（FFT）213 和 IM 运算电路 214 构成，求出从上述 Doherty 放大器 20 输出的信号的失真值，并输出到控制部 217。控制部 217 适应性地控制预失真器 202 使得由失真检测部 212 检测出的失真值减小，并且控制 Doherty 放大器 20 使得由失真检测部 212 检测出的交调失真成为目标值。在这种情况下，从控制部 217 输出的针对 Doherty 放大器 20 的控制信号，由 D/A 转换器 216 转换成模拟信号并传送至 Doherty 放大器 20，如图 15 所示被输入到峰值放大电路 50 内的放大元件 52 的栅极端子 150。

上述 Doherty 放大器 20 如图 15 所示那样地构成。

对 Doherty 放大器 20 的输入端子 111 输入由图 14 所示的正交调制器 204 进行了调制的信号。输入到该输入端子 111 的信号，由分配器 112 进行分配，其一个信号被输入到载波放大电路 40。载波放大电路 40 包括放大元件 42、与该放大元件 42 的输入侧进行匹配的输入匹配电路 41、以及与放大元件 42 的输出侧进行匹配的输出匹配电路 43。载波放大电路 4 的输出由 $\lambda/4$ 变量器 61 进行阻抗变换。

由上述分配器 112 分配的另一信号，由移相器 113 将相位延迟了 90 度后被输入到峰值放大电路 50 中。峰值放大电路 50 由放大元件 52、与该放大元件 52 的输入侧进行匹配的输入匹配电路 51、以及与放大元件 52 的输出侧进行匹配的输出匹配电路 53 构成。上述放大元件 52 具有作为控制端子的栅极端子 150，在该栅极端子 150 上输入从上述图 14 所示的 D/A 转换器 216 输出的栅极电压。作为上述放大元件 42、52，通常使用 LD-MOS (Lateral Diffused MOS)、GaAs - FET、HEMT、HBT 等半导体器件。另外，使用 FET 作为放大元件 52 时，由栅极电压控制工作，而在使用晶体管作为放大元件 52 的情况下，由基极电压控制工作。

而且，上述 $\lambda/4$ 变量器 61 和峰值放大电路 5 的输出在节点（合成

点) 62 进行合成。由上述 $\lambda/4$ 变量器和节点 62 而构成 Doherty 合成部 6。在节点 62 合成的信号为了与负载 Z_0 匹配, 由 $\lambda/4$ 变量器 7 进行阻抗变换后, 经由输出端子 80 提供给图 14 所示的输出端子 207。

在上述结构中, 从 Doherty 放大器 20 输出的信号的一部分, 经由方向耦合器 208 被取出, 由混频器 209 下变频为 IF 的频率之后, 在 A/D 转换器 211 转换成数字信号进而输入到失真检测部 212。失真检测部 212 由高速傅立叶转换电路 213 求出 IF 信号的频谱, 接着, 在 IM 运算电路 214 将根据调制信号的载波数和其失调频率而计算出的 IM3 (3 次交调失真)、IM5 (5 次交调失真) 的频率的功率值取为失真值。控制部 217 适应性地控制预失真器 202, 使得由失真检测部 212 检测出的失真值减小, 并且通过 D/A 转换器 216 控制 Doherty 放大器 20 内的峰值放大电路 50, 使得由失真检测部 212 检测出的交调失真成为目标值。

由上述预失真器 102 进行了失真补偿的信号, 在 D/A 转换器 203 转换成模拟信号后, 由正交调制器 204 进行正交调制, 并传送至 Doherty 放大器 20 进行放大。此时的 Doherty 放大器 20 利用从控制部 217 经由 D/A 转换器 216 提供给栅极端子 150 的栅极电压, 控制峰值放大电路 50 中的放大元件 52 的栅极, 抑制交调失真的发生。而且, 由上述 Doherty 放大器 20 进行了放大的信号从输出端子 207 输出。

接着, 参照图 16 所示的流程图说明上述图 14 中的控制部 217 的工作。

首先, 设定更新对象系数、设定次数、上一次的失真值, 并且进行将峰值放大电路 50 的放大元件 52 的栅极电压 V_g 设为 B 等的初始设定 (步骤 B1)。例如, 将要更新的对象的系数 K 设为 $\Phi 3$, 并将由失真检测部 212 计算出的失真值与上一次失真值比较 (步骤 B2)。如果失真值比上一次的值小, 则进一步在相同方向更新系数, 即, 通过 “ $K = K + Step$ ” 的处理更新系数 (步骤 B4), 如果失真值增大, 则通过 “ $Step = Step * (-1)$ ” 的处理而使更新方向反转 (步骤 B3), 之后, 进入步骤 B4 更新系数。接着, 对连续几次更新了相同的数 $\Phi 3$

进行计数（步骤 B5），保存检测出的失真值（步骤 B6）。该保存后的失真值在下一次失真值比较中使用。

接着，比较更新次数和事先设定好的设定次数（步骤 B7），如果更新次数在设定次数以下，则返回步骤 B2，反复进行Φ3 的系数更新。另外，当更新次数超过设定次数时，变更更新对象系数（步骤 B8）。即，将系数 K 从Φ3 变更到 A3，将更新次数清零（步骤 B9）。

接着，判断失真是否收敛（稳定）了（步骤 B10），并判断是否继续上述步骤 B2～B9 的工作。在失真没有收敛的情况下返回步骤 B2 反复执行步骤 B2～B10 的处理。

当在上述步骤 B10 中判断为失真已收敛的情况下，比较当前失真值和目标失真值（步骤 B11）。即，判断是下式的哪一个。

- a: 目标失真值 = 当前失真值
- b: 目标失真值 < 当前失真值
- c: 目标失真值 > 当前失真值

判断的结果，如果当前失真值和目标失真值相同（a），则设峰值放大电路 5 中的放大元件 52 的栅极电压为 $V_g = V_g$ （步骤 B12），在当前失真值在目标失真值以上（b）时，将峰值放大电路 5 中的放大元件 52 的栅极电压变更为 $V_g = V_g + V_{\text{步进}}$ （使其发生变化的电压的步进幅度）（步骤 B13），另外，在当前失真值在目标失真值以下（c）时，则将峰值放大电路 5 中的放大元件 52 的栅极电压变更为 $V_g = V_g - V_{\text{步进}}$ （步骤 B14）。之后，返回步骤 B2 继续处理。另外，该栅极电压 V_g 的变化幅度（峰值放大电路 5 的工作点的范围），下限取为 A，上限取为 C。

由此，能自动地保持在规定的失真值以下，从而使调整变得容易。另外，也可以手动改变放大元件 52 的栅极电压 V_g 。

图 17～图 19 是使图 14 所示的峰值放大电路 50 中的放大元件 52 的栅极电压 V_g 变化时的失真补偿特性，图 17 是将栅极电压 V_g 取为 A 时的 3 次交调失真特性，图 18 是将栅极电压 V_g 取为 B 时的 3 次交调失真特性，图 19 是将栅极电压 V_g 取为 C 时的 3 次交调失真特

性。

图 17~图 19 中横轴取为频率，纵轴取为信号电平来表示。图中的 a 是失真补偿前的特性，b 是失真补偿后的特性。

上述带失真控制功能的放大装置，如图 17 所示，当栅极电压 V_g 取为 A 时，效率为 40%、3 次交调失真（失真补偿后）为 -40dBc ，如图 18 所示，当栅极电压 V_g 取为 B 时，效率为 30%、3 次交调失真（失真补偿后）为 -45dBc ，如图 19 所示，当栅极电压 V_g 取为 C 时，效率为 20%、3 次交调失真（失真补偿后）为 -50dBc 。这样，效率和失真补偿后的交调失真为折衷关系，通过将交调失真（失真补偿后）的目标值设定为适当的值（设计值），能将效率发挥到最大限度。

由此可知，通过调整放大元件 52 的栅极电压 V_g ，能取得作为目标的交调失真值。例如在将目标的交调失真值确定为 -45dBc 时，将栅极电压设为 B。根据放大器的规格，有时 3 次交调失真值为 -40dBc 也行，此时将栅极电压设为 A。因此，通过改变栅极电压 V_g ，能控制失真补偿后的交调失真，以使其成为目标的交调失真。即，能将当前的交调失真（失真补偿后）收敛于目标的交调失真（失真补偿后），并吸收交调失真（失真补偿后）的不均。

作为一例，说明上述带失真控制功能的放大装置的 AM-PM 转换特性。图 20 (a) ~ (d) 为改变了对峰值放大电路 5 的放大元件 52 提供的栅极电压 V_g 时的 AM-PM 转换特性，(a) 表示栅极电压 $V_g=A$ 时的特性，(b) 表示栅极电压 $V_g=B$ 时的特性，(c) 表示栅极电压 $V_g=C$ 时的特性，(d) 表示栅极电压 V_g 等于载波放大电路 4 的放大元件 42 的栅极电压 V_g 时的特性。另外，前面说明的图 7 的 AM-PM 转换特性取横轴为输入、纵轴为相位 () 来表示。

如上述那样，当提高提供给放大元件 52 的栅极电压 V_g 时，接近 AB 级的两合成的 AM-PM 转换特性，最后成为与 AB 级相同的特性。因此，能将 Doherty 放大器作为 AB 级的两合成电路使用，能用 Doherty 电路替换现有的 AB 级的两合成电路。

另外，上述实施方式中的预失真补偿电路 200 是示出一个例子的装置，也可以是其他的结构。

另外，Doherty 放大器 20 也为表示一个例子的装置，也可以是其他的结构。

下面说明上述 Doherty 放大器 20 的其他结构例。

(第一结构例)

图 21 是表示 Doherty 放大器 20 的第一结构例的框图。该 Doherty 放大器 20，由任意电长度的传送线路构成的阻抗变换器 64 置换图 15 中的 $\lambda/4$ 变量器 61，并且用移相器 31 置换移相器 113，其他的结构除常数等不一样之外，其他的基本上相同。

阻抗变换器 64 由具有长度 $l = 0 \sim \lambda/2$ 或其以上的电长度的传送线路构成。

移相器 31 是在原理上与阻抗变换器 64 相当的产生延迟的传送电路。移相器 31 是用于以相同相位进行合成的装置，由于必须吸收载波放大电路 40 和峰值放大电路 50 的相位差，因此有时与阻抗变换器 64 的延迟也不同。其他的结构除常数等不同之外，其余的与图 15 所示的放大器基本相同。

根据上述结构，通过调整构成阻抗变换器 64 的传送线路的长度，能不依赖放大元件的种类等而将电路的阻抗设定为最佳值，能提高放大装置的性能。

(第二结构例)

图 22 是表示 Doherty 放大器 20 的第二结构例的框图。该第二结构例，在图 21 所示的 Doherty 放大器 20 中，在峰值放大电路 50 和节点 62 之间设置阻抗变换器 65，并且用移相器 33 置换移相器 31，其他的结构基本相同。

上述节点 62 经由阻抗变换器 64 和阻抗变换器 65 耦合来自输出匹配电路 43 和 53 的输出信号。阻抗变换器 65 例如由与阻抗变换器 64 相同的任意长的传送线路构成，当输入信号的电平较低放大元件 52 没有工作时，将输出匹配电路 53 的输出阻抗转换成较大的阻抗，

使得不流过载波放大电路 4 的信号。

移相器 33 与阻抗变换器 65 相同，产生相位旋转（延迟），当阻抗变换器 64 的影响或载波放大电路 40 与峰值放大电路 50 的相位不同时，进行相位调整。

如上所述，通过设置阻抗变换器 65，能将从节点 62 一侧观察峰值放大电路 5 时的阻抗取为较大的值，即使在输入信号的电平较小而输出匹配电路 53 的输出阻抗不够大的情况下，也能抑制载波放大电路 40 的损失而构成高效率的放大器。

