

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

G10L 21/00

H03G 5/16



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00128550.5

[45] 授权公告日 2003 年 11 月 26 日

[11] 授权公告号 CN 1129115C

[22] 申请日 2000. 11. 17 [21] 申请号 00128550.5

[30] 优先权

[32] 1999. 11. 18 [33] DE [31] 19955696.2

[71] 专利权人 迈克纳斯公司

地址 联邦德国弗赖堡

[72] 发明人 麦蒂阿斯·维尔萨勒

审查员 杨艳兰

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

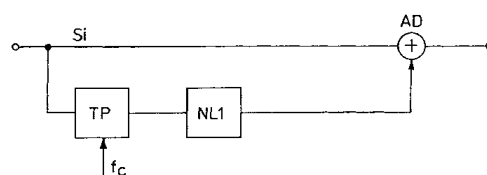
代理人 李德山

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 3 页

[54] 发明名称 在音频信号中产生谐波的装置

[57] 摘要

本发明涉及用一个加法器在音频信号中产生谐波的装置，用此加法器，第一条信号路径的信号和第二条信号路径的信号可被相加，在此装置中在相加器的输出端可得到一个具有谐波的音频信号，并且在第二条信号路径中设置了一个滤波装置和一个非线性电路装置，其中滤波装置的角频率是可调的。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

1. 用一个相加器 (AD) 在音频信号中产生谐波的装置, 用此相加器, 第一条信号路径的信号和第二条信号路径的信号可被相加, 在此装置中相加器 (AD) 的输出端上可得到一个具有谐波的音频信号, 并且在第二条信号路径中设置了一个滤波装置 (TP) 和一个非线性电路装置 (NL), 其特征在于, 滤波装置 (TP) 的角频率 (f_c) 是可调的。

2. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 滤波装置 (TP) 是一个低通滤波器。

3. 如权利要求 2 所述的装置, 其特征在于, 在低通滤波器 (TP) 之前或之后串接一个高通滤波器 (HP)。

4. 如权利要求 2 所述的装置, 其特征在于, 低通滤波器 (TP) 由第一个具有固定角频率的低通滤波器 (TP1) 和第二个具有可变角频率的低通滤波器 (TP2) 串联构成。

5. 如权利要求 1 至 4 中任一项所述的装置, 其特征在于, 非线性电路装置 (NL) 是一个乘方电路 (PX), 并且此乘方电路 (PX) 后接一个带通滤波器 (BP2)。

6. 如权利要求 5 所述的装置, 其特征在于, 乘方电路 (PX) 对输入端的信号进行大于等于 2 的整数次乘方。

在音频信号中产生谐波的装置

本发明涉及在音频信号中产生谐波的装置。

这种方法和电路装置应用在声音重放设备中，例如电视机，广播接收机或立体声音响中，以补偿扬声器的频率响应，改善声音重放质量，并且避免设备或音响的过荷。

用于声音重放的设备中最关键的部件是扬声器，其声压在与结构有关的门限频率以下以每倍频程约 40 分贝衰减，它对应于一个二阶滤波器的传输函数。低音反射扬声器和传输线扬声器的传输函数却对应于一个更高阶的滤波器。下限频率典型值约在 50Hz 和 200Hz 之间。扬声门限频率愈低，其生产成本愈高。如电视机或便携式广播接收机这样的廉价设备因而装配有简单的扬声器，其下限频率比较高。为了改善下限频率范围内的声音重放，门限频率通过低频预放大而向下移动，然而这会导致末级放大器和扬声器的过荷。为了避免末级放大器和扬声器的过荷和由此肯定带来的损坏，低音放大器的输出信号被反馈，使得在大输出信号时低频增益减小。这种方法已由 Us - Ps 5305388 公开。

在 Us - Ps 5359665 中描述了一个电路结构，其中音频信号通过第一条路径直接送到一个相加器的第一个输入，并且同时经过第二条路径通过一个低通滤波器和一个具有可变增益的放大器送到相加器的第二个输入。放大器的输出通过一个信号电平检测器反馈到其控制输入端上，通过此措施减小了末级放大器的过荷。

