

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04S 3/02 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00816562.9

[45] 授权公告日 2006 年 4 月 5 日

[11] 授权公告号 CN 1250046C

[22] 申请日 2000.11.29 [21] 申请号 00816562.9

[30] 优先权

[32] 1999.12.3 [33] US [31] 09/454,810

[32] 2000.3.22 [33] US [31] 09/532,711

[32] 2000.6.21 [33] US [31] 09/602,585

[86] 国际申请 PCT/US2000/032537 2000.11.29

[87] 国际公布 WO2001/041505 英 2001.6.7

[85] 进入国家阶段日期 2002.5.31

[71] 专利权人 多尔拜实验特许公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 肯尼斯·J·古恩德里

詹姆斯·W·弗斯加特

审查员 戴惠英

[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 强

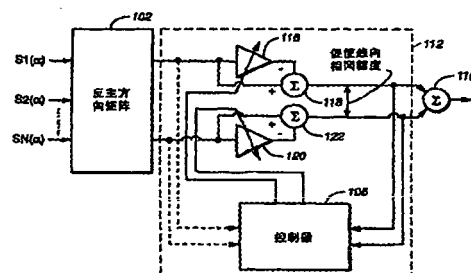
权利要求书 7 页 说明书 53 页 附图 24 页

[54] 发明名称

由两路或更多路输入音频信号获得至少一路
音频信号的方法和装置

[57] 摘要

本发明披露了一种采用“自适应”音频矩阵的多向音频解码器，它由两个或更多个定向编码音频输入信号流($S1(\alpha)$ 、 $S2(\alpha)$ 、... $SN(\alpha)$)至少获得多个输出音频信号之一，其中 α 是源音频信号的编码角度。每个输出信号均与一个主方向 β 有关。为了产生各输出信号，产生一对中间信号(“反主方向”信号)，它们构成解码器两个相邻主输出方向中每个主输出方向的反主方向信号。任意主(或“支配”)方向的反主方向信号是具有这样的系数的输入信号的组合，使得对于该主方向方向，该组合为0。对两个反主方向信号进行幅度控制以产生具有基本上相同幅度的一对信号，利用加法或减法，将这对信号组合以产生与主方向相关的输出音频信号。



1.一种由两个输入音频信号 $S1(\alpha)$ 和 $S2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该方法包括：

产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{antidominant}\beta1(\alpha)=AS1\beta1 \cdot S1(\alpha)+AS2\beta1 \cdot S2(\alpha)$$

$$\text{antidominant}\beta3(\alpha)=AS1\beta3 \cdot S1(\alpha)+AS2\beta3 \cdot S2(\alpha)$$

其中，在一个反主方向信号中，角度 $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度，在另一个反主方向信号中，角度 $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中的另一个的角度，并且其中，以这样的方式选择系数 $AS1\beta1$ 和 $AS2\beta1$ ，以致在 α 为 $\beta1$ 时，一个反主方向信号实质上为 0，并且以这样的方式选择系数 $AS1\beta3$ 和 $AS2\beta3$ ，以致在 α 为 $\beta3$ 时，另一个反主方向信号实质上为 0，

对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生一对幅度实质上相同的信号，以及

利用加法或减法，将所述幅度受控的反主方向音频信号组合以产生输出音频信号。

2.一种由两个或更多个输入音频信号 ($S1(\alpha)$ 、... $S_n(\alpha)$) 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该方法包括：

产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{anti}\beta1(\alpha) = \sum_{n=1}^N AS_n\beta1 \cdot S_n(\alpha)$$

$$\text{anti}\beta3(\alpha) = \sum_{n=1}^N AS_n\beta3 \cdot S_n(\alpha)$$

其中， N 是输入音频信号的数量， $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度， $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中另一个的角度，以这样的方式选择系数 $AS_n\beta1$ 和 $AS_n\beta3$ ，以致所述反主方向信号在 α 位于 $\beta1$ 与 $\beta3$ 之间时具有一个相对

极性，而对于 α 的所有其它值则具有另一个相对极性，

对这两个反主方向信号的相对幅度进行控制，以促使它们的幅度趋向相等，以及

利用加法或减法，将所述幅度受控的反主方向音频信号组合以产生输出音频信号。

3.一种由两个输入音频信号 $S1(\alpha)$ 和 $S2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该方法包括：

产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{antidominant}\beta1(\alpha)=AS1\beta1 \cdot S1(\alpha)+AS2\beta1 \cdot S2(\alpha)$$

$$\text{antidominant}\beta3(\alpha)=AS1\beta3 \cdot S1(\alpha)+AS2\beta3 \cdot S2(\alpha)$$

其中，在一个反主方向信号中，角度 $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度，在另一个反主方向信号中，角度 $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中的另一个的角度，并且其中，以这样的方式选择系数 $AS1\beta1$ 和 $AS2\beta1$ ，以致在 α 为 $\beta1$ 时，一个反主方向信号实质上为 0，并且以这样的方式选择系数 $AS1\beta3$ 和 $AS2\beta3$ ，以致在 α 为 $\beta3$ 时，另一个反主方向信号实质上为 0，

对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生第一对幅度实质上相同的信号，这对信号的形式为：

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot (1-g),$$

其中 g 是一个幅度控制单元或功能块的增益或衰减，并产生第二对信号，其形式为：

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot g,$$

产生主方向 $\beta2$ 的无源矩阵分量，以及

利用加法或减法，将第二对信号与主输出方向 $\beta2$ 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

4.一种由两个或更多个输入音频信号 ($S1(\alpha)$ 、... $S_n(\alpha)$) 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该方法包括：

产生两个如下形式的反主方向音频信号:

$$\text{anti}\beta 1(\alpha) = \sum_{n=1}^N A S n \beta 1 \cdot S n(\alpha)$$

$$\text{anti}\beta 3(\alpha) = \sum_{n=1}^N A S n \beta 3 \cdot S n(\alpha)$$

其中, N 是输入音频信号的数量, $\beta 1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta 2$ 相邻的两个主方向之一的角度, $\beta 3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta 2$ 相邻的两个主方向中另一个的角度, 以这样的方式选择系数 $A S n \beta 1$ 和 $A S n \beta 3$, 以致所述反主方向信号在 α 位于 $\beta 1$ 与 $\beta 3$ 之间时具有一个相对极性, 而对于 α 的所有其它值则具有另一个相对极性,

对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生第一对幅度实质上相同的信号, 这对信号的形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot (1-g),$$

其中 g 是一个幅度控制单元或功能块的增益或衰减, 并产生第二对信号, 其形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot g,$$

产生主方向 $\beta 2$ 的无源矩阵分量, 以及

利用加法或减法, 将第二对信号与主输出方向 $\beta 2$ 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

5. 根据上述权利要求 1 至 4 之任一所述的方法, 该方法还包括利用实质上固定的常数, 换算第一反主方向信号相对于第二反主方向信号的相对幅度。

6. 根据上述权利要求 1 至 4 之任一所述的方法, 该方法还包括相对于编码为输入音频信号的源音频信号的方向 α , 可变比例变换第一反主方向信号和第二反主方向信号。

7. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中, 组合所述幅度受控的反主方向信号是为了在相邻主方向 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性。

8. 根据权利要求 3 或 4 所述的方法, 其中, 将第二对信号与无源矩阵分量组合是为了在相邻主方向 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性。

9.一种由两个输入音频信号 $S1(\alpha)$ 和 $S2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的装置，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该装置包括：

反主方向矩阵，用于接收所述两个输入音频信号，该矩阵产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{antidominant}\beta1(\alpha) = AS1\beta1 \cdot S1(\alpha) + AS2\beta1 \cdot S2(\alpha)$$

$$\text{antidominant}\beta3(\alpha) = AS1\beta3 \cdot S1(\alpha) + AS2\beta3 \cdot S2(\alpha)$$

其中，在一个反主方向信号中，角度 $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度，在另一个反主方向信号中，角度 $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中的另一个的角度，并且其中，以这样的方式选择系数 $AS1\beta1$ 和 $AS2\beta1$ ，以致在 α 为 $\beta1$ 时，一个反主方向信号实质上为 0，并且以这样的方式选择系数 $AS1\beta3$ 和 $AS2\beta3$ ，以致在 α 为 $\beta3$ 时，另一个反主方向信号实质上为 0，

伺服装置，包括一对可变放大器或衰减器，用于接收所述两个反主方向信号并产生一对具有实质上相同幅度的信号，以及

组合器，利用加法或减法，将所述幅度受控的反主方向音频信号组合以产生输出音频信号。

10. 一种由两个或更多个输入音频信号 ($S1(\alpha)$ 、... $S_n(\alpha)$) 获得多个输出音频信号之一的装置，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该装置包括：

反主方向矩阵，用于接收所述两个输入信号，该矩阵产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{anti}\beta1(\alpha) = \sum_{n=1}^N ASn\beta1 \cdot Sn(\alpha)$$

$$\text{anti}\beta3(\alpha) = \sum_{n=1}^N ASn\beta3 \cdot Sn(\alpha)$$

其中， N 是输入音频信号的数量， $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度， $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中另一个的角度，以这样的方式选择系数 $ASn\beta1$ 和 $ASn\beta3$ ，以致所述反主方向信号在 α 位于 $\beta1$ 与 $\beta3$ 之间时具有一个相对极性，而对于 α 的所有其它值则具有另一个相对极性，

伺服装置，包括一对可变放大器或衰减器，用于接收两个反主方向信号并产生一对具有实质上相同幅度的信号，以及

组合器，利用加法或减法，将所述幅度受控的反主方向音频信号组合以产生输出音频信号。

11. 一种由两个输入音频信号 $S1(\alpha)$ 和 $S2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的装置，该输出音频信号与主方向 $\beta2$ 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该装置包括：

反主方向矩阵，用于接收所述两个输入信号，该矩阵产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{antidominant}\beta1(\alpha)=AS1\beta1\cdot S1(\alpha)+AS2\beta1\cdot S2(\alpha)$$

$$\text{antidominant}\beta3(\alpha)=AS1\beta3\cdot S1(\alpha)+AS2\beta3\cdot S2(\alpha)$$

其中，在一个反主方向信号中，角度 $\beta1$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向之一的角度，在另一个反主方向信号中，角度 $\beta3$ 是与输出音频信号的主方向 $\beta2$ 相邻的两个主方向中的另一个的角度，并且其中，以这样的方式选择系数 $AS1\beta1$ 和 $AS2\beta1$ ，以致在 α 为 $\beta1$ 时，一个反主方向信号实质上为 0，并且以这样的方式选择系数 $AS1\beta3$ 和 $AS2\beta3$ ，以致在 α 为 $\beta3$ 时，另一个反主方向信号实质上为 0，

伺服装置，包括一对可变放大器或衰减器，用于接收所述两个反主方向信号并产生第一对幅度实质上相同的信号，这对信号的形式为：

$$\text{antidominant}\beta(\alpha)\cdot(1-g),$$

其中 g 是一个幅度控制单元或功能块的增益或衰减，并产生第二对信号，其形式为：

$$\text{antidominant}\beta(\alpha)\cdot g,$$

以及，

无源矩阵，用于接收所述两个输入音频信号，该矩阵产生主方向 $\beta2$ 的无源矩阵分量，以及

组合器，利用加法或减法，将第二对信号与主输出方向 $\beta2$ 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

12. 一种由两个或更多个输入音频信号 ($S1(\alpha)$ 、... $S_n(\alpha)$) 获得

多个输出音频信号之一的装置，该输出音频信号与主方向 β_2 有关，利用方向 α 的源音频信号对所述输入音频信号进行编码，该装置包括：

反主方向矩阵，用于接收所述两个输入信号，该矩阵产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\begin{aligned} anti\beta_1(\alpha) &= \sum_{n=1}^N ASn\beta_1 \cdot Sn(\alpha) \\ anti\beta_3(\alpha) &= \sum_{n=1}^N ASn\beta_3 \cdot Sn(\alpha) \end{aligned}$$

其中，N 是输入音频信号的数量， β_1 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向之一的角度， β_3 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向中另一个的角度，以这样的方式选择系数 $ASn\beta_1$ 和 $ASn\beta_3$ ，以致所述反主方向信号在 α 位于 β_1 与 β_3 之间时具有一个相对极性，而具有另一个相对极性的对应于 α 的所有其它值，

伺服装置，包括一对可变放大器或衰减器，用于接收所述两个反主方向信号并产生第一对幅度实质上相同的信号，这对信号的形式为：

$$antidominant\beta(\alpha) \cdot (1-g),$$

其中 g 是一个幅度控制单元或功能块的增益或衰减，并产生第二对信号，其形式为：

$$antidominant\beta(\alpha) \cdot g,$$

以及，

无源矩阵，用于接收所述两个输入信号，该矩阵产生主方向 β_2 的无源矩阵分量，以及

组合器，利用加法或减法，将第二对信号与主输出方向 β_2 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

13. 根据权利要求 9 至 12 之任一所述的装置，该装置还包括

放大器或衰减器，用于接收第一和/或第二反主方向信号，以利用实质上固定的常数，换算第一反主方向信号相对于第二反主方向信号的相对幅度。

14. 根据权利要求 9 至 12 之任一所述的装置，该装置还包括

可变放大器或衰减器，用于接收第一反主方向信号和第二反主方向信号，以相对于编码为输入音频信号的源音频信号的方向 α ，比例变

换第一反主方向信号和第二反主方向信号。

15. 根据权利要求 9 或 10 所述的装置, 其中, 所述组合器将所述幅度受控的反主方向信号组合, 以在相邻主方向 β_1 和 β_2 之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性。

16. 根据权利要求 11 或 12 所述的装置, 其中, 所述组合器将第二对信号与无源矩阵分量组合, 以在相邻主方向 β_1 和 β_2 之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性。

由两路或更多路输入音频信号 获得至少一路音频信号的方法和装置

技术领域

本发明涉及音频信号处理。具体地说，本发明涉及采用由两路或更多路定向编码音频输入信号流（或“信号”或“通道”）获得至少一路音频信号流（或“信号”或“通道”）的“自适应”（或“有源”）音频矩阵进行“多向”（或“多通道”）音频解码。

背景技术

音频矩阵编码与解码方法在现有技术中众所周知。例如，在所谓“4-2-4”音频矩阵编码与解码方法中，通常与同样4个主要输入与输出方向（例如：左、中、右以及环绕，或者左前方、右前方、左后方以及右后方）相应的4个源信号被幅度相位矩阵编码为两个其相对幅度和极性表示其定向编码的信号。发送或存储这两个信号，然后利用幅度相位矩阵解码器对这两个信号进行解码以基本上恢复4个源信号。解码信号是近似值，因为众所周知，矩阵解码器具有在解码音频信号之间串音的缺陷。理想情况是，解码信号应该与源信号相同，在各路信号之间存在无限隔离度。然而，矩阵解码器内的固有串音通常使得在相邻方向的信号之间只有3 dB隔离度。在本技术领域内将矩阵特征不发生变化的音频矩阵称为“无源”矩阵。还将有源或自适应矩阵的静态或“非受控”性态称为其“无源”矩阵性态。

众所周知，为了解决矩阵解码器的串音问题，在现有技术中，自适应改变矩阵特性以提高解码信号之间的隔离度，以致更接近源信号。这种有源矩阵解码器的一个众所周知的例子是第4,799,260号美国专利中披露的Dolby Pro Logic解码器，在此引用该专利的全部内容供参考。第4,799,260号美国专利引用了多个作为其先有技术的专利，其中

许多说明了多种其它类型的自适应矩阵解码器。

在 James W. Fosgate 于 1999 年 12 月 3 日提交的第 09/454,810 号美国专利申请中以及在 James W. Fosgate 于 2000 年 3 月 22 日提交的第 09/532,711 号美国专利申请中 (“Fosgate 专利申请”)披露了改进型自适应矩阵解码器。在所述 Fosgate 专利申请中,利用自适应矩阵解码器内的各中间信号之间的预期关系来简化解码器并提高解码器的精度。

在 Fosgate 专利申请披露的解码器中,接收 Lt 和 Rt (“左总”和 “右总”)输入信号并提供 4 路输出信号,这 4 路输出信号代表主方向:左、右、中以及环绕,其中两对方向(左/右、中/环绕)位于互相成 90 度方向。Lt 和 Rt 输入信号的相对幅度和极性携带方向信息。第一 “伺服装置”作用于 Lt 和 Rt,第二 “伺服装置”作用于 Lt 与 Rt 之和以及差值,每个伺服装置产生一对中间信号。对每个伺服装置产生的中间信号对的幅度进行控制,并且通过相应伺服,促使受控中间信号 “趋于相等”,或者控制受控中间信号具有 “同等幅度”(但是不要求其极性相同)(因此称为 “伺服装置”)。通过用加、减方法组合每对幅度受控 “促使趋向相同”的中间信号,产生 4 路解码器输出信号。

就仅利用表示编码方向的相邻方向的两路输出来产生具有被编码为 Lt 和 Rt 输入信号的特定方向的单路源信号(具有适当相对幅度)而言(或者在编码方向恰好是一路输出表示的方向时,仅由该单路输出产生),所述 Fosgate 专利申请中披露的四输出解码器是 “完备的”。

所述 Fosgate 专利申请中的第二个还披露了一种提供其方向不同于由受控具有相同幅度的中间信号对获得的 4 路输出的方向的解码器输出的技术。然而,这种附加的解码器输出信号比所述 Fosgate 专利申请披露的解码器的 4 路基本输出具有更大的干扰串音。因此,尽管所述 Fosgate 专利申请中的解码器性能得到改善,但是仍然要求可以提供多路输出的自适应矩阵解码器,各输出分别具有任意方向,并且在各输出中,所述 Fosgate 专利申请四输出解码器的串音被高度抑制。

发明内容

本发明目的在于实现使中间信号对受控具有相同幅度的原理不局限于具有方向对互相成 90 度的 4 个主解码方向的音频矩阵解码器，而是可以应用于具有对应于各主解码方向的多路输出的矩阵解码器，其中各方向具有任意角度位置、任意间隔，不要求输出信号对位于互相成 90 度的轴上。此外，本发明还可以应用于接收两路或更多路定向编码（“总”）输入信号的解码器。此目的实现会获得与所述 Fosgate 专利申请披露的四输出解码器同样“完备”、采用幅度趋于相等（但不必是同极性）的受控中间信号对组合的新型解码器。对于某个时间来自一个方向的信源，在净噪输出中少有或没有干扰串音（即在除了两个表示与要求方向相邻的方向以外的输出中，基本上没有信号，除非所要求方向恰好与一路输出的方向对应，在这种情况下，基本上仅在该输出中有信号）。

在所述 Fosgate 专利申请披露的解码器中，由“伺服装置”接收的输入信号具有所述 Fosgate 专利申请中未关注的固有特性。即，在以输入信号形式编码的方向是与从伺服装置获得的解码器输出信号的两个主方向之一相邻的主（或“基本”）解码器输出方向之一时，送到该伺服装置的两个输入信号之一基本上趋于 0，而在以输入信号方式编码的方向是与从该伺服装置获得的输出信号的主方向相邻的主解码器输出方向中的另一个方向时，两个输入信号中的另一个输入信号基本上趋于 0。

因此，例如在图 1 所示的解码器中，主输出方向为：左（Lout）、右（Rout）、中（Cout）以及环绕（Sout）。图 1 是所述 Fosgate 专利申请中两个附图，即图 6（本说明书的图 18）与引入其内的图 3（本申请文件中的图 15）所示的反馈控制电路的组合。在以下的图 15 和图 18 的说明中描述图 1 的细节。例如，对于 Cout 主方向输出，在利用“右”源信号（与中路相邻的一个主输出方向）对 Lt 和 Rt 输入进行定向编码时，Lt 输入等于 0，而在利用“左”源信号（与中路相邻

的另一个主输出方向)对 Lt 和 Rt 输入进行定向编码时, Rt 输入等于 0。控制伺服装置 3 和伺服装置 5, 以促使它们相应输出的幅度趋向相等。通过利用加法组合伺服装置之一(L/R 伺服装置 3)的输出, 获得中输出 Cout。因为输出对之间(L/R 相对 C/S)具有 90 度关系, 所以产生中输出所需“保持相同”信号与产生环绕输出所需“保持相同”信号相同。因此, 对于输出方向是位于互相成 90 度轴上的方向对的特定四输出情况, 不要求(象对本发明的任意主方向输出那样获得每个输出信号)分别获得图 1 所示解码器的例如中输出信号和环绕输出信号(或左和右), 而可以通过利用加法和减法组合促使趋向幅度相同的同样的“保持相同”信号获得。

可以根据某种规则, 将表示任意源方向的信号定向编码为两个(或更多个)信号或“通道”的线性、非时变组合方式。例如, 将具有单位幅度并且表示 α 度任意方向的单路源音频信号编码为两个被称为 Lt 和 Rt 的通道(通常将诸如 Lt 和 Rt 的信号称为“总”信号, 即: “左总”信号和“右总”信号), 其中这两个输入信号在其相对幅度和极性中携带该单路源音频信号的方向信息。根据以下表达式进行定向编码, 其中, α 是源信号的要求方向角(相对于基准水平圆形, 以背面为 0 度开始并顺时针转动):

$$Lt(\alpha)=\cos((\alpha-90)/2), \text{ 以及} \quad (\text{等式 1})$$

$$Rt(\alpha)=\sin((\alpha-90)/2) \quad (\text{等式 2})$$

显然, 等式 1 和等式 2 中的余弦定义和正弦定义仅是满足上述定向编码要求的无数个可能函数之一。因为它们容易被理解, 使用方便并本身被归一化(余弦的平方加正弦的平方之后的平方根为 1), 所以在本申请文件的例子中, 利用诸如等式 1 和等式 2 的余弦函数和正弦函数表示诸如 Lt 和 Rt 的编码总信号。尽管 4:2“实”编码矩阵的输出满足等式 1 和等式 2(即: 没有虚项或相移的输出, 其中存在 4 个主源方向左、中、右以及环绕, 以致 $Lt=L+0.707C+0.707S$, 并且 $Rt=R+0.707C-0.707S$), 但是在所述 Fosgate 专利申请披露的解码器或者本发明披露的解码器中不要求采用 4:2 编码过程来产生 Lt 和 Rt,

