



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 95196636.7

[43]公开日 1997年12月24日

[11] 公开号 CN 1168624A

[22]申请日 95.10.10

[30]优先权

[32]94.10.7 [33]US[31]08 / 320,154

[86]国际申请 PCT / US95 / 13469 95.10.10

[87]国际公布 WO96 / 12435 英 96.5.2

[85]进入国家阶段日期 97.6.6

[71]申请人 马西默有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72]发明人 M·K·迪亚卜 E·肯亚尼亚扎贝詹尼

I·M·埃费特尔 R·J·麦卡锡

W·M·韦伯 R·A·史密斯

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

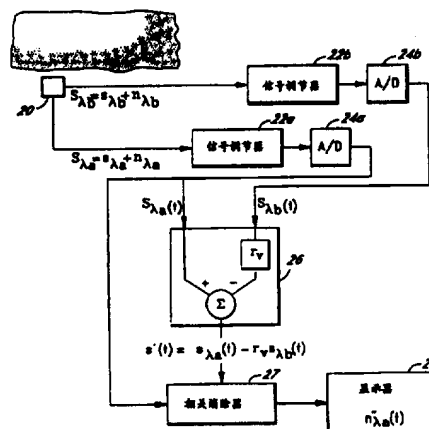
代理人 程天正 邹光新

权利要求书 11 页 说明书 115 页 附图页数 54 页

[54]发明名称 信号处理装置

[57]摘要

本发明涉及用于分析由一个检测器 (20, 320) 测得的两个被测信号的方法和装置, 该两个被测信号被建模, 以含有原始信号部分和二次信号部分。按照根据本发明建立的模型, 一些系数与两个信号相关。在一个实施例中, 本发明利用了一种转换从而估计出一些可能的信号系数以找出合适的系数。此外, 本发明涉及利用统计函数或傅里叶变换和开窗技术确定与两个被测信号相关的系数。参照血氧测定技术特别详细地描述了本发明的应用。



## 权 利 要 求 书

1、一种信号处理方法，用在一个信号处理器中对至少两个被测信号  $S_1$  和  $S_2$  进行处理，每个被测信号中都包含有原始信号部分  $s$  和二次信号部分  $n$ ，信号  $S_1$  和  $S_2$  可由下列关系式表示：

5 
$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数，

10 该方法包括以下几个步骤：

确定使  $s_1$  和  $n_1$  相关最小的系数  $r_a$ ；

利用所确定的  $r_a$  计算血氧饱和度；以及

在一个显示器上显示血氧饱和度。

2、一种信号处理方法，用在一个信号处理器中对至少两个被测信号  $S_1$  和  $S_2$  进行处理，每个被测信号中都包含有原始信号部分  $s$  和二次信号部分  $n$ ，信号  $S_1$  和  $S_2$  可由下列关系式表示：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

20 
$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数，

该方法包括以下几个步骤：

确定使  $s_1$  和  $n_1$  相关最小的系数  $r_a$ ；以及

25 利用所确定的  $r_a$  处理第一和第二信号中的至少一个，以从第一被测信号或第二被测信号两者中的至少一个信号中显著降低  $n$ ，以形成一个干净的信号。

3、如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，还包括在一个显示器上显示所得到的干净信号的步骤。

4、如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述的第一和第二信号是生理信号，所述的方法进一步包括处理所述干净信号以从所述第一被测信号和第二被测信号中确定生理参数的步骤。

5、如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述的生理参数是动

脉血氧饱和度。

6、如权利要求4所述的方法，其特征在于，所述的生理参数是心电信号。

7、如权利要求2所述的方法，其特征在于，所述的被测信号的第一部分表现为一心脏体积描记图，所述的方法进一步包括计算脉率的步骤。

8、一种生理监护仪，包括：

一个能接收第一被测信号  $S_1$  的第一输入端，所述的第一被测信号  $S_1$  包含有原始信号部分  $s_1$  和二次信号部分  $n_1$ ；

10 一个能接收第二被测信号  $S_2$  的第二输入端，所述的第二被测信号  $S_2$  包含有原始信号部分  $s_2$  和二次信号部分  $n_2$ ，所述的第一被测信号  $S_1$  和所述的第二被测信号  $S_2$  具有以下关系：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

15 式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数；

20 一个扫描参比处理器，所述的扫描参比处理器响应于多个  $r_a$  的可能值，将所述的第二被测信号与每个  $r_a$  的可能值及每个结果的可能值相乘，并从第一被测信号中减去结果值从而产生多个输出信号；

一个相关消除器，所述的相关消除器具有能接收第一被测信号的第一输入和能从所述的饱和度扫描参比处理器中接收多个输出信号的第二输入，所述的相关消除器对应于在所述多个输出信号与第一被测信号间进行的相关消除，生成多个输出向量；

25 一个积分器，所述的积分器具有一个能接收来自上述相关消除器的多个输出向量的一个输入端，所述的积分器响应于多个输出向量，以确定每个输出向量的相应功率；

一个极值探测器，所述的极值探测器的输入与所述积分器的输出相连，响应于每个输出向量的相应功率以求出所选择的功率。

30 9、如权利要求8所述的生理监护仪，其特征在于，所述的多个可能值对应于一个所选的血液成分的多个可能值。

10、如权利要求9所述的生理监护仪，其特征在于，所述的所选血

液成分是动脉血氧饱和度。

11、如权利要求9所述的生理监护仪，其特征在于，所述的所选血液成分是静脉血氧饱和度。

12、如权利要求9所述的生理监护仪，其特征在于，所述的所选血液成分是一氧化碳。

13、如权利要求8所述的生理监护仪，其特征在于，所述的多个可能值对应于一种生理浓度。

14、一种生理监护仪，包括：

一个能接收第一被测信号  $S_1$  的第一输入，所述的第一被测信号  $S_1$  包含有原始信号部分  $s_1$  和二次信号部分  $n_1$ ；

一个能接收第二被测信号  $S_2$  的第二输入，所述的第二被测信号  $S_2$  包含有原始信号部分  $s_2$  和二次信号部分  $n_2$ ，所述的第一被测信号  $S_1$  和所述的第二被测信号  $S_2$  具有以下关系：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数；

一个转换模块，所述的饱和度转换模块响应于所述第一和第二被测信号及  $r_a$  的多个可能值，以提供至少一个功率曲线做为其输出；

一个极值计算模块，所述的极值计算模块响应于所述至少一个功率曲线，选定一个使  $n$  和  $s$  相关最小的  $r_a$  值，并根据所述  $r_a$  值计算出一个相应的饱和度值做为其输出；以及

一个显示模块，所述的显示模块响应于所述饱和度计算的输出，显示所述的饱和度值。

15、一种信号处理方法，用在一个信号处理器中对至少两个被测信号进行处理，每个被测信号中都包含有一个原始信号部分和一个二次信号部分，所述的第一和第二信号基本符合一个预定的信号模型，该方法包括以下几个步骤：

在一个时间段内对所述的第一和第二信号进行采样，以获得代表在所述时间段上的所述第一信号的第一数据点序列和代表在所述时间段上的所述第二信号的第二数据点序列；

将所述的第一数据点序列转换成具有至少一个频率分量和一个幅度分量的第一转换点序列以及将所述的第二数据点序列转换成具有至少一个频率分量和一个幅度分量的第二转换点序列;

5 比较所述的第一转换点序列和所述的第二转换点序列, 得到一个幅度分量和至少一个频率分量的第三比较值序列;

从所述的比较值中选择幅度在一个选定阈值内的至少一个值;

根据所述的所选定的至少一个比较值, 确定一个符合所述的预定的信号模型的结果值。

10 16、如权利要求 15 所述的方法, 其特征在于, 所述的比较步骤包括确定第一转换点序列与第二转换点序列的比值的步骤, 所述的选择至少一个比较值的步骤包括选择比较低的比值的步骤。

17、如权利要求 16 所述的方法, 其特征在于, 所述的确定结果值的步骤包括根据所选定的比值计算血氧饱和度的步骤。

15 18、如权利要求 15 所述的方法, 其特征在于, 所述的结果值是血氧饱和度。

19、如权利要求 15 所述的方法, 其特征在于, 所述的结果值是脉率。

20 20、一种信号处理方法, 用在一个信号处理器中对至少两个被测信号进行处理, 每个被测信号中都包含有一个原始信号部分和一个二次信号部分, 所述的第一和第二信号基本符合一个用于血液组分饱和度的信号模型, 该方法包括以下几个步骤:

在一个时间段内对所述的第一和第二信号进行采样, 以获得代表在所述时间段上的所述第一信号的第一数据点序列和代表在所述时间段上的所述第二信号的第二数据点序列;

25 将所述的第一数据点序列从时域转换到频域, 以获得第一转换点序列和第二转换点序列, 所述的第一转换点序列和第二转换点序列具有一个幅度分量和至少一个频率分量;

确定一个幅度比值序列, 所述的幅度从所述第一转换点序列中和所述第二转换点序列中相应于频率各取一个;

30 从所述的比值序列中选择幅度在一个选定阈值内的至少一个比值; 以及

根据所述的所选定的至少一个比值, 确定一个符合所述的预定的信

号模型的结果值。

21、如权利要求 20 所述的方法，其特征在于，所述的比值与血氧饱和度相应，所述的选定至少一个所述的比值的步骤包括选定至少一个与血氧饱和度的较高值相应的比值的步骤。

5 22、如权利要求 21 所述的方法，其特征在于，所述的确定结果值的步骤包括根据所选定的至少一个比值计算血氧饱和度的步骤。

23、如权利要求 22 所述的方法，其特征在于，所述的方法还包括以下步骤：

10 利用一个开窗函数将所述第一转换点序列或所述第二转换点序列中的至少一个与所述的结果值相组合；

对所作的复合进行谱分析，以得到脉率。

24、如权利要求 22 所述的方法，其特征在于，所述的方法还包括以下步骤：

15 利用一个开窗函数将所述第一转换点序列或所述第二转换点序列中的至少一个与所述的结果值相组合；

进行逆开窗，以得到体积描记图。

25、如权利要求 22 所述的方法，其特征在于，所述的结果值是血氧饱和度。

20 26、一种信号处理方法，用于在一个信号处理器中对至少两个被测信号进行处理，每个被测信号中都包含有一个原始信号部分和一个二次信号部分，所述的第一和第二信号基本符合一个预定的信号模型，该方法包括以下几个步骤：

25 在一个时间段内对所述的第一和第二信号进行采样，以获得代表在所述时间段上的所述第一信号的第一数据点序列和代表在所述时间段上的所述第二信号的第二数据点序列；

对所述的第一和第二数据点序列进行快速饱和度变换，以得到在所述的频域上的一个转换数据点序列；

根据所述的多个饱和度值确定一个选定的饱和度值。

30 27、如权利要求 26 所述的方法，其特征在于，所述的选定的饱和度值是动脉血氧饱和度。

28、如权利要求 26 所述的方法，其特征在于，所述的选定的饱和度值是静脉血氧饱和度。

29、如权利要求 26 所述的方法，其特征在于，所述的进行所述的快速饱和度变换的步骤包括从所述的第一和第二数据点序列中计算第一和第二中间变换点序列的步骤，所述的方法还包括根据所述的选定饱和度和值和所述的第一中间变换点序列确定脉率的步骤。

5 30、一种低噪声发射器驱动器，包括：

一个发射器；

一个发射器电流源，所述的发射器电流源具有一个控制输入端和一个控制输出端，所述的输出端向所述的发射器提供电流驱动；

10 一个发射器电流源输入转换开关，所述输入转换开关的一个输出端与所述的发射器电流源的控制输入端相连，所述输入转换开关的输入端与其至少两个输入端中的一个相连；

一个发射器电流源输出转换开关，其输出端与所述发射器相连，其输入端和至少两个输入端中的一个相连；以及

15 一个发射器转换开关控制锁定器，所述的控制锁定器与所述的发射器电流源输入转换开关和所述的发射器电流源输出转换开关相连，所述的发射器转换开关控制锁定器控制选择哪一个输入端与所述的转换开关相连。

20 31、如权利要求 30 所述的低噪声发射器驱动器，其特征在于，所述的发射器电流源输入转换开关的所述至少两个输入端的是一个向所述的电流源供电的电源和一个地。

32、一种组合装置，包括：

25 一个检测器，所述的检测器响应于沿着一条第一传输路径传输的一个第一信号和沿着一条第二传输路径传输的一个第二信号，在一个输出端产生代表所述第一信号和所述第二信号的信号，所述的第一和第二传输路径的一部分处在同一个传输介质中，其中，所述的在所述输出端代表所述第一信号的信号具有一原始信号部分和一个二次信号部分，所述第一信号的所述原始信号部分基本上在整个第一传输路径上都受到衰减，所述的在所述输出端代表所述第二信号的信号具有一原始信号部分和一个二次信号部分，所述第二信号的所述原始信号部分基本上在整个  
30 第二传输路径上都受到衰减；以及

一个第一信号处理器，所述第一信号处理器具有与所述检测器相连的输入端，所述的第一信号处理器响应于来自所述检测器的代表所述第

一和第二信号的信号，将所述第一和第二信号相组合，产生一个原始参比信号或者一个二次参比信号，所述的原始参比信号和二次参比信号分别是所述第一和第二信号的所述原始信号部分和所述二次信号部分的有显著意义的函数。

5        33、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个第二信号处理器，所述第二信号处理器响应于第二参比信号和所述代表所述第一信号的信号，从这两个信号中提取出一个输出信号，所述输出信号是所述第一信号的所述原始信号部分的有显著意义的函数。

10       34、如权利要求 33 所述的组合装置，其特征在于，所述第二信号处理器包括一个相关消除器。

35、如权利要求 33 所述的组合装置，其特征在于，所述第二信号处理器包括一个自适应噪声消除器。

36、如权利要求 35 所述的组合装置，其特征在于，所述自适应噪声消除器包括一个联合处理估计器。

15       37、如权利要求 36 所述的组合装置，其特征在于，所述联合处理估计器包括一个最小二乘法点阵预测器和一个回归滤波器。

20       38、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个第二信号处理器，所述第二信号处理器响应于所述的原始参比信号和所述的代表所述第一信号的信号，从这两个信号中提取出一个输出信号，所述输出信号是所述第一信号的所述二次信号部分的一个有显著意义的函数。

25       39、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个第二信号处理器，所述第二信号处理器响应于所述的二次参比信号和所述的代表所述第一信号的信号，从这两个信号中提取出一个输出信号，所述输出信号是所述第二信号的所述原始信号部分的一个有显著意义的函数。

30       40、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个第二信号处理器，所述第二信号处理器响应于所述的二次参比信号和所述的代表所述第一信号的信号，从这两个信号中提取出一个输出信号，所述输出信号具有一个是所述第二信号的所述二次信号部分的一个函数有显著意义的分量。

41、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，所述的检测器



用于检测由所述第一信号和所述第二信号代表的一个生理函数。

42、如权利要求 41 所述的组合装置，其特征在于，所述的检测器适合于测定一种血液成分。

5 43、如权利要求 42 所述的组合装置，其特征在于，由所述的检测器测定的血液成分是血气。

44、如权利要求 41 所述的组合装置，其特征在于，所述的检测器包括一个响应于电磁能量的传感器。

10 45、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个与所述检测器相连的电磁装置，用于根据由所述检测器接收到的经过了所述传输介质的所述第一和第二信号测定一个体积描记波形，所述的传输介质包括生物组织。

15 46、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个与所述检测器相连的脉搏血氧计，所述的脉搏血氧计根据由所述检测器接收到的经过了所述传输介质的所述第一和第二信号监视一种生理状态，所述的传输介质包括生物组织。

47、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个与所述检测器相连的血压监护仪，所述的血压监护仪用于根据由所述检测器接收到的经过了所述传输介质的所述第一和第二信号导出一种生理状态，所述的传输介质包括生物组织。

20 48、如权利要求 32 所述的组合装置，其特征在于，还包括一个与所述检测器相连的心电图仪，所述的心电图仪用于根据由所述检测器接收到的经过了所述传输介质的所述第一和第二信号测定一种生理状态，所述的传输介质包括生物组织。

25 49、如权利要求 48 所述的组合装置，其特征在于，所述的心电图仪包括一个三极电极传感器，所述传感器具有三个同心排列的电极。

50、用于表示一种材料的组成的装置，所述的装置包括：

第一信号处理器，所述第一信号处理器用于接收第一和第二输入，第一输入包括多个参比信号中的一个，所述多个参比信号中的每一个都与第二输入相关；

30 将所述第二输入和所述多个参比信号中的每一个传送到所述第一信号处理器的装置；及

针对作为传送到第一信号处理器的多个参比信号中的每一个，检测

所述的第一个信号处理器的输出信号的装置，其中，所述的输出信号是所述材料的组成的表征。

51、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，所述第一个信号处理器是一个相关消除器。

5 52、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，所述第一个信号处理器是一个自适应噪声消除器。

53、如权利要求 52 所述的装置，其特征在于，所述自适应噪声消除器包括一个联合处理估计器。

10 54、如权利要求 53 所述的组合装置，其特征在于，所述联合处理估计器包括一个最小二乘法点阵预测器和一个回归滤波器。

55、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，还包括一个第二个信号处理器，所述第二个信号处理器接收所述第一个信号处理器的每一个输出信号，所述第二个信号处理器对所述输出信号中的每一个进行积分，产生一个代表所述的经过积分的输出信号的累积输出信号。

15 56、如权利要求 55 所述的装置，其特征在于，所述的检测装置响应于所述第二个信号处理器的所述累积输出信号的极值，产生一个代表所述材料的组成的指示。

20 57、如权利要求 55 所述的装置，其特征在于，所述的检测装置响应于所述第二个信号处理器的所述累积输出信号的拐点，产生一个代表所述材料的组成的指示。

25 58、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，传送到所述第一个信号处理器的所述第二输入是第一或第二信号中的一个，所述第一和第二信号中的每一个都具有一个动脉信号部分和另一个代表静脉血的信号部分，所述的装置还包括第二个信号处理器，用于接收所述的第一和第二信号和多个信号系数，其中，所述第二个信号处理器的输出构成传送到所述第一个信号处理器的所述第一输入，所述第二个信号处理器的输出包括一个与所述第一和第二信号的动脉信号部分相关的第一成分和一个与所述第一和第二信号的其它信号部分相关的第二成分。

30 59、如权利要求 58 所述的装置，其特征在于，所述第一和第二信号的其它信号部分包括人的呼吸指示。

60、如权利要求 58 所述的装置，其特征在于，由所述第二个信号处理器接收的多个信号系数中的至少一个与传送到所述第一个信号处理器

的所述第二输入的所述第一和第二信号的动脉信号部分相关。

61、如权利要求 58 所述的装置，其特征在于，由所述第二信号处理器接收的多个信号系数中的至少一个与传送到所述第一信号处理器的所述第二输入的所述第一和第二信号的其他信号部分相关。

5 62、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，传送到所述第一信号处理器的所述第二输入是第一或第二信号中的一个，所述第一和第二信号中的每一个都具有一个动脉信号部分和另一个代表静脉血的信号部分，所述的装置还包括第二信号处理器，用于接收所述的第一和第二信号和多个信号系数，其中，所述第二信号处理器的输出构成传送到  
10 所述第一信号处理器的所述第一输入，所述第二信号处理器的输出包括一个与所述第一和第二信号的动脉信号部分相关的成分或一个与所述第一和第二信号的其他信号部分相关的成分。

63、如权利要求 62 所述的装置，其特征在于，所述第一和第二信号的其他信号部分包括人的呼吸指示。

15 64、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，所述的材料是人体组织。

65、如权利要求 50 所述的装置，其特征在于，所述的检测装置响应于所述第一信号处理器的输出信号的能量，以指示所述材料的组成。

20 66、一种用于计算生物组织中的动脉和静脉信号的装置，所述的装置包括：

一个检测器，所述的检测器接收沿着一条第一传输路径传输的一个第一信号和沿着一条第二传输路径传输的一个第二信号，所述的第一和第二传输路径的一部分处在同一个传输介质中，其中，所述的第一信号具有一个代表动脉血的动脉信号部分和另一个代表静脉血的信号部  
25 分，所述的第二信号具有一个代表动脉血的动脉信号部分和另一个代表静脉血的信号部分；以及

一个信号处理器，所述信号处理器具有与所述检测器相连的输入端，所述的信号处理器响应于所述第一和第二信号，将所述第一和第二信号相组合从而产生一个信号，所产生的信号具有一个明显的分量，所  
30 述分量是所述第一和第二信号的所述动脉信号部分或所述其他信号部分的函数。

67、如权利要求 66 所述的装置，其特征在于，所述的第一和第二

信号部分各自的其它信号部分都包括人的呼吸指示。

68、一种用于计算生物组织中的动脉血和静脉血的成分含量的装置，所述的装置包括：

5 一个信号处理器，所述的信号处理器接收第一和第二输入，所述的两个输入中的第一个包括多个参比信号中的一个，所述的多个参比信号中的每一个与第二输入相关；

将所述第二输入和作为所述第一输入的所述多个参比信号中的每一个传送到所述信号处理器的装置；以及

10 针对作为所述第一输入的所述多个参比信号中的每一个，检测所述的信号处理器的输出信号的能量装置，其中，所述的能量是表明所述动脉血和静脉血成分含量的指示。

69、如权利要求 68 所述的装置，其特征在于，所述的动脉血和静脉血成分含量分别是动脉和静脉的血氧饱和度。

15 70、将一个生理监护仪中的噪声降低到最低程度的方法，所述的方法包括以下步骤：

检测一个第一被测信号，所述的第一被测信号的一部分代表了一个有生命的人的心率的频率；

检测至少一个第二被测信号，所述的第二被测信号的一部分至少部分地代表了一个有生命的人的血氧饱和度；

20 从所述的第一被测信号中分离出所述的频率；

将所述的至少一个第二被测信号传送到一个可调谐滤波器；

利用所述的频率调谐所述的可调谐滤波器；以及

利用所述的可调谐滤波器对所述的至少一个第二被测信号进行滤波。

# 说明书

## 信号处理装置

### 发明的领域

- 5 本发明涉及信号处理领域。更准确地说，本发明涉及对包括原始信号部分和二次信号部分在内的被测信号的处理，以在对原始信号部分和二次信号部分所知很少的条件下，达到对其消除或提取的目的。本发明特别涉及以一种新颖方式对被测信号建模，这种方式有利于使原始信号部分和二次信号部分之间的相关最小化，以提取原始信号和/或二次信号。本发明特别适用于包括血氧饱和度系统在内的生理监护系统。

### 相关技术说明

- 通常使用信号处理器将原始信号部分或二次信号部分从包含原始信号部分和二次信号部分的复合被测信号中提取出来或消除掉。例如，一种复合信号可能包含噪声和所需要的有用信号。如果二次信号部分与原始信号部分相比具有不同的频谱，则可用如低通滤波、带通滤波及高通滤波一类的常规滤波技术将原始信号部分或二次信号部分从整体信号中消除掉或提取出来。如果原始信号部分和/或二次信号部分存在于一固定频率上，则可用固定的一阶或多阶陷波滤波器将其消除。

- 20 通常情况下，原始信号部分和二次信号部分在频谱上相互重叠。更复杂的是，原始信号部分和二次信号部分这两部分信号或它们中的一个的统计特性会随时间发生变化，在这种情况下，常规滤波技术对原始信号或二次信号的提取是无能为力的。然而，如果能得到原始信号部分或二次信号部分的特征描述，则可用相关消除技术，如自适应消除技术来消除掉信号中的原始信号部分或二次信号部分中的一个，而保留下这两者中的另一个。换言之，如果给出有关一个信号部分的足够信息，这个信号部分就可被提取出来。

- 30 如自适应噪声消除器之类的常规的相关消除器，是通过动态改变其传递函数以适应或消除一复合信号的某些部分。但是，相关消除器需要仅与原始信号部分相关的原始参比信号或仅与二次信号部分相关的二次参比信号。例如，对于一个包括噪声和所需信号的被测信号，如果已知噪声的参比信号，则可用相关消除器将噪声消除。通常的情况就是这样。虽然参比信号的幅值和与其相应的原始信号部分或二次信号部分的

幅值肯定不同，但其频谱是和与其相应的原始信号部分或二次信号部分的频谱相似的。

许多情况下，对原始信号部分和/或二次信号部分一无所知或所知很少。对被测信号中的原始信号部分和二次信号部分的有关信息很难确定的一个领域就是生理监护。生理监护通常涉及从如人体之类的生理系统中提取的被测信号，例如，生理监护一般采用的测量包括心电、血压、血气饱和度（如血氧饱和度）、二氧化碳测量、其它血液成份监护、心率、呼吸频率、脑电图和呼吸深度等。另外几种测量形式主要包括对人体物质的压力和数量的测量，如心输出量、静脉血氧饱和度、动脉血氧饱和度、胆红素、血红蛋白总量、呼吸分析试验、药物试验、胆固醇测定、葡萄糖测定、外渗物和二氧化碳测定、蛋白质测定、一氧化碳测定和其它体内测量。由于在测量过程中病人体内和体表的运动（如肌肉运动、血管运动和测量探头的移动），通常造成上述这些测量的复杂性。

很多种生理测量都可通过利用一些已知的能量衰减特性作为能量通过某种媒质的一种选定形式来进行。

血气监护仪就是利用这种测量生物组织或生物物质对能量的衰减的原理来进行生理监护的系统的一个例子。血气监护仪将光射入被测的媒质中，并测量光随时间衰减的衰减函数。这种对动脉血流敏感的血气监护仪的输出信号包含着一种代表病人动脉脉搏的波形成份。如图 1 中所示的曲线 S，这种包含与病人脉搏相关的成份的信号被称为体积描记波。在血氧饱和度测量时使用体积描记波。如图 1 中的周期性的波 S 所示，当心脏搏动时，动脉中血量的增多和减少，可导致能量衰减的增加和减小。

通常，将如手指一类的趾部、耳垂、或血流靠近皮肤的其它身体部位作为媒质，让光能射入其中，以进行血气衰减测量。如图 2 所示，手指由皮肤、脂肪、骨、肌肉等构成，每一种组织都以其各自的通常是可预知的和固定的方式使入射到手指内的能量衰减。然而，当手指的可变部位受到无规律压迫时，如手指运动造成的压迫，则手指对能量的衰减也变成没有规律了。

在图 3 中示出了一个更接近实际的被测波形 S 的例子，展示出了运动的影响。与图 1 中的锯齿形波相应，信号 S 的原始体积描记波形部分是代表脉搏的波形。而由运动造成的、信号幅度较大的二次偏差则淹没

了所述的原始体积描记信号  $s$ 。在有二次信号成分  $n$  存在的情况下,甚至是很小的幅值变化也会导致很难将原始信号成分  $s$  区分出来。

脉搏血氧计是一种可无创测量动脉血氧饱和度的血气监护器。心脏的搏动促使含氧的新鲜血液流入动脉,导致能量衰减的增大。如本领域所公知的,动脉血氧饱和度可由用独立波长测得的两个体积描记波形的波谷相对于波峰的深度来确定。如图 3 中的体积描记波形所示,病人的运动会复合信号中引起运动偏差。这些运动偏差造成被测信号的失真。

### 发明概要

10 本发明在 1993 年 10 月 6 日递交的名为“信号处理装置”的第 08/132812 号美国专利公开的方法和装置的基础上做了改进,该在先申请已转让给本发明的受让人。本发明包括了几个不同的实施例,采用根据本发明的新颖的信号模型,以从复合的被测信号中分离出原始信号部分或二次信号部分。在一个实施例中,信号处理器获得一个第一被测信号和一个与第一被测信号相关的第二被测信号。所述的第一被测信号包括第一原始信号部分和第一二次信号部分;所述的第二信号包括第二原始信号部分和第二二次信号部分。可通过使能量在媒质中传播并在传播或反射后测量衰减后的信号的方法获得信号。或者,通过测量媒质所产生的能量的方法也能获得信号。

20 在一个实施例中,对第一被测信号和第二被测信号进行处理,以从第一及第二被测信号中产生一个不包含原始信号部分的二次参比号。这个二次参比信号与第一被测信号及第二被测信号的二次信号部分都相关。通过一个如自适应噪声消除器一类的相关消除器,所述的二次参比信号被用以消除第一信号和第二信号中的二次信号部分。所述的相关消除器是一种能获取第一输入和第二输入、并能从第一输入中将第二输入相关的所有信号成分去除的仪器。能完成或基本完成上述功能的任何系统在此都被认为是一种相关消除器。

30 一个自适应相关消除器可按类推法描述为一个其传递函数响应于参比信号和被测信号而动态变化以从被测信号中消除也存在于参比信号中的某些频率成分动态多级陷波滤波器。因而,典型的自适应相关消除器既要接收那些需要消除其中某些成分的信号,也需要接收不需要的信号部分的一个参比信号。相关消除器的输出是消除了不需要的成分

后的所需信号的一个良好的逼近值。

或者，第一被测信号和第二被测信号将被处理，以从第一被测信号或第二被测信号中生成一个不包含二次信号部分的原始参比信号。然后通过相关消除器，将原始参比信号用于消除第一被测信号及第二被测信号中的原始信号部分。相关消除器的输出是消除了原始信号部分后的二次信号部分的一个很好的逼近值，这个输出信号将在该设备或另一辅助设备上被用于进行后续处理。在此，这个二次信号部分的逼近值可以以一个参比信号的身份与第一或第二被测信号共同输入到一个第二相关消除器中，以分别进行第一或第二原始信号部分的计算。

生理监护仪可得益于本发明的信号处理器。通常，通过生理测量可获得包含第一原始信号部分和第一二次信号部分的第一信号及包含第二原始信号部分和第二二次信号部分的第二信号。所述的信号一般是通过让能量在病人体内（或在病人呼出的空气、血液、组织等身体提取物中）传播或在管腔内传播，然后测量能量在传输和反射后的衰减信号的方式获得的。或者，通过测量病人身体产生的能量，如心电图，来获得信号。上述信号经本发明的信号处理器处理，生成二次参比信号或原始参比信号，它被输入到自适应噪声消除器之类的相关消除器中。

得益于本发明的一种生理监护仪器是一种可用于检测可代表动脉脉搏的信号的监护系统，所述的信号被称作体积描记波。这个脉搏信号可用于血压的计算、血液成分测量等。一个专门的应用例子就是脉搏血氧测量。脉搏血氧测量包括血液中的氧饱和度的测定。在这种情况下，信号的原始信号部分指的是当能量通过血流靠近皮肤表面的身体部位时动脉血对能量衰减所起的作用。心脏的搏动导致动脉血流的周期性增多和减少，在体积描记图上代表动脉脉搏的周期性波形上产生周期性衰减。信号的二次信号部分指的是噪声。根据本发明，对被测信号进行建模，使这个信号的二次信号部分与当能量通过身体时静脉血对能量衰减所起的作用相关。这个二次信号部分也包含由于病人运动引起的偏差，病人的运动导致静脉血以不可预测的方式流动，导致不可预测的能量衰减，并对其它可预测的体积描记波形造成破坏。尽管病人呼吸的频率通常低于脉搏的频率，但呼吸也会引起二次信号部分或噪声部分变化。因此，根据本发明对形成体积描记波形的被测信号进行建模，使信号的原始信号部分能代表动脉血对能量衰减所起的作用，而二次信号部分则由



其它几个参数产生。

一种特别适合进行脉搏血氧饱和度测量的生理监护仪具有两个以不同的波长发射光线的发光二极管，以产生第一信号和第二信号。一个探测器记录当两束光通过一吸收性媒质（如手指等趾部、耳垂等）时的各自的能量衰减。衰减后的信号一般包含原始信号部分（动脉衰减）和二次信号部分（噪声）。用一个固定的滤波系统，如带通滤波器，来滤除二次信号部分中的我们感兴趣的已知频段之外的信号部分，而在保留原始信号部分同时，保留二次信号部分中的通常由病人运动引起的、难以消除的无规律部分或随机部分。

一个根据本发明的一个实施例的处理器可从被测信号中消除其原始信号部分，生成一个综合了剩余的二次信号部分的二次参比信号。所述的二次参比信号与二个二次信号部分都相关。这个二次参比信号和至少一个被测信号被输入到一个如自适应噪声消除器之类的相关消除器中，以消除二次信号部分中的随机部分或无规律部分。这样，就测得了在其中一个被测信号的波长处所测量到的原始体积描记信号的良好逼近值。如本领域所公知的，利用体积描记信号，可以以多种方式对人体内含氧动脉血的量进行定量测定。

根据本发明的处理器，也可从被测信号中消除其二次信号部分，生成一个综合了剩余的原始信号部分的原始参比信号。所述的原始参比信号与二个原始信号部分都相关。这个原始参比信号和至少一个被测信号被输入到一个相关消除器中，以消除被测信号中的原始信号部分。这样，当以其中一个测量波长测量时，就测得了二次信号的很好的逼近值。这个信号既可用于从一辅助设备中消除二次信号，也可以用于静脉血氧饱和度的测定。

根据本发明的信号模型，两个都具有原始信号部分和二次信号部分的被测信号可以通过几个系数相关。通过使两个等式相对于根据本发明所确定的几个系数相关，所述的系数提供了关于动脉血氧饱和度的信息和噪声信息（静脉血氧饱和度及其它参数）。根据本发明的这一方面，如模型所定义，所述的系数可用使原始信号部分和二次信号部分之间的相关最小的方法确定。因此，本发明的信号模型还可以以很多种方式应用于获得被测信号的信息，这些将在对优选实施例进行详细描述时进一步说明。

本发明的一个方面是一种用于信号处理器的方法，该方法用于处理至少两个被测信号  $S_1$  和  $S_2$ ，每个被测信号中都包含有原始信号部分  $s$  和二次信号部分  $n$ ，信号  $S_1$  和  $S_2$  可由下列关系式表示：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

5

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为相关系数。

10 本方法包括几个步骤。首先确定使  $s_1$  和  $n_1$  相关最小的系数  $r_a$  的值，然后，利用所确定的  $r_a$  的值处理第一信号和第二信号中的至少一个，以从第一被测信号或第二被测信号两者中的至少一个显著降低  $n$ ，以形成一个干净的信号。

15 在一个实施例中，上述的干净信号显示在一个显示器上。在另外一个实施例中，第一和第二信号是生理信号，其方法进一步包括处理干净信号以从第一被测信号和第二被测信号中确定生理参数的步骤。在一个实施例中，所述的参数是动脉血氧饱和度。在另外一个实施例中，所述的参数是心电信号。在又一个实施例中，被测信号的第一部分表现为一心脏体积描记图，其方法进一步包括计算脉搏脉率的步骤。

20 本发明的另一个方面包括一个生理监护仪。该监护仪具有一个能接收第一被测信号  $S_1$  的第一输入，所述的第一被测信号  $S_1$  包含有原始信号部分  $s_1$  和二次信号部分  $n_1$ 。这个监护仪也具有一个能接收第二被测信号  $S_2$  的第二输入，所述的第二被测信号  $S_2$  包含有原始信号部分  $s_2$  和二次信号部分  $n_2$ 。有利的是，第一被测信号  $S_1$  和第二被测信号  $S_2$  具有以下关系：

25

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数。

30

所述的监护仪还具有一个扫描参比处理器，响应于多个  $r_a$  的可能值，该扫描参比处理器将第二被测信号与每个  $r_a$  的可能值及每个结果的可能值相乘，以从第一被测信号中去掉结果值从而产生多个输出信号。

一个具有能接收第一被测信号做为其第一输入的、并具有能从饱和度扫描参比处理器那里接收多个输出信号做为其第二输入的相关消除器，将生成多个对应于在上述多个输出信号与第一被测信号间进行的相关消除的输出向量。一个能以从上述相关消除器处接收的多个输出向量作为其输入5 的积分器响应于该多个输出向量以分别确定每个输出向量的相应功率。一个极值探测器的输入端与上述积分器的输出相连。这个极值探测器将响应于每个输出向量的相应功率以求出所选择的功率。

在一个实施例中，所述的多个可能值对应于一个所选的血液成分的多个可能值；在一个实施例中，所选的血液成分是动脉血氧饱和度；在10 另一个实施例中，所选的血液成分是静脉血氧饱和度；而在又一个实施例中，所选的血液成分是一氧化碳。

本发明的另一个方面包括一个生理监护仪。该监护仪具有一个能接收第一被测信号  $S_1$  的第一输入，所述的第一被测信号  $S_1$  包含有原始信号部分  $s_1$  和二次信号部分  $n_1$ 。这个监护仪也具有一个能接收第二被测15 信号  $S_2$  的第二输入，所述的第二被测信号  $S_2$  包含有原始信号部分  $s_2$  和二次信号部分  $n_2$ 。第一被测信号  $S_1$  和第二被测信号  $S_2$  具有以下关系：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

式中  $s_1$  及  $s_2$  和  $n_1$  及  $n_2$  的关系如下：

20 
$$s_1 = r_a s_2 \text{ 和 } n_1 = r_v n_2$$

其中  $r_a$  和  $r_v$  为系数。

一个转换模块响应于第一和第二被测信号及  $r_a$  的多个可能值从而提供至少一个功率曲线做为其输出。一个极值计算模块响应于至少一个功率曲线以选定一个使  $n$  和  $s$  相关最小的  $r_a$  值，并根据  $r_a$  值计算出一个25 相应的饱和度值做为其输出。一个显示模块响应于饱和度计算的输出以显示饱和度值。

附图简述

图 1 表示一个理想的体积描记波形。

图 2 简要表示了一个普通的手指。

30 图 3 表示了一个包含由运动引起的无规律信号部分的体积描记波形。

图 4a 是一个用以计算原始生理信号的生理监护仪的示意图。

图 4b 是一个用以计算二次生理信号的生理监护仪的示意图。

图 5a 示出了一个可用于生理监护仪进行原始信号计算的自适应噪声消除器的例子。

5 图 5b 示出了一个可用于生理监护仪进行二次运动干扰信号计算的自适应噪声消除器的例子。

图 5c 表示了一个多阶陷波滤波器的传递函数。

图 6a 是含有 N 种组分的吸收材料的简图。

图 6b 是含有 N 种组分的吸收材料的另一个简图，在吸收材料中具  
有一个混合层。

10 图 6c 是含有 N 种组分的吸收材料的另一个简图，在吸收材料中具有二个混合层。

图 7a 是按照本发明的一个方面用以计算原始信号和二次信号的一种监护仪的简图。

15 图 7b 将理想的相关消除器的能量或功率输出表示为信号系数  $r_1$ 、 $r_2$ 、 $\dots$ 、 $r_n$  的函数，在这个特定的例子中， $r_3=r_a, r_7=r_v$ 。

图 7c 将非理想的相关消除器的能量或功率输出表示为信号系数  $r_1$ 、 $r_2$ 、 $\dots$ 、 $r_n$  的函数，在这个特定的例子中， $r_3=r_a, r_7=r_v$ 。

图 8 是一个联合处理估计器的示意模型，该估计器具有一个最小二乘法点阵预测器和一个回归滤波器。

20 图 8a 是一个联合处理估计器的示意模型，该估计器具有一个 QRD 最小二乘法点阵(LSL)预测器和一个回归滤波器。

图 9 是一个以软件方式实现图 8 中所示的联合处理估计器模型的子程序的流程图。

25 图 9a 是一个以软件方式实现图 8a 中所示的联合处理估计器模型的子程序的流程图。

图 10 是一个联合处理估计器的示意模型，该估计器具有一个最小二乘法点阵预测器和二个回归滤波器。

图 10a 是一个联合处理估计器的示意模型，该估计器具有一个 QRD 最小二乘法点阵预测器和二个回归滤波器。

30 图 11 是根据本发明一个方面的教导的生理监护仪的一个例子。

图 11a 表示了一个具有数-模转换器的低噪声发射电流驱动器的例子。

图 12 表示的是图 11 所示的生理监护仪的前端模拟信号调节电路和模-数转换电路。

图 13 进一步详细地表示了图 11 中的数字信号处理电路。

图 14 表示了图 11 中的数字信号处理电路的更加详细的操作。

5 图 15 更详细地表示了图 14 中的解调模块。

图 16 更详细地表示了图 14 中的分样 (decimation) 模块。

图 17 表示图 14 中的统计模块操作的更详细的方块示意图。

图 18 表示图 14 中的饱和度变换模块的一个实施例的操作的方块示意图。

10 图 19 表示图 14 中的饱和度计算模块的操作的方块示意图。

图 20 表示图 14 中的脉率计算模块的操作的方块示意图。

图 21 表示图 20 中的运动干扰消除模块的操作的方块示意图。

图 21a 表示图 20 中的运动干扰消除模块的操作的另一个方块示意图。

15 图 22 表示一个根据本发明原理的一个饱和度转换曲线。

图 23 表示另外一个用以求得饱和度值的饱和度转换的一个可供选择的实施例的方块示意图。

图 24 表示一个对应于图 23 的可供选择的实施例的饱和度转换直方图。

20 图 25A 至图 25C 还示出了另外一个可求得饱和度的优选实施例。

图 26 表示用于本发明的处理器中以确定二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  的, 及用于相关消除器的, 用波长为  $\lambda_a = \lambda_{red} = 660\text{nm}$  的红光测量出的信号。这个被测信号包含一个原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和一个二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$ 。

25 图 27 表示了用于本发明的处理器中以确定二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  的, 及用于相关消除器的, 用波长为  $\lambda_b = \lambda_{IR} = 910\text{nm}$  的红外光测量出的信号。这个被测信号包含一个原始信号部分  $s_{\lambda_b}(t)$  和一个二次信号部分  $n_{\lambda_b}(t)$ 。

图 28 示出了用本发明的处理器确定的二次参比信号  $n'(t)$ 。

30 图 29 示出了通过用二次参比信号  $n'(t)$  进行相关消除所估计出的, 在  $\lambda_a = \lambda_{red} = 660\text{nm}$  波长测得的信号  $S_{\lambda_a}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  的一个很好逼近  $s''_{\lambda_a}(t)$ 。

图 30 示出了通过用二次参比信号  $n'(t)$  进行相关消除所估计出的,在  $\lambda_b = \lambda_{IR} = 910\text{nm}$  波长测得的信号  $S_{\lambda_b}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda_b}(t)$  的一个很好逼近  $s''_{\lambda_b}(t)$ 。

图 31 描述了一个 3 个同心电极序列, 即一个三极电极传感器, 用以提取供本发明使用的心电图 ( ECG ) 信号  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$ 。每个心电

图 32 展示了一个抽头延时线式有限冲击响应 ( FIR ) 滤波器。

图 33 示出了一种输出两种频率的有限冲击响应滤波器的相位累加。

图 34 示出了一个 M 阶全通子滤波(subfilter)器。

图 35 示出了来自于一个 2 通路全通网络的互补低通和高通滤波器。

图 36 示出了一种作为半波谱传递滤波器(transformed half band filter)的希尔博特传递全通滤波器结构。

图 37 示出了一种再采样二通路全通滤波器。

图 38 示出了一个具有  $Z^{-4}$  的多项式的迭代二通路滤波器的谱。

图 39 示出了四通路象限同心和基数同心滤波器(quadrant centered and cardinal centered filter)组的谱。

图 40 示出了一个全通滤波器的低通变换。

图 41A 示出了一全通滤波器的结构图。

图 41B 示出了一个多相全通结构。

图 42 展示了 M 阶全通子滤波器的零点-极点分布。

图 43A 至图 43D 示出了全通滤波器通路的典型相位响应和相应的幅度响应。

图 44A 和图 44B 示出了 2 通路和 5 通路多相全通网络的零点-极点分布和幅度响应。

图 45 示出了一个全通滤波器的带通变换。

发明的详细说明

本发明包括一个应用第一被测信号和第二被测信号的系统, 第一和第二被测信号中都包含有原始信号部分和二次信号部分。换言之, 给出第一复合信号  $S_1 = s_1(t) + n_1(t)$  和第二复合信号  $S_2 = s_2(t) + n_2(t)$ , 就可用根据本发明的系统分离出其中的原始信号部分  $s(t)$  或二次信号部分

$n(t)$ 。经过处理，系统输出了一个二次信号部分  $n(t)$  的很好的逼近值  $n''(t)$  或原始信号部分  $s(t)$  的一个很好的逼近值  $s''(t)$ 。

当原始信号部分和/或二次信号部分中具有恒定部分、可预测部分、干扰部分和随机部分中的一个或多个时，本发明的系统特别适用。所述的原始信号逼近  $s''(t)$  或所述的二次信号逼近  $n''(t)$  是通过从复合信号  $S(t)$  中尽可能多地消除二次信号部分  $n(t)$  或原始信号部分  $s(t)$  的方式提取出来的。上述消除过程的剩余信号即分别形成了原始信号的逼近  $s''(t)$  或二次信号的逼近  $n''(t)$ 。用如简单的减法、低通滤波、带通滤波、高通滤波等传统滤波方法可很容易地消除二次信号  $n(t)$  中的恒定部分和可预测部分。而干扰信号由于其不可预测性，所以比较难以消除。如果对干扰信号有所了解，即便是统计意义上的了解，也可能通过传统的滤波技术从被测信号中将干扰信号，至少是干扰信号的一部分消除掉。然而，对二次信号部分  $n(t)$  的干扰信号部分通常是一无所知，在这种情况下，传统的滤波技术是没有效果的。

为消除二次信号部分  $n(t)$ ，根据本发明对第一被测信号  $S_1$  和第二被测信号  $S_2$  建模如下：

$$S_1 = s_1 + n_1$$

$$S_2 = s_2 + n_2$$

且  $s_1 = r_a s_2$  和  $n_1 = r_v n_2$

或  $r_a = s_1 / s_2$  和  $r_v = n_1 / n_2$

式中  $s_1$  和  $n_1$  至少为部分（最好是完全）不相关，且  $s_2$  和  $n_2$  至少为部分（最好是完全）不相关。如上所确定的，第一被测信号  $S_1$  和第二被测信号  $S_2$  通过相关系数  $r_a$  和  $r_v$  相关。这些相关系数的选出和使用将在下面进一步论述。

根据本发明的一个方面，所述的信号模型将与如自适应噪声消除器之类的相关消除器共同使用，以消除或提取被测信号中的干扰部分。

通常，一个相关消除器具有两个输入信号和一个输出信号。其中一个输入信号为二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$ ，这些参比信号分别与复合信号  $S(t)$  中的二次信号部分  $n(t)$  或原始信号部分  $s(t)$  相关。另一个输入信号为复合信号  $S(t)$ 。在理想状态下，相关消除器的输出  $s''(t)$  或  $n''(t)$  只分别地与原始信号部分  $s(t)$  或二次信号部分  $n(t)$  相对应。通常相关消除器应用中的最难的任務就是确定分别与被测信号  $S(t)$  中的二次信

号部分  $n(t)$  和原始信号部分  $s(t)$  相关的参比信号  $n'(t)$  和  $s'(t)$ ，其原因是，如上所述，原始信号部分和二次信号部分是很难从被测信号中分离出来的。在本发明的信号处理器中，二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  是从两个以不同波长  $\lambda_a$  和  $\lambda_b$  同时或准同时测得的复合信号中确定的。

5 图 4a 和图 4b 是一个包括了本发明的一个信号处理器和一个相关消除器的监护仪原型的方框示意图。两个被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  由探测器 20 获取。本领域的技术人员都知道对于某些生理测量，用多于一个的探测器进行测量可能更为先进。每个信号都被信号调节器 22a 和 22b 调节。所述的调节包括但并不仅限于以下过程，如对信号进行滤波以消除  
10 其恒定部分，对信号进行放大以便于处理。然后通过模-数转换器 24a 和 24b 将上述信号转换为数字信号。第一被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  包括一个第一原始信号部分，在此用符号  $s_{\lambda_a}(t)$  表示，及一个第一二次信号部分，在此用符号  $n_{\lambda_a}(t)$  表示。第二被测信号  $S_{\lambda_b}(t)$  至少与第一被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  部分地相关，并包括一个第二原始信号部分，在此用符号  $s_{\lambda_b}(t)$  表示，及一个  
15 第二二次信号部分，在此用符号  $n_{\lambda_b}(t)$  表示。一般第一和第二二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  对于原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  是不相关的并且/或者是无规律的。所述的二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  通常是由于病人在生理测量时运动造成的。

信号  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  被输入到一个参比处理器 26 中，这个参比处理  
20 器 26 将第二被测信号  $S_{\lambda_b}(t)$  乘以因子  $r_a(r_a=s_{\lambda_a}(t)/s_{\lambda_b}(t))$  或因子  $r_v(r_v=n_{\lambda_a}(t)/n_{\lambda_b}(t))$ ，然后从第一被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  中减去第二被测信号  $S_{\lambda_b}(t)$ 。确定系数因子  $r_a$  和  $r_v$  以使当两个信号  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  被相减时，可使原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  分别被消除。这样，参比处理器 26 的输出，将是一个如图 4a 所示的二次参比信  
25 号  $n'(t)=n_{\lambda_a}(t)-r_a n_{\lambda_b}(t)$ ，该参比信号与二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  都相关；或将是一个如图 4b 所示的原始参比信号  $s'(t)=s_{\lambda_a}(t)-r_v s_{\lambda_b}(t)$ ，该参比信号与原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  都相关。将一个参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  与两个被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  或  $S_{\lambda_b}(t)$  中的一个一道输入到一个相关处理器 27 中，该相关处理器用参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  从被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  或  $S_{\lambda_b}(t)$  中消  
30 除其二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  或  $n_{\lambda_b}(t)$  或原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  或  $s_{\lambda_b}(t)$ 。相关处理器 27 的输出是原始信号的很好的逼近  $s''(t)$  或二次信号的很好的逼近  $n''(t)$ 。在一个实施例中，所述的逼近值  $s''(t)$  或  $n''(t)$  被显示在一个显示器



28 上。

在一个实施例中，用一种自适应噪声消除器 30 作为相关消除器 27，这种自适应噪声消除器 30 的一个例子如图 5a 的方框示意图所示，以从第一信号  $S_{\lambda a}(t)$  或第二信号  $S_{\lambda b}(t)$  中消除无规律的二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$ 。图 5a 中的自适应噪声消除器 30 的一个输入是对一个与二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  相关的二次参比信号  $n'(t)$  的采样。通过本文所描述的本发明的处理器 26，从两个被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  中确定所述的二次参比信号  $n'(t)$ 。所述的自适应噪声消除器的第二个输入是对第一复合信号  $S_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t)$  或对第二复合信号  $S_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t)$  的采样。

如图 5b 所示的自适应噪声消除器 30 也可被用于从第一被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或第二被测信号  $S_{\lambda b}(t)$  中消除原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$ 。这个自适应噪声消除器 30 的一个输入是对一个与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  相关的原始参比信号  $s'(t)$  的采样。通过本文所描述的本发明的处理器 26，从两个被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  中确定所述的原始参比信号  $s'(t)$ 。所述的自适应噪声消除器 30 的第二个输入是对第一被测信号  $S_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t)$  或对第二被测信号  $S_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t)$  的采样。

所述的自适应噪声消除器 30 的功能是消除参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  与被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  中所共有的频率成分。由于参比信号与二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  或与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  是相关的，所以参比信号也相应地具有无规律性或具有很好的表现性。所述的自适应噪声消除器 30 的工作方式可比喻为是一个基于参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  的频谱分布的动态多阶陷波滤波器。

图 5c 示出了一个多阶陷波滤波器的典型传递函数。该传递函数幅值的凹陷或下落，表示当信号通过该陷波滤波器时被衰减或被消除的频率。该陷波滤波器的输出是消除了陷波频率后的复合信号。在类似的自适应噪声消除器 30 中，陷波频率根据自适应噪声消除器 30 的输入的变化而不断变化。

所述的自适应噪声消除器 30（如图 5a 和 5b 所示）生成一个输出信号，这里用符号  $s''_{\lambda a}(t)$ 、 $s''_{\lambda b}(t)$ 、 $n''_{\lambda a}(t)$  和  $n''_{\lambda b}(t)$  表示，该输出信号被反馈至自适应噪声消除器 30 的一个内部处理器 32 中。该内部处理器 32 根据预先设置的算法自动地调整其自身的传递函数，以使该内部处理

器 32 的输出(该输出在图 5a 中用符号  $b_{\lambda}(t)$  表示而在图 5b 中用符号  $c_{\lambda}(t)$  表示)与二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  或与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$  接近相同。用被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  减去图 5a 所示的内部处理器 32 的输出  $b_{\lambda}(t)$ , 得到一个信号输出  $s''_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t) - b_{\lambda}(t)$  或信号输出  $s''_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t) - b_{\lambda}(t)$ 。所述的内部处理器对信号  $s''_{\lambda a}(t)$  或  $s''_{\lambda b}(t)$  进行优化, 使  $s''_{\lambda a}(t)$  和  $s''_{\lambda b}(t)$  分别近似等于原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$ 。用被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  减去图 5b 所示的内部处理器 32 的输出  $c_{\lambda}(t)$ , 得到一个信号输出  $n''_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t) - c_{\lambda}(t)$  或信号输出  $n''_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t) - c_{\lambda}(t)$ 。所述的内部处理器对信号  $n''_{\lambda a}(t)$  或  $n''_{\lambda b}(t)$  进行优选, 使  $n''_{\lambda a}(t)$  和  $n''_{\lambda b}(t)$  分别近似等于原始信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$ 。

可用于调整内部处理器 32 的传递函数的一个算法为最小二乘法算法, 如在 1985 年由 PrenticeHall 出版的, 由 BernardWidrow 和 SamuelStearns 所著的《自适应信号处理》一书的第 6 章和第 12 章所论述的一样。该书的全部包括第 6 章和第 12 章被本文引用为参考文献。

图 5a 和 5b 所示的自适应处理器 30 已被成功地应用于解决很多问题, 包括天线旁瓣消除、模式识别、常规的周期性干扰消除及消除长距离电话传输线上的回音信号等。然而, 由于信号部分  $n_{\lambda a}(t)$ 、 $n_{\lambda b}(t)$ 、 $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  很难从被测复合信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  中分离出来, 所以通常需要依靠独到的设计来找到合适的参比信号  $n'(t)$  和  $s'(t)$ 。如果实际二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  及原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$  是先验可知的, 则不需要这些相关消除技术了。

#### 原始信号部分和二次信号部分的通常确定

以下描述如何确定参比信号  $n'(t)$  和  $s'(t)$ 。例如, 通过一个探测器以一个波长  $\lambda_a$  测得第一被测信号, 生成一个信号  $S_{\lambda a}(t)$ :

25

$$S_{\lambda a} = s_{\lambda a} + n_{\lambda a} \quad (1)$$

这里  $s_{\lambda a}$  为原始信号部分,  $n_{\lambda a}$  为二次信号部分。

同时或几乎同时以一个不同的波长  $\lambda_b$  进行与上述相似的测量, 得到:

30

$$S_{\lambda b} = s_{\lambda b} + n_{\lambda b} \quad (2)$$

因为在测量过程中  $S_{\lambda_a}$  和  $S_{\lambda_b}$  基本上同时测量，所以所有随机干扰或无规律干扰几乎以相同的方式作用于两个测量，因此二次信号成分  $n_{\lambda_a}$  和  $n_{\lambda_b}$  是相关的。基本上可预测的原始信号成分  $s_{\lambda_a}$  和  $s_{\lambda_b}$  也是相互相关的。

为了得出参比信号  $n'(t)$  和  $s'(t)$ ，需要将被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  进行变换，以分别从中消除原始信号成分或二次信号成分。根据本发明，进行上述工作的一个方法是在原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  与二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  之间找到比例常数  $r_a$  和  $r_v$ ，以使信号建模如下：

$$s_{\lambda_a}(t) = r_a s_{\lambda_b}(t) \quad (3)$$

$$n_{\lambda_a}(t) = r_v n_{\lambda_b}(t)$$

根据本发明所独创的信号模型，很多种测量都可满足上述这些比例关系，包括但并不只限于能量吸收式测量和生理测量。此外，根据本发明的信号模型，在大多数测量中，所述的比例常数将满足以下关系：

$$n_{\lambda_a}(t) \neq r_a n_{\lambda_b}(t) \quad (4)$$

$$s_{\lambda_a}(t) \neq r_v s_{\lambda_b}(t).$$

将式(2)乘以  $r_a$ ，然后将式(1)减去式(2)即得到一个原始信号项  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  已被消除了的单等式：

$$n'(t) = S_{\lambda_a}(t) - r_a S_{\lambda_b}(t) = n_{\lambda_a}(t) - r_a n_{\lambda_b}(t) \quad (5a)$$

