



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03814666.5

[43] 公开日 2005 年 8 月 31 日

[11] 公开号 CN 1663137A

[22] 申请日 2003.6.12 [21] 申请号 03814666.5

[30] 优先权

[32] 2002. 6. 25 [33] GB [31] 0214621.5

[86] 国际申请 PCT/IB2003/002599 2003.6.12

[87] 国际公布 WO2004/001998 英 2003.12.31

[85] 进入国家阶段日期 2004.12.23

[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 M·S·维尔科克期

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

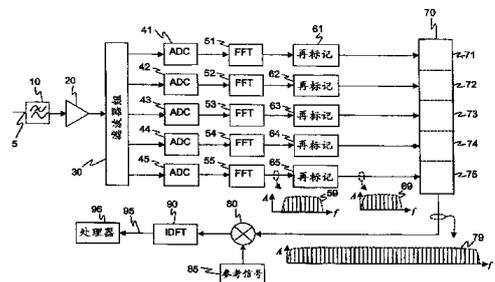
代理人 李亚非 刘杰

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 使用频率子频带的超宽带信号接收机

[57] 摘要

一种信号接收机，适用于数字化具有宽带宽的信号，其包括：滤波器组(30)，用于把接收信号分成多个频率子频带；用于用低抽样速率来数字化每个子频带的装置(41-45)；用于把每个数字化的子频带信号变换成频率域的装置(51)；用于级联频率域子频带信号以重建接收信号的频谱的装置(61-65、70)。对于在任何一个瞬时只占据一个子频带的信号，例如跳频信号或啁啾信号，可以用单个模数转换器依次数字化每个子频带，并且到频率域的变换可以对每个子频带依次执行。



1. 一种信号接收机, 包括用于把接收信号数字化的数字化装置和用于提取数字化接收信号的信息内容的解调装置(80、85、90、96), 其中, 数字化装置包括滤波装置(30), 用于把接收信号分成多个频率子频带, 模数转换装置(41、45), 用于把每个子频带中的信号数字化, 变换装置(51-55), 用于把每个子频带中的数字化信号变换到频率域中, 和重建装置(51-55、61-65、70), 用于在频域中串联每个子频带中的数字化信号从而重建接收信号的频谱。
2. 权利要求2的接收机, 其中, 重建装置(51-55、61-65、70)在一个比接收信号在被分成子频带之前的频谱频率低的频率重建接收信号的频谱。
3. 权利要求1或2的接收机, 其中, 模数转换装置(41-45)包括用于以范围  $\frac{2f_{u_i}}{r_i} \leq f_{s_i} \leq \frac{2f_{l_i}}{r_i-1}$  中的抽样频率  $f_{s_i}$  抽样第  $i$  个子频带中信号的装置, 其中,  $f_{u_i}$  是子频带的频率上限和  $f_{l_i}$  是第  $i$  个子频带的频率下限, 以及  $r_i$  是满足不等式  $1 \leq r_i \leq \text{int} \left\{ \frac{f_{u_i}}{f_{u_i} - f_{l_i}} \right\}$  的一个整数。
4. 权利要求3的接收机, 其中, 模数转换装置(41-45)包括用于以公共抽样速率抽样多个子频带中的信号的装置。
5. 权利要求3的接收机, 其中, 模数转换装置(41-45)包括用于以第一抽样速率抽样子频带的第一子集中的信号, 以第二抽样速率抽样子频带的第二子集中的信号的装置, 其中, 相邻子频带中的信号以不相等的抽样速率被抽样。
6. 权利要求4或5的接收机, 其中, 具有公共抽样速率的多个子频带具有公共带宽。
7. 权利要求1到6中任何一个的接收机, 其中, 模数转换装置包括用于按顺序数字化多个子频带的装置41。
8. 权利要求7的接收机, 其中, 变换装置包括用于按顺序变换多个子频带中的数字化信号的装置(51)。
9. 权利要求1到8中任何一个的接收机, 其中, 重建装置包括用于选择子频带信号的复制品频谱的装置(51-55), 和用于如果复制品频谱被倒置, 则再倒置复制品频谱的装置(51-55或61-65)。