而且如果编码器为 4:2 矩阵, 则在任何一个这种解码器中均不要求采用 4 个主方向, 也不要求在解码器中采用与编码器采用的相同主方向。可以任意方式产生编码“总”信号, 包括例如编码矩阵(例如具有等间隔或任意主编码方向间隔的 4:2 矩阵或 5:2 矩阵)、定向传声器阵列、接收多路信号的一系列混频电位计、多个离散通道等。只要连续将输入信号形式的定向编码送到解码器(实际系统中通常就是这样), 本发明允许任意数量的解码输出方向。

在根据本发明的解码器中, 要进行以下所述的特定鉴定过程时, 可以选择一组具有任意角间隔的任意主输出方向。假定 β_2 为主输出方向之一, β_1 与 β_3 为位于 β_2 的两侧并与 β_2 相邻的两个主输出方向。对于诸如 L_t 和 R_t 的两个输入信号情况, 可以产生一对带有这样的系数的 L_t 和 R_t 线性组合, 使得在编码为 L_t 和 R_t 的源信号的方向 α 与 β_1 表示的方向相同时, 第一组合为 0, 而在编码为 L_t 和 R_t 的方向为 β_3 时, 第二组合为 0。可以将这些组合表示的信号称为方向 β_1 和 β_3 的“反主方向(antidominant)”信号。换句话说, 任意主(或“支配”)方向的反主方向信号是具有这样的系数的输入信号的组合, 使得对于该主方向, 该组合为 0。

对于源方向 α , 可以由下式确定作为解码器输出方向之一的任何主输出方向 β 的反主方向信号

$$\text{anti}\beta(\alpha) = A_{I\beta} \cdot L_t(\alpha) + A_{R\beta} \cdot R_t(\alpha) \quad (\text{等式 3})$$

等式 3 是变量 α 的函数, 在该变量方向再生源信号。换句话说, $\text{anti}\beta(\alpha)$ 是输出方向 β 的反主方向组合, 但是对于各源信号方向 α , 它具有不同的值。这样选择固定系数 $A_{I\beta}$ 和 $A_{R\beta}$, 以致在 α 与 β 为同一角度时(即在编码源信号的方向与方向 β 相同时), $\text{anti}\beta(\alpha)$ 基本上为 0。在源信号方向为角度 β 时, 等式 3 变成:

$$\text{anti}\beta(\beta) = A_{I\beta} \cdot L_t(\beta) + A_{R\beta} \cdot R_t(\beta) \quad (\text{等式 3a})$$

忽略可能的公因子, 本身满足此要求的 $A_{I\beta}$ 和 $A_{R\beta}$ 的值只有:

$$A_{I\beta} = -R_t(\beta)$$

$$A_{R\beta} = L_t(\beta)$$

或者

$$Al\beta = Rt(\beta)$$

$$Ar\beta = -Lt(\beta)$$

因为很明显, $Rt(\beta) \cdot Lt(\beta) - Lt(\beta) \cdot Rt(\beta) = 0$ 。因此, 对于等式 1 和等式 2 表示的实际情况:

$$Al\beta = -\sin((\beta - 90)/2)$$

$$Ar\beta = \cos((\beta - 90)/2)$$

或者

$$Al\beta = \sin((\beta - 90)/2)$$

$$Ar\beta = -\cos((\beta - 90)/2)$$

在这里说明的例子中, 将某些反主方向信号表示为如下形式:

$$\text{anti}\beta(\beta) = Al\beta \cdot Lt(\beta) - Ar\beta \cdot Rt(\beta) \quad (\text{等式 3b})$$

$$\text{anti}\beta(\beta) = Rt\beta \cdot Lt(\beta) - Lt\beta \cdot Rt(\beta) \quad (\text{等式 3c})$$

根据上述讨论, 可以明白等式 3b 和等式 3c 的形式与等式 3 (上述) 和等式 22 至等式 25 (下述) 表示的反主方向信号的一般形式一致。

通过替换等式 1 和等式 2 内表示 Lt 和 Rt 的编码, 可以将等式 3 表示为:

$$\text{anti}\beta(\beta) = Al\beta \cdot \cos((\alpha - 90)/2) + Ar\beta \cdot \sin((\alpha - 90)/2) \quad (\text{等式 4})$$

为了产生任意方向 β_2 的输出, 使用方向 β_1 和 β_3 输出的反主方向信号, 方向 β_1 和 β_3 输出是两个相邻方向输出。因此, 对于主输出方向 β_2 , 如果在 α 等于 β_1 及等于 β_3 时, 等式 3 和等式 4 等于 0, 则提供两个所需反主方向信号的要求系数:

如果 $\alpha = \beta_1$, 则

$$\text{anti}1(\alpha) = Al\beta_1 \cdot \cos((\alpha - 90)/2) + Ar\beta_1 \cdot \sin((\alpha - 90)/2) = 0 \quad (\text{等式 5})$$

并且

如果 $\alpha = \beta_3$, 则

$$\text{anti}3(\alpha) = Al\beta_3 \cdot \cos((\alpha - 90)/2) + Ar\beta_3 \cdot \sin((\alpha - 90)/2) = 0 \quad (\text{等式 6})$$

显然, 在此申请文件中使用的“ $\text{anti}1(\alpha)$ ”和“ $\text{anti}3(\alpha)$ ”以及类

似表达式（例如： $\text{anti}\beta_1(\alpha)$ ）是“ $\text{antidominant}\beta_1(\alpha)$ ”、“ $\text{antidominant}\beta_3(\alpha)$ ”等的简化表达式。

由于重要特性是，在源方向 α 等于 β_1 和 β_3 时，反主方向表达式等于0，所以 A_l 和 A_r 的绝对值不重要，可以将比例因数（同一个比例因数）应用于两个系数。如下所述，在输出方向之间的各夹角不一致时，使用固定比例因数有利于确保在要求输出角出现输出峰值，并且在有源矩阵解码器处于静态或无源矩阵状态时（即在不存在纯控制时、在伺服装置以这样的方式“休息”，以致解码器基本上可以用作无源矩阵），还可以利用固定比例因数改变矩阵特性。另一种比例因数是根据编码源信号角度 α 改变幅度形式的反主方向系数的自适应比例因数，它同样可以应用于两个反主方向信号的全部系数。以下将对自适应比例因数作进一步说明，它可以用于在输出信号之间保持恒定功率。

如果没有比例因数，则对于 $\text{anti}1(\alpha)$ 组合，在 $\alpha = \beta_1$ 时，利用如下数值的系数 $A_l\beta_1$ 和 $A_r\beta_1$ ，满足“等于0”条件：

$$A_l\beta_1 = \sin(\beta_1 - 90)/2 \quad (\text{等式 } 7)$$

$$A_r\beta_1 = \cos(\beta_1 - 90)/2 \quad (\text{等式 } 8)$$

对于 $\text{anti}3(\alpha)$ 组合，在 $\alpha = \beta_3$ 时，利用如下数值的系数 $A_l\beta_3$ 和 $A_r\beta_3$ ，满足“等于0”条件：

$$A_l\beta_3 = \sin(\beta_3 - 90)/2 \quad (\text{等式 } 9)$$

$$A_r\beta_3 = \cos(\beta_3 - 90)/2 \quad (\text{等式 } 10)$$

例如，对双输入解码器进行研究，在该双输入解码器中，要求主输出方向为 31.5° （左后，LB）、 90° （左前，LF）、 180° （中，C）、 270° （右前，RF）以及 328.5° （右后，RB）。为了根据本发明获得左后（ 31.5° ）主方向输出，要求两个反主方向信号，一个表示相邻左前（ 90° ）主方向，另一个表示相邻右后（ 328.5° ）主方向。可以将左前反主方向信号表示为：

$$\text{antiLF}(\alpha) = \sin((90 - 90)/2)L_t(\alpha) + \cos((90 - 90)/2)R_t(\alpha) \quad (\text{等式 } 11)$$

因此，第一反主方向信号为：

$$\text{antiLF}(\alpha) = 0 \cdot L_t(\alpha) + 1 \cdot R_t(\alpha) = R_t(\alpha) \quad (\text{等式 } 12)$$

并且第二反主方向信号为:

$$\text{antiRB}(\alpha) = \sin((328.5-90)/2) \cdot \text{Lt}(\alpha) + \cos((328.5-90)/2) \cdot \text{Rt}(\alpha) = 0.872 \cdot \text{Lt}(\alpha) - 0.489 \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad (\text{等式 } 13)$$

用于控制形成反主方向信号的输入信号组合的相对幅度和相对极性的系数可以是正实数和负实数, 并且除了一个系数之外可以全部为0。

然后, 利用闭环或开环功能块或装置对反主方向信号对进行增益调节, 以产生具有基本上相同幅度的信号对。也就是说, 要求 $\text{anti1}(\alpha)$ 调节之后的幅度等于 $\text{anti3}(\alpha)$ 调节之后的幅度, 或者, 至少对反主方向信号调节之后的幅度进行控制以减小其相应幅度间的差值。

通过将诸如 Lt 和 Rt 的输入信号施加到为两个相邻主方向分别产生反主方向信号的矩阵, 可以产生用于产生任何特定输出信号方向的要求反主方向信号。请注意, 在所述 Fosgate 专利申请披露的四输出解码器中没有公布任何反主方向信号产生矩阵。所述专利申请也没有认识到进入所述专利申请披露的解码器伺服装置内的信号事实上就是相邻主方向的反主方向信号, 因为它们恰好与 Lt 、 Rt 以及 Lt 和 Rt 的和差值相同。

对两个反主方向信号进行幅度控制以产生一对具有基本上相同幅度信号的功能块或装置被称为“伺服装置”, 它不是闭环控制功能块或装置, 就是反馈型控制功能块或装置。可以以模拟硬件或数字硬件形式, 或者以软件形式实现此伺服装置。在本发明的实际模拟实施例中, 伺服装置包括一对电压控制放大器 (VCA)。在根据本发明的模拟实施例或数字实施例中, 利用反馈系统实现控制过程, 在该反馈系统中, 将伺服装置各输出幅度的比值与 1 进行比较并产生用于控制伺服装置内的 VCA 的误差信号, 从而使伺服装置输出接近相同幅度。另一方面, 在根据本发明的模拟实施例或数字实施例中, 利用测量伺服装置输入信号的开环前馈方法, 实现促使趋向相同幅度。在这种情况下, 小输入信号基本上保持不变, 而大输入信号通过小输入信号与大输入信号的比值衰减, 以促使其幅度趋向或等于小输入信号幅度。尽

管反馈控制装置可以给出理想的动态特性，但是在某些数字实现过程中不方便。在此披露了一种在数字范围内以较低采样率实现反馈控制的技术，该技术构成本发明的另一个方面。

然后，利用加法或减法方法组合两个“促使趋向相同”的反主方向信号。在与要求主输出方向相邻的主方向夹角小于 180 度时，在相邻方向之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性，以组合信号。在四输出情况下（例如所述 Fosgate 专利申请披露的四输出解码器）的成特定 90 度的两条轴线上，在两个极性方向组合信号以获得两个输出信号。

现在，对被编码为两个信号的具有单位幅度的单路源音频信号施加到解码器的另一个例子进行研究。假定对于 90° 的主方向输出，相邻主方向为 30° 和 150°。因此， $\beta_2 = 90^\circ$ ， $\beta_1 = 30^\circ$ ， $\beta_3 = 150^\circ$ 。图 2 示出 $\text{anti1}(\alpha)$ 和 $\text{anti3}(\alpha)$ 与 α 的关系曲线。请注意，在 30° 时， $\text{anti1}(\alpha)$ 等于 0，而在 150° 时， $\text{anti3}(\alpha)$ 等于 0。在它们过 0 时，两个反主方向信号均改变极性。

对反主方向信号进行增益调节，并利用闭环或开环伺服装置，对结果调节信号进行控制以促使它们趋向具有相同幅度。利用上述说明的非反馈开环方法，促使各反主方向信号趋向相同所需增益，即 $\text{anti1}(\alpha)$ 的 $h\beta_1(\alpha)$ ， $\text{anti3}(\alpha)$ 的 $h\beta_3$ ，均是方向角 α 的函数，可以将它们表示为：

$$h\beta_1(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti}\beta_1(\alpha)}{\text{anti}\beta_3(\alpha)} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti}\beta_3(\alpha)}{\text{anti}\beta_1(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad (\text{等式 14})$$

$$h\beta_3(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti}\beta_3(\alpha)}{\text{anti}\beta_1(\alpha)} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti}\beta_1(\alpha)}{\text{anti}\beta_3(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad (\text{等式 15})$$

上述 if 函数（以及本申请文件中其它这种“if”函数）具有如下结构

$$\text{if}(\text{条件}, \text{值 1}, \text{值 2}) \quad (\text{等式 16})$$

这意味着，如果满足该条件，则采用第一值，否则，采用第二值。

如上所述，等式 14 和等式 15 用于前馈控制。这些等式以及以下的其它等式反映前馈控制系统，而不反映反馈系统，因为这些等式更

简单并且更易理解。显然，反馈系统可以提供基本上相同的结果。

图 3 示出作为方向角 α 的函数的、等式 14 和等式 15 的增益 $h\beta 1(\alpha)$ 和 $h\beta 3(\alpha)$ 。

将相应受控增益或受控衰减的函数或单元的输出 $mag\beta 1(\alpha)$ 和 $mag\beta 3(\alpha)$ 表示为：

$$mag\beta 1(\alpha)=h\beta 1(\alpha)\cdot anti1(\alpha) \quad (\text{等式 } 17)$$

$$mag\beta 3(\alpha)=h\beta 3(\alpha)\cdot anti3(\alpha) \quad (\text{等式 } 18)$$

图 4 示出作为方向角 α 的函数的、等式 17 的 $mag\beta 1(\alpha)$ 以及等式 18 的 $mag\beta 3(\alpha)$ 。除了在 $\beta 1$ 至 $\beta 3$ 范围内，受控增益输出或受控衰减输出 $mag\beta 1(\alpha)$ 和 $mag\beta 3(\alpha)$ 的幅度相同，而极性相反之外，它们的幅度和极性均相同。因此，通过对它们进行减法运算（如上所述，在相邻方向之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性方向以组合信号），可以获得主方向 $\beta 2$ 的要求输出。除了相邻主方向 $\beta 1$ 与 $\beta 3$ 之间的有限方向角范围之外，主方向 $\beta 2$ 的要求输出

$$output\beta 2(\alpha)=mag\beta 1(\alpha)-mag\beta 3(\alpha) \quad (\text{等式 } 19)$$

为 0。图 5 示出 $output\beta 2(\alpha)$ 与方向角 α 的关系曲线。因此，对于其定向编码被绕着从背面的 $\alpha = 0^\circ$ 通过前面的 $\alpha = 180^\circ$ 再回到背面的 $\alpha = 360^\circ$ 的整个圆顺时针摇移的单路源信号，主方向 $\beta 2$ 的输出从 $\beta 1$ 的 0 上升到 $\beta 2$ 或接近 $\beta 2$ 的最大值并再降低到要求结果，即 $\beta 3$ 的 0。因此，没有 $\beta 1$ 和 $\beta 3$ 外部的源方向对 $\beta 2$ 产生的内在串音。

对于 N 输出解码器，有 N 个 $\beta 1$ 、 $\beta 2$ 、 $\beta 3$ 的 T 形接头，将刚才说明的过程和装置实现 N 次以产生 N 个在它们之间基本上没有干扰串音的输出。

在根据本发明、采用反馈伺服装置控制受控增益功能块或单元或者受控衰减功能块或单元的实际实施例中，方便的是，不直接产生增益 $h\beta 1(\alpha)$ 和 $h\beta 3(\alpha)$ ，但是要产生增益 $gh\beta 1(\alpha)$ 和 $gh\beta 3(\alpha)$ ，其中

$$gh\beta 1(\alpha)=1-h\beta 1(\alpha) \quad (\text{等式 } 20)$$

$$gh\beta 3(\alpha)=1-h\beta 3(\alpha) \quad (\text{等式 } 21)$$

然后从其输入中减去受控增益功能块或单元或者受控衰减功能块

或单元的输出，结果相同。图 6 示出 $gh\beta_1(\alpha)$ 和 $gh\beta_3(\alpha)$ 与方向角 α 的关系曲线。

如上所述，本发明原理还可以应用于接收两个以上输入的解码器。例如，将 3 个输入信号 L_t 、 R_t 和 B_t 送到解码器，这 3 个输入信号利用它们的相对幅度和极性，以与上述说明的输入信号对携带它们表示的源信号的方向信息类似的方式，携带方向信息。然而，对于 3 个或更多个输入信号的情况，选择使相邻反主方向信号在适当时间等于 0 的反主方向信号系数就不能满足要求了。不止一组系数可以满足此判据，然而，只有一组系数产生要求的结果（即：对于其定向编码被绕着从 $\alpha = 0^\circ$ 到 $\alpha = 360^\circ$ 的整个圆顺时针摇移的单路源信号，主方向 β_2 的输出从 β_1 的 0 上升到 β_2 或接近 β_2 的最大值并再降低到 β_3 的 0，其中 β_1 、 β_2 和 β_3 是连续主输出方向）。相反，必须以这样的方式选择系数，以致在源信号方向 α 位于 β_1 与 β_3 之间时，反主方向信号具有一个极性，而对于所有其它 α 值，反主方向信号具有其它相对极性。对于两个输入信号情况，通过选择实现上述“等于 0”结果的系数，可以内在满足这些条件。事实上，对于两个输入信号情况使用的“等于 0”的条件就是上述说明的对于多个输入信号使用的一个极性、其它极性条件的特例。以下将进一步详细说明这种情况。

对于采用其相对幅度和极性确定要求再生方向的两个总信号 L_t 和 R_t 的系统，合理、连续选择诸如上述余弦/正弦关系的定向编码参数意味着在对源信号进行整个 360 度圆摇移时， L_t 符号的变化不超过一次，并且 R_t 符号的变化也不超过一次。因此，诸如反主方向信号的 L_t 和 R_t 的线性组合也将具有此特性。由于必须在（连续）函数过 0 时改变符号，所以对于反主方向信号，在反主方向信号的数值为 0 时的点，即在相应主方向，改变一次符号。因此，假定是一对反主方向信号，圆上本身有一段并且只有一段反主方向信号具有一种相对极性的弧形，而在圆的其余部分它们具有相反极性。在促使趋向相同幅度并利用加法和减法极性组合后，只有一段弧形非零。

对于采用多于 2 个总信号的系统，信号符号本身，特别是形成反

主方向信号的线性组合的符号的变化将超过一次。因此，存在多段弧形具有与其它极性交替的一种极性，并且在输出端存在多个非零段弧形。图 7 示出利用为了在 60° 和 180° 实现 0 输出选择的一组系数（请注意，至少有一个其它组系数也可以产生此结果），由 3 个输入总信号获得的一对反主方向信号。本发明为了在这些夹角之间产生输出，而不在其它位置产生输出。图 8 示出促使趋向相同的受控幅度反主方向信号。在绕着圆摇移源信号期间，改变几次这两个信号的相对极性，如图 9 所示，加法（在这种情况下）产生两个非零段弧形，一个要求的非零段弧形约在 120° 具有最大幅度，不希望非零段弧形约在 300° 具有最大幅度。

可以看到，在 60° 和 240° 时，图 7 所示的反主方向信号 $\text{antiLB}(\alpha)$ 过 0，而在 0° 和 180° 时，反主方向信号 $\text{antiC}(\alpha)$ 过 0。在全部 4 个角度，图 8 所示的、“促使趋向相同”后的这些反主方向信号 $L1(\alpha)$ 和 $L2(\alpha)$ 等于 0（ $L1$ 和 $L2$ 具有相同幅度，但是具有相同或相反极性）。 $L1$ 或 $L2$ 等于 0，或者因为得出它的反主方向信号等于 0（由 antiLB 获得 $L1$ ，由 antiC 获得 $L2$ ），或者是因为另一个反主方向信号等于 0，并且伺服装置引入大衰减。

由同样 3 个总信号获得的另一组系数可以避免在 300° 存在不希望输出。如图 10、11 和 12 所示（将图 10、图 11 和图 12 与图 7、图 8 和图 9 进行比较），对于此第二组系数，反主方向信号仍过 0，并且不止一次改变符号，但是在产生主输出两侧的要求角度会发生的变化（ 60° 和 180° ）以外，在同一个角度（ 300° ）发生这些变化。用不同方法进行说明，对于两个要求点（ 60° 和 180° ）之外的所有点，促使趋向相同的信号过 0（在此例中为 300° ）。其结果是，在进行加法运算之后，仅有一个在 60° 与 180° 之间的要求非零段弧形，并且没有其它方向产生的干扰串音。

可见，如果存在两个以上总信号，则在为了获得反主方向信号选择系数时存在附加制约。它们必须确保，除了在两个相邻主方向之外，两个反主方向信号相对极性必须在同一个角度发生变化，使得对于每