（第三结构例）

图 23 的 (a) (b) 是表示 Doherty 放大器 20 的第三结构例的框图。

该第三结构例，在图 22 所示的 Doherty 放大器 20 中，取代移相器 33、阻抗变换器 64、65 而使用移相器 34、阻抗变换器 66、67，其他的结构基本相同。

上述移相器 34、阻抗变换器 66、67 都是组合了长度不同的多个传送线路（这里为 3 种）和开关的装置。

各传送线路的长度，事先按照假设要使用的多个频率进行优化，以使放大器的性能为最佳，另外，不限于在布线板上形成导电图案的装置，也可以按装置分别使用长度容易微调的半刚性缆线。

在移相器 34 上设置有开关 a、b 和端子 A、B，在阻抗变换器 66 上设置有开关 c、d 和端子 C、D，在阻抗变换器 67 上设置有开关 e、f 和端子 E、F，各开关 a~f 分别根据从对应的端子 A~F 输入的控制信号来切换为与任意一个传送线路连接。

进而，进行图 23 的 (a) 所示的放大器的控制的控制部，如图 23 的 (b) 所示，具有产生控制信号的 CPU（或 ROM）120 和 I/O 控制器 130，图 23 的 (a) 所示的放大器的各端子 A~F 与 I/O 控制器 130 连接。另外，在 CPU（或 ROM）120 上虽然省略了图示，但例如作为表，存储了事先假设使用的频率、和用于连接长度与该频率对应的传送线路的各端子的控制信号的数据。

而且，当对 CPU（或 ROM）120 输入指定频率的信号时，CPU（或 ROM）120 读出与所指定的频率对应存储的控制信号，并输出到端子 A~F。另外，开关 a~f 分别根据输入到端子 A~F 的控制信号来切换，选择与所使用的频率相对应的最佳长度的传送线路。

按照第三结构例的 Doherty 放大器 20，根据所使用的频率容易地选择最佳长度传送线路来构成移相器 34、阻抗变换器 66、67，因此，具有能缓和移相器 34、阻抗变换器 66、67 的频率特性导致的偏离最佳值，能不论频率而进行最佳的匹配从而提高 Doherty 放大器的放大效率，能扩大可应用的频带的效果。另外，与对各频带准备专用的布线板的情况相比，具有大幅消减成本的效果。

另外，其他的带失真控制功能的放大装置不限于上述实施方式的原样，只要是在实施阶段中，在没有脱离其主旨的范围内，也可以改变构成要素而具体化。

工业可利用性

本发明用于无线通信发送机的功率放大器中，尤其适用于调制信号的频带变宽也能不提高采样频率、不增大电路规模和功耗而进行失真检测的非线性失真检测方法和失真补偿放大装置。

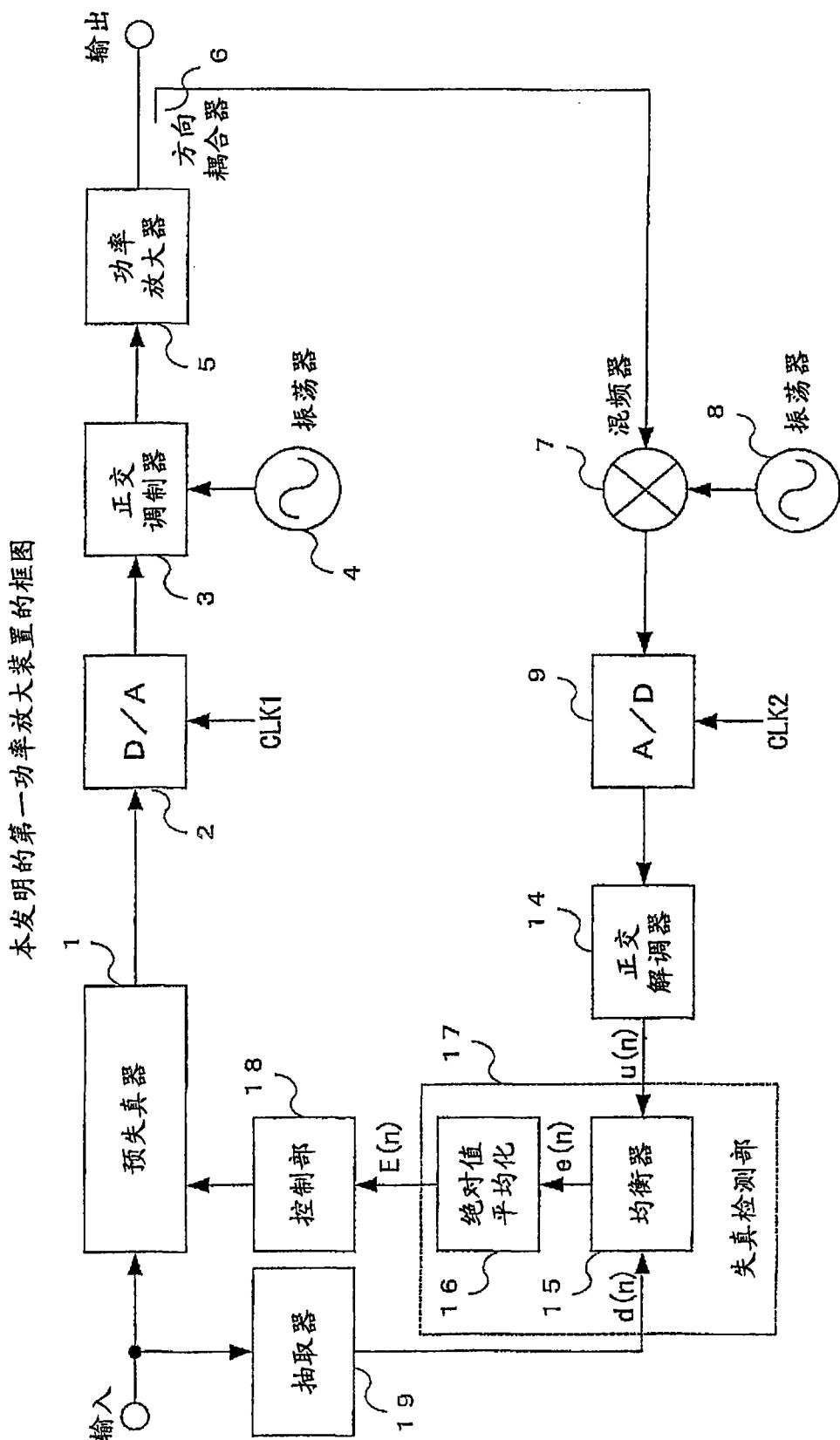


图 1

均衡器 15 的结构图

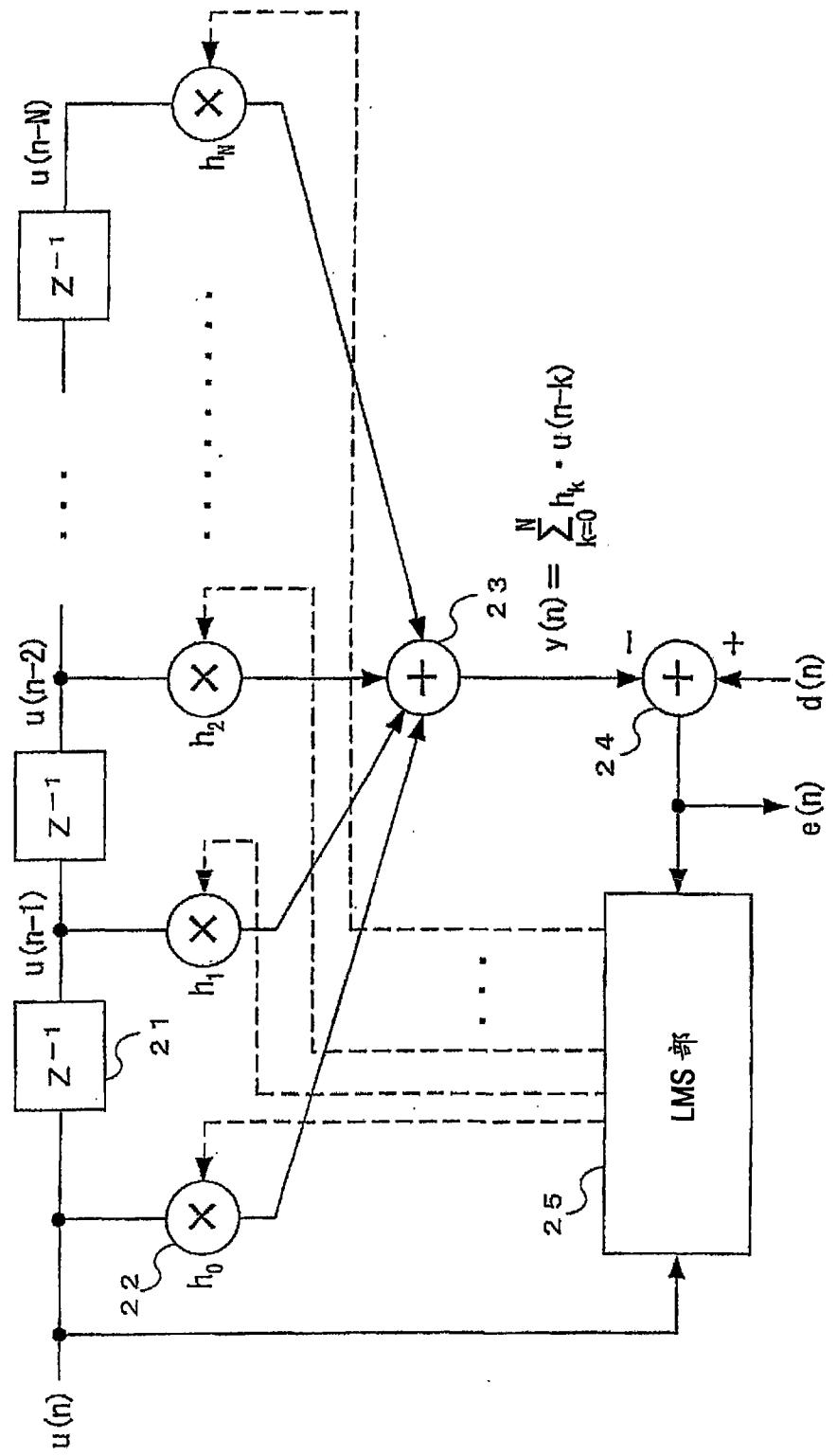
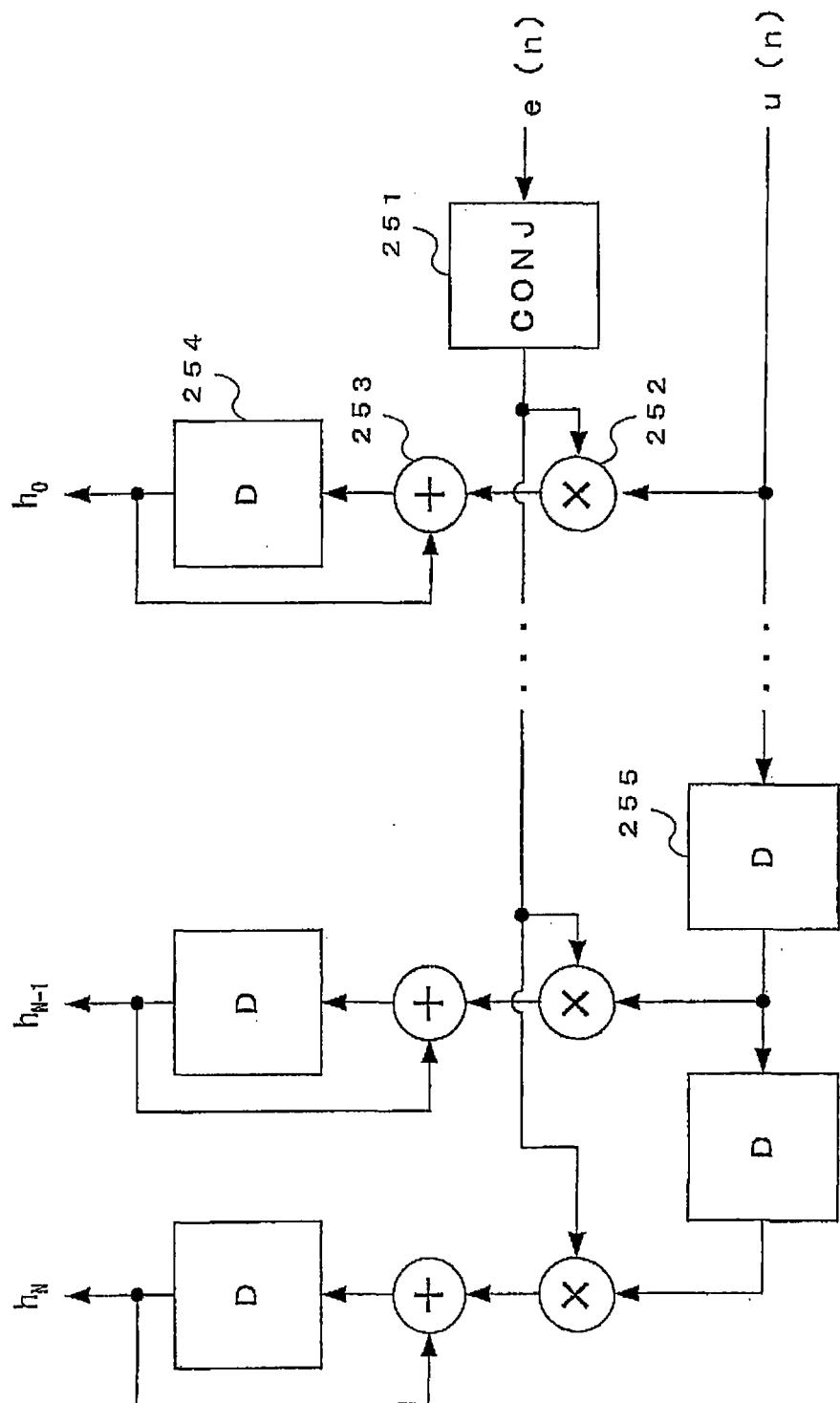
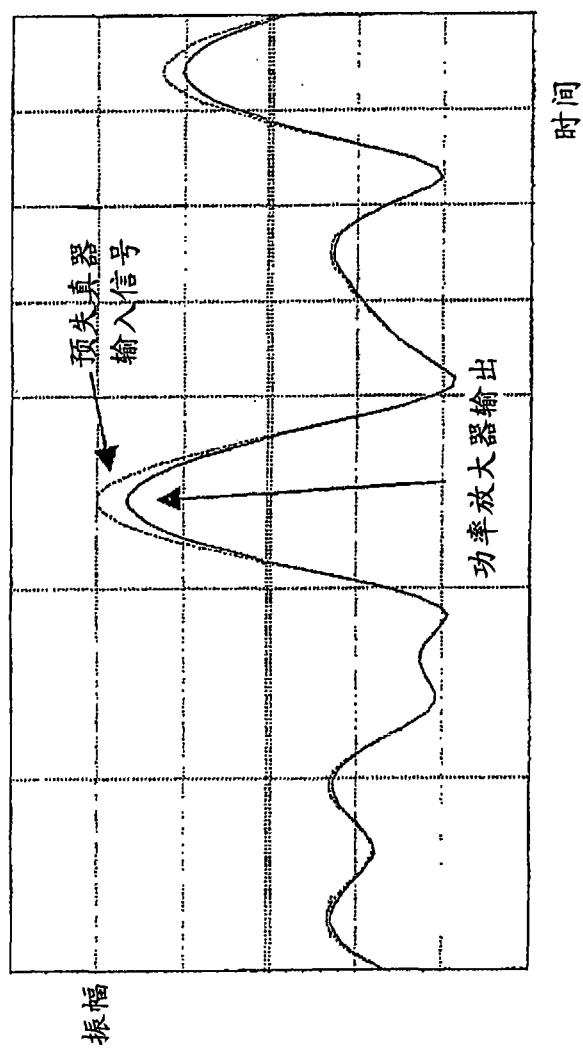


