



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97191915.1

[43] 授权公告日 2003 年 6 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 1110906C

[22] 申请日 1997.2.26 [21] 申请号 97191915.1

[30] 优先权

[32] 1996.11.29 [33] US [31] 08/759,092

[86] 国际申请 PCT/CA97/00127 1997.2.26

[87] 国际公布 WO98/24189 英 1998.6.4

[85] 进入国家阶段日期 1998.7.28

[71] 专利权人 北方电讯网络有限公司

地址 加拿大魁北克省

[72] 发明人 W·唐 R·王

[56] 参考文献

CN1067344A 1992.12.23 H04B7/005

CN1128092A 1996.07.31 H04B1/06

EPO453213A2 1991.10.23 H04B15/00

审查员 宋丽梅

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

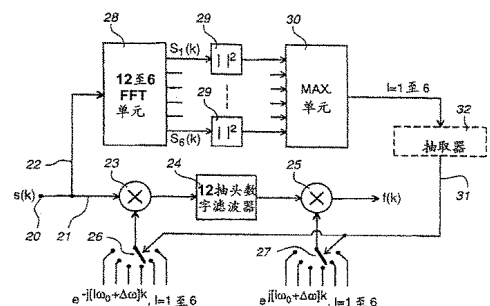
代理人 栾本生 王岳

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 3 页

[54] 发明名称 用于同频道干扰减少的选择滤波器

[57] 摘要

将输入信号的复合信号样值(SCK)经降频移频器(23)提供给数字滤波器(24), 并提供给时间-频率变换单元(28), 此变换单元(28)产生一组频率分量(S₁(K)至S₆(K)), 每个频率分量与输入信号带宽内一个各自频带(1=1至6)有关。确定具有最大瞬时能量的频率分量(29, 30), 以确定要进行滤波的相关频带的下移频率, 并确定数字滤波之后的附加上移(25)以产生输出信号(fck)。该滤波器可以是带通滤波器或带阻滤波器, 特别用于减少不同类型无线通信系统中的同频道干扰。



1. 一种选择滤波器, 包括:

5 一个时间-频率变换单元, 响应于要进行滤波的输入信号样值, 用于产生所述信号的多个频率分量;

一个识别单元, 用于提供识别所述频率分量中的最大能量的一个分量的一个输出; 和

10 一个滤波器, 用于对输入信号进行滤波以产生一个输出信号, 所述滤波器响应于所述识别单元的输出, 以提供一个在所述输入信号的较大带宽内的与所识别的一个频率分量有关的通带或阻带, 其中, 所述滤波器包括一个耦合在一个降频移频器和一个升频移频器之间的数字滤波器, 该降频移频器和升频移频器均响应所述识别单元的输出, 以将被滤波的信号频率移动一个与所述识别单元的所述输出相关的各自频率。

15 2. 根据权利要求1所述的选择滤波器, 其特征在于, 所述滤波器包括一个带阻滤波器。

3. 根据权利要求1所述的选择滤波器, 其特征在于, 所述滤波器根据一个角长球面函数提供一个通带。

20 4. 根据权利要求1、2或3所述的选择滤波器, 其特征在于, 所述输入信号的所述样值包括复合信号样值, 并且所述降频移频器和升频移频器各包括一个复合信号乘法器。

5. 一种选择滤波器, 包括:

一个变换单元, 响应于要进行滤波的输入信号的复合信号样值, 用于产生所述信号的多个频率分量, 每个所述频率分量与所述输入信号带宽内的同样多个频带中的各一个频带相关;

25 一个最大能量确定单元, 响应于所述多个频率分量, 用于确定所述频率分量中的哪一个分量具有最大瞬时能量; 和

一个数字滤波器, 用于利用与由所述最大能量确定单元确定为具有最大瞬时能量的频率分量相关的频带对应的一个滤波器通带或阻带, 对输入信号的复合信号样值进行滤波,

其中，所述数字滤波器包括一个复合信号乘法器，将此乘法器设置为用于将输入信号的复合信号样值乘以表示与由所述最大能量确定单元确定为具有最大瞬时能量的频率分量相关的所述频带的各预定频率的复合信号样值，并且对数字滤波器提供所述复合信号乘法器的输出，且该数字滤波器具有实滤波器系数。

5

6. 根据权利要求 1-5 的任意一项所述的选择滤波器，其特征在于，所述变换单元响应与所述数字滤波器抽头数量相同的输入信号的连续样值数量。

7. 根据权利要求 1-6 的任意一项所述的选择滤波器，其特征在于，所述变换单元被设置为用于对输入信号样值执行快速傅立叶变换。

用于同频道干扰减少的选择滤波器

5 技术领域

本发明涉及例如用于减少诸如蜂窝无线电或无线通信系统的通信系统中同频道干扰的所需信号的选择滤波。

背景技术

10 同频道干扰 (CCI) 由通信系统中所需信号频带内一个或多个干扰信号构成, 并且是限制移动无线电或无线通信系统的频率复用容量的关键因素。CCI 不能利用常规的滤波技术来减少, 因为它落入所需信号的带宽内。通常, 在通信系统中提供相对高的所需信号强度与干扰信号强度的比, 以维持有效的通信, 这一般称为载波或信号对干扰或 C/I 比。