个信号，只有一个零交叉点与另一个信号的有限值一致。所有其它零交叉点必须与另一个信号的零值一致。这样可以确保在促使趋向具有相同幅度并进行组合后，仅有一个非零段弧形。

因此，对于有两个输入音频信号的情况，本发明设想出由两个输入音频信号 $S1(\alpha)$ 和 $S2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 β_2 有关，利用方向 α 的源音频信号对两个输入音频信号进行编码，产生了两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{antidominant}\beta_1(\alpha) = AS1\beta_1 \cdot S1(\alpha) + AS2\beta_1 \cdot S2(\alpha) \quad (\text{等式 22})$$

$$\text{antidominant}\beta_3(\alpha) = AS1\beta_3 \cdot S1(\alpha) + AS2\beta_3 \cdot S2(\alpha) \quad (\text{等式 22})$$

其中在一个反主方向信号中，角度 β_1 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向之一的角度，在另一个反主方向信号中，角度 β_3 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向中的另一个的角度。以这样的方式选择一个反主方向信号内的系数 $AS1\beta_1$ 和 $AS2\beta_1$ ，以致在 α 为 β_1 时，该反主方向信号基本上为 0，并且以这样的方式选择另一个反主方向音频信号内的系数 $AS1\beta_3$ 和 $AS2\beta_3$ ，以致在 α 为 β_3 时，该反主方向信号基本上为 0。对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生一对幅度基本上相同的信号，利用加法或减法，对它们进行组合以提供输出音频信号。

对于有两个或更多个输入音频信号的情况，本发明设想出由两个或更多个输入音频信号 ($S1(\alpha)$ 、 $S2(\alpha)$ 、... $S_N(\alpha)$) 获得多个输出音频信号之一的方法，该输出音频信号与主方向 β_2 有关，利用方向 α 的源音频信号对这些输入音频信号进行编码。产生两个如下形式的反主方向音频信号：

$$\text{anti}\beta_1(\alpha) = \sum_{n=1}^N ASn\beta_1 \cdot Sn(\alpha) \quad (\text{等式 24})$$

$$\text{anti}\beta_3(\alpha) = \sum_{n=1}^N ASn\beta_3 \cdot Sn(\alpha) \quad (\text{等式 25})$$

其中 N 是输入音频信号的数量， β_1 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向之一的角度， β_3 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向中另一个的角度，以这样的方式选择系数 $AS1\beta_1$ 、 $AS2\beta_1$ 、... $ASN\beta_1$ 以及 $AS1\beta_3$ 、 $AS2\beta_3$ 、... $ASN\beta_3$ ，以致反主方向信

号当 α 位于 β_1 与 β_3 之间时有一个相对极性,而另一个相对极性对应于 α 的其它值.对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生一对幅度基本上相同的信号,利用加法或减法,对它们进行组合以提供输出音频信号。

对于有两个输入信号的情况,本发明还设想出由两个输入音频信号 $S_1(\alpha)$ 和 $S_2(\alpha)$ 获得多个输出音频信号之一的另一种方法,该输出音频信号与主方向 β_2 有关,利用方向 α 的源音频信号对两个输入音频信号进行编码。产生两个如下形式的反主方向音频信号:

$$\text{antidominant}\beta_1(\alpha)=AS_1\beta_1 \cdot S_1(\alpha)+AS_2\beta_1 \cdot S_2(\alpha)$$

$$\text{antidominant}\beta_3(\alpha)=AS_1\beta_3 \cdot S_1(\alpha)+AS_2\beta_3 \cdot S_2(\alpha)$$

其中在一个反主方向信号中,角度 β_1 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向之一的角度,在另一个反主方向信号中,角度 β_3 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向中的另一个的角度。以这样的方式选择系数 $AS_1\beta_1$ 和 $AS_2\beta_1$,以致在 α 为 β_1 时,该反主方向信号基本上为 0,并且以这样的方式选择系数 $AS_1\beta_3$ 和 $AS_2\beta_3$,以致在 α 为 β_3 时,另一个反主方向信号基本上为 0。对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生第一对幅度基本上相同的信号,这对信号的形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot (1-g),$$

其中 g 是幅度控制单元或功能块的增益或衰减,并产生第二对信号,其形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot g,$$

利用加法或减法,将第二对信号与主输出方向 β_2 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

对于有两个或更多个输入信号的情况,本发明还设想出由两个或更多个输入音频信号 ($S_1(\alpha)$ 、... $S_n(\alpha)$) 获得多个输出音频信号之一的方法,该输出音频信号与主方向 β_2 有关,利用方向 α 的源音频信号对这些输入音频信号进行编码。产生两个如下形式的反主方向音频信号:

$$\text{anti}\beta_1(\alpha) = \sum_{n=1}^N A S n \beta_1 \cdot S n(\alpha)$$

$$\text{anti}\beta_3(\alpha) = \sum_{n=1}^N A S n \beta_3 \cdot S n(\alpha)$$

其中 N 是输入音频信号的数量, β_1 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向之一的角度, β_3 是与输出音频信号的主方向 β_2 相邻的两个主方向中另一个的角度。以这样的方式选择系数 $A S n \beta_1$ 和 $A S n \beta_3$, 以致反主方向信号在 α 位于 β_1 与 β_3 之间时有一个相对极性, 而另一个相对极性对应于 α 的所有其它值。对这两个反主方向信号进行幅度控制以产生第一对幅度基本上相同的信号, 这对信号的形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot (1-g),$$

其中 g 是幅度控制单元或功能块的增益或衰减, 并产生第二对信号, 其形式为:

$$\text{antidominant}\beta(\alpha) \cdot g,$$

利用加法或减法, 将第二对信号与主输出方向 β_2 的无源矩阵分量组合以产生输出音频信号。

本发明还设想出实现上述方法和各种实施例的设备。

尽管在此根据其基准点位于圆心并且该圆形平面是水平的圆形平面情况对本发明进行了说明, 但是, 显然, 本发明还可以应用于其它情况, 例如, 只要各方向具有分层结构以致可以确定相邻方向, 角度基于球形的情况。

尽管根据其相对幅度和相对极性表示定向编码的输入信号被解码的过程对本发明进行了说明, 但是, 显然, 根据本发明的解码器还可以用于由为离散双通道或多通道再生而初始记录的材料产生满意的定向效果。

本技术领域内的普通技术人员懂得, 硬件实现过程与软件实现过程的一般等效性以及模拟实现过程与数字实现过程的一般等效性。因此, 可以利用模拟硬件、数字硬件、模拟/数字混合硬件和/或数字信号处理过程实现本发明。可以根据软件和/或固件功能实现硬件单元。

附图说明

图 1 示出有助于理解本发明的有源音频矩阵解码器的原理框图;

图 2 至图 5 示出根据本发明在将具有单位幅度、被编码为两个信号的单路源音频信号送到解码器情况下的理想曲线图;

图 2 示出两个反主方向信号 ($\text{anti1}(\alpha)$ 和 $\text{anti3}(\alpha)$) 与被编码为根据本发明解码器接收的输入信号的源信号的预定方向角 α 的理想关系曲线图;

图 3 示出用于产生主方向输出信号的受控增益或受控衰减功能块或单元对的增益 $h\beta1(\alpha)$ 和 $h\beta3(\alpha)$ 与 α 的理想关系曲线图。

图 4 示出受控增益输出或受控衰减输出 $\text{mag}\beta1(\alpha)$ 和 $\text{mag}\beta3(\alpha)$ (即促使趋向相同的幅度受控反主方向信号)与 α 的理想关系曲线图;

图 5 示出 $\text{output}\beta2(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 6 示出图 3 所示增益函数的替换增益函数 ($g\beta1(\alpha)$ 和 $g\beta3(\alpha)$) 理想曲线图;

图 7 至图 12 示出在将被编码为 3 个信号、具有单位幅度的单路源音频信号送到根据本发明解码器的情况下的理想曲线图;

图 7-9 示出为反主方向信号选择第一(不正确)组系数情况下的理想曲线图。

图 7 示出由 3 个输入总信号获得的一对反主方向信号 $\text{antiLB}(\alpha)$ 和 $\text{antiC}(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 8 示出受控增益输出或受控衰减输出 $L1(\alpha)$ 和 $L2(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 9 示出输出 $L_{\text{out}}(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 10 至图 12 示出为反主方向信号选择第二(正确)组系数情况下的理想曲线图。

图 10 示出由 3 个输入总信号获得的一对反主方向信号 $\text{antiLB}(\alpha)$ 和 $\text{antiC}(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 11 示出受控增益输出或受控衰减输出 $L1(\alpha)$ 和 $L2(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 12 示出输出 $L_{\text{out}}(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图;

图 13 示出有助于理解本发明的现有技术无源解码矩阵的原理框图;

图 14 示出有助于理解本发明、在其内利用线性组合器将可变比例无源矩阵输出与未改变的无源矩阵输出相加的现有技术有源矩阵解码器的原理框图;

图 15 示出用于图 14 所示左 VCA 和右 VCA、和差 VCA 以及图 16、图 17 和图 18 所示实施例内的 VCA 的反馈导出控制系统的原理框图;

图 16 示出等效于图 14 与图 15 的组合的装置的原理框图, 其中根据 L_t 和 R_t 输入信号输出组合器产生有源矩阵输出信号分量, 而不从获得抵消分量的无源矩阵接收它们;

图 17 示出等效于图 14 与图 15 的组合以及图 16 的装置的原理框图, 在图 17 所示的配置中, 待保持相等的信号是送到获得输出组合器和反馈电路用于控制 VCA 的信号, 反馈电路的输出包括无源矩阵分量。

图 18 示出等效于图 14 与图 15 的组合、图 16 以及图 17 的装置的原理框图, 在该装置中, 利用一个 VCA 获得可变增益电路增益 $(1 - g)$ 并利用其增益以 VCA 和减法器配置内的 VCA 的反方向变化的 VCA 代替 VCA 和减法器。在此实施例中, 该输出中的无源矩阵分量是隐式的。在其它实施例中, 输出中的无源矩阵分量是显式的。

图 19 示出根据本发明由两个或更多个输入信号 $S1(\alpha)$ 、 $S2(\alpha)$ 、... $SN(\alpha)$ 获得表示主方向 β_2 的输出信号的解码器的原理框图, 其中对于一个或多个音频信号, 输入信号以其相对幅度和相对极性形式携带方向信息;

图 20 示出采用另一种伺服装置对图 19 所示解码器调整后的原理框图;

图 21 示出根据本发明采用以低采样率在数字范围内实现反馈控制的技术的解码器的原理框图;

图 22 示出根据本发明由两个或多个输入信号 $S1(\alpha)$ 、

$S2(\alpha)$ 、... $SN(\alpha)$ 获得表示主方向 1、2、...N 的多个输出信号的解码器的原理框图，其中对于一个或多个音频信号，输入信号以其相对幅度和相对极性形式携带方向信息；

图 23 示出采用具有输出矩阵的另一种结构对图 22 所示解码器调整后的原理框图；

图 24 和图 25 示出在将被编码为两个信号、具有单位幅度的单路源音频信号送到根据本发明解码器情况下的其它理想曲线图，图 24 和图 25 示出涉及可根据编码源信号角度改变输出信号幅度的比例因数以在多个输出信号之间获得例如恒功率的本发明附加方面；

图 24 示出在未采用本发明恒功率方面情况下， $output\beta2(\alpha)$ 和 $output\beta3(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图；

图 25 示出在采用本发明恒功率方面情况下， $output\beta2(\alpha)$ 和 $output\beta3(\alpha)$ 与方向角 α 的理想关系曲线图；

图 26 至图 29 示出在 6 个输出的主方向以非均匀增量间隔情况下，根据本发明具有 6 个输出的解码器的理想曲线图。图 26 至图 29 有助于理解本发明的比例因数方面之一；

图 26 示出反主方向信号 $anti1(\alpha)$ 和 $anti3(\alpha)$ 与 α 的理想关系曲线图；

图 27 示出受控幅度 $mag13(\alpha)$ 和 $mag31(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图；

图 28 示出有助于理解信号峰值处的比例因数的影响、 $mag31(\alpha) - mag13(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图；

图 29 示出为了说明调整输出 $\beta1$ 和 $\beta2$ 的比例因数与未调整输出 $\beta4$ 和 $\beta5$ 的比例因数的影响，解码器输出 (dB) 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图；

图 30 至图 41 示出用于理解本发明另一个方面，即具有两个以上输入通道的编码器的理想曲线图；

图 30 示出 3 个输入信号的幅度与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图；

图 31 示出左后输出的两个反主方向信号 $\text{antiLB1}(\alpha)$ 和 $\text{antiLB2}(\alpha)$ 的绝对值与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 32 示出左后输出的受控具有等幅度的调整反主方向信号 $\text{LB1}(\alpha)$ 和 $\text{LB2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 33 示出左后输出 $\text{LBout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 34 示出在获得左输出过程中使用的两个反主方向信号 $\text{antiL1}(\alpha)$ 和 $\text{antiL2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 35 示出左输出的受控具有等幅度的调整反主方向信号 $\text{L1}(\alpha)$ 和 $\text{L2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 36 示出左输出 $\text{Lout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 37 示出后输出的受控具有等幅度的调整反主方向信号 $\text{B1}(\alpha)$ 和 $\text{B2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 38 示出后输出 $\text{Bout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 39 示出前中输出的受控具有等幅度的调整反主方向信号 $\text{C1}(\alpha)$ 和 $\text{C2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 40 示出前中输出 $\text{Cout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

图 41 示出变换为 dB 后的 4 个输出与编码源信号角度 α 的理想关系曲线图;

实现本发明的最佳方式

图 13 至图 18 及其相关说明以图 1 至图 6 及所述 Fosgate 专利申请内的相关说明为基础。在以下对图 13 至图 18 所做的说明中进一步详细说明了所述 Fosgate 专利申请披露的四输出、两输入解码器。这些解码器的某些方面与本发明有关并构成本发明内容的一部分。

图 13 示出无源解码矩阵的原理框图。如下等式使输出与输入 L_t 和 R_t (“左总”输入和“右总”输入) 相关:

$$\text{Lout}=\text{Lt} \quad (\text{等式 } 26)$$

$$R_{out} = R_t \quad (\text{等式 27})$$

$$C_{out} = 1/2 \cdot (L_t + R_t) \quad (\text{等式 28})$$

$$S_{out} = 1/2 \cdot (L_t - R_t) \quad (\text{等式 29})$$

中输出是两个输入之和，环绕输出是两个输入之差。此外，它们还具有比例因数，此比例因数是任意值，并且为了说明问题，选择 1/2。也可以选择其它值。通过具有 1/2 比例因数的 L_t 和 R_t 送到线性组合器，可以获得 C_{out} 输出。通过将分别具有 + 1/2 和 - 1/2 比例因数的 L_t 和 R_t 送到线性组合器 4，可以获得 S_{out} 输出。

因此，图 13 所示的无源矩阵产生两对音频信号，第一对是 L_{out} 和 S_{out} ，第二对是 C_{out} 和 S_{out} 。在此例中，将无源矩阵的基本输出方向指定为“左”、“中”、“右”以及“环绕”。相邻基本输出方向位于互相成 90 度的两个轴之间，因此对于这些方向的标号，左与中和环绕相邻，环绕与左和右相邻等。

根据不变关系（例如，如图 13 所示， C_{out} 总是 $1/2 \cdot (L_t + R_t)$ ），无源矩阵解码器由 m 个音频信号获得 n 个音频信号，其中 n 小于 m 。相反，根据可变关系，有源矩阵解码器获得 n 个音频信号。配置有源矩阵的一种方法是将信号相关信号分量与无源矩阵的输出信号组合。例如，如图 14 所示的原理框图，4 个 VCA（电压控制放大器）6、8、10 和 12 利用线性组合器 14、16、18 以及 20 将改变比例后的无源矩阵输出与未改变的无源矩阵输出（即两个输入信号以及组合器 2 和 4 的两个输出）相加。因为 VCA 分别利用无源矩阵的左输出、右输出、中输出以及环绕输出获得其输入信号，所以指定其增益为 g_l 、 g_r 、 g_c 以及 g_s （全部为正）。VCA 输出信号构成抵消信号，并与具有通过其获得抵消信号的方向引起的串音的的无源获得输出组合，以通过抑制串音提高矩阵解码器的方向性能。

请注意，在图 14 所示的装置中，还有无源矩阵通路。每个输出是相应无源矩阵输出与两个 VCA 的输出相加的组合。选择并计算 VCA 输出，以考虑在表示相邻基本输出方向的输出中存在的串音分量，从而对相应无源矩阵输出提供要求串音抵消。例如，中信号在无源解码

左信号和无源解码右信号中存在串音，环绕信号在无源解码左信号和无源解码右信号中存在串音。因此，左信号输出应该与由无源解码中信号和无源解码环绕信号获得的抵消信号分量组合，其它 4 个输出也同样与由无源解码中信号和无源解码环绕信号获得的抵消信号分量组合。图 14 内对信号进行计算、使信号极化并使信号组合的方式提供要求串音抑制过程。通过在 0 至 1 范围内改变相应 VCA 的增益（对于图 14 所示的比例因数例子），可以抑制无源解码输出中的干扰串音。

图 14 所示的装置满足如下等式：

$$L_{out}=L_t-g_c \cdot 1/2 \cdot (L_t+R_t)-g_s \cdot 1/2 \cdot (L_t-R_t) \quad (\text{等式 30})$$

$$R_{out}=R_t-g_c \cdot 1/2 \cdot (L_t+R_t)+g_s \cdot 1/2 \cdot (L_t-R_t) \quad (\text{等式 31})$$

$$C_{out}=1/2 \cdot (L_t+R_t)-g_l \cdot 1/2 \cdot L_t- g_r \cdot 1/2 \cdot R_t \quad (\text{等式 32})$$

$$S_{out}=1/2 \cdot (L_t-R_t)-g_l \cdot 1/2 \cdot L_t+g_r \cdot 1/2 \cdot R_t \quad (\text{等式 33})$$

如果所有 VCA 的增益为 0，则该装置与无源矩阵相同。对于所有 VCA 增益的相同数值，除了固定比例因数之外，图 14 所示的装置与无源矩阵相同。例如，如果所有 VCA 的增益为 0.1，则：

$$L_{out}=L_t-0.05 \cdot (L_t+R_t)-0.05 \cdot (L_t-R_t)=0.9 \cdot L_t$$

$$R_{out}=R_t-0.05 \cdot (L_t+R_t)+0.05 \cdot (L_t-R_t)=0.9 \cdot R_t$$

$$C_{out}=1/2 \cdot (L_t+R_t)-0.05 \cdot L_t- 0.05 \cdot R_t=0.9 \cdot 1/2 \cdot (L_t+R_t)$$

$$S_{out}=1/2 \cdot (L_t-R_t)-0.05 \cdot L_t+0.05 \cdot R_t=0.9 \cdot 1/2 \cdot (L_t-R_t)$$

结果是利用比例因数 0.9 换算的无源矩阵。因此，显然，以下说明的静态 VCA 增益的精确数值并不重要。

选择来研究一个例子。对于只有基本输出方向（左、右、中和环绕）的情况，相应输入为唯一 L_t 和唯一 R_t ， $L_t = R_t$ （同极性）， $L_t = -R_t$ （相反极性），并且相应要求输出为唯一 L_{out} 、唯一 R_{out} 、唯一 C_{out} 以及唯一 S_{out} 。从理论上说，在所有情况下，一个输出仅应该发送应该信号，其余输出不发送信号。

通过观察，显然，如果可以以这样的方式控制 VCA，以致对应于要求基本输出方向的 VCA 的增益为 1，并且其余 VCA 的增益远低于 1，则在要求输出端之外的所有输出端，VCA 信号将抵销不希望输出。

如上所述，在图 14 所示的配置中，VCA 输出用于抵销相邻基本输出方向（无源矩阵具有串音的方向）内的串音分量。

因此，例如，如果利用同相信号馈送两个输入，则 $R_t = L_t =$ （估计）1，并且如果结果是， $g_c=1$ ，而 g_l 、 g_r 和 g_s 均为 0 或接近 0，则可以得到：

$$L_{out}=1-1 \cdot 1/2 \cdot (1+1)-0 \cdot 1/2 \cdot (1-1)=0$$

$$R_{out}=1-1 \cdot 1/2 \cdot (1+1)+0 \cdot 1/2 \cdot (1-1)=0$$

$$C_{out}=1/2 \cdot (1+1)-0 \cdot 1/2 \cdot 1-0 \cdot 1/2 \cdot 1=1$$

$$S_{out}=1/2 \cdot (1-1)-0 \cdot 1/2 \cdot 1+0 \cdot 1/2 \cdot 1=0$$

唯一输出是由 C_{out} 产生的。类似计算过程说明，同样过程可以应用于由其它 3 个基本输出方向之一产生的唯一信号。

可以将等式 30、31、32 以及 33 等效表示为如下：

$$L_{out}=1/2 \cdot (L_t+R_t)(1-g_c)+1/2 \cdot (L_t-R_t) \cdot (1-g_s) \quad (\text{等式 34})$$

$$C_{out} = 1/2 \cdot L_t \cdot (1-g_l)+ 1/2 \cdot R_t \cdot (1-g_r) \quad (\text{等式 35})$$

$$R_{out} = 1/2 \cdot (L_t+R_t) \cdot (1-g_c)-1/2 \cdot (L_t-R_t) \cdot (1-g_s) \quad (\text{等式 36})$$

$$S_{out}=1/2 \cdot L_t \cdot (1-g_l)-1/2 \cdot R_t(1-g_r) \quad (\text{等式 37})$$