图 2



第一实施方式的 LMS 算法 25

图 3



输入信号和功率放大器输出的波形比较

图 4

本发明的第二功率放大装置的框图

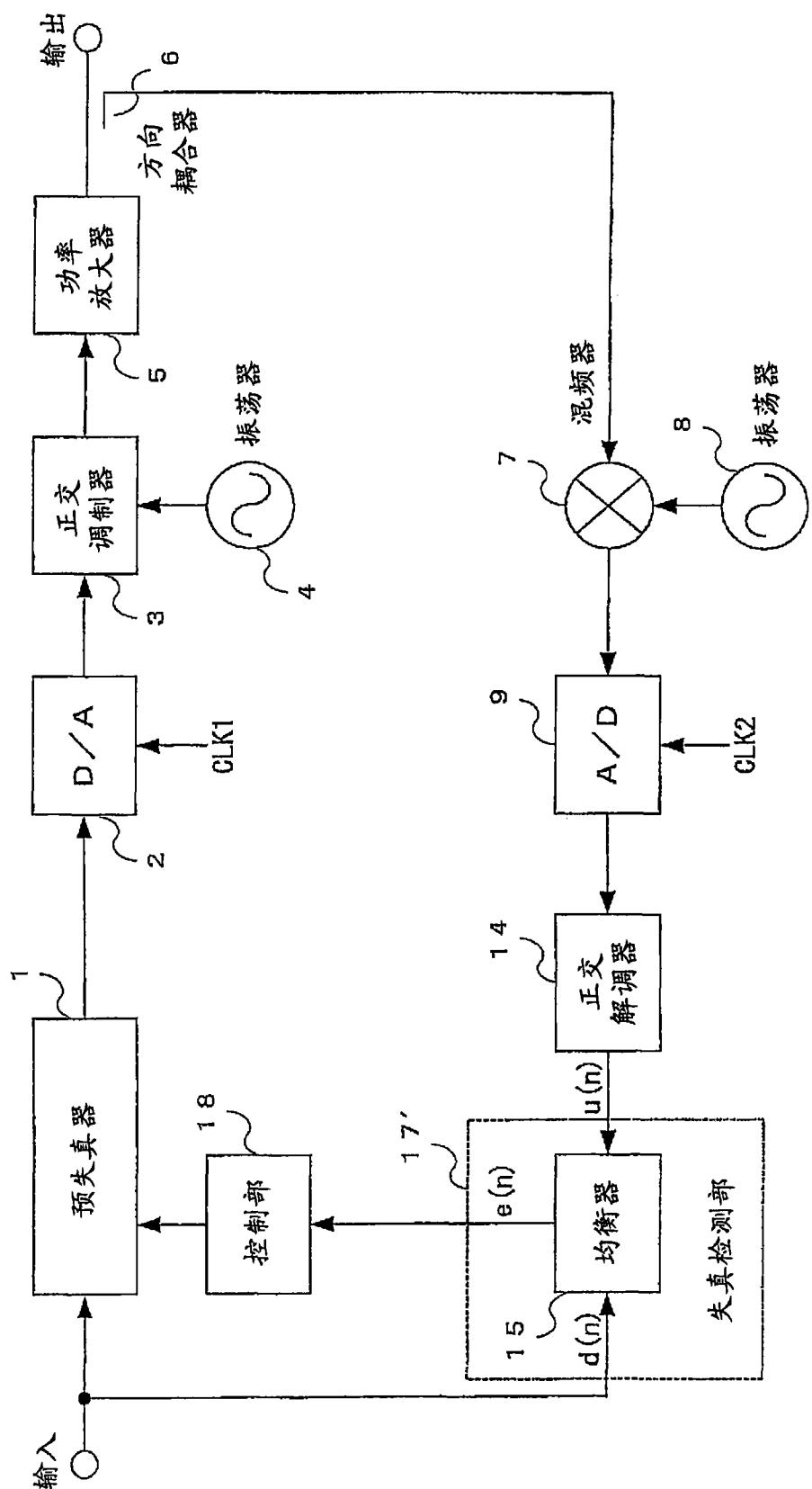
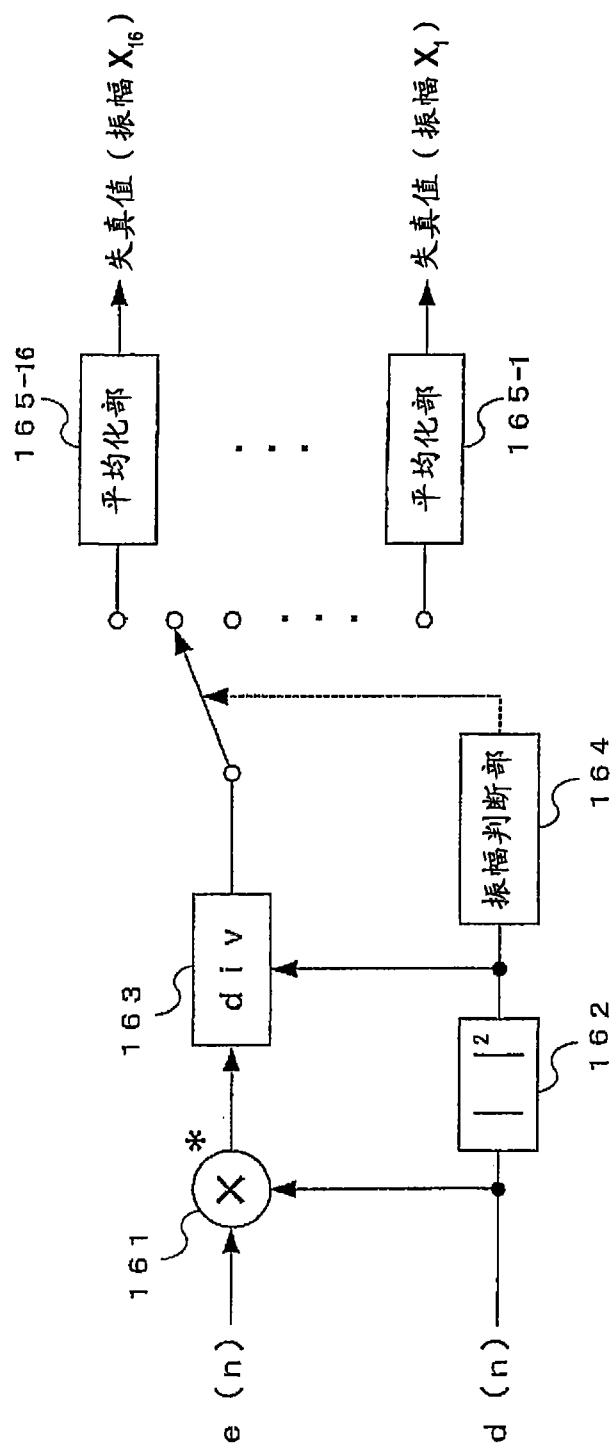
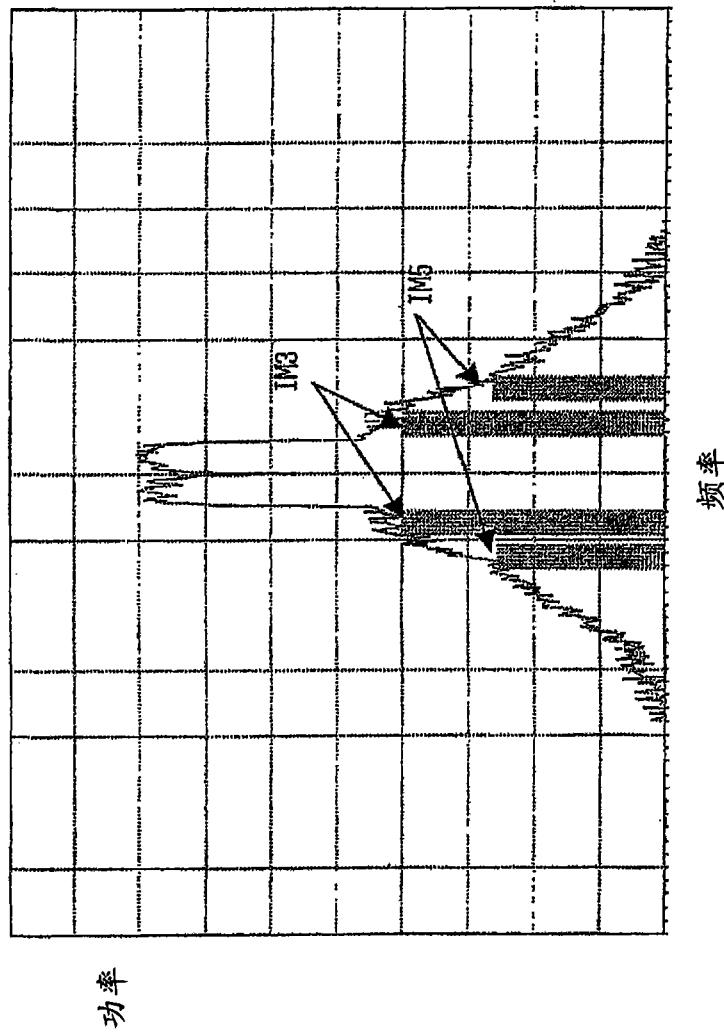