由心理声学我们知道，如果频谱中的基频根本不存在，而仅存在基频的谐波，人类也能清楚地确定音调的基音高低。此心理声学效应被如此应用：产生基频的谐波并馈给扬声器，该扬声器的门限频率在此基频以上。这样聆听者相信听到了此低频的基频，虽然扬声器根本没有发出此基频。聆听者认为例如听到了 50Hz 的声音，当扬声器根

本没有传送这个低频声音，而仅是送出一个 250Hz 和一个 300Hz 的声音时。这个 50Hz 的差值主观上被聆听者所觉察。

在具有较高下限频率，例如 120Hz 的低质量扬声器被用来传送例如 60Hz 的信号时，可以利用这一效应。由此 60Hz 信号产生谐波，它们相互间的频率差为 60Hz。当扬声器根本没有发出 60Hz 的声音时聆听者认为真实地听到了 60Hz 的声音。

为了产生谐波，电子线路是需要的，它们一方面用以确定音频信号中的基频并且提取它，另一方面用以产生此基频的谐波。

Us 5668885 和 Us 5771296 描述了通过用一个检波装置产生绝对值来产生谐波的方法。

Us 4150253 和 Us 4700390 描述了通过限幅，即削去声音信号基频在规定值以上的幅度来产生谐波。

在所有这些文件中都采用具有固定角频率(Eckfrequenz)的滤波器来选择信号，由它们产生谐波。

这里缺点在于，如果存在多于一个的信号在被选择的频率范围内，例如由一个频率范围合成的声音信号就属于这种情况，这时不仅仅产生了存在的信号的谐波，而且总还产生具有不希望有的频率的谐波，这些频率由所有存在的信号频率及其倍频的和组成。这导致最终从扬声器辐射出的声音很混浊。

现在说明本发明。

本发明的目的在于给出一个电路结构，采用它在聆听声音信号时有更好的音质，该声音信号被具有比较高的下限频率的扬声器发出。

上述任务由具有权利要求 1 或权利要求 2 所述特征的电路结构完成。

最好两个电路结构相互组合使用。

本发明的第一个解决方案是，每个应该产生谐波的信号频率通过一个可变滤波器，尤其是一个带通滤波器来尽可能精确地限定。

第二个解决方案是用一种方法产生谐波，它比现有技术产生更少的不希望的频率成份。这通过应用输入信号的 n 次乘方来实现。通过

它可以产生第 $(n-1)$ 次谐波。在本发明中 n 大于等于 2。当 $n=2$ 时，也就是输入信号的基频的平方时产生第一个谐波。这里基频是声音信号中所包含的，在例如小于 120Hz 的频率范围中的占主要成份的频率。通过乘方产生的谐波相比现有技术中通过限幅或检波产生的谐波明显地“干净”。按照本发明信号在乘方之后或之前进行幅度补偿。

下面借助于方框图所示实施例进一步说明本发明。附图中，

图 1 是本发明第一个电路结构的方框图，该结构具有用以滤出低频基频的装置，

图 2 是图 1 的详细方框图，

图 3 是本发明第二个电路结构的方框图，它具有用以对基频信号乘方的装置，

图 4 是图 3 的详细方框图，

图 5 是图 4 电路的详细方案。

图 1 示出一个电路结构，其中音频输入信号 s_i 被馈送到相加器 AD 的一个输入端。相加器 AD 的输出例如与一个扬声器或一个与其串接的放大器相连接。信号 s_i 还通过一个滤波装置，这里经过一个低通滤波器 TP 或一个带通滤波器，馈给非线性电路单元 NL1，它由被滤波的信号产生谐波。此滤波装置用来精确地确定信号 s_i 中占主要成份的基频。单元 NL1 由它产生谐波并将它馈给相加器 AD 的第二个输入端。关键在于滤波器 TP 的角频率 f_c 是可调的。

图 2 示出图 1 的较详细的方框图。滤波器整体由第一个低通滤波器 TP1，后接的第二个低通滤波器 TP2 和一个后接的高通滤波器 HP1 串接组成。 s_1 、 s_2 和 s_3 表示相应输入端上的信号。高通滤波器 HP1 的输出是信号 s_4 ，它被馈给单元 NL1。单元 NL1 的输出端连接到一个带通滤波器 BP2，送给它的信号是 s_5 。 s_6 表示带通滤波器的输出信号，必要时此信号以增益 g 被放大后送到相加器 AD。