从而得到了一个与二次信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  都相关的非零信号，该非零信号可在一个例如自适应噪声消除器一类的相关消除器中被用作为二次参比部信号  $n'(t)$ 。

将式(2)乘以  $r_v$ ，然后将式(1)减去式(2)即得到一个二次信号项  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  已被消除了的单等式：

$$s'(t) = S_{\lambda a}(t) - r_v S_{\lambda b}(t) = s_{\lambda a}(t) - r_v s_{\lambda b}(t) \quad (5b)$$

从而得到了一个与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  都相关的非零信号，该非  
5 零信号可在一个如自适应噪声消除器一类的相关消除器中被用作为参  
比部信号  $s'(t)$ 。

在一个能量吸收式系统中原始参比信号和二次参比信号的确定的  
一个实例。

10 相关消除技术特别适应于很多种通常被描述为吸收测量的测量  
中。一个吸收式监测仪的例子是在吸收材料发生变化时测定吸收材料中  
能量吸收成分的浓度的监测仪，在该吸收式监测仪中利用了以由本发明  
的处理器确定的参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  为基础的如自适应噪声消除的相关  
消除技术。上述的吸收材料的变化可由那些其信息是我们需要的因素或  
15 原始因素造成的，另外，也可由随机的或无规律的二次因素，如加在材  
料上的机械力等因素造成的。如运动一类的随机的或无规律的干扰在被  
测信号中构成二次成分。如果已知一个适当的二次参比信号  $n'(t)$  或原始  
参比信号  $s'(t)$ ，即可用相关消除器消除或提取这些二次成分。

20 图 6a 示出了一个包括具有  $N$  种不同吸收成分的一个容器 42 的  $N$   
组分吸收材料的简图， $N$  种组分用符号  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ ...  $A_N$  表示。在  
图 6a 中成分  $A_1$  至  $A_N$  以通常的层叠方式排列在容器 42 中。一个吸收系  
统的特定形式的例子是这样一种系统，在该系统中，光能穿过容器 42  
并根据广义的光吸收的 Beer-Lambert 定律被吸收。对于波长为  $\lambda_a$  的  
光，其衰减可以用下列公式近似计算：

$$25 \quad I = I_0 \exp\left(-\sum_{i=1}^N \epsilon_{i,\lambda a} C_i X_i\right) \quad (6)$$

首先通过两边取自然对数和同类项运算对信号进行变换，使信号成分由  
加法式组成而不是由乘法式组成，即：

$$30 \quad S_{\lambda a} = \ln(I_0/I) = \sum_{i=1}^N \epsilon_{i,\lambda a} C_i X_i \quad (7)$$

这里  $I_0$  为入射光的能量强度；  $I$  是经传导后的光能量的强度；  $\epsilon_i, \lambda_a$  是在波长  $\lambda_a$  时第  $i$  种成分的吸收系数；  $x_i(t)$  是第  $i$  层光学路径的长度，即光能所通过的第  $i$  层材料的厚度；  $c_i(t)$  是第  $i$  种成分在相应于厚度  $x_i(t)$  的容积中的浓度值。吸收系数  $\epsilon_1$  至  $\epsilon_N$  是已知的在任何波长时都不变的值。因为大多数单层的光学路径长度  $x_i(t)$  是未知的，所以从  $c_1(t)$  至  $c_N(t)$  的大多数浓度值一般也是未知的。总体光学路径长度是各个单层光学路径长度  $x_i(t)$  之和。

如果没有任何因素使材料各层的厚度发生变化，则每层的光学路径长度  $x_i(t)$  通常是恒定的。因而其光学能量的衰减也通常为恒定值，从而在被测信号中造成恒定的偏差。因为所要求出的通常是有关能扰动材料的因素，所以我们对上述这种信号偏差部分无多大兴趣。所感兴趣的已知带宽之外的任何信号部分，包括当无变化发生时由组分的通常恒定的能量吸收所生成的恒定的不需要的信号部分，将被消除。通过传统的带通滤波技术很容易完成上述的消除。然而，当材料受外因影响时，组分的每一层之间都受到不同的扰动。某些对各层光学路径长度  $x_i(t)$  的扰动会在代表需要信息或原始信息的被测信号中产生偏差。而另一些对各层光学路径长度  $x_i(t)$  的扰动则会在被测信号中产生不被需要的偏差或二次偏差，这些偏差淹没了被测信号中的原始信息。为从被测信号中获得原始信息，对应于二次偏差的二次信号成分也必须被消除掉。同样，有能力计算出由二次偏差直接引起的二次信号成分，就可以通过简单的减法或相关消除技术从被测信号中获得原始信号成分。

相关消除器可以选择性地从复合信号中消除由这样的因素引起的原始或二次信号分量（该因素对该材料的干扰或改变，与在此之前已经扰动或改变了所述材料的因素不同），从而产生原始信号成分或二次信号成分，所述的复合信号是在能量经吸收材料传导后或由吸收材料反射后测得的。为说明方便，假设被测信号中被认为是原始信号  $s_{\lambda_a}(t)$  的部分是与感兴趣组分  $A_5$  相关的衰减项  $\epsilon_5 c_5 x_5(t)$ ，所述的组分  $A_5$  这一层所受到扰动的影响与其它组分  $A_1$  至  $A_4$  及  $A_6$  至  $A_N$  的各层不同。这种情况的一个例子是当  $A_5$  受到那些其信息被认为是原始信号的因素影响时，此外，整个材料还同时受到对每一层都有作用的因素的影响。在这种情况下，由于影响  $A_5$  组分层的总体因素不同于影响其它组分层的那些总体因素，并且有关组分层  $A_5$  的所有因素和总的扰动的信息被认为是原始

信号，所以由组分  $A_1$  至  $A_4$  及  $A_6$  至  $A_N$  所产生的衰减项就构成了二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$ 。尽管影响整个材料的另外因素在每一层（包括  $A_5$  层）都造成同样扰动，但作用在  $A_5$  组分层上的所有因素使  $A_5$  层具有与其它  $A_1$  至  $A_4$  及  $A_6$  至  $A_N$  组分层不同的总体扰动。

5 通常情况是，作用于与二次信号有关的层上的全部扰动是由随机或无规律因素引起的。这样导致了所述层的厚度无规律变化，并导致每层的光学路径长度  $x_i(t)$  无规律变化，由此产生了随机的或无规律的二次信号成分  $n_{\lambda a}(t)$ 。然而，只要作用于  $A_5$  组分层的扰动与作用于其它组分层的扰动是不同的，则不论二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  是否是无规律的，这个二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  都可通过一个如自适应噪声消除器那样的以根据本发  
10 明的处理器所确定的二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  作为输入的相关消除器来消除掉或提取出来。所述的相关消除器生成原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  的一个很好的逼近值。只要已知了原始信号部分的逼近值，那么通常也就可以确定所感兴趣的组分的浓度  $c_5(t)$  了，  
15 因为在一些生理测量中，原始信号成分的厚度，在本例中为  $x_5(t)$ ，是已知的或可确定的。

相关消除器使用了从两个基本同时测得的信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  中确定的二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$ 。  $S_{\lambda a}(t)$  是以上式(7)确定的，  $S_{\lambda b}(t)$  也以类似方式确定，只是以不同的波长  $\lambda b$ 。为求得二次参比  
20 信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$ ，在两个不同波长  $\lambda a$  和  $\lambda b$  下测得经传输衰减后的能量，并进行对数变换。经对数变换后的信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  如下：

$$S_{\lambda a}(t) = \epsilon_{5, \lambda a} C_5 X_5(t) + \sum_{i=1}^4 \epsilon_{i, \lambda a} C_i X_i + \sum_{i=6}^N \epsilon_{i, \lambda a} C_i X_i \quad (8)$$

$$25 \quad S_{\lambda a}(t) = \epsilon_{5, \lambda a} C_5 X_5(t) + n_{\lambda a}(t) \quad (9)$$

$$S_{\lambda b}(t) = \epsilon_{5, \lambda b} C_5 X_5(t) + \sum_{i=1}^4 \epsilon_{i, \lambda b} C_i X_i + \sum_{i=6}^N \epsilon_{i, \lambda b} C_i X_i \quad (10)$$

$$30 \quad S_{\lambda b}(t) = \epsilon_{5, \lambda b} C_5 X_5(t) + n_{\lambda b}(t) \quad (11)$$

对信号的进一步变换是根据本发明的信号模型的比例关系确定  $r_a$  和  $r_v$ ，与式(3)相似，这些变换可确定噪声参比信号  $n'(t)$  和原始参比信号

$s'(t)$ . 这些变换为:

$$\epsilon_{5,\lambda a} = \Gamma_a \epsilon_{5,\lambda b} \quad (12a)$$

$$n_{\lambda a} = \Gamma_v n_{\lambda b} \quad (12b)$$

其中

$$5 \quad n_{\lambda a} \neq \Gamma_a n_{\lambda b} \quad (13a)$$

$$\epsilon_{5,\lambda a} \neq \Gamma_v \epsilon_{5,\lambda b} \quad (13b)$$

通常式(12)和式(13)可同时被满足。用  $r_a$  乘以式(11), 并用式(9)减去其乘积, 则生成了一个非零的二次参比信号, 该信号为二次信号成分的线性和:

$$10 \quad n'(t) = S_{\lambda a}(t) \cdot r_a S_{\lambda b}(t) - n_{\lambda a}(t) \cdot r_a n_{\lambda b}(t) \quad (14a)$$

$$15 \quad \begin{aligned} & - \sum_{i=1}^4 \epsilon_{i,\lambda a} c_i x_i(t) + \sum_{i=6}^N \epsilon_{i,\lambda a} c_i x_i(t) \\ & \sum_{i=1}^4 r_a \epsilon_{i,\lambda b} c_i x_i(t) + \sum_{i=6}^N r_a \epsilon_{i,\lambda b} c_i x_i(t) \end{aligned} \quad (15a)$$

$$- \sum_{i=1}^4 c_i x_i(t) [\epsilon_{i,\lambda a} \cdot r_a \epsilon_{i,\lambda b}] +$$

$$20 \quad \sum_{i=6}^N c_i x_i(t) [\epsilon_{i,\lambda a} \cdot r_a \epsilon_{i,\lambda b}] \quad (16a)$$

25 用  $r_v$  乘以式(11), 并用式(9)减去其乘积, 则生成了一个原始参比信号, 该信号为原始信号成分的线性和:

$$s'(t) = S_{\lambda a}(t) \cdot r_v S_{\lambda b}(t) - s_{\lambda a}(t) \cdot r_v s_{\lambda b}(t) \quad (14b)$$

$$- c_5 x_5(t) \epsilon_{5,\lambda a} \cdot r_v c_5 x_5(t) \epsilon_{5,\lambda b} \quad (15b)$$

$$30 \quad - c_5 x_5(t) [\epsilon_{5,\lambda a} \cdot r_v \epsilon_{5,\lambda b}] \quad (16b)$$

一个二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  的采样及一个被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  的采样被输入到一个如自适应噪声消除器 30 一类的相关消除器 27 中, 其作为例子在图 5a 和图 6b 示出, 并且其一个优选例子在本文中题为“应用联合处理估计器装置的优选相关消除器”的部分讨论。

5 所述的相关消除器 27 从被测信号中消除二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$ , 或消除原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$ , 以生成原始信号部分的很好的逼近值  $s''_{\lambda a}(t) \approx \epsilon_{5, \lambda a} c_5 x_5(t)$  或  $s''_{\lambda b}(t) \approx \epsilon_{5, \lambda b} c_5 x_5(t)$ , 或生成二次信号部分的很好逼近值  $n''_{\lambda a}(t) \approx n_{\lambda a}(t)$  或  $n''_{\lambda b}(t) \approx n_{\lambda b}(t)$ . 当已知了原始信号部分时, 浓度  $c_5(t)$  则可根据下式通过原始信号的逼近值  $s''_{\lambda a}(t)$  或  $s''_{\lambda b}(t)$  来确定:

10 
$$c_5(t) \approx s''_{\lambda a}(t) / \epsilon_{5, \lambda a} x_5(t) \quad (17a)$$

或

$$c_5(t) \approx s''_{\lambda b}(t) / \epsilon_{5, \lambda b} x_5(t) \quad (17b)$$

如前面所述, 在每个波长  $\lambda a$  和  $\lambda b$  的吸收系数是恒定的, 并且原始信号成分的厚度 (本例中为  $x_5(t)$ ) 通常是已知的或可求得的时间函数, 因此, 15 组分  $A_5$  的浓度  $c_5(t)$  是可计算出的。

在一个包含一种以上组分的容积中测定浓度或饱和度

参照图 6b, 示出了一种具有分层排列的 N 种不同组分的另一材料。在这种材料中, 两种组分  $A_5$  和  $A_6$  同在一层中, 其厚度  $x_{5,6}(t) = x_5(t) + x_6(t)$ , 20 这两种组分通常随机地分布在所述的层中。这类似于将图 6a 中的  $A_5$  组分分层和  $A_6$  组分分层合为一体。当两个组分层受到对光学路径  $x_5(t)$  和  $x_6(t)$  导致同样变化的相同的总体因素的影响时, 这种如  $A_5$  和  $A_6$  组分层合并一类的层间合并是适宜的。

通常需要从一给定厚度的具有一种以上组分的并受到相同因素影响的材料中求出其中一个组分的浓度或饱和度, 即百分比浓度。在给定容积内的一种组分的浓度或饱和度的测定可以与该容积中任何数量的受到相同总体因素影响并产生相同扰动或变化的其它组分同时进行。为测定包含多种组分的容积中的一个组分的饱和度, 被测信号的数量应与吸收入射光能的组分的数量一样多。可以理解, 不吸收光能的组分对于 25 饱和度的测定结果是无影响的。为测定所述的浓度, 除需要有与吸收入射光能的组分数量同样多的信号外, 还需要有关浓度之和的信息。

30 通常情况是, 一个受唯一一种运动影响的厚度只包含两种组分。例



如,可能要求得一个包含  $A_5$  和  $A_6$  两个组分的给定容积中  $A_5$  的浓度或饱和度. 在这种情况下, 原始信号  $s_{\lambda a}(t)$  及  $s_{\lambda b}(t)$  中包含了与  $A_5$  和  $A_6$  都相关的项, 以便能测定容积中  $A_5$  或  $A_6$  的浓度或饱和度. 下面讨论饱和度的确定. 可以理解, 如果已知  $A_5 + A_6 = 1$ , 即容积中没有在所选择的特定测量波长下不吸收入射光能的组分, 则包含  $A_5$  和  $A_6$  组分的容积中的  $A_5$  的浓度也可以测出. 经对数变换后, 被测信号  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  可写作:

$$s_{\lambda a}(t) = \epsilon_{5,\lambda a} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda a} c_6 x_{5,6}(t) + n_{\lambda a}(t) \quad (18a)$$

$$= s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t) \quad (18b)$$

$$s_{\lambda b}(t) = \epsilon_{5,\lambda b} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda b} c_6 x_{5,6}(t) + n_{\lambda b}(t) \quad (19a)$$

$$= s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t). \quad (19b)$$

也通常有这种情况, 即在一个媒质中有两个或更多的厚度, 每个厚度中包含同样的两种组分, 但每个厚度的运动都不同, 如图 6c 所示. 例如, 可能不但要求得一个包含  $A_5$  和  $A_6$  两个组分的给定容积中  $A_5$  的浓度或饱和度, 而且还要求出一个包含  $A_3$  和  $A_4$  两个组分的给定容积中  $A_3$  的浓度或饱和度, 其中  $A_3$  和  $A_4$  分别与  $A_5$  和  $A_6$  具有相同的成分. 在这种情况下, 原始信号  $s_{\lambda a}(t)$  及  $s_{\lambda b}(t)$  中同样包含了与  $A_5$  和  $A_6$  都相关的项, 且二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  及  $n_{\lambda b}(t)$  中包含了与  $A_3$  和  $A_4$  都相关的项. 因为假设了  $A_3$  和  $A_4$  是受到了不同频率的扰动, 或受到了与原始因素不相关的随机的或无规律的二次因素的扰动, 所以  $A_3$  和  $A_4$  层不计入原始等式. 由于组分 3 和 5 及组分 4 和 6 分别具有同样的成分, 所以它们分别具有相同的吸收系数 (即  $\epsilon_{3,\lambda a} = \epsilon_{5,\lambda a}$ ;  $\epsilon_{3,\lambda b} = \epsilon_{5,\lambda b}$ ;  $\epsilon_{4,\lambda a} = \epsilon_{6,\lambda a}$ ;  $\epsilon_{4,\lambda b} = \epsilon_{6,\lambda b}$ ). 然而一般地讲,  $A_3$  和  $A_4$  与  $A_5$  和  $A_6$  具有不同的浓度, 因而具有不同的饱和度. 因此媒质中的一个单组分可以具有一个或多个与其相应的饱和度. 根据这个模型的原始信号和二次信号可写为:

$$s_{\lambda a}(t) = [\epsilon_{5,\lambda a} c_5 + \epsilon_{6,\lambda a} c_6] x_{5,6}(t) \quad (20a)$$

$$n_{\lambda a}(t) = [\epsilon_{5,\lambda a}c_3 + \epsilon_{6,\lambda a}c_4] x_{3,4}(t) + \sum_{i=1}^2 \epsilon_{i,\lambda a} c_i x_i(t) + \sum_{i=7}^N \epsilon_{i,\lambda a} c_i x_i(t) \quad (20b)$$

5

$$n_{\lambda a}(t) = [\epsilon_{5,\lambda a}c_3 + \epsilon_{6,\lambda a}c_4] x_{3,4}(t) + n_{\lambda a}(t) \quad (20c)$$

$$s_{\lambda b}(t) = [\epsilon_{5,\lambda b}c_5 + \epsilon_{6,\lambda b}c_6] x_{5,6}(t) \quad (21a)$$

10

$$n_{\lambda b}(t) = [\epsilon_{5,\lambda b}c_3 + \epsilon_{6,\lambda b}c_4] x_{3,4}(t)$$

$$+ \sum_{i=1}^2 \epsilon_{i,\lambda b} c_i x_i(t) + \sum_{i=7}^N \epsilon_{i,\lambda b} c_i x_i(t). \quad (21b)$$

15

$$n_{\lambda b}(t) = [\epsilon_{5,\lambda b}c_3 + \epsilon_{6,\lambda b}c_4] x_{3,4}(t) + n_{\lambda b}(t) \quad (21c)$$

20 式中信号  $n_{\lambda a}(t)$  及  $n_{\lambda b}(t)$  与二次信号  $n_{\lambda a}(t)$  及  $n_{\lambda b}(t)$  相似，只是省略了 3，4 层。

原始信号或者二次信号中的处在已知的感兴趣的带宽之外的其它任何信号部分，包括在没有受到扰动时由各组分的通常固定的吸收所产生的所不需要的二次信号部分恒量，在确定感兴趣带宽内的原始信号部分或二次信号部分的逼近值时都将被消除掉。这一消除用传统的带通滤波技术很容易实现。如前面的例子，通常的情况是，作用于与二次信号成分有关的层上的总体扰动或变化是由随机或无规律因素产生的，导至每层的厚度或每层的光学路径长度  $x_i(t)$  的无规律变化，从而产生了随机的或无规律的二次信号成分  $n_{\lambda a}(t)$ 。无论二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  是否是无规律的，但只要作用于  $A_5$  组分层和  $A_6$  组分层的扰动与作用于其它非  $A_5$ 、 $A_6$  组分层的扰动是不同的，则这个二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  都可通过一个如自适应噪声消除器一类的、具有一个以根据本发明的处理器所确定的二

次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  作为其输入的相关消除器来消除掉或提取出来。无规律的二次信号成分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  或原始信号成分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  都可以通过相关消除器进一步从式(18)和(19)中及式(20)和(21)中消除。所述的相关消除器也同样需要原始参比信号  $s'(t)$  的采样或二次参比信号  $n'(t)$  的采样, 以及需要式(18)和式(19)的复合信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  的采样。

用于饱和度测量的原始参比信号和二次参比信号的确定

一个根据本发明的一个方面从被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  中确定参比信号  $s'(t)$  或  $n'(t)$  方法叫做恒定饱和度逼近法。在这个逼近法中, 假设在包括  $A_5$  和  $A_6$  的容积中的  $A_5$  的饱和度与包括  $A_3$  和  $A_4$  的容积中的  $A_3$  的饱和度在某段时期上是保持相对恒定的, 即:

$$\text{Saturation}(A_5(t)) = c_5(t) / [c_5(t) + c_6(t)] \quad (22a)$$

$$\text{Saturation}(A_3(t)) = c_3(t) / [c_3(t) + c_4(t)] \quad (22b)$$

$$\text{Saturation}(A_5(t)) = \{1 + [c_6(t)/c_5(t)]\}^{-1} \quad (23a)$$

$$\text{Saturation}(A_3(t)) = \{1 + [c_4(t)/c_3(t)]\}^{-1} \quad (23b)$$

在被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的许多采样上基本是恒定的。因为在生理系统中饱和度的相对变化通常较慢, 所以这一假设对许多采样是正确的。

恒定饱和度假设相当于假设为:

$$c_5(t)/c_6(t) = \text{constant}_1 \quad (24a)$$

$$c_3(t)/c_4(t) = \text{constant}_2 \quad (24b)$$

因为在式(23a)和式(23b)中唯一的其它项是恒量, 即为常数 1。

根据这个假设, 在恒定饱和度方法中用于确定二次参比信号  $n'(t)$  和原始参比信号  $s'(t)$  的比例常数  $r_a$  和  $r_v$  为:

30

$$r_a = \frac{\epsilon_{5,\lambda a} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda a} c_6 x_{5,6}(t)}{\epsilon_{5,\lambda b} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda b} c_6 x_{5,6}(t)} \quad (25a)$$

$$= s_{\lambda a}(t)/s_{\lambda b}(t) \quad (26a)$$

5

$$= \frac{\epsilon_{5,\lambda a} c_5 + \epsilon_{6,\lambda a} c_6}{\epsilon_{5,\lambda b} c_5 + \epsilon_{6,\lambda b} c_6} \quad (27a)$$

10

$$= \frac{\epsilon_{5,\lambda a} (c_5/c_6) + \epsilon_{6,\lambda a}}{\epsilon_{5,\lambda b} (c_5/c_6) + \epsilon_{6,\lambda b}} \quad (28a)$$

$$\approx s_{\lambda a}^n(t)/s_{\lambda b}^n(t) = \text{constant}_3; \text{ 在此,} \quad (29a)$$

$$n_{\lambda a}(t) \neq r_a(t)n_{\lambda b}(t) \quad (30a)$$

和

15

$$r_v = \frac{\epsilon_{5,\lambda a} c_3 x_{3,4}(t) + \epsilon_{6,\lambda a} c_4 x_{3,4}(t)}{\epsilon_{5,\lambda b} c_3 x_{3,4}(t) + \epsilon_{6,\lambda b} c_4 x_{3,4}(t)} \quad (25b)$$

$$= n_{\lambda a}(t)/n_{\lambda b}(t) \quad (26b)$$

20

$$= \frac{\epsilon_{5,\lambda a} c_3 + \epsilon_{6,\lambda a} c_4}{\epsilon_{5,\lambda b} c_3 + \epsilon_{6,\lambda b} c_4} \quad (27b)$$

$$= \frac{\epsilon_{5,\lambda a} (c_3/c_4) + \epsilon_{6,\lambda a}}{\epsilon_{5,\lambda b} (c_3/c_4) + \epsilon_{6,\lambda b}} \quad (28b)$$

25

$$\approx n_{\lambda a}^n(t)/n_{\lambda b}^n(t) = \text{constant}_4; \text{ 在此,} \quad (29b)$$

$$s_{\lambda a}(t) \neq r_v(t)s_{\lambda b}(t). \quad (30b)$$

30

根据本发明, 通常的情况是式(26)和式(30)可被同时满足以确定比例常数  $r_a$  和  $r_v$ 。另外, 每一波长的吸收系数  $\epsilon_{5,\lambda a}$ 、 $\epsilon_{6,\lambda a}$ 、 $\epsilon_{5,\lambda b}$ 、 $\epsilon_{6,\lambda b}$  都为常数, 并且恒定饱和度方法的中心假设是  $c_5(t)/c_6(t)$  和  $c_3(t)/c_4(t)$  在许多

采样时段上是恒定的。因而，每采几个样就可从作为相关消除器输出的原始信号或二次信号的新的逼近值中确定出新的比例常数  $r_a$  和  $r_v$ 。因而，由相关消除器为基本快速处理的被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的采样序列建立的原始信号  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  或二次信号  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  的逼近值可用于本发明的处理器，以计算出下一被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的采样序列的比例常数  $r_a$  和  $r_v$ 。

用  $r_a$  乘以式(19)并用其结果去减式(18)，生成一个非零的二次参比信号：

$$n'(t) = s_{\lambda a}(t) - r_a s_{\lambda b}(t) = n_{\lambda a}(t) - r_a n_{\lambda b}(t) \quad (31a)$$

10

用  $r_v$  乘以式(19)并用其结果去减式(18)，生成一个非零的原始参比信号：

$$s'(t) = s_{\lambda a}(t) - r_v s_{\lambda b}(t) = s_{\lambda a}(t) - r_v s_{\lambda b}(t) \quad (31b)$$

15

当在病人监护时采用恒定饱和度法时，初始的比例系数可由下面描述的方法确定。即使在初始阶段也不需要限制病人的运动。当比例常数  $r_a$  和  $r_v$  确定后，相关消除器就可与二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  共同使用。

#### 用恒定饱和度法确定原始参比信号和二次参比信号的信号系数

20

根据本发明的一个方面，图 4a 和图 4b 中的本发明的参比处理器 26 将被设计为能用多个信号系数  $r_1, r_2, \dots, r_n$  分别乘以第二被测假定信号  $S_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t)$ ，然后用每一个上述乘积去减第一被测信号  $S_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t)$ ，从而得到多个如图 7a 所示的对应于  $r = r_1, r_2, \dots, r_n$  的参比信号：

25

$$R'(r, t) = s_{\lambda a}(t) - r s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda a}(t) - r n_{\lambda b}(t) \quad (32)$$

换言之，即选择多个信号系数以便将可能的信号系数表达成一个截面图。

30

为从上述式(32)的多个参比信号中确定原始参比信号  $s'(t)$  或二次参比信号  $n'(t)$ ，应从多个假设的信号系数  $r_1, r_2, \dots, r_n$  中确定信号系数  $r_a$  和  $r_v$ 。系数  $r_a$  和  $r_v$  选择的原则是：将  $r_a$  和  $r_v$  代入参比函数  $R'(r, t)$  时，将

使原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  或使二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  被消除或基本消除。即：

$$s_{\lambda a}(t) = r_a s_{\lambda b}(t) \quad (33a)$$

5

$$n_{\lambda a}(t) = r_v n_{\lambda b}(t) \quad (33b)$$

10

$$n'(t) = R'(r_a, t) = n_{\lambda a}(t) - r_a n_{\lambda b}(t) \quad (33c)$$

$$s'(t) = R'(r_v, t) = s_{\lambda a}(t) - r_v s_{\lambda b}(t) \quad (33d)$$

15

换句话说，选择的系数  $r_a$  和  $r_v$  将使原始信号部分与二次信号部分的相关最小。在实际工作中，一般不知道被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  及  $s_{\lambda b}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  及  $n_{\lambda b}(t)$  的显著的先验信息。这些信息的缺乏使得难以从多个系数  $r_1, r_2, \dots, r_n$  中确定哪个系数对应于信号系数  $r_a = s_{\lambda a}(t)/s_{\lambda b}(t)$  及  $r_v = n_{\lambda a}(t)/n_{\lambda b}(t)$ 。

20

如图 7a 所示，一个从多个系数  $r_1, r_2, \dots, r_n$  中确定信号系数  $r_a$  和  $r_v$  的途径是采用如自适应噪声消除器的相关消除器 27，该相关消除器以被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  中的一个为第一输入，并逐次地以多个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  中的一个为第二输入。相应于每个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  的相关消除器 27 的输出被输入到能对相关消除器 27 的输出进行平方的“平方器” 28 中。平方器 28 的输出被提供给积分器 29，以形成累加输出信号（平方和）。累加输出信号被顺序地输入到极值检测器 31 中。极值检测器 31 的目的是通过观察哪个系数能在如图 7b 和 7c 所示的累加输出信号中形成最大值的方法，从序列  $r_1, r_2, \dots, r_n$  中选出信号系数  $r_a$  和  $r_v$ 。换言之，可为来源于相关消除器 27 的信号提供最大积分输出（如能量或功率）的系数，对应于可使根据本发明信号模型的原始信号部分与二次信号部分相关最小的信号系数  $r_a$  和  $r_v$ 。也可以设置一种系统几何图形，要求能从序列  $r_1, r_2, \dots, r_n$  中检测出

30

能为累加输出信号提供最小值或拐点的系数，以确定信号系数  $r_a$  和  $r_v$ 。

在与相关消除器 27 配合的本发明的处理器中使用多个参数以确定信号系数  $r_a$  和  $r_v$  的方法可用相关消除的特性加以说明。如果  $x, y$  和  $z$  为三个时间变量信号的任何一种集合，则某些相关消除器的特性  $C(x, y)$  可定义为：

$$\text{特性(1)} C(x, y) = 0 \text{ 即 } x, y \text{ 相关} \quad (34a)$$

$$\text{特性(2)} C(x, y) = x \text{ 即 } x, y \text{ 不相关} \quad (34b)$$

$$\text{特性(3)} C(x+y, z) = C(x, z) + C(y, z) \quad (34c)$$

10

式中特性(1),(2)和式(3)可简单地解释如为：第一输入相应于被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  之一，第二输入逐次地相应于多个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  中的一个的相关消除器的能量或功率输出，可以确定用于生成原始参比信号  $s'(t)$  及二次参比信号  $n'(t)$  的信号系数  $r_a$  和  $r_v$ 。如果我们将被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  作为相关消除器的第一输入，将多个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  作为相关消除器的第二输入，则相关消除器的输出  $C(S_{\lambda a}(t), R'(r_j, t))$  可写为 ( $j=1, 2, \dots, n$ ):

15

$$C(S_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t), S_{\lambda a}(t) - r_j S_{\lambda b}(t) + n_{\lambda a}(t) - r_j n_{\lambda b}(t)) \quad (35)$$

20

式中  $j=1, 2, 3, \dots, n$ ，且已经代入了下式

$$R'(r, t) = S_{\lambda a}(t) - r S_{\lambda b}(t) \quad (36)$$

25

$$S_{\lambda a}(t) = s_{\lambda a}(t) + n_{\lambda a}(t) \quad (37a)$$

$$S_{\lambda b}(t) = s_{\lambda b}(t) + n_{\lambda b}(t) \quad (37b)$$

30

用特性(3)可将式(35)扩展为两项

$$C(S_{\lambda a}(t), R'(r, t)) = C(s_{\lambda a}(t), s_{\lambda a}(t) - rs_{\lambda b}(t) + n_{\lambda a}(t) - rn_{\lambda b}(t)) \\ + C(n_{\lambda a}(t), s_{\lambda a}(t) - rs_{\lambda b}(t) + n_{\lambda a}(t) - rn_{\lambda b}(t)) \quad (38)$$

5 同样用特性(1)和(2)可将相关消除器的输出写为:

$$C(S_{\lambda a}(t), R'(r_j, t)) = s_{\lambda a}(t)\delta(r_j - r_a) + n_{\lambda a}(t)\delta(r_j - r_v) \quad (39)$$

10 这里 $\delta(x)$ 为单位冲击函数

$$\delta(x) = 0, \text{ 如果 } x \neq 0$$

(40)

$$\delta(x) = 1, \text{ 如果 } x = 0$$

15 相关消除器的输出  $C(S_{\lambda a}(t), R'(r_j, t))$  的时间变量  $t$  可以通过计算其能量或功率来消除。相关消除器输出的能量由下式给出:

$$E_{\lambda a}(r_j) = \int C^2(S_{\lambda a}(t), R'(r_j, t)) dt \\ - \delta(r_j - r_a) \int s_{\lambda a}^2(t) dt + \delta(r_j - r_v) \int n_{\lambda a}^2(t) dt. \quad (41a)$$

20

可以理解, 同样, 我们可选择将被测信号  $S_{\lambda b}(t)$  作为相关消除器的第一输入, 将多个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  作为相关消除器的第二输入。在这种情况下, 相关消除器输出的能量为:

25

$$E_{\lambda b}(r_j) = \int C^2(S_{\lambda b}(t), R'(r, t)) dt \\ - \delta(r_j - r_a) \int s_{\lambda b}^2(t) dt + \delta(r_j - r_v) \int n_{\lambda b}^2(t) dt. \quad (41b)$$

30

同样可以理解, 在实用情况下, 与连续时间的被测信号一样, 也可以使用离散时间的被测信号。图 11 - 12 描述了一个根据本发明的离散变换 (即在本例中的饱和度变换) 系统。在使用离散时间被测信号时,



可用如梯形法则、中点法则、Tick 法则、Simpson 逼近或其它技术一类的积分逼近法来计算相关消除器输出的能量或功率。在离散时间被测信号情况下，使用梯形法则，相关消除器输出的能量可写为：

$$\begin{aligned}
 E_{\lambda a}(r_j) = & \delta(r_j - r_a) \Delta t \left\{ \sum_{i=0}^n s_{\lambda a}^2(t_i) \cdot 0.5(s_{\lambda a}^2(t_0) + s_{\lambda a}^2(t_n)) \right\} \\
 & + \delta(r_j - r_v) \Delta t \left\{ \sum_{i=0}^n n_{\lambda a}^2(t_i) \cdot 0.5(n_{\lambda a}^2(t_0) + n_{\lambda a}^2(t_n)) \right\}
 \end{aligned} \tag{42a}$$

$$E_{\lambda b}(r) = \delta(r_j - r_a) \Delta t \left\{ \sum_{i=0}^n s_{\lambda b}^2(t_i) \cdot 0.5(s_{\lambda b}^2(t_0) + s_{\lambda b}^2(t_n)) \right\}$$

$$+ \delta(r_j - r_v) \Delta t \left\{ \sum_{i=0}^n n_{\lambda b}^2(t_i) \cdot 0.5(n_{\lambda b}^2(t_0) + n_{\lambda b}^2(t_n)) \right\} \tag{42b}$$

式中  $t_i$  是第  $i$  个离散时间， $t_0$  为初始时间， $t_n$  为结束时间， $\Delta t$  为离散时间被测样本间的时间间隔。

如上所给出的及在图 7b 中所示的能量函数表明，由于被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  与许多的多个参比信号  $R'(r_1, t), R'(r_2, t) \dots R'(r_n, t)$  之间是相关的，所以相关消除器的输出通常为零。然而，当参比信号  $R'(r_j, t)$  中  $r_j$  的取值与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$  的消除或与二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  的消除相应时，则能量函数是非零的。这些  $r_j$  的取值即对应于系数  $r_a$  和  $r_v$ 。

可以理解，有时会出现这样情况，即原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$  可能恒等于零或接近于零。在这种情况下，则只有一个信号系数使相关消除器的输出的能量或功率为最大。

由于可能有一个以上的信号系数值能使相关消除器的输出能量或功率最大，所以出现了多义模糊性。可能不能很快看出哪个信号系数与参比函数  $R'(r, t)$  一道可提供原始参比信号或二次参比信号。在这种情况下，需要考虑当前生理系统的约束条件。例如，在脉搏血氧测定时，已知特征为原始体积描记波形的动脉血比特征为二次无规律的或随机信号的静脉血具有更大的血氧饱和度。所以，在脉搏血氧测定时，假设

$\lambda_a=660\text{nm}$  且  $\lambda_b=910\text{nm}$  , 则由动脉搏动引起的原始信号比值  $r_a=s_{\lambda_a}(t)/s_{\lambda_b}(t)$  必然是两个信号系数值中较小的一个, 而由主要静脉血动力学引起的二次信号的比值  $r_v=n_{\lambda_a}(t)/n_{\lambda_b}(t)$  必然为两个信号系数中较大的一个。

5 同样, 可以理解, 在处理多个参比信号的实用装置中或互相关技术中, 上述如特性(1),(2)和(3)的理想特征不能被完全满足, 只能接近。因此, 在本发明的这个实施例的实用装置中, 在图 7b 中绘出的相关消除能量曲线上将没有无限窄的  $\delta$  函数, 而将有如图 7c 中所绘出的有限宽度的函数。

10 同样可以理解, 可能有二个以上的信号系数值使相关消除器产生最大能量或功率。当每个都被测信号包含二个以上成分且每个成分间都具有下列有比例关系时, 这种情况就会出现。

$$s_{\lambda_a}(t) = \sum_{i=0}^n f_{\lambda_a,i}(t)$$

15

(43)

$$s_{\lambda_b}(t) = \sum_{i=0}^n f_{\lambda_b,i}(t)$$

20 式中

$$f_{\lambda_a,i}(t) = r_i f_{\lambda_b,i}(t) \quad i = 1, \dots, n$$

$$r_i \neq r_j$$

因此, 参比信号技术与如自适应噪声消除一类的相关消除技术一起, 可用于将信号分解为二个或多个互相成比例关系的信号成分。

25 应用联合处理估计装置的优选相关消除器

当二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  由本发明的处理器确定后, 则可用硬件或软件实施相关消除器。优选的相关消除装置是采用了联合处理估计器的自适应噪声消除器。

30 前面描述的内部处理器 32 的最小均方装置 (LMS) 与图 5a 及图 5b 的自适应噪声消除器相连, 相对易于实施, 但其速度不能满足本发明大多数生理监护应用的需求。因而, 在一个实施例中使用了一个叫做最小二乘点阵联合处理估计模型的自适应消除的快速手段。图 8 是联合处

理估计器 60 的示意图, 在由 Prentice-Hall 在 1986 年出版的 Simon Haykin 所著的《自适应滤波理论》一书的第 9 章中, 对联合处理估计器进行了详细描述。包括第 9 章的该书全部被本文引为参考文献。

所述联合处理估计器的功能是从被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  中消除二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  或消除原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$ , 以生成原始信号的逼近值  $s''_{\lambda a}(t)$  或  $s''_{\lambda b}(t)$  或生成二次信号的逼近值  $n''_{\lambda a}(t)$  或  $n''_{\lambda b}(t)$ 。因而, 所述的联合处理估计器既估计原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或  $s_{\lambda b}(t)$  的值也估计二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  的值。所述联合处理估计器 60 的输入是二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  以及复合的被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$ 。其输出为消除了原始信号部分或消除了二次信号部分后的被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  的良好逼近, 即  $s_{\lambda a}(t), s_{\lambda b}(t), n_{\lambda a}(t)$  或  $n_{\lambda b}(t)$  的良好逼近。

图 8 所示的联合处理估计器结合使用了最小二乘法点阵预测器 70 和回归滤波器 80。将二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  输入到最小二乘法点阵预测器 70 中, 同时将被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  输入到回归滤波器 80 中。为简单起见, 在以下的描述中,  $S_{\lambda a}(t)$  为被测信号, 用联合处理估计器 60 从该被测信号中估计出原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$ 。然而应该注意到,  $S_{\lambda b}(t)$  也被输入到回归滤波器 80 中, 且这个信号的原始信号部分  $s_{\lambda b}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda b}(t)$  也将被估计出。

所述的联合处理估计器 60 将消除参比信号  $n'(t)$  和  $s'(t)$  以及被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  中所共有的频率成分。二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  所包含的频率成分通常与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  的频率成分是不相关的。二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  的谱成分不可能与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  的谱成分完全相同。然而在某些对我们不利情况下,  $s_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda a}(t)$  的谱成分相似, 此时上述消除手段将不能产生准确的结果。从功能上讲, 所述的联合处理估计器 60 将与二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  或原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  相关的输入信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  与输入信号  $S_{\lambda a}(t)$  进行比较, 并消除所有相同的频率成分。所以, 所述联合处理估计器 60 如动态多阶陷波滤波器一样, 消除那些在二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  中因病人运动而无规律变化的频率成分, 或消除那些在原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  中因病人动脉搏动而变化的频率成分。由此生成了一个与原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  具有基本相同谱成分及幅度的信号。所以, 所述联合处理估计器 60 的输出  $s''_{\lambda a}(t)$  或  $n''_{\lambda a}(t)$  是原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$

或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  的很好的逼近值。

如图 8 所示, 所述的联合处理估计器 60 可分为 0 至  $m$  几个级。除第 0 级外, 其余各级是相同的。第 0 级是联合处理估计器 60 的输入级。第 1 级至第  $m$  级每一级对上一级 (即第  $m-1$  级) 处理后的信号进行处理, 以使第  $m$  级所产生的输出是良好的原始信号逼近值  $s''_{\lambda a}(t)$  或良好的二次信号逼近值  $n''_{\lambda a}(t)$ 。

所述的最小二乘法点阵预测器 70 包括寄存器 90 和 92, 加法部件 100 和 102, 及延时部件 110。所述的寄存器 90 和 92 包括前反射系数  $\Gamma_{f,m}$  增值和后和系数  $\Gamma_{f,m}$  增值, 该增值与参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  及与从参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  中提取出的信号相乘。最小二乘法点阵预测器的每一级都输出一个向前预测偏差  $f_m(t)$  和一个向回预测偏差  $b_m(t)$ 。其下标  $m$  代表“级”。

对于每个采样序列, 即基本同时提取的一个参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  的采样和一个被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  的采样, 所述的参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  的采样被输入到最小二乘法点阵预测器 70 中。第 0 级的向前预测偏差  $f_0(t)$  及向回预测偏差  $b_0(t)$  被设置为与参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  相同。所述的向回预测偏差  $b_0(t)$  被在最小二乘法点阵预测器 70 第一级的延时部件 110 延时一个采样间隔。因而, 在包括第一级延时部件 110 的计算中, 使用的是当前参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  的上一点的值。将延时后的第 0 级向回预测偏差  $b_0(t-1)$  乘以寄存器 90 中的向前反射系数  $\Gamma_{f,1}(t)$  值, 然后将该乘积值加上负号后与第 0 级的向前预测偏差相加, 产生了第一级的向前预测偏差  $f_1(t)$ 。另外, 将第 0 级的向前预测偏差  $f_0(t)$  乘以寄存器 92 中的向后反射系数  $\Gamma_{b,1}(t)$  值, 然后将乘积与延时后的第 0 级向回预测偏差  $b_0(t-1)$  相加, 产生了第一级向回预测偏差  $b_1(t)$ 。在最小二乘法点阵预测器 70 的每个后续级  $m$  中, 上一级的向前预测偏差值  $f_{m-1}(t)$  和上一级的经延时一个采样间隔的向回预测偏差值  $b_{m-1}(t-1)$ , 被用以产生当前级的向前预测偏差值和向回预测偏差值  $f_m(t)$  和  $b_m(t)$ 。

所述的向回预测偏差值  $b_m(t)$  被反馈给回归滤波器 80 的与该偏差值共同的级, 第  $m$  级。在这里它被输入至一个具有一乘法回归系数  $k_{m,\lambda a}(t)$  的寄存器 96 中。例如, 在回归滤波器 80 的第 0 级, 第 0 级向回预测偏差  $b_0(t)$  乘以第 0 级回归系数  $k_{0,\lambda a}(t)$  的寄存器 96 值, 然后在加法部件 106 中用该乘积去减信号  $S_{\lambda a}(t)$  的被测值, 以产生第 1 级的估计偏差信号

$e_{1,\lambda a}(t)$ 。该第 1 级的估计偏差信号  $e_{1,\lambda a}(t)$  是原始信号或二次信号的第一次逼近。这个第 1 级的估计偏差信号  $e_{1,\lambda a}(t)$  被输入至回归滤波器 80 的第 1 级中，并用其减去第 1 级向回预测偏差  $b_1(t)$  与寄存器 96 中的第 1 级回归系数  $k_{1,\lambda a}(t)$  值的乘积，以产生第 2 级的估计偏差信号  $e_{2,\lambda a}(t)$ 。所述的第 2 级的估计偏差信号  $e_{2,\lambda a}(t)$  是原始信号  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号  $n_{\lambda a}(t)$  的第二次逼近，这个第二次逼近在一定程度上优于第一次逼近。

在最小二乘法点阵预测器 70 和回归滤波器 80 中，对每一级重复与上述相同的处理过程，直至能确定产生了一个原始信号  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号  $n_{\lambda a}(t)$  的很好的逼近值  $e_{m,\lambda a}(t)$ 。上面讨论的每一个信号，包括向前预测偏差  $f_m(t)$ 、向回预测偏差  $b_m(t)$  和估计偏差信号  $e_{m,\lambda a}(t)$  对于在每一级  $m$  中计算前反射系数  $\Gamma_{f,m}(t)$ 、向后反射系数  $\Gamma_{b,m}(t)$  和在寄存器 90，92 和 96 中的回归系数  $k_{m,\lambda a}(t)$  值都是必要的。除向前预测偏差  $f_m(t)$ 、向回预测偏差  $b_m(t)$  和估计偏差信号  $e_{m,\lambda a}(t)$  之外，还需要一些中间变量，才能计算出向前反射系数  $\Gamma_{f,m}(t)$ 、向后反射系数  $\Gamma_{b,m}(t)$  和在寄存器 90，92 和 96 中的回归系数  $k_{m,\lambda a}(t)$  值，所述的中间变量在图 8 中没有示出，但这些变量是以图 8 中标出的值为基础的。

中间变量包括向前预测偏差平方的加权和  $\zeta_m(t)$ 、向回预测偏差平方的加权和  $\beta_m(t)$ 、标量参数  $\Delta_m(t)$ 、转换因子  $Y_m(t)$  和另一个标量参数  $\rho_{m,\lambda a}$ 。所述的向前预测偏差平方的加权和  $\zeta_m(t)$  定义为：

20

$$\zeta_m(t) = \sum_{i=1}^t \lambda^{ti} |f_m(i)|^2; \quad (44)$$

这里  $\lambda$  不是代表波长  $a$  或  $b$ ，而是一个与波长无关的恒定的乘数值，一般小于或等于 1，即  $\lambda \leq 1$ 。所述的向回预测偏差平方的加权和  $\beta_m(t)$  定义为：

25

$$\beta_m(t) = \sum_{i=1}^t \lambda^{ti} |b_m(i)|^2 \quad (45)$$

同样，这里  $\lambda$  不是代表波长  $a$  或  $b$ ，而是一个与波长无关的恒定的乘数值，一般小于或等于 1，即  $\lambda \leq 1$ 。可象前面提到的 Haykin 的书的第 9 章第 9.3 节中所描述的并如本文下面所列的式(59)和(60)所定义的那样处理这些加权和中间偏差信号，以使这些信号更易被求出。

30

### 联合处理估计器的描述

联合处理估计器 60 的操作如下。当打开联合处理估计器时，包括参数  $\Delta_{m-1}(t)$ 、向前预测偏差平方的加权和  $\zeta_{m-1}(t)$ 、向回预测偏差平方的加权和  $\beta_{m-1}(t)$ 、参数  $\rho_{m,\lambda a}$  和 0 级估计偏差信号  $e_{0,\lambda a}(t)$  等的中间变量和信号的初始值被初始化，一些被始化为 0，一些初始化为很小的正数  $\delta$ ：

$$\Delta_{m-1}(0) = 0; \quad (46)$$

$$\mathfrak{F}_{m-1}(0) = \delta; \quad (47)$$

$$10 \quad \beta_{m-1}(0) = \delta; \quad (48)$$

$$\rho_{m,\lambda a}(0) = 0; \quad (49)$$

$$e_{0,\lambda a}(t) = S_{\lambda a}(t) \text{ for } t \geq 0. \quad (50)$$

15

初始化之后，如图 8 所示，对被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  或  $S_{\lambda b}(t)$  以及对二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  的同步采样被输入到联合处理估计器 60 中。根据下列公式，计算第 0 级的向前预测偏差  $f_0(t)$ 、向回预测偏差  $b_0(t)$ ，及计算包括向前预测偏差平方的加权和  $\zeta_0(t)$ 、向回预测偏差平方的加权和  $\beta_0(t)$ 、转换因子  $Y_0(t)$  在内的第 0 级的中间变量，如果用二次参比信号  $n'(t)$ ，则公式为：

$$f_0(t) = b_0(t) - n'(t) \quad (51a)$$

$$\mathfrak{F}_0(t) = \beta_0(t) - \lambda \mathfrak{F}_0(t-1) + |n'(t)|^2 \quad (52a)$$

25

$$Y_0(t-1) = 1 \quad (53a)$$

否则如果用原始参比信号  $s'(t)$  则公式为：

$$f_0(t) = b_0(t) - s'(t) \quad (51b)$$

30

$$\mathfrak{F}_0(t) = \beta_0(t) - \lambda \mathfrak{F}_0(t-1) + |s'(t)|^2 \quad (52b)$$

$$Y_0(t-1) = 1 \quad (53b)$$

同样，这里 $\lambda$ 不是代表波长 $a$ 或 $b$ ，而是一个与波长无关的恒定的乘数值。

向前反射系数 $\Gamma_{f,m}(t)$ 、向后反射系数 $\Gamma_{b,m}(t)$ 和寄存器 90，92 和 96 中的回归系数 $k_{m,\lambda a}(t)$ 值是在每一级之后根据上一级的输出而设定的。第 1 级的向前反射系数 $\Gamma_{f,1}(t)$ 、向后反射系数 $\Gamma_{b,1}(t)$ 和回归系数 $k_{1,\lambda a}(t)$ 在寄存器 90，92 和 96 中的值是根据这种算法利用在联合处理估计器 60 的第 0 级中的值而设定的。在每一 $m$ 大于等于 1 的级中，中间变量值和寄存器值，包括参数 $\Delta_{m-1}(t)$ ；前反射系数 $\Gamma_{f,m}(t)$ 在寄存器 90 中的值；向后反射系数 $\Gamma_{b,m}(t)$ 在寄存器 92 中的值；向前预测偏差信号 $f_m(t)$ ；向回预测偏差信号 $b_m(t)$ ；如 Haykin 的书中第 9.3 节所处理的向前预测偏差平方的加权和 $\zeta_{f,m}(t)$ ；如 Haykin 的书中第 9.3 节所处理的向回预测偏差平方的加权和 $\beta_{b,m}(t)$ ；转换因子 $\gamma_m(t)$ ；参数 $\rho_{m,\lambda a}$ ；回归系数 $k_{m,\lambda a}(t)$ 在寄存器 96 中的值；和估计偏差信号 $e_{m+1,\lambda a}(t)$ 值，可根据下式设定：

$$\Delta_{m-1}(t) = \lambda \Delta_{m-1}(t-1) + \{b_{m-1}(t-1) f_{m-1}^*(t) / \gamma_{m-1}(t-1)\} \quad (54)$$

$$\Gamma_{f,m}(t) = -\{\Delta_{m-1}(t) / \beta_{m-1}(t-1)\} \quad (55)$$

$$\Gamma_{b,m}(t) = -\{\Delta_{m-1}^*(t) / \beta_{m-1}(t)\} \quad (56)$$

$$f_m(t) = f_{m-1}(t) + \Gamma_{f,m}^* b_{m-1}(t-1) \quad (57)$$

$$b_m(t) = b_{m-1}(t-1) + \Gamma_{b,m}^* f_{m-1}(t) \quad (58)$$

$$\zeta_m(t) = \zeta_{m-1}(t) \cdot \{|\Delta_{m-1}(t)|^2 / \beta_{m-1}(t-1)\} \quad (59)$$

$$\beta_m(t) = \beta_{m-1}(t-1) \cdot \{|\Delta_{m-1}(t)|^2 / \zeta_{m-1}(t)\} \quad (60)$$

$$\gamma_m(t-1) = \gamma_{m-1}(t-1) \cdot \{|b_{m-1}(t-1)|^2 / \beta_{m-1}(t-1)\} \quad (61)$$

$$\rho_{m,\lambda a}(t) = \lambda \rho_{m,\lambda a}(t-1) + \{b_m(t) e_{m,\lambda a}^*(t) / \gamma_m(t)\} \quad (62)$$

$$k_{m,\lambda a}(t) = \{\rho_{m,\lambda a}(t) / \beta_m(t)\} \quad (63)$$

$$e_{m+1,\lambda a}(t) = e_{m,\lambda a}(t) \cdot \kappa_m^* b_m(t) \quad (64)$$

这里(\*)表示共轭复数。

这些等式使得偏差信号  $f_m(t), b_m(t), e_{m,\lambda a}(t)$  被平方, 或进行与平方效果相同的彼此相乘, 并产生了新的中间偏差值, 如  $\Delta_{m-1}(t)$ 。偏差信号和中间偏差值被递归地联系在一起, 如上式(54)至(64)所示。它们相互作用, 以在下一级减小偏差。

在原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  的一个良好的逼近值已经由联合处理估计器 60 确定以后, 下一个采样序列, 包括对被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  的采样和对二次参比信号  $n'(t)$  或对原始参比信号  $s'(t)$  的采样, 将被输入到联合处理估计器 60 中。不用有再初始过程, 其目的是用向前反射系数  $\Gamma_{f,m}(t)$  在寄存器 90 中的值和向后反射系数  $\Gamma_{b,m}(t)$  在寄存器 92 中的值及回归系数  $k_{m,\lambda a}(t)$  在寄存器 96 中的值反映出用于估计上一次输入的  $S_{\lambda a}(t)$  采样的原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  的乘法因子值。因而, 在每一级中, 上一次采样的信息都被用于进行当前采样序列的原始或二次信号部分的估计。

在上述的联合处理估计器的一个更为数字稳定的和优选的实施例中, 使用了归一化的联合处理估计器。这种形式的联合处理估计器对前面所述的联合处理估计器的几个变量进行了归一化, 以使归一化后的变量值处于 -1 至 1 之间。归一化联合处理估计器的推导是受 Haykin 的文章中第 640 页的问题 12 的启发, 根据下列条件重新定义变量:

$$\bar{f}_m(t) = \frac{f_m(t)}{\sqrt{\mathcal{F}_m(t)\gamma_m(t-1)}}$$

$$\bar{b}(t) = \frac{b_m(t)}{\sqrt{\beta_m(t)\gamma_m(t)}}$$

$$\bar{\Delta}_m(t) = \frac{\Delta_m(t)}{\sqrt{\mathcal{F}_m(t)\beta_m(t-1)}}$$

这一变换使得式(54)-(64)转换为下列归一化等式:



$$\bar{\Delta}_{m-1}(t) = \bar{\Delta}_{m-1}(t-1) [1 - |f_{m-1}(t)|^2]^{1/2} [1 - |\bar{b}_{m-1}(t-1)|^2]^{1/2} + \bar{b}_{m-1}$$

5

$$\bar{b}_m(t) = \frac{[\bar{b}_{m-1}(t-1) - \bar{\Delta}_{m-1}(t) \bar{f}_{m-1}(t)]}{[1 - |\bar{\Delta}_{m-1}(t)|^2]^{1/2} [1 - |\bar{f}_{m-1}(t)|^2]^{1/2}}$$

10

$$\bar{f}_m(t) = \frac{[\bar{f}_{m-1}(t) - \bar{\Delta}_{m-1}(t) \bar{b}_{m-1}(t-1)]}{[1 - |\bar{\Delta}_{m-1}(t)|^2]^{1/2} [1 - |\bar{b}_{m-1}(t-1)|^2]^{1/2}}$$

$$\beta_m(t) = [1 - |\bar{\Delta}_{m-1}(t)|^2] \beta_{m-1}(t-1)$$

$$\gamma_m(t) = \gamma_{m-1}(t) [1 - |\bar{b}_{m-1}(t)|^2]$$

15

$$\rho_m(t) = \lambda \cdot \left[ \frac{\gamma_m(t) \beta_m(t-1)}{\gamma_m(t-1) \beta_m(t)} \right]^{1/2} \rho_m(t-1) + \bar{b}_m(t) \varepsilon_m(t)$$

$$\varepsilon_{m+1, \lambda a}(t) = \varepsilon_{m, \lambda a}(t) - \rho_m(t) \bar{b}_m(t)$$