10. 权利要求1到9中任何一个的接收机，其中，解调装置包括用于在频域中以非均匀间隔的频率用重建的接收信号乘以参考信号的装置(80)。

11. 权利要求1到9中任何一个的接收机，包括在数字化装置之前  
5 的下变频装置，用于把接收信号从发射频率下变频到较低频率。

### 使用频率子频带的超宽带信号接收机

本发明涉及一种信号接收机,并且特别地但不排它地涉及一种适  
5 合于接收具有宽带宽的无线信号的信号接收机。

使用数字信号处理技术来至少实现无线接收机的基带处理可以  
带来诸如增加通用性以及较低成本之类的好处。RF信号通常在数字化  
之前被下混频到低IF或到基带,这是因为高频数字化需要高速的模数  
10 转换器(模数转换器)。如果常规的低通抽样被用来以奈奎斯特速率抽  
样,则需要一个可以以信号最高频率的两倍来抽样的模数转换器。以  
RF数字化所需的抽样速率可能超过市场上可买到的ADC的能力,或者  
需要一个具有大功耗或高成本的ADC。甚至在下混频到较低频率之  
后,以奈奎斯特速率对信号抽样可能超过市场上可买到的ADC的能  
15 力,或者需要具有大功耗或者高成本的ADC。

超宽带是一种用于执行无线电通信和无线电定位的技术,其依靠  
于发送包括极短脉冲的信号。这类极短的脉冲一般占据从零到一或个  
GHz的频率,并且使用单个ADC是不实际的,ADC将以奈奎斯特速率数  
字化包括这类高频率的信号。用于减少信号低于奈奎斯特速率的抽样  
20 速率的一个解决方案在由J.D. Taylor编写的“Ultra-wide band  
radar technology”中被发表(CRC Press, 2001, 第77-78页)。这  
个解决方案使用滤波器组把信号频谱分成几个子频带,把每个子频带  
下混频到DC,并且分别地使用ADC组来数字化每个子频带,每个ADC  
以等于被下混频的子频带中最高频率的速率来抽样。这个先有技术解  
25 决方案的框图在图1中被说明,其示出适用于具有频谱0-1GHz的信号  
的接收机的一部分。被称为信道分路(dropping)滤波器的滤波器组把  
接收信号分成每个200MHz宽的五个子频带,并且四个混频器和四个不  
同的本地振荡器信号需要来把所有子频带中的信号带入范围0-  
200MHz,其中,五个ADC的ADC组,每个ADC以200MHz抽样,被用来数  
30 字化子频带中的信号。每个ADC的数字化输出都被用来重建信号波  
形,尽管用于执行这个的方法或者设备没有在Taylor的参考文献中被  
公开。这种解决方案的缺点是需要一组混频器和用于对每个混频器产

生不同的本地振荡器信号的装置。这类多个设备添加了复杂度和成本，因为例如混频器是耗费功率、发出噪声和具有有限的动态范围的有源设备。

5 还有一个解决方案在Won Namgoong的“A Channelised DSSS Ultra-Wide band Receiver” (Proceedings RAWCON 2001, 2001 IEEE Radio and Wireless Conference, Waltham MA, USA, 19-22, 2001年8月, 第105-108页)中被公开。这个解决方案使用一个混频器组, 每个混频器需要不同的本地振荡器信号并且每个混频器后面还跟随有一个子带滤波器, 因此遇到了相同的缺点。

10

本发明的目的是提供一个信号接收机, 其至少克服上述先有技术的一部分缺点。

15 根据本发明提供了一个信号接收机, 包括用于把接收信号数字化的数字化装置和用于提取数字化接收信号的信息内容的解调装置, 其中, 数字化装置包括用于把接收信号分成多个频率子频带的滤波装置, 用于把每个子频带中的信号数字化的模数转换装置, 用于把每个子频带中的数字化信号变换到频率域中的变换装置, 和用于在频域中级联每个子频带中的数字化信号从而重建接收信号频谱的重建装置。

20 接收信号的重建频谱可能与被分成子频带之前的接收信号的频谱有相同的频率, 或者可能处于较低的频率, 例如具有带通频谱的接收信号可能被频移到DC。

25 通过把接收信号分成多个子频带和数字化每个子频带中的信号, 能够避免通过以奈奎斯特速率操作来数字化整个信号带宽的ADC的需要。通过数字化每个子频带而不首先下变频每个子频带, 混频器组和用于对每个混频器产生不同的本地振荡器信号的装置的需要被避免。

