

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101305520 B

(45) 授权公告日 2010.05.19

(21) 申请号 200680042029.X

(22) 申请日 2006.11.07

(30) 优先权数据

05110661.5 2005.11.11 EP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008.05.09

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2006/054150 2006.11.07

(87) PCT申请的公布数据

W02007/054895 EN 2007.05.18

(73) 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 凯瑟琳·菲利普斯

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司 11112

代理人 陈源 张天舒

(51) Int. Cl.

H03M 3/00(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1636323 A, 2005.07.06, 全文.

US 6538588 B1, 2003.03.25, 全文.

审查员 王骞

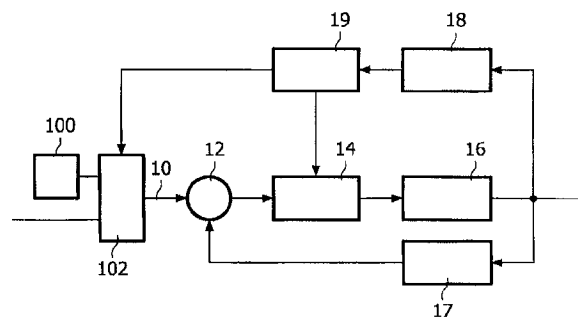
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 3 页

(54) 发明名称

包括西格马德尔塔模-数转换器的信号处理电路

(57) 摘要

一种包括西格马德尔塔模-数转换器的信号处理电路,所述西格马德尔塔模-数转换器具有一个反馈环路,所述反馈环路包括一个具有可控制的时间常数的模拟滤波电路(14)。在校准模式中检测器(18)检测在所述西格马德尔塔模-数转换器的输出端处的频带(34)中的信号强度。带宽控制电路(19)具有与所述模拟滤波电路(14)的控制输入端耦接的输出端,所述带宽控制电路被布置用于根据在所述西格马德尔塔模-数转换器的输出端处的频带(34)中的信号强度来控制所述时间常数。选择所述频带(34)使得所述西格马德尔塔模-数转换器的噪声整形量化噪声密度(32)随着频率上升。因此,检测输出取决于所述时间常数,并以所述时间常数偏移,从而影响量化噪声的上升。以这种方法能够实现对时间常数的简单校准。



1. 一种信号处理电路,其包括西格马德尔塔模-数转换器,所述西格马德尔塔模-数转换器具有一个反馈环路,所述反馈环路包括一个具有可控时间常数的模拟滤波电路(14),所述信号处理电路包括一个带宽控制电路(18,19;48),所述带宽控制电路包括一个用于检测在所述西格马德尔塔模-数转换器的输出端处的频带(34)中的信号强度的检测器(18),所述带宽控制电路(18,19;48)具有与所述模拟滤波电路(14)的控制输入端耦接的输出端,所述带宽控制电路被布置用于根据在所述西格马德尔塔模-数转换器的输出端处的频带(34)中的信号强度来控制所述时间常数,在所述频带(34)中,所述西格马德尔塔模-数转换器的噪声整形量化噪声密度(32)随着频率而上升。

2. 根据权利要求1所述的信号处理电路,其中所述模拟滤波电路包括与一个时间连续电导或跨导电路耦接的电容(24),所述电容和电导或跨导电路的各自的电容与电导或跨导值的比值用于至少部分地决定所述时间常数,所述带宽控制电路(18,19)根据所述信号强度控制所述比值。

3. 根据权利要求1所述的信号处理电路,其中所述带宽控制电路(48)支持在正常操作模式和校准模式之间进行切换,所述信号处理电路包括:

- 数字带通滤波器(42),其具有与所述西格马德尔塔模-数转换器(406a,406b)的输出端耦接的输入端,并且其被布置用于在所述校准模式中将在所述频带(34)中的频带滤波信号提供给所述检测器(18);

- 另一个处理电路(46),其被布置用于在所述正常操作模式中使用来自数字带通滤波器(42)的数据,带宽控制电路(48),其被布置用于控制所述数字带通滤波器(42),以在切换至校准模式时将数字带通滤波器的频带从正常操作频带切换至所述频带(34)。