20

### 归一化联合处理估计器的初始化

25 将  $N(t)$  定义为在时间序号  $n$  处的参比噪声输入,  $U(t)$  定义为在时间序号  $t$  处的混合信号加上噪声输入, 则可形成下列等式(见 Haykin 的书第 619 页):

1. 对于算法的初始化, 当时间  $t=0$  时设

$$\bar{\Delta}_{m-1}(0) = 0$$

$$\beta_{m-1}(0) = \delta = 10^{-6}$$

30

$$\gamma_0(0) = 1$$

2. 在每个时刻  $t \geq 1$ , 产生下列可变的 0 阶变量:

$$\gamma_0(t-1) = 1$$

5

$$\beta_0(t) = \lambda \beta_0(t-1) + N^2(t)$$

$$\bar{b}_0(t) = \bar{f}_0(t) = \frac{N(t)}{\sqrt{\beta_0(t)}}$$

10 3. 对于回归滤波器, 通过在时间序号  $t=0$  时进行设定, 使算法初始化:

$$\rho_m(0) = 0$$

4. 在每个时刻  $t \geq 1$ , 产生下列 0 阶变量:

15

$$\varepsilon_0(t) = U(t).$$

因此, 归一化的联合处理估计器可用于更稳定的系统。

20 在另外一个实施例中, 其相关消除使用了一个如图 8a 所示的 QRD 算法, 该算法在 1986 年由 Prentice-Hall 出版的 Simon Haykin 所著的《自适应滤波理论》一书的第 18 章中有详细描述。

下列等式是相应于图 8a 所示的 QRD - LSL 示意图从所述的 Haykin 的书中修改出来的。图 8a 也是由 Haykin 的书中修改出来的。

#### 计算

25 a. 预测: 对于时间  $t=1, 2, \dots$  及预测阶数  $m=1, 2, \dots, M$ , 这里  $M$  为最终预测阶数, 计算:

$$\beta_{m-1}(t-1) = \lambda \beta_{m-1}(t-2) + |\epsilon_{b,m-1}(t-1)|^2$$

5

$$c_{b,m-1}(t+1) = \frac{\lambda^{1/2} \beta_{m-1}^{1/2}(t-2)}{\beta_{m-1}^{1/2}(t-1)}$$

$$s_{b,m-1}(t-1) = \frac{\epsilon_{b,m-1}^*(t-1)}{\beta_{m-1}^{1/2}(t-1)}$$

10

$$\epsilon_{f,m}(t) = c_{b,m-1}(t-1) \epsilon_{f,m-1}(t) - s_{b,m-1}^*(t-1) \lambda^{1/2} \pi_{f,m-1}^*(t-1)$$

$$\pi_{f,m-1}^*(t) = c_{b,m-1}(t-1) \lambda^{1/2} \pi_{f,m-1}^*(t-1) + s_{b,m-1}(t-1) \epsilon_{f,m-1}(t)$$

$$\gamma_m^{1/2}(t-1) = c_{b,m-1}(t-1) \gamma_{m-1}^{1/2}(t-1)$$

$$\mathcal{F}_{m-1}(t) = \lambda \mathcal{F}_{m-1}(t-1) + |\epsilon_{f,m-1}(t)|^2$$

$$c_{f,m-1}(t) = \frac{\lambda^{1/2} \mathcal{F}_{m-1}^{1/2}(t-1)}{\mathcal{F}_{m-1}^{1/2}(t)}$$

$$s_{f,m-1}(t) = \frac{\epsilon_{f,m-1}^*(t)}{\mathcal{F}_{m-1}^{1/2}(t)}$$

$$\epsilon_{b,m}(t) = c_{f,m-1}(t) \epsilon_{b,m-1}(t-1) - s_{f,m-1}^*(t) \lambda^{1/2} \pi_{b,m-1}^*(t-1)$$

$$\pi_{b,m-1}^*(t) = c_{f,m-1}(t) \lambda^{1/2} \pi_{b,m-1}^*(t-1) + s_{f,m-1}(t) \epsilon_{b,m-1}(t-1)$$

b. 滤波: 对于阶  $m=0,1,2,\dots,m-1$ , 及时间  $t=1,2,\dots$ , 计算

$$\beta_m(t) = \lambda \beta_m(t-1) + |\epsilon_{b,m}(t)|^2$$

$$c_{b,m}(t) = \frac{\lambda^{1/2} \beta_m^{1/2}(t-1)}{\beta_m^{1/2}(t)}$$

$$s_{b,m}(t) = \frac{\epsilon_{b,m}^*(t)}{\beta_m^{1/2}(t)}$$

$$\epsilon_{m+1}(t) = c_{b,m}(t) \epsilon_m(t) - s_{b,m}^*(t) \lambda^{1/2} \rho_m^*(t-1)$$

10

$$\rho_m^*(t) = c_{b,m}(t) \lambda^{1/2} \rho_m^*(t-1) + s_{b,m}(t) \epsilon_m(t)$$

$$\gamma_{m+1}^{1/2}(t) = c_{b,m}(t) \gamma_m^{1/2}(t)$$

15

$$\epsilon_{m+1}(t) = \lambda_{m+1}^{1/2}(t) \epsilon_{m+1}(t)$$

### 5. 初始化

a. 辅助参数的初始化: 对于阶  $m=1,2,\dots,M$ , 设

20

$$\pi_{t,m-1}(0) = \pi_{b,m-1}(0) = 0$$

$$p_m(0) = 0$$

25

b. 软约束条件初始化: 对于阶  $m=0,1,\dots,M$ , 设

$$\beta_m(-1) = \delta$$

30

$$\mathcal{F}_m(0) = \delta$$

这里  $\delta$  为一个很小的正常数。

c. 数据初始化: 对于  $t=1,2,\dots$ , 计算

$$\epsilon_{r,0}(\hat{t}) = \epsilon_{b,0}(\hat{t}) = \mu(\hat{t})$$

5

$$\epsilon_0(\hat{t}) = d(\hat{t})$$

$$\gamma_0(\hat{t}) = 1$$

这里  $\mu(t)$  为输入,  $d(t)$  是在时间  $t$  处所需要的响应。

10 联合处理估计器的流程图

在一个信号处理器中, 例如与本发明的参比处理器相结合的以便为相关消除器的输入确定一个参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  的生理监护仪中, 联合处理估计器 60 形式的自适应噪声消除器通常由一个具有迭代循环的软件程序实现。循环中的一个迭代近似于图 8 中所示的联合处理估计器的一个单级。因而, 如果循环进行了  $m$  次迭代, 则它等效于  $m$  级联合处理估计器 60。

图 9 示出了一个进行被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  估计的子程序的流程图。该流程图表明了参比处理器确定二次参比信号  $n'(t)$  或原始参比信号  $s'(t)$  的功能。联合处理估计器的流程图由软件实现。

如在“噪声消除器的初始化”功能块 120 所说明的, 当生理监护仪通电时将进行一个一次性的初始化过程。所述的初始化将所有的寄存器 90, 92 和 96 及延时部件变量 110 设置为上述等式(46)至(50)所描述的值。

接下来, 一个对被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的同步采样序列被输入到图 9 流程图所示的子程序中。然后, 如在“Z-1 部件的时间更新”功能块 130 所说明的, 对每个延时部件的程序变量进行时间更新。每个延时部件变量 110 的存贮值被设置为延时部件变量 110 输入时的值。由此, 第 0 级的向回预测偏差  $b_0(t)$  被存贮为第 1 级的延时部件变量, 第 1 级的向回预测偏差  $b_1(t)$  被存贮为第 2 级的延时部件变量, 以此类推。

30 然后, 使用被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的采样序列时, 用前面所述的恒定饱和度法或比例法求得参比信号。这在“为两个被测信号样本计算参比信号  $[n'(t)$  或  $s'(t)]$ ”功能块 140 中进行了说明。

接下来,如在“0阶更新”功能块 150 所说明的,进行 0 阶更新。第 0 级的向回预测偏差  $b_0(t)$  和第 0 级的向前预测偏差  $f_0(t)$  被设置为与参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  值相等。另外,向前预测偏差的加权和  $\zeta_{f,m}(t)$  及向回预测偏差的加权和  $\beta_m(t)$  被设置为与式(47)和(48)所定义的值相等。

5 下一步是如在“ $m=0$ ”的功能块 160 所说明的,将循环计数器  $m$  进行初始化。确定图 9 的流程图所示的子程序所使用的总级数的  $m$  的最大值也将被设定。所述的循环一般设计为,当原始信号或二次信号的最佳逼近的收敛指标被联合处理估计器 60 满足时,迭代即停止。此外,也可以选择使循环迭代停止的循环迭代最大次数。在一个本发明的生理  
10 监护仪的优选实施例中,最大迭代次数  $m=6$  至  $m=10$  都是较好的选择。

在循环中,如在图 9 中的“最小二乘法点阵的第  $M$  级的阶更新”功能块 170 所说明的,首先计算最小二乘法点阵滤波器的向前反射系数  $\Gamma_{f,m}(t)$  及向后反射系数  $\Gamma_{b,m}(t)$  在寄存器 90 和 92 中的值。这需要计算中间变量和信号值,所述的中间变量和信号值在本级、下级及在回归滤波器  
15 80 中被用于确定寄存器 90, 92, 及 96 中的值。

接下来进行的是回归滤波器寄存器 96 中的值  $k_{m,\lambda a}(t)$  的计算,如“回归滤波器的第  $M$  级的阶更新”功能块 180 所说明。二个阶更新功能块 170 和 180 按顺序工作  $m$  次,直至  $m$  达到其预定的最大值(在优选实施例中,  $m=6$  或  $m=10$ ),或如由“循环”判断功能块 190 中的“是”路径  
20 所说明的,直至其结果已经收敛。在一个计算机子程序中,收敛是通过判断向前预测偏差的加权和  $\zeta_{f,m}(t)$  及向回预测偏差的加权和  $\beta_m(t)$  是否小于一个很小的正数来确定的。接下来如“计算输出”功能块 200 所说明的那样计算输出。所述的输出是原始信号或二次信号的一个良好的逼近值,该逼近值由参比处理器 26 及联合处理估计器 60 子程序根据图 9 的  
25 流程图来确定。如“显示”功能块 210 所说明的那样,上述输出被显示出来(或用于其它子程序的计算)。

两个被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的一个新的采样序列被输入到处理器和一个对应于图 9 流程图的联合处理估计器 60 自适应噪声消除子程序中,并且对这些样本重复上述过程。然而,应注意到没有重复进行初始  
30 化过程。被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的新的采样序列被连续地输入到参比处理器 26 中和被输入到联合处理估计器自适应噪声消除子程序中。其输出形成了一个代表一个连续波形的样本链。这个波形是在波长  $\lambda a$  下的原

始信号波形  $s_{\lambda_a}(t)$  或二次波形  $n_{\lambda_a}(t)$  的一个良好逼近值。这个波形也可以是在波长  $\lambda_b$  下的原始信号波形  $s_{\lambda_b}(t)$  或二次波形  $n_{\lambda_b}(t)$  的一个良好逼近值。

图 9a 绘出了一个与图 8a 的 QRD 算法相应的流程图，其标记是相应的数字后加“a”。

### 从相关消除器的输出计算饱和度

生理监护仪可以利用所述的原始信号逼近值  $s''_{\lambda_a}(t)$  或  $s''_{\lambda_b}(t)$  或二次信号的逼近值  $n''_{\lambda_a}(t)$  或  $n''_{\lambda_b}(t)$  计算其它量，如计算某种组分在包含该种组分以及一个或多个其它组分的容积中的饱和度。通常，这些计算需要有关在两个波长下的原始信号部分或二次信号部分的信息。例如，恒定饱和度法需要二个被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda_a}(t)$  及  $s_{\lambda_b}(t)$  的良好逼近。动脉血氧饱和度是从两个信号的良好逼近  $s''_{\lambda_a}(t)$  和  $s''_{\lambda_b}(t)$  中确定的。恒定饱和度法还需要二次信号部分  $n_{\lambda_a}(t)$  或  $n_{\lambda_b}(t)$  的良好逼近。静脉血氧饱和度的估计是从这些信号的良好逼近  $n''_{\lambda_a}(t)$  和  $n''_{\lambda_b}(t)$  中确定的。

图 10 示出了一个具有两个回归滤波器 80a 和 80b 的联合处理估计器 60。第一个回归滤波器 80a 接收被测信号  $S_{\lambda_a}(t)$ 。第二个回归滤波器 80b 接收被测信号  $S_{\lambda_b}(t)$ ，以使用恒定饱和度法确定参比信号  $s'(t)$  或  $n'(t)$ 。第一回归滤波器 80a 与第二回归滤波器 80b 是相互独立的。向回预测偏差  $b_m(t)$  被输入到每个回归滤波器 80a 和 80b 中，第二个回归滤波器 80b 的输入是第一个回归滤波器 80a 的旁路。

第二回归滤波器 80b 中具有排列结构与在第一回归滤波器中相似的寄存器 98 和加法部件 108。第二回归滤波器通过另外一个中间变量与式(54)至(64)所定义的变量一起进行工作，所述的另外一个中间变量是：

$$\rho_{m,\lambda_b}(t) = \lambda \rho_{m,\lambda_b}(t-1) + \{b_m(t) e^{\kappa_{m,\lambda_b}(t)} / \gamma_m(t)\}; \text{ 和} \quad (65)$$

$$\rho_{0,\lambda_b}(0) = 0. \quad (66)$$

第二回归滤波器 80b 具有一个其定义与第一回归滤波器偏差信号值  $e_{m+1,\lambda_a}(t)$  相似的偏差信号值，即：

$$e_{m+1,\lambda_b}(t) = e_{m,\lambda_b}(t) \cdot \kappa_{m,\lambda_b}(t) b_m(t); \text{ 和} \quad (67)$$

$$e_{0,\lambda_b}(t) = S_{\lambda_b}(t) \text{ for } t \geq 0. \quad (68)$$

第二回归滤波器具有一个其定义与第一回归滤波器偏差信号值相似的回归系数在寄存器 98 中的值,  $k_{m,\lambda b}(t)$ , 即:

$$k_{m,\lambda b}(t) = \{\rho_{m,\lambda b}(t)/\beta_m(t)\}; \text{ 或} \quad (69)$$

5 这些值与那些由式(46)至(64)定义的中间变量值、信号值、寄存器和寄存器值共同使用。这些信号以一个顺序进行计算, 所述的顺序是通过将这些另外的信号紧邻着与它相似的对应于波长 $\lambda_a$ 的信号而确定的。

对于恒定饱和度法,  $S_{\lambda b}(t)$ 被输入到第二回归滤波器 80b 中。因而其输出为原始信号的良好逼近  $s''_{\lambda b}(t)$ 或二次信号的良好逼近  $n''_{\lambda b}(t)$ 。

10 加上第二个回归滤波器基本上不用改变由图 9 的流程图所示的计算机子程序。所不同的是, 不是只对一个回归滤波器的第  $m$  级的阶进行更新, 而是对两个回归滤波器 80a 和 80b 的第  $m$  级的阶进行更新。这由图 9 中的“对回归滤波器(组)的第  $m$  级的阶进行更新”功能块 180 的双重含义来区分。由于回归滤波器 80a 和 80b 的工作是独立的, 所以在参  
15 比处理器中和在由图 9 的流程图所建模的联合处理估计器 60 的自适应噪声消除器子程序中, 所作的计算也可以是独立的。

图 10a 示出了一个用于图 10 的联合处理估计器的一个另外的程序, 该程序使用了 QRD 算法, 并具有两个回归滤波器。这种形式的联合处理估计器可用于进行采用 Haykin 的书中所描述的 QRD 算法的相关  
20 消除。

### 饱和度的计算

当用联合处理估计器 60 确定了对原始信号部分的良好逼近  $s''_{\lambda a}(t)$  及  $s''_{\lambda b}(t)$ 或确定了对二次信号部分的良好逼近  $n''_{\lambda a}(t)$ 及  $n''_{\lambda b}(t)$ 之后, 例如在包含  $A_5$ 和  $A_6$ 的容积中的  $A_5$ 组分的饱和度就可用多种已知的方法进  
25 行计算。从数学上, 对原始信号的逼近可用 $\lambda_a$ 项和 $\lambda_b$ 项写为:

$$s''_{\lambda a}(t) \approx \epsilon_{5,\lambda a} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda a} c_6 x_{5,6}(t); \text{ 和} \quad (70)$$

$$s''_{\lambda b}(t) \approx \epsilon_{5,\lambda b} c_5 x_{5,6}(t) + \epsilon_{6,\lambda b} c_6 x_{5,6}(t). \quad (71)$$

式(70)和式(71)对于两个具有三个未知项  $c_5(t)$ ,  $c_6(t)$ 和  $x_{5,6}(t)$ 的等式是等效的。可以通过在两个不同但邻近的时间  $t_1$ 和  $t_2$ 求得原始信号部分或二次  
30 信号部分的逼近的方式来确定饱和度, 在上述两个时间区间内, 包含  $A_5$ 和  $A_6$ 的容积中  $A_5$ 的饱和度及包含  $A_3$ 和  $A_4$ 的容积中  $A_3$ 的饱和度基本不



变。例如，对于在时间  $t_1$  和  $t_2$  估计的原始信号：

$$s''_{1a}(t_1) \approx \epsilon_{5,1a} c_5 x_{5,6}(t_1) + \epsilon_{6,1a} c_6 x_{5,6}(t_1) \quad (72)$$

$$s''_{1b}(t_1) \approx \epsilon_{5,1b} c_5 x_{5,6}(t_1) + \epsilon_{6,1b} c_6 x_{5,6}(t_1) \quad (73)$$

$$s''_{1a}(t_2) \approx \epsilon_{5,1a} c_5 x_{5,6}(t_2) + \epsilon_{6,1a} c_6 x_{5,6}(t_2) \quad (74)$$

$$s''_{1b}(t_2) \approx \epsilon_{5,1b} c_5 x_{5,6}(t_2) + \epsilon_{6,1b} c_6 x_{5,6}(t_2) \quad (75)$$

则可以确定与式(72)至(75)有关的差值信号，即：

$$\Delta s_{1a} = s''_{1a}(t_1) - s''_{1a}(t_2) \approx \epsilon_{5,1a} c_5 \Delta x + \epsilon_{6,1a} c_6 \Delta x; \text{ 和} \quad (76)$$

$$\Delta s_{1b} = s''_{1b}(t_1) - s''_{1b}(t_2) \approx \epsilon_{5,1b} c_5 \Delta x + \epsilon_{6,1b} c_6 \Delta x; \quad (77)$$

这里， $\Delta x = x_{5,6}(t_1) - x_{5,6}(t_2)$ 。在时间  $t = (t_1 + t_2)/2$  的平均饱和度为：

$$\text{Saturation}(t) = c_5(t) / (c_5(t) + c_6(t)) \quad (78)$$

$$\frac{\epsilon_{6,1a} \cdot \epsilon_{6,1b} (\Delta s_{1a} / \Delta s_{1b})}{\epsilon_{6,1a} \cdot \epsilon_{5,1a} (\epsilon_{6,1b} \cdot \epsilon_{5,1b}) (\Delta s_{1a} / \Delta s_{1b})} \quad (79)$$

可见，用相除将  $\Delta x$  项从饱和度计算中消除掉。因而，在饱和度计算中，无需知道原始组分的厚度。

### 脉搏血氧测量

一个用本发明的处理器确定做为相关消除器输入的二次参比信号  $n'(t)$  的生理监护仪的特别例子是脉搏血氧计，所述的相关消除器可消除由运动引起的无规律的二次信号部分。脉搏血氧测量也可以通过使用本发明的处理器来确定原始参比信号  $s'(t)$  的方式进行，所述的原始参比信号可用于显示或可做为用于提取有关病人运动信息及静脉血氧饱和度的相关消除器的输入。

脉搏血氧计通常是使能量在一个血流靠近表面的媒质中传播，如耳垂、如手指的趾部、前额或胎儿头皮。通过媒质的传播和反射后，测量衰减后的信号。血氧计估计含氧血的饱和度。

新鲜的含氧血从心脏以高压泵入动脉之中供身体使用。动脉血量随心脏搏动变化，因而导致能量吸收随心率或脉搏而变化。

氧释放或脱氧后的血液与未使用过的含氧的血液一起沿着静脉返回心脏。静脉血量也随着呼吸频率变化，其变化通常比心率变化慢得多。因而，当不存在由运动引起的静脉的尺寸变化时，则静脉血一般在能量吸收中引起低频变化。当存在由运动导致的静脉尺寸发生时，则能量吸收的低频变化是与由运动偏差造成的能量吸收的无规律变化同时存在的。

在利用能量经媒质传输的方式进行的吸收测量中，将两个发光二极管（LED）放置在如手指一类的血液靠近体表的体表端部的一侧，并将一个光电检测器放置在手指的另一侧。一般，在脉搏血氧测量时，一个LED发射一种可见波长光，优选为红光，而另一个LED则发射一种红外波长光。然而，本领域的技术人员都知道，其它的波长组合也是可以采用的。手指由皮肤、组织、肌肉、动脉血和静脉血、脂肪等组成。由于吸收系数、密度、厚度及光学路径的变化不同，上述各种成分吸收的光能不同。当病人不动时，除了血液流动的影响，能量吸收基本是恒定的。所述的恒定的衰减可通过传统的滤波技术从信号中确定和减去。当病人运动时，将由于背景液体（例如具有与动脉血不同饱和度的静脉血）的运动，引起如光学路径变化之类的扰动。因此，被测信号变得无规律。无规律的运动造成的噪声通常不能被预测和/或不能通过传统的滤波技术从被测信号中减去。因而，动脉及静脉血氧饱和度的确定变得更加困难。

图 11-13 示出了一个用于脉搏血氧测量的生理监护仪的框图。图 11 绘出了一个脉搏血氧计 299 的通用硬件模块图。传感器 300 具有两个如 LED 之类的光发射器 301 和 302。一个 LED301 发射一种红光波长的光，而另一个 LED302 则发射一种红外波长光，这两个 LED 被紧贴着手指 310 放置。一个能产生相应于被衰减后的可见光和红外光的能量信号的电信号的光电检测器 320 被放置在 LED301 和 302 的对侧。所述的光电检测器与前端模拟信号调节电路 330 相连。

前端模拟信号调节电路 330 的输出与模-数转换电路 332 相连。模-数转换电路 332 的输出与数字信号处理系统 334 相连。数字信号处理系统 334 为显示器 336 的输出提供参数。显示器的输出例如可为血氧饱和度、心率及干净的体积描记波形。

所述的信号处理系统也为数-模转换电路 338 提供一个发射电流控

制输出 337，该数-模转换电路为光发射驱动器 340 提供控制信息。光发射驱动器 340 与光发射器 301，302 相连。所述的数字信号处理系统 334 还为前端模拟信号调节电路 330 提供一个增益控制输出 342。

图 11a 示出了一个综合了发射驱动器 340 和数-模转换电路 338 的  
5 优选实施例。如图 11a 所绘出的，所述的驱动器具有第一输入锁存器 321 和第二输入锁存器 322、一个同步锁存器 323、一个基准电压源 324、一个数-模转换电路 325、第一开关组 326 和第二开关组 327、第一电压-电流转换器 328 和第二电压-电流转换器 329、以及与图 11 中的 LED 发射器 301，302 相应的 LED 发射器 301、302。

10 图 11a 中所示的优选的驱动器的先进性在于本发明认识到图 11 中的血氧计 299 的多数噪声是由 LED 发射器 301，302 引起的。因而，图 11a 中的发射驱动器电路被设计为可减小由发射器 301，302 所引起的噪声。第一输入锁存器 321 和第二输入锁存器 322 直接与数字信号处理器总线相连。因此这些锁存器可显著减小由数字信号处理器总线提供的  
15 传导至图 11a 的驱动器电路上的带宽（可导致噪声）。只有当这些锁存器在数字信号处理器总线上检测到它们的地址时，第一和第二输入锁存器的输出才能改变。第一输入锁存器接收用于数-模转换电路 325 的设定信息。第二输入锁存器接收用于开关组 326、327 的开关控制数据。同步锁存器接收能保持发射器 301、302 与模-数转换电路 332 的  
20 动作同步性的同步脉冲。

基准电压源是一个用于数-模转换电路 325 的低噪声直流基准电压源。另外，在本实施例中，基准电压源具有一个转角频率很低的（在本实施例中为 1HZ）低通输出滤波器。数-模转换器 325 也在其输出端具有一个转角频率很低的（即 1HZ）低通输出滤波器。数-模转换器为  
25 每个发射器 301、302 提供信号。

在本实施例中，电压-电流转换器 328、329 的输出经开关控制，使发射器 301、302 以相反方向连接，使得在任何一个给定时刻只有一个发射器是工作的。此外，非工作状态的发射器的电压-电流转换器也将在其输入处被关闭，以确保其完全停止工作。这样可降低由开关和电  
30 压-电流转换电路而来的噪声。在本实施例中，选用了低噪声电压-电流转换器（即，op27 运算放大器），并且反馈环被设置为具有一个低通滤波器以降低噪声。在本实施例中，电压-电流转换器 328、329 的低

通滤波函数的转角频率只在 625HZ 以上，如下面将要讨论的，该频率为发射器的开关速度。所以，图 11a 的优选驱动器电路可以降低发射器 301、302 的噪声。

一般，红光发射器 301 及红外光发射器 302 所发射的能量被手指 310 吸收且被光电检测器 320 接收。所述的光电检测器 320 产生相应于投射到光电检测器 320 上的光能强度的电信号。前端模拟信号调节电路 330 接收所述的二个强度信号并对其进行如下面将要进一步描述的滤波和调节。其结果信号被输入到模-数转换电路 332 中，将模拟信号转换为数字信号以便数字信号处理系统 334 进行进一步处理。所述的数字信号处理系统 334 将用上述二个信号，以提供所谓的“饱和度变换”。可以理解，对于不是血饱和度监护的其它参数，所述的饱和度变换也可以根据所求的参数用如浓度变换、体内变换之类的更好的变换来代替。所述的饱和度变换通常指的是，通过下面的讨论将进行说明的将时域采样数据变换为饱和度域值的操作。在本实施例中，数字信号处理系统 334 的输出提供一个所探测到的信号的干净的体积描记波形，并为显示器 336 提供血氧饱和度值和脉率值。

可以理解，在本发明的不同的实施例中，可提供一个或更多的输出。数字信号处理系统 334 还通过在发射电流控制输出 337 上的一个发射电流控制信号为光发射器 301、302 提供控制。这个信号值是由数-模信号转换器电路 338 转换出的数字值，所述的转换电路 338 为发射电流驱动器 340 提供一个控制信号。发射电流驱动器 340 为红光发射器 301 和红外光发射器 302 提供适当的驱动电流。有关脉搏血氧测量的生理监护操作的进一步的描述将在下面进行。在本实施例中，光发射器由发射电流驱动器 340 驱动，并提供在 625HZ 数字调制的光传播。在本实施例中，以一个功率水平驱动光发射器 301、302，所述的功率水平能提供一个可由探测器接收到的、并可由前端模拟信号调节电路 330 调节的合适的光强度。当这个能量水平通过数字信号处理系统 334 根据给定的病人确定后，用于红光和红外光发射的电流水平则保持恒定。然而，可以理解，这个电流水平可根据室内环境光线的变化或其它能影响前端模拟信号调节电路 330 的输入电压的变化而调整。在本发明中，红光和红外光发射器的调制如下：对于一个完整的 625HZ 红光周期，红光发射器 301 在第一个 1/4 周期被激活，而在其余 3/4 周期内关闭；对于一个完整

的 625HZ 红外光周期，红外光发射器 302 在 1/4 周期内被激活而在其余 3/4 周期内被关闭。为了在一个时间只接收一个信号，二个发射器按顺序交替地激活和关闭，在每个 625HZ 周期中每个发射器只被激活 1/4 周期，并且有 1/4 周期将激活时间分隔开。

5 所述的光信号被通过手指 310（或其它样品媒质）血液的搏动而衰减（调幅）。所述的衰减（调幅）信号被光电检测器 320 在用于红光和红外光的 625HZ 载频探测到。因为只用了一个光电检测器，所以光电检测器 320 既接收红光还接收红外光信号，并形成了一个复合的时间分隔信号。

10 所述的复合的时间分隔信号被提供给前端模拟信号调节电路 330。图 12 更加详细地示出了前端模拟信号调节电路 330 和模-数信号转换电路 332。如图 12 所绘出的，前端模拟信号调节电路 330 具有一个前置放大器 342、一个高通滤波器 344、一个放大器 346、一个程控增益放大器 348 和一个低通滤波器 350。前置放大器 342 是一个阻抗匹配放大器，将光电检测器 320 的复合电流信号转换为相应的电压信号，并对其进行放大。在本实施例中，前置放大器具有一个预定的增益来增强信号幅度，以方便后续处理。在本实施例中，前置放大器 342 的电源电压为直流 - 15 伏和 + 15 伏。如大家所理解的，在有些情况下，衰减信号在包含代表红光或红外光的成分的同时，还包含一种代表环境光的成分。如果在传感器 300 周围的光不是红光或红外光，这个环境光也将被光电检测器 320 探测到。所以，为防止信号中环境光在正常和合理的工作状态下使前置放大器饱和，应选择前置放大器的增益。

25 在本实施例中，前置放大器 342 包括一片 Analog Devices 公司的 AD743JR 运算放大器。这个阻抗匹配放大器在下列方面具有其特殊的优点，即它在低等效输入电压噪声、低等效电流输入噪声、低输入偏置电流、高增益带宽积、低总体谐波失真、高共模抑制、高开环增益和高的电源减弱系数等特性方面满足所述的系统的需要。

30 前置放大器 342 的输出作为高通滤波器 344 的输入。前置放大器 342 的输出还为模数转换器电路 332 提供了一个第一输入 346。在本实施例中，所述的高通滤波器是一个单阶滤波器，其转角频率可在 1/2 至 1HZ 之间。但是，在一个实施例中，所述的转角频率已经升高到 90HZ。可以理解，所述红光及红外光的 625HZ 载频远高于 90HZ 的转角频率。高

通滤波器 334 的输出作为放大器 346 的输入。在本实施例中，放大器 346 具有一个单位增益放大器。但放大器 346 的增益是可通过一个电阻的变化来调整的。如果为补偿环境光的影响而降低前置放大器 342 的增益，则应提高放大器 346 的增益。

5 放大器 346 的输出作为程控增益放大器的 348 的输入。所述的程控增益放大器 348 还从数字信号处理系统 334 的增益控制信号线 343 上接收一个程控输入。程控放大器 348 的增益是数字程控的。所述的增益在初始状态或在放置传感器时是根据不同病人的被测媒质的变化而动态调整的。例如，不同手指的信号就存在某些不同。因而，动态可调的放  
10 大是由程控增益放大器 348 提供的，以获得适于处理的信号。

所述的程控增益放大器在另一个其发射器驱动电流保持恒定的实施例中也是适用的。在本实施例中，发射器驱动电流根据每个病人进行调节，以在模-数转换电路 332 的输入端获得合适的动态输入范围。然而，发射器驱动电流的改变可能改变发射光的波长，从而影响血  
15 氧计算的最终结果。所以，最好是对所有的病人固定发射器驱动电流。在本发明的另外一个实施例中，程控增益放大器可由数字信号处理器调节，以在模-数转换电路的输入端获得一个在模-数转换电路 332 的动态范围之内  
20 的信号(本实施例中的动态范围为 + 3V 至 - 3V)。在这种方式下，发射器驱动电流可以对所有的病人是固定的，以消除由于发射器电流驱动的变化而造成的波长偏差。

程控增益放大器 348 的输出被作为低通滤波器 350 的一个输入。最好，在本实施例中的低通滤波器 350 是一个其转角频率接近 10KHZ 的单极点滤波器。这个低通滤波器在本实施例中起到了去假频作用。

低通滤波器 350 的输出为模-数转换器电路 332 提供了一个第二输入  
25 352。图 12 中还绘出了所述的模-数转换电路的缺陷。在本实施例中，模-数转换电路 332 具有一个第一模-数转换器 354 和一个第二模-数转换器 356。最好，第一模-数转换器 354 从第一输入 346 处为模-数转换电路 332 接收到输入信号，并且第二模-数转换器 356 从第二输入 352 处为模-数转换电路 332 接收到输入信号。

30 在一个较好的实施例中，第一模-数转换器 354 是一个判别模-数转换器。其判别任务(由信号处理系统执行)是读经前置放大器 342 放大后的探测器的输出，以确定信号是否使所述的高通滤波器 344 的输入

饱和。在本实施例中，如果高通滤波器 344 的输入是饱和的，则前端模拟信号调节电路 330 的输出将为“0”。另外，所述的第一模-数转换器 354 将不工作。

第二模-数转换器 356 从前端模拟信号调节电路 330 接收经调节后的模拟信号并将其转换为数字形式。在本实施例中，第二模-数转换器 356 具有一个单通道 $\delta$ - $\Sigma$  转换器。在本实施例中，使用了一个晶体半导体 CS5317-KS $\delta$ - $\Sigma$  模-数转换器。该转换器具有价格低、低噪声特性等优点。更为准确地说， $\delta$ - $\Sigma$  转换器由一个噪声调制器和一个分频滤波器两个主要部分组成。所选的转换器用一个二阶模拟 $\delta$ - $\Sigma$  调制器以进行噪声整形。噪声整形涉及到改变噪声的谱，使其从平坦响应曲线变成一种低频噪声已被高频噪声的增多所抑制的响应曲线。然后，所述的分频滤波器把已被整形的、较高频率的噪声消除，以在较低频率上提供 16 位的形式。为形成其产生的每个 16 位数据字，本转换器都需要对数据进行 128 次采样。以这种方式，所述的转换器可提供很好的噪声抑制、动态范围和低谐波失真，这对在如低灌注和电灸之类的严格测量环境下进行测量是有益的。

此外，由于使用了单通道转换器，所以不用在两个或更多个通道之间进行切换。所述的 $\delta$ - $\Sigma$  转换器还表现出了较好的噪声整形性能，以加强噪声控制。一个模-数转换器的例子是晶体半导体 CS5317。在本实施例中，第二模-数转换器 356 以 20Khz 的采样率对信号进行采样。第二模-数转换器 356 的输出为数字信号处理系统 334（图 11 中）提供了在 20Khz 的样本数据。

图 13 进一步详细说明了数字信号处理系统 334。在本实施例中，数字信号处理系统由一个微控制器 360、一个数字信号处理器 362、一个程序存储器 364、一个采样缓冲器 366、一个数据存储器 368、一个只读存储器 370 和一个通讯寄存器 372 组成。在本实施例中，所述的数字信号处理器 362 采用 Analog Decices 公司的 AD21020。在本实施例中，所述的微控制器 360 包括一个 Motorola 公司的内部具有程序存储器的芯片 68HC05。在本实施例中，所述的采样缓冲器 366 是一个从所述的模-数转换器电路 332 接收所述的 20Khz 采样数据并将其存储在数据存储器 368 中的缓冲器。在本实施例中，所述的数据存储器 368 是由一个 32 千字（本实施例中每字为 40 位）静态随机存取存储器组成的。

所述的微控制器 360 通过一个常规的 JTAG 抽头线与数字信号处理器 362 连接。微控制器 360 通过抽头线为数字信号处理器 362 将自举加载程序传输到程序存储器 364 中，然后使数字信号处理器 362 从程序存储器 364 自举。然后在程序存储器 364 中的自举程序使数字信号处理器 362 的操作指令从只读存储器 370 向程序存储器 364 中传输。另外，所述的程序存储器 364 是数字信号处理器 362 的一个速度很高的存储器。

所述的微控制器 360 通过通讯寄存器 372 提供发射电流控制和增益控制信号。

图 14 至 20 绘出了由数字信号处理系统 334 执行的脉搏血氧计操作的功能块示意图。下述描述的信号处理功能在本实施例中由数字信号处理器 362 执行，同时由微控制器 360 提供系统管理。在本实施例中，所述的操作是由软件/硬件控制。图 14 绘出了在 20KHz 采样数据输入所述数字信号处理系统 334 时的操作的一个通用功能块示意图。如图 14 所示，首先进行由图中的解调模块 400 所示的解调操作。然后如图中分样模块 402 所示，对解调数据进行分样操作。然后如统计模块 404 所示，对分样操作的结果数据进行某些统计计算，同时如饱和度变换模块 406 所示对分样操作的结果数据进行饱和度变换。经统计计算后的数据和经饱和度变换后的数据被进一步如图中饱和度计算模块 408 所示进行饱和度操作，及如图中脉率计算模块 410 所示进行脉率计算。

通常，解调操作可将红光和红外光信号从复合信号中区分出来，并消除 625Hz 载频而保留原始数据点。所述的原始数据点被以 625Hz 的采样间隔提供给分样操作，所述的分样操作可按照 10 中取 1 来降低采样频率至 62.5Hz。所述的分样操作还对样品提供一些滤波。其结果数据将进行统计和饱和度变换操作，以计算饱和度值，该饱和度值对信号中的运动干扰和其它噪声有很强的耐受力。所述的饱和度值在所述的饱和度计算模块 408 中被确定，而脉率和干净的体积描记波形通过脉率模块 410 获得。有关不同操作的其它详细描述将结合图 15 至 21 进行。

图 15 示出了解调模块 400 的操作。在图 15 中绘出了调制信号的格式。图 15 绘出了复合信号的一个完整 625Hz 周期，其第一个 1/4 周期为激活的红光加上环境光信号，第二个 1/4 周期为环境光信号，第三个 1/4 周期为激活的红外光加上环境光信号，第四个 1/4 周期为环境光信号。如图 15 中所绘出的，在 20KHz 采样频率下，上述在 625Hz 的一个



完整的信号周期由 32 个 20KHz 采样点组成，8 个采样点与红光加环境光有关，8 个采样点与环境光有关，8 个采样点与红外光加上环境光有关，而最后 8 个采样点与环境光有关。

5 由于所述的信号处理系统 334 控制光发射器 301 和 302 的激活，所以整个系统是同步的。所述的数据通过进行由多路分离模块 421 所示的时分多路分离操作，被同步地分解（进而解调）为四个 8 样本点组。一个 8 样本点组 422 代表红光加上环境光信号；第二个 8 样本点组 424 代表环境光信号；第三个 8 样本点组 426 代表红外光加上环境光信号；第  
10 四个 8 样本点组 428 代表环境光信号。一个“选择”信号同步地控制多路分离操作，以将在多路分离器 421 的输入处的时分多路复用的复合信号分离成它的四个子部分。

然后如图 15 中的 430、432、434、436 的求和操作所示，对每组数据的后 4 点进行求和计算。在本实施例中，使用数据组的后 4 点是因为在本实施例的模-数转换器 356 中的低通滤波器具有一个建立时  
15 间。因而，从每个 8 点样本“包”中收集后四个样本使前面的信号清零。这个求和操作提供了一个能增强抗干扰能力的积分操作。然后如减法模块 438、440 所示，将红光样本和及红外光样本和分别减去一个环境光样本和。所述的减法操作使数据中的环境光信号有所衰减。在本实施例中，已发现经过上述模块 438、440 的减法操作可使环境光衰减接近于  
20 20dB。如在图中除 4 模块 442、444 所示，将上述所产生的红光和值及红外光和值除以 4。所得的值分别为红光信号及红外光信号的在 625Hz 的一个采样值。

可以理解，上述 625Hz 载频已经被解调操作 400 所消除。所述的在解调操作 400 输出端的 625Hz 采样数据是没有载频的采样数据。20Hz  
25 以下的采样频率都可以满足奈奎斯特采样要求（因为人体的脉率一般在每分钟 25 至 250 次之间，即约 0.4Hz 至 4Hz 之间）。因此，在分样操作中将 625Hz 的采样率降低为 62.5Hz。

图 16 示出了分样模块 402 的操作。所述的红光和红外光数据以 625Hz 的采样频率被提供给各自的红光缓冲器/滤波器 450 和红外光缓冲器/滤波器 452。在本实施例中，红光和红外光缓冲器/滤波器为 519  
30 样本深度。可取的是，所述的缓冲器/滤波器 450、452 的功能为连续的“先入、先出”缓冲器。所述的 519 个样本将经过低通滤波。所述的低

通滤波最好具有大约为 7.5Hz 的截止频率，在截止频率处衰减约为 -110dB。所述的缓冲器/滤波器 450、452 形成了一个相对于 519 个抽头具有系数的有限冲击响应 (FIR) 滤波器。为将采样频率降低 10 倍，如分别在红光及红外光的 10 倍分样器模块 454 和 456 中所示，需要对每 10 点采样数据进行低通滤波计算。换句话说，在将每 10 个新的采样数据传输到缓冲器/滤波器 450、452 中的同时，通过将冲击响应(系数)乘以 519 个滤波抽头来进行新的滤波计算。每次滤波计算为各自的红光输出缓冲器 458 和红外光输出缓冲器 460 提供一个输出样本。在本实施例中，红光及红外光输出缓冲器 458、460 也是可存贮 570 个样本数据的连续的先入先出缓冲器。所述的 570 个样本分别提供了红光和红外光样本或提供样本“包”(在这里也可称为抽样，即 snapshot)。如图 14 中所绘出的，输出缓冲器为统计操作模块 404、饱和度变换模块 406 及脉率模块 410 提供样本数据。

图 17 示出了统计模块 404 的更加详细的功能操作。总的说，统计模块 404 为红光通道和红外光通道提供第一阶血氧计算和均方根信号值。统计模块还提供一个表明红光与红外光信号之间的互相关的互相关输出。

如图 17 所示，所述的统计模块接收代表衰减后的红光和红外光信号的两个已经消除了载频的样本“包”(例如，本实施例中的在 62.5Hz 的 570 个样本)。红光和红外光信号的各自的样本“包”如 log 模块 480、482 所示经 log 函数进行归一化。归一化之后，如直流消除模块 484、486 所示，消除信号中的直流部分。在本实施例中，直流消除包括对红光和红外光抽样的各自的第一样本(或头几个样本的均值或全部抽样的均值)的直流值的判定，然后从每个样本“包”中消除这个直流值。

当直流信号消除后，如红光和红外光带通滤波模块 488、490 所示，将对信号进行带通滤波。在本实施例中，由于每个样本“包”中有 570 个数据，所以带通滤波器被设置为具有 301 个抽头，以提供一个具有线性相位响应和很小偏差或无偏差的有限冲击响应滤波器。在本实施例中，所述的带通滤波器的通带为 34 次(beats)/分至 250 次/分。所述的 301 个抽头覆盖 570 个样本，以获得代表滤波后的红光信号的 270 个滤波后样本及获得代表滤波后的红外光信号的 270 个滤波后样本。在理想情况下，所述的带通滤波器 488、490 消除了信号中的直流成分。然而，

在本实施例中还用直流消除操作 484、486 辅助直流消除。

滤波之后，如在选择后 120 个采样数据模块 492、494 中所示，选择每个样本“包”（在本实施例中现在已经是由 270 个采样数据组成）的后 120 个采样数据进行后续的处理。之所以选择后 120 点，是因为在本实施例中，前 150 点采样数据落在了将要在下面讨论的处理同一个样本“包”的饱和度变换模块 406 的建立时间之内。

对所述的红光和红外光的含 120 个样本的样本“包”进行常规的饱和度等式计算。在本实施例中，以两种不同的方法进行常规的饱和度计算。一种计算是如红光和红外光均方根模块 496、498 所示的，对 120 个样本的样本“包”进行处理，以得到其总的均方根值。所述的红光和红外光的均方根结果值为第一个红光均方根/红外光均方根 (RED\_RMS/IR\_RMS) 比值操作 500 提供了输入值，所述的 RED\_RMS/IR\_RMS 比值操作 500 为饱和度等式模块 502 提供了一个均方根红光值比上均方根红外光值的比值作为其输入。如本领域的技术人员所知道的，在已知的红光和红外光波长（典型的为  $\lambda_{red}=650nm, \lambda_{IR}=910nm$ ）下所探测的衰减后的红光与红外光的强度的比值与病人的血氧饱和度相关。因而，所述的饱和度等式模块 502 代表一个常规的查表或相似的操作，以进行比值预测及在其输出 504 处提供已知的饱和度值。所述的红光均方根值和红外光均方根值也可由统计操作模块 404 的输出提供。

除进行常规饱和度操作 502 之外，如图中一个第一互相关模块 506 所示，所述的 120 个样本的样本“包”还将被进行互相关操作。所述的第一互相关模块 506 判定在红外光信号与红光信号之间是否存在着良好的相关。这个互相关在次品检测或其它的故障检测也是很有用的。当信号模型（即模型等式(1)-(3)）被满足时，所述的互相关在检测中也是有用的。如果两个通道之间的相关性太小，则信号模型没有被满足。为确定这些，可通过互相关模块 506 对每个数据抽样进行归一化互相关计算。一个这样的相关函数如下：

$$\frac{\sum S_1 S_2}{\sqrt{\sum S_1^2 \sum S_2^2}}$$

如果互相关太低，则血氧计 299 将对操作者提供一个报警（例如视觉、听觉等报警）。在本实施例中，如果一个被选择的抽样能生成一个小于 0.75 的归一化相关，则该抽样不合格。满足信号模型的信号将具有大于某个阈值的相关。

5 所述的红光和红外光的 120 样本的样本“包”还将经过与上述方式相同的第二次互相关和饱和度操作，只是所述的 120 个样本被分为 5 个相等的“箱”（即，每个“箱”中有 24 个样本的 5 个“箱”）。均方根、饱和度和互相关操作都是在一“箱”接一“箱”的基础上进行的。这些操作在图 17 的“分为 5 个相等的‘箱’”模块 510、512 中、“第  
10 二红光及红外光均方根”模块 514、516 中、“第二 RED\_RMS/IR\_RMS 比值”模块 518 中、“第二饱和度等式模块”520 和“第二互相关模块 522”中示出。

图 18 示出了图 14 中所绘出的饱和度变换模块 406 的更加详细的说明。如图 18 所示，所述的饱和度变换模块 406 包括一个参比处理器 530、  
15 一个相关消除器 531、一个主功率曲线模块 554 和一个“箱”功率曲线模块 533。所述的饱和度变换模块 406 可以与图 7a 有关，图 7a 具有一个参比处理器 26 和一个相关消除器 27 及一个积分器 29，可为图 7c 中所绘出的独立的信号系数提供一个功率曲线。所述的饱和度变换模块 406 从所述的数据抽样中求得一个饱和度谱。换句话说，所述的饱和度变换 406 提供出了一个在所述的抽样之内的饱和度值的信息。  
20

如图 18 所绘出的，用于饱和度变换模块 406 中的参比处理器 530 具有一个饱和度等式模块 532、一个参比信号发生器模块 534、一个直流消除模块 536 及一个带通滤波器模块 538。经分样操作后的红光及红外光的 570 个样本的样本包被提供给参比处理器 530。另外，多个可能  
25 的饱和度值（“饱和度轴扫描”）也作为输入被提供给饱和度参比处理器 530。在本实施例中，共提供 117 个饱和度值作为饱和度轴扫描。在一个优选实施例中，所述的 117 个饱和度值范围均匀分布在 34.8 至 105.0 血氧饱和度之间。因而，在本实施例中，117 个饱和度值提供给可以产生一个用于相关消除器 531 的参比信号的参比处理器 530 进行轴扫描。  
30 换言之，每给所述的参比处理器提供一个饱和度值，则生成一个相应于该饱和度值的参比信号结果。在本实施例中，相关消除器是由一个联合处理估计器 550 和一个低通滤波器 552 组成的。

可以理解，所述的扫描值可选择比上述 117 个扫描值更高或更低的值。扫描值的分布也可以是不等间隔的。

如图 18 所示，所述的饱和度等式模块 532 以输入的形式接收饱和度和轴扫描值，并以输出的形式提供一个比值“ $r_n$ ”。与图 7a-7c 的一般讨论相比，这个比值“ $r_n$ ”通常与上面所讨论的多个扫描值相对应。所述的饱和度等式只不过是提供一个相应于作为输入接收到的饱和度值的已知的比值“ $r$ ”（红光/红外光）。

所述的比值“ $r_n$ ”作为一个输入与红光和红外光样本包一起被提供给参比信号发生器 534。所述的参比信号发生器 534 将每个红光样本或红外光样本乘以比值“ $r_n$ ”，然后分别将红光或红外光样本值减去所得的各自的乘积值。例如，在本实施例中，所述的参比信号发生器 534 就是将红光样本乘以比值“ $r_n$ ”，然后将红光样本减去上述的乘积值。上述运算的结果值成为参比信号发生器 534 的输出。对每一个饱和度扫描值（在本实施例中有 117 个可能值）都要完成这个操作。因而，其结果可被描述为每 570 个数据点的 117 个参比信号向量，下面将这个结果都称为参比信号向量。这个数据可以以矩阵或类似的形式贮存。

换言之，假设红光和红外光样本包分别代表包括原始信号部分  $s(t)$  及二次信号部分  $n(t)$  的红光被测信号  $S_{red}(t)$  和红外光被测信号  $S_{IR}(t)$ ，则参比信号发生器的输出将为二次参比信号  $n'(t)$ ，遵循前面讨论的信号模型，即为：

$$n'(t) = S_{ir}(t) - r_n S_{red}(t)$$

在本实施例中，所述的参比信号向量和红外光信号以输入的方式被提供给参比信号处理器 530 的直流消除模块 536。与统计模块 404 中的直流消除模块 484、486 相似，所述的直流消除模块 536 先检测出每路输入的第一样本（可以是样本包的前几个样本的均值，也可以是样本包的全部样本的均值）的直流值，然后将每个样本中减去其各自的直流基线。再将其结果样本值提供给带通滤波器 538 进行带通滤波。

参比信号处理器 530 的带通滤波器 538 将进行与统计模块 404 中的带通滤波器 488、490 相同的滤波操作。因而，每个 570 个样本序列都将经过带通滤波以剩下 270 个样本。在带通滤波器 538 的第一输出 542

的结果数据是一个有 270 个样本的向量（在本实施例中代表滤波后的红外光信号）。在带通滤波器 538 的第二输出 540 的结果数据是每 270 数据点的相应于每个提供给饱和度参比信号处理器 530 的饱和度轴扫描值的 117 个参比信号向量。

- 5 可以理解，红光与红外光样本包在参比信号处理器 530 中的使用位置可以交换。另外，也可以理解，所述的直流消除模块 536 和带通滤波器模块 538 可在数据输入到参比信号处理器 530 之前执行，因为参比信号处理器内的计算是线性的。这样可明显地节省过程。

参比信号处理器 530 的输出为前面参照图 8 所描述的联合处理估计器 550 提供了第一输入和第二输入。联合处理估计器 550 的第一输入是 10 270 个样本的样本包，在本实施例中代表红外光信号。这个信号包括原始信号部分和二次信号部分。联合处理估计器的第二输入是每 270 个样本的 117 个参比信号向量。

所述的联合处理估计器还接收一个  $\lambda$  输入 543、一个最小误差 544 15 和一个单元数设置输入 545。这些参数在本领域中很易被理解。所述的  $\lambda$  参数通常被称为联合处理器的“遗忘参数”。所述的  $\lambda$  输入 543 为联合处理估计器提供一个消除率的控制。在本实施例中， $\lambda$  被设置为一个较低值如 0.8。因为信号的统计特性为不稳定的，所以较低的值可改进跟随性能。所述的最小误差输入 544 为联合处理估计器 550 提供了一个 20 初始参数（通常所知的“初始值”）。在本实施例中，所述的最小误差值为  $10^{-6}$ 。这个初始参数可防止所述的联合处理估计器 550 在进行初始计算时出现被零除的现象。联合处理估计器 550 的单元数输入 545 可设置联合处理估计器的单元数。在本实施例中，饱和度变换操作 406 的单元数为 6。如本领域所公知的，对于每个正弦波，联合处理估计器都需 25 要两个单元。如果有两个在 35 至 250 次/分范围内的正弦波，则就应有 6 个单元，用于两个心跳正弦波和一个噪声正弦波。

所述的联合处理估计器 550 使在输出 542 上的第一输出向量经过相关消除处理，所述的相关消除处理是以由第二输入 540 提供给相关消除器 531 的每一个参比信号向量（在本实施例中，全部 117 个参比向量是 30 按顺序提供给相关消除器的）为基础的。对于 117 个参比向量中的每一个，所述的相关消除器都产生一个输出向量。每个输出向量都代表了第一输入向量与相应的参比信号向量所不共有的信息。所述的输出向量结

果被以一个联合处理估计器的输出的形式提供，并经低通滤波器模块 552 处理。在本实施例中，所述的低通滤波器 552 包括一个具有 25 个抽头的有限冲击响应滤波器，且其在 62.5Hz 采样频率（即在分样频率）上的转角频率为 10Hz。

5 本实施例的联合处理估计器 550 的建立时间为 150 个数据点。因而，后续处理中只能用 270 个点的输出向量中的后 120 数据点。在本实施例中，所述的输出向量被作为一个整体一起进行进一步处理，并被分为具有相同数据点数的多个“箱”。如图 18 中所绘出的，输出向量被提供  
10 556。所述的分为 5 个相等的“箱”模块 556 将每个输出向量分为 5 个具有相等数量数据点的“箱”（即每个向量有 120 点，每个“箱”具有 24 个数据点）。然后，每个“箱”被提供给箱功率曲线模块 558。

主功率曲线模块 554 进行如下的饱和度变换：对于每个输出向量，确定数据点的平方和。这提供了相应于每一输出向量（相应于一个饱和  
15 度扫描值的每一个输出向量）的平方和值。这些值为如图 22 中所示的主功率曲线 558 提供了基础。功率曲线的水平轴代表饱和度轴扫描值，功率曲线的竖直轴代表每一输出向量的平方和值（或输出能量）。换言之，如图 22 所示，每个平方和可用平方和值的大小，对应于水平轴上的产生这个输出向量的相应的饱和度扫描值点的位置，在竖直能量输出  
20 轴上绘出。这样就形成了主功率曲线 558，其一个例子在图 22 中绘出。这样就提供了一个饱和度变换，其中，衰减后的能量的谱成分通过观察每个可能的饱和度值及测量相应于假设的饱和度值的输出值的方式确定。可以理解，当相关消除器 531 的第一输入与第二输入为最大相关时，则相应的相关消除器 531 的输出向量的平方和将会很低。反之，当相关  
25 消除器 531 的第一输入与第二输入无显著相关性时，则相应的相关消除器 531 的输出向量的平方和将会很高。因而，当参比信号的谱成分和相关消除器的第一输入基本上是被生理噪声（如，由于呼吸引起的静脉血运动）干扰及非生理噪声（如由运动引起的）干扰时，所述的输出能量较低。当参比信号的谱成分和相关消除器的第一输入为不相关的时，则  
30 所述的输出能量特别高。

通过“‘箱’功率曲线”模块 558 也完成一个相应的变换，只是饱和度变换功率曲线是从每“箱”中产生的。所述的饱和度功率曲线的结

果被作为饱和度变换模块 406 的一个输出。

一般，如在图 22 中所绘出的，根据本发明的信号模型，在功率曲线上将有两个峰。一个峰对应于动脉血氧饱和度，一个峰对应于静脉血氧浓度。参照本发明的信号模型，与最高饱和度值相对应的峰（不一定是具有最大幅值的峰）与比例系数  $r_a$  相对应。换言之，所述的比例系数  $r_a$  对应于红光/红外光比值，该比值是被测来用于动脉饱和度的。类似地，与最低饱和度值相对应的峰（不一定是具有最低幅值的峰），通常对应于在本发明的信号模型中与比例系数  $r_v$  相对应的静脉血氧饱和度。因而，比例系数  $r_v$  是对应于静脉血氧饱和度的红光/红外光比值。