低通滤波器 TP1 有一个固定的角频率，例如为 200Hz。低通滤波器 TP2 有可变的角频率 f_c 。高通滤波器 HP1 有例如 50Hz 的固定角频率或有角频率 $k \cdot f_c$ ，这里 k 被选择为小于 1。带通滤波器 BP2 有例如

一个中心频率，它正比于 f_c 。

低通滤波器 TP2 的角频率例如这样来调整：一个接收信号 s_2 和 s_3 并将其进行比较的比较器 KO 提供一个控制信号，此信号决定低通滤波器 TP2 的角频率。

图 2 电路结构的功能如下所述。在低通滤波器 TP1 中完成低频成份的预选。在低通滤波器 TP2 中完成进一步的滤波。这里如此调整角频率 f_c ，使得

$$s_3 = q * s_2, \text{ 其中 } 0 < q < 1$$

(注：“*”表示乘法)

s_3 和 s_2 在上面公式中表示信号 s_3 和 s_2 的信号振幅或者表示它们的信号能量。

角频率 f_c 被如此调整：在低通滤波器 TP2 的输出端上的信号是信号 s_2 的确定的一部分 q 。这样仅仅信号 $s_i = s_1$ 的最低频率成份能通过它。其它的干扰信号频率被滤除。

角频率 f_c 的确定可例如通过以下的调整算法实现：

$$f_c = f_c + df, \text{ 如果 } s_3 < q * s_2$$

$$f_c = f_c - df, \text{ 如果 } s_3 > q * s_2$$

这里 df 决定调整的收敛速度，并且最好选为小于或等于 1Hz。

换言之，音频信号 $s_i = s_1$ 的低频区域以例如 1Hz 的步长被查询，并且确定在哪个频率下信号有最大的振幅或能量。这个频率就是要找的基频，在非线性单元 NL1 中对它产生谐波。

信号 s_3 在高通滤波器 HP1 中被高通滤波，高通滤波器的角频率可以是常数，也可以选为 f_c 的函数。信号 s_5 中的不希望的频率通过带通滤波器 BP2 被滤除。有好处的方式是带通滤波器 BP2 的中心频率依赖于角频率 f_c 来改变。

如果例如通过单元 NL1 产生的主要信号是一次谐波，即信号频率是基频的两倍，中心频率可选择为 $f_{bp} = 2 * f_c$ 。

带通滤波器 BP2 的输出信号 s_6 最好以增益 g 放大后在相加器 AD 中与信号 s_i 增加。

在图 3 所示电路结构中，在非直接馈给相加器 AD 的信号支路中设置了一个滤波装置，它例如是一个由低通滤波器 TP 和后接的高通滤波器 HP 组成的带通滤波器 BP1。在滤波装置 BP1 的输出端提供一个信号 s_4 ，它表示以任意方式求得的基频。最好滤波装置 BP1 是图 1 和图 2 所介绍的。

信号 s_4 在非线性单元 PX 中被平方，这样产生一次谐波。这样产生的信号 s_5 到达另一个滤波器，这里它是一个带通滤波器 BP2。接着带通滤波器 BP2 输出端的信号 s_6 直接或乘以增益 g 后被送到相加器 AD。除平方以外信号也可以进行 3 或 4 或更高的整数次乘方。

图 4 和图 5 示出了图 3 的优化电路结构，因为在那里在乘方之后（图 4）或之前（图 5）进行了信号归一化。

图 4 中信号 s_2 还被送到一个均方根 (RMS) 检波器 RMS。它与一个除法器 $\frac{1}{RMS}$ 相连接，除法器连接于单元 PX 的输出端并且单元 PX 的输出信号 s_3 被除以值 RMS。除法器 $\frac{1}{RMS}$ 后接一个限幅器 LIM，其输出端连接于带通滤波器 BP2。