4. 根据权利要求3所述的信号处理电路,其中所述数字带通滤波器(42)包括旋转滤波器(420)和低通滤波器装置(422a,422b),所述旋转滤波器(420)被布置用于按由一个数字振荡器(440)确定的速率来旋转一个矢量信号,所述低通滤波器装置(422a,422b)被布置用于对所述旋转的矢量信号进行低通滤波,所述带宽控制电路(48)具有与数字振荡器(440)的超控输入端耦接的控制输出端,以在切换为校准模式时,将数字振荡器(440)的旋转速度改变为与在所述频带(34)中的频率相对应的值,检测器(18)具有与所述低通滤波器装置(422a,422b)的输出端耦接的输入端,用于接收指示所述信号强度的信号。

5. 根据权利要求3所述的信号处理电路,包括一个校准信号源(100),带宽控制电路(18,19;48)被布置用于在所述校准模式中将来自校准信号源(100)的信号施加给所述西格马德尔塔模-数转换器的输入端。

6. 一种操作信号处理电路的方法,所述信号处理电路包括一个西格马德尔塔模数转换器,所述西格马德尔塔模-数转换器具有一个具有可控时间常数的滤波电路(14),所述方法包括:

- 在所述西格马德尔塔模-数转换器的输出端处测量频带(34)中的信号强度,其中所述频带已经被选择使得噪声整形量化噪声密度(32)随着所述频带(34)中的频率而上升;

- 使用所述测量的信号强度控制所述滤波电路(14)的时间常数。

包括西格马德尔塔模 - 数转换器的信号处理电路

技术领域

[0001] 本发明涉及一种包括西格马德尔塔模 - 数转换电路的电路。

背景技术

[0002] 西格马德尔塔模 - 数转换电路为大家所熟知。西格马德尔塔模 - 数转换电路可例如从由 Jannik Hammel Nielsen 和 Erik Braun 在 ISCAS 2004 (I-417 到 I-420 页) 中发表的标题为“A low-power 10-bit continuous-time CMOS sigma-delta A/D converter”的文章获知。此外,关于西格马德尔塔模 - 数转换电路的一般背景可例如见诸于由 S. Norsworthy 出版的名称为《德尔塔西格马数据转换》的书 (ISBN0-7803-1045-4, 174-182 页)。

[0003] 一个简单的西格马德尔塔 A/D 转换器包括数字化电路,其从输出到输入具有一个集成反馈环路。所述数字化电路对由输入信号获得的信号与所述数字化电路的输出信号的积分之间的差所产生的信号进行数字化。

[0004] 西格马德尔塔模 - 数转换的优点是量化噪声 (相应版本的输入信号和输出信号之差) 被大体上偏移到一个高频带。这通常称作噪声整形。因此,即使使用很粗糙的量化,量化噪声的低频部分也是相对较小的,因为所述反馈会抵消所述低频差。一般地说,西格马德尔塔 A/D 的环路包括一个频率依变滤波电路,其能抵消感兴趣的频带 (在使用积分滤波电路的情况下为低频带) 中的差别。该滤波电路可以处于所述环路的正向和 / 或反馈部分中。因此,量化噪声被限制在无害的频带范围。

[0005] 在所述西格马德尔塔 A/D 转换器的环路中 (即在所述反馈或正向路径中) 使用的滤波电路的结构是这种转换器的重要设计方面。这种滤波器呈现出一个制造问题,尤其是当西格马德尔塔 A/D 转换器集成到一个集成电路中时,因为很难控制在滤波电路中的电路元件的阻抗的散布。已知通过使用只有一种类型 (例如只考虑电容) 的电路元件来解决该问题,因为在那种情况下散布不会影响这些电路元件的阻抗之比。然而,全电容滤波电路只能借助于开关电容技术 (即,借助于离散时间技术) 来实现。

[0006] 将期望具有时间连续的滤波电路。在此情况中,必须在这种滤波电路中使用互相不同类型的模拟电路元件,例如 (栅极) 电容和 (沟道) 电导 (或沟道电阻)。由 Nielsen 和 Braun 发表的文章披露了一种西格马德尔塔 A/D 转换器,其使用由 FET 沟道的电容和电阻形成的积分器。

[0007] 然而,在使用这种不同模拟电路元件 (例如电容和电阻) 的情况下,制造分布 (manufacturing spread) 的影响不能避免。结果,很难控制滤波电路的带宽,由此难于控制所述西格马德尔塔 A/D 转换器的整体操作。