图 5



第三实施方式的误差平均化部

图 6



功率放大器输出的频谱（调制信号 W-CDMA 2 载波（失调频率：5MHz）

图 7

现有技术的功率放大装置的框图

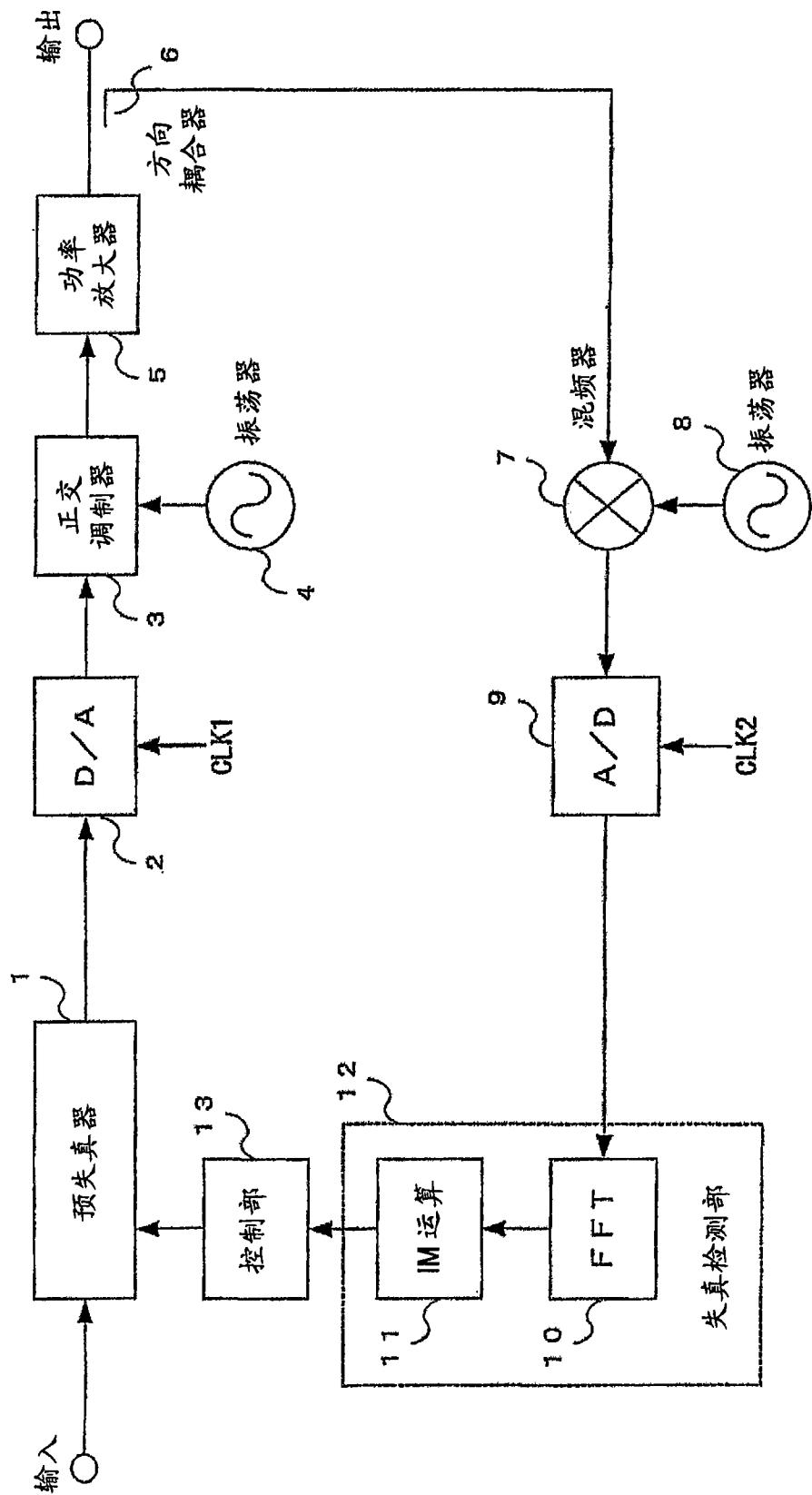


图 8

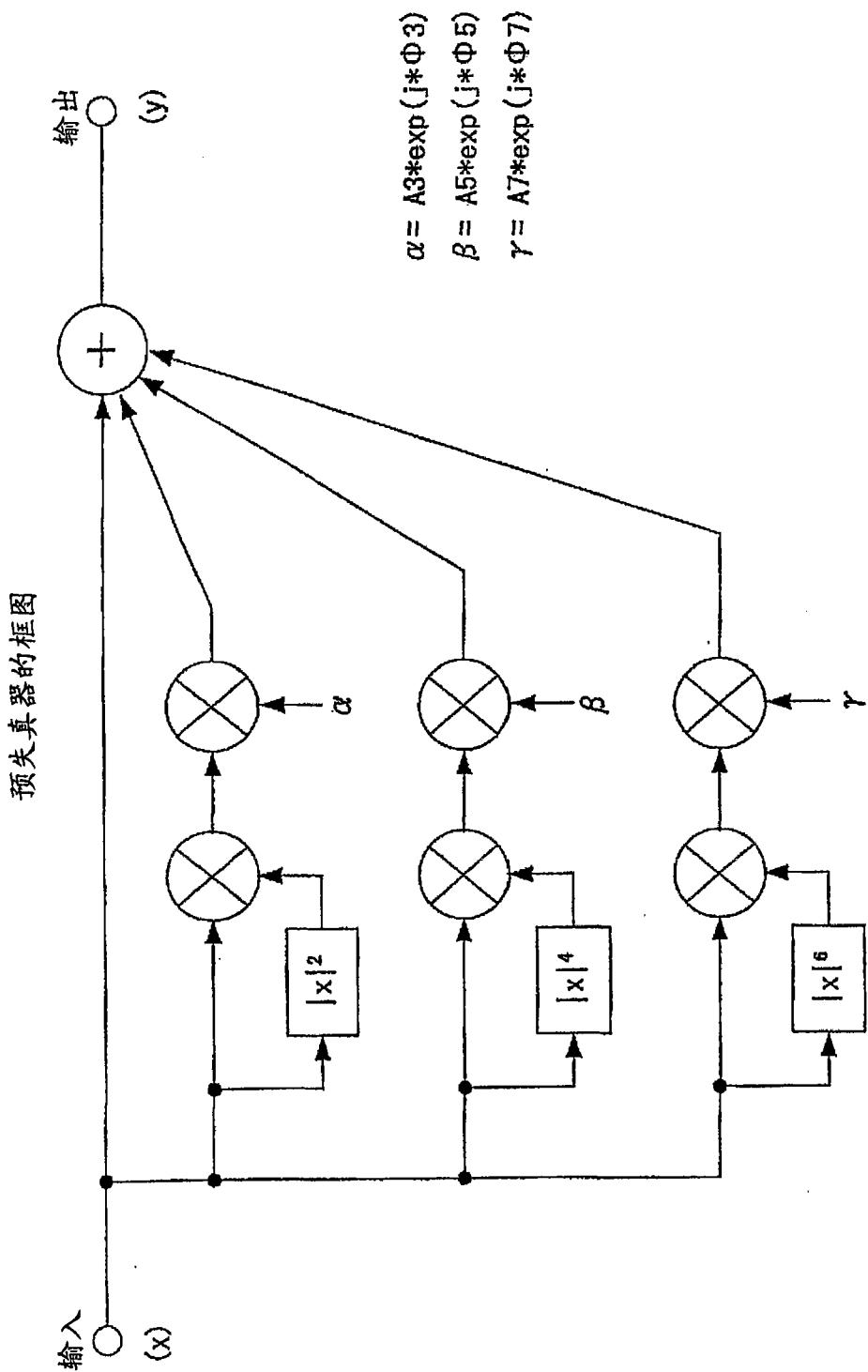


图 9