为求得动脉血氧饱和度，应选择功率曲线中相应于最高饱和度值的峰值。然而，为提高所述值的可靠性，将进行进一步处理。图 19 示出了基于饱和度变换模块 406 的输出的和基于统计模块 404 的输出的饱和度计算模块 408 的操作。如图 19 所示，箱功率曲线和箱统计值被提供给饱和度计算模块 408。在本实施例中，主功率曲线没有被提供给饱和度模块 408，但可以被显示以用于进行系统操作的视觉对照。所述的箱统计值包括红光和红外光的均方根值、种子饱和度值和一个统计模块 404 提供的代表红光与红外光信号间的互相关的值。

如在计算“箱”特性模块 560 中所示，所述的饱和度计算模块 408 首先确定多个“箱”的特性。所述的计算“箱”特性模块 560 从箱功率曲线和箱统计值的信息中收集到一个数据箱。在本实施例中，这个操作包括将与最高饱和度值相应的每个功率曲线的饱和度峰值放入所述的数据箱中。在本实施例中，最高峰值的选择是通过首先用一个平滑微分滤波器函数对功率曲线进行卷积来计算所述功率曲线的一次导数的方法进行的。在本实施例中，所述的平滑微分滤波器函数（用一个有限冲击滤波器）具有下列系数：

0.014964670230367  
0.098294046682706  
0.204468276324813  
2.717182664241813  
5.704485606695227  
0.000000000000000  
-5.704482606695227



-2.717182664241813

-0.204468276324813

-0.098294046682706

-0.014964670230367

5 这个滤波器进行微分和平滑。接下来，在所述的最初的功率曲线上的每一点都将被评价，并且，如果满足下列条件，则被确定作为一个可能的峰值：(1)该点至少是功率曲线最大值的 2 %；(2)该一次导数值从大于零变化到小于或等于零。对于所发现的每个可能的峰值点，与其相邻的两个点也将被考查，这三点中的最大点被认为是真正的峰值点。

10 还将计算这些被选出的峰的峰宽。所述功率曲线的峰宽的计算是通过求功率曲线上所有点的和并减去功率曲线最小值与功率曲线的点数的乘积的方法进行的。在本实施例中，所述的峰宽计算应用到每个箱功率曲线。最大值被选为峰宽。

15 另外，整个抽样的红外光均方根值、红光均方根值、每个箱的种子饱和度值及从统计模块 404 得来的红光与红外光之间的互相关也都被放在所述的数据箱中。然后，如在箱考核逻辑模块 562 中所示，用所述的特性来确定是否所述的数据箱中包括了可接受的数据。

20 如果红光与红外光信号间的相关太低，则舍弃这个箱。如果对于给定箱所选择的峰的饱和度值低于同一个箱的种子饱和度值，则该峰值被所述的种子饱和度值替换。如果红光或红外光均方根低于一个很小的阈值，该“箱”也将被舍弃，并且因为被测信号被认为是太小而不能得到有意义的数据，所以没有饱和度值提供。如果没有包含了可接收数据的“箱”，则旁路处理模块 563 将为显示器 336 提供一个数据出错信息。

25 如果有一些“箱”合格，则那些具有可接收数据的“箱”将被选上，而那些不合格的“箱”将被那些可被接收的“箱”的平均值来代替。给每个“箱”一个时间标记以保持时间顺序。表决器操作 565 将对每个箱进行判断以选出三个最高的饱和度值。这些值将被传给限幅和平滑操作 566。

30 所述的限幅和平滑操作 566 基本上是以一个低通滤波器进行平均。所述的低通滤波器按选择平滑滤波器模块 568 的选择提供可调节的平滑。所述的选择平滑滤波器模块 568 是在由高可靠性测试模块 570 进行的可靠性确定的基础上工作的。所述的高可靠性测试就是测试箱功率曲

线的峰宽。峰的宽度代表病人运动的一些信息——较宽的峰代表运动。因而，如果峰是宽的，则平滑滤波器将慢下来。如果峰是窄的，则平滑滤波器的速度将提高。所以，所述的平滑滤波器 566 是以可靠性水平为基础而进行调节的。限幅和平滑模块 566 的输出提供根据本发明的血氧饱和度值。

在本优选的实施例中，限幅和平滑滤波器 566 将提取每个新的饱和度和值，并将其与当前的饱和度和值进行比较。如果它们之间相差的幅度小于 16（百分比氧饱和度），则这个新值就合格了。另外，如果新饱和度和值小于滤波后的饱和度和值，则这个新饱和度和值将被变为比滤波后的饱和度和值低 16 的值。如果新饱和度和值大于滤波后的饱和度和值，则这个新饱和度和值将被变为比滤波后的饱和度和值大 16 的值。

在可靠性很高时（没有运动时），平滑滤波器只是一个单极点或指数平滑滤波器，按下式计算：

$$y(n)=0.6*x(n)+0.4*y(n-1)$$

式中  $x(n)$  为经限幅后的新饱和度和值， $y(n)$  是滤波后的饱和度和值。

在有运动时，需要用三个极点的 IIR（无限冲击响应）滤波器。其特性是由三个分别为 0.985、0.900、0.94 的常数  $t_a$ 、 $t_b$  和  $t_c$  控制的。对于用于直接 I 型 IIR 滤波器的系数，可用下列公式从这些时间常数中计算出来：

$$a_0 = 0$$

$$a_1 = t_b + (t_c)(t_a + t_b)$$

$$a_2 = (-t_b)(t_c)(t_a + t_b + (t_c)(t_a))$$

$$a_3 = (t_b)^2(t_c)^2(t_a)$$

$$b_0 = 1 - t_b - (t_c)(t_a + (t_c)(t_b))$$

$$b_1 = 2(t_b)(t_c)(t_a - 1)$$

$$b_2 = (t_b)(t_c)(t_b + (t_c)(t_a) - (t_b)(t_c)(t_a) - t_a)$$

图 20 和图 21 更详细地示出了脉率模块 410（图 14 中的）。如图 20 所示，心率模块 410 具有一个瞬态消除和带通滤波器模块 578、一个运动干扰抑制模块 580、一个饱和度等式模块 582、一个运动状态模块 584、第一和第二谱估计模块 586、588、一个谱分析模块 590、一个转换率

限制模块 592、一个输出滤波器 594 和一个输出滤波器系数模块 596。

如在图 20 中进一步描述，心率模块 410 从分样模块 402 的输出接收红外光和红光的 570 个样本抽样。心率模块 410 还接收由饱和度计算模块 408 输出的饱和度值。另外，由可靠性测试模块 570 计算（与上述的峰宽计算相同）出的最大峰宽值也被作为一个输入提供给心率模块 410。红外光和红光样本包、饱和度值和运动状态模块 584 的输出被提供供给运动干扰抑制模块 580。

平均峰宽值作为一个输入提供给运动状态模块 584。在本实施例中，如果峰是宽的，则峰宽代表运动。如果运动没有被测出，则无需进行运动干扰抑制而直接对信号进行谱估计。

在有运动时，用运动干扰抑制模块 580 来抑制运动干扰。所述的运动干扰抑制模块 580 基本上与饱和度变换模块 406 相同。所述的运动干扰抑制模块 580 提供一个输出，作为第二谱估计模块 588 的输入。所述的第一和第二谱估计模块 586、588 的输出为谱分析模块 590 提供了输入。所述的谱分析模块 590 还接收一个输入，该输入是运动状态模块 584 的输出。谱分析模块 590 的输出是由心率模块 410 确定的初始的心率，并被提供给转换率限制模块 592 作为它的一个输入。所述的转换率限制模块 592 与输出滤波器 594 相连。输出滤波器 594 还从输出滤波器系数模块 596 处接收到一个输入。输出滤波器 594 为显示器 336（图 11 中）提供滤波后的心率。

在运动情况下，一个信号（在本实施例中为红外光）经如直流消除和带通滤波器模块 578 所示的直流消除和带通滤波。所述的直流消除和带通滤波器模块 578 提供与直流消除和带通滤波器模块 536、538 相同的滤波。在没有运动的情况下，被滤波后的红外光信号被提供给第一谱估计模块 586。

在本实施例中，所述的谱估计模块由一个可提供心率信息的频谱的 ChirpZ 变换组成。用所述的 ChirpZ 变换而不用常规的富里叶变换是因为在 ChirpZ 变换中所需输出的频率范围是可以指定的。因而，在本实施例中，心率的频谱在 30 至 250 次/每分钟。在本实施例中，频谱被提供供给谱分析模块 590，该谱分析模块从上述谱中选出第一谐波作为脉率。通常，第一谐波就是频谱中的具有最大幅值的并代表脉率的峰。然而，在某些情况下，第二或第三谐波也可能较大的幅值。在这个意义下，

为选出第一谐波, 将选择频谱中其幅值至少为频谱最大峰的 1/20 的第一峰。这样减小了将由噪声在 ChirpZ 变换中引起的峰选为心率峰的可能性。

在运动情况下, 用运动干扰抑制模块 580 对抽样进行运动干扰抑制。在图 21 中更详细地绘出所述的运动干扰抑制模块 580。如在图 21 中可见, 所述的运动干扰抑制模块 580 基本上与饱和度变换模块 406 (图 18 中) 相同。因而, 运动干扰抑制模块具有一个干扰参比处理器 570 和一个运动干扰相关消除器 571。

所述的运动干扰参比处理器 570 与饱和度变换模块 406 中的参比信号处理器 530 是相同的。然而, 所述的参比信号处理器 570 使用的是从饱和度模块 408 来的饱和度值, 而不是对 117 个饱和度扫描值进行完整的饱和度变换。因而, 参比信号处理器 570 具有一个饱和度等式模块 581、一个参比信号发生器 582、一个直流消除模块 583 和一个带通滤波器模块 585。这些模块与饱和度变换参比信号处理器 530 中的相应模块都是相同的。在本实施例中, 饱和度等式模块 581 从饱和度计算模块 408 处接收动脉饱和度值, 而不是象在饱和度变换模块 406 中那样进行饱和度轴扫描。这是因为动脉饱和度已经被选择了, 没必要进行轴扫描。因而, 饱和度等式模块 581 的输出对应于比例常数  $r_a$  (即, 红光与红外光动脉饱和度值比值的希望值)。另外, 所述的参比处理器 570 与饱和度变换模块 406 中的参比处理器 530 进行同样的工作。

运动干扰相关消除器 571 同样类似于饱和度变换的相关消除器 531 (图 18 中)。然而, 所述的运动干扰抑制相关消除器 571 使用了一个稍稍不同的运动干扰联合处理估计器 572。因而, 运动干扰抑制相关消除器 571 具有一个联合处理估计器 572 和一个低通滤波器 573。所述的运动干扰联合处理估计器 572 与饱和度变换联合处理估计器 550 的不同之处, 在于与由单元数输入 574 所选择的单元数不同 (在本实施例中为 6 至 10 个), 在于遗忘参数不同 (本实施例中为 0.98), 在于由适应引起的时间延时不同。所述的低通滤波器 573 与饱和度变换相关消除器 531 中的低通滤波器 552 是相同的。

因为只有一个饱和度值被提供给参比处理器, 所以在运动干扰抑制相关消除器 571 的输出处, 对于每个有 570 样本的样本包输入只产生一个有 270 个样本的输出向量。在本实施例中, 当红外光波长被做为第一

输入提供给相关消除器时，则相关消除器 571 的输出提供一个干净的红  
外光波形。可以理解，如前面所述，红外光与红光波长信号可对换位置  
以使在运动干扰抑制相关消除器 571 的输出处能提供一个干净的红光波  
形。因为已知病人饱和度值的实际值并用它使参比处理器 570 产生一个  
5 噪声参比信号做为相关消除器 571 的参比信号输入，所以相关消除器 571  
的输出是干净的波形。所述的在运动干扰抑制模块 580 的输出处的干净  
波形是一个可传送给显示器 336 的干净的体积描记波形。

如前面所述，另外一种联合处理估计器使用 QRD 最小二乘法点阵  
方法（图 8a、9a 和 10a）。所以，所述的联合处理估计器 573（及联  
10 合处理估计器 550）可用一个执行 QRD 最小二乘法点阵操作的联合处  
理估计器来代替。

图 21a 示出了用联合处理估计器 572a 代替联合处理估计器 572 的  
运动干扰抑制模块的另一个实施例。所述的联合处理估计器 572a 是由  
图 10a 所示的 QRD 最小二乘法点阵系统组成的。根据本实施例，根据  
15 QRD 算法的需要，使用不同的初始参数。

参照图 21a，所述的初始参数为“单元数”、“ $\lambda$ ”、“最小误差  
和”、“GAMS 初始值”和“误差和初始值”等。单元数和  $\lambda$  与在联合  
处理估计器 572 中的类似参数相应。GAMS 初始值相应于用于除第 0  
级外的所有级的  $\gamma$  初始变量，如在上述 QRD 等式中所设置的，该变量被  
20 初始化为“1”。误差和初始值提供了参照前面 QRD 等式的  $\delta$  初始参  
数。为防止溢出，在 QRD 等式和最小误差和的各步都使用了较大的实  
际计算单位。在本实施例中，优选的初始参数为：

单元数 = 6  
 $\lambda = 0.8$   
25 最小误差和 =  $10^{-20}$   
GAMS 初始值 =  $10^{-2}$   
误差和初始值 =  $10^{-6}$

运动干扰抑制模块 580 的干净波形输出也给第二谱估计模块 588 提  
供一个输入。第二谱估计模块 588 进行与第一谱估计模块 586 相同的  
30 ChirpZ 变换。在没有运动情况下，第一谱估计模块 586 的输出被提供  
给谱分析模块 590；在有运动时，第二谱估计模块 588 的输出被提供  
给谱分析模块 590。所述的谱分析模块 590 以适当的谱估计模型对频谱进

行考核以确定脉率。在有运动时，所述的谱分析模块 590 选择谱中具有最大幅值的峰，因为运动干扰抑制模块 580 已经将所有其它频率的幅值衰减到低于实际心率峰值了。在没有运动的情况下，如前面所述，谱分析模块选择谱的第一谐波作为心率。

5 谱分析模块 590 的输出提供了作为转换率限制模块 592 的输入的原  
始心率，所述的转换率限制模块 592 为输出滤波器 594 提供了一个输  
入。在本实施例中，转换率限制模块 592 防止每 2 秒间隔的变化大于 20  
次/分。

10 输出滤波器 594 由一个与前面描述限幅和平滑滤波器 566 时论述的  
指数平滑滤波器相似的指数平滑滤波器组成。所述的输出滤波器由一个  
输出滤波器系数模块 596 控制。如果运动很大，这个滤波器将被减速，  
如果运动较小或没有运动，这个滤波器的采样速度将加快并仍能维持一  
个干净值。输出滤波器 594 的输出就是病人脉搏，这个脉搏将被进一步  
提供给显示器 336。

#### 15 饱和度变换的一个替换实施例 - 滤波器组

对饱和度变换模块 406 的饱和度变换的替换实施例可由一个如图  
23 所示的滤波器组完成。如在图 23 中所见，提供了两个滤波器组，一  
个第一滤波器组 600 和一个第二滤波器组 602。所述的第一滤波器组 600  
从与其相应的第一滤波器组输入 604 上接收第一被测信号  $S_{\lambda b}(t)$  (在本  
20 实施例中为红外光信号的采样)，而所述的第二滤波器组 602 从与其相  
应的第二滤波器组输入 606 上接收第二被测信号  $S_{\lambda a}(t)$  (在本实施例中  
为红光信号的采样)。在一个优选实施例中，第一和第二滤波器组使用  
了具有固定的中心频率和转角频率的静态递归多相带通滤波器。递归多  
相滤波器在 Harris 等人的文章“用有效多相递归全通滤波器进行数字信  
25 号处理”中被详细论述，该文章被本文引用为附录 A。但是，自适应的  
方法也是可能的。在本实施例中，每一个所述的递归多相带通滤波器部  
件都被设计为具有特定的中心频率和带宽。

在每个滤波器组中有 N 个滤波器部件。在第一滤波器组 600 中的每  
一个滤波器部件都与在第二滤波器组 602 中的滤波器部件相匹配 (即，  
30 具有相同的中心频率和带宽)。如图 23 所示，N 个部件的 N 个中心频  
率和转角频率被设计成分别占有 N 个频率范围，即 0 至  $F_1$ 、 $F_1-F_2$ 、  
 $F_2-F_3$ 、 $F_3-F_4$ 、..... $F_{N-1} - F_N$ 。

可以理解，滤波器部件的数量可以从 1 至无穷大。但在本实施例中，具有大约 120 个独立的滤波器部件，它们的中心频率均匀地分布在 25 次/分至 250 次/分的范围内。

5 滤波器的输出包含有在特定频率上的第一和第二被测信号（在本例中为红光和红外光）的原始信号部分和二次信号部分的信息。每一对相匹配的滤波器（一个在第一滤波器组 600 中，一个在第二滤波器组 602 中）的输出都被提供给饱和度测定模块 610。为便于表示，图 23 只示出了一个饱和度测定模块 610。但对每一对匹配的滤波器部件都可提供一个饱和度测定模块以进行并行处理。每个饱和度测定模块都具有一个  
10 比值模块 616 和一个饱和度等式模块 618。

所述的比值模块 616 将计算第二输出与第一输出的比值。例如，在本例中，由比值模块 616 求出每个红光均方根值与每个相应的红外光均方根值的比值（Red/IR）。比值模块 616 的输出为饱和度等式模块 618 提供了一个输入，该饱和度等式将根据输入的比值核定一个相应的饱和  
15 度值。

饱和度等式模块 618 的输出被按每一对匹配滤波器收集（如直方图模块 620 所示）。但是，收集的数据最初为频率和饱和度的函数。为形成与图 22 中曲线相似的饱和度变换曲线，则产生了一个图 24 所示的直  
20 方图或类似的图。其水平轴代表饱和度值，垂直轴代表在每个饱和度值上所收集的点（饱和度等式模块 618 的输出）的数量和。换言之，如果对于 10 对不同的匹配滤波器，饱和度等式模块 618 的输出代表的饱和度值为 98%，则在图 24 的直方图上的一点将在 98% 饱和度值上反映为 10。这将产生一个与图 22 中的饱和度变换曲线相似的曲线。这一操作由直方图模块 620 完成。

25 直方图的结果提供了一个与图 22 的功率曲线相似的功率曲线。因而，通过选择出与最高饱和度值（例如，图中与最高饱和度值峰相应的峰“c”）相应的峰（在感兴趣处发生的最大次数）的方法，可以从直方图中计算出动脉血氧饱和度。类似，静脉或背景饱和度也可通过选择出与最低饱和度值相应的峰（即在图 24 中的峰“d”）的方法从直方图  
30 中确定，其方式与在饱和度计算模块 408 中的处理相似。

可以理解，作为直方图的另一种形式，相应于最高饱和度值的饱和度输出（不必是直方图中的一个峰）可被选择为具有相应比值  $r_a$  的动脉

血氧饱和度。类似，相应于最低饱和度值的饱和度输出也可被选择为具有相应比值  $r_v$  的静脉或背景饱和度。例如，在这个实施例中，图 24 中的直方图的项“a”可能被选择出作为动脉血氧饱和度，具有最小饱和度值的直方图项“b”，可能被选出作为静脉或背景饱和度。

5      系数  $r_a$  和  $r_v$  的另一种确定方法

如前面所解释的，根据本发明，特别是对于脉搏血氧仪，原始及二次信号部分可进行如下建模：

$$S_{red}=s_1+n_1 \quad (\text{红光}) \quad (89)$$

$$S_{IR}=s_2+n_2 \quad (\text{红外光}) \quad (90)$$

10       $s_1=r_a s_2$  及  $n_1=r_v n_2$       (91)

将式 (91) 代入式 (89) 得到下式：

$$S_{red}=r_a s_2+r_v n_2 \quad (\text{红光}) \quad (92)$$

注意在式 (89) 至 (92) 的模型中使用了  $S_{red}$  和  $S_{IR}$ 。这是因为下面的讨论是专门对血氧测量进行的。 $S_{red}$  和  $S_{IR}$  对应于前文中的  $S_1$  和  $S_2$ ，并且下面的讨论对于任何被测信号  $S_1$  和  $S_2$  是通用的。

如前面所解释， $r_a$  和  $r_v$ （这两个系数通过一饱和度等式与动脉和静脉血氧饱和度相对应）的确定可用前面所述的饱和度变换对许多可能的系数进行扫描的方法来实现。在红光和红外光数据的基础上求得  $r_a$  和  $r_v$  的另一个方法是寻找能使  $s_k$  与  $n_k$  间的相关最小的  $r_a$  和  $r_v$ ，假设  $s_k$  至少与  $n_k$ （这里  $k = 1$  或  $2$ ）有某些不相关（最好是完全不相关）。这些值可通过使下列  $k = 2$  时的统计计算函数最小的方法求得：

$$Correlation(s_2, n_2) = \left| \sum_i s_2(S_{red_i}, S_{IR_i}, r_a, r_v) n_2(S_{red_i}, S_{IR_i}, r_a, r_v) \right| \quad (93)$$

25

这里  $i$  代表时间。

可以理解，其它如归一化相关一类的相关函数也是可用的。

如果噪声信号成分与所需信号成分是不相关的，则使相关值最小的方法通常可提供唯一一对  $r_a$  和  $r_v$ 。通过解式 (90) 和式 (92) 以求得  $s_2$  和  $n_2$ ，并找到对于某个  $r_a$  和  $r_v$  可能值的最小相关值，可完成上述使相关值最小化。对  $s_2$  和  $n_2$  求解方法如下：

30

反转  $2 \times 2$  矩阵，提供：



$$\begin{pmatrix} S_{red} \\ S_{IR} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_a & r_v \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_2 \\ n_2 \end{pmatrix}$$

5

$$\begin{pmatrix} r_a & r_v \\ 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{r_a - r_v} \begin{pmatrix} 1 & -r_v \\ -1 & r_a \end{pmatrix}$$

所以,

$$\begin{pmatrix} S_2 \\ n_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{r_a - r_v} \begin{pmatrix} 1 & -r_v \\ -1 & r_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{red} \\ S_{IR} \end{pmatrix}$$

10

或:

$$S_2 = \frac{1}{r_a - r_v} (S_{red} - r_v S_{IR})$$

15

$$n_2 = \frac{1}{r_a - r_v} (-S_{red} + r_a S_{IR})$$

优选的, 用下列特定的窗函数可使式 (93) 的相关增强:

20

$$Correlation(s_2, n_2) = \left| \sum_{i=1}^N w_i s_2(S_{red_i}, S_{IR_i}, r_a, r_v) n_2(S_{red_i}, S_{IR_i}) \right|$$

(93a)

Blackman 窗在此是一个优选实施例。可以理解, 有很多其它函数可使信号与噪声间的相关变小。上述函数是一个较简单的。所以,

25

$$Correlation(s_2, n_2) = \left| \sum_{i=1}^N \left[ \frac{w_i}{(r_a - r_v)^2} (S_{red_i} - r_v S_{IR_i}) (-S_{red_i} \right. \right.$$

30

$$\left. \left. - \sum_{i=1}^N (S_{red_i})^2 w_i + (r_a + r_v) \sum_{i=1}^N S_{IR_i} S_{red_i} w_i + \sum_{i=1}^N (S_{IR_i})^2 w_i \right] \right|$$

(93b)

为实现对离散数据点的最小化，首先就计算红光样本点的平方和、红外光样本点的平方和、红光乘以红外光样本点的乘积之和（包括窗函数  $w_i$ ）：

5

$$RR = \sum_{i=1}^N (S_{red})^2 w_i$$

$$II = \sum_{i=1}^N (S_{IR})^2 w_i$$

10

$$IRR = \sum_{i=1}^N (S_{IR})(S_{red}) w_i$$

15

这些值被用于相关式（93b）中。因而，相关等式变成两个变量项  $r_a$  和  $r_v$  的等式。为求得  $r_a$  和  $r_v$ ，需要对较好的  $r_a$  和  $r_v$  可能值断面（例如分别相应于范围在 30 至 105 的饱和度值的值 20 至 50）进行彻底的扫描。然后选择相关函数的最小值，并且那些能导致最小值的  $r_a$  和  $r_v$  值也被选出。

20

当求出  $r_a$  和  $r_v$  后，动脉血氧饱和度和静脉血氧饱和度就可通过将  $r_a$  和  $r_v$  提供给饱和度等式而确定，如将  $r_a$  和  $r_v$  提供给统计模块 404 的饱和度等式 502，可相应于比值  $r_a$  和  $r_v$  提供出血氧饱和度值。

25

在下面另一个求得  $r_a$  和  $r_v$  的过程中，与前面所建立的同样的信号模型又被使用。为根据这个过程确定  $r_a$  和  $r_v$ ，在  $s_2$  与  $n_2$  不相关的约束条件下，要使信号  $s_2$  的能量最大化。同样，这个过程是以使  $s$  与  $n$  的相关最小为基础及以本发明的信号模型为基础，在该信号模型中  $s$  与动脉脉搏有关且信号  $n$  为噪声（包括静脉血信息、运动干扰和其它噪声）；  $r_a$  是一个与动脉血氧饱和度相关的比值（红光/红外光），  $r_v$  为一个与静脉血氧饱和度相关的比值（红光/红外光）。因而，在本发明的这一过程

30

中，  $r_a$  和  $r_v$  的确定方法是，当  $s_2$  与  $n_2$  不相关时使信号  $s_2$  的能量最大。信号  $s_2$  的能量由下式给出：

$$ENERGY(s_2) = \frac{1}{(r_a - r_v)^2} \sum_{i=1}^N (S_{red_i} - r_v S_{IR_i})^2 \quad (94)$$

$$= \frac{1}{(r_a - r_v)^2} \left[ \sum_{i=1}^N (S_{red_i}^2) - 2r_v \sum_{i=1}^N (S_{red_i} S_{IR_i}) + r_v^2 \sum_{i=1}^N (S_{IR_i}^2) \right] \quad (95)$$

$$= \frac{1}{(r_a - r_v)^2} [R_1 - 2r_v R_{1,2} + r_v^2 R_2] \quad (96)$$

这里  $R_1$  是红光信号的能量,  $R_2$  是红外光信号的能量,  $R_{1,2}$  为红光与红外光信号之间的相关。

$s_2$  与  $n_2$  之间的相关由下式给出

$$= \frac{1}{(r_a - r_v)^2} [-R_1 + (r_a + r_v) R_{1,2} - r_v r_a R_2] \quad (97)$$

$$Correlation(s_2, n_2) = \frac{1}{(r_a - r_v)^2} \sum_{i=1}^N (S_{red_i} - r_v S_{IR_i})(-S_{red_i} + r_a S_{IR_i})$$

如前面所解释的, 约束条件是  $s_k$  与  $n_k$  不相关 (在本例中为  $k=2$ )。这个“不相关约束”是通过下列将式 (97) 的相关设置为 0 的方法求得:

$$-R_1 + (r_a + r_v) R_{1,2} - r_a r_v R_2 = 0 \quad (98)$$

换言之, 其目标是在式 (98) 的约束下使式 (94) 最大。

为达到这一目标, 下面定义了一个成本函数 (例如, 在本实施例中的一个拉格朗日最佳化):

$$J(r_a, r_v, \mu) = \frac{1}{(r_a - r_v)^2} [R_1 - 2r_v R_{1,2} + r_v^2 R_2 + \mu (-R_1 + (r_a + r_v) R_{1,2} - r_a r_v R_2)] \quad (99)$$

这里 $\mu$ 为拉格朗日乘法因子。可解出所述的成本函数的值 $r_a$ ， $r_v$ 和 $\mu$ 可用约束最佳化的方法求出，该方法在1984年由Addison-Wesley第二版的Luenberger的《线性和非线性程序》一书中进行描述。

5 沿着相同思路，如果我们假设红光和红外光信号是不稳定的，上述定义的函数 $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_{12}$ 是与时间有关的。因而，用两个等式，通过将式(98)中的不相关约束条件在两个不同的时间下写出，可以求出两个未知数。在两个不同时间 $t_1$ 和 $t_2$ 下，所述的不相关约束条件可表达为：

$$10 \quad -R_1(t_1) + (r_a+r_v)R_{12}(t_1) - r_a r_v R_2(t_1) = 0 \quad (100)$$

$$-R_1(t_2) + (r_a+r_v)R_{12}(t_2) - r_a r_v R_2(t_2) = 0 \quad (101)$$

15 因为式(100)和式(101)对 $r_a$ 和 $r_v$ 是非线性的，所以必须用转换变量的方法，才能用线性技术去解这两个等式。因而，设 $x=r_a+r_v$ ； $y=r_a r_v$ ，则式(100)和式(101)可变为：

$$R_{12}(t_1)x - R_2(t_1)y = R_1(t_1) \quad (102)$$

$$R_{12}(t_2)x - R_2(t_2)y = R_1(t_2) \quad (103)$$

20 用式(102)和式(103)可以解出 $x$ 和 $y$ 。然后用下列变量转换关系式可以解出 $r_a$ 和 $r_v$ ：

$$r_v + \frac{y}{r_v} = x \Rightarrow r_v^2 - x r_v + y = 0 \quad (104)$$

25

在解式(104)时可求出两个 $r_v$ 解。在本实施例中，选用的是满足 $x^2 - r_v y > 0$ 的 $r_v$ 值。如果两个 $r_v$ 解都满足 $x^2 - r_v y > 0$ ，选用那个能使在 $t_2$ 时的 $s_2$ 的能量(能量( $s_2$ ))最大的 $r_v$ 值。然后将 $r_v$ 值代入上述等式中以求得 $r_a$ 。此外， $r_a$ 也可用与求 $r_v$ 同样的方式直接求得。

30

#### 饱和度变换的另一种方法 - 复数快速富里叶变换 (FFT)

如参照图25A - 25C所解释的，病人的血氧饱和度、脉率和干净的体积描记波形都可用本发明的信号模型用一个复数FFT来求得。通

常，通过式(89)-(92)的具有两个被测信号的信号模型的使用，一个在离散基础上的快速饱和度变换可用于由分样操作 402 输出的采样点上。所述的两个被测信号中每个都具有原始信号部分和二次信号部分，其中原始信号部分代表信所需要的号部分，二次信号部分代表信号中不被需要的部分，且被测信号与系数  $r_a$  及  $r_v$  相关，在离散的基础上的快速饱和度变换可被用在来自分样操作 402 的输出中的样本点上。

图 25A 总体上与图 14 对应，只是用一个快速饱和度变换代替前面所描述的饱和度变换。换句话说，图 25A 的操作可替代图 14 的操作。如图 25A 中所绘出的，所述的快速饱和度变换可在一个快速饱和度变换/脉率计算模块 630 中进行。如图 14 所示，其输出为动脉血氧饱和度、干净的体积描记图波形和脉率。图 25B 和图 25C 更加详细地示出了所述的快速饱和度变换/脉率计算模块 630。如图 25B 所示，快速饱和度变换模块 630 具有一个红外光求对数和红光求对数模块 640、642，以和如图 17 中所示的红外光对数模块 480 及红光对数模块 482 一样进行对数归一化。类似地，也具有红外光直流消除模块 644 和红光直流消除模块 646。另外，还有红外光高通滤波器模块 645 和红光高通滤波器模块 647、窗函数模块 648、650、复数 FFT 模块 652、654、选择模块 653、655、幅度模块 656、658、阈值模块 660、662、一个逐点比值模块 670、一个饱和度等式模块 672 和一个选择饱和度模块 680。还有相位模块 690、692、相位差模块 694 和一个相位阈值模块 696。选择饱和度模块 680 的输出在一条动脉饱和度输出线 682 上提供了一个动脉饱和度。

在这个另外的实施例中，红光和红外光信号的抽样为从分样模块 402 来的 562 个样本。红外光直流消除模块 644 和红光直流消除模块 646 与图 17 中的红外光和红光直流消除模块 484、486 有一些差别。在图 25B 中的红外光和红光直流消除模块 644、646 中，计算每个单独通道的全部 562 个样本点的平均值。然后从各自抽样的每个独立的样本点中消除这个平均值，以从每个样本中消除直流基线。红外光直流消除模块 644 和红光直流消除模块 646 的输出分别为红外光高通滤波器模块 645 和红光高通滤波器模块 647 提供了输入。

所述的高通滤波器模块 645、647 由具有 51 个系数抽头的有限冲击响应滤波器组成。优选地，高通滤波器由一个其旁瓣电平参数为 30，

其转角频率为 0.5Hz(即, 30 次/分)的切比雪夫滤波器组成的。可以理解, 这个滤波器可以为多种形式。由于 562 个样本输入至高通滤波器中后, 且由于有 51 个系数抽头, 所以在高通滤波器模块的输出处有 512 个样本分别从这些红外光抽样和红光抽样中提供。所述的高通滤波器模块的输出分别为每个通道的窗函数模块 648、650 提供输入。

所述的窗函数模块 648、650 实现的是一个常规的开窗功能。在本实施例中使用了一个 Kaiser 开窗函数。所述的函数通过图 25B 保持逐点分析。在本实施例中, Kaiser 窗函数的时间宽度结果是 7。窗函数模块的输出分别为复数 FFT 模块 652、654 提供了输入。

所述的复数 FFT 模块 652、654 分别对红外光通道和红光通道的数据抽样进行复数 FFT 变换。然后将从复数 FFT 来的数据在两个路径进行分析, 一个对从复数 FFT 来的数据点进行幅度确定, 一个对从复数 FFT 来的数据点进行相位确定。但是, 在进一步处理之前, 所述的数据被分别提供给红外光和红光选择模块 653、655, 因为 FFT 操作的输出将分别提供从 0 - 1/2 采样率的信息及从 1/2 - 1 采样率的信息。所述的选择模块只选择从 0 - 1/2 采样率的样本(例如本实施例中的 0 - 31.25Hz), 然后从这些样本中选择出可覆盖心率频率范围的样本并选出一个或多个心率的谐波。在本实施例中, 选择的是那些在 20 至 500 次/分采样率范围内的样本。为根据要求得心率的谐波, 这个值是可以变化的。因而, 选择模块的输出将少于 256 个样本。在本实施例中, FFT 输出的第 2 至 68 样本点被用于进一步处理。

在第一处理路径中, 选择模块 653、655 的输出被分别提供给红外光和红光幅度模块 656、658。所述的幅度模块 656、658 执行一个幅度函数, 它可以在复数 FFT 点的逐点基础上分别对于每个通道选择出幅度。幅度模块 656、658 的输出为红外光和红光阈值模块 660、662 提供了输入。

所述的阈值模块 660、662 在逐点基础上对采样点进行考核, 以选择那些其幅度大于一个特定阈值的点, 所述的阈值被设置为从所有现有的抽样点中求出的最大幅度的百分数。在本实施例中, 阈值操作的百分数为最大幅度的 1%。

阈值操作后, 数据点将被传入逐点比值模块 670。所述的逐点比值模块在逐点的基础上计算红光比红外光的值。但还需要进一步测试以判

断从哪些点中选择比值。如在图 25B 中所见到的，选择模块 653、655 输出的采样点还被提供给红外光和红光相位模块 690、692。所述的相位模块 690、692 从复数 FFT 点中选择相位值。然后，将相位模块 690、692 的输出提供给相位差模块 694。

5 所述的相位差模块 694 计算与相位模块 690、692 相应的数据点的相位差。如果任意两个相应采样点的相位差幅度小于一个特定的阈值（例如，在本实施例中为 0.1 弧度），则该采样点是合格的。如果两个相应采样点的相位相差太大，则该采样点将不被使用。相位阈值模块 696 的输出为红光/红外光比值模块 670 提供了一个启动输入。因而，为求得  
10 特定采样点对的比值，需进行三个测试：

6. 红光样本必须通过红光阈值 660；

7. 红外光样本必须通过红外光阈值 662；且

8. 两点的相位差必须小于如在相位阈值模块 696 中确定的预定的阈值。

对于那些合格的采样点，将在所述的比值模块 670 中进行比值计  
15 算。对于那些不合格的采样点，则在饱和度等式 672 的输出处将其饱和度设置为 0。

比值结果将被提供给与统计模块 504 中的饱和度等式模块 502、  
520 相同的饱和度等式模块。换言之，所述饱和度等式模块 672 接受逐  
20 点比值，并以作为其输出的方式提供一个相应于离散比值点的饱和度  
值。饱和度等式模块 672 所输出的饱和度点提供了一个可绘出相对于频  
率的饱和度值的饱和度点序列。所述的参比频率被输入至复数 FFT 各步  
骤的点中。

如在选择动脉饱和度模块 680 所示，可以根据本发明的一个或二个  
方法选择动脉（和静脉）饱和度。根据本发明的一个方法，动脉饱和度  
25 可简单地选择为从饱和度等式模块 672 输出的关于样本包的所有点中相  
应于最大饱和度值的点。另外，也可以产生一个类似于图 22 中的直方  
图的直方图，在该直方图中，将不同频率（点）下的饱和度值的数量相  
加，形成表示每个特定饱和度值的出现次数的直方图。在每一方法中，  
动脉饱和度值可以获得并作为输出而提供给在动脉饱和度输出线 682 上  
30 的选择动脉饱和度模块。为求得静脉饱和度值，选择的是其值不为 0 的  
点的最小动脉饱和度值，而不是选择最大动脉饱和度值。所述的饱和度  
可以提供给显示器 336。

如在图 25C 中所示,快速饱和度变换信息也可被用于提供脉率和干净的体积描记波形。为获得脉率和干净的体积描记波形,需要几个其它函数。如在图 25C 中所见,用一个窗函数模块 700、一个谱分析模块 702 和一个逆窗函数模块 704 可确定脉率和干净的体积描记波形。

5 如图 25C 所绘出的,窗函数模块 700 的输入是从复数 FFT 模块 652 或 654 的输出处获得的。在本实施例中,只需要一个被测信号。窗函数模块 700 的另一个输入是从选择动脉饱和度模块 680 的输出处获得的动脉饱和度。

10 所述的窗函数模块进行一种选择性开窗函数操作,以通过那些与“某些频率”显著相关的频率,这里所述的“某些频率”所展示的饱和度值十分接近动脉饱和度值。在本实施例中,选用的是下述开窗函数:

$$1 - \left[ \frac{SAT_{art} - SAT_n}{100} \right]^{15} \quad (105)$$

15

式中  $SAT_n$  等于与样本点的每个特定频率相应的饱和度值,而  $SAT_{art}$  代表的是在选择动脉饱和度模块 680 的输出处所选择的动脉饱和度。这个窗函数被加到一个窗函数的输入端,该输入是对红光或红外光信号进行的复数 FFT。窗函数模块 700 的输出是用由 FFT 确定的频谱代表的红光或红外光信号,其运动干扰已经被开窗函数消除。可以理解,可提供许多种可能的窗函数。另外,可以理解,对于上述的窗函数,用更高的功率可提供更强的噪声抑制。

25 为求得脉率,窗函数模块 700 的输出点被提供给谱分析模块 702。所述的谱分析模块 702 与图 20 中的谱分析模块 590 相同。换句话说,谱分析模块 702 通过确定用开窗函数 700 的输出点所代表的频谱中的第一谐波来确定脉率。频谱分析模块 702 的输出为脉率。

30 为求得干净的体积描记波形,开窗函数模块 700 的输出被用于一个逆窗函数模块 704 中。所述的逆窗函数模块 704 所进行的是图 25B 中的窗函数模块 648 或 650 的 Kaiser 窗函数的逆运算。换言之,所述的逆窗函数 704 对尚需确定的点进行逐点 Kaiser 窗逆运算。其输出为干净的体积描记波形。

所以,通过使用复数 FFT 和开窗函数,可将噪声从体积描记波形中



消除，以获得动脉饱和度、脉率和干净的体积描记波形。可以理解，尽管上述描述所涉及的操作基本上是在频域，但那些可获得相似结果的时域操作也是可行的。

### 与通用等式的关系

5 现在将前面所描述的有关脉搏血氧计的测量与上述更通用的讨论联系起来。以波长 $\lambda_a$ 和 $\lambda_b$ 传过手指 310 的信号（经对数转换后的）为：

$$10 \quad S_{\lambda_a}(t) = S_{\lambda_{red1}}(t) = \epsilon_{HbO2, \lambda_a} c^A_{HbO2} x^A(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_a} c^A_{Hb} x^A(t) \\ + \epsilon_{HbO2, \lambda_a} c^V_{HbO2} x^V(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_a} c^V_{Hb} x^V(t) + n_{\lambda_a}(t); \quad (105a)$$

$$S_{\lambda_a}(t) = \epsilon_{HbO2, \lambda_a} c^A_{HbO2} x^A(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_a} c^A_{Hb} x^A(t) + n_{\lambda_a}(t); \quad (105b)$$

$$15 \quad S_{\lambda_a}(t) = s_{\lambda_a}(t) + n_{\lambda_a}(t); \quad (105c)$$

$$S_{\lambda_b}(t) = S_{\lambda_{red2}}(t) = \epsilon_{HbO2, \lambda_b} c^A_{HbO2} x^A(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_b} c^A_{Hb} x^A(t) \\ + \epsilon_{HbO2, \lambda_b} c^V_{HbO2} x^V(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_b} c^V_{Hb} x^V(t) + n_{\lambda_b}(t); \quad (106a)$$

$$S_{\lambda_b}(t) = \epsilon_{HbO2, \lambda_b} c^A_{HbO2} x^A(t) + \epsilon_{Hb, \lambda_b} c^A_{Hb} x^A(t) + n_{\lambda_b}(t) \quad (106b)$$

$$20 \quad S_{\lambda_b}(t) = s_{\lambda_b}(t) + n_{\lambda_b}(t) \quad (106c)$$

联系到图 6c，上述变量可很好地理解为：假设图 6c 中的包括  $A_3$  和  $A_4$  的层代表测试媒质中的静脉血，其中  $A_3$  代表静脉血中的脱氧血红蛋白 (Hb)， $A_4$  代表静脉血中的氧合血红蛋白 (HbO2)。类似地，假设图 6c 中的包括  $A_5$  和  $A_6$  的层代表测试媒质中的动脉血，其中  $A_5$  代表动脉血中的脱氧血红蛋白 (Hb)， $A_6$  代表动脉血中的氧合血红蛋白 (HbO2)。则  $c^V_{HbO2}$  代表静脉血中氧合血红蛋白的浓度， $c^V_{Hb}$  代表静脉血中脱氧血红蛋白的浓度， $x^V$  代表静脉血的厚度（例如，包括  $A_3$  和  $A_4$  的层的厚度）。类似地， $c^A_{HbO2}$  代表动脉血中氧合血红蛋白的浓度， $c^A_{Hb}$  代表动脉血中脱氧血红蛋白的浓度， $x^A$  代表动脉血的厚度（即包括  $A_5$  和

$A_6$  的层的厚度)。

所选用的波长通常一个是在可见的红光范围内, 即  $\lambda_a$ , 一个是在红外光范围内, 即  $\lambda_b$ 。一般所选的波长值为  $\lambda_a = 660\text{nm}$ ,  $\lambda_b = 910\text{nm}$ 。根据恒定饱和度法, 假设  $c^A_{\text{HbO}_2}(t)/c^A_{\text{Hb}}(t) = \text{常数 } 1$ ,  $c^V_{\text{HbO}_2}(t)/c^V_{\text{Hb}}(t) = \text{常数 } 2$ 。如果总的来讲相对于采样频率动脉和静脉的血氧饱和度变化较慢, 则这个假设就是有效的。因而等式 (105) 和 (106) 的比例系数可以写为:

$$r_a(t) = \frac{\epsilon_{\text{HbO}_2, \lambda_a} C^A_{\text{HbO}_2} X(t) + \epsilon_{\text{Hb}, \lambda_a} C^A_{\text{Hb}} X(t)}{\epsilon_{\text{HbO}_2, \lambda_b} C^A_{\text{HbO}_2} X(t) + \epsilon_{\text{Hb}, \lambda_b} C^A_{\text{Hb}} X(t)} \quad (107)$$

$$s_{\lambda_a}(t) = r_a(t) s_{\lambda_b}(t) \quad (108a)$$

$$n_{\lambda_a}(t) \approx r_a(t) n_{\lambda_b}(t) \quad (109a)$$

$$n_{\lambda_a}(t) = r_v(t) n_{\lambda_b}(t) \quad (108b)$$

$$s_{\lambda_a}(t) \approx r_v(t) s_{\lambda_b}(t) \quad (109b)$$

在脉搏血氧测量中, 通常是式 (108) 和式 (109) 可被同时满足。

用  $r_a(t)$  乘以式 (106), 然后从式 (105) 中减去式 (106), 则用下式可确定一个非零的二次参比信号  $n'(t)$ :

$$n'(t) = S_{\lambda_a}(t) \cdot r_a(t) S_{\lambda_b}(t) \quad (110a)$$

$$= \epsilon_{\text{HbO}_2, \lambda_a} C^V_{\text{HbO}_2} X^V(t) + \epsilon_{\text{Hb}, \lambda_a} C^V_{\text{Hb}} X^V(t) + n_{\lambda_a}(t)$$

$$- r_a(t) [\epsilon_{\text{HbO}_2, \lambda_b} C^V_{\text{HbO}_2} X^V(t) + \epsilon_{\text{Hb}, \lambda_b} C^V_{\text{Hb}} X^V(t) + n_{\lambda_b}(t)] \quad (111a)$$

用  $r_v(t)$  乘以式 (106), 然后从式 (105) 中减去式 (106), 则用下式可确定一个非零的原始参比信号  $s'(t)$ :

$$s'(t) = S_{\lambda a}(t) \cdot r_v(t) S_{\lambda b}(t) \quad (110b)$$

$$= s_{\lambda a}(t) \cdot r_v(t) s_{\lambda b}(t) \quad (111b)$$

5

所述的恒定饱和度假设不会使静脉对能量的吸收部分与原始信号部分  $S_{\lambda a}$  和  $S_{\lambda b}$  一起被消除。因而, 病人安静时由静脉能量吸收所引起的与低频调制吸收有关的频率和在病人运动时由静脉吸收引起的调制吸收都可在二次参比信号  $n'(t)$  中反映出来。所以, 所述的相关消除器或前面所描述的其它方法可消除或提取由运动中的手指的静脉血引起的无规律的调制吸收, 及静脉血的恒定的低频周期性吸收。

为表示图 11 的获得干净波形的血氧计的操作, 图 26 和图 27 绘出了用作为本发明的参比处理器输入的被测信号, 即信号  $S_{\lambda a}(t)=S_{\lambda \text{red}}(t)$  和信号  $S_{\lambda b}(t)=S_{\lambda \text{IR}}(t)$ , 该参比信号处理器采用了恒定饱和度法。每个信号的第一段 26a 和 27a 为相对没有受运动干扰的信号, 即在测量这段信号的时间内, 病人基本没有运动。因而通常用这些段 26a 和 27a 来代表在每个测量波长下的原始体积描记波形。每个信号的第二段 26b 和 27b 受到运动干扰的影响, 即在测量这段信号期间, 病人在运动。在每个段 26b 和 27b 上都可见到许多由于运动对被测信号造成的波动。每个信号的第三段 26c 和 27c 又相对没有受运动干扰的影响, 因而它们也通常可以代表在每个测量波长下的原始体积描记波形。

图 28 示出了由本发明的参比处理器确定的二次参比信号  $n'(t)=n_{\lambda a}(t)-r_a n_{\lambda b}(t)$ 。同样, 所述二次参比信号  $n'(t)$  与二次信号部分  $n_{\lambda a}$  和  $n_{\lambda b}$  相关。因而, 二次参比信号  $n'(t)$  的第一段 28a 通常是平坦的, 相应于在每个信号的第一段 26a 和 27a 由运动造成的噪声很小这一事实。在二次参比信号  $n'(t)$  的第二段 28b 上可见较大的波动, 相应于由运动对每个被测信号造成的较大的波动。噪声参比信号  $n'(t)$  的第三段 28c 通常是平坦的, 也相应于在每个被测信号的 26c 和 27c 段上没有运动干扰。

可以理解, 所述的参比处理器也可用于求得原始参比信号  $s'(t)=S_{\lambda a}(t)-r_v S_{\lambda b}(t)$ 。原始参比信号  $s'(t)$  通常表示体积描记波形。

图 29 和图 30 示出了由相关消除器用二次参比信号  $n'(t)$  估计出的原

始信号  $s_{\lambda_a}$  和  $s_{\lambda_b}(t)$  的逼近  $s''_{\lambda_a}$  和  $s''_{\lambda_b}(t)$ 。注意图 26 至图 30 的标尺不同，以更好地示出每个信号的变化。图 29 和图 30 表示了用由参比处理器确定的二次参比信号  $n'(t)$  进行相关消除的效果。如被测信号的段 26b 和 27b 一样，段 29b 和 30b 不受运动引起的噪声的支配。另外，段 29a, 30a, 29c 和 30c 与没有运动噪声引起的噪声的被测信号段 26a, 27a, 26c 和 27c 相比基本没有变化。

可以理解，由相关消除器用原始参比信号  $s'(t)$  估计出的二次信号  $n_{\lambda_a}(t)$  和  $n_{\lambda_b}(t)$  的逼近  $n''_{\lambda_a}(t)$  和  $n''_{\lambda_b}(t)$  也可以根据本发明来确定。

在脉搏血氧计中估计被测信号的原始信号部分和二次信号部分的方法

上述多个相关消除器实施例的软件实现是由前面所设置的并详细描述的有关等式直接给出。但是，在后面所设的附录 B 中复制了用 C 语言写成的计算机子程序，该子程序用恒定饱和度法及用式(54)至式(64)实现联合处理估计的联合处理估计器 572 来计算原始参比信号  $s'(t)$ 。这个联合处理估计器可估计出相对于两个被测信号的原始信号部分的良好逼近，所述的两个被测信号每个都包含与原始参比信号  $s'(t)$  相关的原始信号部分和与二次参比信号  $n'(t)$  相关的二次信号部分。这个子程序是实现图 9 所示的特别适用于脉搏血氧测量的监护仪的框图的另一途径。两个信号是在两个波长  $\lambda_a$  和  $\lambda_b$  下测量到的，其中  $\lambda_a$  通常在可见光区， $\lambda_b$  通常是在红外光区。例如，在本发明的一个实施例中，特别对于用恒定饱和度法进行脉搏血氧测量，波长为  $\lambda_a=660\text{nm}$ ,  $\lambda_b=940\text{nm}$ 。

与在联合处理估计器的讨论中的式(54)-(64)中所定义的变量相应，程序中的变量定义如下：

$$\begin{aligned} \Delta_m(t) &= nc[m].Delta \\ \Gamma_{f,m}(t) &= nc[m].fref \\ \Gamma_{b,m}(t) &= nc[m].bref \\ f_m(t) &= nc[m].ferr \\ b_m(t) &= nc[m].berr \\ \mathcal{S}_m(t) &= nc[m].Fswsq \\ \beta_m(t) &= nc[m].Bswsq \\ \gamma_m(t) &= nc[m].Gamma \\ \rho_{m,\lambda_a}(t) &= nc[m].Roh\_a \\ \rho_{m,\lambda_b}(t) &= nc[m].Roh\_b \end{aligned}$$

$$e_{m,\lambda a}(t) = nc(m).err\_a$$

$$e_{m,\lambda b}(t) = nc(m).err\_b$$

$$K_{m,\lambda a}(t) = nc(m).K\_a$$

$$K_{m,\lambda b}(t) = nc(m).K\_b$$

- 5 程序的第一部分是如在“初始化的相关消除器”功能块 120 中所述对寄存器 90、92、96 和 98 以及对中间变量进行初始化。程序的第二部分如“左移 [  $Z^{-1}$  ] 部件的时间更新”功能块 130 所述，用把在每个时间延时部件变量 110 的输入处的值存入时间延时部件变量 110 的方法，进行时间延时部件变量 110 的时间更新。饱和度的计算是在一个单独的模块中进行。在本领域中有多种计算氧饱和度的方法。在前面引用的 G.A.Mook 等人和 Michael R. Neuman 的文章中描述了一个这种计算。当氧合血红蛋白的浓度及脱氧血红蛋白的浓度被测定后，则类似于式 (72) 至式 (79)，饱和度的值也就被测定，其测量是在两个不同但很接近的时刻  $t_1$  和  $t_2$  进行的，在这两个时间上饱和度值相对恒定。对于脉搏血氧测量，在时间  $t=(t_1+t_2)/2$  上的平均饱和度值可确定为：

$$Sat_{arterial}(t) = \frac{C_{HbO_2}^A(t)}{C_{HbO_2}^A(t) + C_{Hb}^A(t)} \quad (112a)$$

$$= \frac{\epsilon_{Hb,\lambda a} - \epsilon_{Hb,\lambda b}(\Delta S_{\lambda a} / \Delta S_{\lambda b})}{\epsilon_{Hb,\lambda a} - \epsilon_{HbO_2,\lambda a} - (\epsilon_{Hb,\lambda b} - \epsilon_{HbO_2,\lambda b})(\Delta S_{\lambda a} / \Delta S_{\lambda b})} \quad (112b)$$

$$Sat_{venous}(t) = \frac{C_{HbO_2}^V(t)}{C_{HbO_2}^V(t) + C_{Hb}^V(t)} \quad (113a)$$

$$= \frac{\epsilon_{Hb,\lambda a} - \epsilon_{Hb,\lambda b}(\Delta n_{\lambda a} / \Delta n_{\lambda b})}{\epsilon_{Hb,\lambda a} - \epsilon_{HbO_2,\lambda a} - (\epsilon_{Hb,\lambda b} - \epsilon_{HbO_2,\lambda b})(\Delta n_{\lambda a} / \Delta n_{\lambda b})} \quad (113b)$$

如在“对两个被测信号采样计算原始或二次参比信号 ( $s'(t)$  或  $n'(t)$ )”功能块 140 所示, 子程序的第三部分用如式 (3) 的恒定饱和度和法所确定的比例常数  $r_a(t)$  和  $r_v(t)$  来计算信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的原始参比信号和二次参比信号。在一个单独的子程序中计算饱和度, 并且, 值  $r_a(t)$  和值  $r_v(t)$  是被输入到本子程序中的, 以估计复合信号  $S_{\lambda a}(t)$  和  $S_{\lambda b}(t)$  的原始信号部分  $s_{\lambda a}(t)$  和  $s_{\lambda b}(t)$ , 或二次信号部分  $n_{\lambda a}(t)$  和  $n_{\lambda b}(t)$ 。

如在“零级更新”功能块 150 所述, 程序的第四部分进行的是零级更新, 其中零级的向前预测偏差  $F_0(t)$  和零级向回预测偏差  $b_0(t)$  被设置为与刚刚计算出的参比信号  $n'(t)$  或  $s'(t)$  值相等。另外, 零级中间变量  $\zeta_0$  和  $\beta_0(t)$  (程序中的  $nc[m].Fswsq$  和  $nc[m].Bswsq$ ) 的值也将被计算出, 以用于在回归滤波器 80a 和 80b 的最小二乘法点阵预测器 70 中设置寄存器 90、92、96 和 98 的值。

程序的第五部分是迭代循环, 如在图 9 中的“ $m=0$ ”功能块 160 所述, 其中循环计数器  $M$  在最大值  $m=NC\_CELLS$  时被重设为 0。  
15  $NC\_CELLS$  是循环迭代值的一个预定的最大值。例如,  $NC\_CELLS$  的通常值为 6 至 10。这样设置循环条件是为了使循环迭代至少为五次, 并不断进行迭代直至一个换算试验被满足或  $m=NC\_CELLS$ 。所述的换算试验即判断向前预测偏差的加权和加上向回预测偏差的加权和是否小于一个很小的数, 该很小的数一般为 0.00001 (即,  $\zeta_m(t)+\beta_m(t)\leq 0.00001$ )。

如在“最小二乘法点阵预测器第  $m$  级的阶更新”功能块 170 所述, 程序的第六部分计算寄存器 90 和 92 中的向前和向回反射系数  $\Gamma_{m,f}(t)$  和  $\Gamma_{m,b}(t)$  值 (即程序中的  $nc[m].fref$  和  $nc[m].bref$ )。然后计算向前预测偏差  $f_m(t)$  和向回预测偏差  $b_m(t)$  (即程序中的  $nc[m].ferr$  和  $nc[m].berr$ )。另外, 25 中间变量  $\zeta_m(t)$ 、 $\beta_m(t)$  和  $\gamma(t)$  (即程序中的  $nc[m].Fswsq$ 、 $nc[m].Bswsq$  和  $nc[m].gamma$ ) 的值也将被计算出。循环的第一周期使用的是在程序的“零级更新”部分计算出的  $nc[0].Fswsq$  和  $nc[0].Bswsq$  值。

如在“回归滤波器的第  $m$  级的阶更新”功能块 180 所述, 程序的第七部分仍处于程序第五部分的循环的起始部位, 计算每个回归滤波器的 30 回归系数寄存器 96 和 98 的值  $k_{m,\lambda a}(t)$  和  $k_{m,\lambda b}(t)$  (在程序中即为  $nc[m].k_a$  和  $nc[m].k_b$ )。还计算中间偏差信号和变量  $e_{m,\lambda a}(t)$ 、 $e_{m,\lambda b}(t)$ 、 $\rho_{m,\lambda a}(t)$  和  $\rho_{m,\lambda b}(t)$  (在子程序中为  $nc[m].err_a$ 、 $nc[m].err_b$ 、 $nc[m].roh_a$  和

nc[m].roh\_b).