15 Wen Tong 等人的题为“同频道干扰减少”的未审申请(国际专利申请 PCT/CA 96/00672 和/或加拿大专利申请 2187478, 均在 1996 年 10 月 10 日提交并要求优先权: 1995 年 10 月 10 日提交的美国专利申请号 60/004, 979) (下面称为 Tong 申请) 涉及减少 CCI 并描述能单独或组合地用于获得 CCI “显著减少的各种方法, 其中一个方法包括选择滤波, 在此方法中将包括所需信号的复合信号样值提供给
20 由多个滤波器构成的选择滤波器组, 此多个滤波器具有窄的带宽, 这些窄的带宽横跨总的信号带宽。根据所需信号强于 CCI 并且这两个信号分量一般具有不同的瞬时频率, 从在任何时刻其输出都具有最大能量的那个滤波器中选择滤波器组的输出信号。为了减少计算要求, 复合信号样值在滤波器组滤波之前进行下变换, 而选择的输出信号在滤波器组滤波之后进行上变换。然而, 此方法仍要求相当大的
25 的计算资源用于滤波整个信号带宽以确定输入信号的最大瞬时能量。

发明内容

本发明的一个目的是提供改进的用于选择滤波所需信号的方法和设备以便例如减少 CCI。

5 本发明的一个方面提供了一种选择滤波器，包括：一个时间-频率变换单元，响应于要进行滤波的输入信号样值，用于产生所述信号的多个频率分量；一个识别单元，用于提供识别所述频率分量中的最大能量的一个分量的一个输出；和，一个滤波器，用于对输入信号进行滤波以产生一个输出信号，所述滤波器响应于所述识别单元的输出，以提供一个在所述输入信号的较大带宽内的与所识别的一个频率分量有关的通带或阻带，其中，所述滤波器包括一个耦合在一个降频移频器和一个升频移频器之间的数字滤波器，该降频移频器和升频移频器均响应所述识别单元的输出，以将被滤波的信号频率移动一个与所述识别单元的所述输出相关的各自频率。

10 在本发明的不同应用中，此滤波器可包括带阻滤波器或带通滤波器。

此滤波器最好包括数字滤波器，输入信号样值提供给此数字滤波器，并且最好变换单元响应与数字滤波器抽头数目相同数量的输入信号的连续样值。

通常，输入信号的样值包括复合信号样值，并且降频移频器与升频移频器均包括一个复合信号乘法器。

15 根据另一方面，本发明提供选择滤波器包括：变换单元，响应要进行滤波的输入信号的复合信号样值，以便产生输入信号的一组频率分量每个所述频率分量与输入信号频带内同样的一组频带中各自一个频带相关；最大能量确定单元，响应该组频率分量，以确定所述频率分量的哪个具有最大瞬时能量；和数字滤波器，用于利用与由最大能量确定单元确定的具有最大瞬时能量的频率分量有关的频带相对应的滤波器通带或阻带，滤波输入信号的复合信号样值。

20 在这种情况下，该数字滤波器最好包括：复合信号乘法器，安排为将输入信号的复合信号样值乘以表示与由最大能量确定单元确定的具有最大瞬时能量的频率分量有关的所述频带的各自预定频率的复合信号样值，并且对数字滤波器提供复合信号乘法器的输出并具有实滤波器系数。

25 本发明还提供一种选择滤波输入信号的方法，包括步骤：执行表示输入信号的复合信号样值的时间-频率变换，以产生一组频率分量；确定此组频率分量中哪个频率分量具有最大瞬时能量；并利用此输入信号带宽内并根据该频率分量中哪个频率分量具有最大瞬时能量的确定进行选择的一组滤波器通带或阻带中各自的一个，来滤波输入信号。

有利的，滤波输入信号的步骤包括：利用取决于所述确定的频率移频输入信号至预定的中心频率，并以所述预定中心频率滤波频移的信号。最好预定的中心频率是零，并且该滤波包括利用实滤波系数的数字滤波。

5 本发明的另一方面提供通信系统中减少接收信号的预定信号频带中所需信号的同频道干扰的方法，包括利用上述方法选择滤波所接收的信号，该所接收的信号构成所述输入信号，并且该滤波的步骤包括带通滤波。