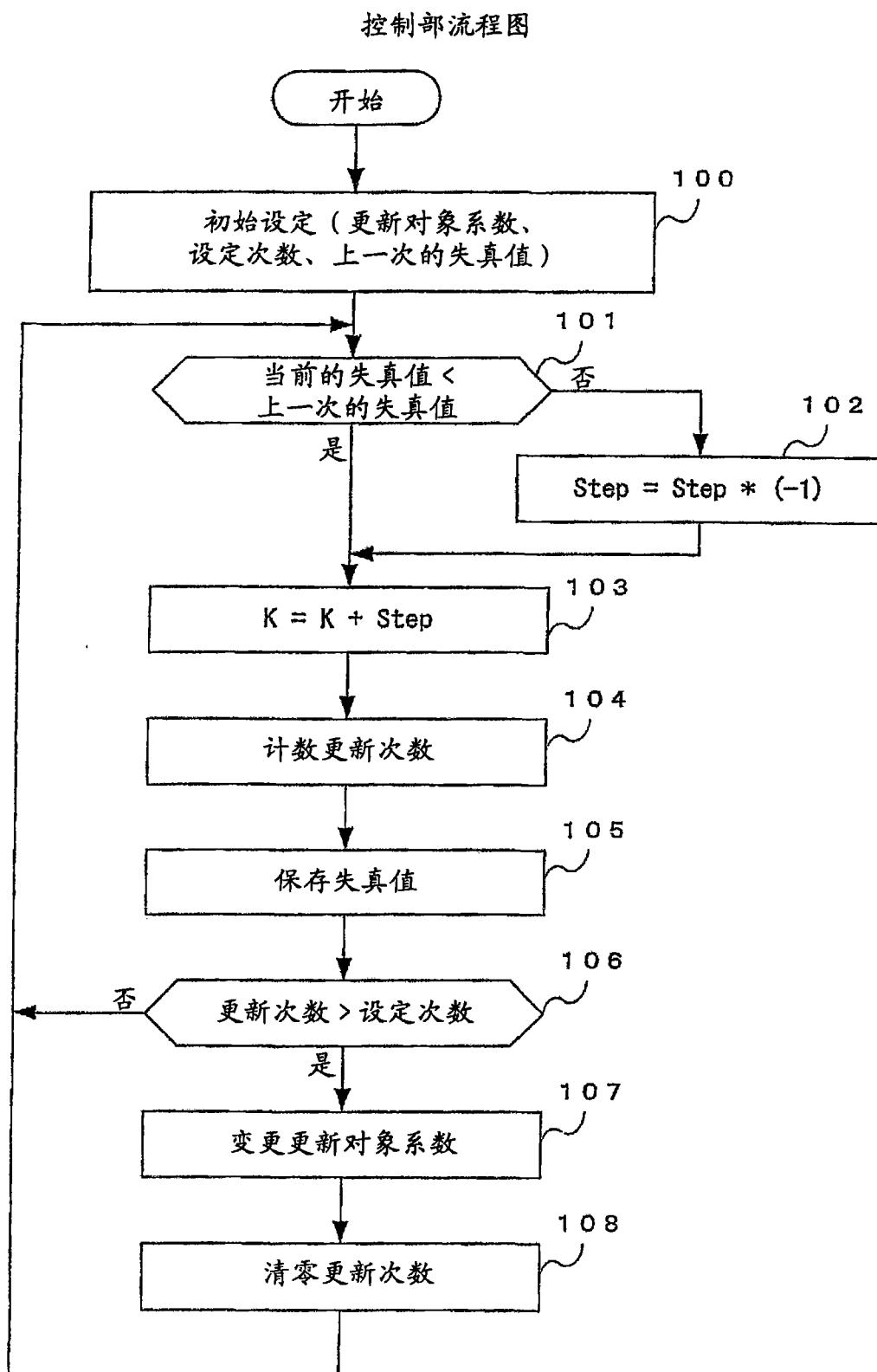
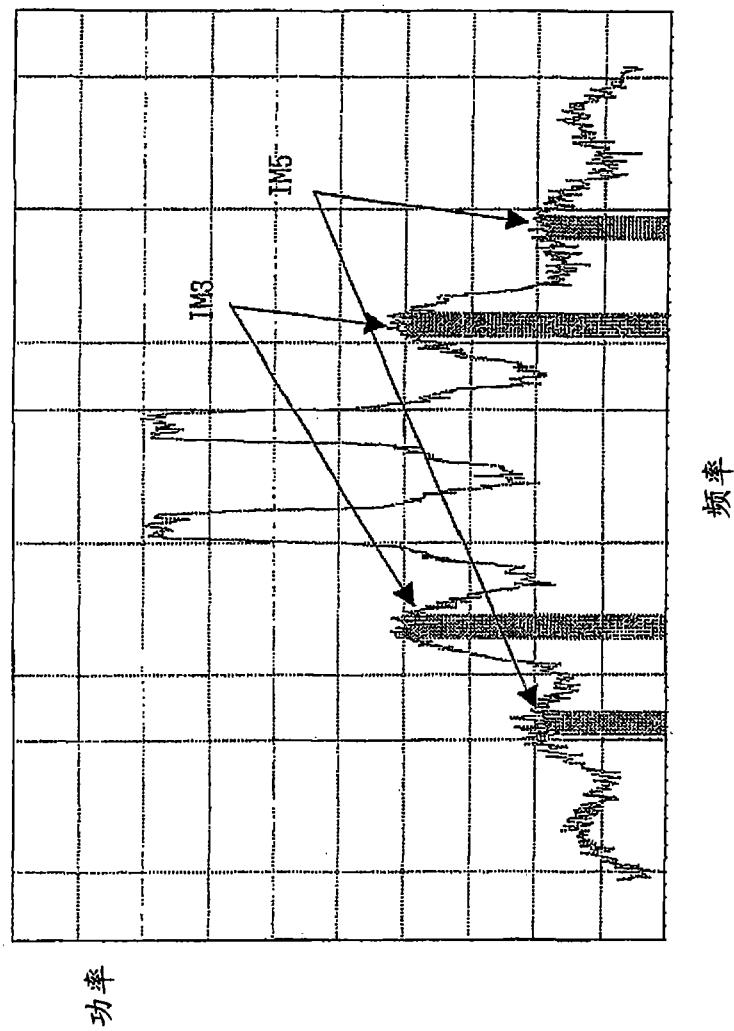
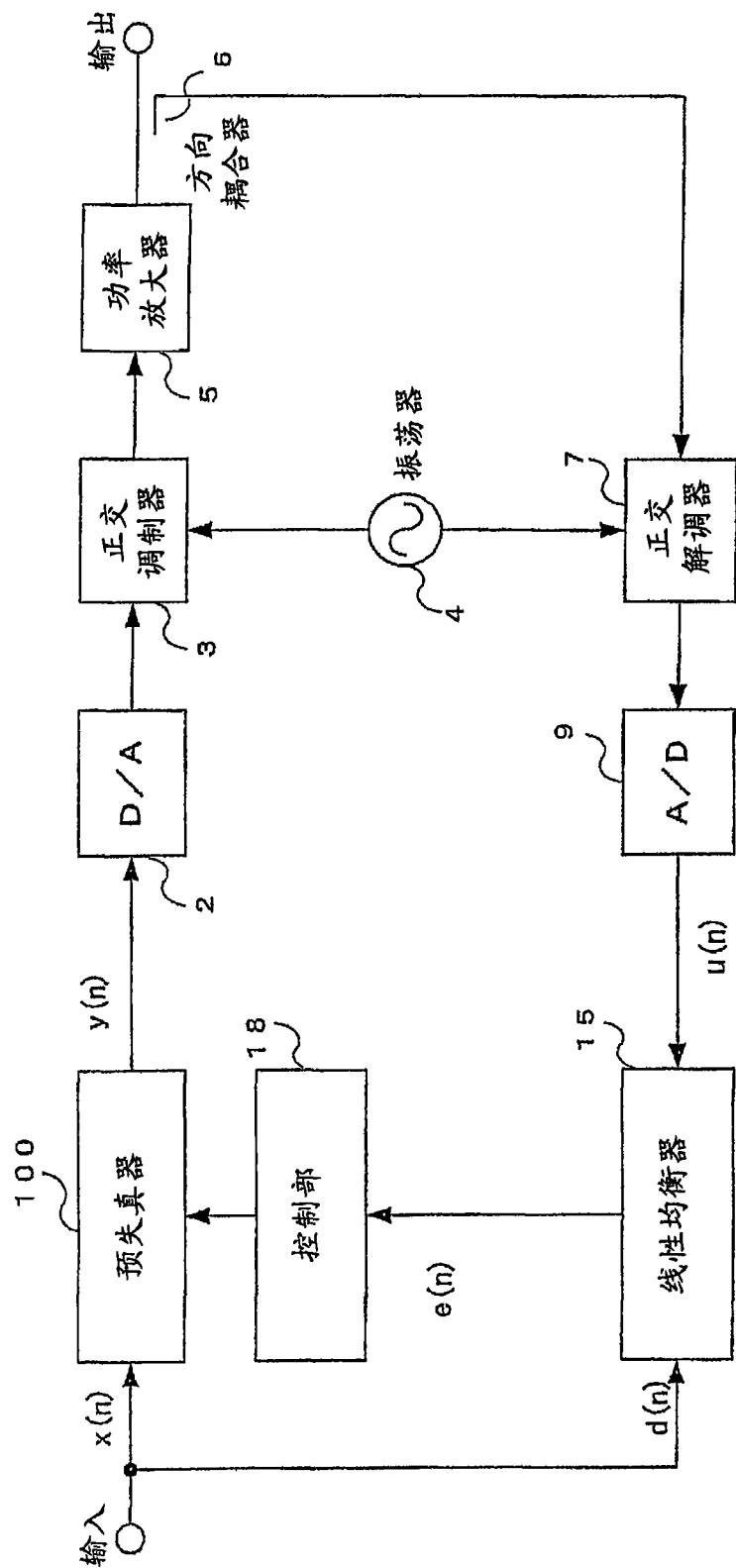


图 10



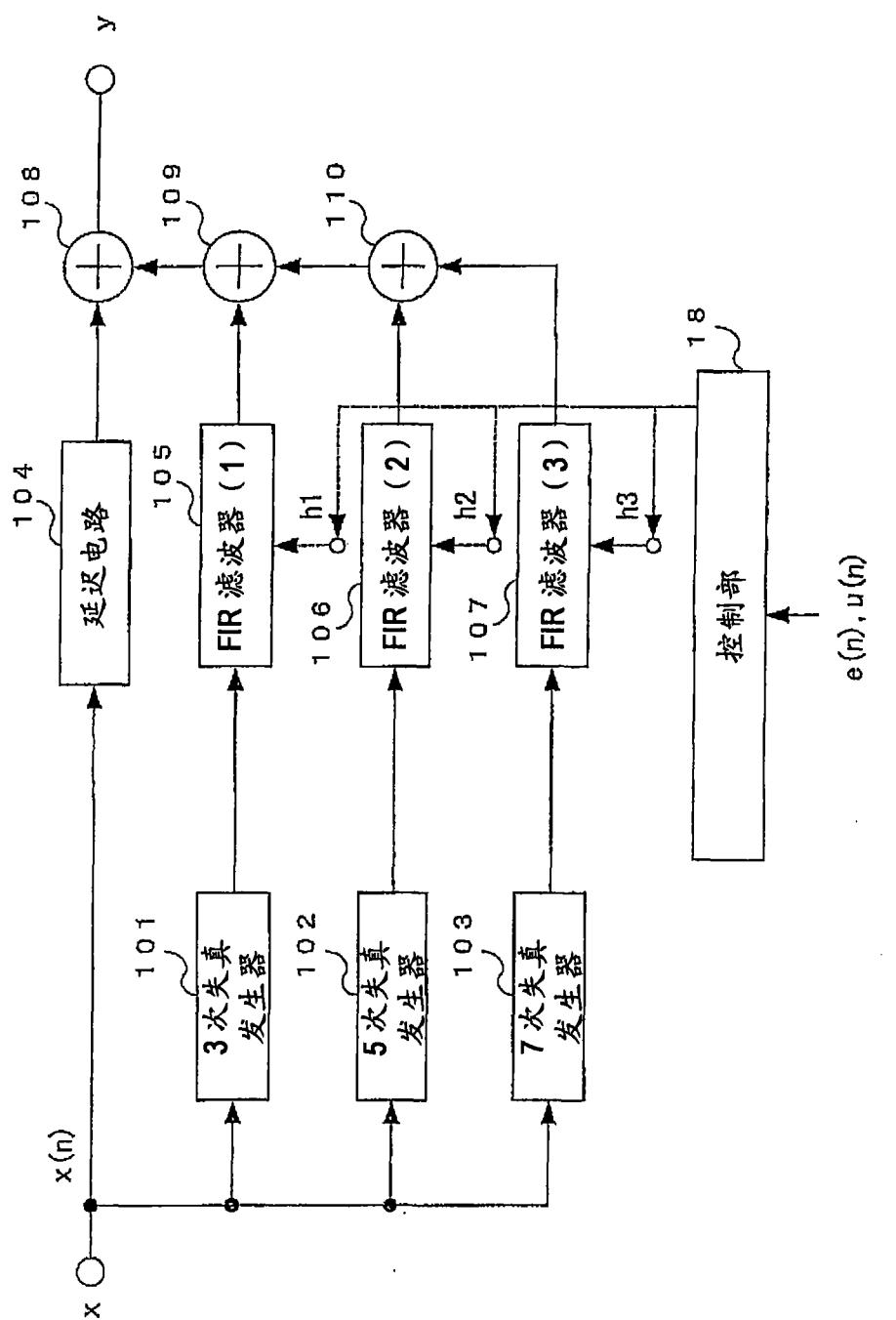
功率放大器输出的频谱（调制信号 W-CDMA 2 载波（失调频率：15MHz））