在此实施例中，每个输出均是两个信号的组合。 L_{out} 和 R_{out} 均包括输入信号之和和之差以及之和 VCA 和之差 VCA 的增益（其输入由中方向和环绕方向获得的 VCA，与左方向和右方向成 90 度的一对方向）。 C_{out} 和 S_{out} 均包括实际输入信号和左 VCA 和右 VCA 的增益（其相应输入由左方向和右方向获得的 VCA，与主方向和环绕方向成 90 度的一对方向）。

现在研究与基本输出方向不对应的源信号方向，其中利用与 L_t 具有同样极性但是被衰减的信号馈送 R_t 。这种情况表示位于左基本输出方向和中基本输出方向之间某个位置的信号，并由 L_{out} 和 C_{out} 发送输出，而与 R_{out} 和 S_{out} 无关或几乎无关。

对于 R_{out} 和 S_{out} ，如果这两项的幅度相等而极性相反，则可以实现 0 输出。

对于 R_{out} ，此抵消关系为：

$$\begin{aligned}
 & [1/2 \cdot (L_t + R_t) \cdot (1 - g_c)] \text{ 的幅度} \\
 & = [1/2 \cdot (L_t - R_t) \cdot (1 - g_s)] \text{ 的幅度}
 \end{aligned}
 \tag{等式 38}$$

对于 S_{out} , 相应关系为:

$$\begin{aligned}
 & [1/2 \cdot L_t \cdot (1 - g_l)] \text{ 的幅度} \\
 & = [1/2 \cdot R_t \cdot (1 - g_r)] \text{ 的幅度}
 \end{aligned}
 \tag{等式 39}$$

在对在任何两个相邻基本输出方向之间摇移的源信号进行研究过程中可以揭示同样两种关系。换句话说, 在输入信号表示在任何两个相邻输出之间摇移的源声音时, 这些幅度关系可以确保该声音由对应于这两个相邻基本方向的输出产生, 并且还可以确保另外两个输出什么也不产生。为了基本上实现此结果, 则应该促使等式 34 至等式 37 中的这两项趋向相等。这可以通过设法保持有源矩阵内的两对信号的相对幅度相等实现:

$$\begin{aligned}
 & [(L_t + R_t) \cdot (1 - g_c)] \text{ 的幅度} \\
 & = [(L_t - R_t) \cdot (1 - g_s)] \text{ 的幅度}
 \end{aligned}
 \tag{等式 40}$$

$$\begin{aligned}
 & [L_t \cdot (1 - g_l)] \text{ 的幅度} \\
 & = [R_t \cdot (1 - g_r)] \text{ 的幅度}
 \end{aligned}
 \tag{等式 41}$$

等式 40 和等式 41 表示的要求关系与等式 38 和等式 39 表示的要求关系相同, 只是省略了比例因数。在象利用图 14 摇移的组合器 14、16、18 以及 20 那样, 获得相应输出时, 可以使用组合信号使用的极性及其比例因数。

根据上述对抵销干扰串音信号分量过程所做的说明并根据基本输出方向的要求, 可以推断, 对于在此说明过程中使用的比例因数, VCA 的最大增益应保持一致。在静态、未定义或“未控制”情况下, VCA 应该采用小增益, 有效提供无源矩阵。在一对 VCA 中的一个 VCA 的增益要求从其静态值升高到单位增益时, 这对 VCA 中的另一个 VCA 会保持静态增益, 或者向相反方向转移。一种方便、可行关系是保持这对 VCA 的增益的乘积不变。利用其增益 (dB) 是其控制电压的线性函数的模拟 VCA, 则这可以通过将同样控制电压 (有效极性相反) 施加到一对 VCA 中的两个 VCA 自动实现。另一种方法是保持这对

VCA 的增益之和不变。这可以利用数字部件或软件方法实现，而不利用模拟部件。

因此，例如，如果静态增益为 $1/a$ ，则这对 VCA 的两个增益之间的实际关系可以是这种形式的乘积关系，即：

$$g_l \cdot g_r = 1/a^2$$

$$g_c \cdot g_s = 1/a^2$$

“ a ”的值通常在 10 至 20 之间。

图 15 示出图 14 所示的左 VCA 和右 VCA（分别为 6 和 12）的反馈导出控制系统的原理框图。反馈导出控制系统和两个 VCA 构成一种“伺服”装置（如上所述）。它接收 L_t 输入信号和 R_t 输入信号，并对它们进行处理以获得中间信号 $L_t(1-g_l)$ 和 $R_t(1-g_r)$ ，将两个中间信号的幅度进行比较，并根据幅度差值产生误差信号，该误差信号使 VCA 减小幅度差值。实现这种结果的一种方法是对中间信号进行整流以获得其幅度并将两个幅度信号送到比较器，比较器的输出控制 VCA 的增益具有这样的极性，即，例如 L_t 信号增益的提高使 g_l 提高，而使 g_r 降低。以这样的方式选择电路值（或数字实现过程或软件实现过程中的等效值），以致在比较器的输出为 0 时，静态放大器增益小于单位增益（例如： $1/a$ ）。

在模拟范围内，实现比较功能的一种有效方法是，以这样的方式将两个幅度转换到对数域内，以致比较器对它们进行减法运算，而不是确定其比值。许多模拟 VCA 的增益与控制信号的指数成正比，因此它们本身可以方便地对基于对数的比较器的控制输出进行反对数运算。然而，相反，如果用数字方法实现，则可以更方便地将两个幅度等分，并将此结果用作 VCA 功能块的直接乘数或除数。

更具体地说，如图 15 所示，将 L_t 输入送到“左”VCA 6 和线性组合器 22 的一个 +1 比例因数输入端。将左 VCA 6 的输出送到组合器 22 的一个 -1 比例因数输入端（因此形成减法器），并将组合器 22 的输出送到全波整流器 24。将 R_t 输入送到右 VCA 12 和线性组合器 26 的一个 +1 比例因数输入端。将右 VCA 12 的输出送到组合器 26 的

一个-1比例因数输入端(从而形成减法器),并将组合器26的输出送到全波整流器28。将整流器24和整流器28的输出分别送到作为差动放大器运行的运算放大器30的非倒置输入端和倒置输入端。放大器30的输出端提供误差信号形式的控制信号,在不倒置该控制信号情况下,将该控制信号送到VCA 6的增益控制输入端,并对该控制信号进行倒置情况下,将该控制信号送到VCA 12的增益控制输入端。误差信号指出其幅度应该相等的两个信号之间的幅度差。此误差信号用于在正确方向“控制”VCA以减小各中间信号之间的幅度差值。从VCA 6和VCA 12的输出中提取送到组合器16和组合器18的输出。因此,只将某个中间信号的分量送到输出组合器,即-Lt.gl和-Rt.gr。

对于稳态信号情况,通过设置足够环路增益,可以将幅度差值降低成负数。然而,为了基本上实现串音抵消过程,无需将幅度差值降低到0或负数。例如,从理论上说,足以将dB差值降低10倍的环路增益会导致比30 dB下降略好的最坏情况串音。对于动态情况,为了促使幅度趋向相等,以这样的方式选择反馈控制装置的时间常数,以致至少对于大多数信号情况听不见。选择时间常数的细节问题超出了本发明范围。

优先以这样的方式选择电路参数,以提供约20 dB的负反馈并使VCA的增益不超过单位增益。对于在此参考图14、图16和图17所示的装置说明的比例因数例子,VCA增益可以由某个小数值升高到单位增益,但又不超过单位增益。因为具有负反馈,所以图15所示的装置可以保持信号接近相同输入到整流器。

由于在增益小时,增益的准确性并不重要,所以使一对VCA中一个VCA的增益为小数值,而使另一个VCA的增益总是升高到单位增益的任何其它关系会产生同样可接受结果。

图14所示的中VCA和环绕VCA(分别为8和10)的反馈导出控制系统与上述图15所示的装置基本上相同,不同之处在于,不仅接收Lt和Rt,而且接收其和值和差值,并将VCA 6和VCA 12的输出(构成小于中间信号分量)送到组合器14和组合器20。

利用没有特殊精度要求而采用集成到信号通路的简单控制通路的电路系统，在输入信号的宽变化范围内，实现高度串音抵消。反馈导出控制系统以这样的方式对无源矩阵输出的音频信号进行处理，以致促使每对中间音频信号内的各中间音频信号的相对幅度的大小趋向相等。

图 15 所示的反馈导出控制系统反向控制 VCA 6 和 VCA 12 的增益以促使发送到整流器 24 和整流器 28 的输入趋向相等。促使这两项趋向相等的程度依赖于各整流器的特性、其后的比较器 30 的特性以及各 VCA 之间增益/控制关系。环路增益越大，越接近相等，但是促使趋向相等与这些单元的特性无关（当然，假定信号极性是这样的，以致可以降低电平差值）。实际上，比较器不可能具有无限增益，可以将其作为具有有限增益的减法器来实现。

如果该整流器是线性的，即如果其输出与输入幅度成正比，则该比较器或减法器的输出是信号电压差值或电流差值的函数。如果不是整流器响应其输入幅度的对数，即不是响应以 dB 形式表示的电平，而是在比较器输入端进行的减法运算等效于取输入电平的比值。这样做的益处在于，结果与绝对信号电平无关，而依赖于以 dB 形式表示的信号差值。鉴于以 dB 表示的源信号电平更接近反映人的知觉，所以这就意味着与环路增益相同的其它事件也与响度无关，因此促使趋向相等的程度也与绝对响度无关。当然，在某些响度很低情况下，对数整流器停止正常工作，因此存在这样一个输入阈值，在低于该阈值时，就停止促使趋向相等。然而，结果是，在 70 dB 或更高分贝范围内，可以保持此控制过程，而无需对高输入信号电平额外应用高环路增益，但是可能出现的问题是环路的稳定性。

同样，VCA 6 和 VCA 12 的增益与其控制电压成正比或成反比（即乘法器或除法器）。在增益小时的效果是，控制电压绝对值的较小变化就会导致以 dB 形式表示的增益的较大变化。例如，对具有最大单位增益的 VCA 进行研究，与这种反馈导出控制系统配置内的要求相同，控制电压 V_c 从比如 0 伏到 10 伏变化，可以将增益表示为 $A =$

0.1·Vc. 在 Vc 接近其最大值时, 比如由 9900 mV (毫伏) 到 10000 mV 的 100 mV 的变化会产生 $20 \cdot \log(10000/9900)$ 或约 0.09 dB 的增益变化。在 Vc 非常小时, 比如从 100 mV 到 200 mV 的 100 mV 的变化会产生 $20 \cdot \log(200/100)$ 或 6 dB 的增益变化。因此, 根据控制信号的大小, 有效环路增益以及响应速率的变化非常大。此外, 也存在环路的稳定性问题。

通过采用其增益 (dB) 与控制电压成正比, 或者说其电压增益或电流增益依赖于控制电压的指数或反对数的 VCA, 可以解决此问题。诸如 100 mV 这样小的控制电压变化会产生同样的增益变化 (dB), 只要控制电压位于其范围内。这种装置象模拟 IC 一样容易获得, 并且在数字实现过程中容易实现此特性, 或接近实现此特性。

因此, 优选实施例采用对数整流器以及指数控制可变增益放大过程, 在宽输入信号范围内以及两个输入信号的大比值范围内实现更接近一致的促使趋向相等。

由于人在听时, 并不经常利用频率获得方向知觉, 因此对进入整流器的信号应用某种频率权重, 从而突出对人方向感具有最大作用的这些频率, 并弱化导致不正确控制的这些频率。因此, 在实际实施例中, 在图 15 所示的整流器 24 和 28 之前设置利用经验获得的滤波器, 该滤波器提供对低频和特高频衰减之后的响应, 因此在音频范围内的中频, 整流器 24 和 28 提供逐渐上升的响应。请注意, 这些滤波器不改变输出信号的频率响应, 它们仅改变控制信号以及反馈导出控制系统内的 VCA 增益。

图 16 示出等效于图 14 与图 15 所示的組合的裝置的原理框图。它与图 14 与图 15 組合的差別在于, 輸出組合器根据 Lt 和 Rt 輸入信號產生無源矩陣輸出信號分量, 而不是從獲得抵消分量的無源矩陣接收它們。如果和係數與無源矩陣內之和係數基本上相同, 則該裝置提供的結果與圖 14 和圖 15 的組合產生的結果相同。圖 16 引入了結合圖 15 說明的反饋裝置。

更具体地说, 在图 16 中, 首先, 将 Lt 和 Rt 输入送到包括组合器

2 和组合器 4 的无源矩阵, 如图 13 所示的无源矩阵配置。将同时作为无源矩阵 “左” 输出的 L_t 输入送到 “左” VCA 32 和线性组合器 34 的 $+1$ 比例因数输入端。将左 VCA 32 的输出送到线性组合器 34 的 -1 比例因数输入端(因此形成减法器)。将同时作为无源矩阵 “右” 输出的 R_t 输入送到 “右” VCA 44 和线性组合器 46 的 $+1$ 比例因数输入端。将右 VCA 44 的输出送到组合器 46 的 -1 比例因数输入端(因此形成减法器)。组合器 34 和组合器 46 的输出分别是信号 $L_t \cdot (1-g_l)$ 和 $R_t \cdot (1-g_r)$, 并且要求保持这些信号的幅度, 或者促使它们趋向相等。为了实现此结果, 优先将这些信号送到在此描述的图 15 所示反馈电路。然后, 反馈电路对 VCA 32 和 VCA 44 的增益进行控制。

此外, 仍参考图 16, 将组合器 2 输出的无源矩阵的 “中” 输出送到 “中” VCA 36 和线性组合器 38 的 $+1$ 比例因数输入端。将中 VCA 36 的输出送到组合器 38 的 -1 比例因数输入端(因此形成减法器)。将组合器 4 输出的无源矩阵 “环绕” 输出送到 “环绕” VCA 40 和线性组合器 42 的 $+1$ 比例因数输入端。将环绕 VCA 40 的输出送到组合器 42 的 -1 比例因数输入端(因此形成减法器)。组合器 38 和组合器 42 的输出分别是信号 $1/2 \cdot (L_t + R_t) \cdot (1-g_c)$ 和 $1/2 \cdot (L_t - R_t) \cdot (1-g_s)$, 并且要求保持这些信号的幅度相等, 或者促使它们趋向相等。为了实现此结果, 优先将这些信号送到在此描述的图 15 所示反馈电路。然后, 反馈电路对 VCA 38 和 VCA 42 的增益进行控制。

利用组合器 48、50、52 和 54 产生输出信号 L_{out} 、 C_{out} 、 S_{out} 和 R_{out} 。各组合器分别接收两个 VCA 的输出(VCA 输出构成其幅度试图保持相等的中间信号分量)以提供抵消信号分量以及一个或两个输入信号, 从而提供无源矩阵信号分量。更具体地说, 将输入信号送到 $+1$ 比例因数 L_{out} 组合器 48、 $+1/2$ 比例因数 C_{out} 组合器 50 以及 $+1/2$ 比例因数 S_{out} 组合器 52。将输入信号 R_t 送到 $+1$ 比例因数 R_{out} 组合器 54、 $+1/2$ 比例因数 C_{out} 组合器 50 以及 $-1/2$ 比例因数 S_{out} 组合器 52。将左 VCA 32 的输出送到 $-1/2$ 比例因数组合器 50 和 $-1/2$ 比例因数 S_{out} 组合器 52。将右 VCA 44 的输出送到 $-1/2$ 比例因数 C_{out}

组合器 50 和 $+1/2$ 比例因数组合器 52。将中 VCA 36 的输出送到 -1 比例因数 Lout 组合器 48 和 -1 比例因数组合器 54。将环绕 VCA 40 的输出送到 -1 比例因数 Lout VCA 48 和 $+1$ 比例因数 Rout VCA 54。在各图中会注意到，例如在图 14 和图 16 中，首先会出现抵消信号与无源矩阵信号不相反情况（例如，将与所施加的无源矩阵信号极性相同的一些抵消信号送到组合器。）然而，在操作过程中，在抵消信号变得显著时，它将具有与无源矩阵信号相反的极性。

图 17 示出等效于图 14 与图 15 的组合以及图 16 的另一个装置的原理框图。在图 17 所示的配置中，待保持相同的信号是送到获得输出组合器和用于控制 VCA 的反馈电路的信号。这些信号包括无源矩阵输出信号分量。相反，在图 16 所示的配置中，从反馈电路送到输出组合器的信号是 VCA 输出信号，并且不包括无源矩阵分量。因此，在图 16（和在图 14 与图 15 的组合中）中，无源矩阵分量必须直接与反馈电路的输出组合在一起，而在图 17 中，反馈电路的输出中包括无源矩阵分量并且本身已足够。从图 17 所述的装置中，还会注意到，VCA 输出之外的中间信号输出（它们仅分别包括中间信号分量）被送到输出组合器。然而，图 16 和图 17 所示的配置（以及图 14 与图 15 的组合）等效，并且，如果和系数准确，则图 17 的输出与图 16（以及图 14 与图 15 的组合）的输出相同。

在图 17 中，通过对无源矩阵输出进行处理，可以获得等式 34、35、36 和 37 内的 4 个中间信号 $[1/2 \cdot (L_t + R_t) \cdot (1 - g_c)]$ 、 $[1/2 \cdot (L_t - R_t) \cdot (1 - g_s)]$ 、 $[1/2 \cdot L_t \cdot (1 - g_l)]$ 以及 $1/2 \cdot R_t \cdot (1 - g_r)$ ，并对它们进行加法运算或减法运算以获得要求输出。还将这些信号送到结合图 15 所述的两个反馈电路的整流器和比较器，反馈电路最好用于保持这对信号的幅度相等。与应用于图 17 所示配置的反馈电路相同，图 15 所示的反馈电路将从组合器 22 和 26 的输出中获得的输出送到输出组合器，而不是将 VCA 6 和 VCA 12 获得的输出送到输出组合器。

仍参考图 17，组合器 2、组合器 4、VCA 32、VCA 36、VCA 40、VCA 44、组合器 34、组合器 38、组合器 42 以及组合器 46 之间的连

接与图 16 所示装置的连接相同。此外,在图 16 和图 17 所示的配置中,优先将组合器 34、38、42 以及 46 的输出送到两个反馈电路(将组合器 34 和 46 的输出送到低于反馈电路以产生用于控制 VCA 32 和 VCA 44 的控制信号,而将组合器 38 和 42 的输出送到第二反馈电路以产生用于控制 VCA 36 和 VCA 40 的控制信号)。在图 17 中,将组合器 34 的输出 $L_t \cdot (1-g_l)$ 送到 +1 比例因数 Cout 组合器 58 和 +1 比例因数 Sout 组合器 60。将组合器 38 的输出信号 $1/2 \cdot (L_t + R_t) \cdot (1-g_c)$ 送到 +1 比例因数 Lout 组合器 56 和 +1 比例因数 Rout 组合器 62。将组合器 42 的输出信号 $1/2 \cdot (L_t - R_t) \cdot (1-g_s)$ 送到 +1 比例因数 Lout 组合器和 -1 比例因数 Rout 组合器 62。

从理论上说,除了实际电路缺陷之外,在反馈到具有已知相对幅度和相对极性的 L_t 和 R_t 输入的源信号由要求输出产生信号而忽视由其它输出产生的信号意义上,解码器的“保持幅度相等”配置“完备”。“已知相对幅度和相对极性”意味着 L_t 和 R_t 输入表示基本输出方向的源信号,或者位于相邻基本输出方向之间的源信号。

现在再对等式 34、35、36 和 37 进行研究,可以看出,引入 VCA 的每个可变增益电路的总增益是 $(1-g)$ 形式的差组合。每个 VCA 增益可以从小数值增加到单位增益,当又不超过单位增益。因此,可变增益电路的增益 $(1-g)$ 可以从接近单位增益下降到 0。可以将图 17 重画为图 18,在图 18 中,仅利用其增益在图 17 所示的 VCA 的增益的相反方向变化的 VCA 代替各 VCA 和相关减法器。因此,利用相应可变增益电路增益“h”(例如,利用增益为作用于无源矩阵输出的增益“h”的独立 VCA 实现)代替各可变增益电路的增益 $(1-g)$ (例如,利用其增益为从图 14/图 15、图 16 以及图 17 所示的无源矩阵输出中减去该输出的增益“g”实现)。如果增益“ $(1-g)$ ”的特性与增益“h”的特性相同,并且如果反馈电路用于保持必要信号对的幅度相等,则图 18 所示的配置与图 17 所示的配置等效,并产生同样输出。的确,上述披露的所有配置,即图 14/图 15、图 16、图 17 以及图 18 的配置均互相等效。

尽管图 18 所示的另一个配置上述所有配置等效, 并且作用也完全相同, 但是请注意, 在输出中不是显式出现, 而是隐式出现无源矩阵分量。在先前配置的静态或非控制情况下, VCA 增益 g 下降到小数值。在图 18 所示的配置中, 在所有 VCA 增益 h 均上升到其最大单位增益或者接近最大单位增益时, 会出现相应控制情况。

更具体地说, 参考图 18, 将与输入信号 L_t 相同的无源矩阵的“左”输出送到增益为 h_l 的“左”VCA 64 以产生中间信号 $L_t \cdot h_l$ 。将与输入信号 R_t 相同的无源矩阵的“右”输出送到增益为 h_r 的“右”VCA 70 以产生中间信号 $R_t \cdot h_r$ 。将组合器 2 输出的无源矩阵的“中”输出送到增益为 h_c 的“中”VCA 66 以产生中间信号 $1/2 \cdot (L_t + R_t) \cdot h_c$ 。将组合器 4 输出的无源矩阵的“环绕”输出送到增益为 h_s 的“环绕”VCA 68 以产生中间信号 $1/2 \cdot (L_t - R_t) \cdot h_s$ 。如上所述, VCA 增益 h 与 VCA 增益 g 的变化方向相反, 所以 h 增益特性与 $(1 - g)$ 增益特性相同。