本发明的再一方面提供减少扩频通信系统中所需信号干扰的方法，此干扰具有比所需信号更大的幅度和更小的带宽，该方法包括利用上述方法选择滤波接收的信号，所接收的信号构成所述输入信号，并且该滤波的步骤包括带阻滤波。

10

附图说明

从下面结合附图的描述中将会进一步理解本发明，其中：

图 1 表示选择滤波器组的特征；

图 2 示意地表示提供图 1 所示的滤波器特征的数字滤波器；

15 图 3 示意地表示根据本发明一个实施例的选择滤波器的方框图；

图 4 示意地表示选择滤波器的变换单元；和

图 5 与图 3 表示在同一张图上，图 5 表示根据本发明的一般形式的选择滤波器。

20

具体实施方式

在无线通信接收机中，例如使用频率调制 (FM) 的 AMPS (先进的移动电话业务) 或 GSM (全球移动通信系统) 的通信信号一般经过 RF (射频) 电路和降频变频器提供给抽样器，抽样器产生信号样值，利用 A-DC 数字-模拟) 变换器变换为数字形式。例如，如 Tong 申请中所述的，数字复合信号样值能数字地进行处理以减少所需信号带宽内同频干扰 (CCI) 信号。在该系统是蜂窝无线电通信系统的情况中，CCI 可以例如是由于系统其他网孔中频率复用而引起的和/或可以从通信系统外部的源始发的。如所公知的，最好将数字信号样值在一个或多个 DSP (数字信号处理器) 集成电路中进行处理，最好也将这些 DSP 集成电路用于处理信号以减少 CCI。

25

如在 Tong 申请中所述的,能用于减少 CCI 的一个处理是选择滤波,其中将复合信号样值利用横跨信号带宽的一组窄频带短脉冲响应滤波器进行滤波(这是矛盾的要求)。信号根据所需信号强于 CCI 并且两个信号分量一般具有不同瞬时频率从其输出在任何时刻都具有最大能量的那个滤波器选择滤波器组的输出信号。该组窄频带滤波器构成能方便地利用前后具有变频器的单个数字滤波器单元实施的选择滤波器组。

选择滤波的操作与效果取决于滤波器频带数量与滤波器特性。具体地,存在有矛盾的需求:大量的窄的滤波器频带用于选择性、少量的滤波器频带来减少处理要求、足够的带宽来响应所需信号的瞬时频率的变化速度、时间分辨率的最小长度脉冲响应和组合的平坦与线性相位响应。

在下述的本发明实施例中采用这些要求之中一个有利的折衷,例如此实施例用于 AMPS 系统并使用具有根据长球面函数的滤波器设计的六个 FIR(有限脉冲响应)滤波器频带以提供滤波器带宽与脉冲响应时长的最小乘积。选择滤波的输出由具有最大瞬时能量输出的那个滤波器频带的输出构成,这以一般以不同于并独立于较弱 CCI 的方式随时间在信号带宽上变化。可将多于 1 个但小于所有滤波器频带的输出交替地进行组合以提供输出信号,但这将导致更复杂的结构。显然,如果需要,能使用其他数量和特性的滤波器频带。

图 1 表示选择滤波器组的频率响应,表示六个滤波器频带的重叠主波瓣,以标号 1 至 6 识别,这六个滤波器频带构成所需信号的频带。如图 1 所示的总的信号带宽以 0KHZ 为中心,六个滤波器频带的相邻频带如图所示具有 ω_0 的中心频率间隔。所有这六个滤波器频带能由 DSP 中单个数字滤波器通过频率变换将每个滤波器频带的中心频率从 0 KHZ 偏离,即通过将要进行滤波的输入复合信号样值乘以各个载频样值 $e^{j\omega_0 k}$ 来提供,其中 $L=1-7/2$,而 K 表示各个样值。每个载频样值 $e^{j\omega_0 k}$ 能方便地例如根据式 $e^{j\omega_0 k} = e^{j\omega_0 (k-1)} e^{j\omega_0}$ 利用复合信号乘法器产生,此乘法器一个输入提供有载波信号,而另一输入来自它的输出,经过一个抽样周期的延迟元件,相反地,通过各个频偏对所选择的滤波器输出进行升频。

如上所述,希望每个滤波器频带中的滤波提供窄带宽和短脉冲响应,利用基于长球面波函数的 FIR 滤波器设计技术解决了这些矛盾的要求。长球面函数是满足下列积分方程的一组本征函数:

$$\int_{-B/2}^{B/2} \frac{\sin(\pi T_w(f - \eta))}{\pi(f - \eta)} S_n(\eta) d\eta = \lambda_n S_n(f) \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

5 其中 η 是积分变量, B是滤波器带宽, f表示频率, T_w 是抽样间隔, S_n 是构成滤波器频率响应的本征函数, λ_n 是以n识别的不同解法的本征值。

