



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97190609.2

[45] 授权公告日 2003 年 10 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1125553C

[22] 申请日 1997.5.15 [21] 申请号 97190609.2

[30] 优先权

[32] 1996.5.24 [33] GB [31] 9610941.8

[86] 国际申请 PCT/EP97/02486 1997.5.15

[87] 国际公布 WO97/45987 英 1997.12.4

[85] 进入国家阶段日期 1998.1.23

[71] 专利权人 摩托罗拉有限公司

地址 英国汉普郡

[72] 发明人 阿兰·琼斯 鲍尔·古尔丁

审查员 向琳

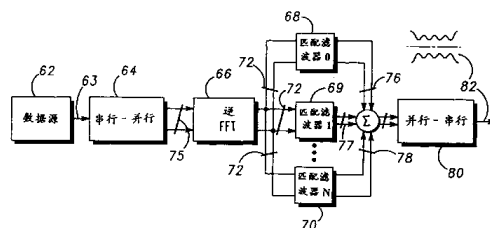
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所
代理人 张维

权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 3 页

[54] 发明名称 用于多载波通信系统的通信设备以及其中的峰值功率控制方法

[57] 摘要

一种用于同时多个信道上发射独立信息(82)的通信设备(60)，包括一个调制器(66)和至少二个匹配滤波器(68-70)。每个匹配滤波器具有唯一预定的和调制器(66)响应一个信道编码器先前对该调制器(66)施加的已知码字矢量(75)生成的复波形形状成时间反演及复共轭的特性。从而，通信设备(60)生成的用于传输的复合信号包络(82)具有减小的平均峰值包络功率比(PMEPR)，因为接着由调制器(66)生成的复波形形状中的相对大的偏差和该唯一滤波特性匹配并且同时相对小的偏差是匹配和得到增强的。



1. 一种通信设备，用于同时在多个信道上按复合信号包络发射独立信息，该通信设备包括：

一个调制器，用于响应对它施加的数据序列生成复波形形状，其特征在于，还包括至少两个匹配滤波器，每个匹配滤波器具有预定的和该调制器响应对它施加的预定码字矢量生成的复波形形状成时间反演和复共轭的滤波特性，从而预定滤波特性的组合作用通过使由数据序列生成的复波形形状中的相对大的偏差在该至少二个滤波器中是不匹配的并且同时使该复波形形状中的相对小的偏差是匹配的并得到增强的来减小复合信号的平均峰值包络功率比。

2. 权利要求1的通信设备，还包括一个组合器，用于把来自至少两个匹配滤波器的输出信号组合到一起。

3. 权利要求1的通信设备，其中预定的码字矢量包括表示该调制器响应对它施加的数据序列生成的极端复波形形状的矢量。

4. 权利要求3的通信设备，其中预定的滤波特性排列成对应于极端复波形形状之间的分段级数。

5. 权利要求1的通信设备，其中调制器运行数据序列和预定码字矢量的逆快速傅里叶函数。

6. 上述任一权利要求的通信设备，其中通信设备是收发信机。

7. 一种同时地在多个信道上按复合信号包络发射独立信息的方法，该方法包括步骤：

在一个调制器中响应施加给该调制器的数据序列生成复波形形状，其特征在于，在具有预定的和该调制器响应对它施加的预定码字矢量生成的复波形形状成时间反演和复共轭的滤波特性的至少二个滤波器中滤波该复波形形状，从而预定滤波特性的组合作用通过使由数据序列生成的复波形形状中的相对大的偏差在该至少二个滤波器是不匹配的并且同时使该复波形形状中的相对小的偏差是匹配的并得到增强的来减小复合信号的平均峰值包络功率比。

用于多载波通信系统的通信设备 以及其中的峰值功率控制方法

技术领域

本发明一般地涉及多载波通信系统,例如正交频分复用(O F D M)通信系统,本发明尤其可应用于一种控制这些系统的传输中的平均峰值包络功率比(P M E P R)的机制。