对所述 Fosgate 专利申请的基本四输出、二输入、90 度输出方向轴解码器进行了说明, 现在将进一步详细说明根据本发明的解码器。

图 19 示出根据本发明由两个或更多个输入信号 $S_1(\alpha)$ 、 $S_2(\alpha)$ 、... $S_N(\alpha)$ 获得表示主方向 β_2 的输出信号的解码器的方框图, 其中对于一个或多个源音频信号, 输入信号以其相对幅度和相对极性形式携带方向信息。方向 β_2 的输出是多个解码器输出之一, 每个输出均具有主(或基本)方向。将输入信号送到矩阵 102, 矩阵 102 获得方向 β_1 和 β_3 一对反主方向信号, 两个主输出方向 β_1 和 β_3 与方向 β_2 相邻。矩阵 102 产生一对反主方向信号, 并将它送到伺服装置 112。伺服装置 112 对幅度受控反主方向信号对进行操作以促使它们趋向相等。通过利用加法和减法对“促使趋向相同”幅度控制反主方向信号对进行组合, 产生解码器输出 β_2 。如上所述, 在与要求主输出方向相邻的主方向小于 180 度时, 在相邻方向之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性方向组合信号。

伺服装置 112 可以以闭环方式运行, 也可以以反馈方式运行, 或

者以开环前馈方式运行。因此，在伺服装置 112 内，控制器 108 可以接收装置 112 的输出信号（如图所示）作为其输入，或者接收伺服装置 112 的输入信号（如图虚线所示）作为其输入。所配置的伺服装置 112 可以包括低于控制增益或衰减功能块或单元 104 和第二控制增益或衰减功能块或单元 106。为了简洁，将功能块或单元 104 和 106（以及附图所示的其它控制增益或衰减功能块或单元）示为电压控制放大器（VCA）。控制增益或衰减功能块或单元分别是电压控制放大器（VCA）或其数字等效物（硬件形式、固件形式或软件形式）。利用控制器 108 的一个输出来控制功能块或单元 104 的增益。利用控制器 108 的另一个输出控制来控制功能块或单元 106 的增益。控制增益或衰减功能块或单元 104 和 106 接收反主方向信号对。

显然，可以在模拟或数字范围内，以硬件或软件方式实现所述实施例的各单元和功能块（例如：矩阵、整流器、比较器、组合器、可变增益放大器或衰减器等）。

可以利用反馈系统实现伺服装置 112 的模拟实施例或数字实施例中的控制过程，该反馈系统将各伺服装置输出幅度的比值与 1 进行比较并用于产生误差信号以对伺服装置 112 内的这两个控制增益或衰减功能块或单元进行控制，从而使伺服装置产生接近相等幅度。

另一方面，在伺服装置 112 的模拟实施例和数字实施例中，可以利用测量伺服装置输入信号的开环前馈方法实现促使趋向相同。在这种情况下，小输入信号基本不变，但是大输入信号被衰减减小输入信号与大输入信号之比的倍数，以促使其幅度趋向与小输入信号幅度相等。

然后，在线性组合器 110 内，利用加法或减法将两个“促使趋向相同”反主方向信号组合。在与要求主输出方向相邻的主方向小于 180 度时，在相邻方向之间的两个圆弧中较小的一个圆弧内设置输出信号方向的极性方向组合信号。

对等式 14 至等式 19 以及图 3 至图 5 所做的说明涉及到图 19 所示的装置。

在图 19 至图 23 中，同样参考编号表示类似单元或功能块。

图 20 示出图 19 所示伺服装置的一种变换例。在以上对等式 20 和等式 21 的说明中已经提到此变换例。此说明以及所涉及的图 6 与图 20 所示的装置有关。利用分别与减法器 (118 和 122) 组合在一起以致每个组合功能块或减法器的增益与图 19 所示装置的增益相同的控制增益或衰减功能块或单元 116 和 120 替代图 19 所示的控制增益或衰减功能块或单元 104 和 106 (分别提供增益 h)。减法器 118 从一个反主方向信号内减去控制增益或衰减功能块或单元 116 的输出, 减法器 122 从另一个反主方向信号内减去功能块 112 的输出。将图 20 所示的装置与图 14/图 15 以及图 16 的装置进行比较。将图 19 所示的配置与图 17 和图 18 所示的配置进行比较。

图 21 示出在数字范围内, 以低采样率实现反馈控制的技术。尽管所示的装置具有没有以图 19 装置方式配置减法器的单元或功能块 104 和 106, 但是仍可以采用图 20 所示减法装置。

参考图 21, 将输入信号送到低于矩阵 102 和与矩阵 102 具有相同特性的第二矩阵 102'。与在图 19 所示的装置中相同, 将矩阵 102 产生的反主方向信号对送到控制增益或衰减功能块或单元 104 和 106, 线性组合器 110 利用加法和减法将其输出组合以提供输出 β_2 。矩阵 102' 的输出端是包括象在图 19 所示装置中那样互联的控制增益或衰减功能块 104' 和 106' 和控制器 108 的装置的一部分。然而, 以比矩阵 102 和功能块 104 和 106 的采样率低的采样率进行虚线 130 内的一些或全部操作。不仅将功能块 104' 和 106' 的控制信号送到这些功能块, 而且将它们送到内插器和/或平滑器 132, 内插器和/或平滑器 132 对低位速率控制信号进行内插和/或平滑, 然后利用它们控制控制增益或衰减功能块或单元 104 和 106。虚线 134 内的所有单元构成此实施例的伺服装置。为了提供某种程度的“先行控制”并为了对虚线 130 内的功能块或单元内的延迟进行抵消, 设置延迟之后, 将输入送到矩阵 102 (但是, 在到矩阵 102' 的通路内没有延迟)。

图 22 示出产生多个输出的一般装置。将以一个或多个音频信号的相对幅度和相对极性形式携带方向信息的两个或多个输入信号 $S1(\alpha)$ 、

$S2(\alpha)$ 、... $SN(\alpha)$ 送到矩阵 36, 矩阵 36 产生与每个主输出方向(1、2、...N)相邻的多个主输出信号的一对反主方向信号。将矩阵 36 产生的每对反主方向信号对送到伺服装置 114、114'、114''等。与图 19、图 20 和/或图 21 所示配置方式相同, 每个伺服装置对反主方向信号对进行运算以产生一对具有基本上相等幅度的信号。然后, 通过利用加法或减法以上述方式组合“促使趋向相同”反主方向信号对, 产生各解码器输出。为了简洁, 未示出控制增益或衰减功能块或单元的控制器的。

图 23 示出图 22 所示结构的变换例, 其中设置输出矩阵 152, 并且不是从减法器(在图 22 采用图 20 所示配置时)的输出中, 或者不是从控制增益或衰减功能块或单元(在图 22 采用图 19 所示装置时)的输出中, 而是从控制增益或衰减功能块或单元(在采用图 20 所示减法变换例的配置中)的输出中获取伺服装置的输出。不是象图 22 所示装置采用图 20 所示伺服装置配置那样显式提供单位增益通路并且不是象它采用图 19 所示伺服装置配置那样隐式提供单位增益通路, 而是通过将输入信号分别反馈到输出矩阵 152, 图 23 所示的变换例提供单位增益通路。

观察图 22 所示结构与图 23 所示结构之间差别的另一种方式是, 在图 22 所示装置中, 无源矩阵是隐式的, 而在图 23 所示装置中, 无源矩阵(即输出矩阵 152)是显式的。例如, 首先研究图 22。为了简洁, 假定这是一个所述 Fosgate 专利申请披露的二输入、四输出“90度”系统。还假定输出 1 是 Lout 输出。忽略任何附加通用比例因数, 要求的相邻反主方向信号是中前信号和中后信号, 即 $(L_t - R_t)/2$ 和 $(L_t + R_t)/2$ 。将它们分别乘以 $1 - g_s$ 和 $1 - g_c$ 以获得一对等幅信号, 然后将它们相加, 产生 $(1 - g_s) \cdot (L_t - R_t)/2 + (1 - g_c) \cdot (L_t + R_t)/2$ (在此, 删除未乘的 R_t 项, 但是在更负责系统中会存在更多项)。可以将 $g_s \cdot (...)$ 和 $g_c \cdot (...)$ 项看作用于扩大(实际上是删除)无源矩阵输入 L_t 的抵消项。

现在利用同样的假定内容研究图 23。促使趋向相同的反主方向信号相同。输出矩阵接收源 L_t 和源 R_t 加 VCA 输出 $g_s \cdot (L_t - R_t)/2$ 和 $g_c \cdot (L_t - R_t)/2$, 然后进行加法或减法运算以产生与图 22 所示相同的 Lout

信号。输出矩阵对无源矩阵必需的系数（在此例中， Lt 刚好为单位增益， Rt 刚好为 0），并将结果与抵消项组合，这样抵消项就可以应用于输出矩阵中，而非应用于伺服装置，但是结果相同。

在图 22 和图 23 所示实施例中采用同样输入矩阵 102 产生反主方向信号对。在图 23 中，将反主方向信号送到伺服装置 142、142'、142'' 等。在图 14/图 15 以及图 16 所示的方式中，这样对控制增益或衰减功能块或单元进行控制，以致减法器的输出是促使趋向相同的，而从控制增益或衰减功能块或单元的输出生中提取伺服装置输出。为了简洁，未示出用于控制控制增益或衰减功能块或单元的控制器。矩阵 152 从输入信号中获得无源矩阵分量，并以图 14/图 15 以及图 16 所示方式将它们与伺服装置输出的抵消分量正确组合。

恒功率自适应比例因数

在上述例子中，要求主方向输出为 90 度，相邻主方向为 30 度和 150 度（即： $\beta_2 = 90$ 度， $\beta_3 = 30$ 度， $\beta_4 = 150$ 度）。图 2 至图 6 与此例有关。为了便于理解本发明的另一个方面，研究扩大的此例子，其中第二要求主方向输出 β_3 的相邻方向为 β_2 和 β_4 ，其中 β_4 为 210 度。因此，对于 $\beta_4 = 210$ ：

$$\text{anti2}(\alpha) = Rt(\beta_2) \cdot Lt(\alpha) - Lt(\beta_2) \cdot Rt(\alpha) \quad (\text{等式 42})$$

$$\text{anti4}(\alpha) = Rt(\beta_4) \cdot Lt(\alpha) - Lt(\beta_4) \cdot Rt(\alpha) \quad (\text{等式 43})$$

用于促使增益调整反主方向信号趋向相等幅度的所需增益表示为：

$$h\beta_2(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti}\beta_2(\alpha)}{\text{anti}\beta_4(\alpha)} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti}\beta_4(\alpha)}{\text{anti}\beta_2(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad (\text{等式 44})$$

$$h\beta_4(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti}\beta_4(\alpha)}{\text{anti}\beta_2(\alpha)} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti}\beta_2(\alpha)}{\text{anti}\beta_4(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad (\text{等式 45})$$

可以将相应控制增益或衰减功能块或单元（即：伺服装置）的输出输出 $\text{mag}\beta_2(\alpha)$ 和 $\text{mag}\beta_4(\alpha)$ 表示为：

$$\text{mag}\beta_2(\alpha) = h\beta_2(\alpha) \cdot \text{anti2}(\alpha) \quad (\text{等式 46})$$

$$\text{mag}\beta_4(\alpha) = h\beta_4(\alpha) \cdot \text{anti4}(\alpha) \quad (\text{等式 47})$$

因此, 可以将主方向 β_3 的输出表示为:

$$\text{output}\beta_3 = \text{mag}\beta_4(\alpha) - \text{mag}\beta_2(\alpha) \quad (\text{等式 48})$$

图 24 示出 $\text{output}\beta_2$ (参考图 5) 和 $\text{output}\beta_3$ 与方向角 α 的关系曲线图。对图 24 进行观察说明, 其定向编码为 90 度或 150 度的单路源信号将从适当输出产生单位功率。然而, $\text{output}\beta_2$ 和 $\text{output}\beta_4$ 约在 0.5dB 交叉并下降 6dB。因此, 其方向角 α 为 120 度 (即摇移两个主方向之间的一半)、其 L_t 和 R_t 功率也增加到单位功率 (利用上述归一化定义) 的单路源信号将使两个输出产生约 6 dB 的下降。固定响度通常要求两个输出电平仅为 3 dB 的下降, 因为两个等功率相加产生 3 dB 的升高。换句话说, 由于摇移了固定电平信源, 所以在信源位于两个主方向之间时, 数字电平会下降。

可以降低此电平变化效应, 或者事实上是通过调节可控功能块或单元的增益而保持其随方向相对变化, 即通过对一对功能块或单元附加可变比例因数, 引入其它变化。在此特定实施例, 要求从主方向的 0 dB 到两个主方向中间的 +3 dB 变化的比例因数。一种方法是产生如下作为编码角 α 的函数的附加乘数:

$$\text{mult}\beta_2(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{h\beta_1(\alpha)^2 + h\beta_3(\alpha)^2}} \quad (\text{等式 49})$$

由于将 $h\beta_1$ 和 $h\beta_3$ 限定在 0 与 1 之间, 并且由于它们中的一个或另一个始终为 1, 所以此函数在 2 的平方根与 1 之间变化, 即在两个主方向中间的 +3 dB 与主方向的 0 dB 之间变化。因此, 中间点的电平增加要求的 3 dB。对于 $\text{output}\beta_2$, 修改后的等幅度项为:

$$\text{mag}\beta_1(\alpha) = \text{mag}\beta_2(\alpha) \cdot h\beta_1(\alpha) \cdot \text{anti1}(\alpha) \quad (\text{等式 50})$$

$$\text{mag}\beta_3(\alpha) = \text{mag}\beta_2(\alpha) \cdot h\beta_3(\alpha) \cdot \text{anti3}(\alpha) \quad (\text{等式 51})$$

新 $\text{output}\beta_2$ 为:

$$\text{output}\beta_2 = \text{mag}\beta_3(\alpha) - \text{mag}\beta_1(\alpha) \quad (\text{等式 52})$$

同样 $\text{output}\beta_3$ 为:

$$\text{mult}\beta_3(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{h\beta_2(\alpha)^2 + h\beta_4(\alpha)^2}} \quad (\text{等式 53})$$

$$\text{mag}\beta_2(\alpha) = \text{mag}\beta_3(\alpha) \cdot h\beta_2(\alpha) \cdot \text{anti2}(\alpha) \quad (\text{等式 54})$$

$$\text{mag}\beta 4(\alpha) = \text{mag}\beta 3(\alpha) \cdot h\beta 4(\alpha) \cdot \text{anti}4(\alpha) \quad (\text{等式 } 55)$$

新 $\text{output}\beta 3$ 为:

$$\text{output}\beta 3 = \text{mag}\beta 4(\alpha) - \text{mag}\beta 2(\alpha) \quad (\text{等式 } 56)$$

图 25 示出调整后的 $\text{output}\beta 2$ 和调整后的 $\text{output}\beta 4$ 与方向角 α 的关系曲线图。对图 24 进行观察说明, 该乘数使这对特定输出约在 -3 dB 交叉, 产生明显固定响度。对于其它主方向, 要求采用不同乘法函数。通过进一步控制可变增益或衰减功能块或单元, 可以象上述那样将乘数应用于等幅度项 (即将同一个乘数送到两个功能块或单元)。另一方面, 通过进一步利用控制增益或衰减功能块或单元, 可以将该乘数应用于输出信号中 (即: 在将同等增益调整后的反主方向信号组合之后)。如果对两个反主方向信号或幅度受控反主方向信号所起的作用基本上相同, 以致影响一个或多个选择输出信号, 则还可以将可变比例因数应用于其它单元或功能块。通常, 不能将可变比例因数正确应用于输入信号内, 因为所有输出信号均被影响。

非均匀增量间隔的 6 个主方向输出

利用固定比例因数控制最大信号输出的位置

在上述例子中, 要求主方向以均匀增量间隔。为了更好地理解本发明, 并且为了便于理解本发明的另一个方面 (即: 在主输出方向之间的间隔不均匀时, 在要求输出角定位最大信号输出), 研究另一个以非均匀角间隔获得 6 个主输出方向的例子。假定有两个由等式 1 和等式 2 定义的输入信号 L_t 和 R_t , 并且假定在角 $\beta 1$ 、 $\beta 2$ 、... $\beta 6$ 有两个输出或主方向。如下所述, 这 6 个输出对应于左后 ($\beta 1$)、左前 ($\beta 2$) (90°)、前中 ($\beta 3$) (180°)、右前 ($\beta 4$) (270°)、右后 ($\beta 5$) 以及背后 ($\beta 6$) (360°)。

在此例中, 如下所述, 利用常数 $K1$ 和 $K2$ 来调整计算过程以 (仅) 产生 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 的两个输出。这样做的效果是确保 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 的最大输出准确出现在主方向, 即使几度也不偏离。为了说明调整 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 输出产生的影响, 所以不调整主方向 $\beta 4$ 和 $\beta 5$ 。

现在研究 3 个相邻主输出方向 β_1 、 β_2 以及 β_3 。定义左后为 L_t 与 R_t 之间的 5 dB 幅度差。因此,

$$\beta_{lb} := 90 + \frac{2}{\text{deg}} \cdot \alpha \tan \left(-10^{\frac{-5}{20}} \right) \quad (\text{等式 57})$$

$$\beta_{lb} = 31.298^\circ$$

因此, 对于左前输出, 相邻主方向为 $\beta=\beta_{lb}$ 和 $\beta=180^\circ$ 。即

$$\beta_1 = \beta_{lb}$$

$$\beta_2 = 90^\circ, \text{ 以及}$$

$$\beta_3=180^\circ$$

存在第一反主方向信号, 即利用适当系数, L_t 与 R_t 的组合 antil , 在 $\alpha = \beta_1$ 时, 它过 0:

$$\text{antil}(\alpha)=R_t(\beta_1) \cdot L_t(\alpha)-L_t(\beta_1) \cdot R_t(\alpha) \quad (\text{等式 58})$$

同样, 存在第二反主方向信号, 即利用适当系数, L_t 与 R_t 的组合 anti3a , 在 $\alpha = \beta_3$ 时, 它过 0:

$$\text{anti3a}(\alpha)=R_t(\beta_3) \cdot L_t(\alpha)-L_t(\beta_3) \cdot R_t(\alpha) \quad (\text{等式 59})$$

接着, 利用因数 k_1 换算反主方向信号 anti3a 以产生反主方向信号 anti3 :

$$\text{anti3a}(\alpha)=k_1 \cdot \text{anti3a}(\alpha) \quad (\text{等式 60})$$

选择因数 k_1 , 以在 α 与主输出角 β_2 相同时, 使 anti 和 anti3 的幅度基本上相同 (比值为 1):

$$k_1 := \left| \frac{\text{antil}(\beta_2)}{\text{anti3a}(\beta_2)} \right| \quad (\text{等式 61})$$

$$k_1=0.693$$

图 26 示出 $\text{antil}(\alpha)$ 和 $\text{anti3a}(\alpha)$ 与 α 的关系曲线图。请注意, 在 30° 时, $\text{antil}(\alpha)$ 等于 0, 在 180° 时, $\text{anti3a}(\alpha)$ 等于 0。换算 $\text{anti3a}(\alpha)$ 的效果显而易见 (其幅值幅度为 0.693, 而不是 1)。在两个反主方向信号过 0 时, 它们均改变极性。

然后, 利用上述说明的闭环伺服装置或其它方法, 对反主方向信号 $\text{antil}(\alpha)$ 和 $\text{anti3a}(\alpha)$ 进行控制以它们具有等幅度。例如, 小反主方向信号基本上不变 (增益为 1), 使大反主方向信号的幅度等于小反

主方向信号的幅度。要求进行衰减就是小输入幅度与大输入幅度的比值。可以将作为方向角 α 的函数的、 $\text{anti1}(\alpha)$ 的要求增益 $h13$ 和 $\text{anti3a}(\alpha)$ 的要求增益 $h31$ （例如： $h13$ 是应用于 anti1 以使其幅度等于 anti3 的幅度）表示为：

$$h13(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti1}(\alpha)}{\text{anti3}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti3}(\alpha)}{\text{anti1}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad (\text{等式 62})$$

其中 δ 非常小，例如 10^{-10} ，以避免除以0或对0取对数。

因此，控制增益或衰减功能块或单元的输出 mag13 和 mag31 为：

$$\text{mag13}(\alpha) = h13(\alpha) \cdot \text{anti1}(\alpha) \quad (\text{等式 63})$$

$$\text{mag31}(\alpha) = h31(\alpha) \cdot \text{anti3}(\alpha) \quad (\text{等式 64})$$

图 27 示出 $\text{mag13}(\alpha)$ 和 $\text{mag31}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。除了在 $\alpha = \beta1$ 至 $\alpha = \beta3$ 范围内，它们幅度相同，极性相反之外，输出 $\text{mag13}(\alpha)$ 与输出 $\text{mag31}(\alpha)$ 的幅度和极性均相同。除了有限范围之外，对它们进行减法运算均获得0。图 28 所示的 $\text{mag31}(\alpha) - \text{mag13}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图的差值是对应于方向 $\beta2$ 的输出，方向 $\beta2$ 是 $\beta1$ 与 $\beta3$ 之间的主方向。对于绕着从背面的 $\alpha = 0^\circ$ 通过前面和后面的 $\alpha = 180^\circ$ 到背面的 $\alpha = 360^\circ$ 的整个圆顺时针进行摇移，此输出从 $\alpha = \beta1$ 的0上升到 $\beta2$ 的最大值并再降低到 $\beta3$ 的0。因此，没有因数 $k1$ ，不会正好在 $\beta2$ 产生最大值。