可选地, 如果是带通信号, 则接收信号可以在数字化装置之前从发射频率被下变频到较低频率。

30 数字化子频带中的信号所需的抽样速率取决于子频带的带宽, 如下所述。

通过明智地选择每个子频带的抽样速率, 对多个子频带使用公共

的抽样速率是可能的，从而简化抽样速率时钟产生。这类子频带可能有公共带宽。

5 通过明智地选择每个子频带的抽样速率和带宽，对奇数的子频带使用公共抽样速率和对偶数的子频带使用不同的公共抽样速率是可能的，从而把抽样速率时钟产生简化到两个速率。

10 模数转换装置包括用于每个子频带的ADC。然而，如果接收机将被用来接收在任何一个瞬时只占据一个子频带的信号，比如跳频信号或啁啾(chirp)信号，则模数转换装置每次只需要数字化一个子频带并且单个ADC可以按顺序被切换到每个子频带，跟踪接收信号的频率，从而降低模数转换装置的复杂度。

本发明现在将只通过举例的方式并且参考附图而被描述，其中：  
图1是先有技术接收机的框图，  
图2是滤波器组的频率响应图，  
15 图3是根据本发明的无线接收机的第一实施例的示意性框图，  
图4是根据本发明的无线接收机的第二实施例的示意性框图，和  
图5是说明子频带频谱的草图。

参见图3，本发明的第一实施例包括从天线接收信号的信号输入  
20 端5。连接到信号输入端5的是低通滤波器10，用于从接收信号除去不想要的信号分量。连接到低通滤波器10的输出端的是放大器20。放大器20的输出端被连接到滤波器组30的输入端。滤波器组30把放大器20递送的信号分成五个子频带并且每个子频带中的信号被递送到相应的ADC 41-45，在其中它们被数字化。连接到每个ADC输出端的是相应的  
25 的FFT装置51-55，用于使用快速傅立叶变换(FFT)把数字化的子频带信号变换到如子频带频谱的草图59所示的频率域。连接到每个FFT装置51-55的输出端的是相应的频移装置61-65，其通过再标记(re-label)频率执行频率域子频带信号的频移以便定位在DC处，如被频移的子频带频谱的草图69所示，除非已经在DC处被定位。连接到每个频  
30 移装置61-65的输出端的是存储装置70的相应存储部分71-75。被频移的子频带信号通过把它们存储在它们相应的存储部分71-75中而被级联，从而在频域中重建接收信号。存储装置70的输出端被连接到乘法

器装置80的第一输入端,乘法器装置80乘以重建的接收信号和参考信号,参考信号是被发射的信号频谱的复制品,被存储在参考信号存储器85中并且被递送给乘法器装置80的第二输入端。乘法器装置80的输出端被连接到装置90用于执行离散傅立叶逆变换(IDFT),其在输出端  
5 95上提供接收信号和参考信号的互相关函数。输出端95被连接到处理装置(PROC)96用于进一步处理互相关函数,正如无线接收机将被用于的应用所需要的。例如,相关函数中的峰值出现时间可以被测量以便确定信号的传输(flight)时间,并且因此从接收机确定发射机的距离。作为另一个示例,相关函数中的峰值极性可以被确定以检测信号  
10 传送的数据比特的值。作为另一个例子,接收信号的到达时间的调制可以随着传送信息来确定

图2示出滤波器组的频率响应,滤波器组把具有带宽 $f_b$ 的信号分成 $N$ 个子频带。在图2中,每个子频带都具有相同的带宽 $f_b/N$ ,但这不是根本的。对于图3中示出的实施例, $N=5$ 。

15 如果子频带中的信号将通过相应的ADC 41-45不混叠(without aliasing)地被抽样,则ADC抽样速率必须被选择以满足以下不等式:

$$\frac{2f_{u_i}}{r_i} \leq f_{s_i} \leq \frac{2f_{l_i}}{r_i - 1} \quad (1)$$

$i=1 \dots N$ , 其中, $f_{s_i}$ 是第 $i$ 个子频带的抽样速率, $f_{u_i}$ 是第 $i$ 个子频带的频率上限, $f_{l_i}$ 是第 $i$ 个子频带的频率下限,并且 $r_i$ 是一个满足不  
20 等式 $1 \leq r_i \leq \text{int}\left\{\frac{f_{u_i}}{f_{u_i} - f_{l_i}}\right\}$ 的整数。通常,这样选择ADC抽样速率以便避免混叠是优选的,尽管对于某些类型的接收信号来说一定量的混叠是可以容许的。在以下描述中,假设混叠被避免。