技术背景

已经提出把例如O F D M的多载波传输方式用于包括着数字音频广播(D A B)、宽带无线局域网(L A N)的多种不同类型的通信系统中。这种方式的优点是在理论上由于用于信号的多延迟、相移的多通路的集合在高度时间分散的信道中有可能达到不受限制的传输速度,并且这些信道因此显示出失真特性。

遗憾的是,O F D M所生成的复合信号包络具有高的P M E P R(该术语通常还称为“波顶因素”)。另外,为了在多载波系统中减缓失真和频谱扩展(例如相邻信道的邻道干扰)的影响,需要一个用于放大该复合信号包络的线性的(因此随之低效率的)发射放大器。

除了上述缺点之外,多载波信号的平均功率(用于规定的峰值包络功率(P E P)限制)明显地低于固定包络的单载波信号(例如,蜂窝通信系统里所使用的高斯最小频移键控(G M S K)信号)的平均功率。因此,对一种系统的多载波传输方式的选择目前没有把可利用的功率范围运用到最大程度。

为此,需要减小多载波传输方式的P M E P R,以便在通信系统可利用的有限频谱内得到采用多载波信号所相关的固好处。

发明内容

根据本发明的第一个方面提供一种通信设备,用于同时在多个信道

上接复合信号包络发射独立的信息，该通信设备包括：一个调制器，用于响应对它施加的数据序列生成复合波形形状；以及至少两个匹配滤波器，各滤波器具有预定的滤波器特性，该滤波器特性是对调制器响应施加到其上的预定码字矢量生成的复合波形形状时间反演的和复共轭的；从而预定滤波器特性的组合效果通过使由数据序列产生的复合波形形状中相对大的偏移来在至少两个滤波器中是不匹配的同时使复合波形形状中的小偏移是匹配的并且从而是增强的减小复合信号的平均峰值包络功率比（PMEPR）。

典型地，预定码字矢量包括表示调制器响应对它施加的数据序列生成的极端复合波形形状的矢量。

本发明有益地提供一种机制，该机制通过避免过大的PEP同时增加调制器产生的复合波形形状里的小偏差在PMEPR上达到明显的改进。

在本发明的另一个方面中，提供一种在多信道上按复合信号包络同时发射独立信息的方法，该方法包括步骤，在调制器里响应对它施加的数据序列生成复波形形状；以及在至少两个具有预定的和由调制器响应对其施加的预定码字矢量所产生的复波形形状成时间反演和复共轭的滤波特性的滤波器中对该复波形形状滤波，从而预定滤波特性的组合作用通过使由数据序列生成的复波形形状中的相对大的偏差在该至少两个滤波器中是不匹配的同时使复波形形状中的相对小的偏差是匹配的和增强的来减小复合信号的平均峰值包络功率比（PMEPR）。

现参照附图说明本发明的示范性实施方式。

附图说明

图1物理地表示现有技术形成时间分散信道的机理。

图2是一个波形图，表示现有技术的多载波系统的时域信号的形成。

图3表示用于图2的多载波系统的时域信号的典型线性放大器的

运行特性和静态工作点。

图4是根据本发明的最佳实施方式的多载波发射机的方块图。

图5图解地表示图4的多载波发射机中所需的滤波转换特性的格式。

图6是现有技术的可用于接收图4的发射机产生的复合信号包络的多载波接收机的方块图。

图7是根据本发明的最佳实施方式的多载波接收机的方块图。

图8对图4的多载波发射机生成的波形的时域表示和图2的多载波系统的时域信号用图表进行对比。

具体实施方式

参见图1,图中物理地表示现有技术形成时间分散信道的机理。显然,数据信号 $r(t)$ 须经过多条通路(仅示出二条),一条通路包括时延10、衰减器12和相位偏移13。在后点处,多条备择的通路相组合(用加法部件14表示)以得到失真信号 $R(t)$ 。如可理解,随着数据信号 $r(t)$ 的带宽的增加,时延的周期以更大的程度影响信号,从而限制可得到的带宽的使用。