还可以以类似方式，获得5个其它主输出方向。在此过程中，会注意到，每个反主方向信号均用于两个主输出方向的，例如 anti2 用于 $\beta1$ 和 $\beta3$ 的输出。

获得主方向输出 $\beta3 = 180^\circ$

$$\beta2 := 90$$

$$\beta3 := 180$$

$$\beta4 := 270$$

$$\text{anti2}(\alpha) := \text{Rt}(\beta2) \cdot \text{Li}(\alpha) - \text{Li}(\beta2) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 65}$$

$$\text{anti4}(\alpha) := \text{Rt}(\beta4) \cdot \text{Li}(\alpha) - \text{Li}(\beta4) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 66}$$

$$h24(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti2}(\alpha)}{\text{anti4}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti4}(\alpha)}{\text{anti2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 67}$$

$$h42(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti4}(\alpha)}{\text{anti2}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti2}(\alpha)}{\text{anti4}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 68}$$

$$\text{mag24}(\alpha) := h24(\alpha) \cdot \text{anti2}(\alpha) \quad \text{Eqn. 69}$$

$$\text{mag42}(\alpha) := h42(\alpha) \cdot \text{anti4}(\alpha) \quad \text{Eqn. 70}$$

获得主方向输出 $\beta_4 = 270^\circ$

$$\beta_3 := 180$$

$$\beta_4 := 270$$

$$\beta_5 := 360 - \beta_{1b}$$

$$\text{anti3}(\alpha) := \text{Rt}(\beta_3) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_3) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 71}$$

$$\text{anti5}(\alpha) := \text{Rt}(\beta_5) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_5) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 72}$$

$$h35(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti3}(\alpha)}{\text{anti5}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti5}(\alpha)}{\text{anti3}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 73}$$

$$h53(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti5}(\alpha)}{\text{anti3}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti3}(\alpha)}{\text{anti5}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 74}$$

$$\text{mag35}(\alpha) := h35(\alpha) \cdot \text{anti3}(\alpha) \quad \text{Eqn. 75}$$

$$\text{mag53}(\alpha) := h53(\alpha) \cdot \text{anti5}(\alpha) \quad \text{Eqn. 76}$$

获得主方向输出 $\beta_5 = 360^\circ - \beta_{1b}^\circ$

$$\beta_4 := 270$$

$$\beta_5 := 360 - \beta_{1b}$$

$$\beta_6 := 360$$

$$\text{anti4}(\alpha) := \text{Rt}(\beta_4) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_4) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 77}$$

$$\text{anti6}(\alpha) := \text{Rt}(\beta_6) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_6) \cdot \text{Rt}(\alpha) \quad \text{Eqn. 78}$$

$$h46(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti4}(\alpha)}{\text{anti6}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti6}(\alpha)}{\text{anti4}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 79}$$

$$h64(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti6}(\alpha)}{\text{anti4}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti4}(\alpha)}{\text{anti6}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 80}$$

$$\text{mag46}(\alpha) := h46(\alpha) \cdot \text{anti4}(\alpha) \quad \text{Eqn. 81}$$

$$\text{mag64}(\alpha) := h64(\alpha) \cdot \text{anti6}(\alpha) \quad \text{Eqn. 82}$$

获得主方向输出 $\beta_6 = 360^\circ$

$$\beta_5 := 360 - \beta_{lb}$$

$$\beta_6 := 360$$

$$\beta_1 := \beta_{lb}$$

$$\text{anti5}(\alpha) := \text{Rl}(\beta_5) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_5) \cdot \text{Rl}(\alpha) \quad \text{Eqn. 83}$$

$$\text{anti1}(\alpha) := \text{Rl}(\beta_1) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_1) \cdot \text{Rl}(\alpha) \quad \text{Eqn. 84}$$

$$\text{h51}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti5}(\alpha)}{\text{anti1}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti1}(\alpha)}{\text{anti5}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 85}$$

$$\text{h15}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti1}(\alpha)}{\text{anti5}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti5}(\alpha)}{\text{anti1}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 86}$$

$$\text{mag51}(\alpha) := \text{h51}(\alpha) \cdot \text{anti5}(\alpha) \quad \text{Eqn. 87}$$

$$\text{mag15}(\alpha) := \text{h15}(\alpha) \cdot \text{anti1}(\alpha) \quad \text{Eqn. 88}$$

获得主方向输出 $\beta_1 = \beta_{lb}$

$$\beta_6 := 360$$

$$\beta_1 := \beta_{lb}$$

$$\beta_2 := 90$$

$$\text{anti6}(\alpha) := \text{Rl}(\beta_6) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_6) \cdot \text{Rl}(\alpha) \quad \text{Eqn. 89}$$

$$\text{anti2a}(\alpha) := (\text{Rl}(\beta_2) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(\beta_2) \cdot \text{Rl}(\alpha)) \quad \text{Eqn. 90}$$

利用因数 k_2 换算 anti2a 获得 anti2 , 其中在为 β_1 时, anti2 和 anti6 的幅度相同。

$$k_2 := \left| \frac{\text{anti6}(\beta_1)}{\text{anti2a}(\beta_1)} \right| \quad \text{Eqn. 91}$$

$$k_2 = 0.55$$

$$\text{anti2}(\alpha) := k_2 \cdot \text{anti2a}(\alpha) \quad \text{Eqn. 92}$$

$$h62(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti6}(\alpha)}{\text{anti2}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti2}(\alpha)}{\text{anti6}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 93}$$

$$h26(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{anti2}(\alpha)}{\text{anti6}(\alpha) + \delta} \right| \geq 1, \left| \frac{\text{anti6}(\alpha)}{\text{anti2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 94}$$

$$\text{mag62}(\alpha) := h62(\alpha) \cdot \text{anti6}(\alpha) \quad \text{Eqn. 95}$$

$$\text{mag26}(\alpha) := h26(\alpha) \cdot \text{anti2}(\alpha) \quad \text{Eqn. 96}$$

可以以 dB 形式表示这 6 个结果输出。根据在相邻主方向任意选择的各项的极性，在某些情况下，等幅度项同极性，而在其它情况下，则极性相反。如下所述，将 dB 值归一化为最大值，因此在同样电平出现各主方向：

左前

$$\text{out2}_\alpha := \text{mag31}(\alpha) - \text{mag13}(\alpha) \quad \text{Eqn. 97}$$

$$\text{outdb2}_\alpha := 20 \log \left(\left| \frac{\text{out2}_\alpha}{\max(\text{out2})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 98}$$

中前

$$\text{out3}_\alpha := \text{mag42}(\alpha) - \text{mag24}(\alpha) \quad \text{Eqn. 99}$$

$$\text{outdb3}_\alpha := 20 \log \left(\left| \frac{\text{out3}_\alpha}{\max(\text{out3})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 100}$$

右前

$$\text{out4}_\alpha := \text{mag53}(\alpha) - \text{mag35}(\alpha) \quad \text{Eqn. 101}$$

$$\text{outdb4}_\alpha := 20 \log \left(\left| \frac{\text{out4}_\alpha}{\max(\text{out4})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 102}$$

右后

$$\text{out5}_\alpha := \text{mag64}(\alpha) - \text{mag46}(\alpha) \quad \text{Eqn. 103}$$

$$\text{outdb5}_\alpha := 20 \log \left(\left| \frac{\text{out5}_\alpha}{\max(\text{out5})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 104}$$

中后

$$\text{out6}_\alpha := \text{mag51}(\alpha) + \text{mag15}(\alpha) \quad \text{Eqn. 105}$$

$$\text{outdb6}_\alpha := 20 \log \left(\left| \frac{\text{out6}_\alpha}{\max(\text{out6})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 106}$$

左后

$$\text{outl}_\alpha := \text{mag62}(\alpha) + \text{mag26}(\alpha) \quad \text{Eqn. 107}$$

$$\text{outdb1}_\alpha := 20 \cdot \log \left(\left| \frac{\text{outl}_\alpha}{\max(\text{outl})} \right| + \delta \right) \quad \text{Eqn. 108}$$

图 29 示出 dB 形式的输出与编码源信号角度 α 的关系曲线图。请注意, 调整输出在 $\beta_1 (31.298^\circ)$ 和 $\beta_2 (90^\circ)$ 具有最大值, 而相应未调整输出 β_4 和 β_5 没有最大输出, 而此时相邻输出等于 0 (例如: 未调整 outdb4 是在 245° 时, 而不是在 outdb5 等于 0 的 270° 时为峰值)。

对要求无源矩阵的反主方向信号进行比例换算

利用一个反主方向信号相对于另一个反主方向信号的固定比例因数, 不仅可以确保在输出方向之间的各角度不均匀时, 在要求输出角出现输出峰值, 而且可以在无源矩阵解码器处于静态或无源矩阵情况下 (即: 在没有清除控制时, 在伺服装置 “休息” 以致该解码器实质上用作无源矩阵时), 改变矩阵特性。然而, 应该注意, 对方向峰值应用相对固定比例因数会影响无源矩阵特性, 反之亦然。因此, 实现此换算过程包括工程设计交替使用过程。在大多数情况下, 可以相信, 在听觉方面, 无源矩阵特性比实现特别精确方向峰值更重要。认为精确方向峰值不重要是因为, 实际上, 音频再生系统、扬声器通常不位于通过其进行反馈的解码器输出的相同方向角。

通过相对于至少一个反主方向信号改变输入反主方向矩阵 (图 19、20、22 以及 23 所示的矩阵 102 以及图 21 所示的矩阵 102 和 102'), 或者通过在其应用于可变增益或衰减功能块或单元之前, 改变至少一个反主方向信号的信号幅度, 可以获得一个反主方向信号相对于另一个反主方向信号的固定比例因数。

然后说明用于提供要求无源矩阵特性的比例因数, 在控制增益或衰减功能块或单元的增益 h 的值接近单位增益 (等效情况是, 与单位增益相比, 两个增益 g 均较小) 时, 与非受控情况相同, 输出包括换

算反主方向信号之和（或之差）。因此，通过改变比例因数，特别是通过改变相对比例因数，可以改变无源矩阵，即可以改变在控制其幅度并促使它们趋向相等之前，利用对反主方向信号应用的比例因数选择伺服装置“休息”的无源矩阵。

以下是具有主输出左后、左前、中、右、右前以及右后的五输出解码器的左后输出的此比例因数的例子。

现在研究五输出矩阵的左后输出。感兴趣的 3 个输出方向是 β_{lb} 和相邻输出。为了前后一致，将它们称作 β_1 、 β_2 和 β_3 ，其中 β_1 对应于右后， β_2 对应于左后， β_3 对应于左前。假定 β_{lb} 为 31 度。则

$$\beta_1 = 360 - \beta_{lb}$$

$$\beta_2 = \beta_{lb}, \text{ 以及}$$

$$\beta_3 = 90$$

对于相邻主方向 β_1 和 β_3 ，利用比例因数 k_1 和 k_3 ：

$$\text{antidominant } \beta_1(\alpha) = k_1 \left(\sin\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right) \cdot Lt(\alpha) - \cos\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right) \cdot Rt(\alpha) \right) \quad \text{Eqn. 109}$$

$$\text{antidominant } \beta_3(\alpha) = k_3 \left(\sin\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right) \cdot Lt(\alpha) - \cos\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right) \cdot Rt(\alpha) \right) \quad \text{Eqn. 110}$$

在等幅度增益等于或接近 1 时，左后输出的无源矩阵仅为这两个输出之和：

$$LB_{pass}(\alpha) = \text{antidominant } \beta_1(\alpha) + \text{antidominant } \beta_3(\alpha) \quad (\text{等式 111})$$

替换反主方向信号后，此等式被表示为：

$$LB_{pass}(\alpha) = A \cdot Lt(\alpha) + B \cdot Rt(\alpha) \quad (\text{等式 112})$$

其中

$$A = k_1 \cdot \sin\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right) + k_2 \cdot \sin\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right) \quad \text{Eqn. 113}$$

and

$$B = -k_1 \cdot \cos\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right) - k_2 \cdot \cos\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right) \quad \text{Eqn. 114}$$

如果无源矩阵给出对应于比值 c (12 dB 时为 0.25, 5 dB 时为 0.56) 的差值:

$$\frac{B}{A} = -c \quad (\text{等式 115})$$

k 的绝对值是任意大小, 然而, 其比值却很重要。称比值 $k_2/k_1=k$, 对于 $c = 0.56$:

$$k = \frac{-\left(\cos\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right) - c \cdot \sin\left(\frac{\beta_1 - 90}{2}\right)\right)}{\cos\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right) - c \cdot \sin\left(\frac{\beta_3 - 90}{2}\right)} \quad \text{Eqn. 116}$$

$$k = 0.977$$

同样, 对于 $c=0.25$, $k = 0.707$.

因此, 如果不干扰控制过程, 可以对要求无源矩阵选择比例因数。

3 个输入通道

为了更好地理解本发明并且为了更好地理解本发明的另一个方面 (即: 具有两个以上输入通道的解码器), 研究另一个由 3 个输入信号以均匀角间隔获得 6 个主输出方向: 后 (B)、左后 (LB)、左 (L)、中 (C)、右 (R)、右后 (RB) 的例子。

对于角度 α 的单路源信号, 可以将定向编码为以下 3 个输入信号 L_t 、 R_t 和 B_t :

$$L_t(\alpha) = \text{if}\left(0 < \alpha < 240, \sin\left(\frac{3}{4} \cdot \alpha\right), 0\right) \quad \text{Eqn. 117}$$

$$R_t(\alpha) = \text{if}\left[120 < \alpha < 360, \sin\left[\frac{3}{4} \cdot (\alpha - 120)\right], 0\right] \quad \text{Eqn. 118}$$

$$B_t(\alpha) = \text{if}\left[240 < \alpha < 360, \sin\left[\frac{3}{4} \cdot (\alpha - 240)\right], \text{if}\left(0 \leq \alpha < 120, \cos\left(\frac{3}{4} \cdot \alpha\right), 0\right)\right] \quad \text{Eqn. 119}$$

根据输入 “总” 信号的上述定义, 从 3 个信号与编码源信号角度 α 的关系曲线图中可以看出没有出现反极性, 如图 30 所示。

以 0 度时的后 (B) 开始, 以 60 度增量定义输出主方向。现在研

究 LB. 相邻主方向是分别位于 0 度和 120 度的 B 和 L. 因此, 要求将在单路源信号的编码方向与输出 B 和输出 L 的角度相同时等于 0 的输入总信号组合。从图 30 中可以看到, 在 0 至 120 度范围内, R_t 等于 0, 因此预期所获得的 LB 仅包括 L_t 和 B_t . 对于两个输入通道情况, 可以预期包括 $x \cdot L_t - y \cdot B_t$ 的适当组合, 其中 x 和 y 是在要求为 0 的方向分别对 B_t 和 L_t 采用的系数。因此,

$$\text{antiLB1}(\alpha) = B_t(0) \cdot L_t(\alpha) - L_t(0) \cdot B_t(\alpha) \quad (\text{等式 120})$$

$$\text{antiLB2}(\alpha) = B_t(120) \cdot L_t(\alpha) - L_t(120) \cdot B_t(\alpha) \quad (\text{等式 121})$$

图 31 示出 $\text{antiLB1}(\alpha)$ 和 $\text{antiLB2}(\alpha)$ 的绝对值与编码源信号角度 α 的关系曲线图。要求利用控制增益或衰减功能块或单元对这两个反主方向信号进行处理以产生两个等幅度信号, 如上所述。这可以通过产生使幅度趋向相等的增益实现:

$$\text{glb1}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiLB1}(\alpha)}{\text{antiLB2}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiLB2}(\alpha)}{\text{antiLB1}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 122}$$

$$\text{glb2}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiLB2}(\alpha)}{\text{antiLB1}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiLB1}(\alpha)}{\text{antiLB2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 123}$$

因此, 具有同等幅度的两项是:

$$\text{LB1}(\alpha) := \frac{\text{glb1}(\alpha) \cdot \text{antiLB1}(\alpha)}{\sqrt{2}} \quad \text{Eqn. 124}$$

$$\text{LB2}(\alpha) := \frac{\text{glb2}(\alpha) \cdot \text{antiLB2}(\alpha)}{\sqrt{2}} \quad \text{Eqn. 125}$$

图 32 示出 $\text{LB1}(\alpha)$ 和 $\text{LB2}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。除数 2 的平方根仅用于实现最终最大单位幅度。LB 输出

$$\text{LBout}(\alpha) = \text{LB1}(\alpha) - \text{LB2}(\alpha) \quad (\text{等式 126})$$

是图 33 所示的与编码源信号角度 α 的关系曲线图。

现在研究 L (120 度) 输出。与 L 相邻的输出为 LB (60°) 和 C (180°)。L 包含在所有 3 个输入信号内。然而, 一个相邻方向输出

LB 仅包含在 Lt 和 Bt 内，而另一个相邻输出方向 C 仅包含在 Lt 和 Rt 内。因此，为了删除某些内容，要求使用所有 3 个输入信号 Lt、Rt 以及 Bt 的组合。例如（还可能存在满足要求的其它系数）：

$$\text{antiL1}(\alpha) := \frac{\text{Lt}(\alpha) - \text{Bt}(\alpha) + \text{Rt}(\alpha)}{2}, \text{ and} \quad \text{Eqn. 127}$$

$$\text{antiL2}(\alpha) := \frac{\text{Lt}(\alpha) - \text{Rt}(\alpha) + \text{Bt}(\alpha)}{2} \quad \text{Eqn. 128}$$

图 34 示出为了获得 L 输出要求的两个反主方向信号 antiL1(α)和 antiL2(α)与编码源信号角度α的关系曲线图。

实现等幅度要求增益为：

$$\text{gl1}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiL1}(\alpha)}{\text{antiL2}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiL2}(\alpha)}{\text{antiL1}(\alpha)} \right|, 1 \right), \text{ and} \quad \text{Eqn. 129}$$

$$\text{gl2}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiL2}(\alpha)}{\text{antiL1}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiL1}(\alpha)}{\text{antiL2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 130}$$

同等幅度项为：

$$\text{L1}(\alpha) = \text{gl1}(\alpha) \cdot \text{antiL1}(\alpha) \quad (\text{等式 131})$$

$$\text{L2}(\alpha) = \text{gl2}(\alpha) \cdot \text{antiL2}(\alpha) \quad (\text{等式 132})$$

给出左输出的组合为：

$$\text{Lout}(\alpha) = \text{L1}(\alpha) + \text{L2}(\alpha) \quad (\text{等式 133})$$

图 35 示出 L1(α)和 L2(α)与编码源信号角度α的关系曲线图。图 36 示出 Lout(α)与编码源信号角度α的关系曲线图。

同样，对于 B 输出：

$$\text{antiB1}(\alpha) := \frac{\text{Bt}(\alpha) - \text{Rt}(\alpha) + \text{Lt}(\alpha)}{2} \quad \text{Eqn. 134}$$

$$\text{antiB2}(\alpha) := \frac{\text{Bt}(\alpha) + \text{Rt}(\alpha) - \text{Lt}(\alpha)}{2} \quad \text{Eqn. 135}$$

$$\text{gb1}(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiB1}(\alpha)}{\text{antiB2}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiB2}(\alpha)}{\text{antiB1}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 136}$$

$$gb2(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiB2}(\alpha)}{\text{antiB1}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiB1}(\alpha)}{\text{antiB2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 137}$$

$$B1(\alpha) := gb1(\alpha) \cdot \text{antiB1}(\alpha) \quad \text{Eqn. 138}$$

$$B2(\alpha) := gb2(\alpha) \cdot \text{antiB2}(\alpha) \quad \text{Eqn. 139}$$

$$\text{Bout}(\alpha) := B1(\alpha) + B2(\alpha) \quad \text{Eqn. 140}$$

图 37 示出 $B1(\alpha)$ 和 $B2(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。图 38 示出 $\text{Bout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。

同样，对于 C 输出：

$$\text{antiC1}(\alpha) := \frac{\text{Rt}(120) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(120) \cdot \text{Rt}(\alpha)}{\sqrt{2}} \quad \text{Eqn. 141}$$

$$\text{antiC2}(\alpha) := \frac{\text{Rt}(240) \cdot \text{Lt}(\alpha) - \text{Lt}(240) \cdot \text{Rt}(\alpha)}{\sqrt{2}} \quad \text{Eqn. 142}$$

$$gc1(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiC1}(\alpha)}{\text{antiC2}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiC2}(\alpha)}{\text{antiC1}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 143}$$

$$gc2(\alpha) := \text{if} \left(\left| \frac{\text{antiC2}(\alpha)}{\text{antiC1}(\alpha) + \delta} \right| > 1, \left| \frac{\text{antiC1}(\alpha)}{\text{antiC2}(\alpha)} \right|, 1 \right) \quad \text{Eqn. 144}$$

$$C1(\alpha) := gc1(\alpha) \cdot \text{antiC1}(\alpha) \quad \text{Eqn. 145}$$

$$C2(\alpha) := gc2(\alpha) \cdot \text{antiC2}(\alpha) \quad \text{Eqn. 146}$$

$$\text{Cout}(\alpha) := C2(\alpha) - C1(\alpha) \quad \text{Eqn. 147}$$

图 39 示出 $C1(\alpha)$ 和 $C2(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。图 40 示出 $\text{Cout}(\alpha)$ 与编码源信号角度 α 的关系曲线图。