可选地,可以选择 $r_i$ 从而使多个子频带共享公共抽样速率,其简化抽样速率时钟产生。例如,对于图3中所示的5个子频带的实施例,  
25 并且表示第 $i$ 个子频带的带宽为 $W_i$ ,其中, $W_i = f_{u_i} - f_{l_i}$ ,给出

$$\text{子频带1: 对于 } r_1=1, 2W_1 \leq f_{s_1} \leq \infty \quad (2)$$

$$\text{子频带2: 对于 } r_2=1, 2(W_1 + W_2) \leq f_{s_2} \leq \infty \quad (3)$$

$$\text{子频带3: 对于 } r_3=2, (W_1 + W_2 + W_3) \leq f_{s_3} \leq 2(W_1 + W_2) \quad (4)$$

$$\text{子频带4: 对于 } r_4=2, (W_1 + W_2 + W_3 + W_4) \leq f_{s_4} \leq 2(W_1 + W_2 + W_3) \quad (5)$$

$$30 \quad \text{子频带5: 对于 } r_5=3, \frac{2}{3}(W_1 + W_2 + W_3 + W_4 + W_5) \leq f_{s_5} \leq (W_1 + W_2 + W_3 + W_4) \quad (6)$$

在这种情况下，满足不等式(3)的公共抽样速率可以被用于子频带1和2。

对于 $r_i$ 和子频带带宽 $W_i$ 的特定值，可以确定公共抽样速率的其它可能性。

- 5 共享公共抽样速率的子频带可以可选地具有公共带宽。例如，如果 $W_1=W_3=B$ ，只要它满足不等式 $3B \leq f_3 \leq 4B$ ，则公共抽样速率能被用于子频带1和3。作为另一个示例，如果 $W_2=W_4=B$ ，则只要它满足不等式 $4B \leq f_4 \leq 6B$ ，公共抽样速率能被用于子频带2和4。

- 特别有利的抽样速率可以通过对所有的 $i$ 值设置 $r_i = \left\lfloor \frac{i+1}{2} \right\rfloor$ 和 $W_i = B$ 被导出，即所有子频带的公共带宽。在这种情况下，只需要两个不同的抽样速率；第一公共抽样速率可以被用于所有的奇数子频带，只要对于最高的奇数子频带它满足不等式(1)，第二不同的公共抽样速率可以被用于所有的偶数子频带，只要对于最高的偶数子频带它满足不等式(1)。对于图3中示出的实施例和所有子频带的公共带宽  
15  $B=200\text{MHz}$ ，第一公共抽样速率必须满足不等式 $\frac{10}{3}B \leq f_{s_1} \leq 4B$ ，从而值733MHz将便利地处于容许范围的中心，而第二不同的公共抽样速率必须满足不等式 $4B \leq f_{s_2} \leq 6B$ ，从而值1GHz将便利地处于容许范围的中心。

- 奇数子频带的第一公共抽样速率和偶数子频带的不同的公共抽样速率的其它可能性可以被确定用于子频带带宽 $W_i$ 的特定值，其中，子频带带宽是不相等的。  
20

- 不等式(1)表示的抽样速率值的容许范围定义每个抽样速率可能有的频率误差的可接受限制。选择大约处于它们相应的可接受范围中心的抽样速率是优选的。对于图3中示出的实施例和具有 $B=200\text{MHz}$ ，  
25 第一公共抽样速率733MHz上的容许误差大约是 $\pm 9\%$ ，第二公共抽样速率1GHz上的容许误差大约是 $\pm 20\%$ 。可替换地，对于选定的抽样速率 $f_{s_i}$ ，不等式(1)可以被用来定义滤波器组30提供的相应子频带的 $f_{li}$ 和 $f_{ui}$ 的可接受容许误差限制。当然，抽样速率的容许误差可以交换为 $f_{li}$ 和 $f_{ui}$ 的容许误差。