所述的迭代循环直至通过了收敛测试才结束。联合处理估计器的收敛测试在类似“循环”功能块 190 的每一个循环迭代中进行。如果向前预测偏差的加权和加上向回预测偏差的加权和  $\zeta_m(t) + \beta_m(t)$  小于或等于 0.00001，则循环结束。否则程序的第六和第七部分将被重复。

本子程序的输出为输入给该程序的采样序列  $S_{\lambda_a}(t)$  和  $S_{\lambda_b}(t)$  的原始信号部分的很好的逼近  $s''_{\lambda_a}(t)$  和  $s''_{\lambda_b}(t)$ ，或二次信号部分的很好逼近  $n''_{\lambda_a}(t)$  和  $n''_{\lambda_b}(t)$ 。在由联合处理估计器对被测信号的多个采样序列的原始信号部分或二次信号部分的逼近值进行了估计之后，用一个输出的编码来提供体积描记图波形的良好逼近波形，或提供在每个波长  $\lambda_a$  和  $\lambda_b$  下的运动干扰。

可以理解，附录 B 中的子程序只是一个可实现式 (54) 至 (64) 的实施例。虽然归一化和 QRD - LSL 等式还可通过直接方法实现，但附录 C 中列出了用于归一化等式的子程序，附录 D 中列出了用于 QRD - LSL 算法的子程序。

很明显，对本领域的技术人员来讲，当利用了本发明处理器的生理监护仪的实施例被描述之后，则其它形式的生理监护器也可以使用上述技术，所述的本发明的处理器是用以确定如自适应噪声消除器的相关消除器用的参比信号，以从生理测量中消除或提取原始信号部分或二次信号部分。

进而，本发明所描述的信号处理技术也可以用于在连续或接近连续的时间基础上计算生理系统的动脉和静脉血氧饱和度。不论生理系统是否处于随意运动状态，这些计算都可以进行。

进而，可以理解，被测信号的转换（而不是算法变换）和可允许提取或消除原始信号部分或二次信号部分以确定参比信号的比例因子的确定是可能的。另外，尽管这里描述的比例因子  $r$  为第一信号的一部分与第二信号一部分的比值，但在本发明的处理器中，也可同样使用类似的第二信号的一部分与第一信号的一部分的比值常数。在后一种情况下，二次参比信号通常可以类似地写为：

$$n'(t) = n_{\lambda_b}(t) - r n_{\lambda_a}(t)$$

进而，可以理解，相关消除技术（而不是联合处理估计）可与本发明的参比信号一起使用。这些相关技术之中可以包含但不仅限于最小均

方根算法、子波转换、谱估计技术、神经网络、维纳滤波和卡尔曼滤波。

本领域技术人员都将知道，本发明的技术可应用在许多种形式的生理监护仪中。其它形式的生理监护仪包括但不仅限于心电图仪、血压监护仪、血液浓度（而不是血氧饱和度）监护仪、二氧化碳分析、心率监护、呼吸监护或麻醉深度监护。另外，上述技术还可用于进行体内物质的压力和量的监护仪，如呼吸分析器、药物监护器、胆固醇监护仪、葡萄糖监护仪、二氧化碳监护仪或一氧化碳监护仪。

进而，本领域技术人员都将知道，上述从包括原始信号成分和二次信号成分的复合信号中提取或消除原始信号或二次信号的技术也可被用于从身体上的紧密和高度相关的不同位置上提取的心电图（ECG）信号。可以理解，图 31 所示的作为一种双级 Laplacian 电极传感器的改进的三极 Laplacian 电极传感器可用作为心电传感器，关于所述的双极电极传感器的讨论在 Bin He 和 Richard J.Cohen 的文章“体表 Laplacian 心电图的绘图”（Body Surface Laplacian ECG Mapping）中，该文章发表在 IEEE Transactions on Biomedical Engineering 杂志的第 39 卷 1992 年 11 月的第 11 期。必须理解，有无数种心电传感器的几何形式可用以满足本发明的需要。同类传感器也可被用于脑电图和肌电图测量。

进而，本领域技术人员都将知道，前面所述的技术也可用于由反射能量形成的信号而不是能量穿透所形成的信号。本领域技术人员都将知道，任何形式能量的被测信号的原始信号部分或二次信号部分，包括但不仅限于声能、X 线能、 $\gamma$  射线能或光能，都可用上述技术进行估计。因而，本领域技术人员都将知道，本发明的技术也可应用于使用超声监护仪，其超声信号穿过身体的一个部分并被该部分身体反射，从这部分身体中穿透回来。另外，如回波心动图这类监护仪也可应用本发明的技术，因为它们也依赖于能量的穿透和反射。

在本发明的技术被以生理监护仪的方式进行了描述之后，本领域技术人员都将知道，本发明的信号处理技术可用于多种领域，包括但不仅限于生理信号的处理。本发明也可被应用于其信号处理器具有一个可接收第一信号和第二信号的探测器的任何情况，所述的第一信号含有第一原始信号部分和第一二次信号部分，所述的第二信号含有第二原始信号部分和第二二次信号部分。因而，本发明的信号处理器具备应用于多种信号处理领域的的能力。



## 附录 A

### 用高效多相递归全通滤波器进行数字信号处理

Fred Harris\*, Maximilien d'Oreye de Lantremange\* 和  
A.G.Constantinides\*\* 著

\*Department of Electrical and Computer Engineering, San Diego State University, San Diego, California 92182-0190, U.S.A. (San Diego 州立大学  
电子和计算机工程系, 美国)

\*\*Signal Processing Section, Department of Electrical Engineering, Imperial College of Science, Technology and Medicine, Exhibition Road, London DW7-2BT, England.

(帝国科学、技术和医药学院电子工程系信号处理分部, 英国)

摘要: 可以用非常小的计算负荷以多相递归全通网络的形式实现数字滤波器。这些网络为  $M$  个并行的全通子滤波器的总和, 所述这些滤波器的相移被选择为在通带内相互建设性相加而在阻带内相互毁灭性相加。我们这里所述的设计技术开始于从一个新的最优化算法而得出的典型的  $M$  路递归全通滤波器 (在其它文献中有详细描述)。这些滤波器与全通变换、再采样和串联状态的组合结合在一起操作。与由所述的技术所产生的滤波器系统的例子一起, 我们论述了多个用所述的新算法所进行的设计。

#### 1. 引言

如图 32 所示, 标准有限冲击响应 (FIR) 滤波器可被建模成抽头延时线成分的加权和。式 (1) 示出了这个加权和, 式 (2) 示出了这个滤波器的传递函数。

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m-n)x(m) \quad (1)$$

$$Y(Z) = X(Z) \sum_{n=0}^{M-1} h(n)Z^n \quad (2)$$

我们注意到，滤波器输出的频率选择特性是由于在抽头延时线中的连续的样本间的相移造成的。在图 33 中示出了两个不同频率的这一相位和。

5 应注意到，是相移而不是加权项决定着滤波器的频率依赖性增益变化。加权项主要是用于控制滤波器的通带宽度和阻带衰减。从空间波束形成（一般叫做波束分解）（1）和信号合成（峰-均方根控制）（2）方面所形成的思想，是利用结构式的相移（具有任意幅度）以实现相同目的。

10 这里所描述的这类滤波器代替了具有全通子滤波器的 FIR 滤波器的加权，所述的子滤波器相对于频率依赖性相移具有单一的增益。为得到多相结构，如图 34 和式（3）所示，所述的全通子滤波器为  $Z^m$  的第一阶多项式，其中  $M$  为结构中抽头的数量。这一复合形式在图 41a 中示出，且它具有一个反映多相结构的改进形式，如图 41b 所示。这一结构的传递函数如式（4）所示。

15 图 44a 和 44b 示出了从这种新算法中获得的等波动设计的例子，这两个例子分别为每个通路具有 2 个全通级的 2 通路滤波器和每个通路具有 3 个全通级的 5 通路滤波器。最优化设计的相互制约的约束条件（在前面所提到的文献中描述）限制了 5 通路滤波器的每通路中的级的可能的序号为序列 (1,1,1,1,0), (2,2,2,1,2), (3,3,2,2,2), 等，以使所述的最优化 5  
20 通路滤波器只使用 3 级，少于分配给该设计的级数。类似地，所述的 2 通路滤波器被限制为序列 (1,0), (1,1), (2,1), (2,2), (2,3), (3,3), 等。

## 2、二通路滤波器

即便我们将讨论仅限于对 2 通路滤波器，我们仍发现了这种结构的许多令人感兴趣的特性和巧妙的应用方法。按设计，所述的 2 通路滤波器  
25 为一个在  $0.25f_c$  具有 3dB 边缘宽度的半带宽滤波器。如果零点都被限制在  $1/2$  采样频率之内，则滤波器等同于由标准 arped 双线性变换所得到的半带宽巴特沃斯(Butterworth)滤波器。对于这种特殊情况，根位置的实数部分则接近于零。如果对于等波动阻带响应的零点进行优化，则滤波器就变成了约束椭圆滤波器。所述的约束与互补全通滤波器的特性  
30 有关。如图 35 所示，我们定义 2 通路滤波器的全通段在  $H_0(0)$  和  $H_1(0)$ 、换算为  $1/2$  求和运算、两个通路的区分分别为  $A(0)$  和  $B(0)$  以及低通和高通。我们知道，全通段满足式(5)，从式(5)可推导出低通滤波器和高通滤

波器之间的功率关系, 如式(6)所示:

$$|H_0(\theta)|^2 + |H_1(\theta)|^2 = 1 \quad (5)$$

$$|A(\theta)|^2 + |B(\theta)|^2 = 0.5[H_0(\theta) + H_1(\theta)]^2 + 0.5[H_0(\theta) - H_1(\theta)]^2 \quad (6a)$$

$$= 0.5[|H_0(\theta)|^2 + |H_1(\theta)|^2] \quad (6b)$$

$$= 1 \quad (6c)$$

10 现在解释上述关系是如何作用于所述的 2 通路滤波器的。对于所述的互补滤波器, 我们定义其最小通带增益为  $1 - \epsilon_1$ 、峰值阻带增益为  $\epsilon_2$ 。将这些增益代入式(6)我们得到式(7)。

$$(1 - \epsilon_1)^2 + (\epsilon_2)^2 = 1 \quad (7a)$$

$$15 \quad (1 - \epsilon_1)^2 = 1 - (\epsilon_2)^2 \quad (7b)$$

$$1 - 2\epsilon_1 + (\epsilon_1)^2 = 1 - (\epsilon_2)^2 \quad (7c)$$

对于很小的  $\epsilon_1$ , 我们可以忽略  $(\epsilon_1)^2$ , 则得到式(8)。

$$20 \quad \epsilon_1 = 0.5(\epsilon_2)^2 \quad (8)$$

因而, 如果将阻带衰减选为 0.001(60dB), 则通带波动为 0.0000005(126.0dB)或通带最小增益为 0.9999995(-0.00000022dB)。可见, 这些滤波器具有十分平坦的通带。我们的结论是, 所述的 2 通路等波动阻带滤波器为具有成对通带和阻带波动的椭圆滤波器, 在  $0.25f$  具有 -3.0dB 的增益。在所述的等效椭圆滤波器的 2 通路标准形式之间有两个显著差别。第一个差别是将乘法次数减少了 4 倍: 第 5 阶半带宽 2 通路滤波器只需要 2 个系数, 而直接形式则需要 8 个(包括换算)。第二个差别是全通结构对其内部状态有统一的增益, 因而不需要象标准形式滤波器那样用扩展的精密寄存器来存贮内部状态。

如任何滤波器设计一样, 可以用增大固定阶滤波器的带衰减的方法

来换取过渡带宽减小，或者可用增加滤波器的阶数的方法使过渡带宽对于一个固定的衰减更为陡峭。如果有关于椭圆滤波器和可用所述的 2 通路结构实现的 Butterworth 滤波器的示意图，则等波动滤波器的简单的近似关系可由式(9)给出，式中 A(dB)为以 dB 为单位的衰减， $\Delta f$  为过渡带宽，N 为滤波器中的全通部分的总数。

$$A(\text{dB})=(72\Delta f+10)N \quad (9)$$

### 2A. 希尔伯特(Hilbert)变换滤波器

10 希尔伯特变换 (HT) 可以被认为是半带滤波的一种特殊形式。它由一个宽带 90° 相移网络进行建模和实现。所述的 HT 通常用于 DSP (数字信号处理) 应用，以形成如式 (10) 所示的分解信号  $a(n)$ ，该信号的谱被限于正 (或负) 频率段。

$$15 \quad a(n)=x(n)+jx(n) \quad (10)$$

我们可以用多种方法将所述的 2 通路滤波器设计为希尔伯特变换 (HT) 式，但一个简单的方法，类似于在半带 FIR 滤波器中所进行的变换 (4)，是将半带滤波器与 1/4 采样频率相结合。如果原始滤波器的响应和变换分别为  $h(n)$  和  $H(Z)$ ，则可用式 (11) 很方便地表示出结合后的表达式。

$$h(n) \Rightarrow h(n)e^{jn/2} = h(n)(j)^n \quad (11a)$$

$$H(Z) \Rightarrow H(Ze^{j\pi/2}) = H(jZ) \quad (11b)$$

25 通过将传递函数的每一个  $Z^1$  用  $-jZ^{-1}$  来代替，以将半带滤波器变换成为 HT 滤波器。由于所述全通子滤波器的多项式为二阶的，所以上述变换过程可通过改变每个全通子滤波器所用的系数的正负号的方法以及将  $-j$  与较低的通路延时结合起来的方法来实现。这些操作在图 36 中示出。

### 2B. 插值法和分样法滤波器

任何半带滤波器都可以用于进行 2 至 1 再采样 (正行或逆行，通常

定义为插值和分样)。有限冲击响应滤波器可用多相分割方法进行操  
作,所述的多相分割不对插入的零输入点进行处理(正向采样时)或不  
计算已废弃的输出点(逆向采样时)。尽管这种情况不适于通常的递归  
滤波器,但这种情况适合于递归全通  $M$  通路滤波器。由于第  $M$  阶子滤  
波器的内部延时和每一通路延时线的相互作用,所述的  $M$  通路滤波器  
5 可被分为多相位部分。这个关系在所述 2 通路滤波器中特别容易看出。  
一个作用于系数  $n_0$  的冲击将在同一时间通过上面的通路对输出产生一  
个作用,而由于有另外一个延时  $Z^{-1}$ ,所以在下面的通路上直到下一个  
指示时才能得到输出。在这个下一个指示期间,由于没有与其  $Z^2$  多项式  
10 相关联的  $Z^1$  通路,所以在上面的通路不能对输出产生作用。因而,所述  
滤波器从其二个交替的通路提供其冲击响应的顺序的样本。

逆行采样是通过以降低的输入率给滤波器的每一通路提供交替的  
输入样本的方法实现的。由于第二通路的延时是由输入换算来实现的,  
所以在这个通路中的物理延时被消除了。对两个通路的响应求和或求差  
15 以产生滤波后的和逆向采样后的输出。应注意到,每个输入样本点的计  
算率为未经再采样的滤波器的相应计算率的一半。因而,如果使用图 44a  
的 2 通路滤波器进行逆向采样,我们将对每个输入点进行 3 次乘法。

正向采样是通过保留逆向采样的过程来实现。这要求为两个通路提  
供相同的输入,并在两个输出之间进行换算。图 37 示出了两个再采样  
20 的形式。如前面的例子,当图 44a 中的所述 2 通路滤波器被用于正向采  
样时,我们将对每个输出点进行 3 次乘法。

所述的互补输出的逆向采样和正向采样的串联操作将进行两带最  
大分样直角相移镜像滤波和再现(5)。

正向采样和逆向采样滤波器的串联的多个级可在每数据点的工作  
25 负荷十分小的情况下达到很高级别的采样率转换。例如,一个对信号具  
有 96dB 动态范围的其截止频率为  $0.4f$  的 1 至 16 的正向采样器需要顺序  
地具有较小全通滤波器级序号的 2 通路滤波器,所述的级序号为  
(3,3),(2,2),(2,1)和(1,1)。这样,对 16 个输出,总共需要 42 次乘法,其平  
均工作负荷大约为每个输出点 2.7 次操作。

### 30 2C. 迭代多相全通滤波器

前面所述的全通滤波器网络是由  $Z^n$  的多项式组成的,特别是对于  
所述的 2 通路滤波器,是由  $Z^2$  的多项式组成的。一个有用的变换是用

$Z^{2k}$  来代替每个  $Z^2$ ，以得到其谱特性为原来的滤波器谱的  $K$  次复制的较高阶滤波器。若  $K = 2$ ，则中心频率在直流处的半带滤波器就变成了一对中心频率在直流处和  $f/2$  处的  $1/4$  带滤波器。所述迭代滤波器的谱复制的例子如图 38 所示。

5 应注意到，这一变换将原滤波器的频谱缩小到原来的  $1/K$ ，既减少了通带也减少了过渡带。因而，通过使用通过延时部件得到的幂为  $2K$  的低阶多项式可实现很陡峭的过渡带和通带很窄的滤波器。在复制后的谱区域内的能量可用一个滤波器序列来消除，所述的滤波器序列中有多种再采样的幂数和已经被降低了幂数的迭代滤波器。

### 10 3. 有效的全通滤波器组

有效的谱分割可通过串联和对迭代低通滤波器或 HT 滤波器的输出再采样来得到。例如，如图 39 左侧所示，一个以四个象限为中心的 4 通路滤波器组的谱可用一个互补的半带滤波器连接一对再采样 HT 滤波器来形成。这个 70dB 衰减滤波器组的工作负荷为每个输出通道 3 次乘法运算。

15 一个回顾前面序列的 4 通道滤波器组（即，其中心在 4 个主方向上）可由两个互补半带滤波器各自连接一个互补半带再采样滤波器和一个再采样 HT 滤波器迭代而构成。这个滤波器组的这种谱在图 39 的右侧示出。这个 70dB 衰减滤波器组的工作负荷是每个输出通道 2 次乘法运算。

### 20 4. 其它全通变换

通过标准的全通变换（6），也可以将原型互补滤波器组变换为一些具有任意带宽和任意中心频率的滤波器。式（12）表示了用于半带滤波器的低通变换。

25

$$z^{-1} = \frac{b+z}{1+bz^{-1}} \quad b = \frac{1-\tan(\theta_0/2)}{1+\tan(\theta_0/2)} \quad (12)$$

30 这一次变换将改变滤波器的频率变量，使 -3dB 点出现在频率  $\theta$  处。当  $\theta$  不等于  $\pi/2$  时，全通子滤波器的第二阶多项式得到  $Z^{-1}$  项的系数。所得到的滤波器在其每一对极零点处需要两次乘法，其工作负荷仍为传统常规

型滤波器的一半。此外，在原点处的极点（由于第二通路的延时）变换成一个第一阶全通滤波器，因而，将无活性的极点转换为有活性的极点需要一个另外的第一阶级。图 40 示出了图 44a 所示的滤波器的频率改变形式。这个滤波器和它的互补形式都适用于所述的频率改变结构。

5 式 (13) 表示了带通变换。

$$z^{-1} \Rightarrow -z^{-1} \frac{c-z^{-1}}{1-cz^{-1}} \quad c=\cos(\theta_1) \quad (13)$$

10 这一变换改变了滤波器的频率变量，使其中心频率处于频率  $\theta_1$  处。如果  $\theta_1$  等于 0.0，则这个变换等效于在 2.C 中描述的迭代变换。对于其它任何频率，这个变换都可将第二阶全通滤波器转换为第四阶全通结构。这需要四次乘法，以为所得到的滤波器形成四个极零点对，其工作负荷仍为传统常规型滤波器的一半。另外，需要一个第二阶全通级，所述的转换才能将实数的极点（是一个通常处于原点的假想的极点）转换成一

15 对复数极点。图 45 示出了图 45 所示的滤波器的频率改变形式。如前面所述，这个滤波器和它的互补形式都适用于所述的频率改变结构。

其它几种变换和几何形式[7]也可用于数字全通结构，读者可直接从本文所列出的文献中得到多种丰富的选择。

20

$$H_n(Z^{-M}) = \frac{a_n + Z^{-M}}{1 + a_n Z^{-M}} \quad (3)$$

25

$$Y(Z) = X(Z) \sum_{n=0}^{M-1} H_n(Z^{-M}) Z^{-n} \quad (4)$$

式(3)的根， $-a_n$  的第 M 个根和其倒数，如说明幂为 M 的图 42 所示均匀地分布在原点的周围。应注意到，我们已知了在全通级中的每个乘法式中的 M 个极点和 M 个零点。这意味着，例如，两通路滤波器在每

30 个乘法式中提供两个极点和两个零点，而标准的（因式分解前或因式分解后的）常规形式的滤波器为每个乘法式一个极点（或零点）。

当围绕着归一园，我们看到全通子滤波器在每个极-零点对附近的相位呈快速变化。通过适当地选择极点位置，可以使  $M$  通路滤波器的每一分支的相移相互匹配或在所选择的谱间隔内通过乘以  $2\pi/M$  而相区分开。这在图 43A - 43D 中对于  $M = 2$  和  $M = 4$  的展示出来。所述全通子滤波器的系数可通过标准算法[3]或通过由 Harris 和 d'Oreye 最近交付发表的论文（信号处理）中所提出的一种新算法来确定。

### 5. 结论

我们已经回顾了全通多相滤波结构的形式和效果。接着，我们还提出了几种能够方便地用于  $M$  通路全通滤波器组的几种全通变换。重点放在二通路网络，但这些内容可方便地扩展到任意的  $M$  通路。我们提到过用于设计  $M$  通路滤波器的一组新算法，这些算法将在一篇即将发表的信号处理文章中公开。我们通过利用这些算法来形成本文中的一些例子，证实了这一算法的能力。

这些结构的主要优点是，为了完成一个给定的滤波任务所需要的工作负荷非常小。其它文章[8,9,10]讨论了由这些滤波器对于有限算法表现出的低灵敏度。使用这些滤波器的主要障碍是，它们比较新，以及缺乏用于计算滤波器加权函数的可行性设计方法。本文（以及列在下面的文献中的十分好的综述）致力于第一个问题，即将发表的一篇论文致力于第二个问题。

### 6. 致谢

本文的一部分工作是由集成电路和系统（ICAS）工业/大学合作研究中心（I/UCRC）在圣地亚哥州立大学（SDSU）和圣地亚哥的加利福尼亚大学（UCSD）完成的。

### 7. 文献

（1）F.J Harris 和 Stan Acks（El Segundo, CA, 1983, 休斯飞机、雷达系统集团）之间的非公开通讯。

（2）M.R.Schroeder 的“在科学和通讯中的数字理论”，Springer-Verlag, 1984, 第 28 章：波形和辐射模式，pp278 - 288。

（3）R.A.Valenzuela 和 A.G.Constantinides 的“有效内插和分样的数字信号处理方案”，IEE Proceedings, Vol.130, Pt.G.No.6, Dec, 1983, pp.225-235。

（4）D.Elliot 的“数字信号处理和工程应用手册”，Academic



Press,1987,Chapter 3,pp.227-233 .

( 5 ) Phillip A.Regalia,Sanjit K. Mitra 和 P.P.Vaidyanathan 的“数字全通滤波器: 灵活的信号处理结构块”, Proc.of IEEE,Vol.76, No.1, Jan.1988, pp.19-37 .

5 ( 6 ) A.G. Constantinides 的“数字滤波器的谱变换” Proc. IEE, Vol.117, No.8, Aug,1970, pp.1585-1590 .

( 7 ) S.K.Mitra, K.Hirano, S.Nishimura 和 K.Sugahara 的“具有独立调谐特性的数字带通/带阻滤波器设计”, FREQUENZ, 44(1990) 3-4, pp.117-121 .

10 ( 8 ) R.Ansari 和 B.Liu 的“应用于采样率变换的低噪声计算有效的递归数字滤波器”, IEEE Trans. 声音、语言、信号处理, Vol.ASSP-33, No.1, Feb.1985, pp.90-97 .

( 9 ) H.Samueli 的“低复杂性无倍增的半带递归数字滤波器设计”, IEEE Trans. 声音、语言、信号处理, Vol.ASSP-37, No.3, Mar. 15 1989, pp.442-444 .

( 10 ) P.P.Vaidyanathan 和 Zinnur Doganata 的“现代数字信号处理中的无损系统的作用: 指导, ” IEEE Trans.on Education, Vol.32,No.3, Aug.1989,pp.181-197 .

## 附录 B

### 最小二乘法点阵噪声消除

#### 用比值逼近法消除噪声的实例

Example for ratiometric approach to noise canceling

```
5  /define LAMBDA 0.95

void OxI_LSL_NC(      int  reset,
                      int  passes,
                      int  *signal_1,
10  int  *signal_2,
                      int  *signal_3,
                      int  *target_1,
                      int  *target_2) {

15  static  int      i, ii, k, m, n, contraction;
static  int      *s_a, *s_b, *s_c, *out_a, *out_c;
static  float    Delta_sqr, scale, noise_ref;

20  if( reset == TRUE) {
    s_a      = signal_1;
    s_b      = signal_2;
    s_c      = signal_3;
    out_a    = target_1;
    out_c    = target_2;
25  factor    = 1.5;
    scale    = 1.0 / 4160.0;

    * noise canceller initialization at time t=0 */

30  nc[0].berr    = 0.0;
    nc[0].Gamma  = 1.0;

    for (m=0; m<NC_CELLS; m++) {
35  nc[m].err_a   = 0.0;
    nc[m].err_b   = 0.0;
    nc[m].Roh_a   = 0.0;
    nc[m].Roh_c   = 0.0;
    nc[m].Delta   = 0.0;
    nc[m].Fswsqr  = 0.00001;
40  nc[m].Bswsqr  = 0.00001;
```

```

===== END INITIALIZATION =====
5
for (k=0; k<passes; k++) {

contraction = FALSE;
for (m=0; m< NC_CELLS; m++) { /* Update delay elements
10
    nc[m].berr1    = nc[m].berr;
    nc[m].Bswsqrl = nc[m].Bswsqr;

noise_ref        = factor * log(1.0 - (*s_a) * scale)
                  - log(1.0 - ((s_b) * scale) ;
15
nc[0].err_a      = log(1.0 - (*s_b) * scale);
nc[0].err_b      = log(1.0 - (*s_c) * scale);

++s_a;
++s_b;
20
++s_c;

nc[0].ferr       = noise_ref ;
nc[0].berr       = noise_ref ;
nc[0].Fswsqr    = LAMBDA * nc[0].Fswsqr + noise_ref * noise_ref;
25
nc[0].Bswsqr    = nc[0].Fswsqr;

/* Order Update */
for (n=1; ( n < NC_CELLS && (contraction == FALSE); n++) {

30
    /* Adaptive Lattice Section */

m = n-1;
ii= n-1;

35
nc[m].Delta      *= LAMBDA;
nc[m].Delta      += nc[m].berr1 * nc[m].ferr      / nc[m].Gamma ;
Delta_sqr        = nc[m].Delta * nc[m].Delta;

nc[n].fref       = -nc[m].Delta / nc[m].Bswsqrl;
40
nc[n].bref       = -nc[m].Delta / nc[m].Fswsqr;

nc[n].ferr       = nc[m].ferr + nc[n].fref * nc[m].berr1;

```

```

nc[n].berr      = nc[m].berr1 + nc[n].bref * nc[m].ferr;

nc[n].Fswsqr   = nc[m].Fswsqr - Delta_sqr / nc[m].Bswsqr1;
nc[n].Bswsqr   = nc[m].Bswsqr1 - Delta_sqr / nc[m].Fswsqr;
5
if( (nc[n].Fswsqr + nc[n].Bswsqr) > 0.00001 || (n < 5) ) {
    nc[n].Gamma = nc[m].Gamma - nc[m].berr1 * nc[m].berr1 /
nc[m].Bswsqr1;
    if(nc[n].Gamma < 0.05) nc[n].Gamma = 0.05;
10    if(nc[n].Gamma > 1.00) nc[n].Gamma = 1.00;

/* Joint Process Estimation Section */

    nc[m].Roh_a      *= LAMDBA;
15    nc[m].Roh_a      += nc[m].berr * nc[m].err_a / nc[m].Gamma ;
    nc[m].k_a        = nc[m].Roh_a / nc[m].Bswsqr;
    nc[n].err_a      = nc[m].err_a - nc[m].k_a * nc[m].berr;

    nc[m].Roh_c      *= LAMDBA;
20    nc[m].Roh_c      += nc[m].berr & nc[m].err_b / nc[m].Gamma ;
    nc[m].k_c        = nc[m].Roh_c / nc[m].Bswsqr;
    nc[n].err_b      = nc[m].err_b - nc[m].k_c * nc[m].berr;

)
25 else {
    contraction = TRUE;
    for (i=n; i<NC_CELLS; i++) {
        nc[i].err_a      = 0.0;
        nc[i].Roh_a      = 0.0;
30        nc[i].err_b      = 0.0;
        nc[i].Roh_c      = 0.0;
        nc[i].Delta      = 0.0;
        nc[i].Fswsqr     = 0.00001;
        nc[i].Bswsqr     = 0.00001;
35        nc[i].Bswsqr1    = 0.00001;

        *out_a++ = (int) ( (-exp(nc[ii].err_a) +1.0) / scale) ;
        *out_c++ = (int) ( (-exp(nc[ii].err_b) +1.0) / scale) ;

40        ***** Least Square Lattic *****

```

## 附录 C

/\*归一化自适应噪声消除器\*/

```
5  #include <stdlib.h>
   #include <math.h>

   #define TRUE          1
   #define FALSE        0

10  #define FLOAT32      float
   #define INT32        long int
   #define VOID         void

15  #define FABS         fabs
   #define SQRT         sqrt

   #define MAX(a,b) (a) > (b) ? (a) : (b)
   #define MIN(a,b) (a) < (b) ? (a) : (b)

20  #define MIN_VAL      0.01
   #define MAX_DEL      0.999999
   #define MIN_DEL      -0.999999
   #define MAX_RHO      2.0
25  #define MIN_RHO      -2.0
   #define MIN_BSERR    IE-15

   typedef struct {
30     FLOAT32  berr;
   FLOAT32  berr_1;
   FLOAT32  delta;
   FLOAT32  err;
   FLOAT32  ferr;
   FLOAT32  gamma;
35     FLOAT32  gamma_1;
   FLOAT32  rho;
   FLOAT32  delta_1;
   FLOAT32  Bserr;
   FLOAT32  Bserr_1;
40  } LANC_CELLS;

   typedef struct {
```

```

        INT32          cc;          /* number of cells
        FLOAT32        lambda;      /* put in value for lambda
        FLOAT32        min_error;   /* parameter
5   }   LANC_CELLS    *cells;      /* point to array of ANC_CELLS
        LANC_Context;

extern LANC_Context *
LANC_Init(
10   INT32          num_cells,      /* number of cells
        FLOAT32        lambda,     /* lambda param
        FLOAT32        min_error); /* min error

extern VOID
LANC_Done(
15   LANC_Context    *c;

extern VOID
LANC_Reset(
20   LANC_Context    *anc);

extern FLOAT32
LANC_Calc(
        LANC_Context    *anc,      /* input, context handle
        FLOAT32          nps,      /* input, noise plus signal
25   FLOAT32          noise);     /* input, noise reference

/* The following macros provide efficient access to the lattice

30   #define ANC_CELL_CIZE    11

        #define xBERR    0
        #define xBERR_1    1
        #define xDELTA    2
        #define xDELTA_1    3
35   #define xGAMMA    4
        #define xGAMMA_1    5
        #define xBSERR    6
        #define xBSERR_1    7
        #define xERR    8
40   #define xFERR    9
        #define xRho    10

```

```

#define berr          (* (p + xBERR))
#define P_berr_1     (* (p + xBERR_1 - ANC_CELL_SIZE))
#define P_berr       (* (p + xBERR - ANC_CELL_SIZE))
5  #define berr_1     (* (p + xBERR_1))

#define Bserr        (* (p + xBSERR))
#define Bserr_1     (* (p + xBSERR_1))
#define P_Bserr_1   (* (p + xBSERR_1 - ANC_CELL_SIZE))

10 #define P_delta    (* (p + xDELTA - ANC_CELL_SIZE))
#define delta        (* (p + xDELTA))
#define delta_1     (* (p + xDELTA_1))
#define P_delta_1   (* (p + xDELTA_1 - ANC_CELL_SIZE))

15 #define err        (* (p + xERR))
#define N_err       (* (p + xERR + ANC_CELL_SIZE))

#define P_ferr      (* (p + xFERR - ANC_CELL_SIZE))
#define ferr        (* (p + xFERR))

20 #define gamma      (* (p + xGAMMA))
#define P_gamma     (* (p + xGAMMA - ANC_CELL_SIZE))
#define N_gamma     (* (p + xGAMMA + ANC_CELL_SIZE))
#define P_gamma_1   (* (p + xGAMMA_1 - ANC_CELL_SIZE))
25 #define gamma_1   (* (p + xGAMMA_1))

#define rho         (* (p + xRho))

30 /* -----
   Name:  LANC_Init

   Abstract:  Create an ANC context

35 -----

extern LANC_Context *
LANC_Init(
40     INT32          num_cells,          /* number of cells
     FLOAT32        lambda,             /* lambda param
     FLOAT32        min_error) {        /* min error

```

```

LANC_Context  *anc;          /* context

anc = (LANC_Context *)malloc(sizeof(LANC_Context));
assert(anc != NULL);
5   anc->cc = num_cells;
   anc->lambda = lambda;
   anc->min_error = min_error;
   anc->cells = (LANC CELLS *)malloc(sizeof(LANC_CELLS)
10   * (num_cells + 2));

   assert(anc->cells != NULL);

   return(anc);
15
>

-----
Name:  LANC_Reset
20   Abstract:  Reset an ANC context
-----

25 extern VOID
   LANC_Reset(
       LANC_Context *anc) {
30   FLOAT32      *p;
   INT32          m;

   p = (FLOAT32 *)anc->cells;
   for (m = 0; m ,= anc->cc; m++) {
35       rho      = 0.0;
       err      = 0.0;
       ferr     = 0.0;
       berr     = 0.0;
       berr_1   = 0.0;
       delta    = 0.0;
40       delta_1  = 0.0;
       Bserr    = anc->min_error;
       Bserr_1  = anc->min_error;

```



```

        gamma          = MIN_VAL;
        gamma_1        = MIN_VAL;
        p              += ANC_CELL_SIZE;
    }
5   p = (FLOAT32 *)anc->cells;          /* Cell # 0 special case
    gamma          = 1.0;
    gamma_1        = 1.0;

10  -----
    Name:   LANC_Done

    Abstract:  Delete an ANC context

15  -----

extern VOID
LANC_Done(
20  LANC_Context    *anc) {

    free(anc->cells);
    free(anc);

25  -----
    Name:   LANC_Calc

    Abstract:  Calculate

30  -----

FLOAT32
LANC_Calc(
35  LANC_Context    *anc,          /* input, context handle
    FLOAT32         nps,          /* input, noise plus signal
    FLOAT32         noise)       /* input, noise reference

    INT32           m;

40  FLOAT32         *p;
    FLOAT32         B, F, B2, F2;
    FLOAT32         qd2, qd3;

```

```

INT32          output_cell;

/* Update time delay elements in cell structure -----
5
p = (FLOAT32 *)anc->cells;
for (m = 0; m <= anc->c>c; m++) {
    gamma_1    = gamma;
    berr_1     = berr;
10    Bserr_1   = Bserr;
    delta_1    = delta;
    p += ANC_CELL_SIZE;

/* Handle Cell # 0 -----
15    p = (FLOAT32 *)anc->cells;
    Bserr = anc->lambda * Bserr_1 + noise * noise;
    Bserr = MAX(Bserr, MIN_BSERR);

    ferr = noise / SQRTF(Bserr);
    ferr = MAX(ferr, MIN_DEL);
20    ferr = MIN(ferr, MAX_DEL);

    berr = ferr;

    rho = anc->lambda * SQRTF(Bserr_1 / Bserr) * rho + berr *
25    nps;

    N_err    = nps - rho * berr;

    output_cell = anc->cc - 1;          /* Assume last cell for
30    starter

    for (m = 1; m < anc->cc; m++) {
        p += ANC_CELL_SIZE;

35        B    = SQRTF(1.0 - P_berr_1 * P_berr_1);          B2    =
1.0/B;

        F    = SQRTF(1.0 - P_ferr    * P_ferr );          F2 - 1.0/F;

40    P_delta    = P_delta1 * F * B * P_berr_1 * P_ferr;
    P_delta    = MAX(P_delta, MIN_DEL);
    P_delta    = MIN(P_delta, MAX_DEL);

```

```

qd3 = 1.0 - P_delta * P_delta;
qd2 = 1.0 / SQRTF(qd3);

5 ferr = (P_ferr - P_delta * P_berr_1) * qd2 * B2;
ferr = MAX(ferr, MIN_DEL);
ferr = MIN(ferr, MAX_DEL);

10 berr = (P_berr_1 - P_delta * P_ferr ) * qd2 * F2;
berr = MAX(berr, MIN_DEL);
berr = MIN(berr, MAX_DEL);

15 gamma = P_gamma * (1.0 - P_berr * P_berr);
gamma = MAX(gamma, MIN_VAL);
gamma = MIN(gamma, MAX_DEL);

Bserr = P_Bserr_1 * qd3;

Bserr = MAX(Bserr, MIN_BSERR);

20 rho += anc->lambda * SQRTF((Bserr_1 / Bserr) * (gamma / gamma_1)
rho += berr * err;
rho = MAX(rho, MIN_RHO);
rho = MIN(rho, MAX_RHO);

25 N_err = err - rho * berr;

30 p = (FLOAT32 *)&(anc->cells[output_cell /* *ANC_CELL_SIZE */]);
return(N_err);

```

## 附录 D

```
/* QRD

5  #include <stdlib.h>
   #include <math.h>

   #define TRUE 1
   #define FALSE 0

10  #define FLOAT32 float
   #define INT32 long int
   #define VOID void

15  #define FABSF fabs
   #define SQRTF sqrt

   typedef struct {
       INT32 dummy;
20  } LQRDJPEF_CONTEXT;

   typedef LQRDJPEF_CONTEXT & LQRDJPEF_Handle;

   extern LQRDJPEF_Handle
25  LQRDJPEF_Init(
       INT32 NumCells,
       FLOAT32 Lambda,
       FLOAT32 SumErrInit,
       FLOAT32 GamsInit,
30  FLOAT32 MinSumErr);

   extern VOID
   LQRDJPEF_Done(
       LQRDJPEF_Handle hJPE);
35

   extern VOID
   #define Reset(
       LQRDJPEF_Handle hJPE);

40  extern FLOAT32
   LQRDJPEF_Calc(
       LQRDJPEF_Handle hJPE, /* handle
```

```

        FLOAT32    nps                /* noise plus signal
        FLOAT32    noise);           /* noise reference

5  #define MAX(a,b) (a) > (b) ? (a) : (b)
   #define MIN(a,b) (a) < (b) ? (a) : (b)

   #define LQRDJPEF_CELL_SIZE        27

10  typedef    struct {
        FLOAT32    sinf , sinf_1 ;
        FLOAT32    sinb , sinb_1 ;

        FLOAT32    cosf , cosf_1 ;
        FLOAT32    cosb , cosb_1 ;

15  FLOAT32    epsf;
        FLOAT32    epsb , epsb_1 ;

        FLOAT32    pief , pief_1 ;
        FLOAT32    pieb , pieb_1 ;

20  FLOAT32    Fserr, Fserr_1, SQRTF_Fserr, SQRTF_Fserr_1;
        FLOAT32    Bserr_1, Bserr_2, SQRTF_Bserr_1, SQRTF_Bserr_2;

        FLOAT32    p_1, p_2;
        FLOAT32    gams_1;
        FLOAT32    epsi_1;

25  LQRDJPEF_CELL;

30  struct {
        INT32      NumCells;          /* number of cells
        FLOAT32    Lambda;           /* Lambda
        FLOAT32    SumErrInit;       /* Initial value for
35  Fserr,
        Bserr

        FLOAT32    GamsInit;        /* Initial value for gams
        FLOAT32    MinSumErr;       /* Minimum for Fserr,
        Bserr

40  FLOAT32    SQRTF_Lambda;        /* square root of Lambda
        FLOAT32    SWRTF_SumErrInit; /* square root of
SumErrInit

```

```
        LQRDJPEF_CELL *cells; /* point to array of JPE_CELLS
LQRDJPEF_Context;
```

5           The following macros provide efficient access to the lattice

        Define variables offsets within structure

```

#define xSINF           0
#define xSINF_1         1
10 #define xSINB         2
#define xSINB_1         3

#define xCOSF           4
#define xCOSF_1         5
15 #define xCOSB         6
#define xCOSB_1         7

#define xEPSF           8
#define xEPSB           9
20 #define xEPSB_1       10

#define xPIEF           11
#define xPIEF_1         12
#define xPIEB           13
25 #define xPIEB_1       14

#define xFSERR          15
#define xFSERR_1         16
#define xSQRTF_FSERR     17
30 #define xSQRTF_FSERR_1 18

#define xBSERR_1         19
#define xBSERR_2         20
#define xSQRTF_BSERR_1   21
35 #define xSQRTF_BSERR_2 22

#define xp_1             23
#define xp_2             24

40           FLOAT32 epsb , epsb_1 ;

              FLOAT32 pief , pief_1 ;
```

```

    FLOAT32 pieb , pieb_1 ;

    FLOAT32 Fserr, Fserr_1, SQRTF_Fserr, SQRTF_Fserr_1;
    FLOAT32 Bserr_1, Bserr_2, SQRTF_Bserr_1, SQRTF_Bserr_2;
5
    FLOAT32 p_1, p_2;
    FLOAT32 gams_1;
    FLOAT32 epsi_1;

10 LQRDJPEF_CELL:

    typedef struct {
        INT32          NumCells;          /* number of cells
        FLOAT32      Lambda;              /* Lambda
15
        FLOAT32          SumErrInit;        /* Initial value for Fserr,
        Bserr

20
        FLOAT32          GamsInit;         /* Initial value for gams
        FLOAT32          MinSumErr;        /* Minimum for Fserr, Bserr
        FLOAT32          SQRTF_Lambda;     /* square root of Lambda
        FLOAT32          SQRTF_SumErrInit; /* square root of SumErrInit
        LQRDJPEF_CELL *cells;             /* point to array of JPE_CELLS
25
        LQRDJPEF_Context;

    The following macros provide efficient access to the lattice

30 Define variable offsets within structure

    #define xSINF          0
    #define xSINF_1        1
    #define xSINB          2
35 #define xSINB_1          3

    #define xCOSF          4
    #define xCOSF_1        5
    #define xCOSB          6
40 #define xCOSB_1          7

    #define xEPSF          8

```

```

#define xEPSB          9
#define xEPSB_1        10

5  #define xPIEF        11
   #define xPIEF_1      12
   #define xPIEB        13
   #define xPIEB_1      14

10 #define xFSERR       15
   #define xFSERR_1     16
   #define xSQRTF_FSERR 17
   #define xSQRTF_FSERR_1 18

15 #define xBSERR_1     19
   #define xBSERR_2     20
   #define xSQRTF_BSERR_1 21
   #define xSQRTF_BSERR_2 22

20 #define xp_1         23
   #define xp_2         24

   #define xGAMSO_1     25
   #define xEPSI_1      26

25 #define sin          (*(ptr + xSINF))
   #define sinf_1      (*(ptr + xSINF_1))
   #define P_sinf      (*(ptr + xSINF - LQDJPEF_CELL_SIZE))
   #define P_sinf_1    (*(ptr + xSINF_1 - LQDJPEF_CELL_SIZE))

30 #define sinb         (*(ptr + xSINB))
   #define sinb_1      (*(ptr + xSINB_1))
   #define P_sinb      (*(ptr + xSINB - LQDJPEF_CELL_SIZE))
   #define P_sinb_1    (*(ptr + xSINB_1 - LQDJPEF_CELL_SIZE))

35 #define cosf         (*(ptr + xCOSF))
   #define cosf_1      (*(ptr + xCOSF_1))
   #define P_cosf      (*(ptr + xCOSF - LQDJPEF_CELL_SIZE))
   #define P_cosf_1    (*(ptr + xCOSF_1 - LQDJPEF_CELL_SIZE))

40 #define cosb         (*(ptr + xCOSB))
   #define cosb_1      (*(ptr + xCOSB_1))
   #define P_cosb      (*(ptr + xCOSB - LQDJPEF_CELL_SIZE))

```



```

#define P_cosb_1      (*(ptr + xCOSB_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))

#define epsf      (*(ptr + xEPSF))
#define P_epsf   (*(ptr + xEPSF - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
5
#define epsb      (*(ptr + xEPSB))
#define epsb_1    (*(ptr + xEPSB_1))
#define P_epsb   (*(ptr + xEPSB - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_epsb_1  (*(ptr + xEPSB_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
10
#define pief      (*(ptr + xPIEF))
#define pief_1    (*(ptr + xPIEF_1))
#define P_pief   (*(ptr + xPIEF - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_pief_1  (*(ptr + xPIEF_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
15
#define pieb      (*(ptr + xPIEB))
#define pieb_1    (*(ptr + xPIEB_1))
#define P_pieb   (*(ptr + xPIEB - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_pieb_1  (*(ptr + xPIEB_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
20
#define Fserr     (*(ptr + xFSERR))
#define Fserr_1   (*(ptr + xFSERR_1))
#define P_Fserr   (*(ptr + xFSERR - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_Fserr_1 (*(ptr + xFSERR_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
25
#define SQRTEF_Fserr      (*(ptr + xSQRTEF_FSERR))
#define SQRTEF_Fserr_1   (*(ptr + xSQRTEF_FSERR_1))
#define SQRTEF_P_Fserr   (*(ptr + xSQRTEF_FSERR - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define SQRTEF_P_Fserr_1 (*(ptr + xSQRTEF_FSERR_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
30

#define Bserr_1      (*(ptr + xBSERR_1))
#define Bserr_2      (*(ptr + xBSERR_2))
#define P_Bserr_1    (*(ptr + xBSERR_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_Bserr_2    (*(ptr + xBSERR_2 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
35
#define SQRTEF_Bserr_1      (*(ptr + xSQRTEF_BSERR_1))
#define SQRTEF_Bserr_2      (*(ptr + xSQRTEF_BSERR_2))
#define SQRTEF_P_Bserr_1    (*(ptr + xSQRTEF_BSERR_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define SQRTEF_P_Bserr_2    (*(ptr + xSQRTEF_BSERR_2 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
40

```

```

#define p_1      (*(ptr + xp_1))
#define p_2      (*(ptr + xp_2))
#define P_p_1    (*(ptr + xp_1      - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
#define P_p_2    (*(ptr + xp_2      - LQRDJPEF_CELL_SIZE))
5
#define gams_1   (*(ptr + xGAMSQ_1))
#define P_gams_1 (*(ptr + xGAMSQ_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))

#define epsi_1   (*(ptr + xEPSI_1))
10 #define P_epsi_1 (*(ptr + xEPSI_1 - LQRDJPEF_CELL_SIZE))

static FLOAT32
RSQRTF(
15     FLOAT32 x) {

    return 1.0F / SQRTF(x);

20
-----
Name       : LQRDJPEF_Init
Abstract   : Create a JPE context
-----

25 extern LQRDJPEF_Handle
LQRDJPEF_Init(
    INT32      NumCells,
    FLOAT32    Lambda,
    FLOAT32    SumErrInit,
30    FLOAT32    GamsInit,
    FLOAT32    MinSumErr) {

    LQRDJPEF_Context    *jpe;

35    jpe = malloc(sizeof(LQRDJPEF_Context));
    assert(jpe != NULL);

    jpe->NumCells = NumCells;
    jpe->Lambda = Lambda;
40    jpe->SumErrInit = SumErrInit;
    jpe->GamsInit = GamsInit;
    jpe->MinSumErr = MinSumErr;

```

```

jpe->SQRTF_Lambda = SQRTF(jpe->Lambda);
jpe->SQRTF_SumErrInit = SQRTF(jpe->SumErrInit);

5   jpe->cells = malloc(sizeof(LQRDJPEF_CELL) * (NumCells +
2));
    assert(jpe->cells != NULL);

LQRDJPEF_Reset((LQRDJPEF_Handle)jpe);
10  return ((LQRDJPEF_handle)jpe);

-----
Name       : LQRDJPEF_Init
15  Abstract  : Create a JPE context
-----

extern VOID
LQRDJPEF_Done(

20  LQRDJPEF_Handle      hJPE) {

    LQRDJPEF_Context     *jpe = (LQRDJPEF_Context *)hJPE;

    free(jpe->cells);
25  free(jpe);

-----
Name       : LQRDJPEF_Reset
30  Abstract  : Reset a JPE context
-----

extern VOID
LQRDJPEF_Reset(
35  LQRDJPEF_Handle      hJPE) {

    LQRDJPEF_Context     *jpe = (LQRDJPEF_Context *)hJPE;

    FLOAT32              *ptr;
40  INT32                 m;

    ptr = (FLOAT32 *)jpe->cells;

```

```

                    for (m = 0; m <= jpe->NumCells; m++) {

                    5      sinf = 0.0F;
                        sinb = 0.0F;
                        cosf = 0.0F;
                        cosb = 0.0F;
                        epsf = 0.0F;
                        epsb = 0.0F;
                    10      pief = 0.0F;
                        pieb = 0.0F;
                        p_1 = 0.0F;
                        Fserr = jpe->SumErrInit;
                        Bserr_1 = jpe->SumErrInit;
                        gams_1 = jpe->GamsInit;
                    15      SQRTF_Fserr = jpe->SQRTF_SumErrInit;
                        SQRTF_Bfserr_1 = jpe->SQRTF_SumErrInit;

                        ptr += LQDJPEF_CELL_SIZE;
                    }
                    20      ptr = (FLOAT32 *)jpe->cells; /* Cell #0 special case
                        gams_1 = 1.0F;

```

```

-----
25      Name      : LQDJPEF_Calc
      Abstract   :
-----

```

```

extern FLOAT32
30      LQDJPEF_Calc(
          LQDJPEF_Handle    hJPE,
          FLOAT32    nps,      /* noise plus signal */
          FLOAT32    noise) { /* noise reference */

35      LQDJPEF_Context    *jpe = (LQDJPEF_Context *)hJPE;

          INT32            m;

          FLOAT32    *ptr;
          40      FLOAT32    tmp;

```

Time update section

```

ptr = (FLOAT32 *)jpe->cells;

for (m = 0; m <= jpe->NumCells; m++) {
5   /* some of following delay elements are not needed */

   sinf_1    = sinf;
   sinb_1    = sinb;
   cosf_1    = cosf;
10  cosb_1    = cosb;
   epsb_1    = epsb;
   pief_1    = pief;
   pieb_1    = pieb;

   Fserr_1   = Fserr;
15  Bserr_2   = Bserr_1;
   p_2       = p_1;

   SORTF_Bserr_2 = SORTF_Bserr_1;
   SORTF_Fserr_1 = SORTF_Fserr;
20

   ptr += LQRDJPEF_CELL_SIZE;
   }

   /* Order update section          */
25  /* Handle Cell # 0                */

   ptr = (FLOAT32 *) (jpe->cells); /* point to cell # 0 */
30  epsf      = noise;
   epsb      = noise;
   epsi_1    = nps;

   /* rest of cells          */

35  for (m = 1; m < jpe->NumCells; m++) {

   ptr += LQRDJPEF_CELL_SIZE;          /* access next cell */

   /* Prediction section */

40  P_Bserr_1 = jpe->Lambda * P_Bserr_2 + P_epsb_1 * P_epsb_1;
   P_Bserr_1 = MAX(P_Bserr_1, jpe->MinSumErr);

```

```

SQRTF_P_Bserr_1 = SQRTF(P_Bserr_1);
tmp = RSQRTF(P_Bserr_1); /* this comes free on DSP */

5   P_cosb_1   = jpe->SQRTF_Lambda * SQRTF_P_Bserr_2 * tmp;

P_sinb_1   = P_epsb_1 * tmp;

tmp = jpe->SQRTF_Lambda * P_pief_1;
10  epsf      = P_cosb_1 * P_epsf - P_sinb_1 * tmp;

P_pief     = P_cosb_1 * tmp + P_sinb_1 * P_epsf;

gams_1    = P_cosb_1 * P_gams_1;

15  P_Fserr   = jpe->Lambda * P_Fserr_1 + P_epsf * P_epsf;
P_Fserr   = MAX(P_Fserr, jpe->MinSumErr);

SQRTF_P+Fserr = SQRTF(P_Fserr);
20  tmp = RSQRTF(P_Fserr); /* this comes free on DSP */

P_cosf     = jpe->SQRTF_Lambda * SQRTF_P_Fserr_1 * tmp;

P_sinf     = P_epsf * tmp;

25  tmp = jpe->SQRTF_Lambda * P_pieb_1;
epsb      = P_cosf * P_epsb_1 - P_sinf * tmp;

P_pieb    = P_cosf * tmp + P_sinf * P_epsb_1;

30  /* Joint Process Estimation section */

tmp = jpe->SQRTF_Lambda * P_p_2;
epsi_1    = P_cosb_1 * P_epsi_1 - P_sinb_1 * tmp;

35  P_p_1      = P_cosb_1 * tmp + P_sinb_1 * P_epsi_1;

)

40  ptr += LQRDJPEF_CELL_SIZE; /* access next cell */

/* Do minimum work for JPE of very last cell
only four equations are required for prediction section */

```

```

P_Bserr_1 = jpe->Lambda * P_Bserr_2 + P_epsb_1 * P_epsb_1;
P_Bserr_1 = MAX(P_Bserr_1, jpe->MinSumErr);

5  SQRTF_P_Bserr_1 = SQRTF(P_Bserr_1);
   tmp = RSQRTF(P_Bserr_1); /* this comes free on DSP */

P_cosb_1 = jpe->SQRTF_Lambda * SQRTF_P_Bserr_2 * tmp;

10 P_sinb_1 = P_epsb_1 * tmp;

   /* Joint Process Estimation for last cell          */

   tmp = jpe->SQRTF_Lambda * P_p_2;
15  epsi_1 = P_cosb_1 * P_epsi_1 - P_sinb_1 * tmp;

P_p_1 = P_cosb_1 * tmp + P_sinb_1 * P_epsi_1;

gams_1 = P_cosb_1 * P_gams_1;

20 return(gams_1 * epsi_1);