发明内容

[0008] 其中,本发明的目的是提供一种具有西格马德尔塔 A/D 转换器的电路,其中可以调节所述滤波电路的时间常数。

[0009] 根据权利要求 1 所述的信号处理电路,装备有一个西格马德尔塔模 - 数转换器。此

处一个检测器用于检测在一个频带中的信号强度,其中所述西格马德尔塔模-数转换器的信号强度噪声整形量化噪声密度随着频率上升。所述检测的信号强度用于控制所述西格马德尔塔模-数转换器的反馈环路中(在那个环路的反馈部分和/或前馈部分中)的滤波电路的时间常数。所述时间常数适合于实现一个期望的信号强度,所述期望的信号强度是所述时间常数的期望值的特征。因此实现了所述滤波电路校准。优选的是,这被应用于时间连续滤波电路。在此情况中,这种形式的校准克服了由制造散布带来的问题,但是这种形式的校准当然也能够用于不同类型的西格马德尔塔模-数转换器。在另一个实施例中,所述模拟滤波电路包括一个与一个时间连续电导或跨导电路耦接的电容,所述电容和电导或跨导电路的各自电容和电导或跨导值的比值至少部分地决定所述时间常数,所述带宽控制电路根据所述信号强度控制所述比值。这提供了一种适应时间连续滤波器电路中的时间常数的实用方法。

[0010] 在一个实施例中,所述带宽控制电路支持在正常操作模式和校准模式之间进行切换。优选的是,在所述检测器的前面使用一个带通滤波器电路,其在正常操作模式中向其它电路提供有用信号。在此情况中,当切换至校准模式时,滤波器频带优选地被切换至校准频带。典型地,在所述校准频带和带通滤波器的正常操作频带之间没有重叠,或者只有一个少数的频带重叠部分。在另一个实施例中,一个校准信号源用于在所述校准模式中给所述西格马德尔塔模-数转换器的输入端提供信号。可选择的是,可以使用正常操作信号但是这可能更难于产生可靠的校准。

附图说明

[0011] 本发明的这些和其它目的和优点将通过参考下面的附图使用最佳实施例进行说明。

[0012] 图 1、1A 表示西格马德尔塔模-数转换电路;

[0013] 图 2 表示滤波电路;

[0014] 图 3 表示信号功率密度的曲线图;

[0015] 图 4 表示具有带通滤波器电路的电路。

具体实施方式

[0016] 图 1 表示一个基本的西格马德尔塔 A/D 转换器。应该了解到所述电路是以实例的方式示出的:本发明并不限于该特定电路。所述转换器包括输入端 10、减法器 12、滤波电路 14、数字化电路 16、数模转换电路 17、频带检测器 18 和控制电路 19。减法器 12 具有与输入端 10 耦接的正输入端和与数模转换电路 17 的输出端耦接的负输入端。减法器 12 的输出端通过滤波电路 14 被耦合到数字化电路 16 的输入端。数字化电路 16 的输出端与数模转换电路 17 的输入端耦接。频带检测器 18 具有与数字化电路 16 的输出端耦接的输入端和与控制电路 19 耦接的输出端。控制电路 19 具有与滤波电路 14 的控制输入端耦接的输出端。滤波电路 14 例如是一个单个积分器,但是也可以使用更加复杂的电路。

[0017] 数字化电路 16 例如是一个一位输出数字化电路。然而,也可以使用更高数量输出比特的电路。数模转换电路 17 与数字化电路 16 产生的比特数对应。在一位数字化电路 16 的情况下,数模转换电路 17 可以是不重要的,其在对偏移进行可选的放大或衰减或可选的

相加之后只是进行了使一比特的数字信号通过这样的操作。

[0018] 可选择地,提供校准信号源 100 和一个多路复用器与输入 10 的输入端耦接,它们被布置用于在校准模式下给所述输入端提供校准信号而不是正常的操作信号。

[0019] 图 1A 表示一个可选示例,其中滤波电路 14 已经被加入到从数模转换电路 17 到减法器 12 的反馈路径中。因此,图 1 和 1A 示出了在通过滤波电路 14、数字化电路 16 和数模转换电路 17 的反馈环路中的不同可能位置处的滤波电路 14。作为再一个可选示例,滤波电路 14 可以分布在经由数模转换电路 17 与减法器 12 之间的反馈路径的环路中和减法器 12 与数字化电路 16 之间的环路的前馈部分中。