图2是一个波形图,表示现有技术的多载波系统的时域信号的形成。实际上,图2表示OFDM方案,该方案中通过在多个频率信道20-26(本特定例子中四个信道)之中分配数据(未示出)减缓时延的作用。典型地,第一信道(信道1)和该方案的其它信道之间存在着频率关系,即信道2是信道1的频率的二倍,而信道3是信道1的频率的三倍(以次类推)。如可理解,这种方式下的数据分配具有每个信道对固有延迟散布较少敏感的效果。对每个信道的各自信号的叠加(在加法部件28中发生)从而产生一种具有由相对低的(但振荡的)信号分布33隔开的功率尖峰32的复合包络30。但是,功率尖峰32具有峰值包络功率(PEP)34,后者在值上明显地大于整个复合包络30的平均功率水平36。

现转向图3,图中表示用于图2的多载波系统的时域信号的典型线

性放大器（未示出）的运行特性和静态工作点 4 2。如所理解，线性放大器在输入信号和输出信号之间提供限制的线性增益。在某输入功率（ P_{in} ）阈值 4 4 处，在放大中出现非线性 4 6。为了在例如需要线性发射机（或类似物）的通信系统中最佳使用线性放大器，输入信号（本情况下为复合包络的时域表示）定位在静态工作点 4 2 附近。更具体地，复合包络 3 0 设置成其平均功率水平 3 6 提供（在考虑放大器的增益下）所需的输出电平，并且从而使信号包络 3 0 的大部分位于放大器的线性范围之内。遗憾的是，功率尖峰 3 2 的 PEP 3 4 超过放大器运行的线性范围，具有使在其上得到的信息由于放大器的非线性 4 6 而失真的影响。更为重要的是，标准机构，例如 ETSI（欧洲技术标准协会），会要求运行上须依从规定的最大发射功率输出级，比如 10 瓦。因此，为了容纳相对高的（但相对不经常出现的）功率尖峰 3 2 的 PEP，输入信号（复合包络 3 0）要求把静态工作点 4 2 重定位到较低的电平上，从而减小平均发射功率的放大并且相应地减小发射机的工作区段（在该区段中使用线性放大器）。

图 4 是根据本发明的最佳实施方式的多载波发射机 6 0 的方框图。该多载波发射机包括一个用于生成数据流 6 3 的数据源 6 2，一个把数据流 6 3 转换成并行数据字的串行-并行变换器 6 4，至少一个调制器 6 6（在本发明的最佳实施方式里用逆快速傅里叶变换（FFT）部件实现），一组 N 个各从至少一个的调制器 6 6 接收相同的解调输出 7 2 的匹配滤波器 6 8 - 7 0，一个用于相加一组 N 个独立的匹配滤波器 6 8 - 7 0 的各个中的滤波输出 7 6 - 7 8 的组合器 7 4 以及一个并行-串行变换器 8 0，后者最终地提供具有适用于传输的复合信号包络 8 2 的输出信号。一组 N 个匹配滤波器 6 8 - 7 0 中的每个匹配滤波器专用于一个具体信道。

为了简便，略去了这种发射链路内所需的信道编码器，虽然可以理解这种信道编码器通常位于串行-并行变换器 6 4 和至少一个的调制器 6 6 之间。典型地，信道编码器将对并行数据字进行块编码以生成

码字矢量（数据序列）75，而至少一个调制器66设置成为特定的信道频率服务并且确保信道之间的间隔是正交的，即在信道（载波）之间不存在干扰。如很容易理解，多载波发射机的运行控制是由一个微处理机（未示出）执行的。另外，熟练的技术人员会理解，逆FFT功能典型地在包含着微处理机引擎的专用应用集成电路（ASIC）内实现。