```

# 说明书附图

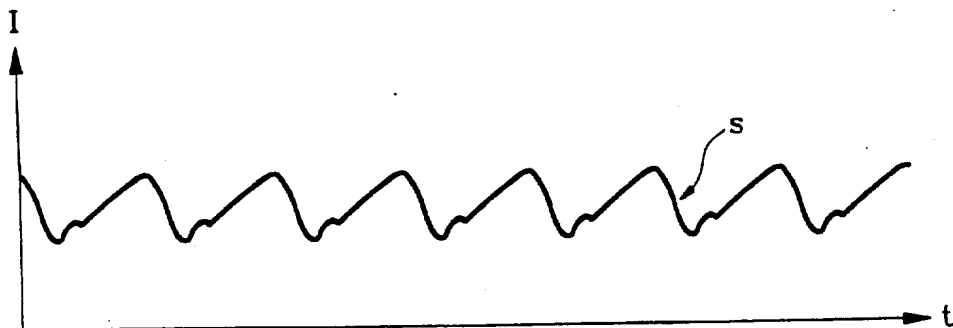


图 1

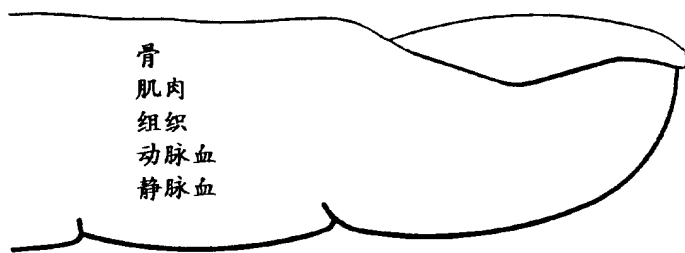


图 2

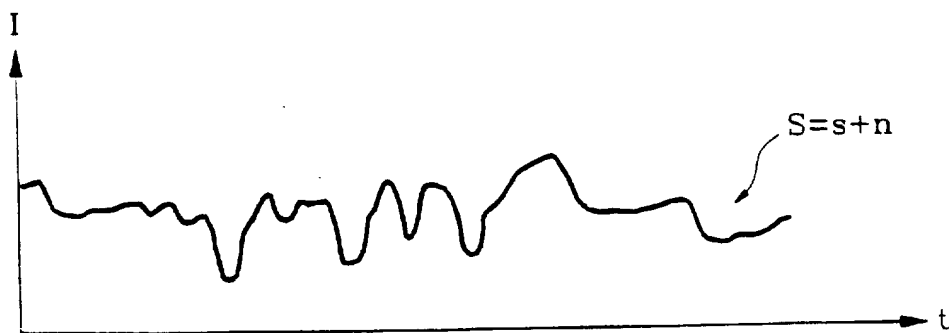


图 3



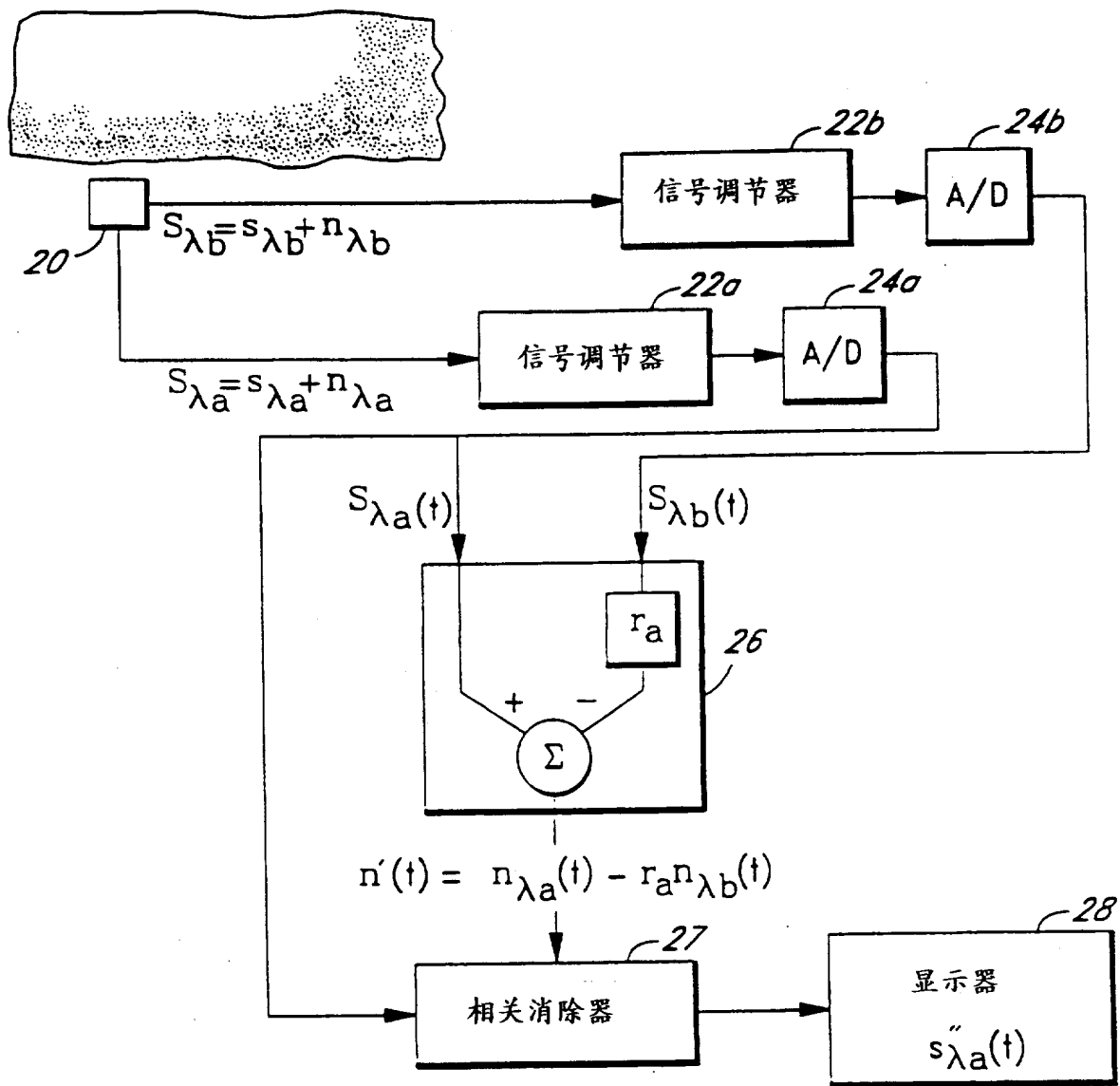


图 4 a

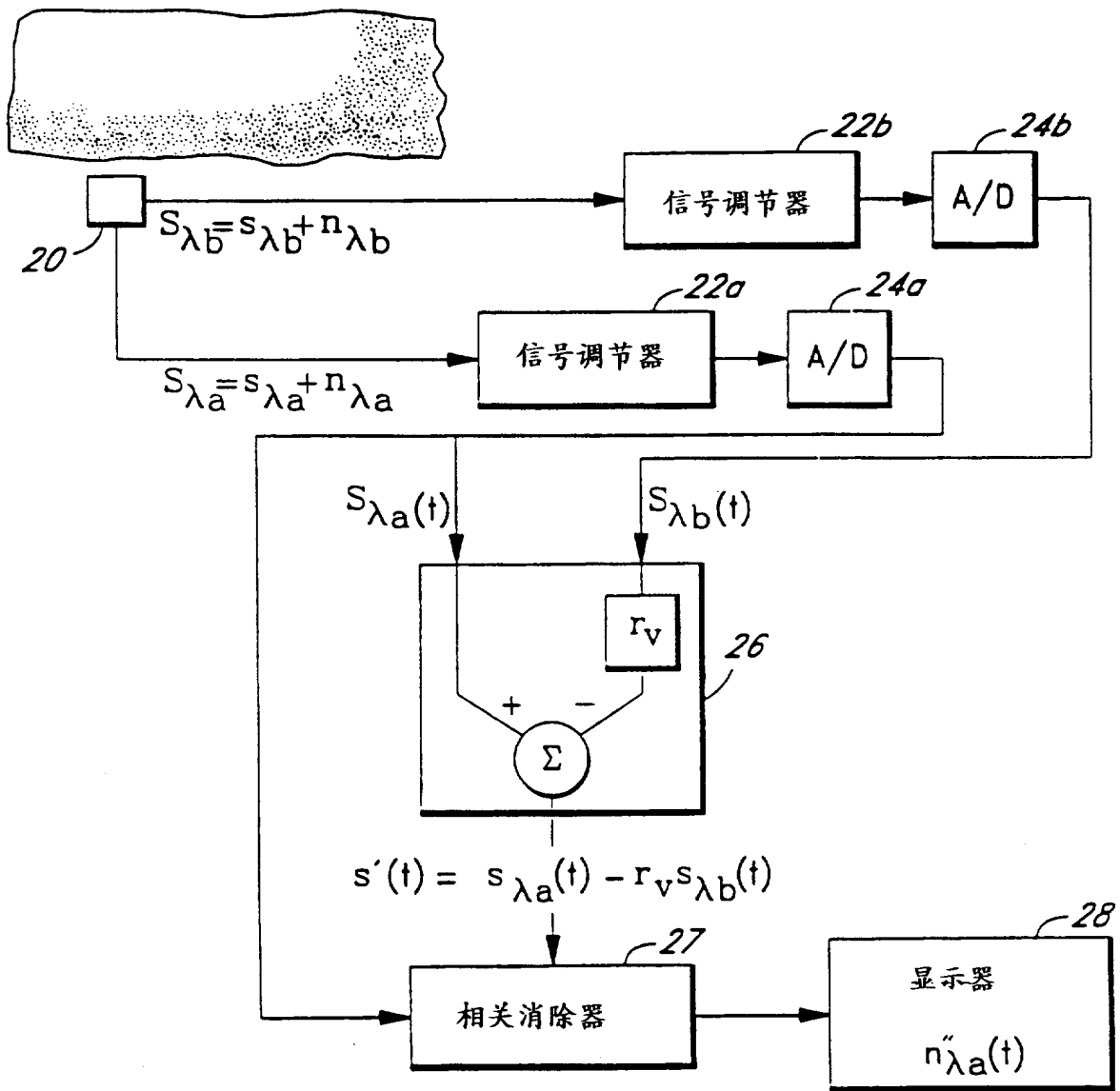


图 4 b

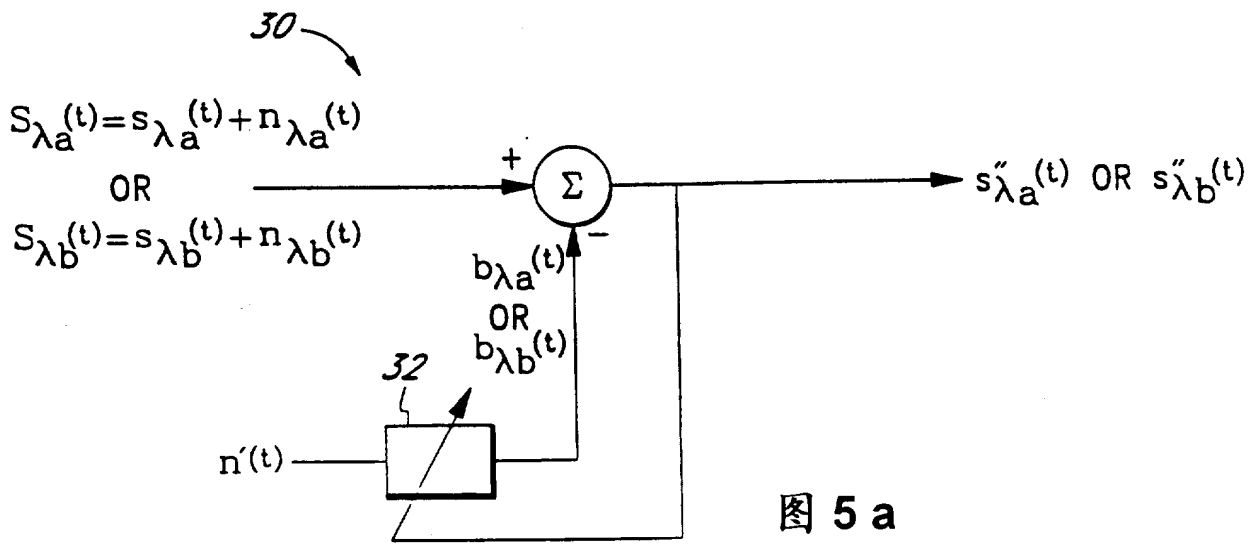


图 5 a

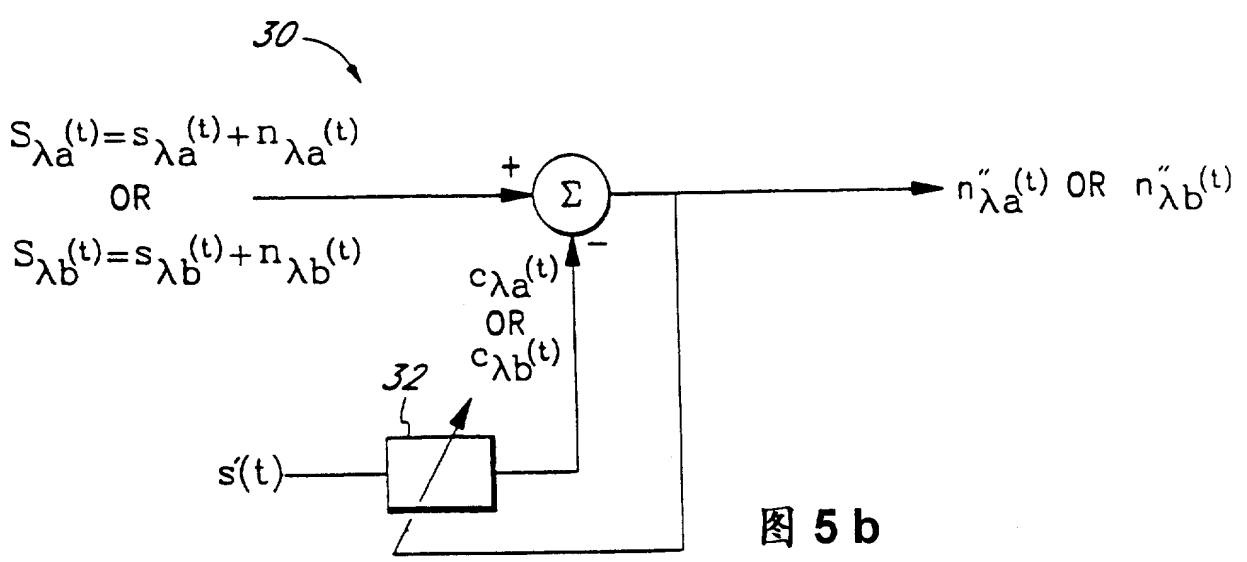


图 5 b



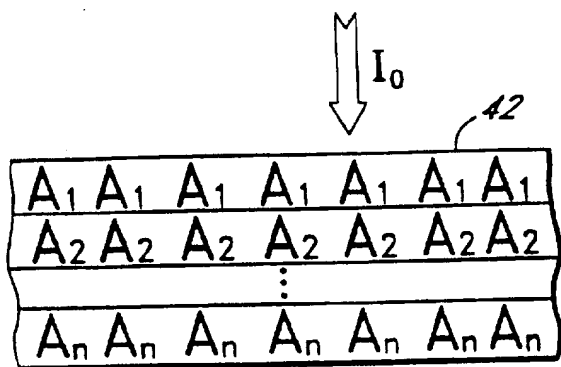


图 6a

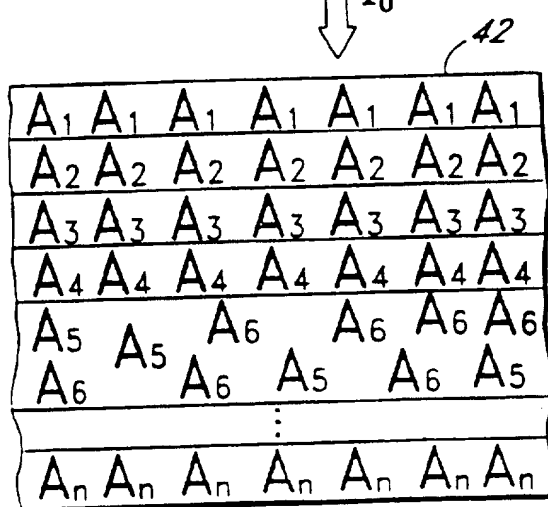
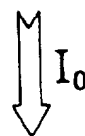
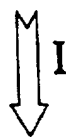


图 6b

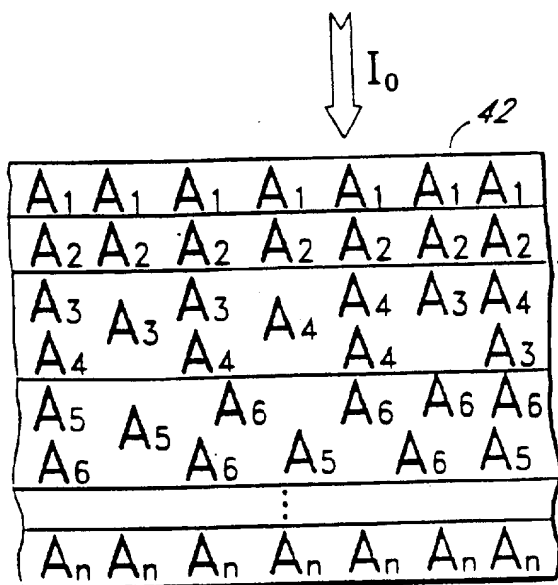
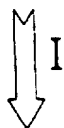


图 6c



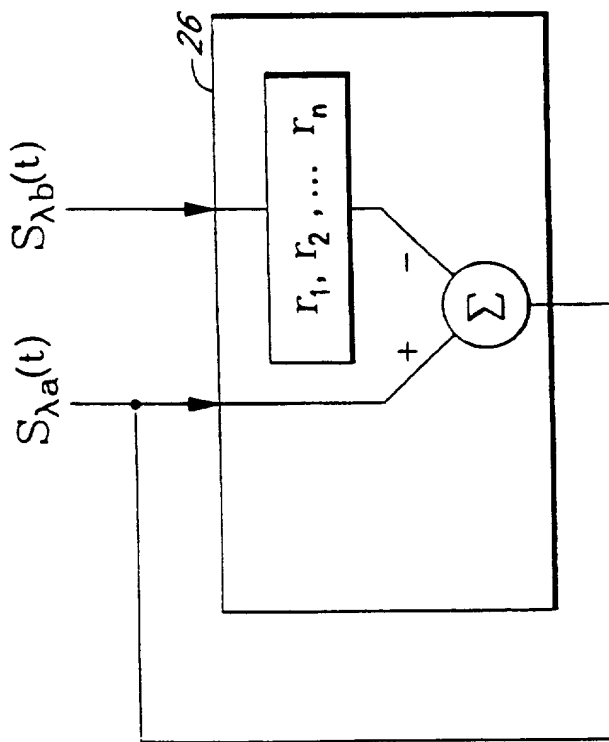


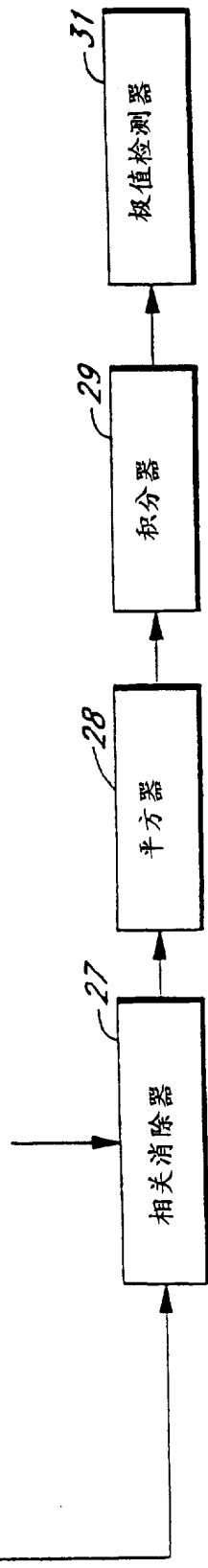
图 7 a

$$R'(r_1, t) = S_{\lambda a}(t) - r_1 S_{\lambda b}(t) + \Pi_{\lambda a}(t) - r_1 \Pi_{\lambda b}(t)$$

$$R'(r_2, t) = S_{\lambda a}(t) - r_2 S_{\lambda b}(t) + \Pi_{\lambda a}(t) - r_2 \Pi_{\lambda b}(t)$$

⋮

$$R'(r_n, t) = S_{\lambda a}(t) - r_n S_{\lambda b}(t) + \Pi_{\lambda a}(t) - r_n \Pi_{\lambda b}(t)$$



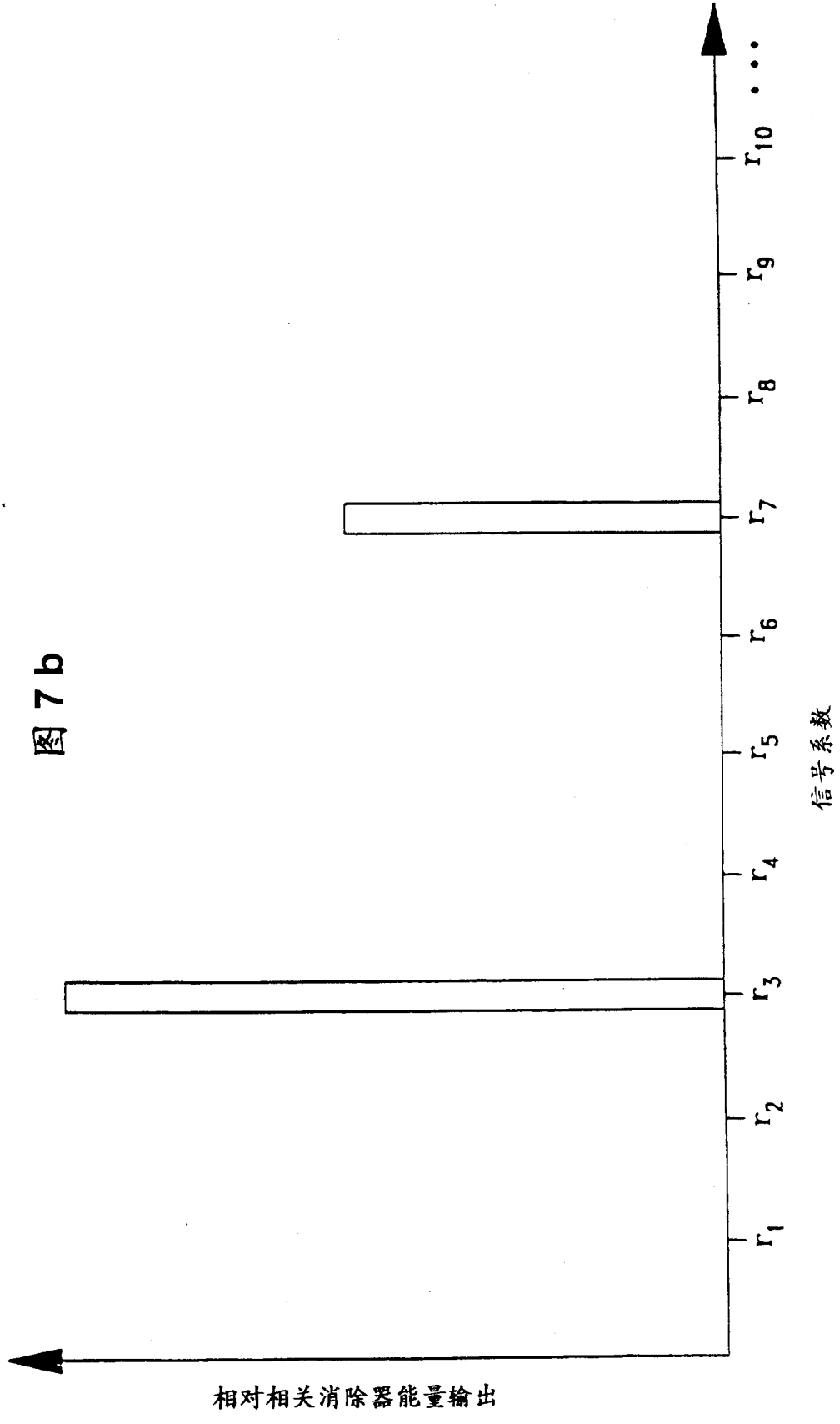


图 7 b

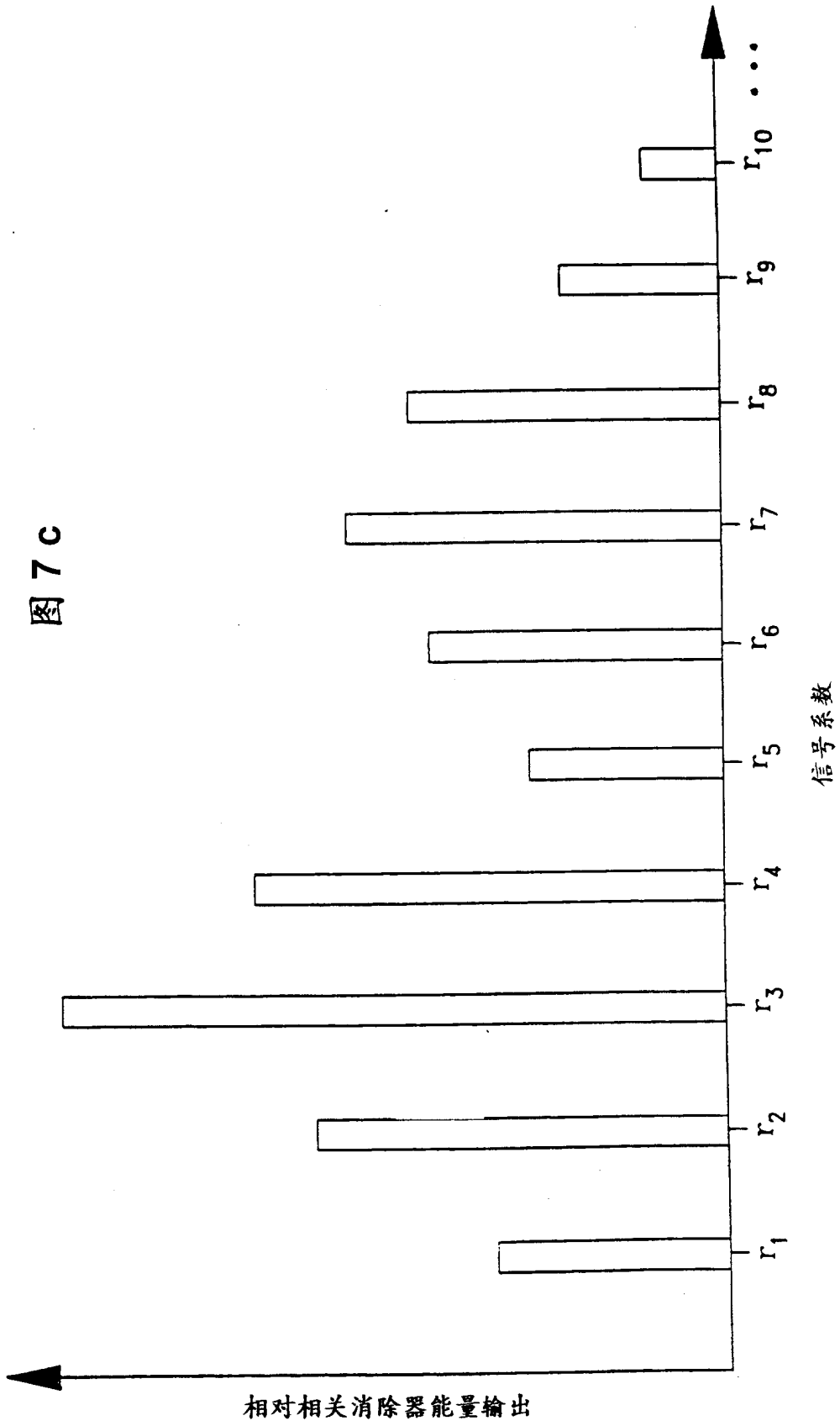
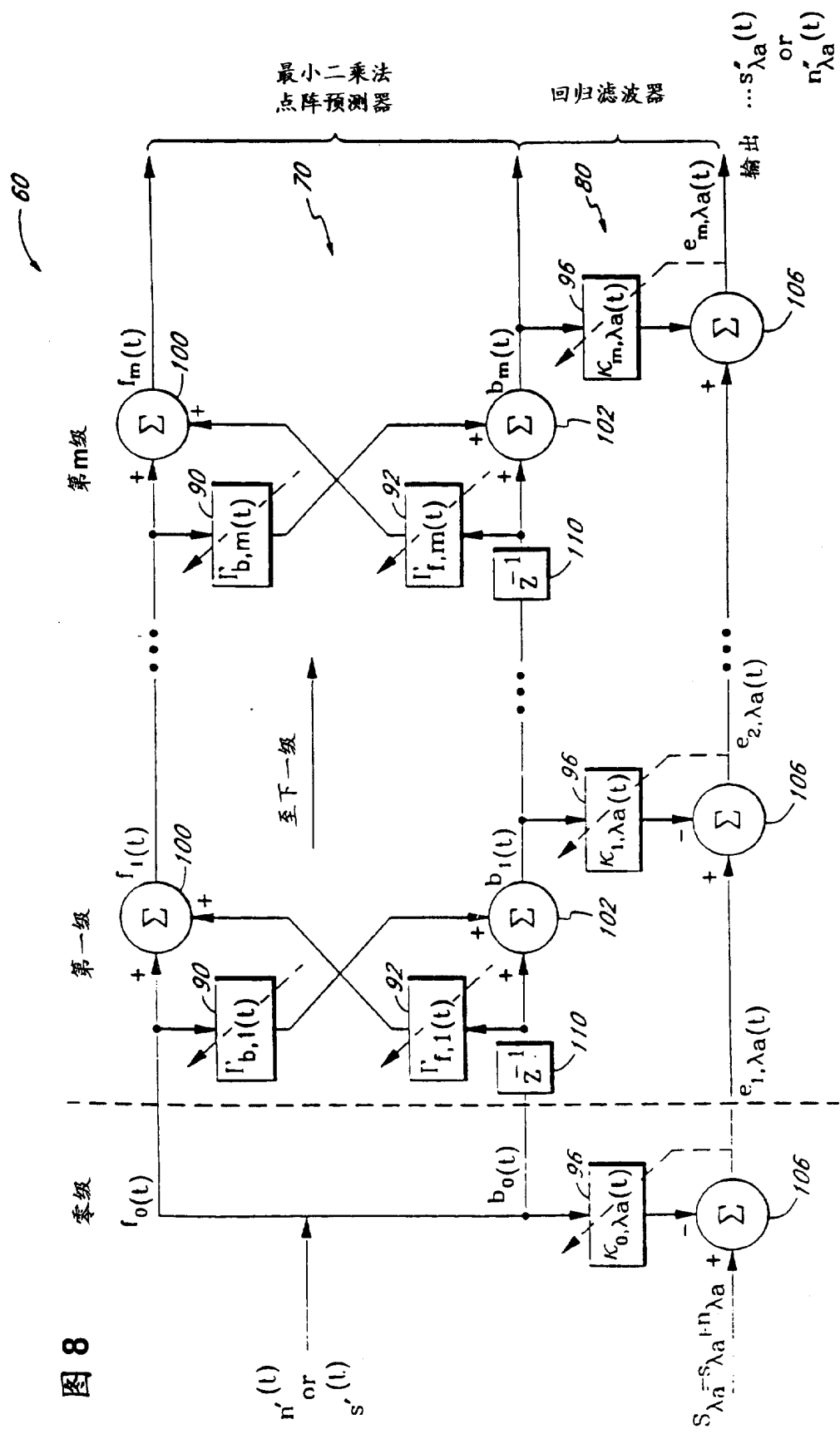




图 8



QRD-LSL 预测器

QRD-LSL 滤波器

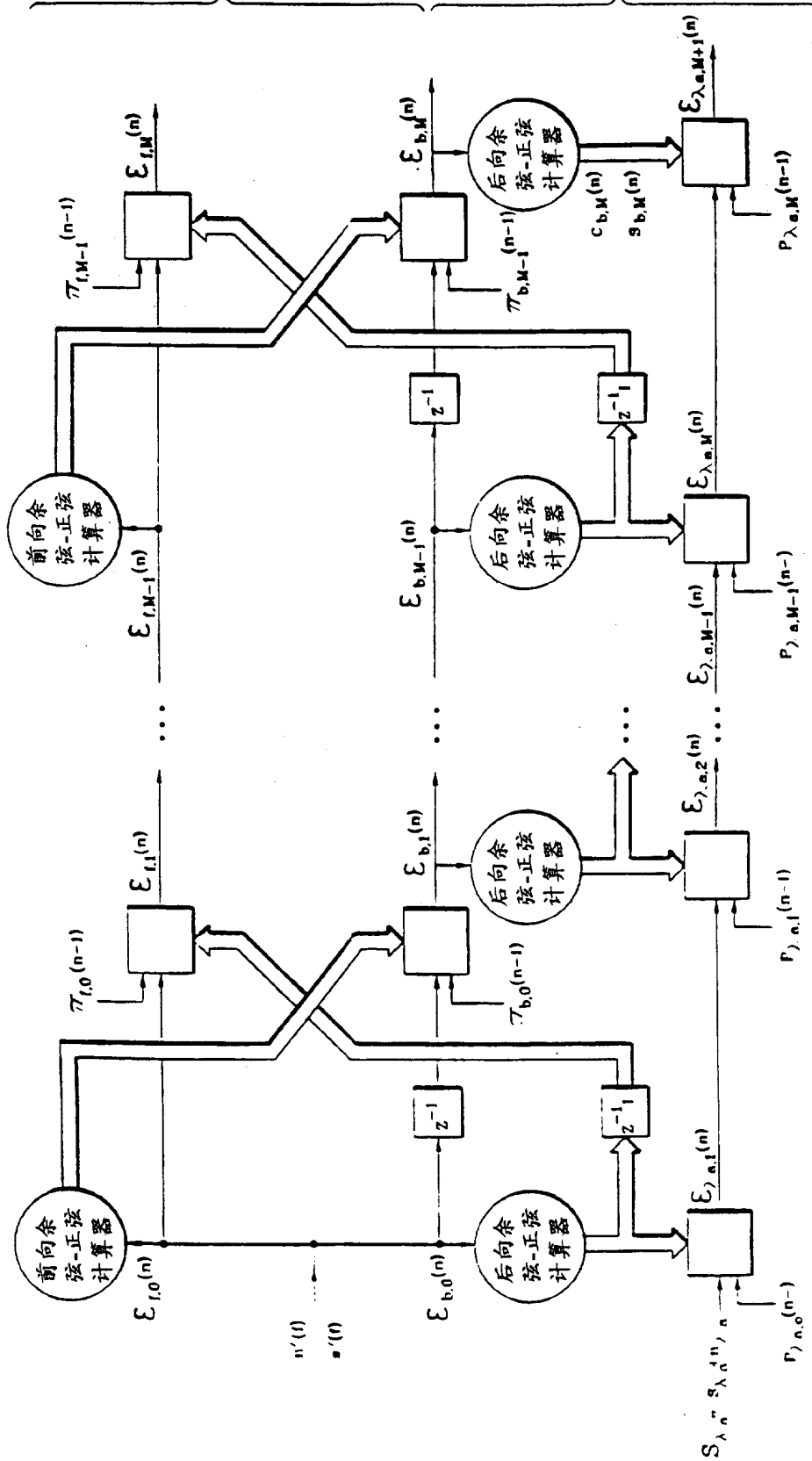


图 8 a

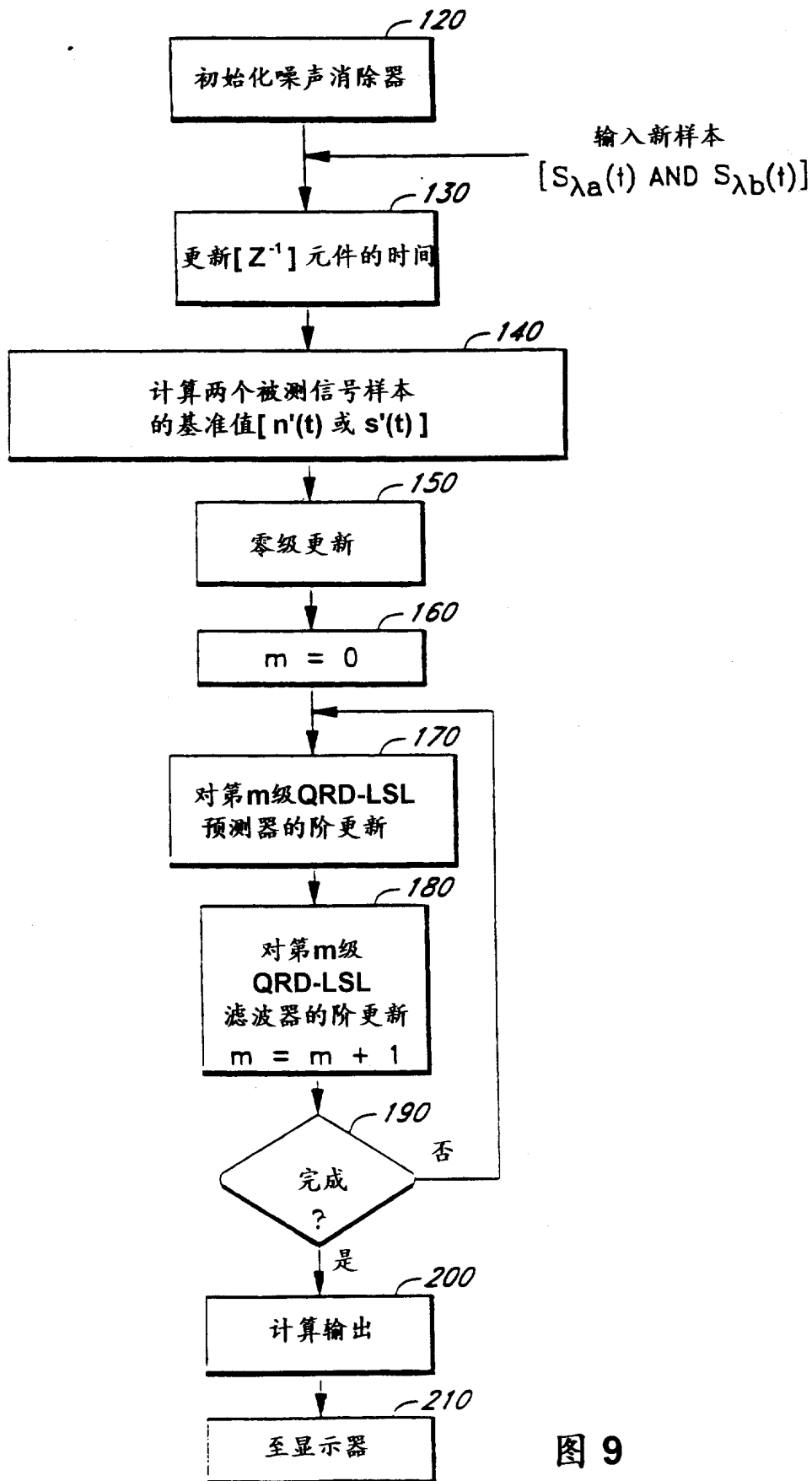


图 9

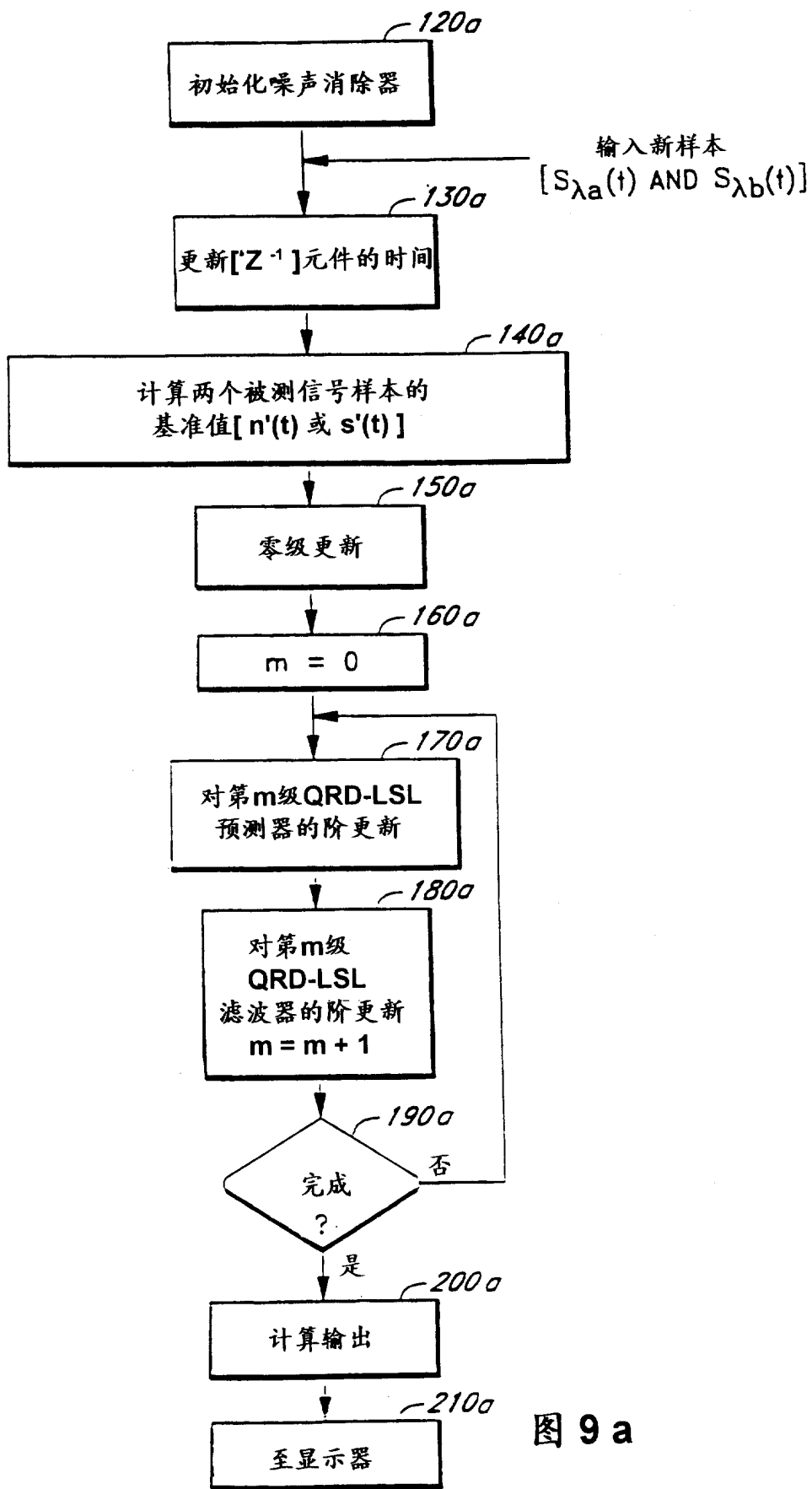
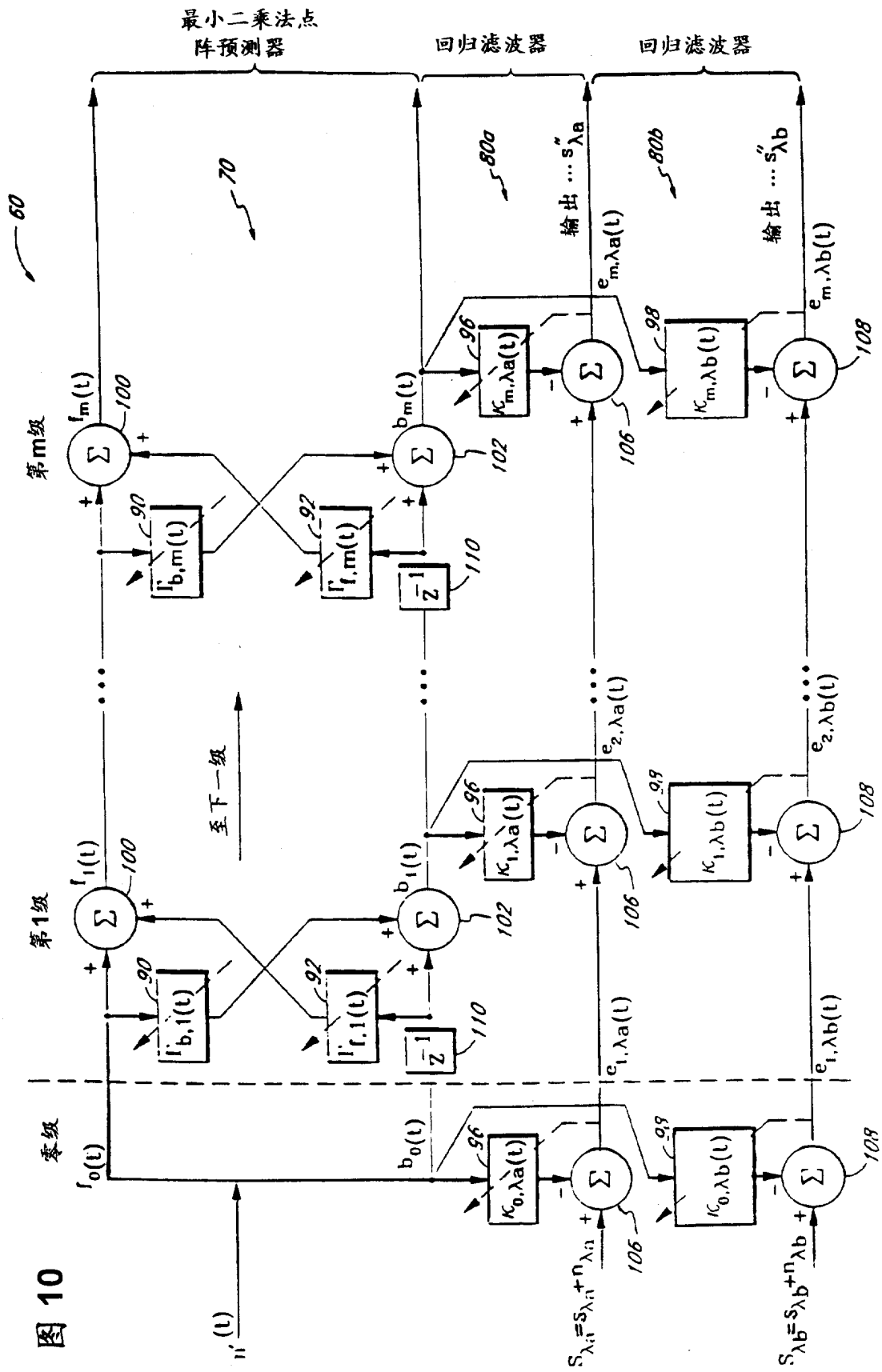