- 30 ADC 41-45递送的数字化的子频带信号包括以抽样速率整数倍复制的子频带频谱的复制。因此，FFT装置51-55包括用于选择单个子频带频谱的滤波装置。图5说明被分成子频带200MHz宽的0-1GHz的信号

的子频带频谱(幅度A对比频率f)。

图5的曲线图5(a)说明在0-200MHz, 抽样速率为 $f_{s_1}=733\text{MHz}$ 的第一子频带频谱。复制频谱都超出200MHz并且通过FFT装置51被滤出; 它们没有在曲线图(a)中示出。

5 曲线图(b)说明在200-400MHz, 抽样速率为 $f_{s_2}=1\text{GHz}$ 的第二子频带频谱。复制频谱都超出400MHz并且通过FFT装置52被滤出; 它们没有在曲线图(b)中示出。

曲线图(c)说明在400-600MHz以733MHz的抽样速率抽样的第三子频带频谱。该抽样过程在133-333MHz产生子频带频谱的复制品, 它被倒置从而使得抽样之前较低的子频带频率现在表现为133-333MHz的复制品的较高频率。在图5中, 复制品子频带频谱的包络用虚线表示。FFT装置53包括用于选择133-333MHz的复制品子频带频谱的装置以及倒置其频谱以恢复其频率分量的次序。

15 曲线图(d)说明在600-800MHz以1GHz的抽样速率抽样的第四子频带频谱。该抽样过程在200-400MHz产生子频带频谱的复制品, 它被倒置从而使得抽样之前较低的子频带频率现在表现为200-400MHz的复制品的较高频率。FFT装置54包括用于在200-400MHz选择复制品子频带频谱的装置以及倒置其频谱以恢复其频率分量的次序。

20 曲线图(e)说明在800-1000MHz以733MHz的抽样速率抽样的第五子频带频谱。该抽样过程在67-267MHz产生频谱的复制品而没有任何倒置。FFT装置55包括用于在133-333MHz选择复制品子频带频谱的装置。

25 频移装置61-65被用来把每个选择的子频带频谱频移到DC。对于该示例, 正如图5中所说明的, 子频带2、3、4和5所需的频移分别是200MHz、133MHz、200MHz、和67MHz。该频移可以通过再标记频谱分量的频率而被实现。可选地, 复制品子频带频谱的倒置可以通过用频移装置而不是FFT装置来执行。

30 通过在存储装置70中级联被频移的子频带信号, 接收信号在频域中被重建。级联处理在频域中将第*i*个子频带信号,  $i=2, N$ , 频移到相应的频率 $f_i$ ,  $i=2, N$ , 其在图5中被说明的示例中是200、400、600和800MHz。通过在存储装置70的输出端被递送的频谱的草图79, 在图3中说明了被重建的频谱。FFT装置51-55的分辨率取决于相应ADC

41-45的抽样速率；高抽样速率产生比低抽样速率更密集的频率分量。因为每个FFT装置51-55的分辨率不相等，所以被重建的频谱的频率分量不是均匀间隔的。这个不均匀性在重建频谱的草图79中没有被说明。存储在参考信号存储器85中的参考信号被指定为与被重建频谱相同的非均匀间隔的频率值。用于执行IDFT到装置90能够用不均匀间隔的频率值来操作。

参见说明本发明第二实施例的图4，同样的参考数字已经被用于与图3中说明的实施例相同或类似的元件。图4中元件的差别被描述如下。如果接收机将被用来接收在任何一个瞬时只占据一个子频带的信号，比如跳频信号或啁啾信号，则可以使用图4中说明的实施例。单个ADC 41、FFT装置51和频移装置61被使用。随后借助于第一换向(commutating)切换装置100，单个ADC 41的输入端被依次切换到滤波器组30的每个输出，并且随后借助于第二换向切换装置101，单个频移装置61的输出端被依次切换到每个存储部分71-75。第一和第二换向切换装置100、101的切换通过同步装置(SYNC)99而被同步。子频带被选择用于处理的次序被预先决定以匹配传输信号的已知跳频序列或已知啁啾方案(chirp profile)。时钟产生器(CLK)98产生ADC 41所需的抽样速率以用于依次数字化每个子频带并且选择切换装置102通过同步装置99被同步以选择每个子频带所需的抽样速率。图4中的选择切换装置102提供用于在两个抽样速率之间选择，但是可以提供任何所需的选择数目。同步装置99还被连接到FFT装置51以同步适合于当前子频带信号的滤波和倒置功能的切换。