图 11



本发明的第四功率放大装置的框图

图 12



第四装置的预失真器的框图

图 13

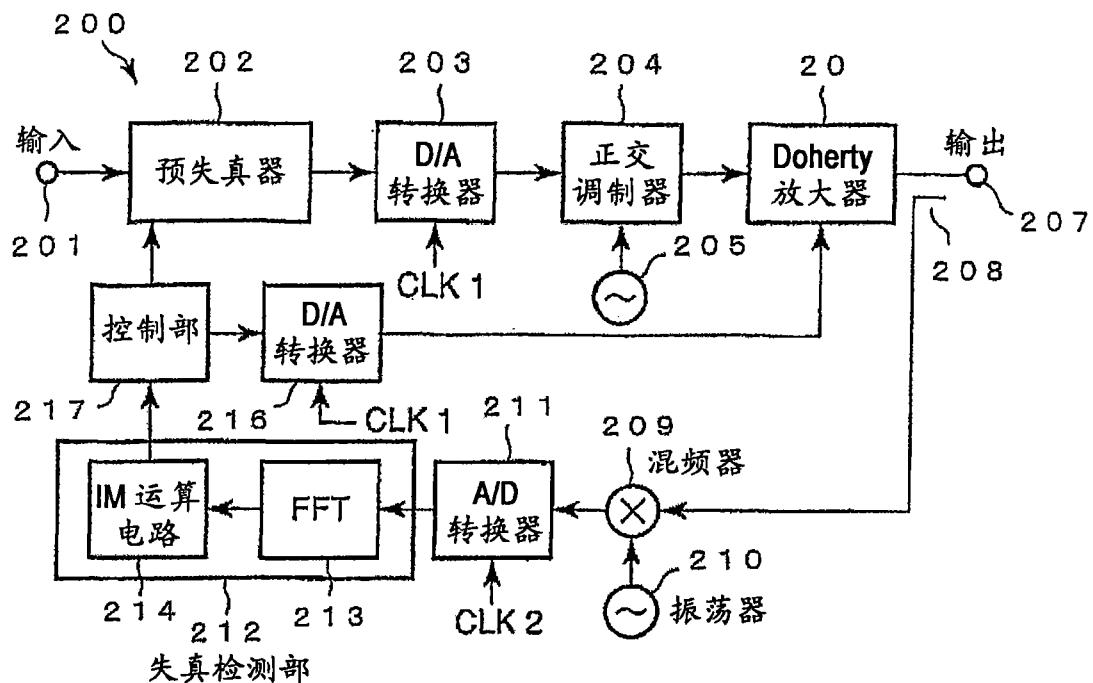


图 14

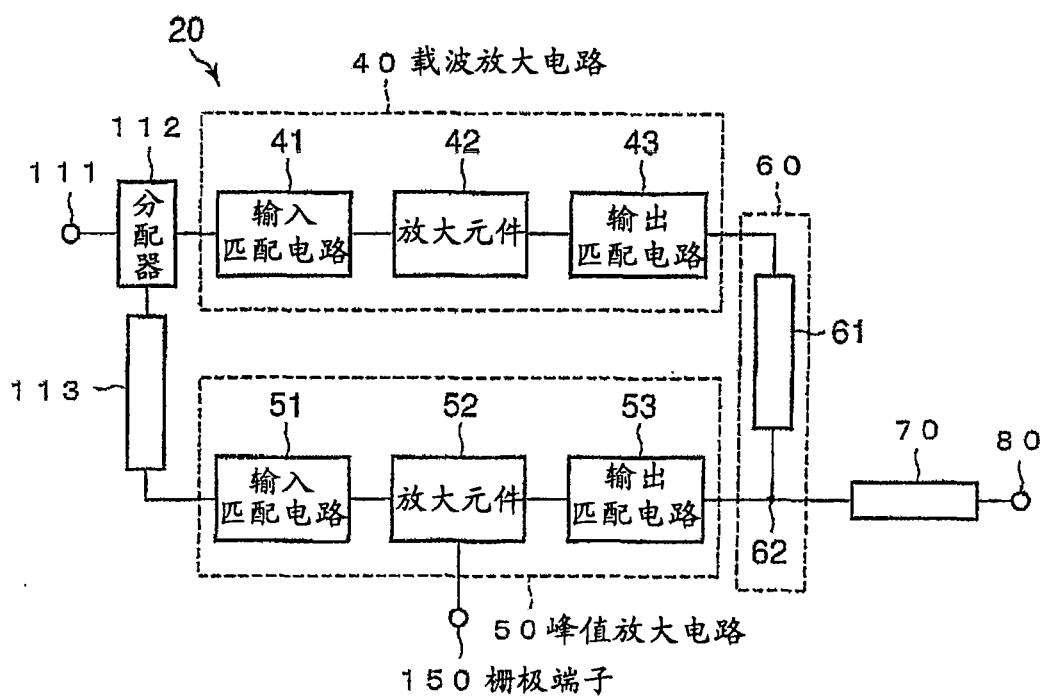


图 15

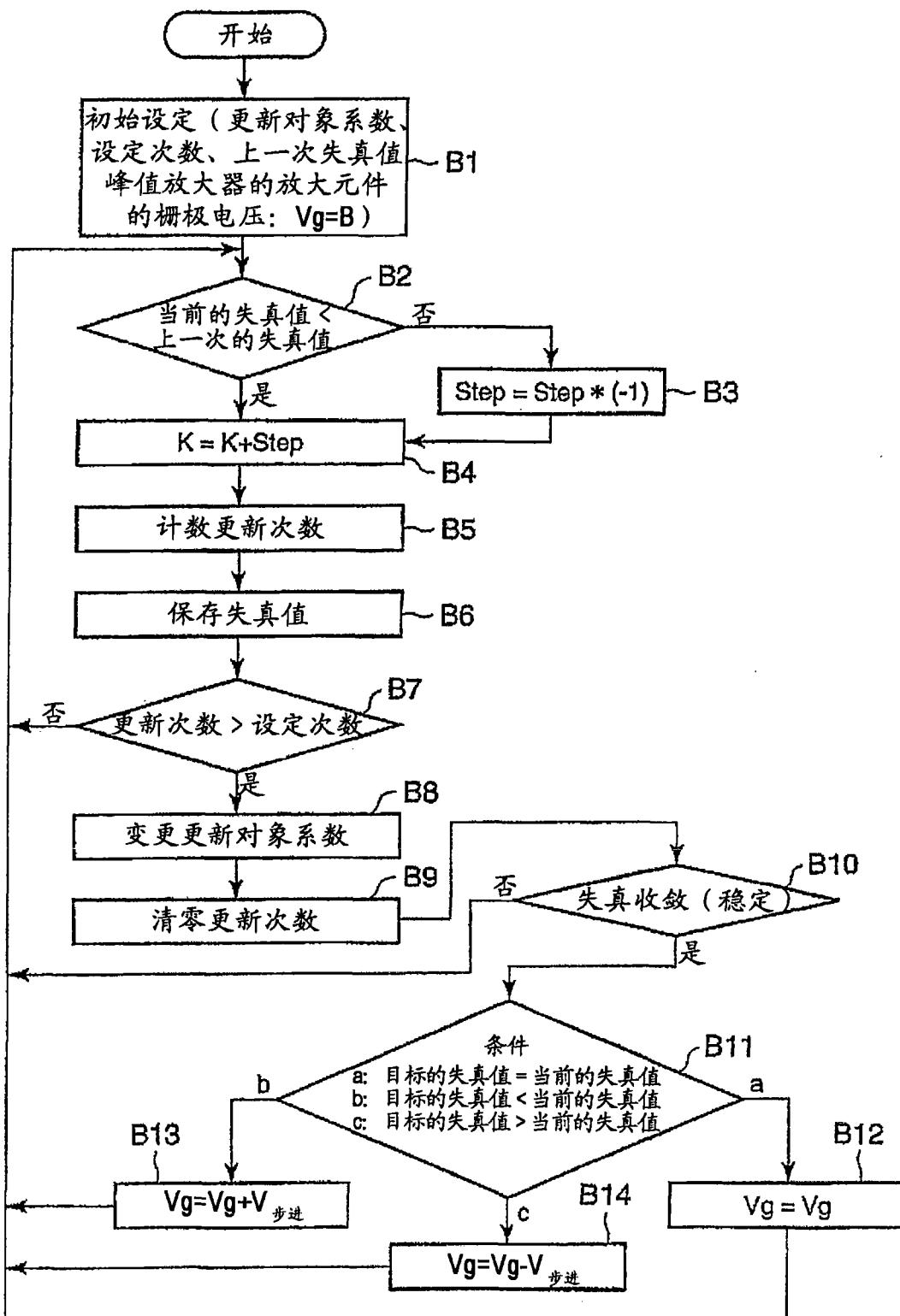