一组N个匹配滤波器（68-70）必须包括至少二个的匹配滤波器，各个滤波器具有唯一的预定特性，该特性是从至少一个调制器66（即，由逆FFT函数）响应先前对至少一个调制器66的输入端提供已知码字矢量75的信道编码器所生成的输出特征标记（signature）（72）导出的。具体地，输出特征标记72是调制器66响应这些已知的码字矢量75所生成的包络形状。按照本发明，每个匹配滤波器的预定特性是和从每个调制器66响应施加的这些已知（和选定的）码字矢量75发生的复输出波形（即输出特征72）时间反演及复共轭的。因为匹配滤波器68-70的数量是由OFDM系统里的信道数量确定的，唯一滤波特性的配置典型地安排成对应于极端输出特征标记之间的常规分段级数，尽管不必必须为这种情况。

图5图解表示图4的多载波发射机中所需的滤波转换特性的格式。具体地，简化的三角形时域函数为滤波特性的实部（Re）和虚部（Im）表示出调制器66的复输出的复共轭的时间反演。

使用本发明的匹配滤波特性及配置的结果是，大的PEP不由匹配滤波器68-70匹配，而交错的相对小的信号扰动是匹配的并得到增强（振幅上）。本发明比现有的多载波系统提供了明显的性能优点，仿真结果显示出3dB和更大范围的改进。

在数学形式上，多载波信号的复合信号包络82可表示为：

$$u(t) = \sqrt{r(t)r^*(t)}$$

其中

$$r(t) = \sum_{i=0}^N S_i(t) e^{j(2\pi f_i(t) + \Phi_i(t))}$$

并且 $r^*(t)$ 为复共轭; $S_i(t)$ 是第 i 个载波的并行数据, f_i 是第 i 个载波的频率; 以及 $\Phi_i(t)$ 是第 i 个载波的相位函数(即, 从第 i 个载波的频率合成处理产生的相位偏移)。此外, 由各个滤波输出 76-78 相加提供的线性信道 $h(t)$ 可表示为:

$$h(t) = \sum_{i=1}^N h_i(t)$$

其中

$$h_i(t) = h_{dec}^*(-t)$$

代表复脉冲响应(即复输出的时间反演及复共轭), 它和用在范围为 0 至 $(2^N - 1)$ 的由下标 dec 标志的特定码字矢量的复合信号波形 $r(t)$ 相匹配。这样, 在线性信道之后, 所生成的供发射机 60 传输的复信号包络 $r(t)$ 82 由下式表示:

$$r(t) = r(t) \otimes h(t)$$

其中 \otimes 代表时域卷积。

换言之, 滤波输出相加的效果是重现一个无线电信道, 因为每个匹配滤波器引入一个从非相关通路发生的延迟、相移和衰减信号。

为了避免过分的 PEP(以及和该周期性的出现关联的问题), 采用本发明的最佳实施方式的匹配滤波器布局和相关滤波特性具有减小复合信号包络 82 中的大偏差(通过衰减 PEP 的功率尖峰 32)同时增强前面的相对低的(但是振荡的)信号分布 33。因此, 提高了复合信号包络 82 的平均功率并且减小输出信号的 PMEPR。

有利地, 由本发明的匹配滤波器布局产生的复合信号包络 82 可由图 6 中所示的常规多载波接收器 88 接收。接收器 88 配置成接收带有复合信号包络 82 的多载波信号。在串行-并行变换器 90 中接收信号首先转换成并行数据字 89。然后在适当的解调器 92(例如进行快速傅里叶变换)里解调这些数据字 89。接着, 在最终输出到例如视觉显示器或音频电路的数据变换器 96 之前, 解码数据字 93 施加上到并行-串行变换器 94 的输入端。再次, 为了简明, 略掉信道译码部件。如可容易地理解, 多载波接收机 88 的运行控制典型地是由

微处理机(未示出)进行的。

很清楚,现有接收机的接收能力有利地许可逐步的系统迁移。另外,因为可以把每个匹配滤波器看成为提供不同的 OFDM 符号,采用本发明的通信系统不具有符号间干扰并允许无信号退化的接收。