如果第一和第二换向切换装置100、101的切换，选择切换装置102，和FFT装置51的滤波和频谱倒置没有同步到在任何一个瞬时接收信号占据的子频带，则在一个换向周期之后存储装置70不会包括整套子频带信号从而接收信号不会完全地在存储装置70中被重建并且在输出端95提供的互相关函数将呈现弱相关。输出端95被连接到同步装置99的输入端，同步装置99调整换向切换装置100、101，选择切换装置102，以及FFT装置51的滤波和倒置的相位，直到在输出端95呈现最大相关。可选地，用于在每个子频带中检测信号强度的装置可以被包括来提供一个指示到同步装置99以指示接收信号当前的频率占用，从而帮助同步装置99用接收信号来同步换向循环、选择切换装置102和

FFT装置51。

尽管本发明已经借助于无线接收机的示例被描述，但是本发明同样适用于经由例如电线或光学的不同媒介接收信号的接收机。

5 尽管本发明已经借助于适用于接收宽带或超宽带信号的接收机示例被描述，但是本发明也可以被用于接收具有窄带宽的信号。

可选地，不同于在此描述的解调过程可以被应用于解调被数字化的接收信号。

10 可选地，接收机可以包括省电方案，其中，一部分或所有的接收机元件采用省电模式并且每隔一段时间被激活来接收信号。例如，如果接收机将被用来接收忙闲度小于一的信号，则ADC组也可以用小于一的忙闲度来操作，只在信号期望存在的期间抽样。

在本说明书和权利要求书中，元件前的单词“一个”不排除多个这类元件的存在。此外，单词“包括”不排除在那些被列出之外的其它元件或步骤的存在。

15 通过阅读本公开内容，其它修改对所属领域技术人员将是显而易见的。这类修改可以包括其它在信号接收机的设计、制造和使用中所已知的特征，并且可以代替在此描述的特征或除了在此描述的特征之外被使用。