上面积分方程的左手侧表示利用时间窗截断信号, 而此方程的右手侧是原始信号与本征值的乘积, 具有最大本征值 λ_n 的信号包含截断之后大部分能量。

10 为了使滤波器带宽与脉冲响应时长(例如, 乘积)最小, 将数字滤波器设计为利用截断的长球面函数的带限滤波器。截断时间窗使滤波器不再是频带限制的, 这引起两种类型的误差, 即带内截断误差和混叠误差, 需要使这两种误差最小的滤波器脉冲响应, 而这通过解答上面的积分方程和选择具有最大本征值 λ_n 的本征函数 S_n 来实现。滤波器的抽头系数是角长球面函数的样值。

15 获得封闭型的角长球面函数的解法非常困难, 能使用许多解法, 如由 Rui Wang 在1986年10月加拿大多伦多大学博士论文“异步抽样数据接收机”中所述的, 以提供图1所示的具有下面详细描述的事实的滤波器的响应。频率如上所述偏移相等间隔的载频, 以使所有的滤波器频带能利用单个数字滤波器实施, 而且因为滤波器系数是实数而不是复数也减少处理要求。另外, 滤波器设计为对称的FIR滤波器以便具有所要求的相乘次数, 所得到的滤波器设计表示在图2中。

20 参照图2, 数字滤波器是12抽头数字滤波器, 包括11个复合信号延迟元件10的延迟线, 每个延迟元件提供一个抽样周期T的延迟, 经过此复合输入信号在线11上传输。六个复合信号加法器12将沿延迟线的对称点上的复合信号相加, 即分别相加线11的复合信号与第11个延迟元件的输出, 以及分别从第一与第十、第二与第九、第三与第八、第四与第七和第五与第六延迟元件10的输出。将所得到的复合信号分别在六个复数-实数乘法器13中乘以实系数 h_0 至 h_5 , 其复合信号输出在另外五个复合信号加法器14中相加, 以便在线15上提供复合信号输出。如上所述, 系数 h_0 至 h_5 数字确定为具有下表中的值:

h_0	h_1	h_2	h_3	h_4	h_5
0.0510	0.0595	0.0728	0.0888	0.1033	0.1120

在Tong申请中描述的选择滤波器里, 将来自滤波器频带的六个复合信号输

出提供给各自的能量计算器单元, 并且最大能量选择器确定标号 1 的滤波器频带具有最大瞬时能量输出, 然后将此滤波器频带的输出选择为选择滤波器的输出。如上所述, 这是有效的, 但缺点是: 对于所有频带的每个样值执行滤波, 这要求大量的计算资源。

5 这个缺点对于更多的滤波器频带尤为明显, 利用根据本发明实施例的选择滤波器可减少或避免此缺点, 下面结合图 3 描述本发明一个实施例。一般地, 根据本发明实施例的选择滤波器包括两条路径, 第一条路径提供选择滤波功能, 而第二条路径执行时间-频率变换并确定所变换的频率分量的瞬时能量以便控制选择滤波功能。

10 参见图 3, 要选择滤波的输入复合信号样值 $S(K)$ 经线路 21 从输入端 20 提供给第一路径并经过线路 22 提供给第二路径。第一路径包括由复合信号乘法器 23 构成的降频变频器、如上结合图 2 所述的 12 抽头数字滤波器 24、和由复合信号乘法器 25 构成的升频变频器。线 21 上的每个输入样值利用复合信号乘法器 23 将它乘以由下述的开关 26 选择的六个载频中一个载频样值进行降频偏移, 将
15 乘法器 23 的输出由数字滤波器 24 滤波, 并且所滤波的样值由复合信号乘法器 25 将它乘以由下述开关 27 选择的六个载频中一个载频样值进行升频偏移。六个载频数量对应滤波器频带数量。乘法器 25 的输出包括构成选择滤波器输出的复合信号样值 $f(K)$ 。

 将输入复合信号样值也经线 22 提供给 FFI (快速傅立叶变换) 单元 28, FFT
20 单元 28 将对应数字滤波器 24 的 12 抽头的时域中 12 个连续样值的复合信号样值变换为对应 6 个滤波器频带的频域中 6 个复合信号分量 $S_1(K)$ 至 $S_6(K)$ 。将频率分量 $S_1(K)$ 至 $S_6(K)$ 提供给各自的能量计算器单元 29。每个单元 29 例如包括用于产生所提供的信号的复共轭的功能和复合信号乘法器, 将此乘法器用于将所提供的信号乘以此复共轭以便产生表示所提供信号能量的输出信号。将来自单
25 元 29 的输出信号提供给作为最大能量确定单元的最大能量选择器单元 30 的输入, 此单元 30 确定具有最大能量输出的标号 1 的信号。将具有对应 6 个滤波器频带的 1 至 6 的值的此标号 1 经线 31 作为控制信号提供给开关 26 和 27。为了减少处理要求, 并且鉴于与抽样速率相比选择标号 1 相对慢的变化速率, 线 31 能可选地包括如虚线所示的抽取器 32, 抽取器 32 例如具有抽头系数 2, 方便为了控制开