作为对常规接收机的一种替代,图 7 是根据本发明的最佳实施方式的一种多载波接收机 100 的方框图。多载波接收机 100 大体上和上面参照图 6 说明的常规多载波接收机 88 相同,但是还包括一个位于串行-并行变换器 90 和解码器 92 之间的频域滤波器($G(\omega)$) 102。该频域滤波器的滤波特性必须和在发射机 60 的匹配滤波器 68-70 里所采用的那些滤波特性相反。在数学形式上,该频域滤波器的总特性为:

$$G(\omega) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N H_i(\omega)}$$

其中:

$$H_i(\omega) = F\{h_n(t)\}$$

F 是第 n 个匹配滤波器脉冲响应的傅里叶变换以及 ω 是以弧度为单位的角位移。

图 8 是对图 4 的多载波发射机产生的波形的时域表示和图 2 的多载波系统的时域信号进行对比的图表表示。和现有技术的时域包络 30 相对比,各个信道的每个滤波特性的衰减具有减小 PMEPR (如所示)以及增大复合信号包络 82 中所发射的平均功率的效果。此外,本发射的复合包络 82 具有减小的 PEP 尖峰,这些尖峰由具有新的信号分布 110 所隔开,和现有技术的复合包络 30 相比其波动不那么有力。

因为复合信号包络 82 的 PEP 值减小并且相应地减小复合信号包络 82 的功率中的峰-峰变化,采用本发明的匹配滤波器布局有益地允许以更有效的方式使用线性放大器。这种包络的功率分布的减

小为使放大器从静态工作点向其非线性区运行提供了可能性,并且无须限幅放大器。另外,因为复合信号包络 82 的平均功率得到提高,增加了采用本发明的发射机的发射范围。此外,采用本发明的匹配滤波器配置不会降低频谱效率,而且不需要附加的传送信息的子载波信道。

而且,对宽带数据的分段以及对其在多个窄带载波(信道)上的传输免除了通信系统中的高速均衡器的要求。

尽管图 4 是一个根据本发明的最佳实施方式构造的多载波发射机 60 的方框图,可以理解本发明不必限于单向通信设备,并且多载波收发信机可以很好等同地用多载波发射机 60 以及和图 6 和 7 中所示的多载波接收机中的一种的组合来构造。

应该理解,上面的说明只是以示例的方式给出的,并且在本发明的范围内可在细节上进行修改。例如,虽然上面的说明在无线电传输的一般角度上讨论本发明,可以理解多载波系统可以把光纤技术用作多信号载波的通信资源。