20

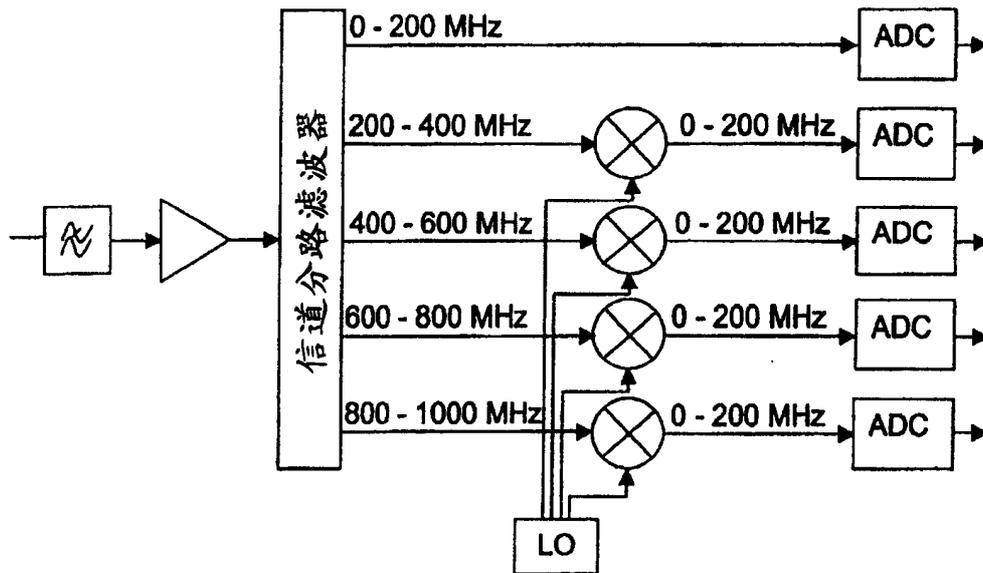


图 1

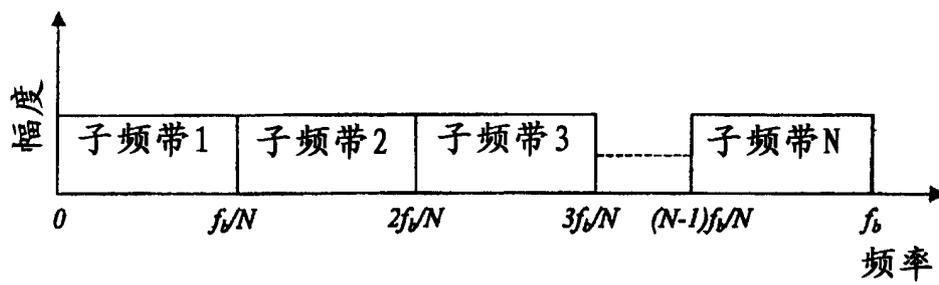
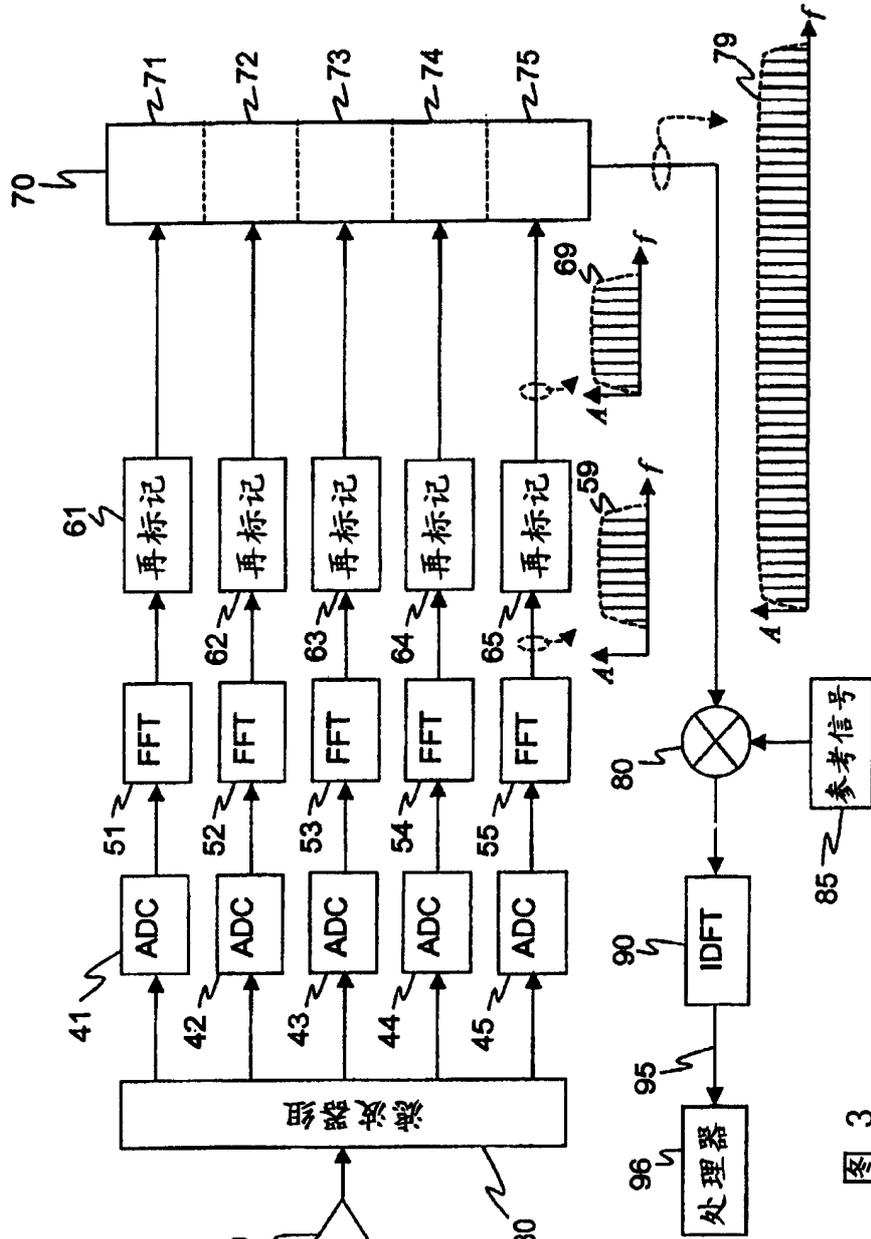