[0020] 图 2 表示滤波电路 14 的一个示例。应该强调的是该示例仅仅是以实例的方式示出的:本发明可以应用于包含电阻和电容器作为确定带宽的元件的任何放大器。所述滤波电路包含级联的三个差分放大器 22,它们具有差分电流源输出。输入 10 是差动的,并通过电阻 21 与所述级联中的第一放大器 22 的输入端耦接。来自数模转换电路 17 的反馈输出(未示)通过电阻 20 与所述级联中的第一放大器 22 的输入端耦接。第一放大器 22 的输出通过各自的串联装置(每个具有一个电容器 24 和一个电阻 26)在一个负反馈中被向回耦接。所述级联中的第二和第三放大器 22 的输出端通过集成电容 23 桥接。每一个放大器 22 的输出端都通过各自的差分缓冲放大器与所述滤波电路的输出端 29 耦接,每个差分缓冲放大器都具有一个差分电流源放大器 28。

[0021] 如已经着重指出的,图 2 的滤波电路 14 只被示出作为其中(电容器 24 的)电容值和(电阻 26 的)阻抗值用于确定带宽的滤波电路 14 的一个例子。优选的,可使用可控制电容器 24,其电容由控制电路 19 控制(未示)。作为一个可选方案,可以使用通过控制电路 19 控制其阻抗的可控制电阻 26(未示)。作为另一个可选方案,可以使用具有可控制增益(例如跨导,或输入电压与输出电流之比)的一个或者多个放大器 22,其增益(跨导)通过控制电路 19 控制(未示),所述放大器例如包括通过控制电路 19(未示)控制其组合电流的一对差分晶体管。可以使用许多不同类型的滤波电路,所述每个滤波电路包含至少部分地确定滤波器带宽的阻抗和电容器,并且其中所述阻抗和电容器的相对参数值由控制电路 19 控制。

[0022] 操作中,数字化电路 16 在其输入端对所述信号进行取样并对所述取样信号进行数字化(A/D 转换)。在一个实施例中,数字化电路 16 根据取样信号是否高于或低于一个阈值使用了到一位数字值的变换。可选择的,使用更高的分辨率,导出一个数字值以指示所述取样信号位于三个或更多范围的哪一个中。所述数字化数字或从其导出的数字通过数模转换电路 17 按照与取样相关的参考相位被转换回模拟信号。在图 1A 的实施例中,所述数-模变换结果被滤波,用输入信号减去所述滤过信号并将最后的差值施加给数字化电路。在图 1 的实施例中,减去所述数-模变换结果并将经过滤波的最终差值施加给数字化电路 16。

[0023] 这种形式的模-数转换本身是已知的。这种形式的模-数转换的结果是数字化电路会产生这样的信号:即使使用很粗糙的量化,其中只有有限数量的不同数值用于对取样进行数字化,该信号在滤波电路 14 的通带中也是输入信号的良好表示。由粗量化引起的误差(所谓的量化噪声)通过多个取样而最终得到平衡。

[0024] 图 3 表示作为频率函数的在数字化电路 16 的输出端的信号功率密度。所述信号功率密度包含作为输入端 10 处的有关信号的结果的峰值 30 和更高频率的上升分量 32,所

述上升分量对应于量化噪声。

[0025] 所述附图用对数示出了对于滤波电路 14 的时间常数 T 的三个不同值的功率密度。所述相关信号分量 30 对于每个 T 值都是相同的。在图 1 的电路的情况中, 量化噪声的功率密度的上升分量 32 与 $f \cdot T$ 的平方成比例, 其中 f 是频率, T 是滤波电路 14 的积分时间常数。

[0026] 频带检测器 18 检测以频率 F_0 为中心的频带 34 中的信号强度。频带 34 覆盖其中功率密度由于量化噪声而显示出上升分量 32 的频率。如果积分时间常数 T 升高, 则功率密度在该频带中上升, 而如果积分时间常数 T 下降, 则功率密度下降。因此该频带中的信号强度 (例如平均功率密度、或平均信号幅度或具有在频带 34 中的频率的信号部分的平方幅度) 表示积分时间常数 T 。