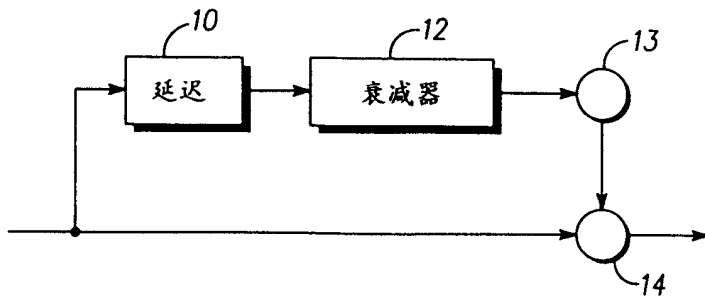


图 1
现有技术

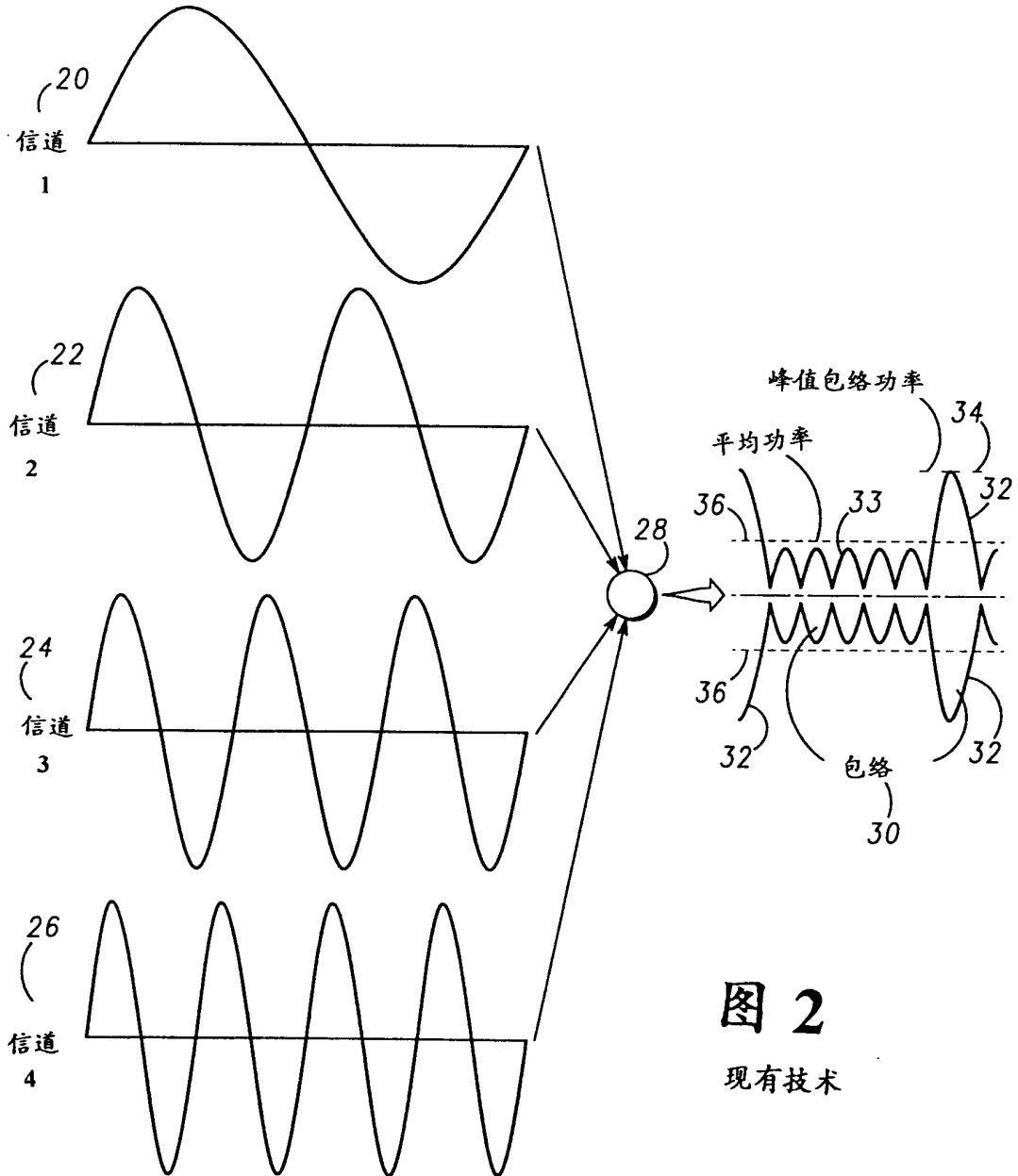


图 2
现有技术

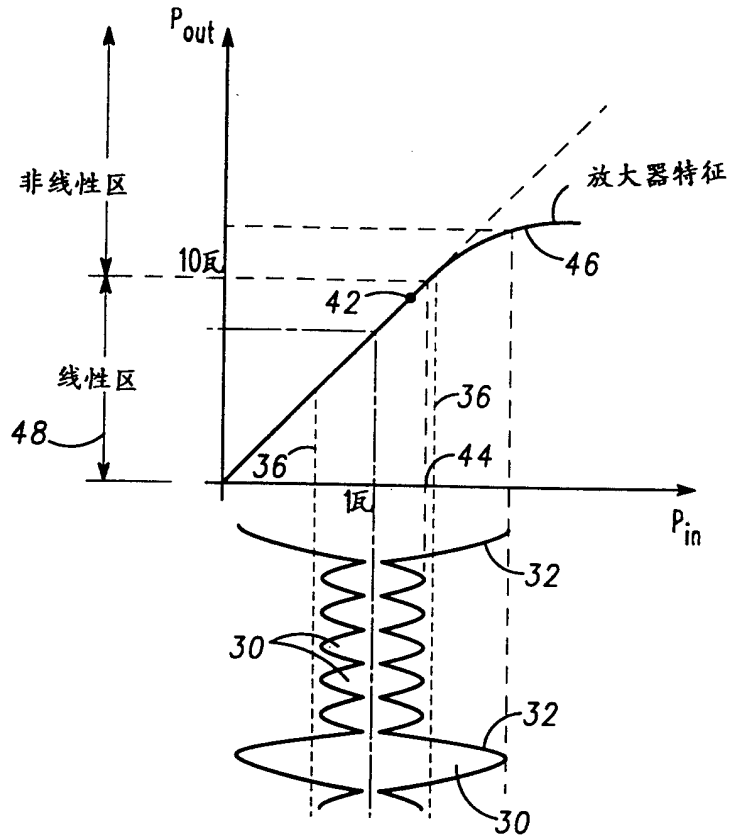