图 16

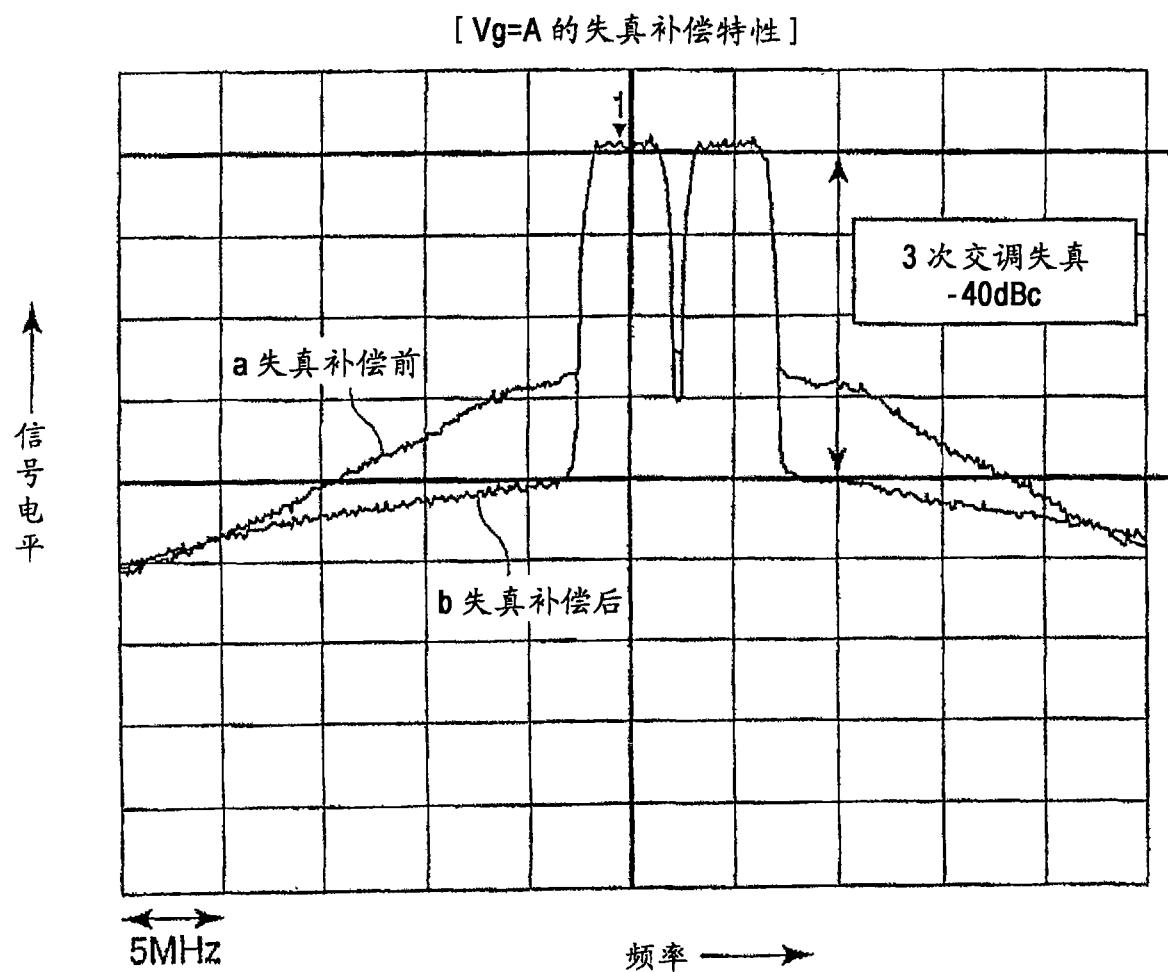


图 17

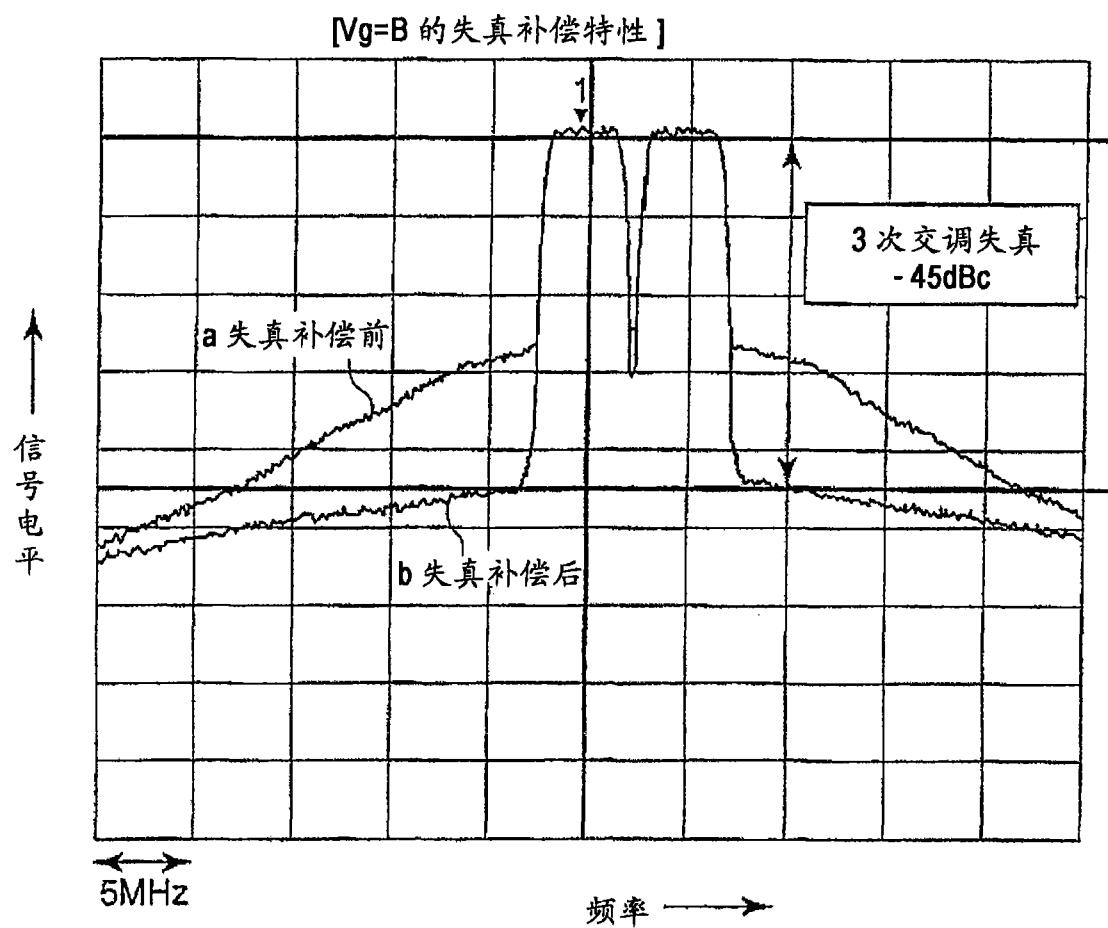


图 18

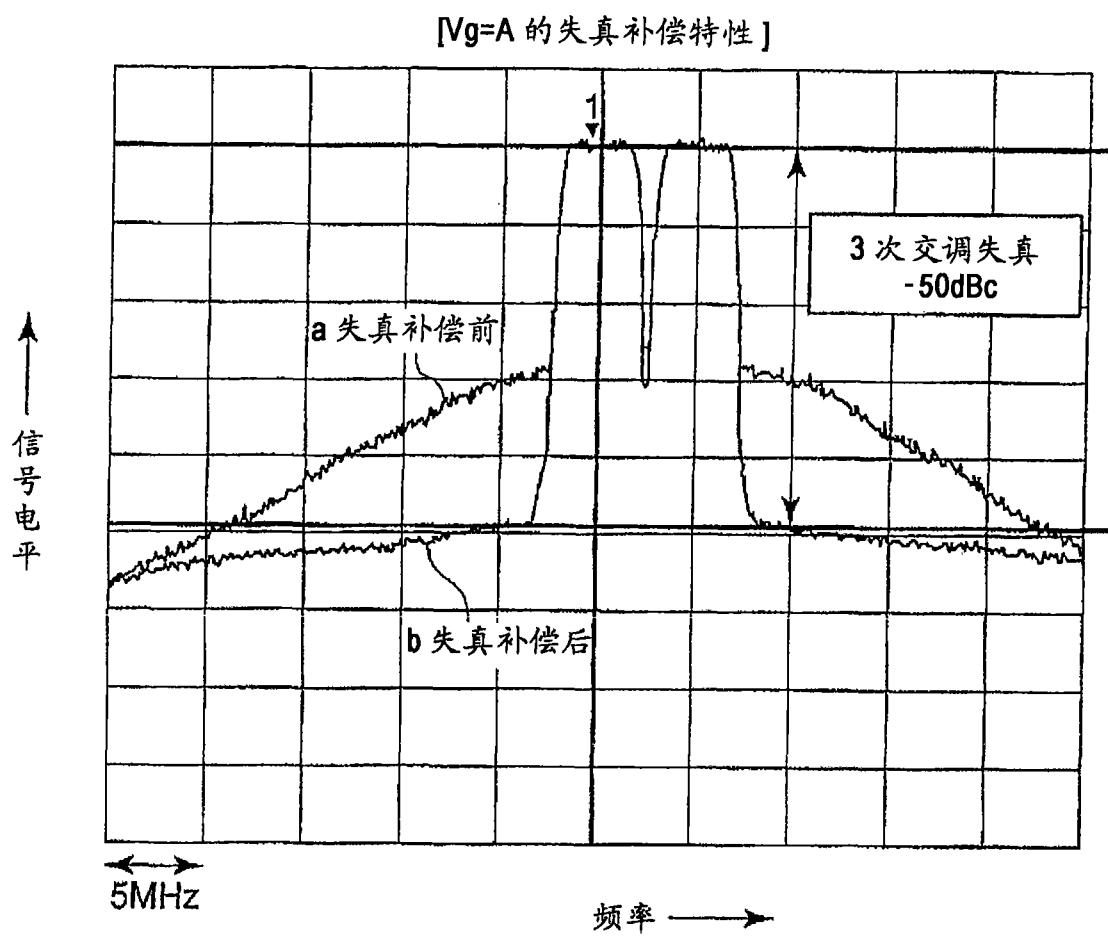


图 19

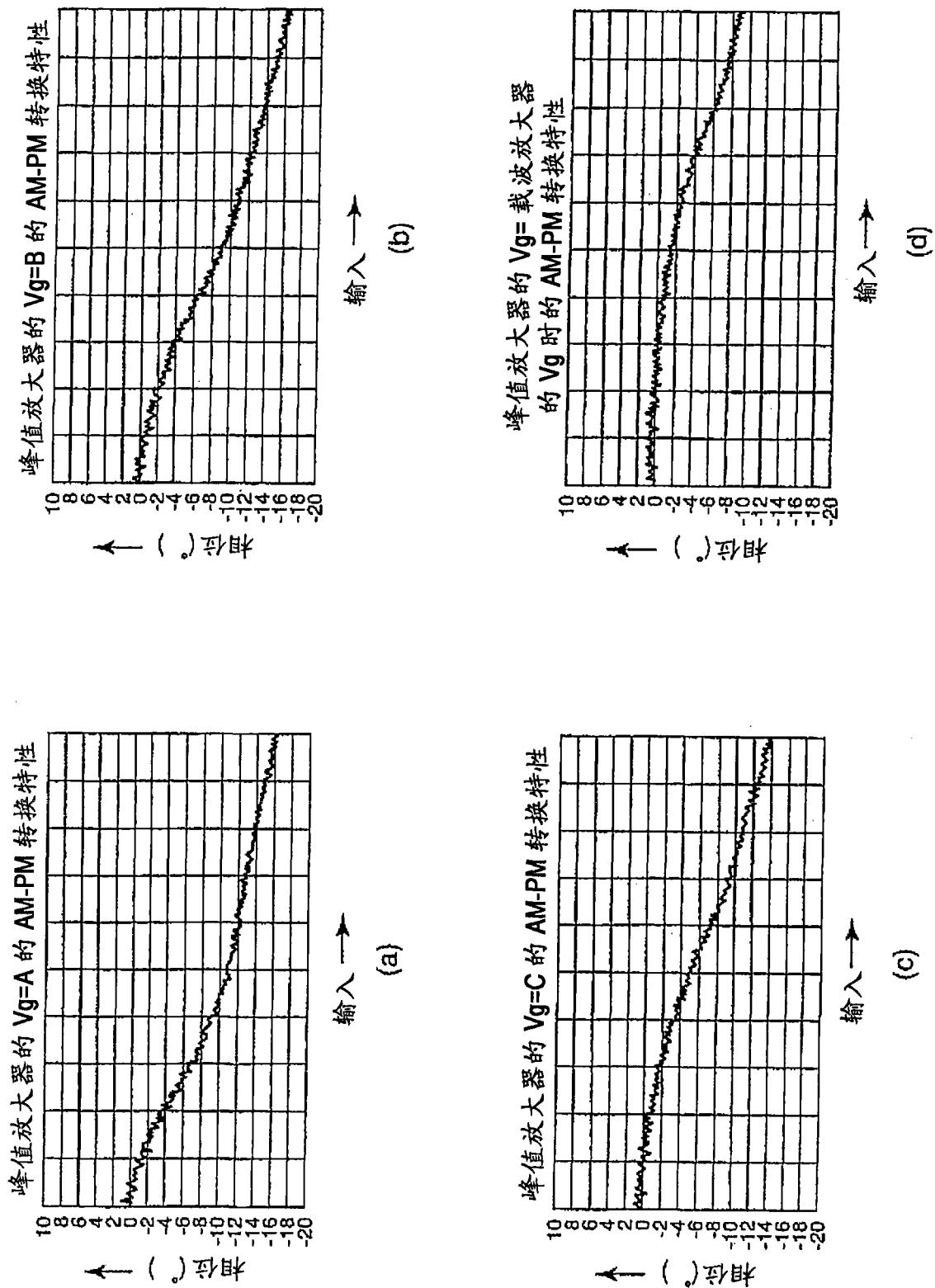


图 20