[0027] 控制电路 19 将所述检测的强度与一个预期强度进行比较, 并使滤波电路 14 的时间常数 T 适配以便使具有所述预期强度的差值最小化。可以使用任何类型的检测器 18。优选的是, 使用数字信号处理电路。如可以注意到的, 西格马德尔塔 A/D 转换器的输出信号 (数字化器 16 的输出) 是数字信号, 其适合于这种数字信号处理。在一个示例中, 频带检测器 18 包括一个数字频率带通滤波器, 后面是一个整流电路 (绝对值确定电路) 和用于按照平均量化噪声幅度的形式检测信号强度的平均电路。作为选择, 可以用平方电路代替整流电路。优选的是, 所述检测的强度通过对所述期望时间常数 T 的模拟来确定, 并且所述期望强度在所述电路中被设置成已经通过模拟确定的强度。

[0028] 在另一个实施例中, 为处理相关信号 30 而设的带通滤波器电路用于在所述电路的校准操作模式中适配所述时间常数。

[0029] 图 4 表示具有带通滤波器的接收器电路。所述接收器电路包括预处理器 40、IF 带通滤波器 42、频率超控电路 44、数据解码器 46 和时间常数自适应电路 48。预处理器 40 具有输入端 400、本地振荡器 402、一对混合器 404a 和 404b、一对西格马德尔塔 A/D 转换器 406a 和 406b、以及预滤波器 408a 和 408b。混合器 404a、404b 每个都具有与输入端 400 耦接的第一输入端和与本地振荡器 402 的各个正交输出端耦接的第二输入端。西格马德尔塔转换器 406a、406b 具有与混合器 404a、404b 的输出端耦接的输入端和与预滤波器 408a、408b 耦接的输出端。

[0030] IF 带通滤波器 42 包括旋转滤波器 420、低通滤波器 422a 和 422b、矢量分析器 424、以及相位微分器 426。旋转滤波器 420 具有与预滤波器 408a、408b 的输出端耦接的输入端和通过低通滤波器 422a、422b 的各个输出端与矢量分析器 424 耦接的输出端。矢量分析器 424 具有与相位微分器 426 耦接的相位输出端, 所述相位微分器 426 具有与数据解码器 46 耦接的输出端。频率补偿电路 44 包括数字振荡器 440 和耦接在数字振荡器的控制输入端之间的反馈电路 442。

[0031] 时间常数自适应电路 48 具有与数字振荡器 440 耦接用于超控 (override) 其频率的控制输出端、与矢量分析器 424 的幅度输出端耦接的输入端和与西格马德尔塔 A/D 转换器 406a、406b 耦接的控制输出端。

[0032] 操作中, 混合器 404a、404b 对来自输入端 400 的信号进行下混频并产生正交信号。西格马德尔塔 A/D 转换器 406a、406b 对所述正交信号进行数字化, 并通过预滤波器 408a、408b 对所述数字信号进行数字滤波以除去最高频率。旋转滤波器 420 以通过频率补偿电路确定的旋转频率对通过所述正交信号定义的矢量进行数字旋转。以这种方法, 正交信号就

被从 IF 频带转换为低频频带。通过低通滤波器 422a、422b 对所述转换的正交信号进行数字低通滤波,其能有效地确定 IF 带宽。矢量分析器 424 计算所述最终正交信号的相位和幅度。所述相位信号用于解码数据和控制转动频率。解码的数据包括由另外的电路(未示)进行处理的信息。

[0033] 时间常数自适应电路 48 在正常工作模式和校准模式之间切换电路。在正常工作模式中,频率补偿电路 44 控制所述转动频率,使得它对应于被解码的信号的频率。在校准模式中,时间常数自适应电路 48 超控频率控制,以便切换到在频带 34 的中间的频率 F_0 。以这种方法,能够使所述电路在频带 34 中被当作带通滤波器和幅度检测器。时间常数自适应电路 48 以上文所述的方法使用平均幅度输出来控制西格马德尔塔 A/D 转换器 406a、406b 的时间常数 T 。