图 9 a

图 10





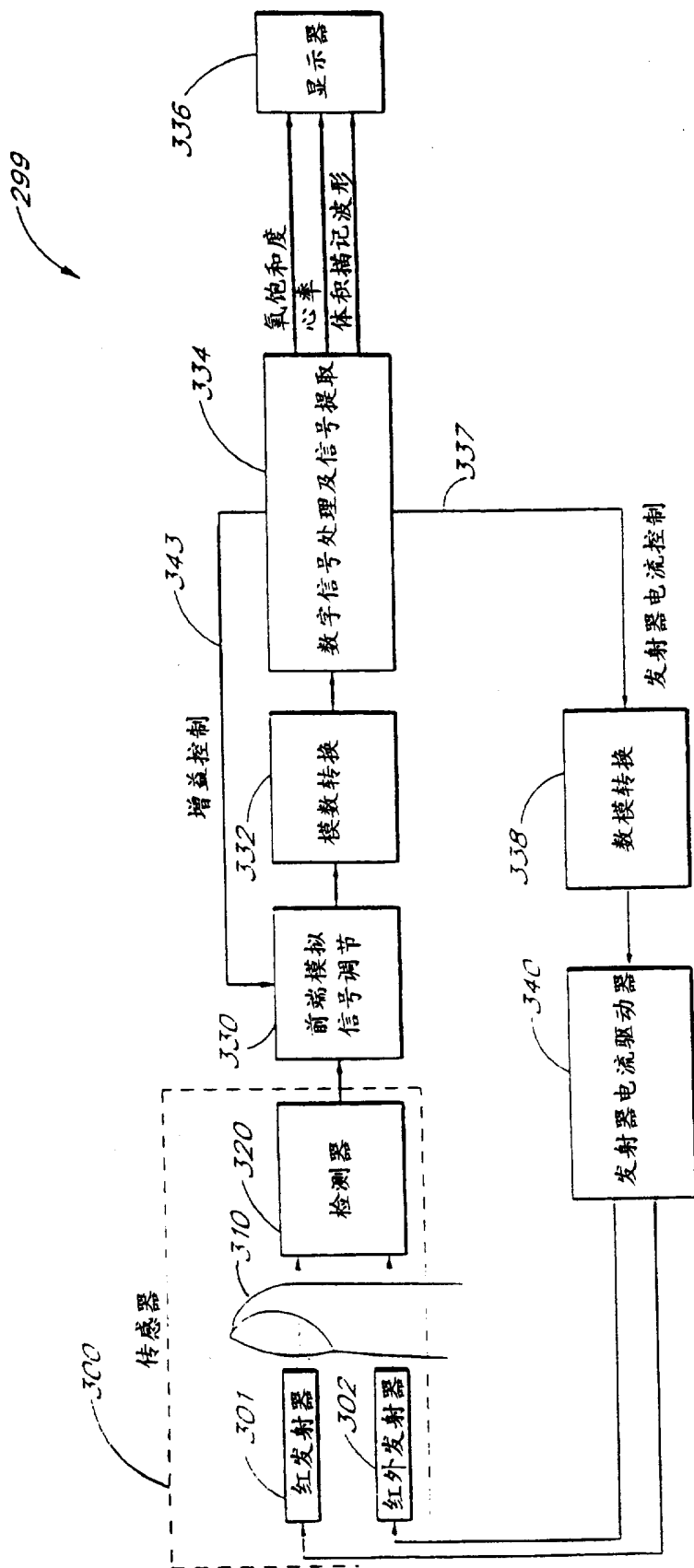


图 11

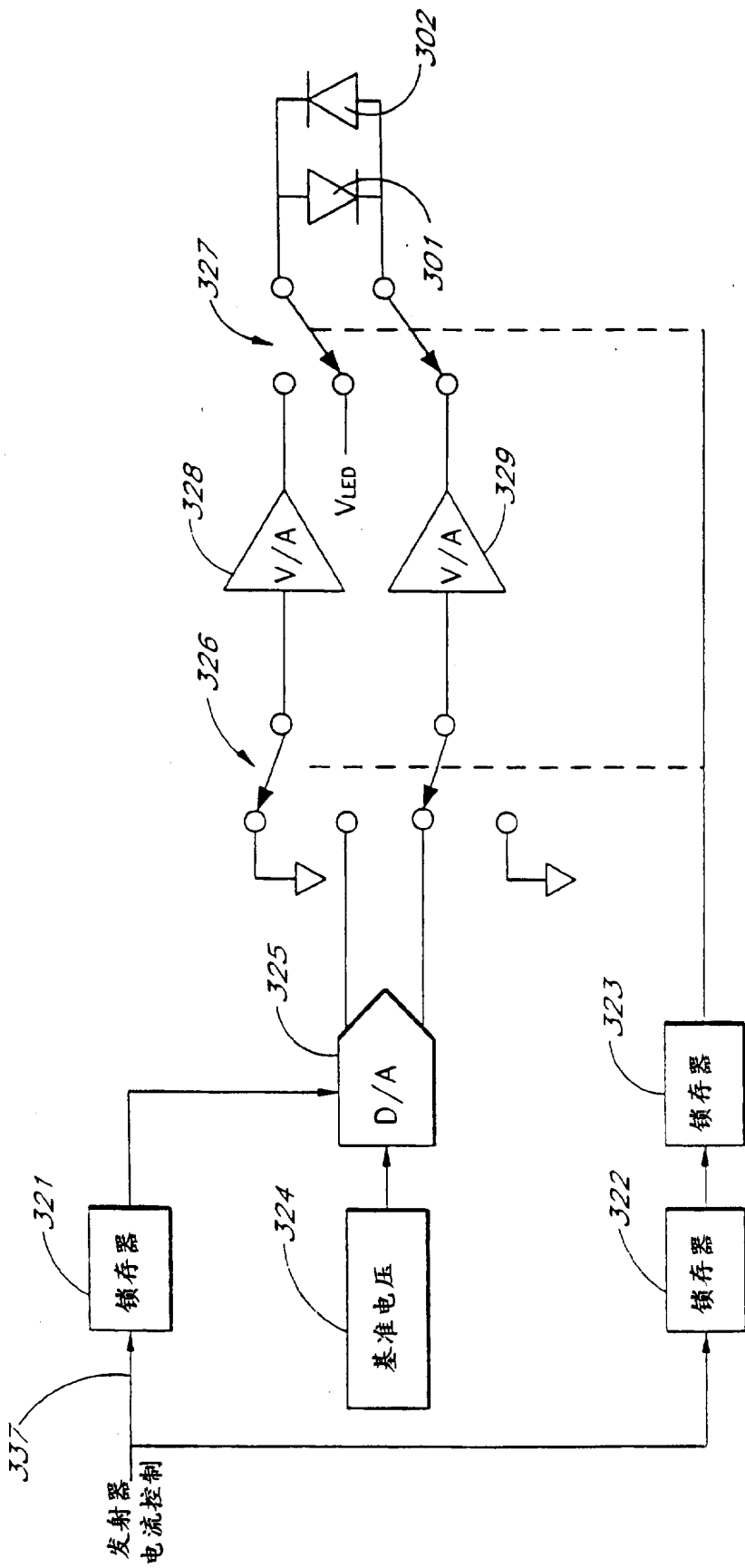


图 11 A



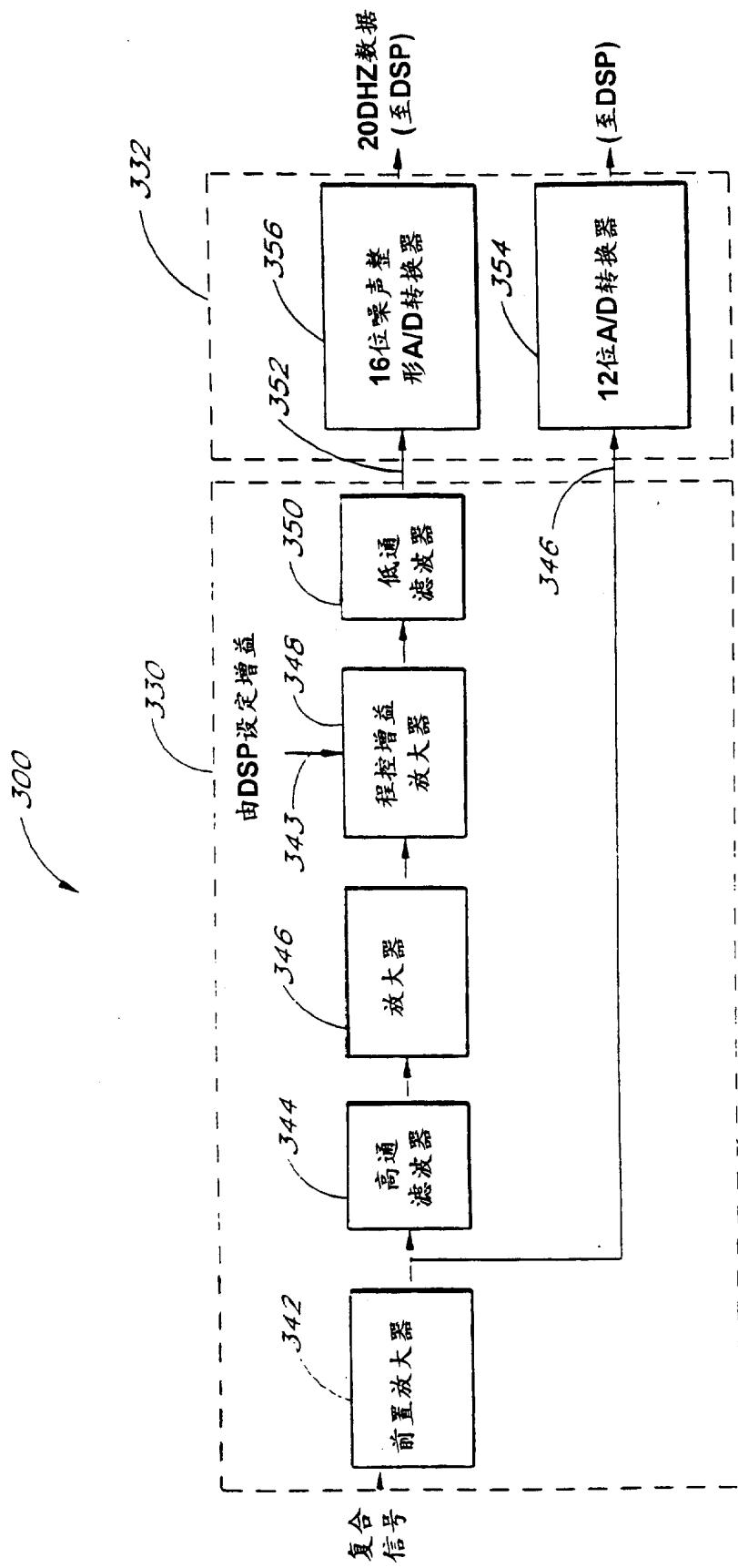


图 12

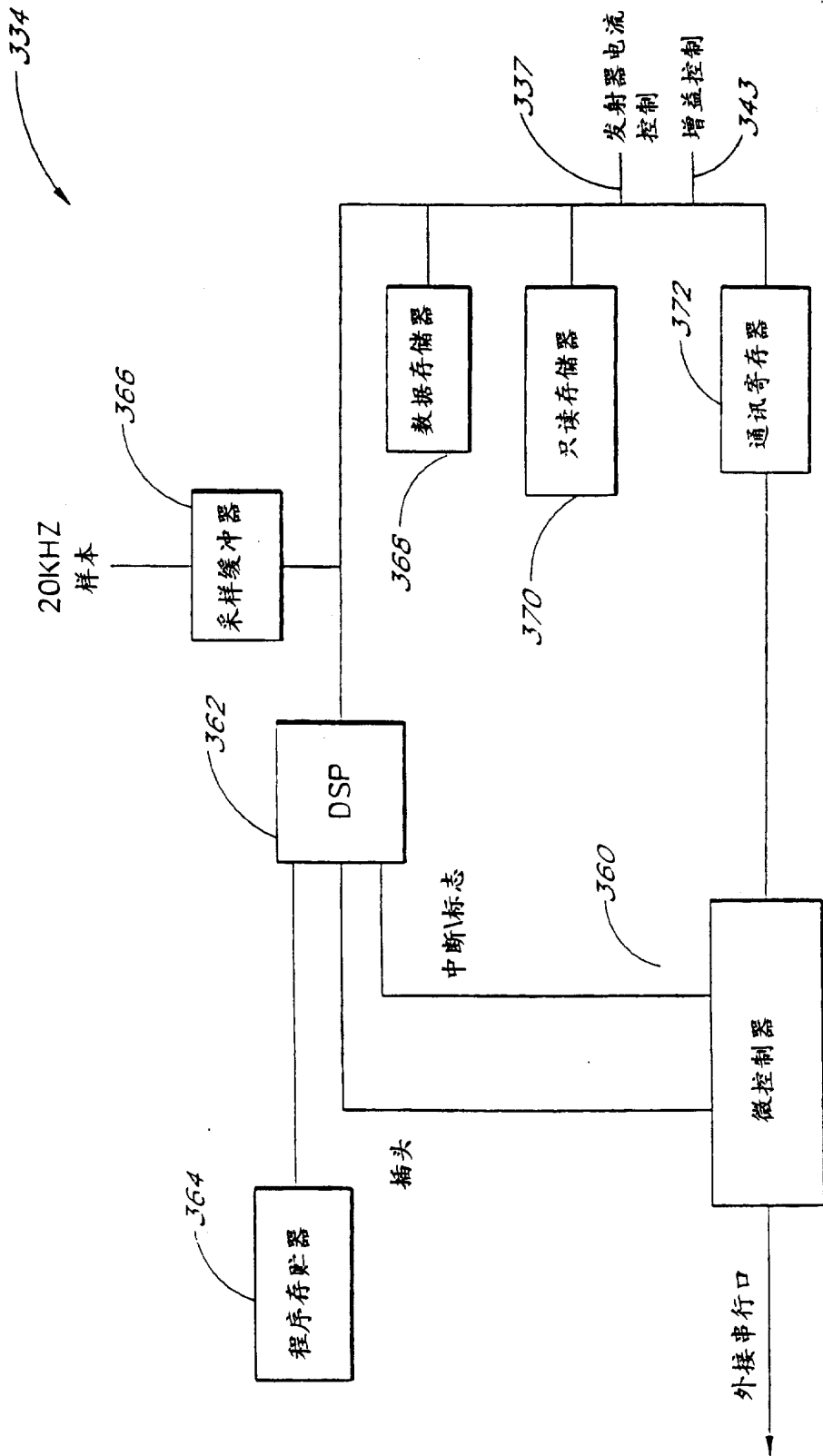


图 13

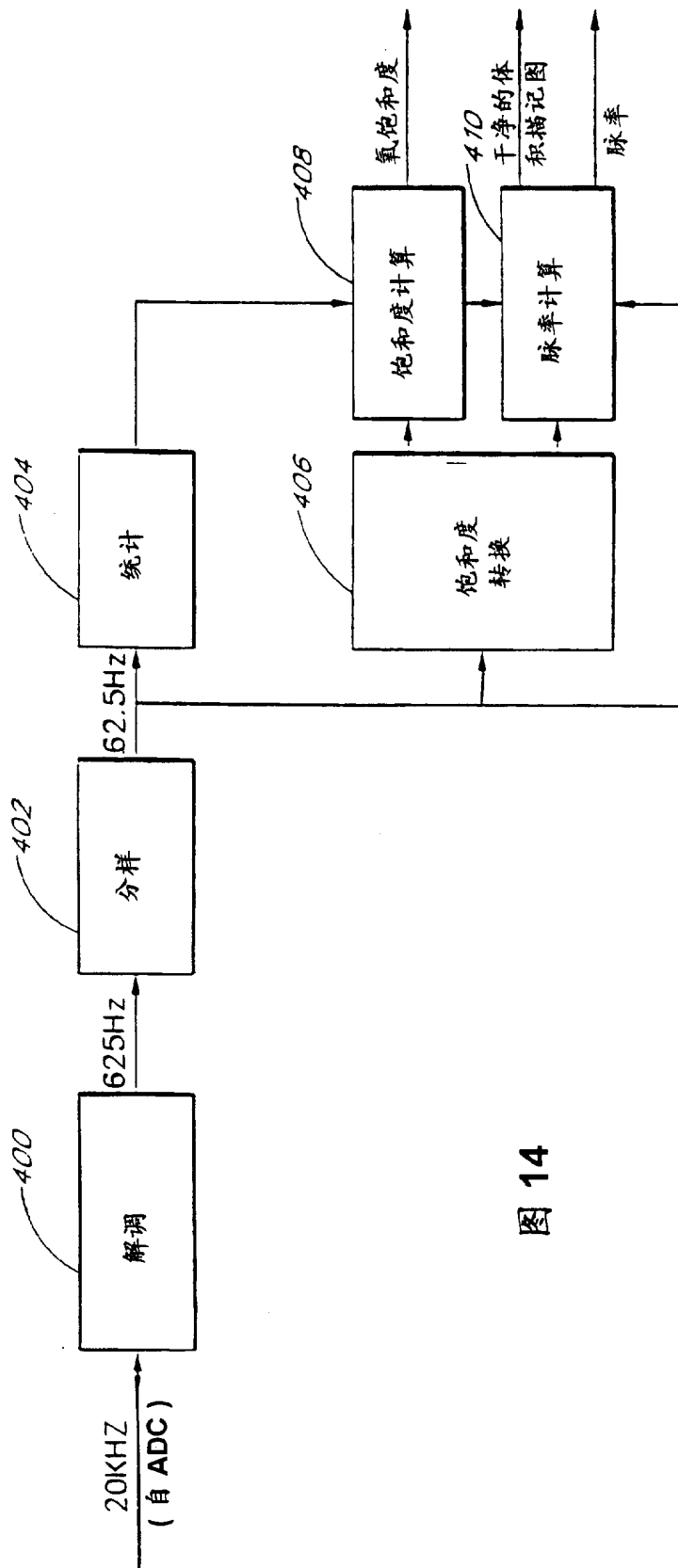


图 14

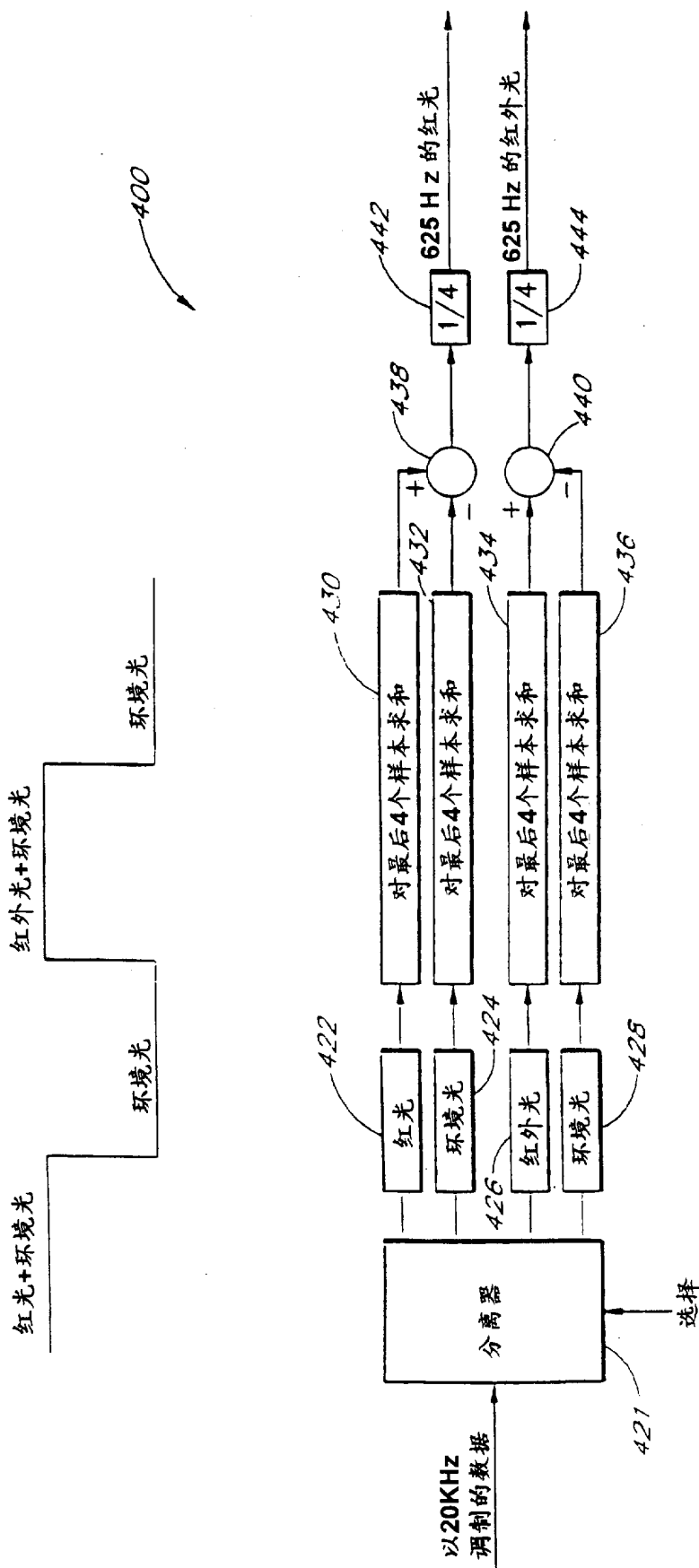


图 15

402

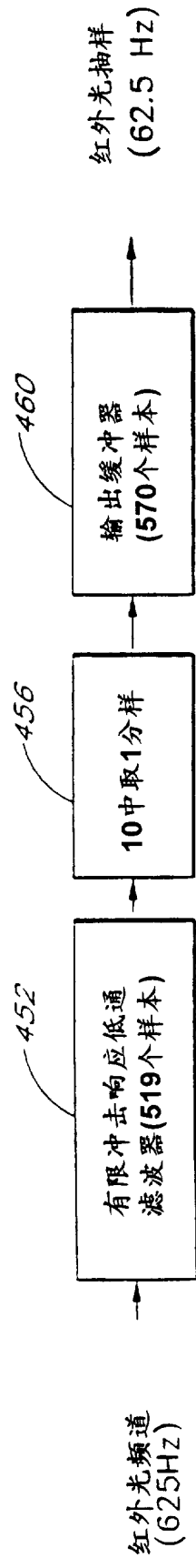
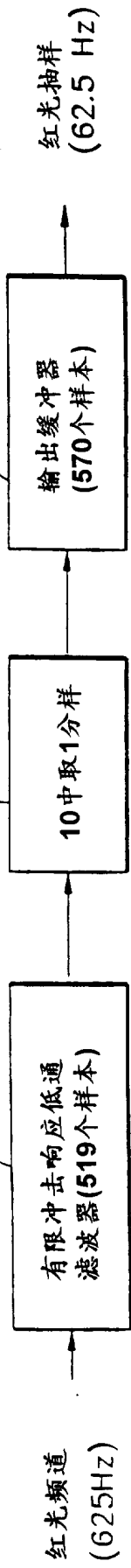


图 16

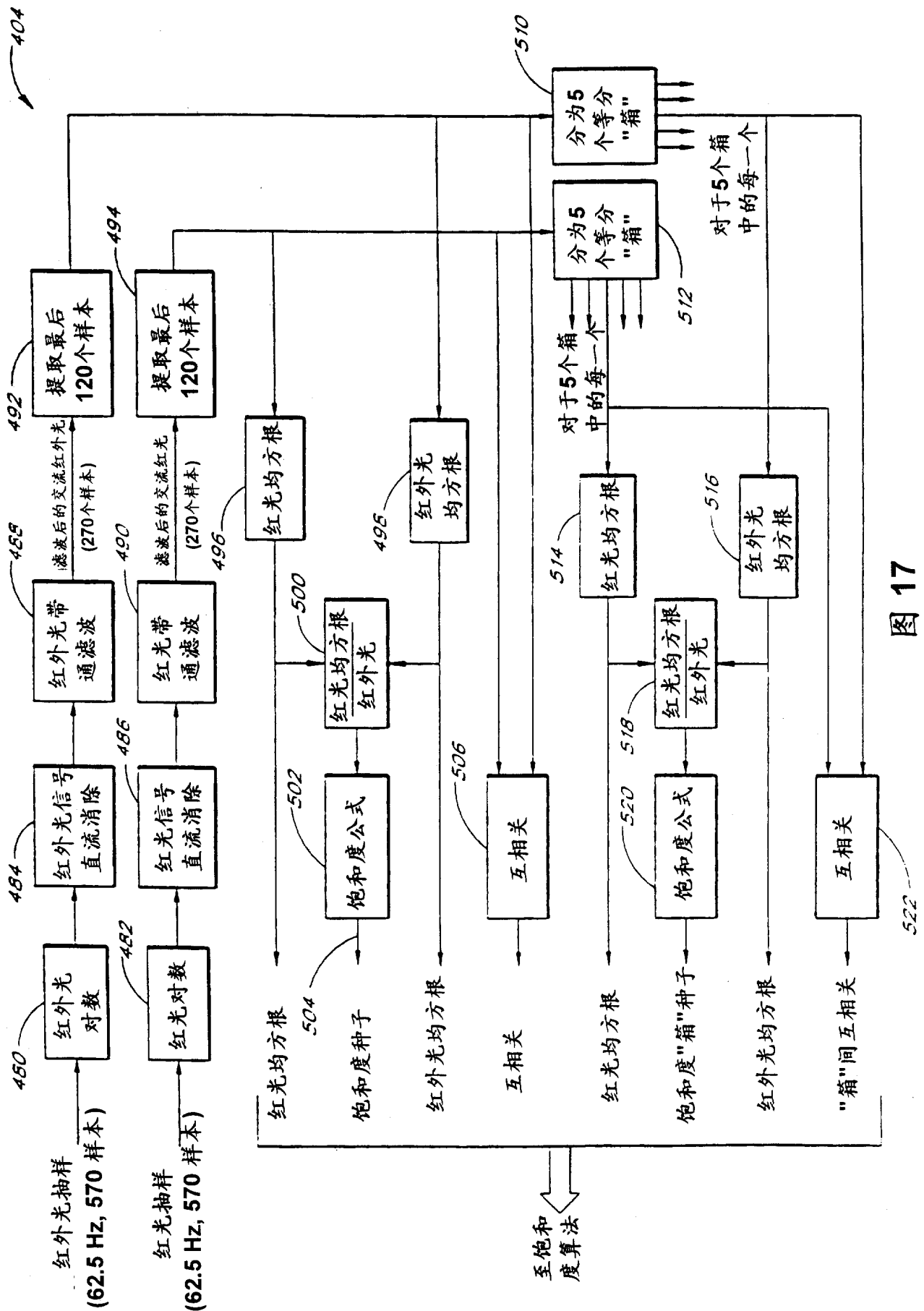


图 17

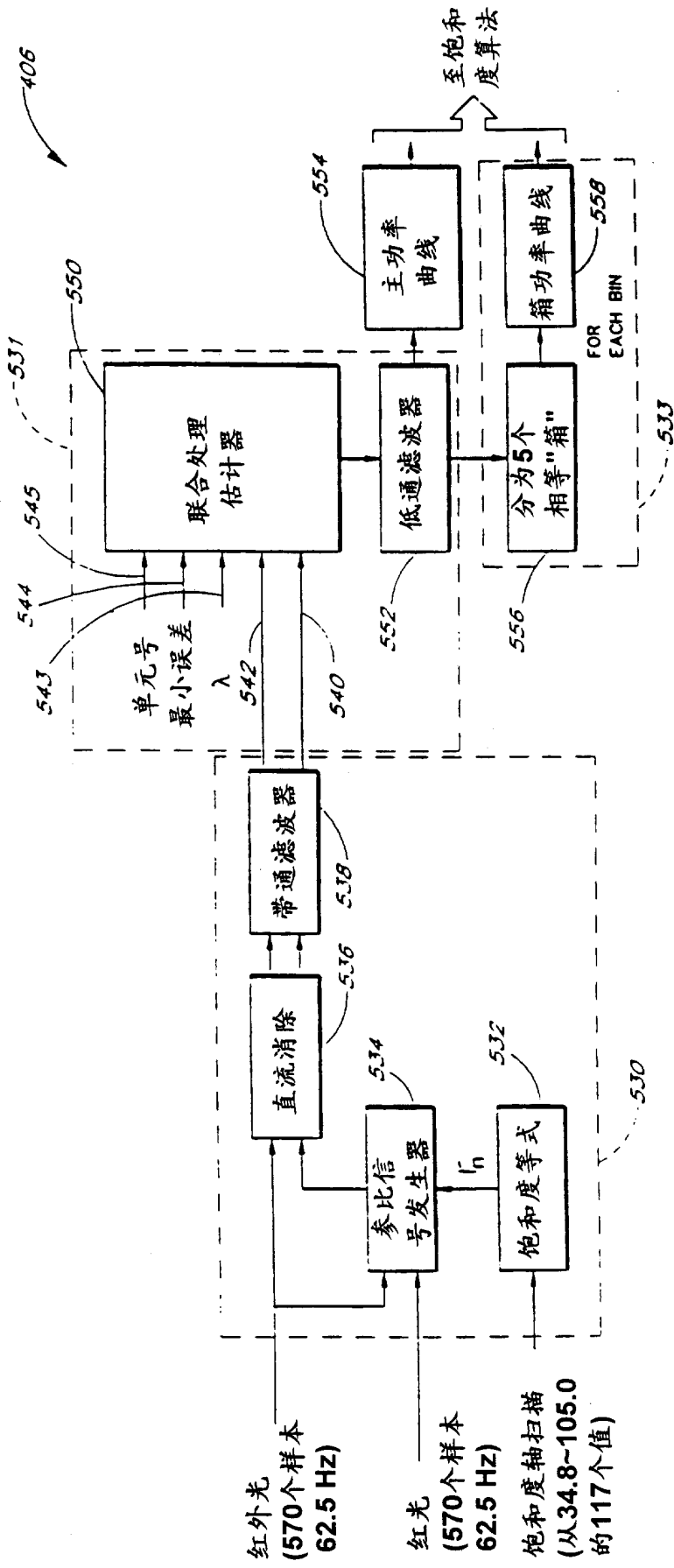


图 18

408

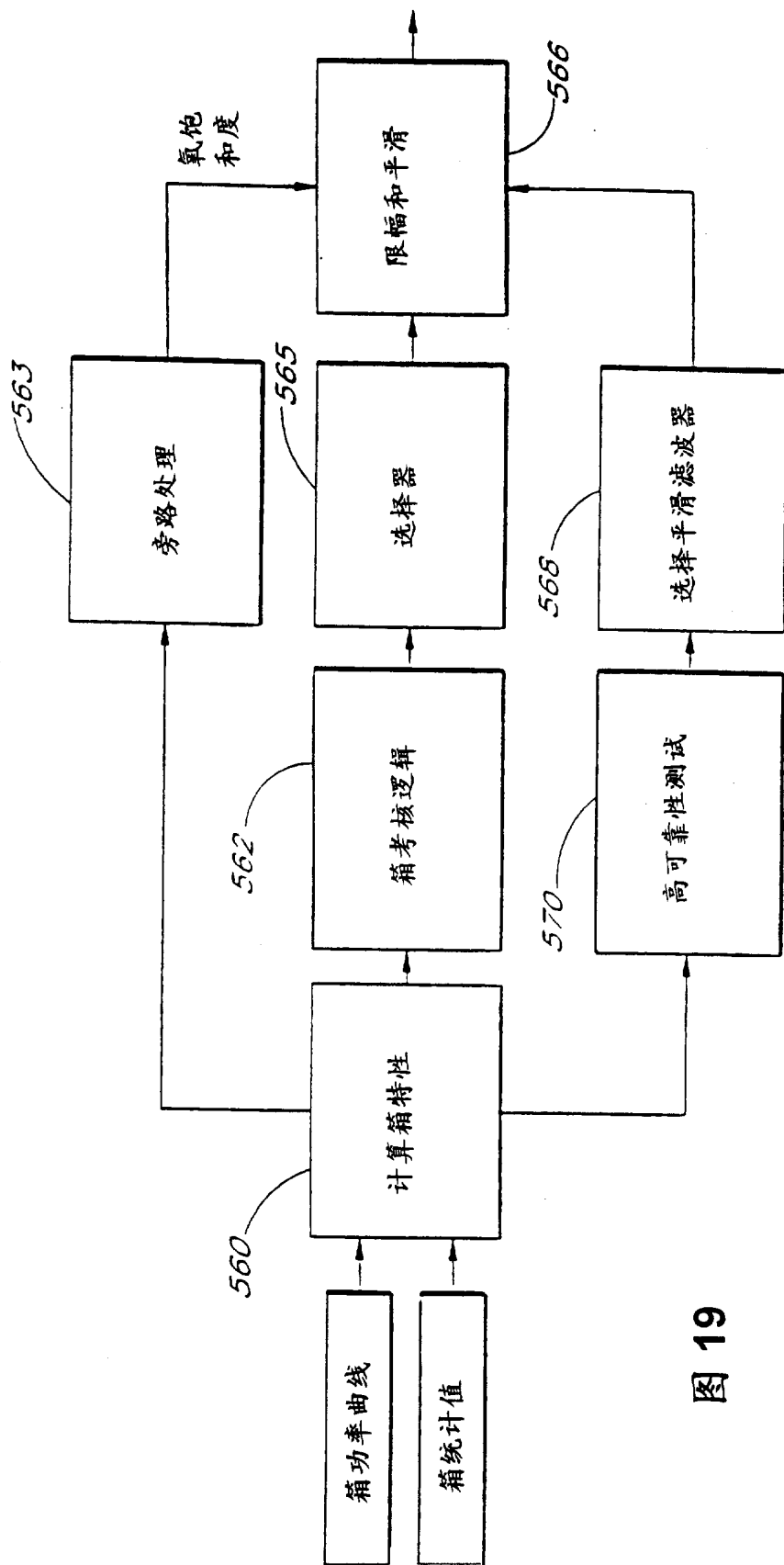


图 19



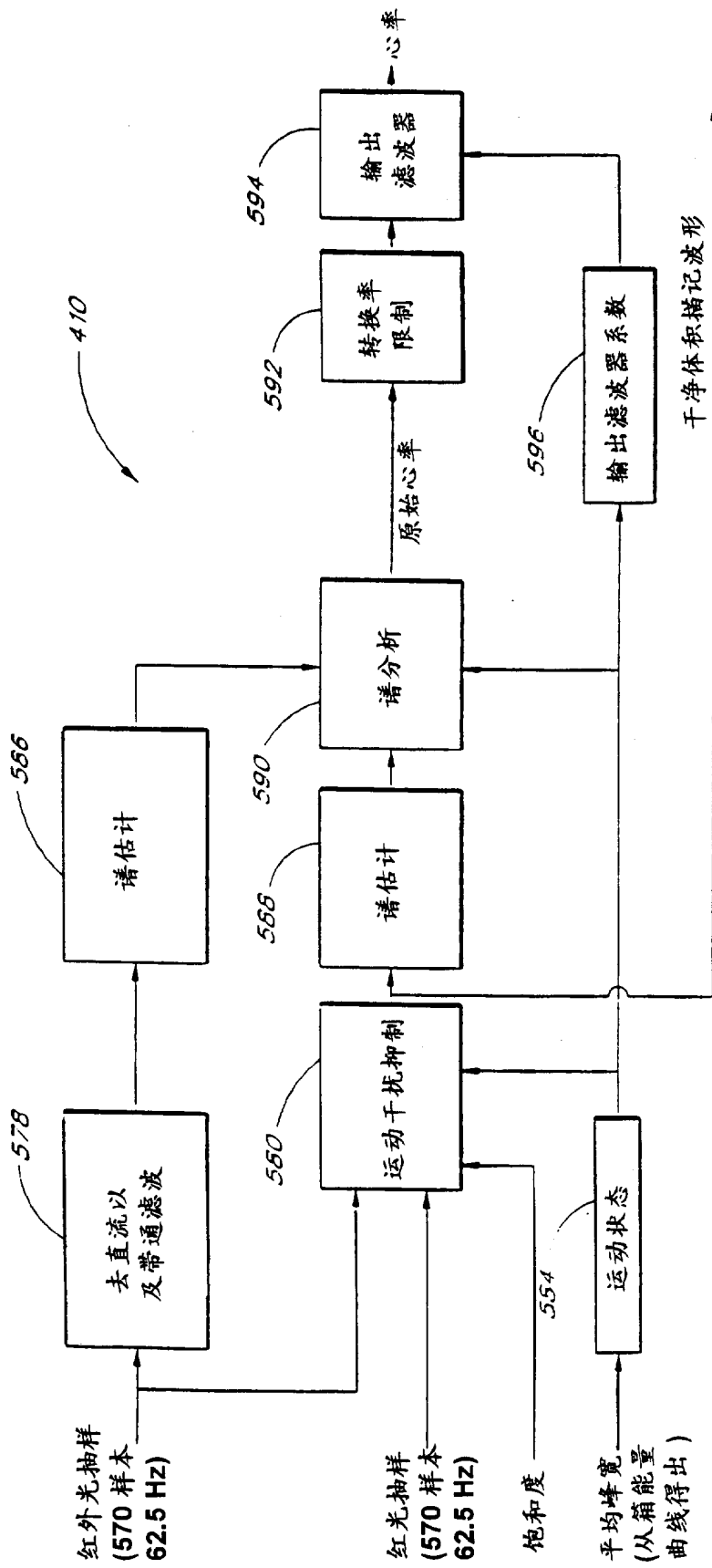


图 20

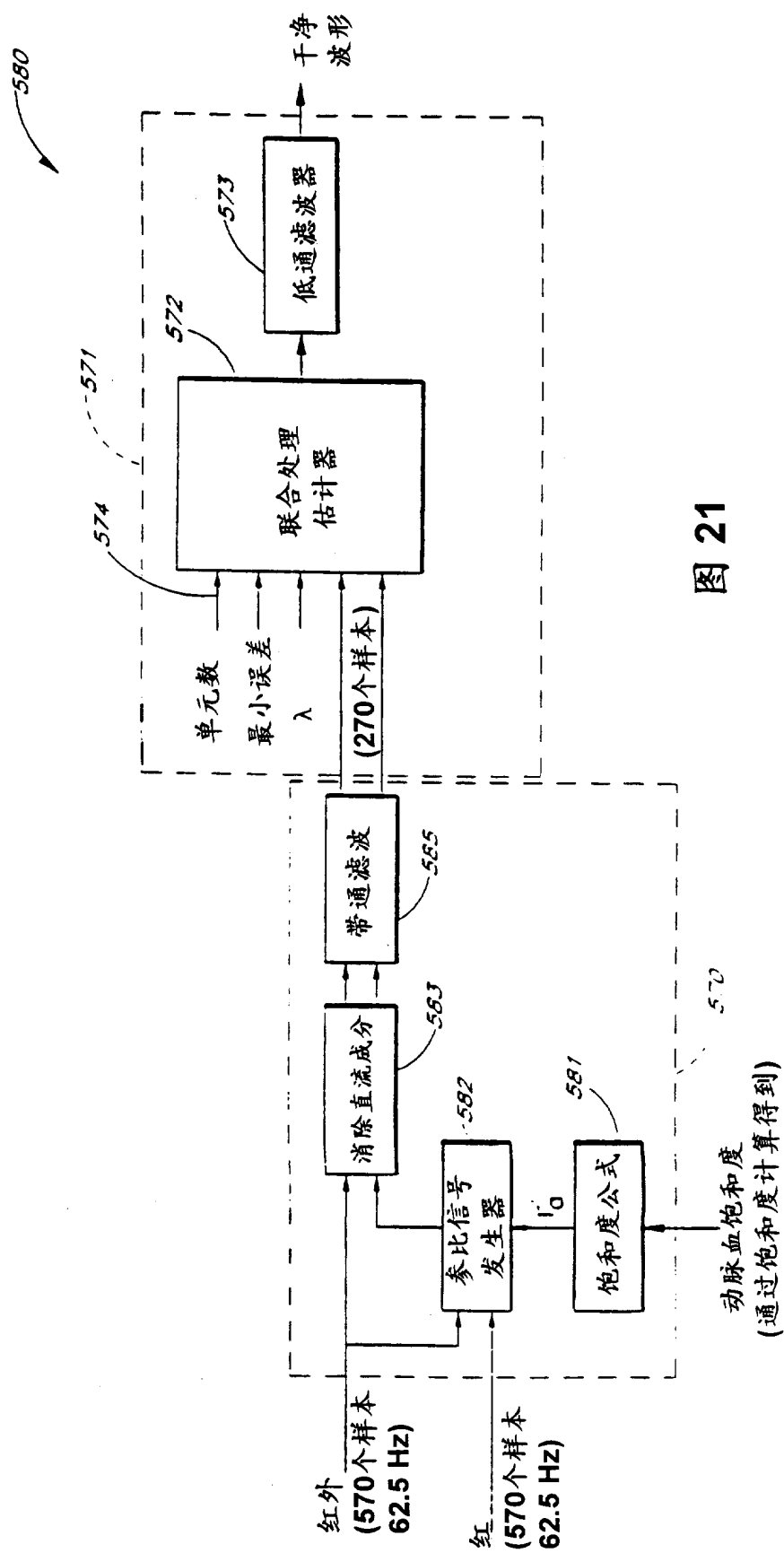


图 21

动脉血饱和度和  
(通过饱和度计算得到)

560

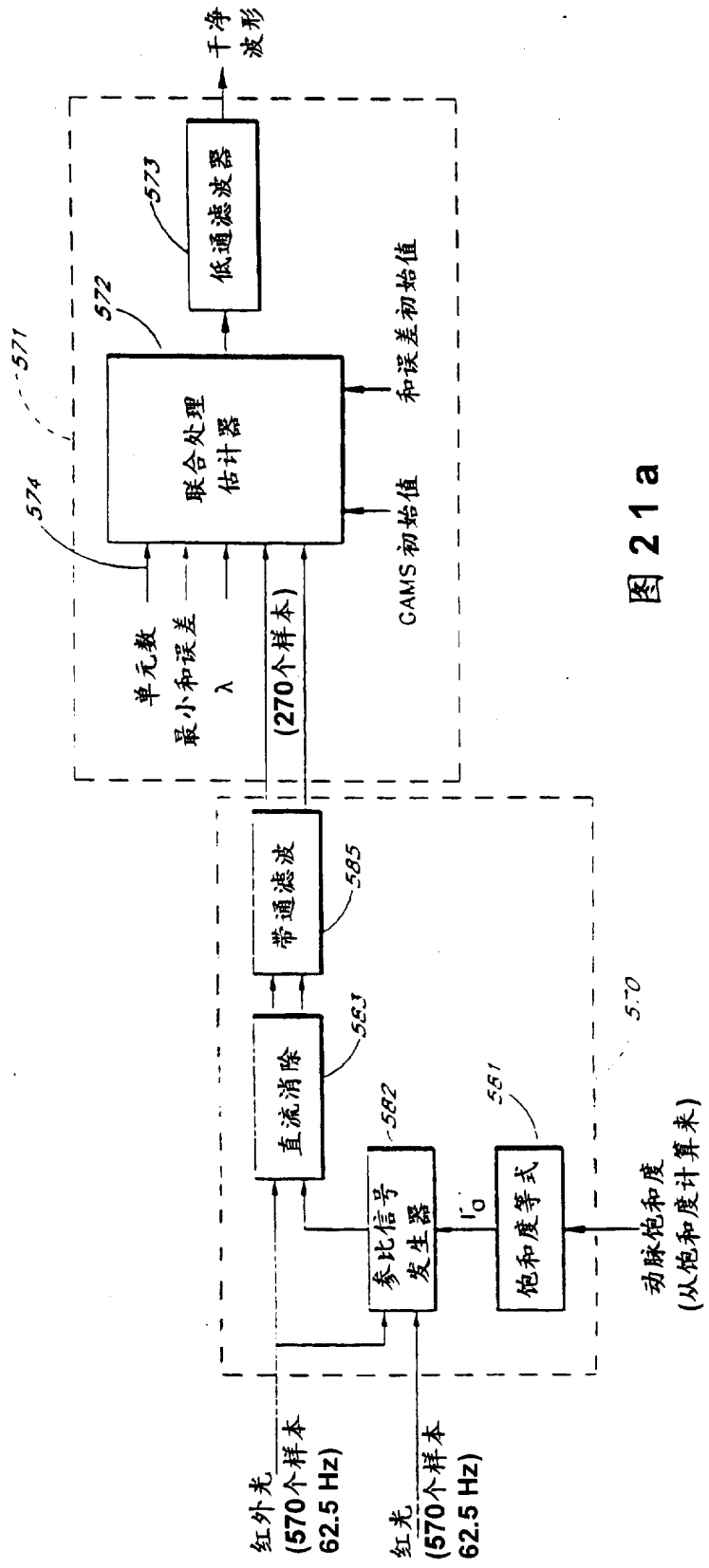
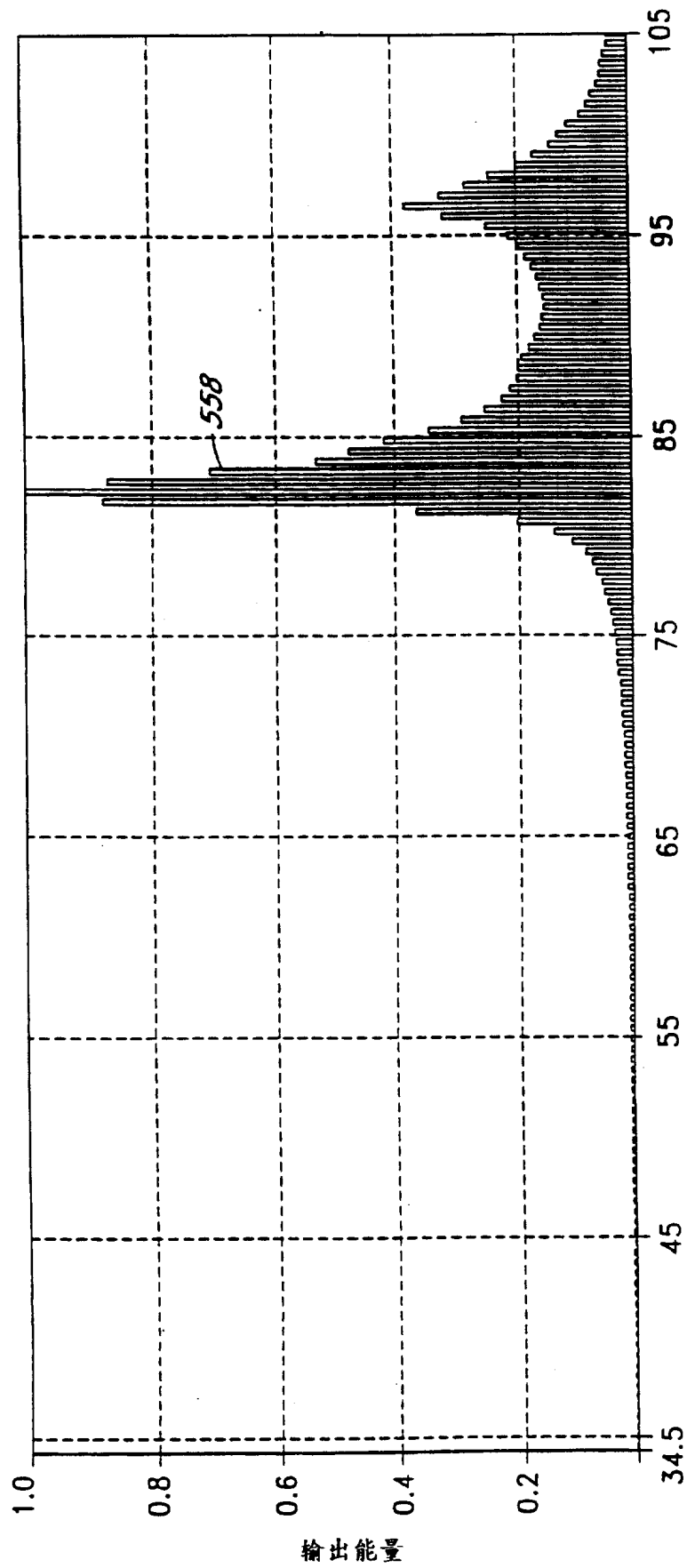