图 3
现有技术

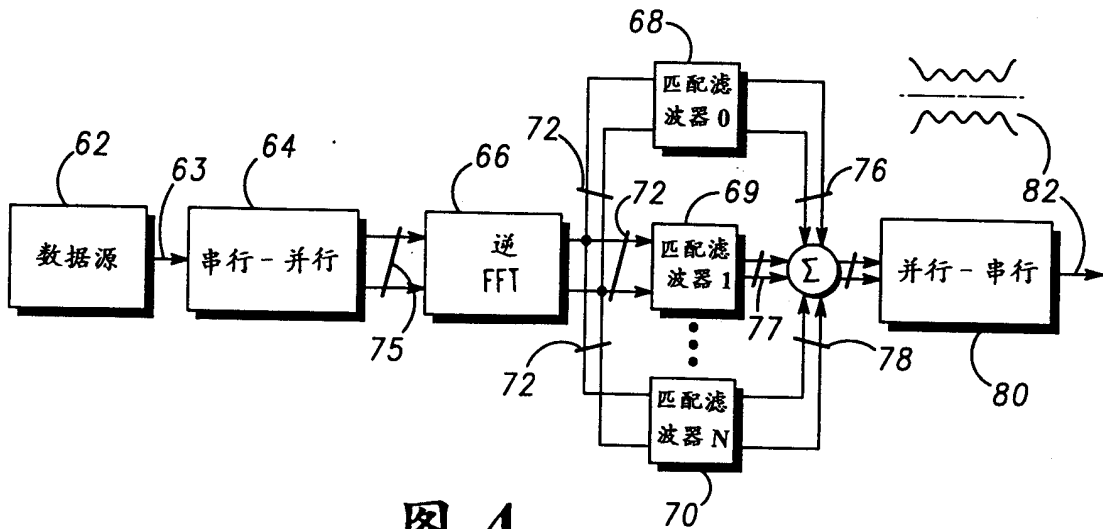


图 4

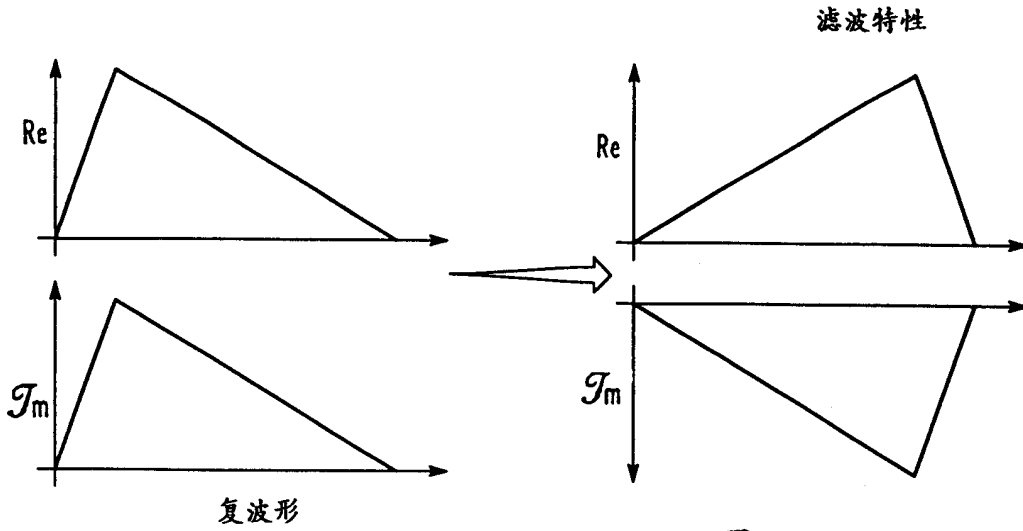


图 5