[0034] 可以使用各种选择来切换至所述校准模式。在一个实施例中,所述电路只有在接通电源之后才切换为校准模式。在一个可选实施例中,所述电路有规则地切换到校准模式,例如当没行进行数据接收时或在控制数据接收能够被暂时中断之后的时间段中进行。优选的是,对西格马德尔塔 A/D 转换器的正常信号供给在校准模式中被抑制,并且由与所述西格马德尔塔 A/D 转换器的输入端 10 耦接的校准信号源 100(例如伪随机产生器)产生的校准信号被提供给西格马德尔塔 A/D 转换器的输入端,但这不是必需的,所述校准信号源优选地被包括在所述集成电路中。可选择的,可使用正常操作信号作为输入来执行校准。

[0035] 虽然已经使用不同组成电路说明了实施例,但应该了解到所述电路的数字部分的不同功能(例如检测、带通滤波等)也可以使用一个或者多个可编程信号处理器或可编程计算机来执行。在不同程序部分的控制下,可以通过相同的处理器来执行不同的功能。

[0036] 虽然已经对于在反馈环路中具有积分电路的传统西格马德尔塔 A/D 转换器说明了本发明,但应该理解也可以将本发明应用于在反馈环路中具有更复杂的滤波器(例如具有带通滤波器,或者是其具有比简单积分电路更快速的频率衰减的低通滤波器)而不是积分电路的其它西格马德尔塔 A/D 转换器。这可以影响噪音的形状和检测的信号强度。然而,它并不会影响进行噪声整形的原理,随着在一些频带中出现作为频率函数的量化噪音的上升,当这种西格马德尔塔 A/D 转换器的反馈环路中的滤波电路的带宽改变时,所述增长发生偏移。因此,这种频带中的信号强度可用于控制滤波电路的带宽。