图 21 a



饱和扫描值

图 22

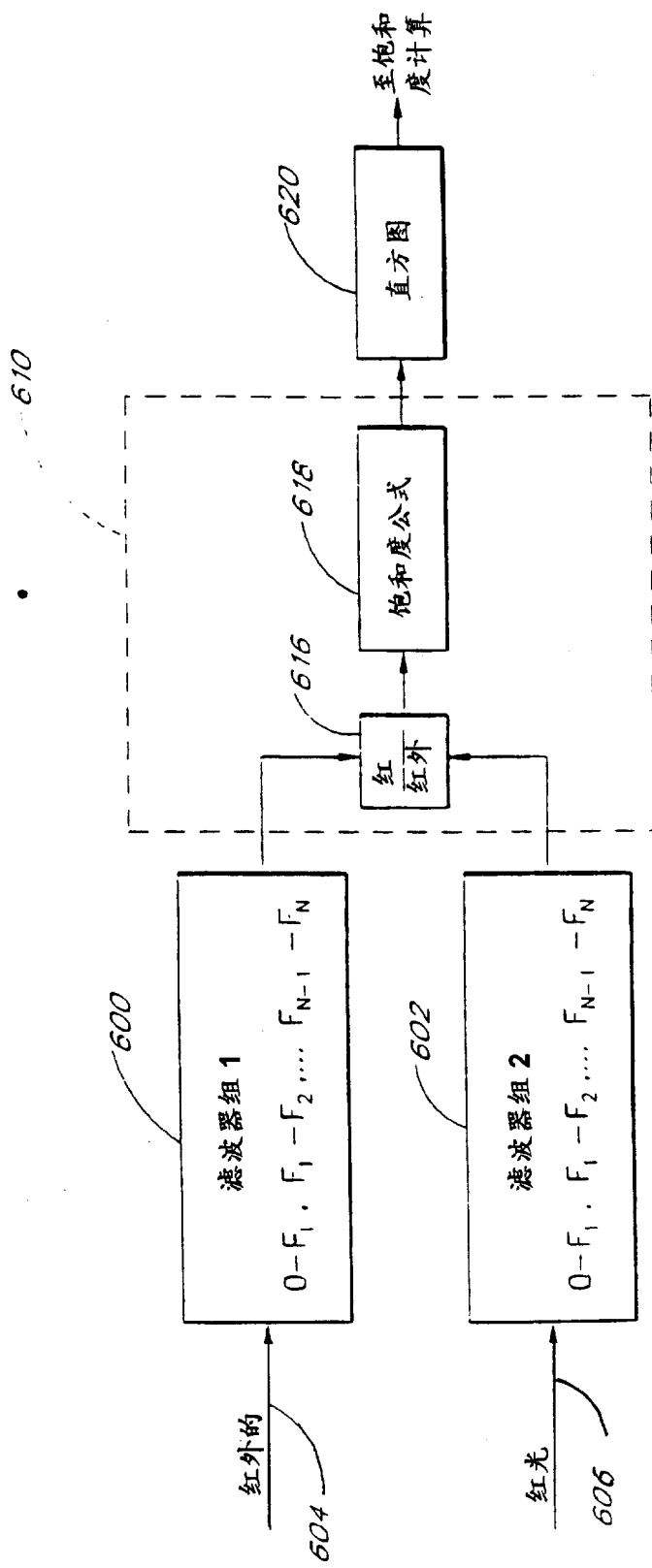


图 23

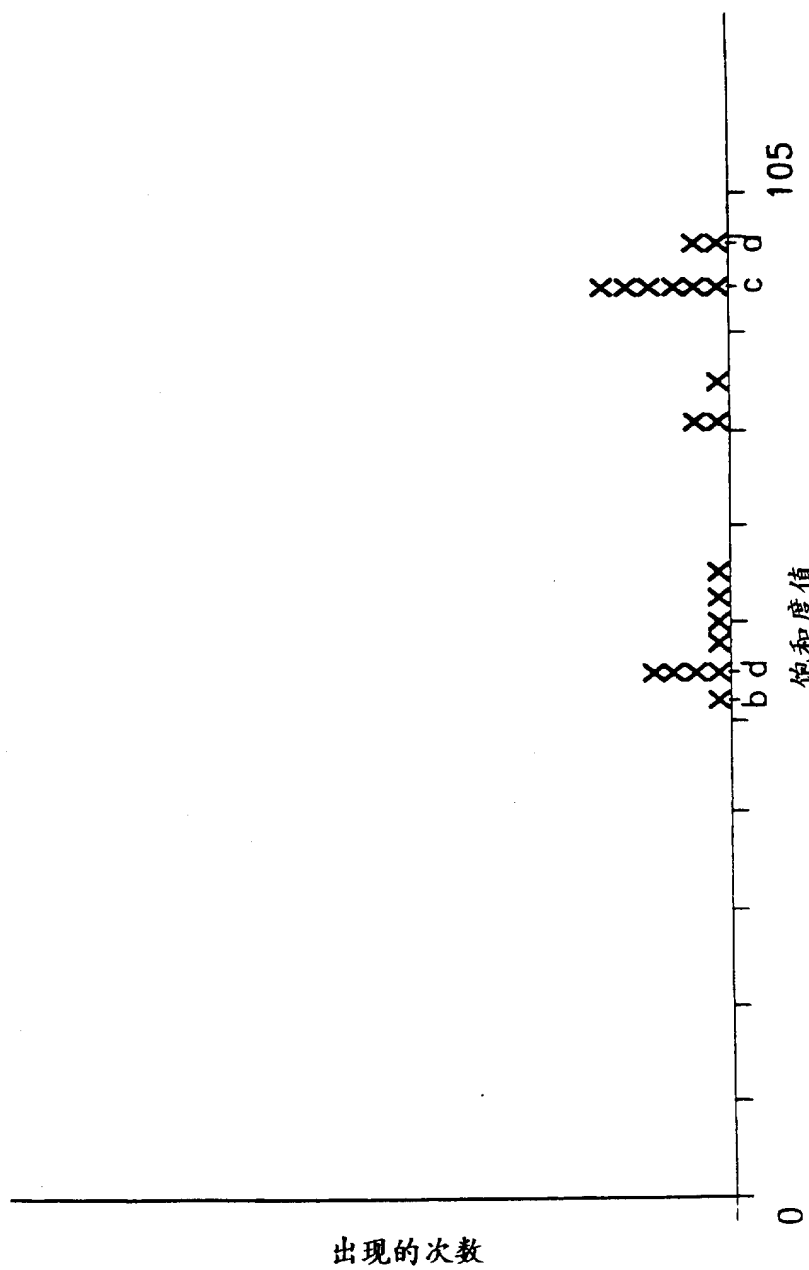


图 24

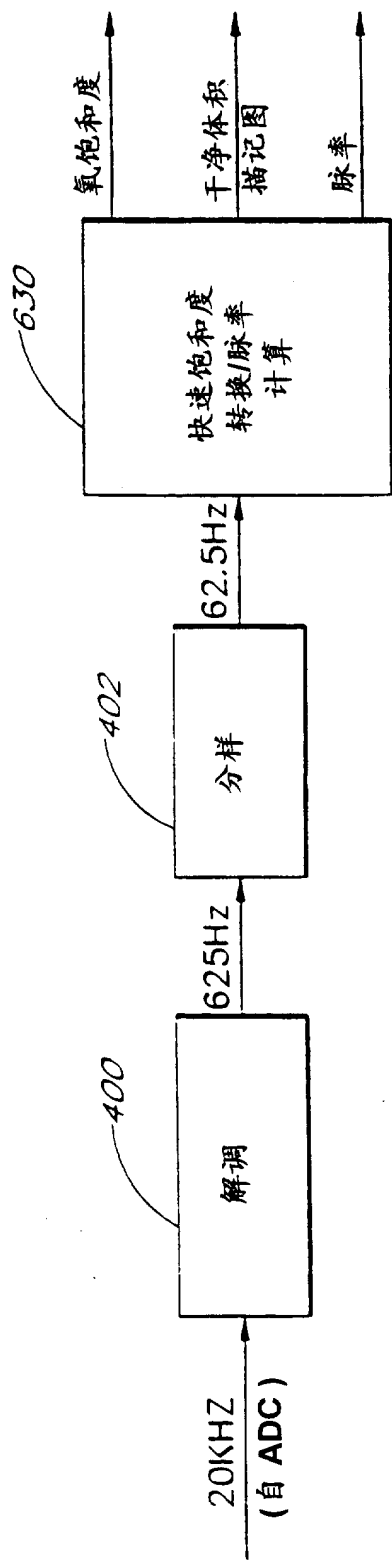


图 25 A

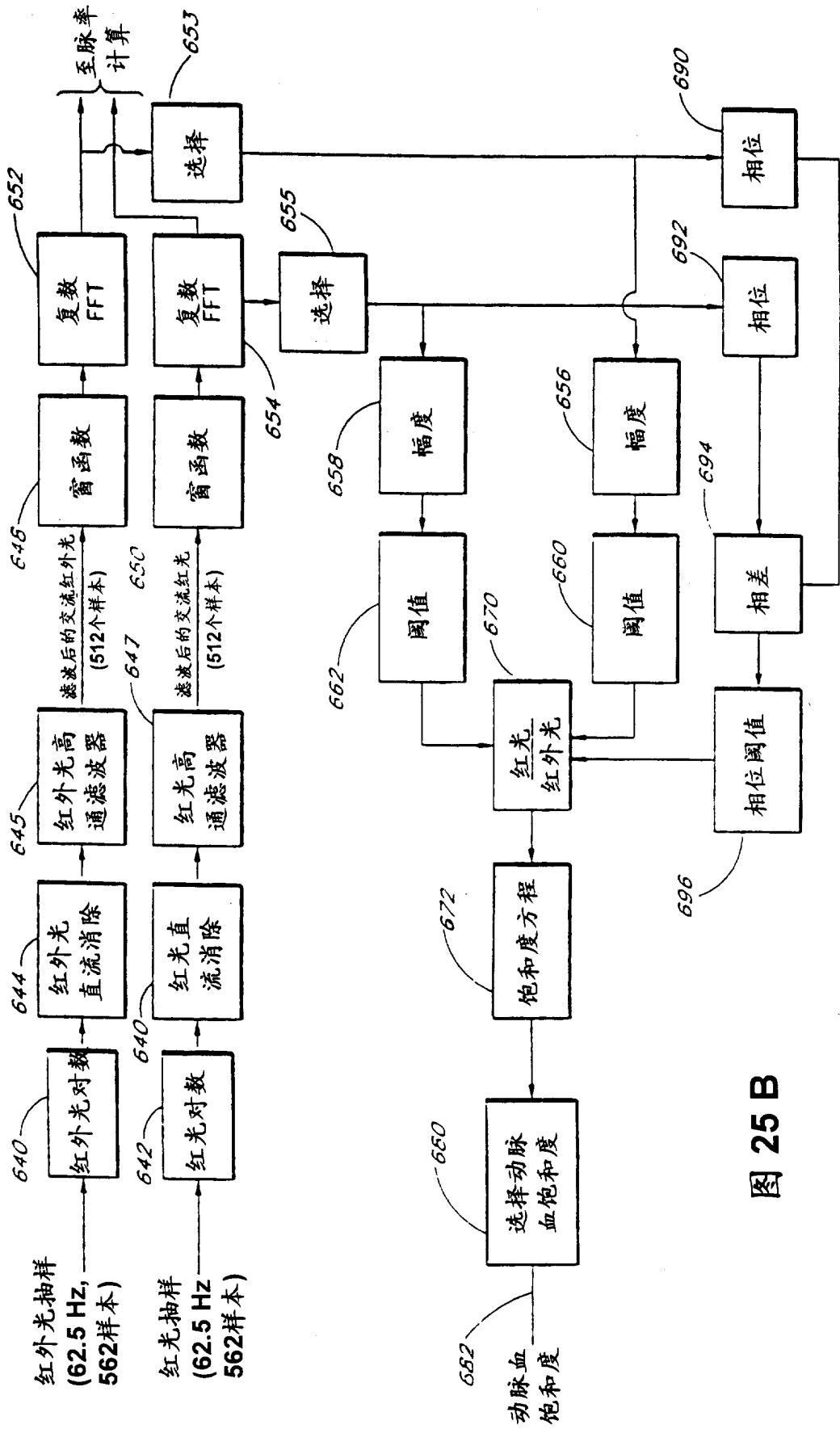


图 25 B



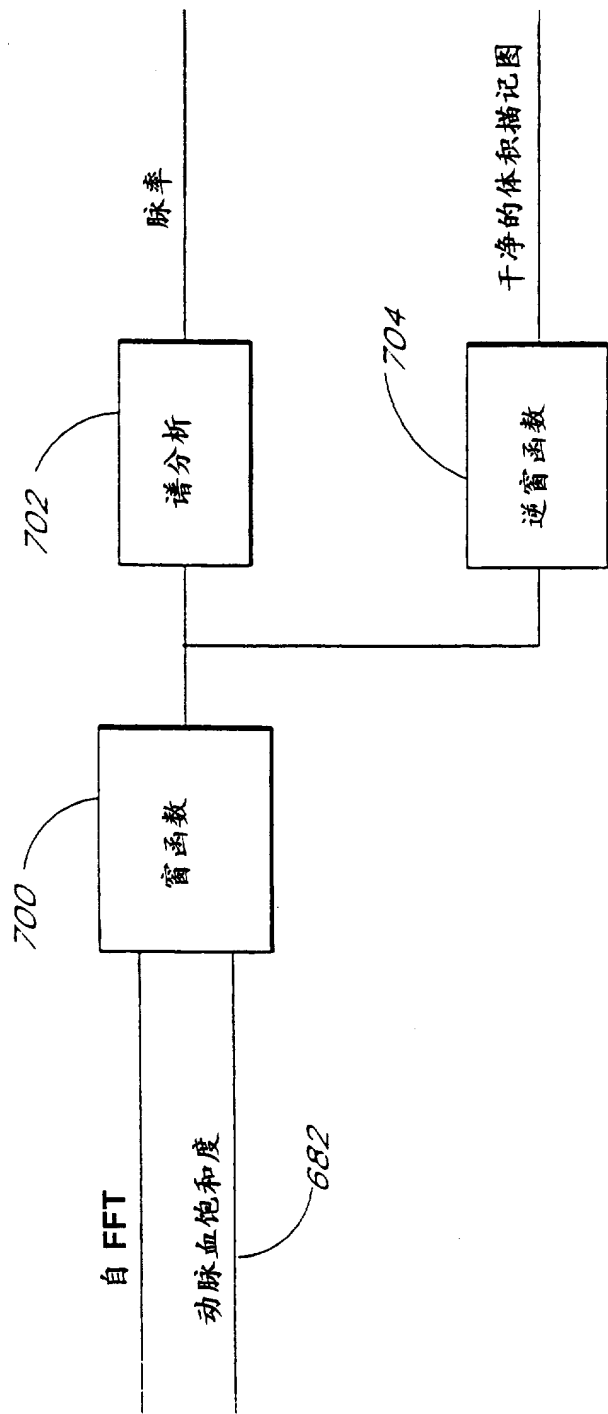


图 25 C

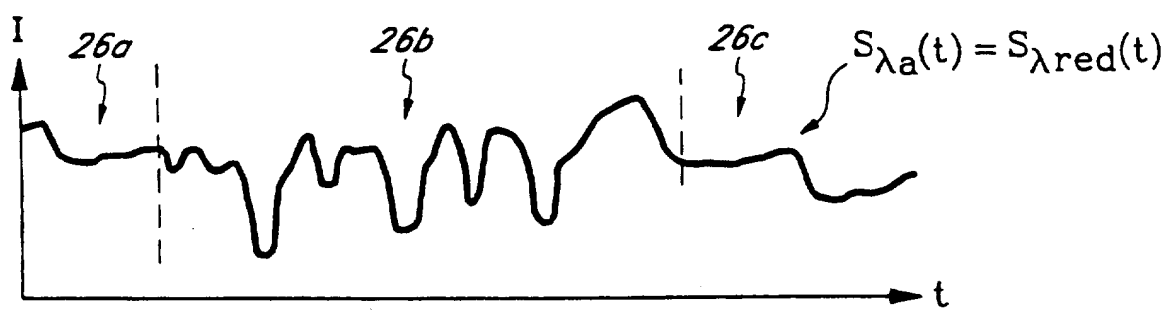


图 26

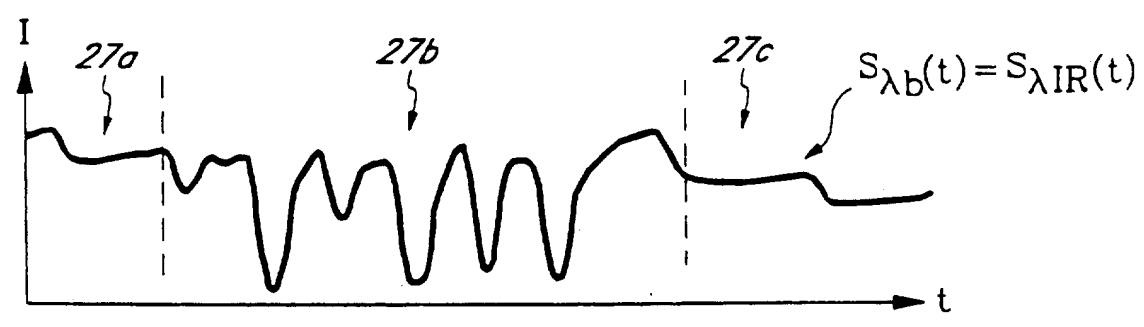


图 27

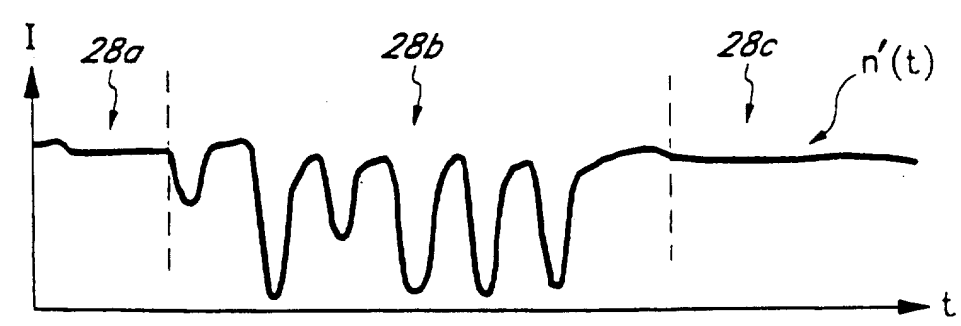


图 28

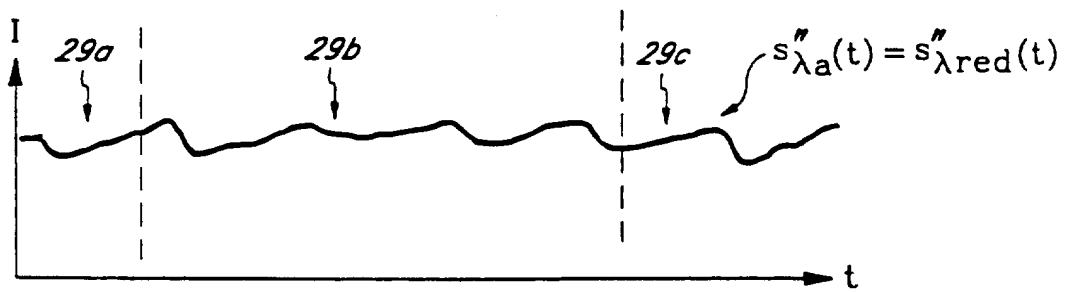


图 29

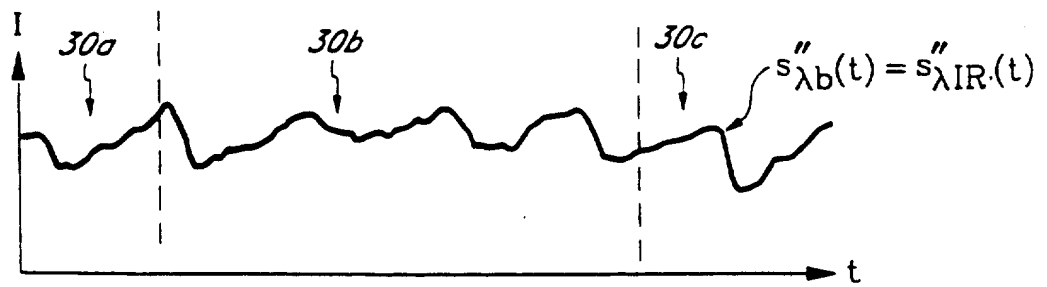


图 30

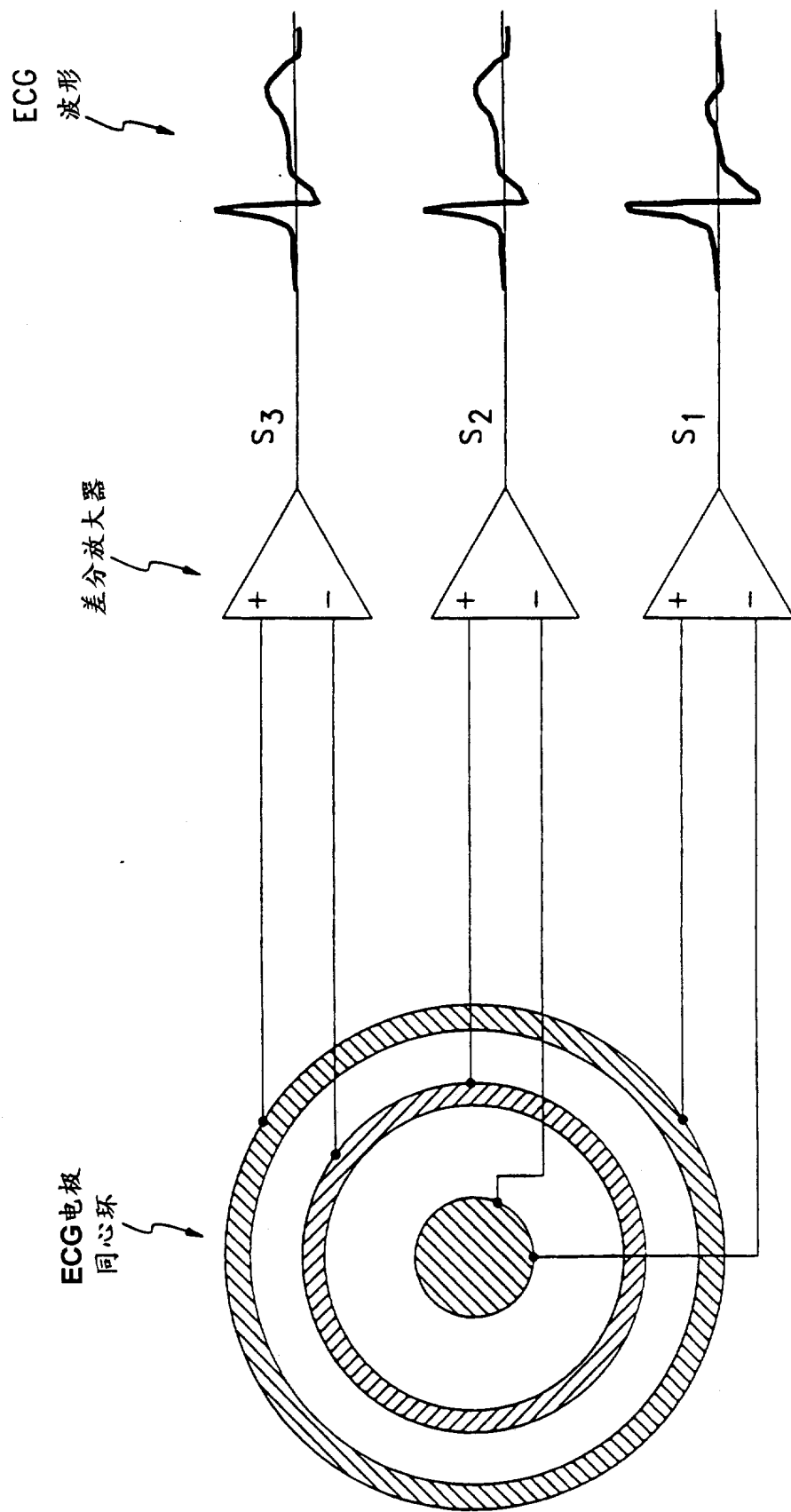


图 31

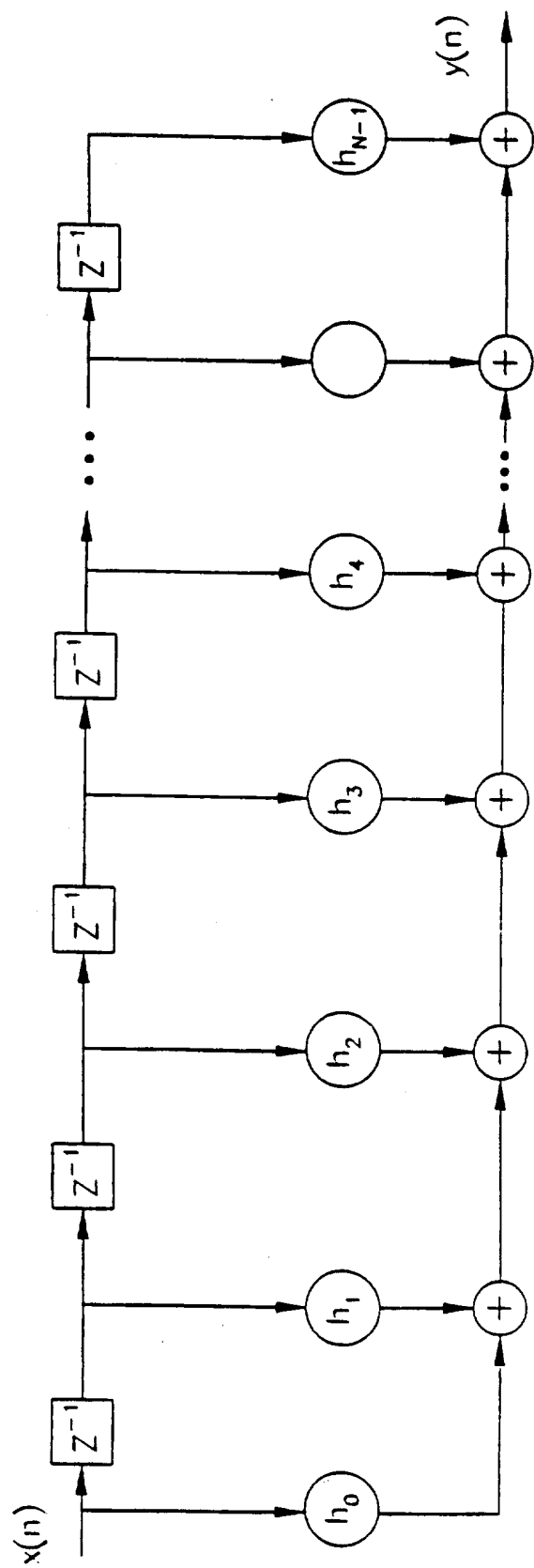


图 32

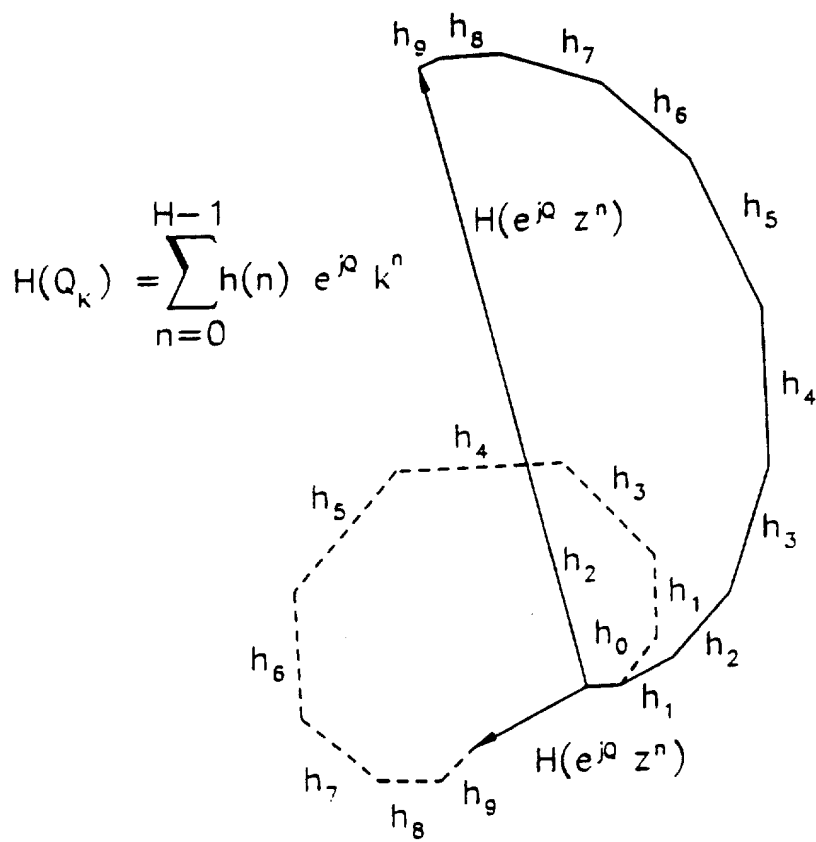


图 33

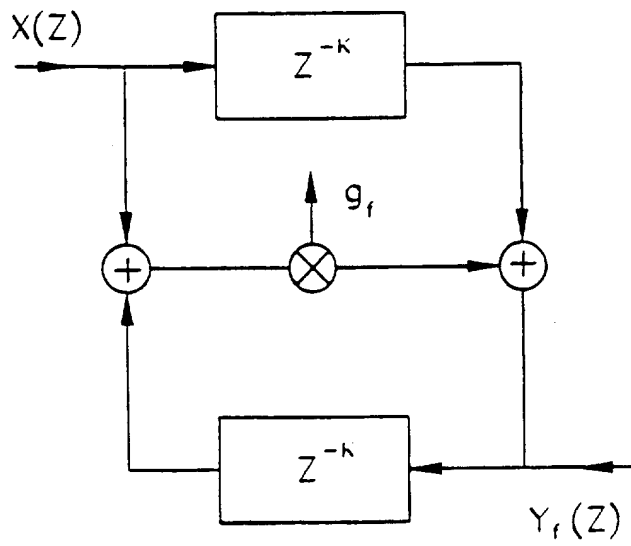


图 34

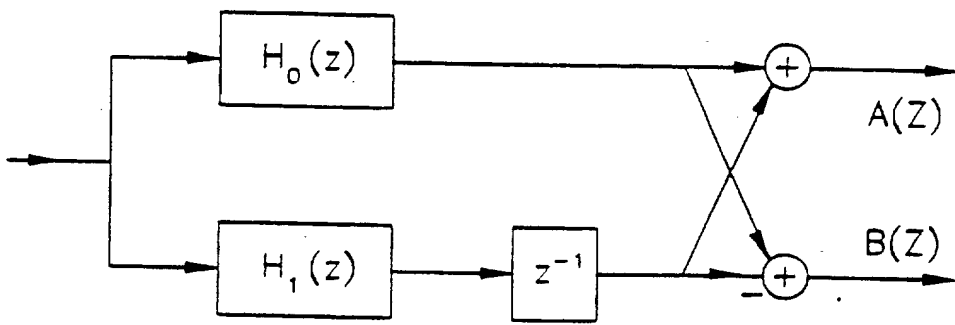


图 35



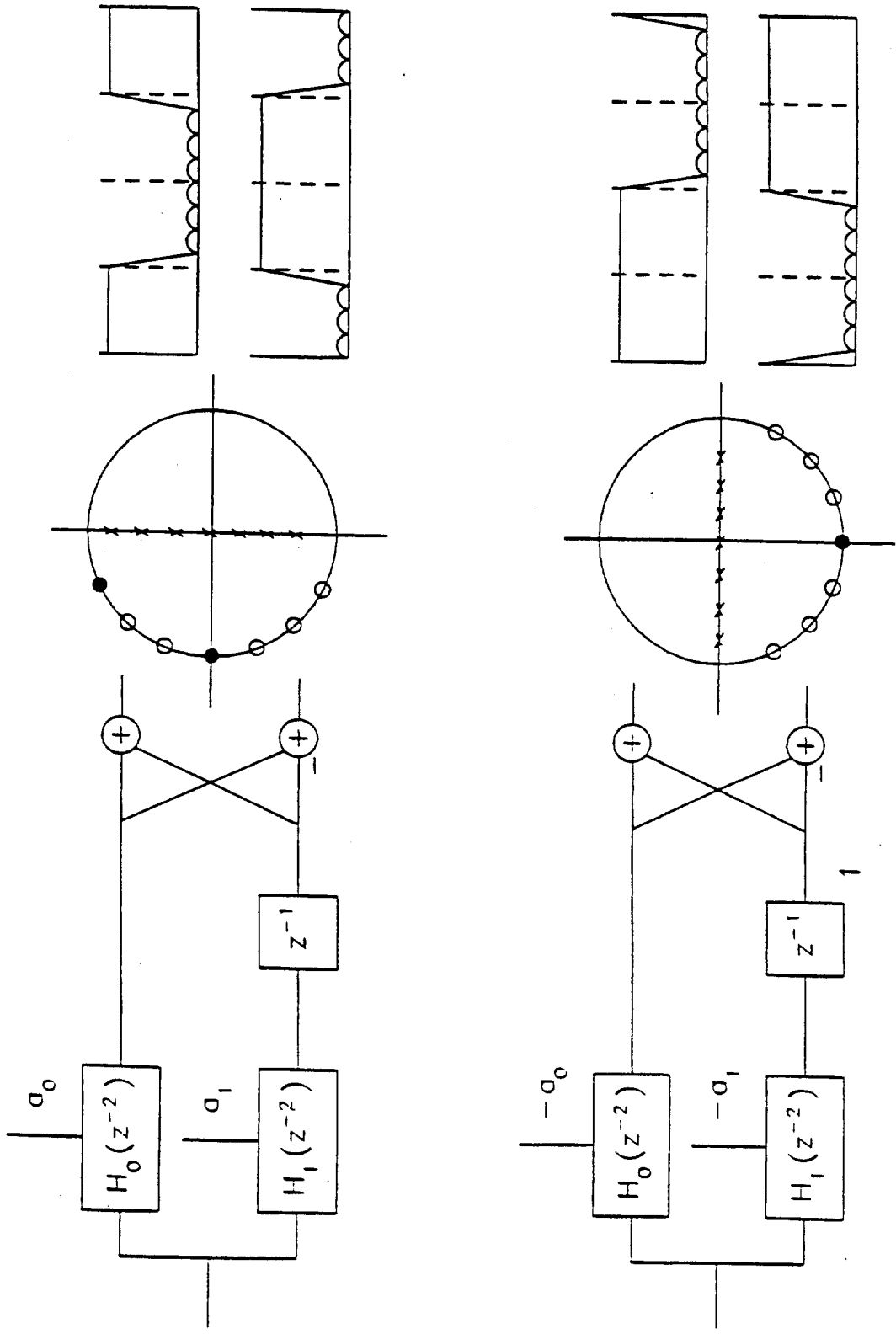


图 36

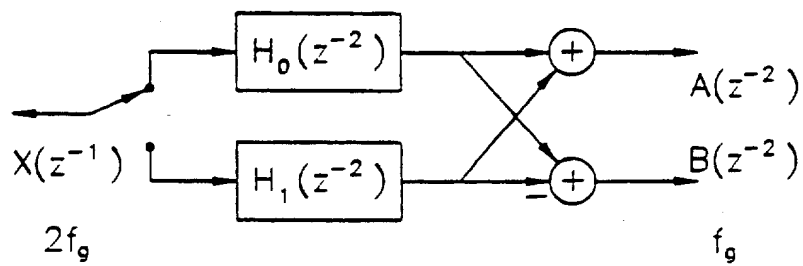
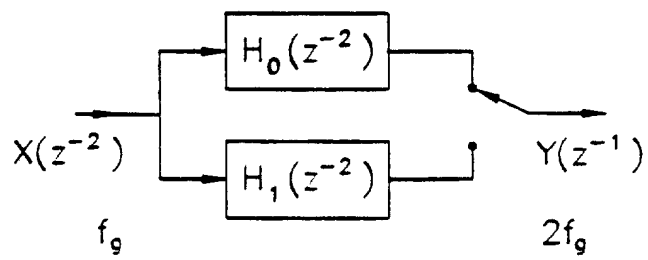


图 37

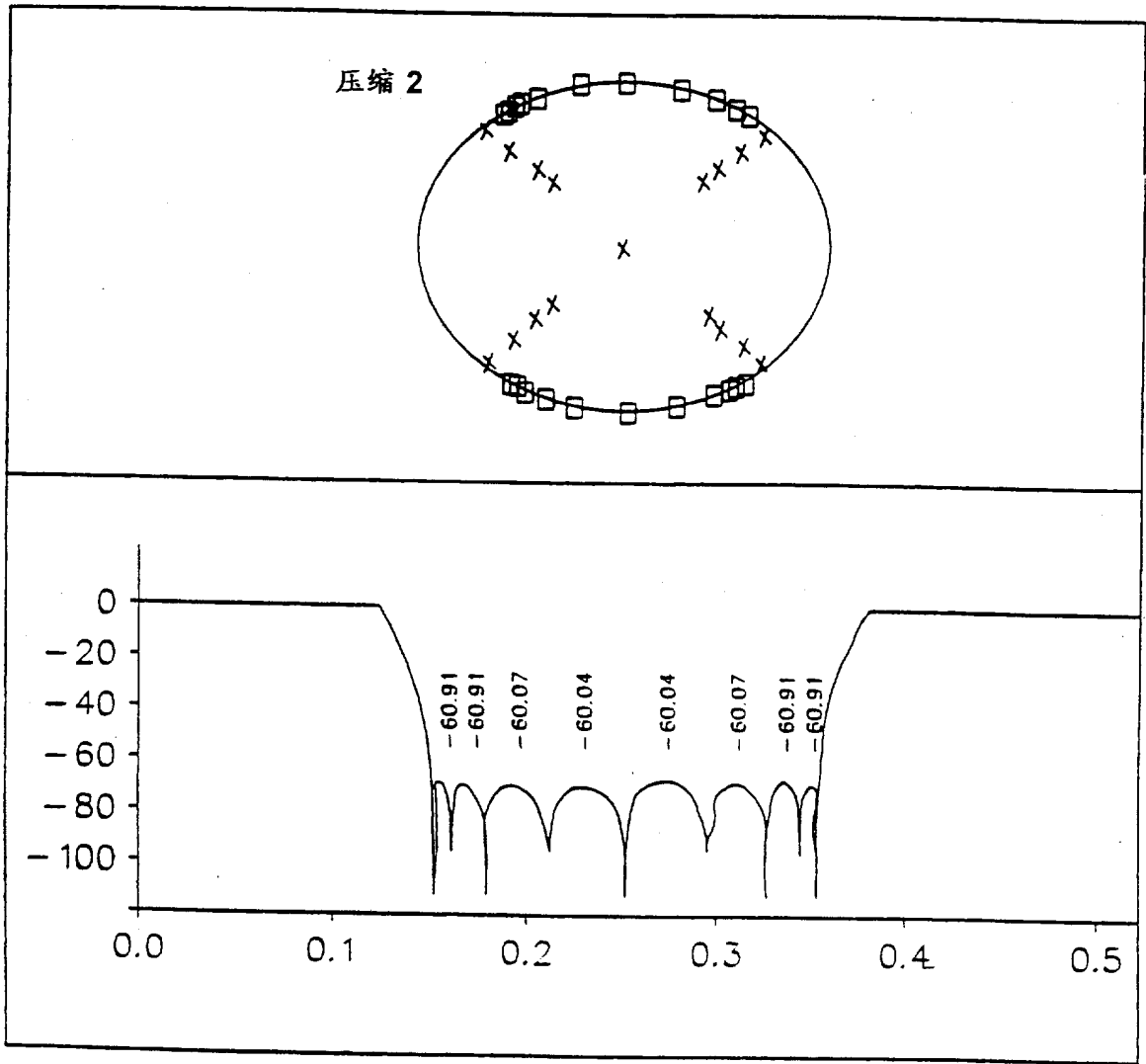


图 38

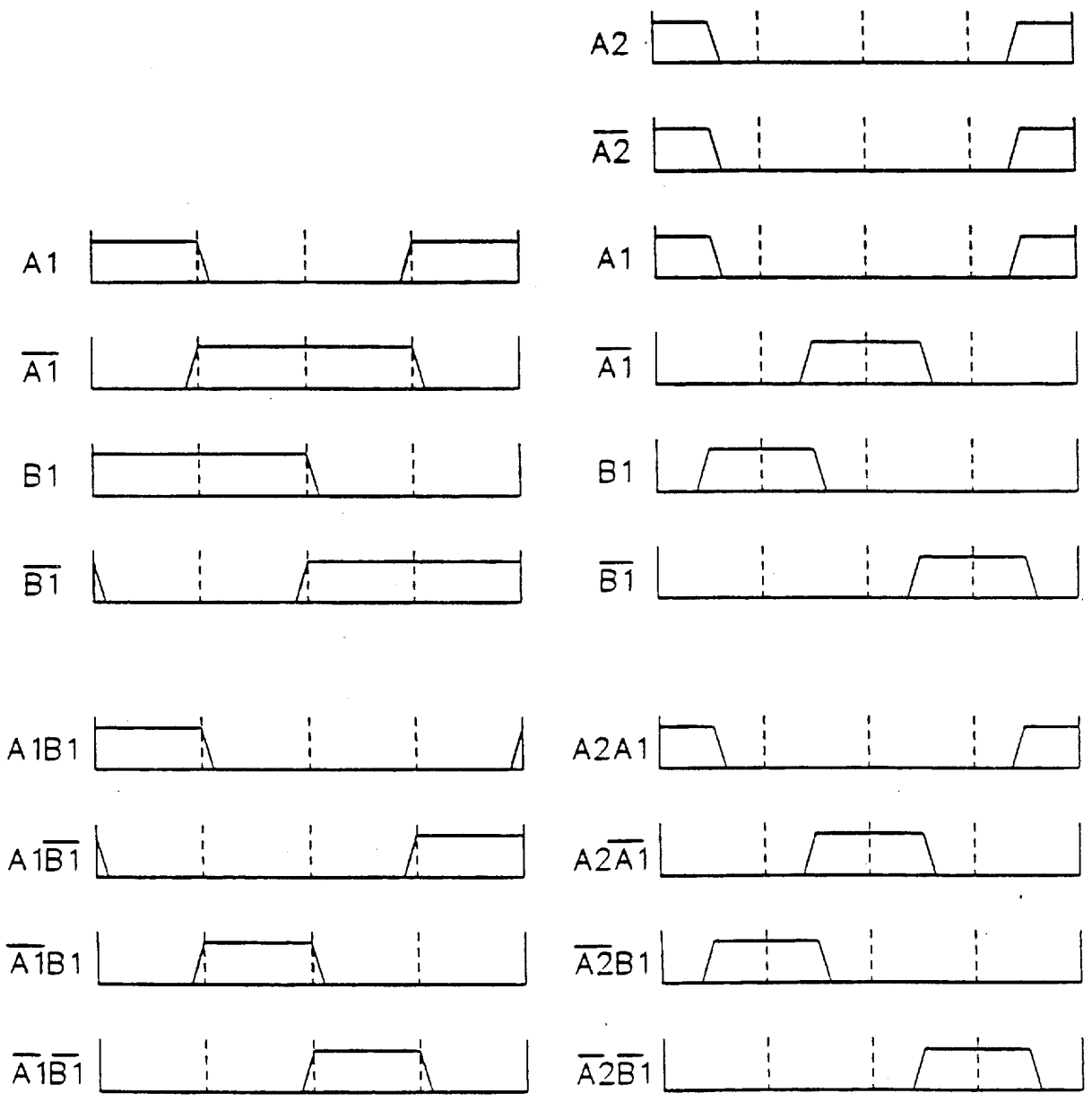


图 39

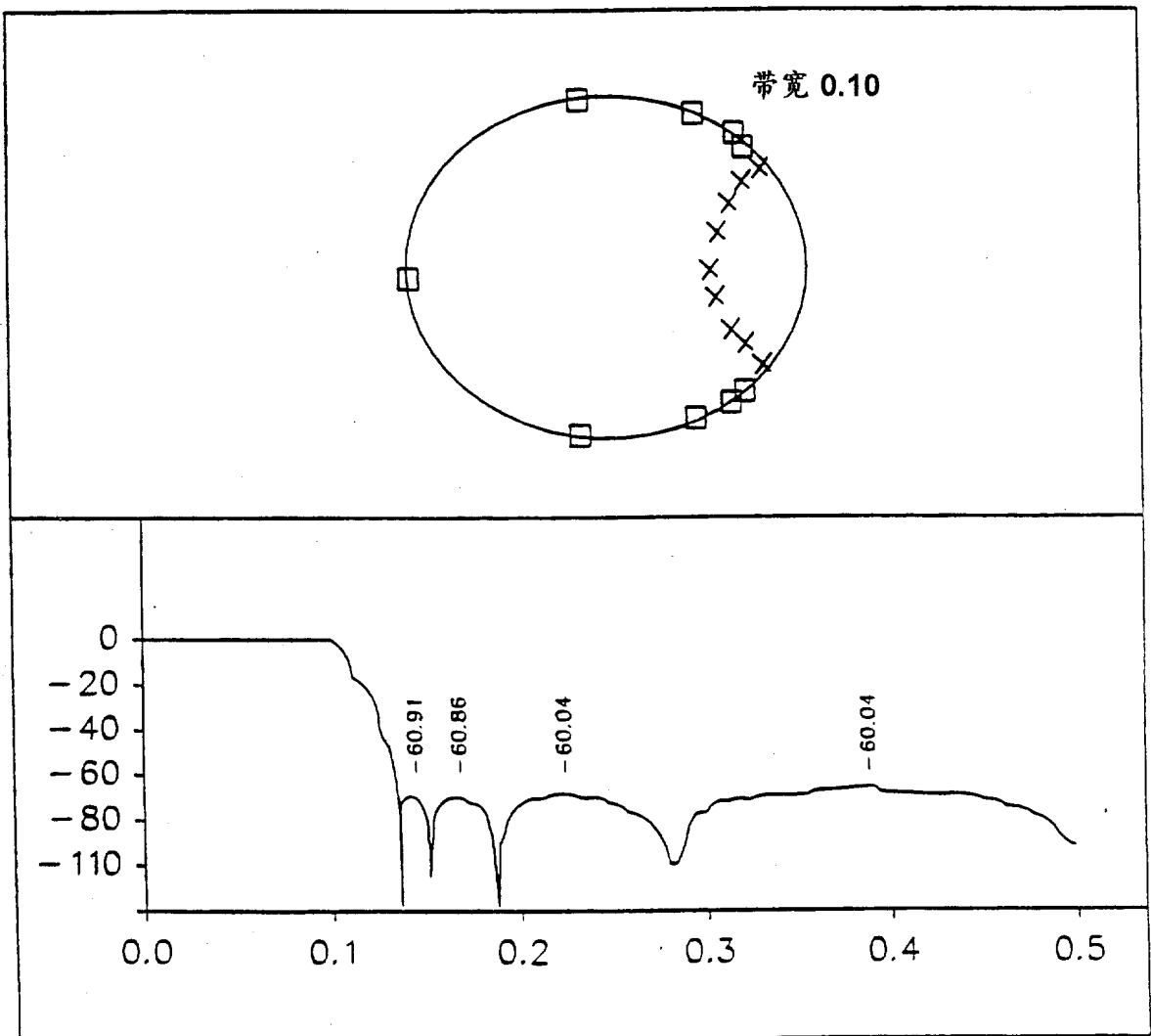


图 40

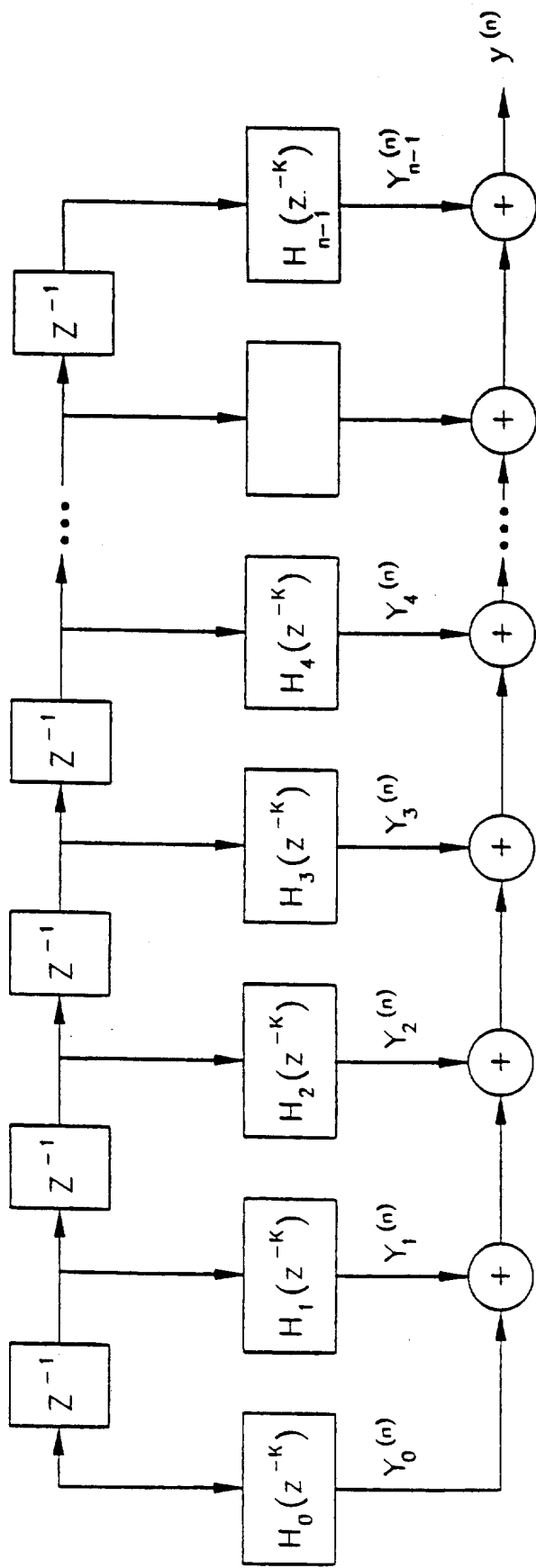


图 41 A

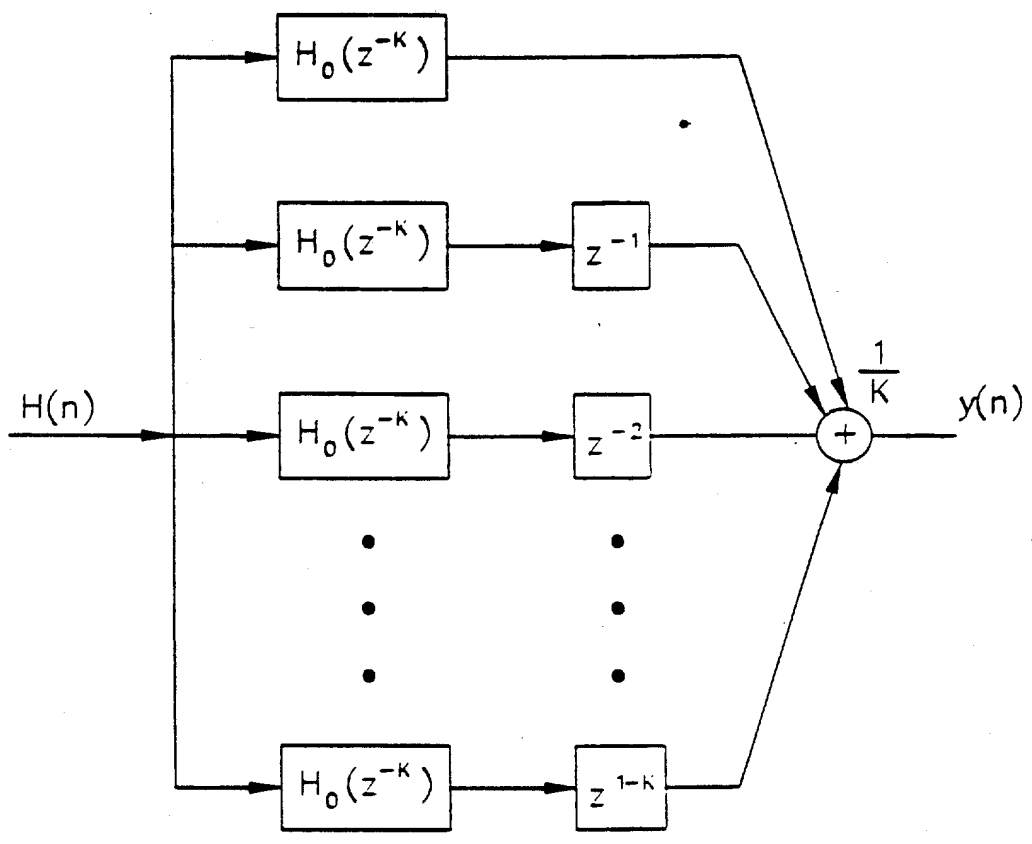


图 41 B

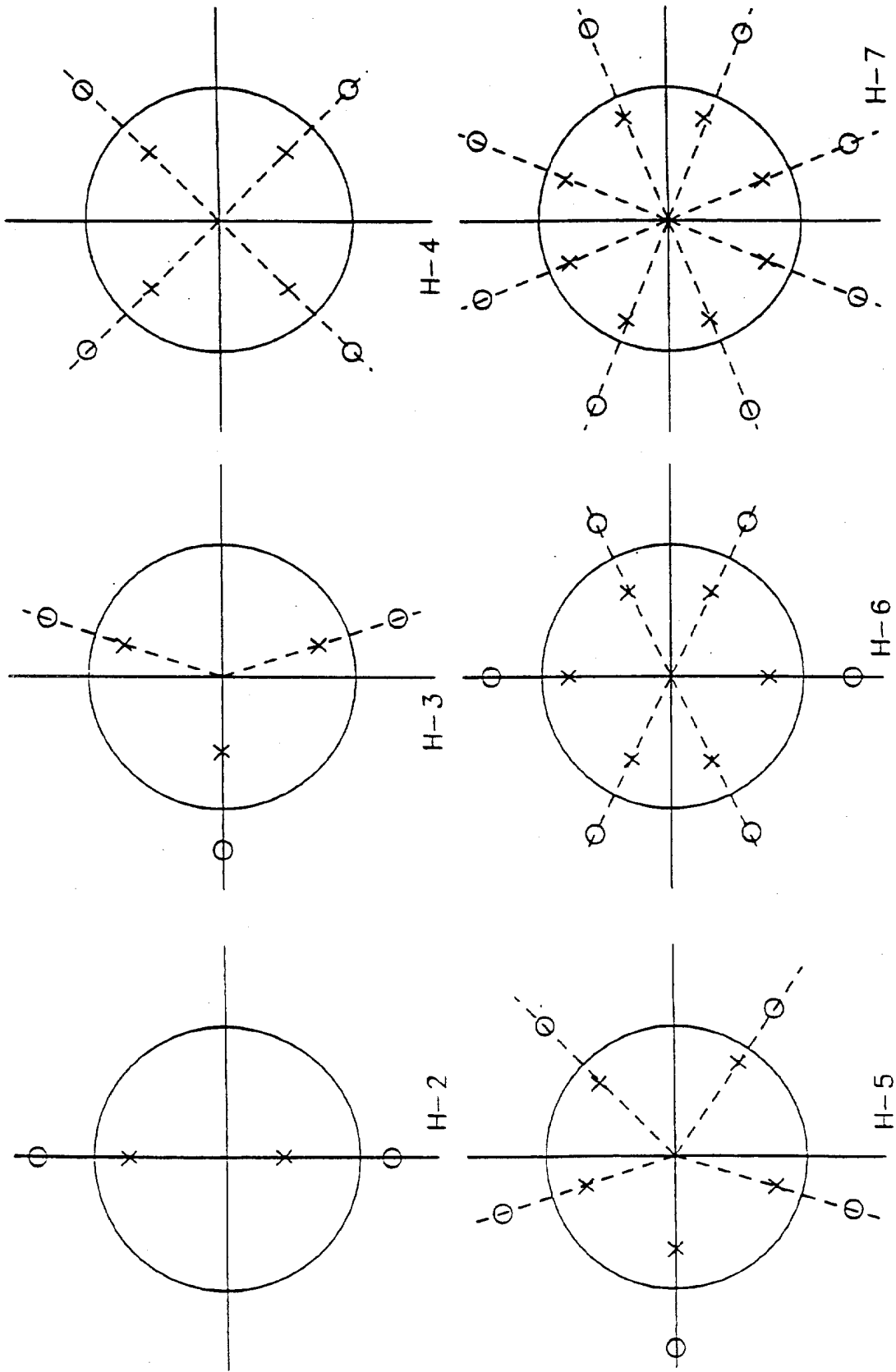


图 42



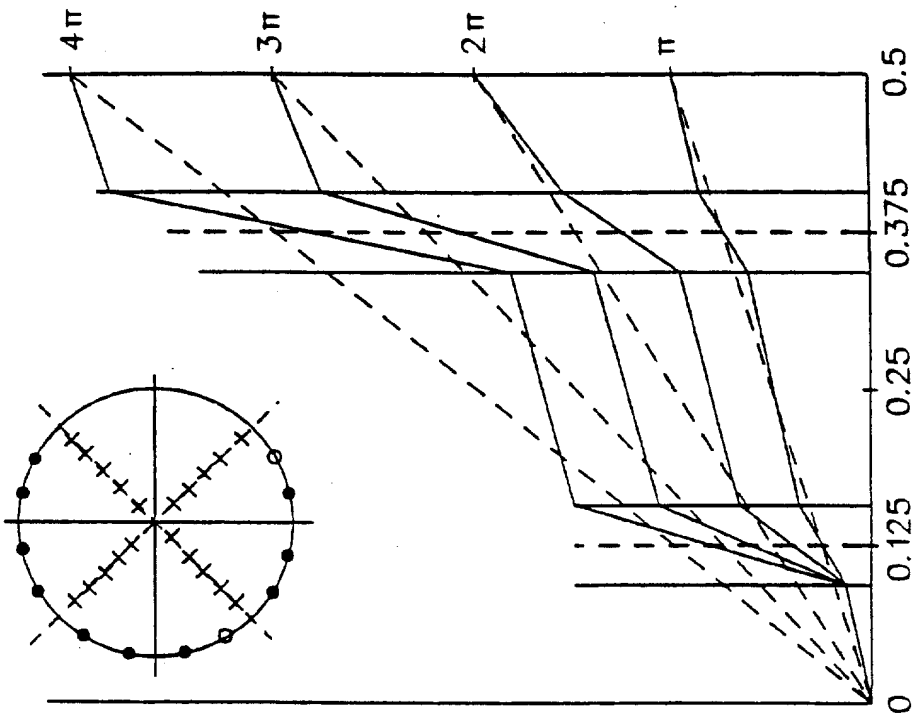


图 43 B

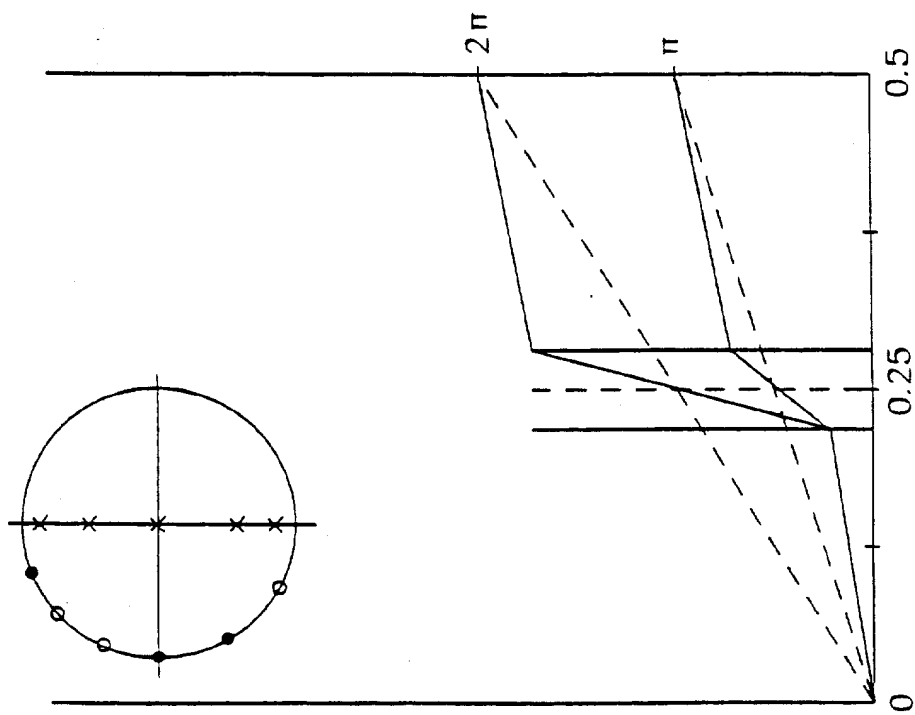


图 43 A

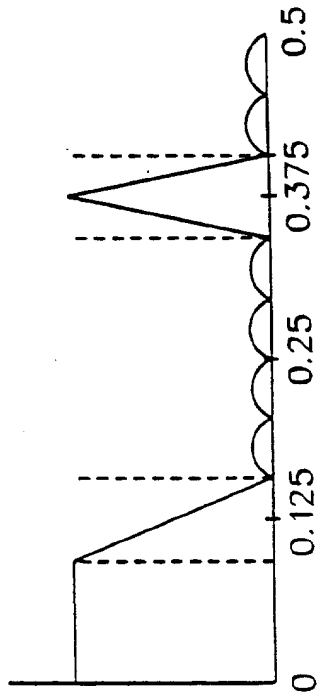


图 43 D

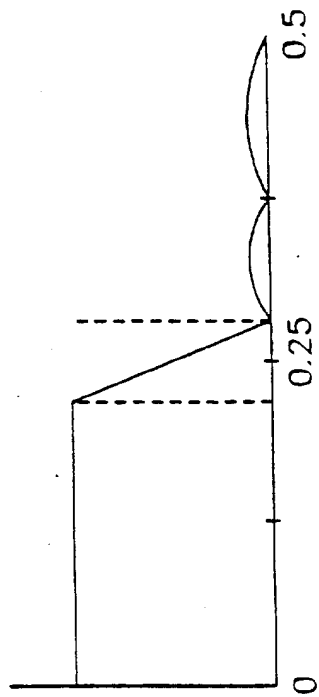


图 43 C

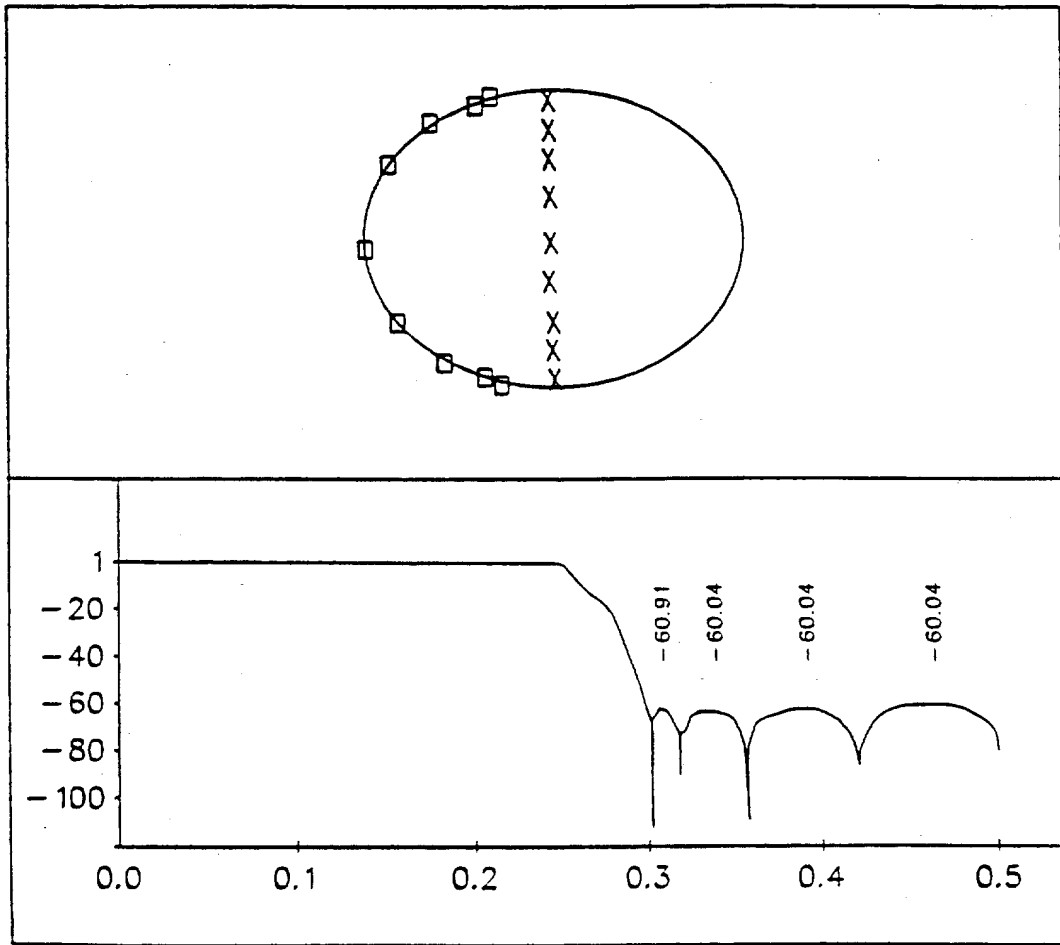


图 44 A

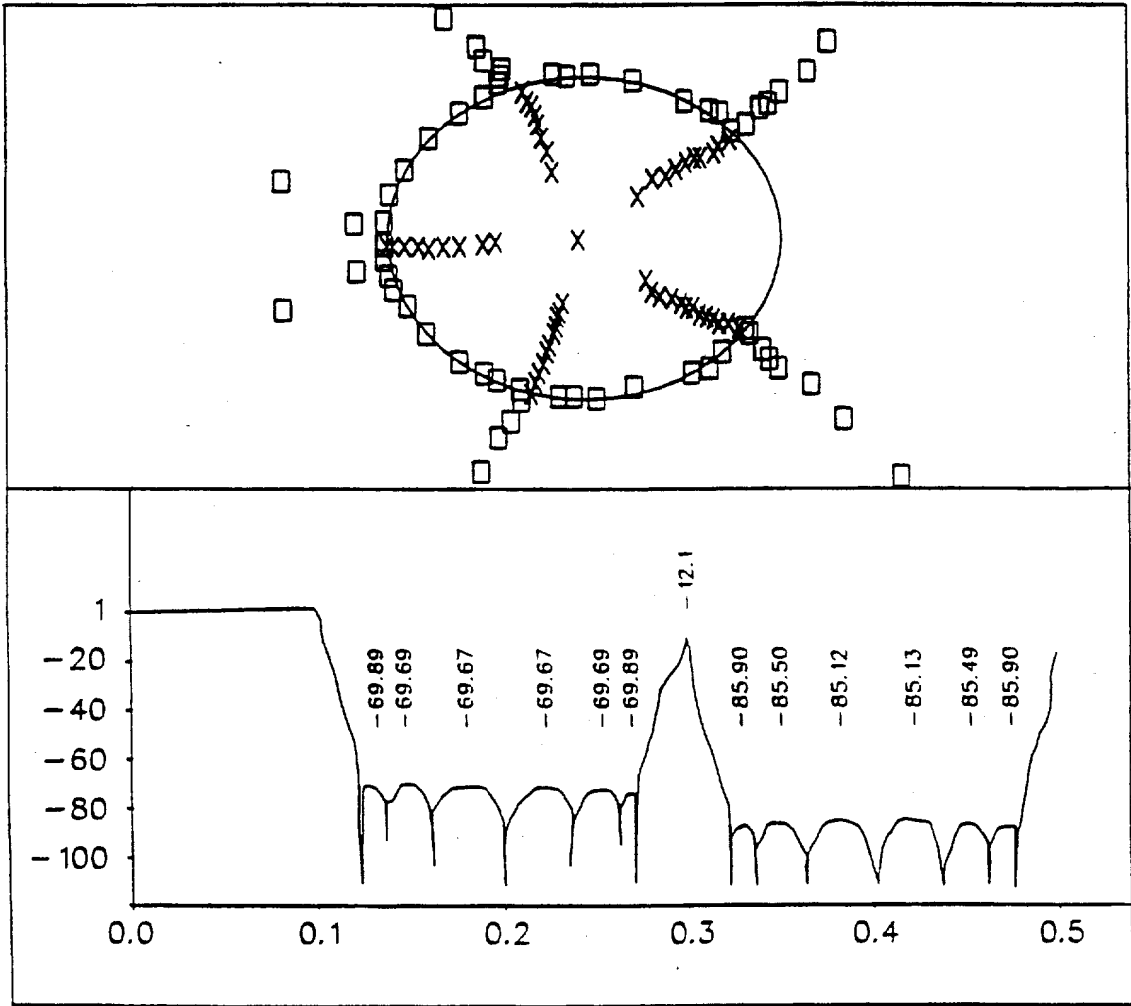


图 44 B

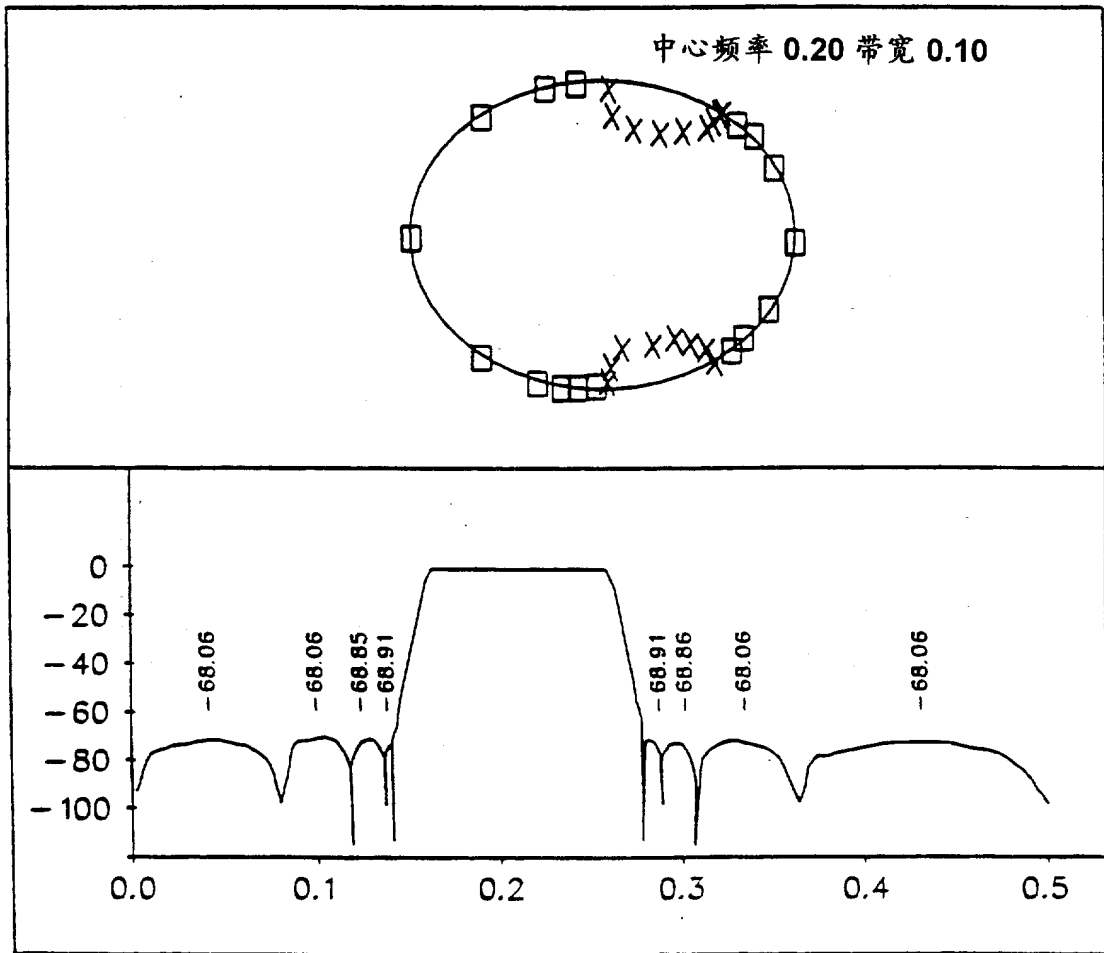


图 45