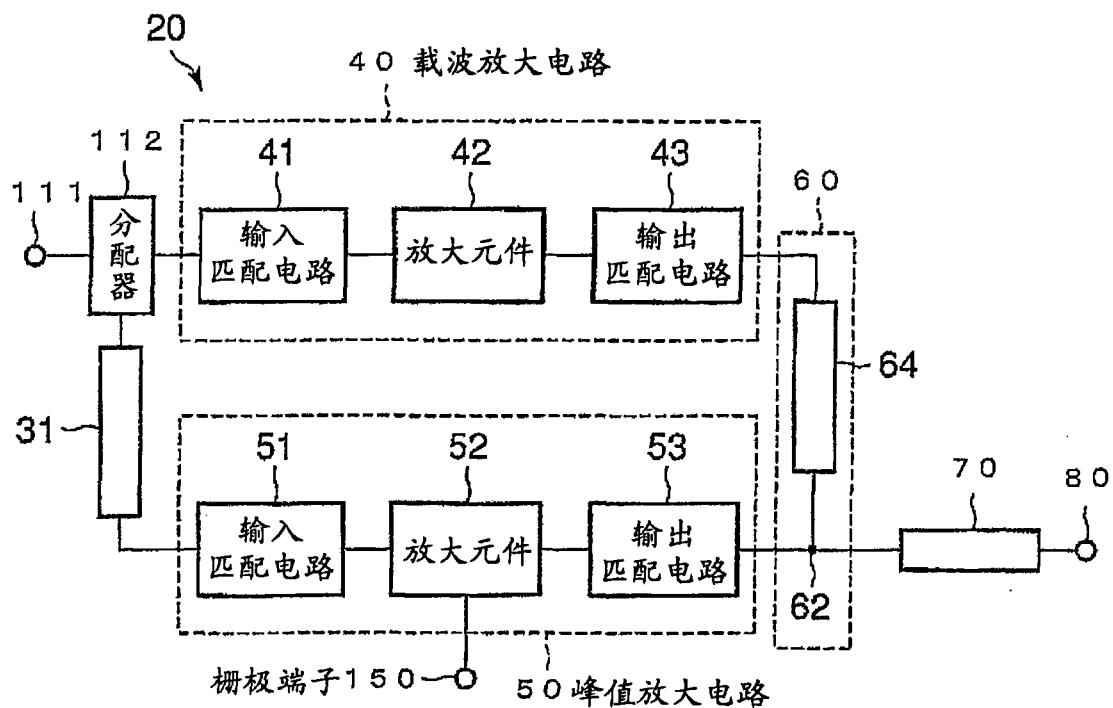


图 21

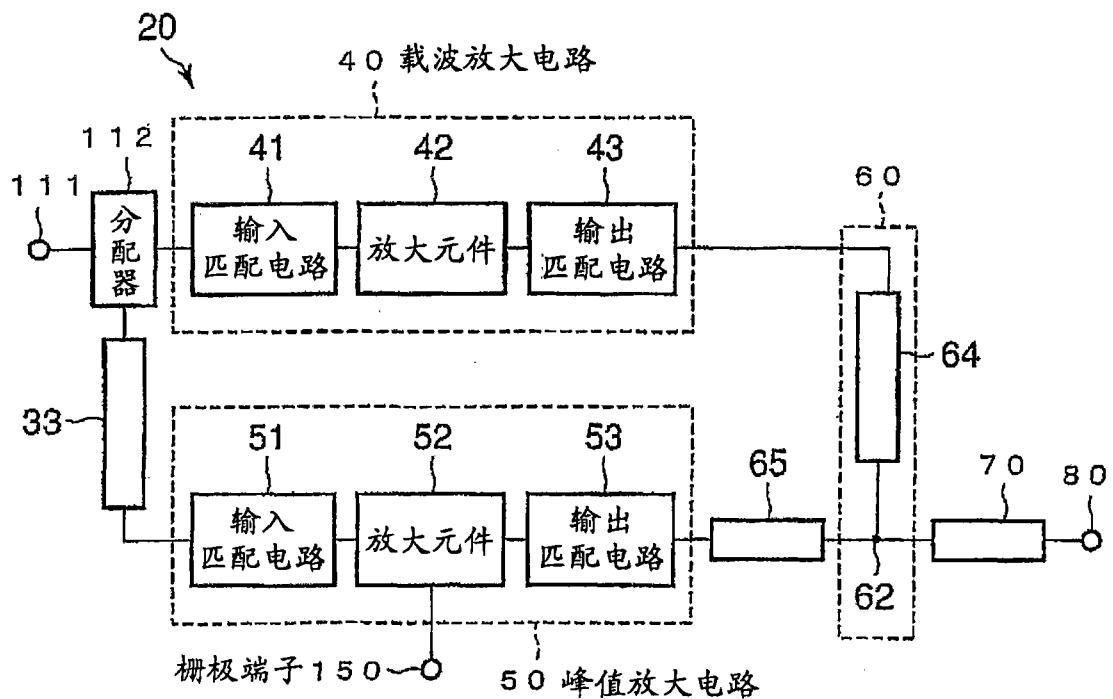


图 22

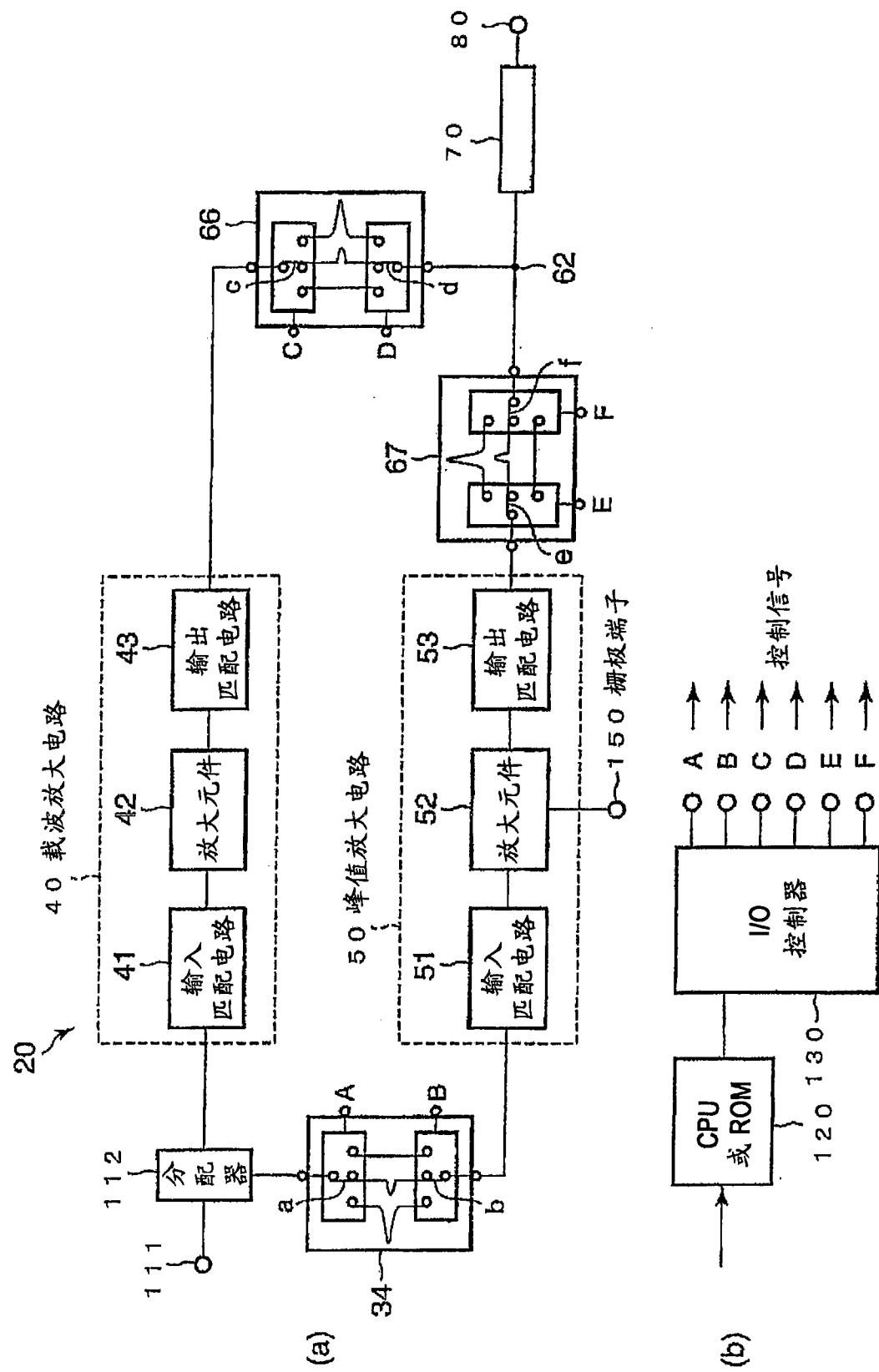


图 23

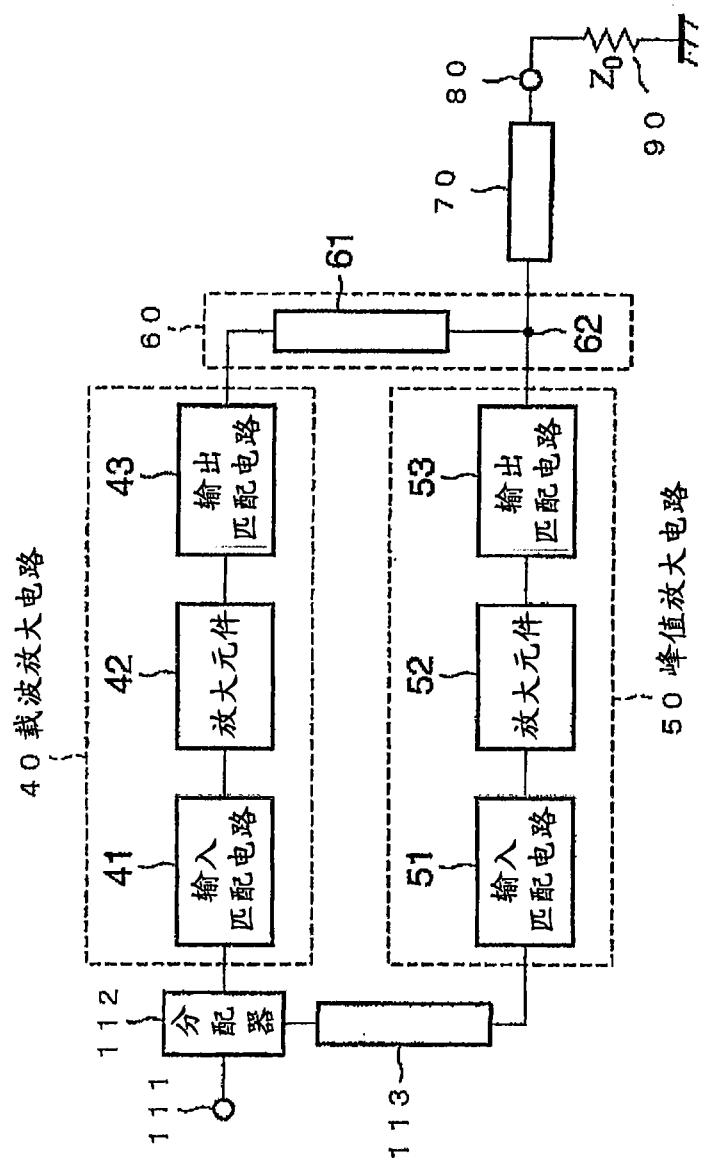


图 24