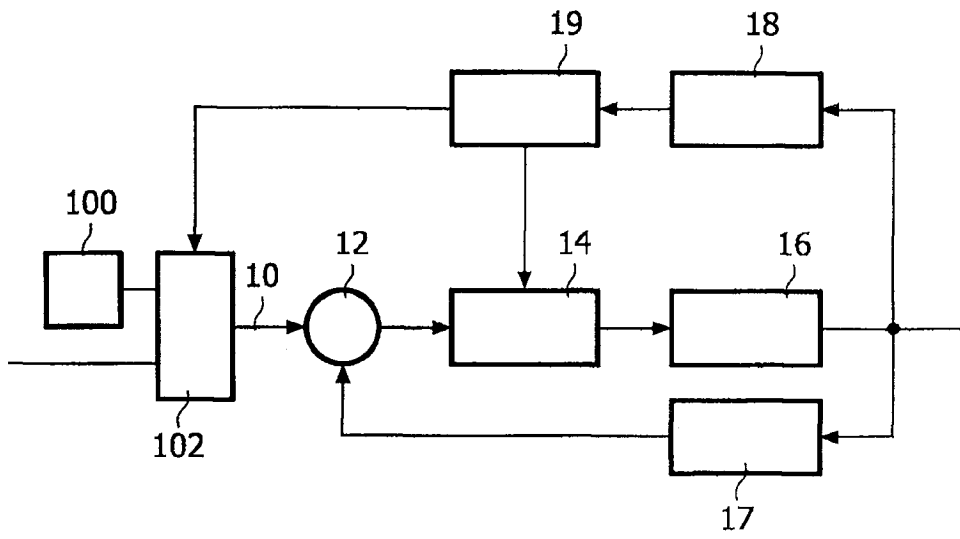


图 1

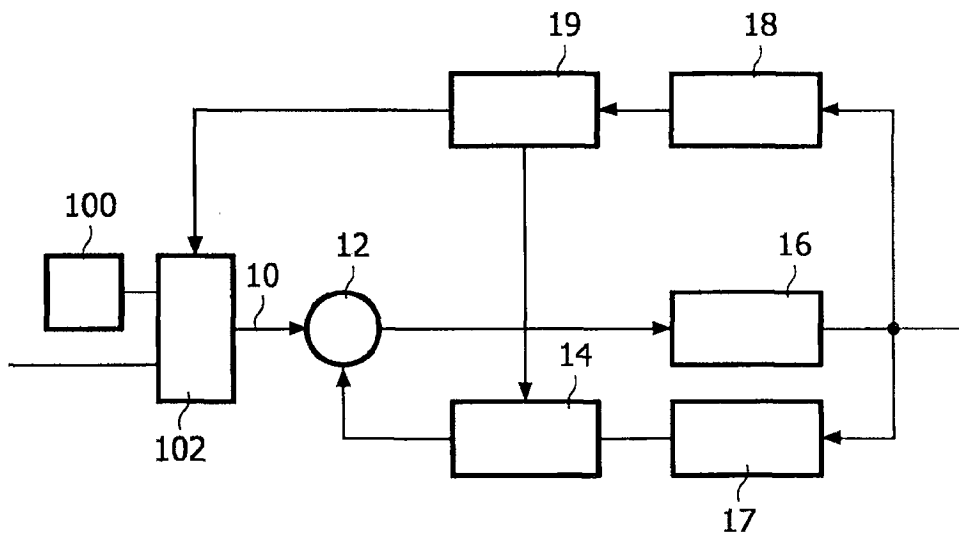


图 1A

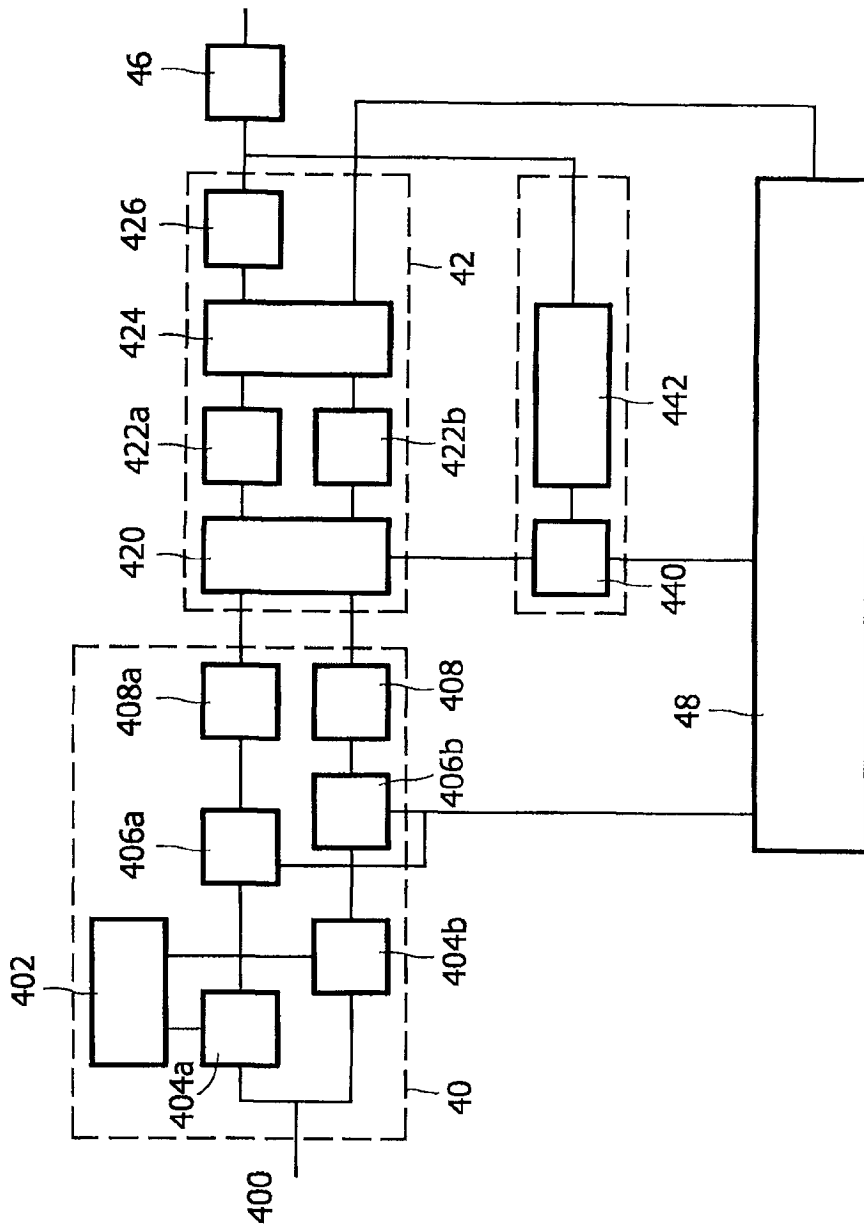


图 4