关 26 与 27 忽略选择标号 1 的交替确定。

如图 3 所示并且从图 1 的频带示意中可看出,复合信号样值上移与下移的载频由复合信号样值 $e^{j[\omega_0+\Delta\omega]k}$ 构成,其中 $l=1$ 至 6 并根据控制开关 26 与 27 的线 31 上的选择标号 1 对于不同的输入样值进行确定,而 $\Delta\omega$ 是所有频带共同的频偏并等于总的信号带宽的一半,故使数字滤波器 24 能操作在零的中心频率上而不管任何时刻选择哪个频带。

图 4 利用示例表示一种形式的 FFT 单元 28。线 22 上的输入复合信号样值 $S(K)$ 通过在复合信号乘法器 40 中乘以载频样值下移到零的中心频率。将从乘法器 40 输出的样值提供给包括 11 个复合信号延迟元件 42 的延迟线以便产生 12 个连续延迟的样值 S_0 至 S_{11} ,其中每个延迟元件 42 提供一个抽样周期 T 的延迟。将这些样值 S_0 至 S_{11} 以 4 个样值为一组提供给包括 9 个复合信号乘法器 44 和 6 个复合信号加法器 46 的变换功能单元,在 6 个加法器 46 输出上产生频率分量 $S_i(K)$ 至 $S_6(K)$ 。因此,将样值 S_0 提供给产生频率分量 $S_i(K)$ 的加法器 46 的一个输入,而样值 S_3 、 S_6 与 S_9 经具有所示的乘数的各个乘法器 44 提供给该加法器 46 的其他输入。同样地,将样值 S_2 提供给产生频率分量 $S_6(K)$ 的另一加法器 46 的一个输入,而样值 S_5 、 S_8 与 S_{11} 经具有所示乘数乘法器 44 的各自一个提供给该加法器 46 的其他输入。另外,样值 S_1 提供给产生其他四个频率分量 $S_2(K)$ 至 $S_5(K)$ 的其他四个加法器 46 的一个输入,而样值 S_4 、 S_7 与 S_{10} 经具有所示乘数的各个乘法器 44 提供给这四个其他加法器 46 的其他输入,所示的这四个加法器输入的不同之处是在加法器这些输入上的乘法器。

从上面描述中可以知道,FFT 单元 28 用于以快速和比较计算简单的方式产生对应于选择滤波器的滤波频带的频率分量,这不足以准确来满足选择滤波器自身的要求,但足以使单元 29 与 30 确定标号 1 的具有最大瞬时能量的滤波器频带。将此标号随后用于控制开关 26 和 27 为由数字滤波器 24 滤波的每个输入样值选择合适的下移与上移载频,以便将数字滤波器 24 用于在任何时刻准确地滤波仅一个所选滤波器频带的输入样值。因此,图 3 的选择滤波器大量减少了根据图 1 所示的滤波器频带准确滤波的计算要求。

虽然上述的单元 28 执行 FFT,但能认识到,可选择地能执行从输入信号样值的时域至对应滤波器频带的频域的例如哈特莱变换或余弦变换等的其他变

换。

如上所述，变换功能操作在与数字滤波器 24 的 12 抽头一致的 12 个连续样值上，对于在上述的本发明实施例中准确的选择滤波，这是所需的。然而，这不是基本的，而且变换功能可以反而操作在不同于数字滤波器抽头数量的许多样值上，尤其在不要准确滤波的情况下。

例如，上述的本发明实施例涉及 AMPS 信号的选择滤波来减少同频干扰，并且选择滤波器因此提供从较大带宽的 AMPS 信道中选择通带。相反地，也可本发明应用于减少宽带信号的干扰，例如使用 CDMA（码分多址）的扩频信号，由于仅占据一部分扩展频谱的频率上的相对强的干扰信号（例如可包括 AMPS 信号）而引起的。

在这种情况下，可知道：可将包括时间-频率变换功能的第二路径以类似于上述的方式用于检测相对大能量的干扰信号出现在扩频的相当宽的频带内一组频带之一中。可能有较大数量，例如 41 个这样的频带。在这种情况下第一路径中的数字滤波器能是带阻滤波器，由第一路径的输出进行控制以便衰减所选频带内的信号，从而衰减强干扰信号。在这种情况下不要求特别准确的滤波，因此不需要数字滤波器抽头数量与变换功能操作在其上的抽样值数值之间的任何相关性，同样的原理能应用于同时衰减多于 1 个的干扰信号。