通过用信号的 RMS 值进行归一化，RMS 值由检波器 RMS 求出，信号 s_3 又按下式得到其原有的幅度：

$$s_4 = (s_2^2)/RMS(s_2)$$

检波器 RMS 具有例如 0.2 秒的时间常数 τ 。因为 s_3 的幅度在某些情况下比 RMS 值快得多地增大，它具有更大的时间常数，在信号 s_4 中会出现非常大的值。所以信号 s_4 的值在限幅器 LIM 中被限制在一个可靠的值上。产生的谐波在中心频率为 f_{bp2} 的带通滤波器 BP2 中再次被限制，然后在相加器 AD 中混合到音频信号 s_i 中。

在上述结构中单元 PX 将信号 s_2 平方，因而产生一次谐波。在这种方案中第二个带通滤波器 BP2 的中心频率 f_{bp2} 选为第一个带通滤波器的中心频率 f_{bp1} 的二倍。

然而也可以产生更高次谐波，如果为此合适地设计单元 PX 的话。在三次乘方的情况下必须选择 $f_{bp2}=f_{bp1}*3$ ，因为频率被三倍了。

多个上述的电路并联，以同时产生多个谐波，例如一次和二次谐

波也在本发明的范围之内。

图1

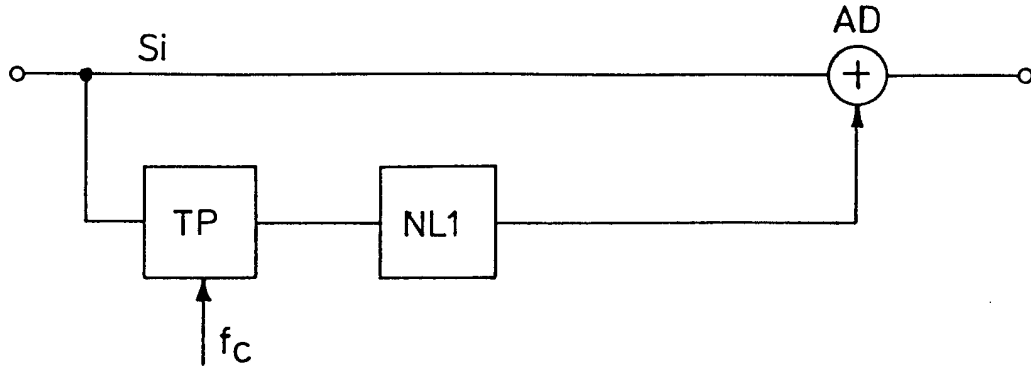


图2

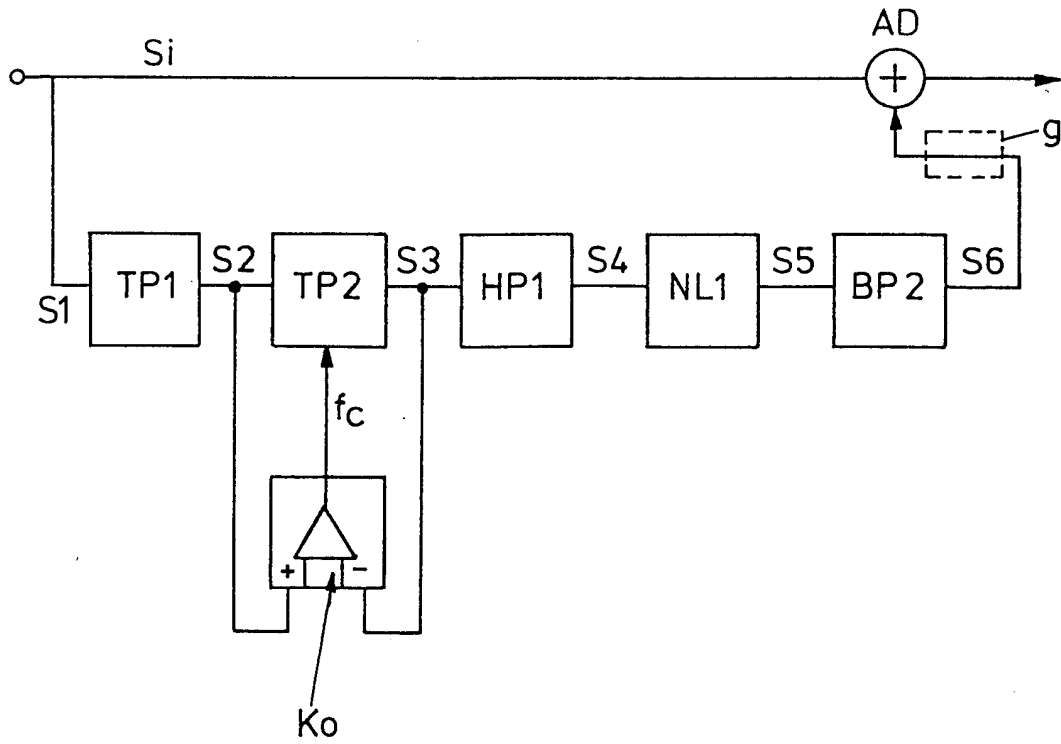


图3

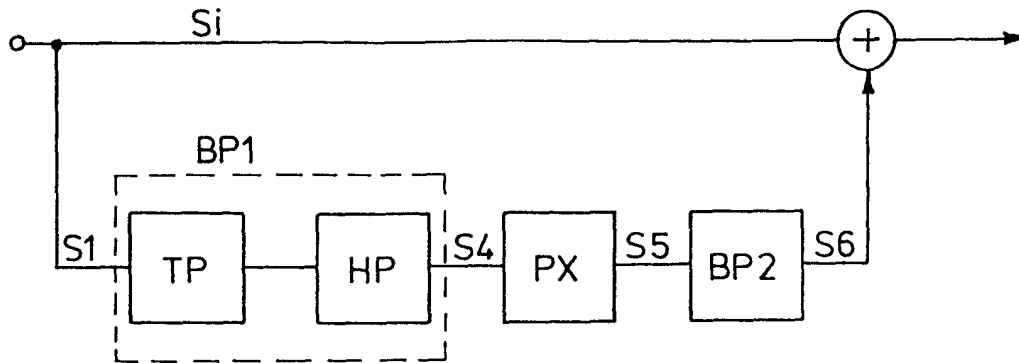


图4

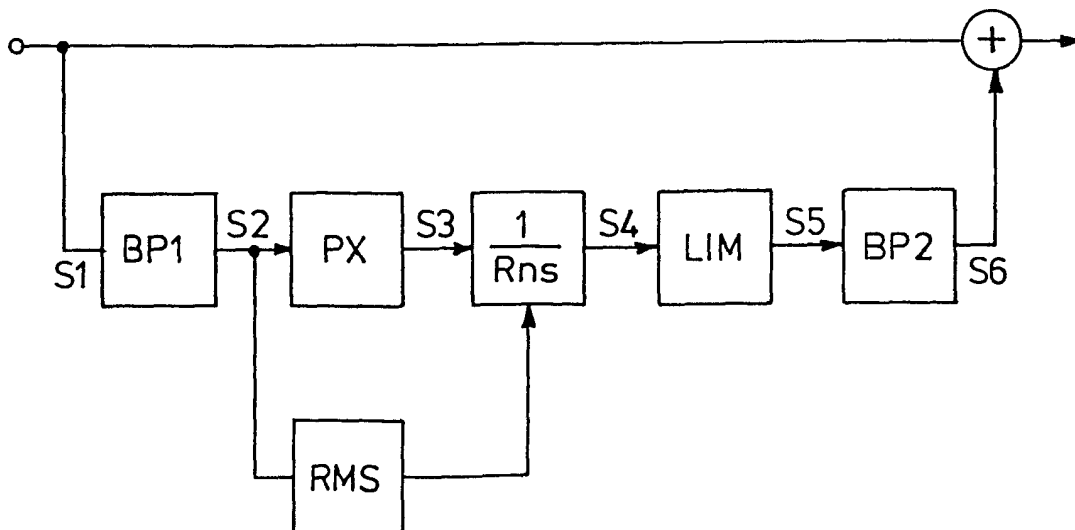


图5