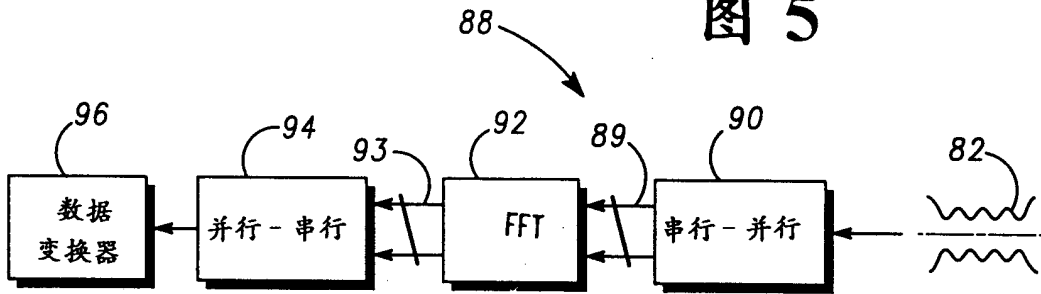


图 6

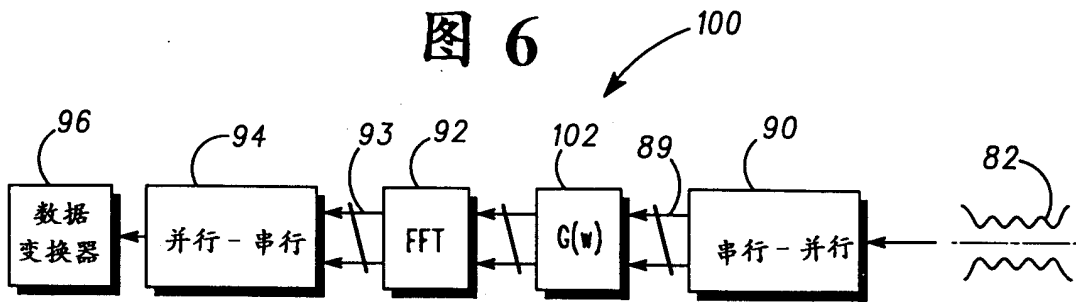


图 7

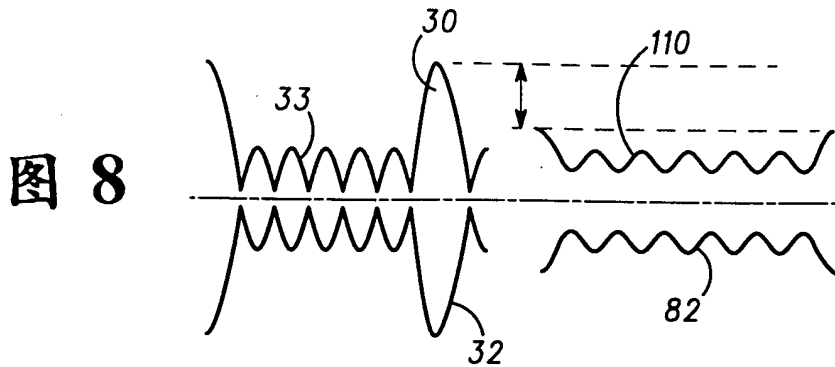


图 8