同样，虽然在上面对本实施例详细描述的本发明实施例中 6 个频带中仅一个频带选择来通过选择滤波器，但能认识到、可将同样原理应用于在任何时刻选择多于 1 个但少于所有频带，并且所选的频带输出可根据需求加权或不加权进行组合，以产生从选择滤波器输出的信号样值。

因此，在图 5 中示出了根据本发明一般形式的选择滤波器，如图 5 所示，将要进行滤波的输入信号提供给滤波器 50，其输出构成输出信号。输入信号的样值也提供给变换单元 51，变换单元 51 产生一组频率分量，和后续单元 52 识别至少一个具有最大能量的频率分量并因此控制滤波器 50。滤波器 50 是一个简单的数字滤波器，在这种情况下，将提供给变换单元 51 的相同输入信号样值也能提供给滤波器 50（即，图 5 中的两个输入信号路径能如上述的线 21 与 22 一样互连），但这不必一定如此。例如滤波器 50 可以是上述的用于 AMPS 系统的带通滤波器，或例如可以是上述的用于扩频系统的带阻滤波器，分别具有由确定较大总的信号

带宽内滤波器的通带或阻带的单元52识别的最大能量分量。

因此，能认识到：可以对上述的本发明特定实施例进行这些和许多其他变化、改变与改编，而不脱离权利要求书的范围。