可以对其余两个输出（R 和 RB）进行同样计算。图 41 示出在转换为 dB 后，上述计算的 4 个输出与编码源信号角度 α 的关系曲线图。

计算反主方向信号的系数

反主方向信号出现 0 值的次数

如果将音频信号源方向表示为角度 α ，则送到解码器的输入信号内

的归一化函数编码方向是循环的。例如， 30° 和 $30^\circ + 360^\circ$ 表示同一个方向。

现在，研究两个输入信号的情况，其中利用归一化函数的相对幅度和相对极性来传送方向。只是一个方向要求在一个函数为 0 时另一个函数具有有限个非零值（例如：对于左前方向， $L_t = 1$ ， $R_t = 0$ ），并且此时，有限函数的极性与方向无关（例如，还是对于左前方向，无论 L_t 是 +1 还是 -1，没有区别）。显然，利用函数的半个周期就可以传送方向，因为两个函数具有相反极性，并因此具有相同相对极性，所以另半个周期仅重复所有定向编码。换句话说，对于两个输入信号情况，函数为 $\alpha/2$ ，等式 1 和等式 2 说明了一种通用选择。由于整个周期一定通过两次 0，所以在通过整个圆摇移源方向时，每个函数的半个周期仅通过一次 0。因此，诸如反主方向信号的输入信号的线性组合也仅通过一次 0，如图 2 所示。

在存在两个以上输入信号时，方向函数出现多个 0。例如，对于等式 117 至等式 119 表示的对称情况下的 3 个输入信号，每个函数的半个周期仅没有占据可能方向的整个圆，而是仅占据其三分之二。换句话说，该函数为 $3/2 \cdot \alpha/2$ 或者 $3\alpha/4$ ，半个周期内不超过两个 0。因此，由周期输入信号的线性组合获得的周期反主方向信号也不超过有两个 0。

总之，如果利用选择的周期函数， N 个输入信号表示方向，以致不产生歧义（以致特定相对幅度和相对极性组仅传送一个方向），则由它们产生的反主方向信号是以 $N\alpha/4$ 为周期的，并且不超过有 P 个 0，其中在 N 是奇数时， P 是四舍五入后的 $N/2$ 。

促使趋向相同幅度信号的 0 值

伺服装置的每个输入均等于一个输入信号乘以一个正数，该正数通常在 0 与 1 之间。因此，有两个原因可以使输出出现 0 值。

a) 伺服装置的输入，即反主方向信号本身为 0。总之，在反主方向信号过 0 时，它就改变极性（请参考图 2、图 7 和图 10）。在这

种情况下，由于伺服装置的输出必须与其输入的极性相同，所以在它过 0 时，输出也必须改变极性。例如，参考图 4。在 30° 时， $\text{mag}\beta_1$ 过 0，并由正变为负。同样，在 150° 时， $\text{mag}\beta_3$ 过 0，并由正变为负。将这种情况称为 I 型 0。

b) 另一方面，因为伺服装置（VCA、乘法器等）的增益等于 0（或接近 0），所以伺服装置的输出等于 0。在这种情况下，相应伺服装置的输入不为 0，因此输入信号和输出信号的极性不发生变化。此外，如图 4 所示，在 30° 时， $\text{mag}\beta_3$ 等于 0，但是始终为正（它不通过横轴），而在 150° 时， $\text{mag}\beta_1$ 等于 0，保持为负。将这种情况称为 II 型 0。

反主方向信号的 0 值

正如在别处说明的那样，如果两个促使趋向具有相同幅度信号的组合要通过方向弧形产生有限输出，并且基本上不通过圆的其余部分，它们必须使一个相对极性通过要求段弧形，而相反相对极性在其外部。如图 4 所示，对于具有两个输入信号的系统，在每个信号内存在两个 0，一个 0 是由相应反主方向信号内的 0 产生的（如上所述的 a）内），而另一个 0 是由另一个反主方向信号内的 0 产生的（如上所述的 b）内给出 0 乘数）。因此，在绕着整个圆摇移时，相对极性仅变化两次，或者换句话说，圆包括包括两段弧形，一段弧形具有一种相对极性，另一段弧形具有另一种相对极性。组合后，仅有一段弧形具有有限输出，另一段弧形实质上没有输出。

然而，对于两个以上输出，组合为输出的一对信号所具有的每种类型 0 不止一个，并且组合为非零的弧形段不止一段。

将图 8 与图 11 进行比较，可以看出，对仅有一段为非零输出的要求意味着，待组合的每个信号必须具有一个其接近 0 但是又不穿过横轴的方向，如上 II 型 0 所述。

在图 8 中， L_2 等于 0 时，有两次（ 60° 和 240° ）不穿过横轴， L_1 等于 0 时，有两次（ 0° （ 360° ）和 180° ）不穿过横轴。因此，相加会

在 60° 与 180° 之间以及在 240° 与 360° 之间产生有限输出。（同样，相减会在 0° 与 60° 之间以及在 180° 与 240° 之间产生有限输出）。

与图 11 进行比较, L1 和 L2 分别具有一个并且只有一个其函数接近 0 但是又不穿过横轴并且不改变极性的角度。在 L1 和 L2 接近 0 的所有其它角度, 它们穿过横轴并且均改变极性, 因此它们的相对极性不变。因此, 除了位于 L1 和 L2 不穿过横轴的角度之间的一段弧形之外, 在相反极性情况下进行相加, 或者在相同极性情况下进行相减实质上不产生输出。

在产生有限输出的弧形段的边缘, 被组合的一个信号接近 0, 但是不改变极性, 而另一个信号穿过 0, 并因此改变了极性, 所以它们的相对极性发生了变化, 因此在边缘的一端, 它们被基本上抵销（很小甚或没有输出）, 而在另一端, 它们组合在一起产生要求有限输出。换句话说, 在两个边缘, 一个信号必须具有 I 型 0, 而另一个信号必须具有 II 型 0。所有其它 0 必须是 I 型的并且一致, 因此相对极性不发生变化并且继续抵销。

由于伺服装置输出中的所有 I 型 0 与相应反主方向信号的 0 一致, 所以对于一个有限弧形段, 除了位于边缘角度（相邻方向, 其中一个输出具有 I 型 0, 而另一个输出具有 II 型 0）的 0 之外, 反主方向信号的所以 0 必须一致。

换句话说, 每个反主方向信号（伺服装置的输入）将在几个位置过 0, 并且改变极性。一个位置是在边缘（相邻方向）, 但是在另一个边缘, 反主方向信号一定不是 0（伺服装置的输出将具有 II 型 0）。所有其它 0 必须与该对反主方向信号的另一个反主方向信号的 0 一致。

换句话说, 如果只有一段弧形产生输出, 则在该弧形段内, 反主方向信号具有一种相对极性, 而在该弧形段之外, 具有相反相对极性。

反主方向信号的系数

将利用系数 $A_1, A_2, \dots, A_N$, 由 N 个输入信号 $S_1(\alpha), S_2(\alpha), \dots, S_N(\alpha)$ 产生的反主方向信号表示为:

$$Anti(\alpha) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot S_n(\alpha) \quad (\text{等式 148})$$

如上所述, 对于特定 α , 反主方向信号必须等于 0。如果在要求弧形段内, 反主方向信号对之和或之差是有限的, 而在其它位置为 0, 则在该弧形段的一端以及在另一端之外这对反主方向信号的另一个反主方向信号等于 0 的所有其它点, 每个反主方向信号事实上均必须等于 0。要求反主方向信号等于 0 的角度不超过 P 个。将这些角度称为:

$\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_P$

在其中每个角度, 反主方向信号为 0, 即:

$Anti(\gamma_1)=0, Anti(\gamma_2)=0, \dots$ 等

因此, 可以获得 P 个同时等式:

$$\sum_{n=1}^N A_n \cdot S_n(\gamma_1) = 0 \quad \text{Eqn. 149}$$

$$\sum_{n=1}^N A_n \cdot S_n(\gamma_2) = 0 \quad \text{Eqn. 150}$$

直到

$$\sum_{n=1}^N A_n \cdot S_n(\gamma_P) = 0 \quad \text{Eqn. 151}$$

如果已知各 γ 角的值 (例如: 如果利用对称性推算出它们的值), 则这 P 个等式含有 N 个未知系数 A。由于系数 A 的绝对值是任意的 (我们仅关心其相对值), 所以可以将任意值设置为 1, 因此只有 N-1 个独立系数。

显然, 如果不能获得其它信息, N=2 和 N=3 个等式足以求解各系数。然而, 事实上, 真实系统具有对称性 (例如: 对于前/后轴对称), 因此通过观察发现, 某些系数具有相同数值, 因此可以减少变量数, 并求解该等式。

如果不知道 γ 角的值, 则可以写出所有感兴趣反主方向信号的等效等式, 插入已知的 “变量” (对于每个反主方向信号, 事先知道该实际方向的 γ), 并利用对称性推算出等效角度 γ 和系数, 从而减少了

未知数的数量。

结论

显然，还可以对本发明进行其它变换和调整，并且本技术领域内的熟练技术人员明白本发明的各方面，本发明并不局限于在此说明的这些特定实施例。因此，本发明试图包括属于在此披露的基本原理以及权利要求所述本发明实质范围内的所有任何调整、变换或其等效物。

本技术领域内的普通技术人员明白硬件实现过程与软件实现过程的一般等效性以及模拟实现过程和数字实现过程的一般等效性。因此，可以利用模拟硬件、数字硬件、模拟/数字混合硬件和/或数字信号处理过程实现本发明。可以根据软件和/或固件功能实现硬件单元。因此，在此说明的实施例中的所有各种单元或功能块（例如：矩阵、整流器、比较器、组合器、可变放大器或衰减器等）均可以在模拟范围或数字范围内以硬件或软件形式实现。