图 2



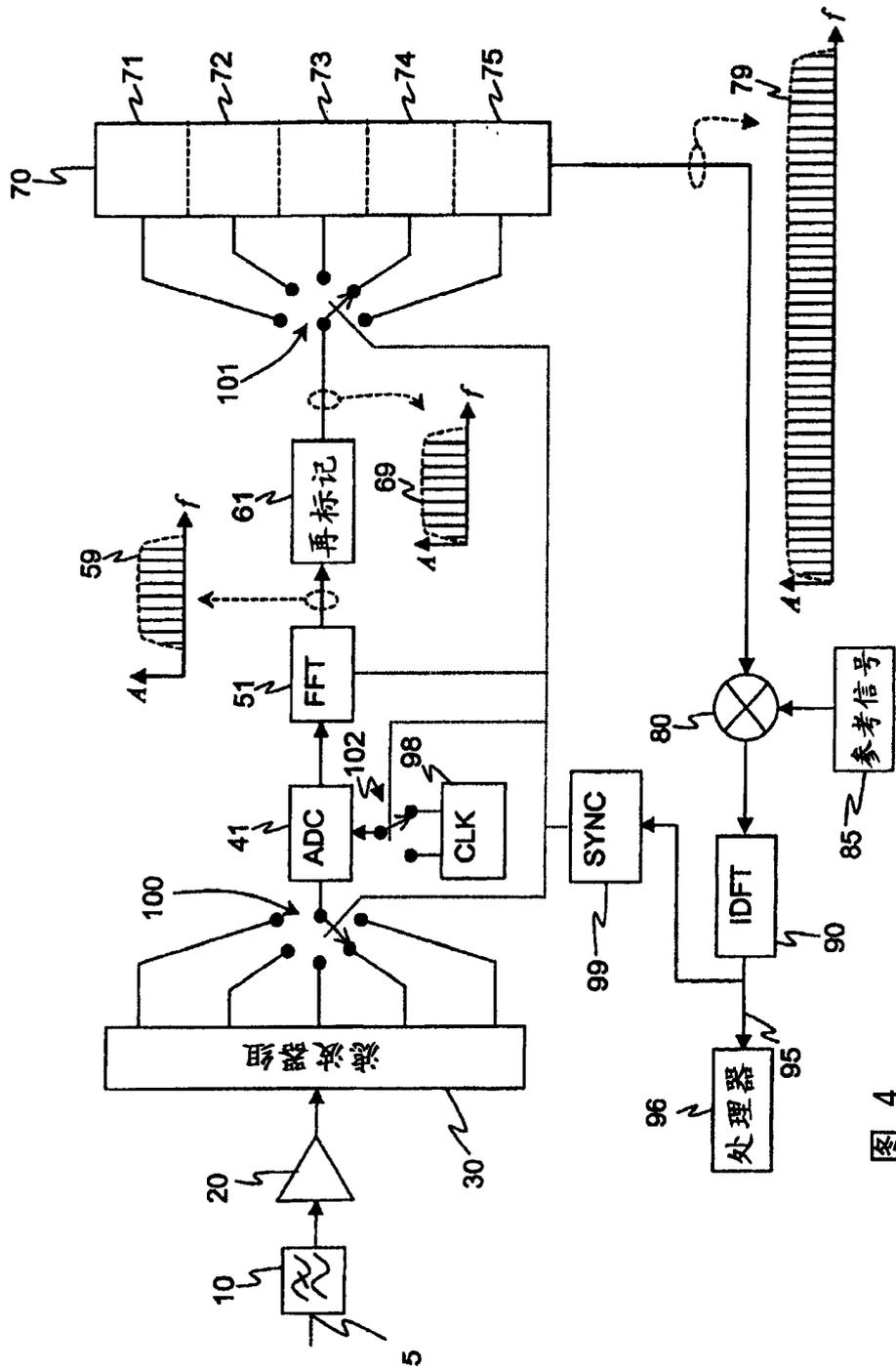


图 4