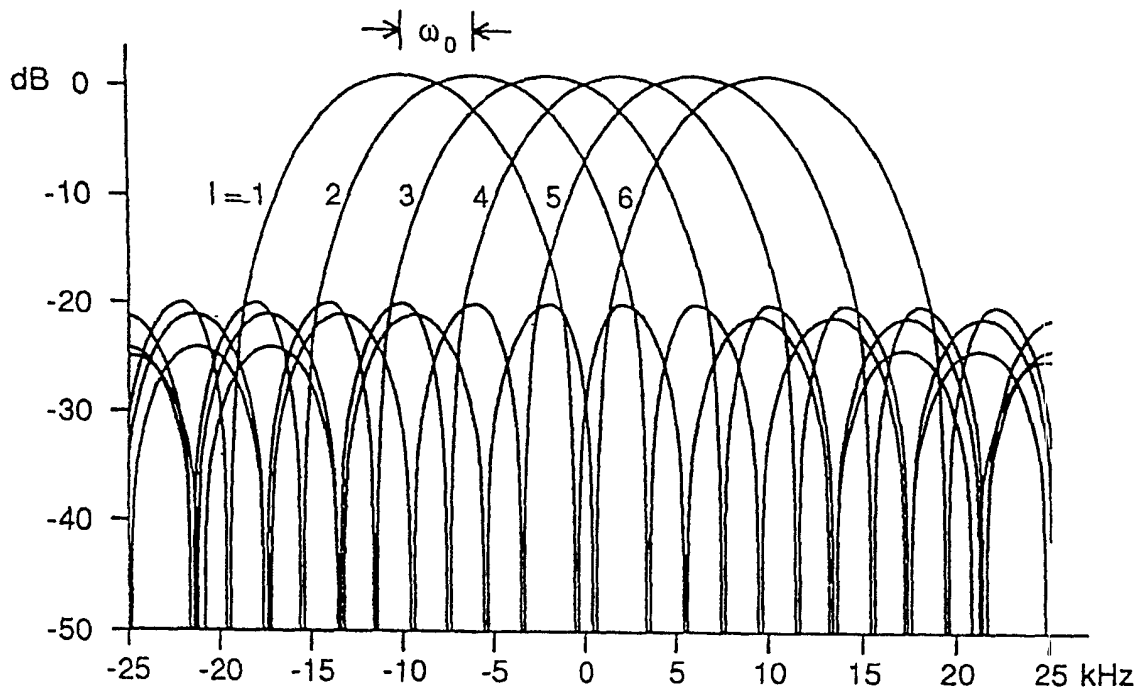


图 1

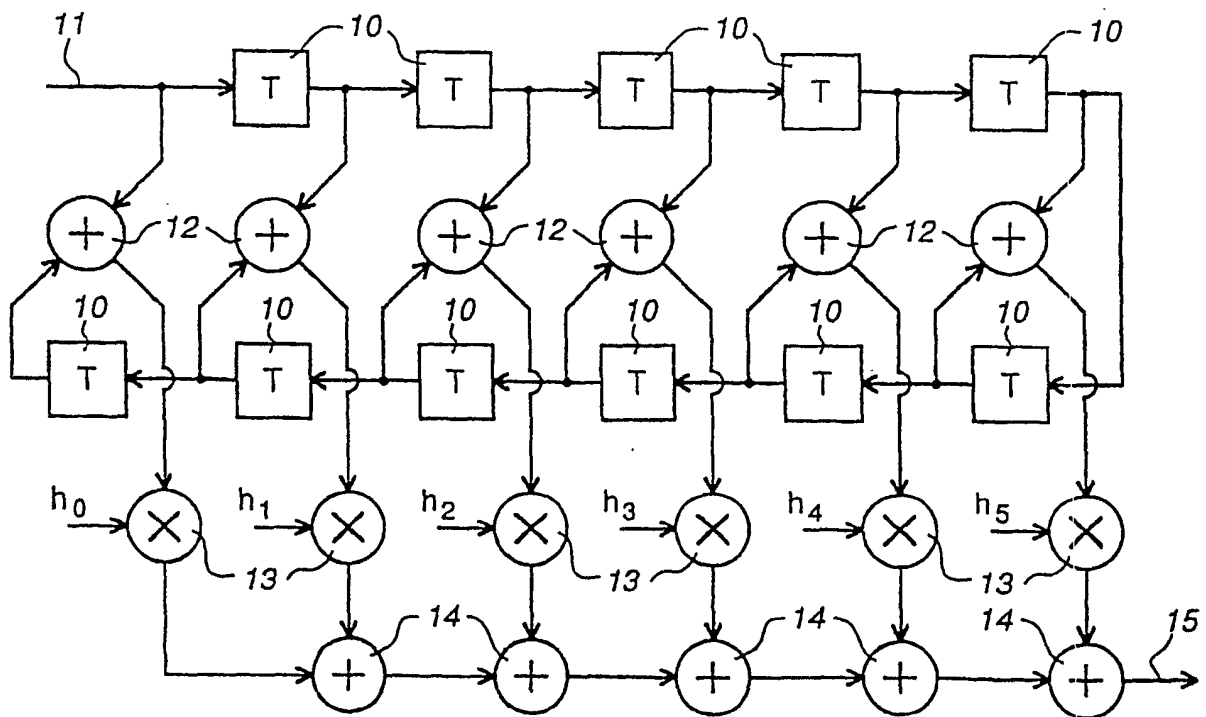


图 2

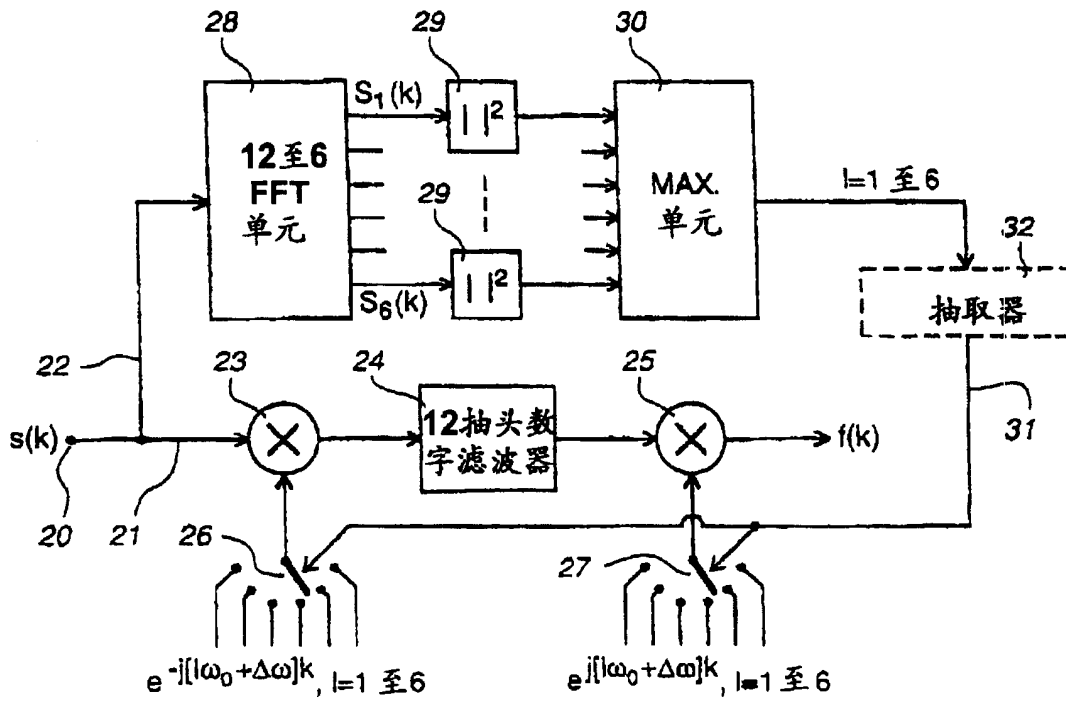


图 3

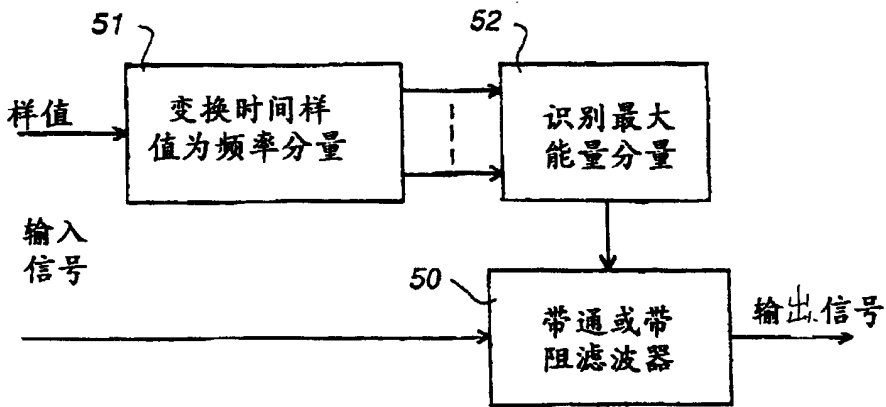


图 5

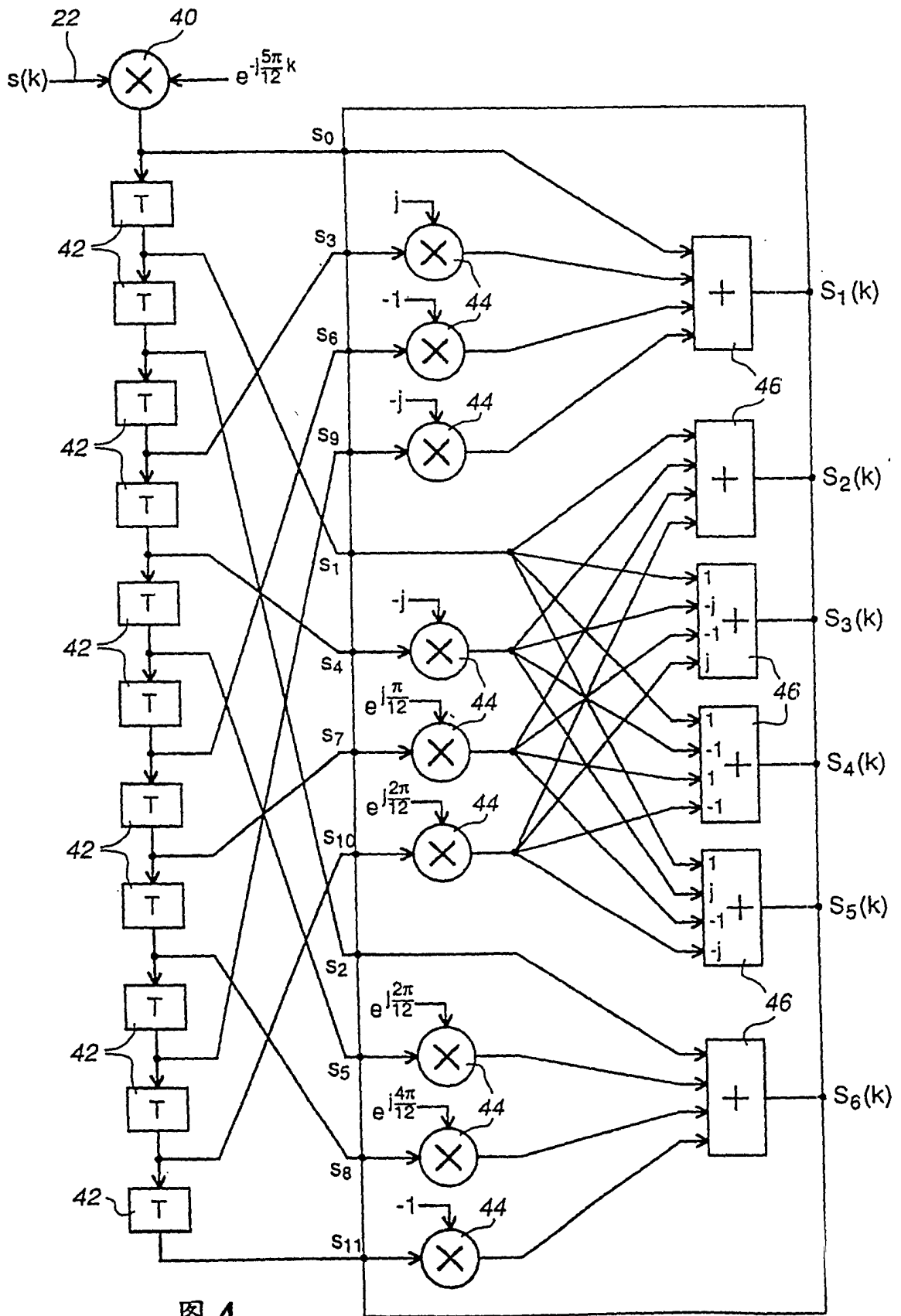


图 4