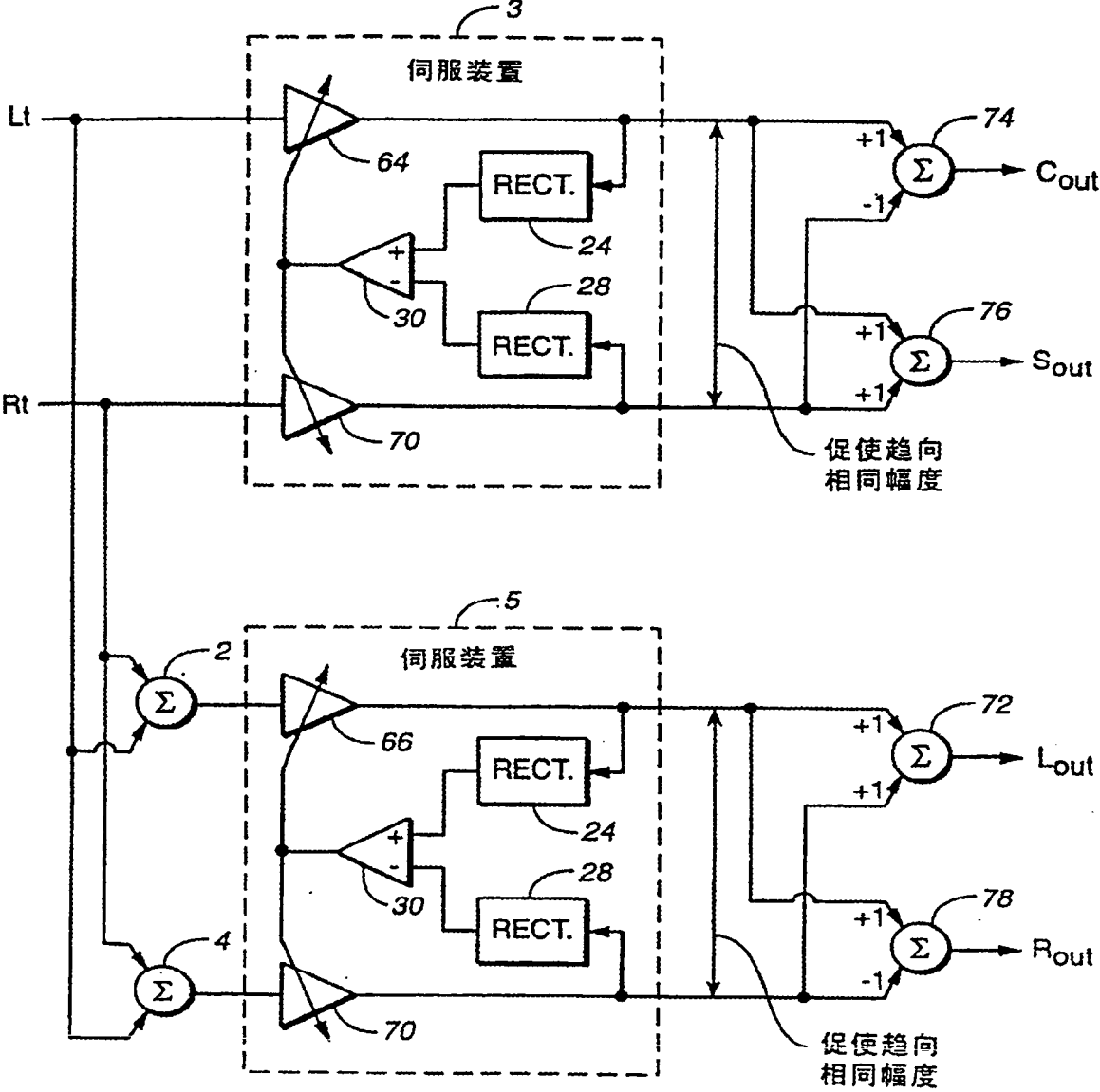


图 1

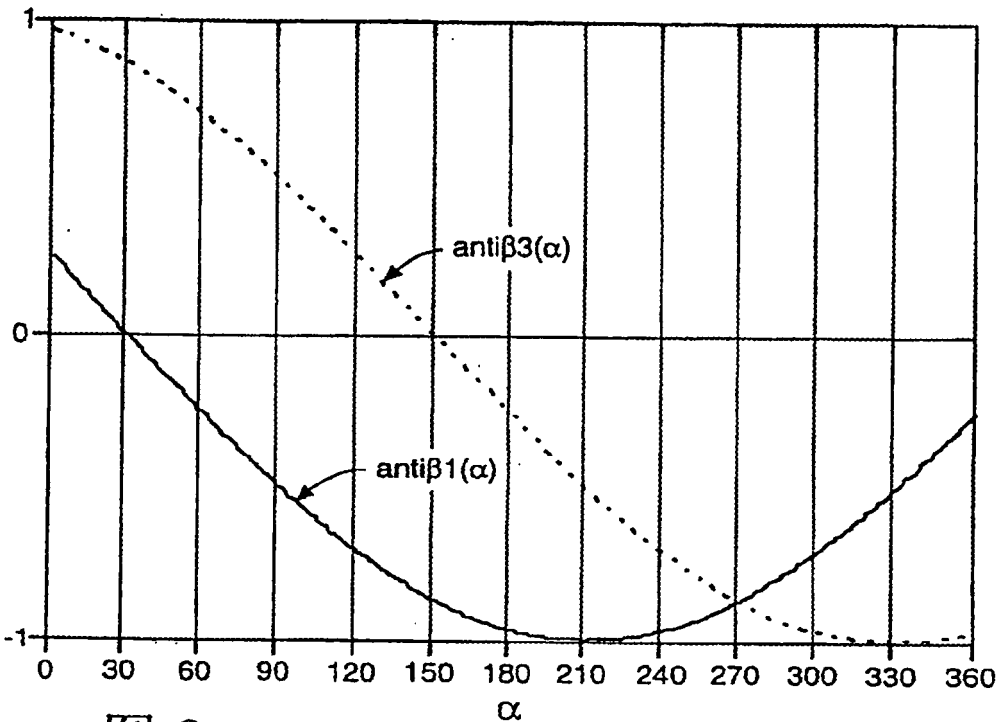


图 2

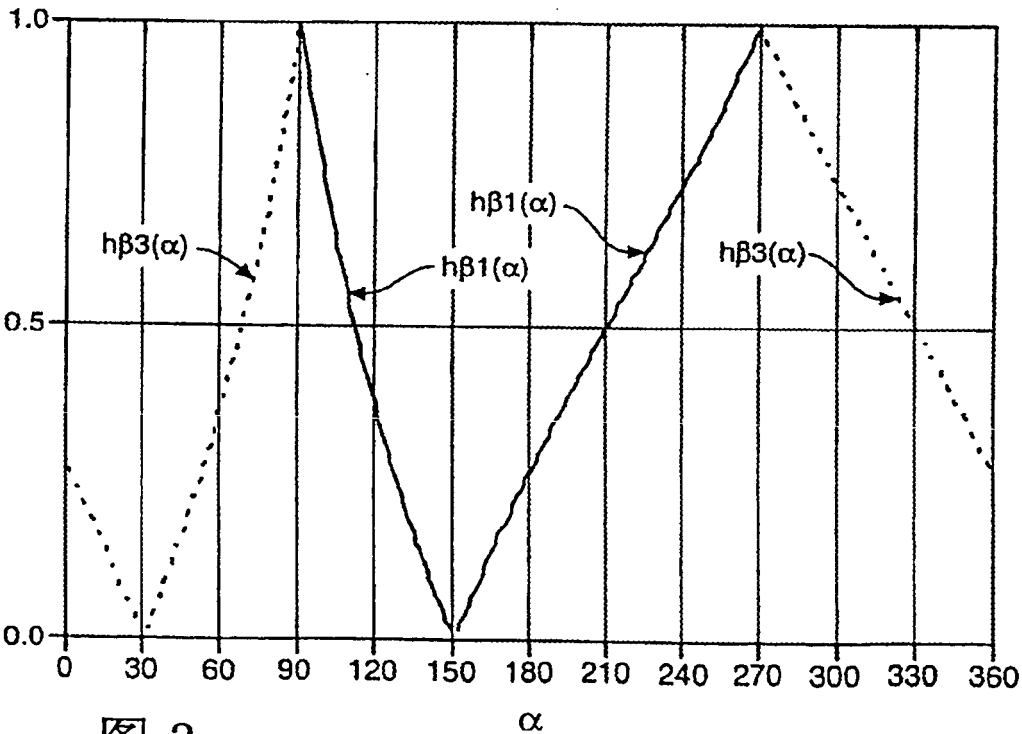


图 3

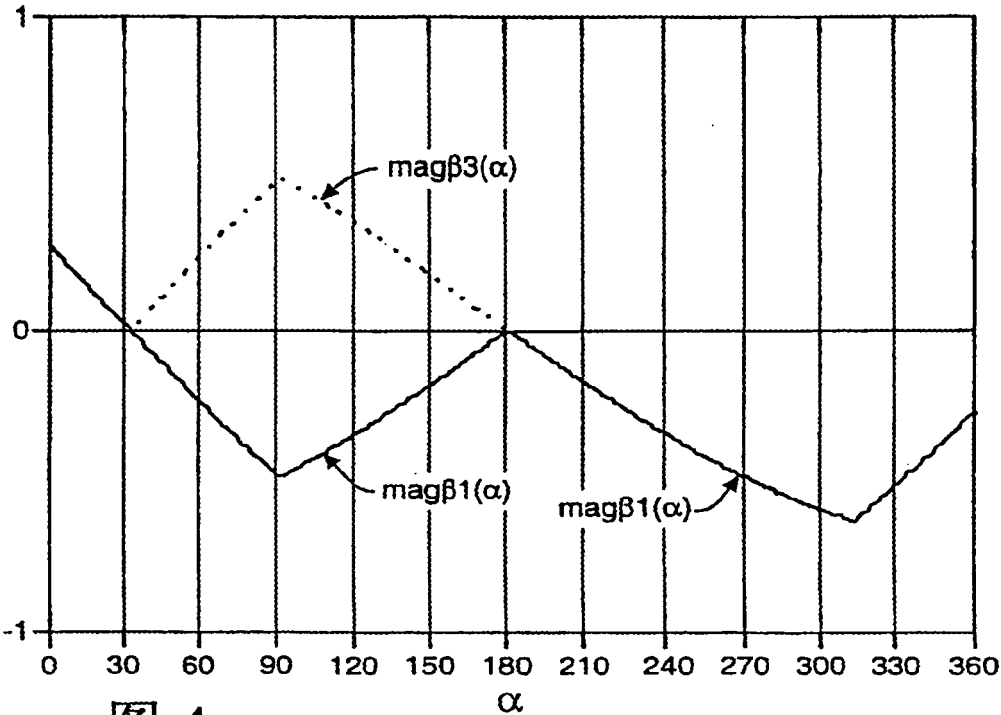


图 4

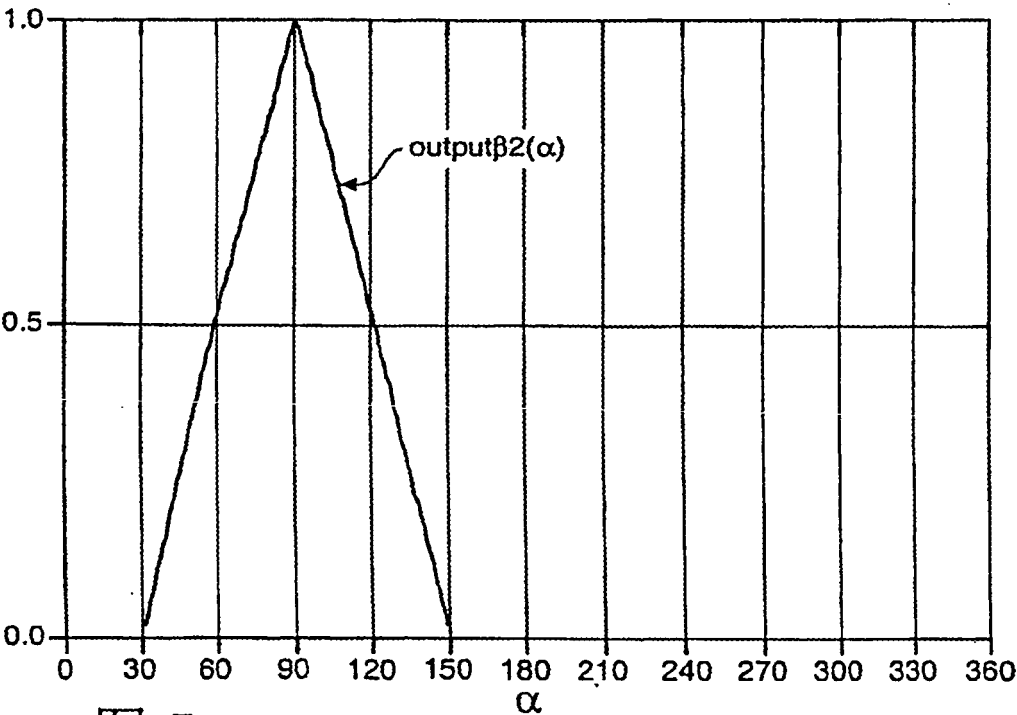


图 5

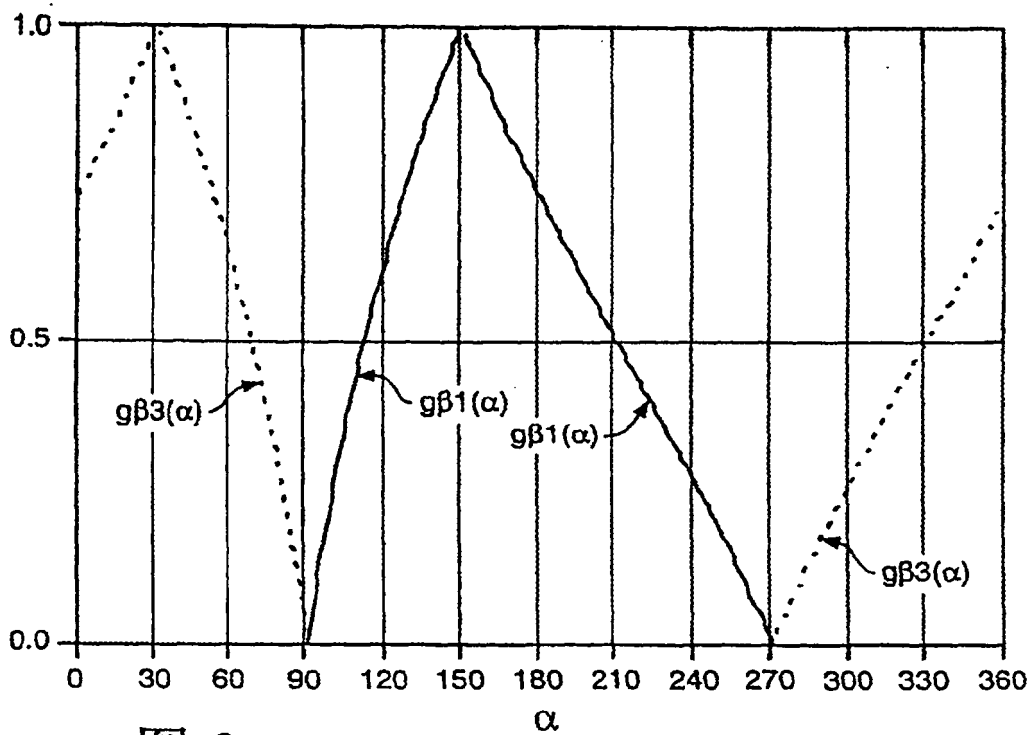


图 6

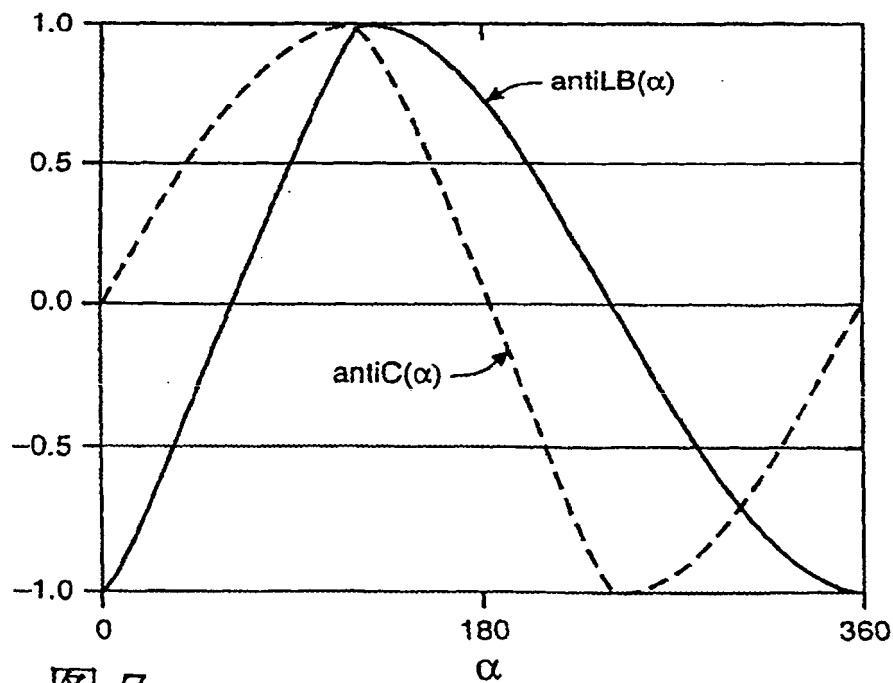


图 7

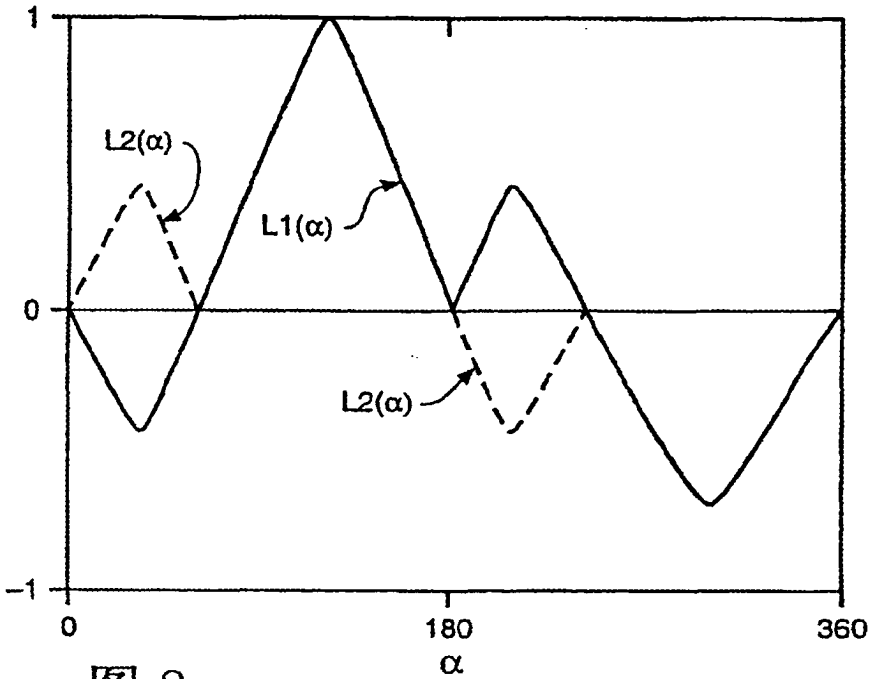


图 8

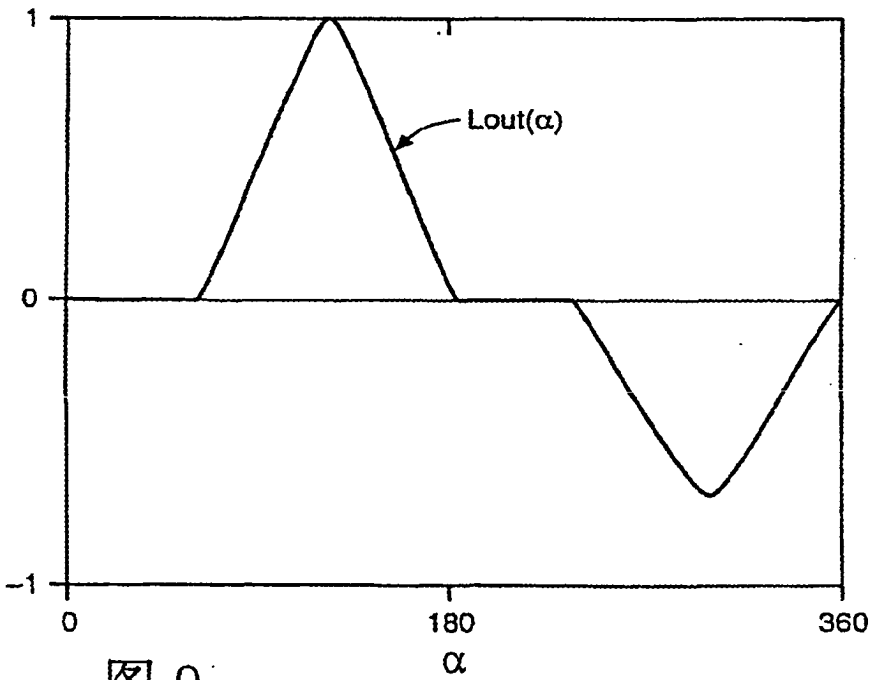


图 9

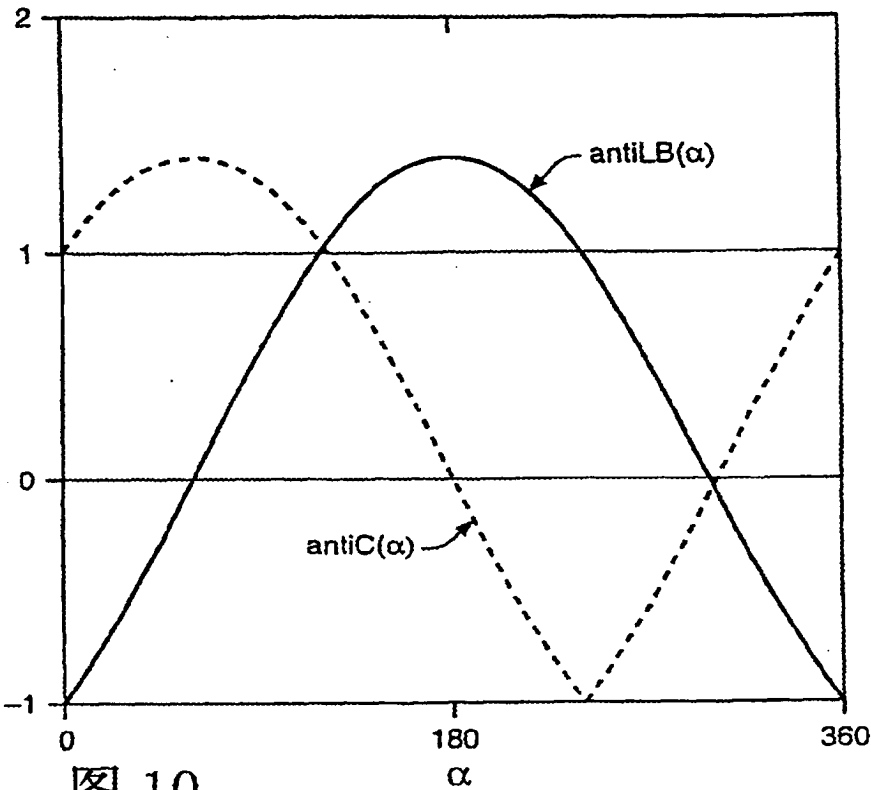


图 10

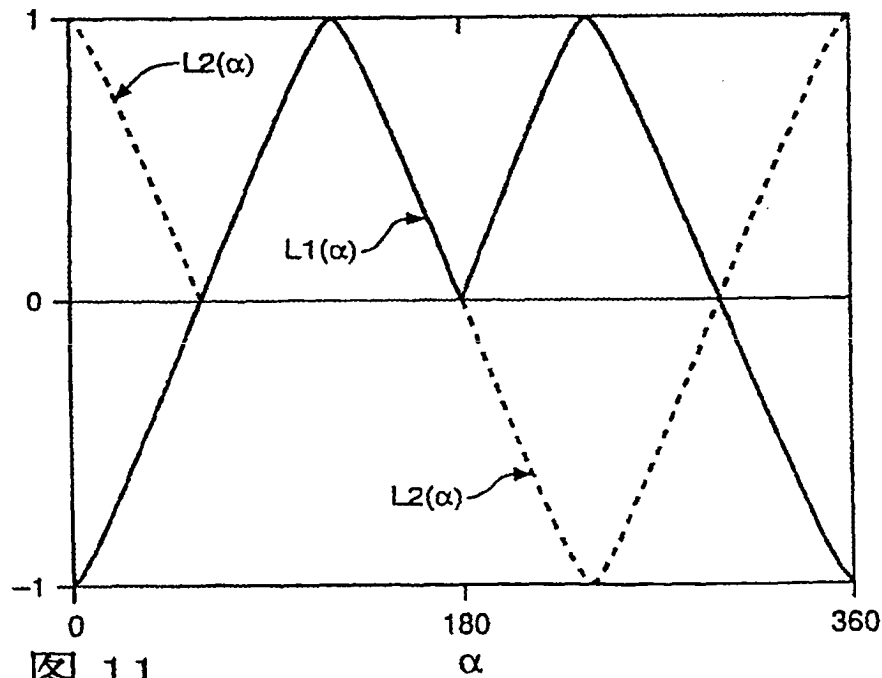


图 11

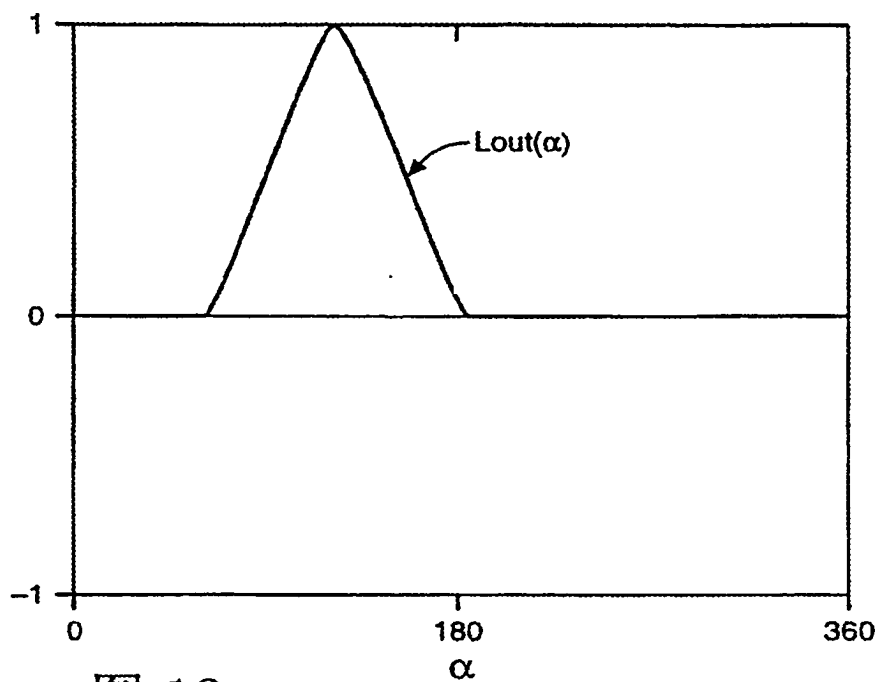


图 12

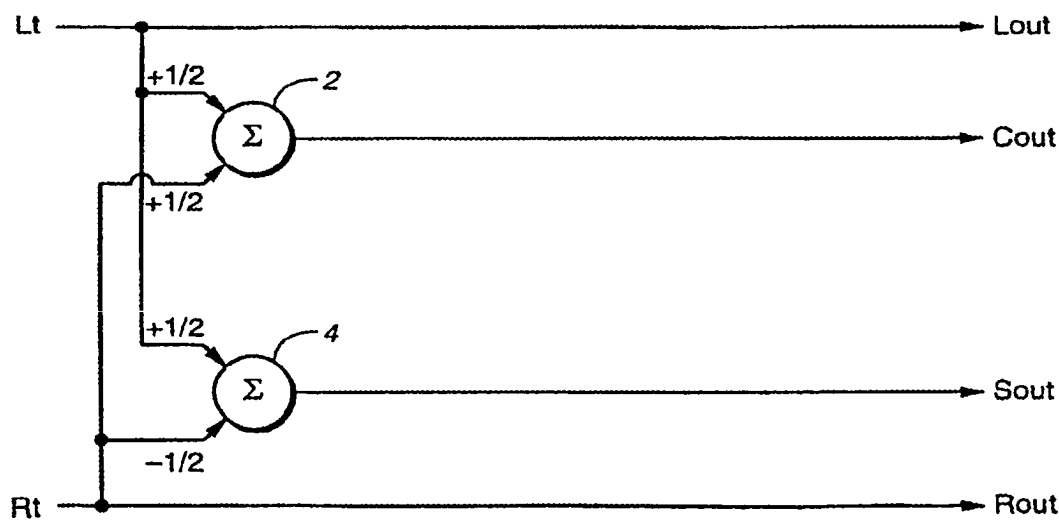


图 13
(现有技术)

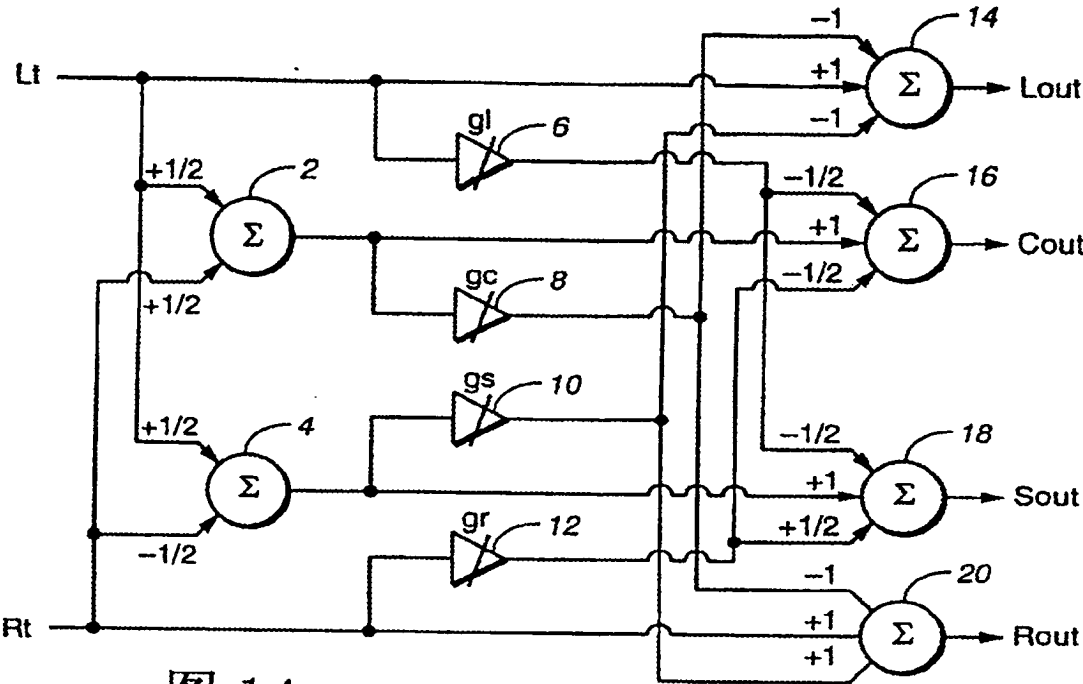


图 14
(现有技术)

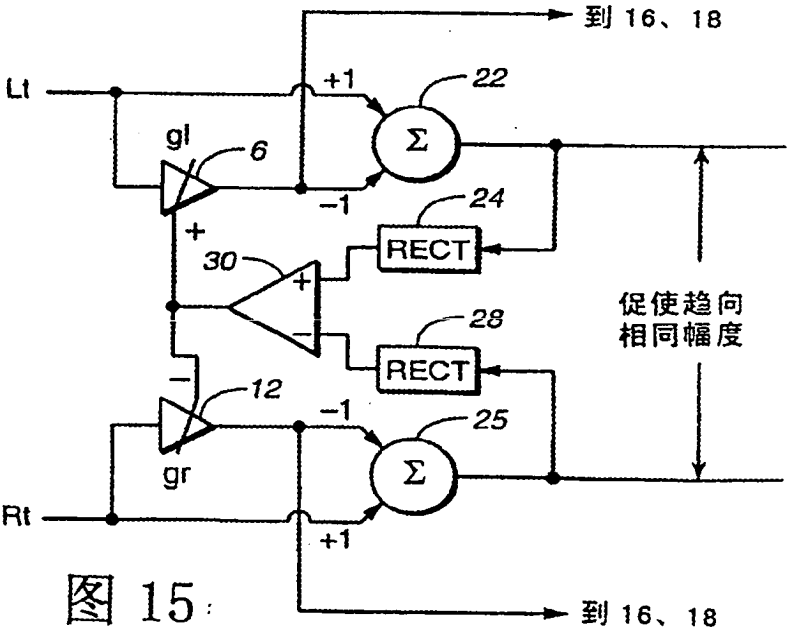


图 15:

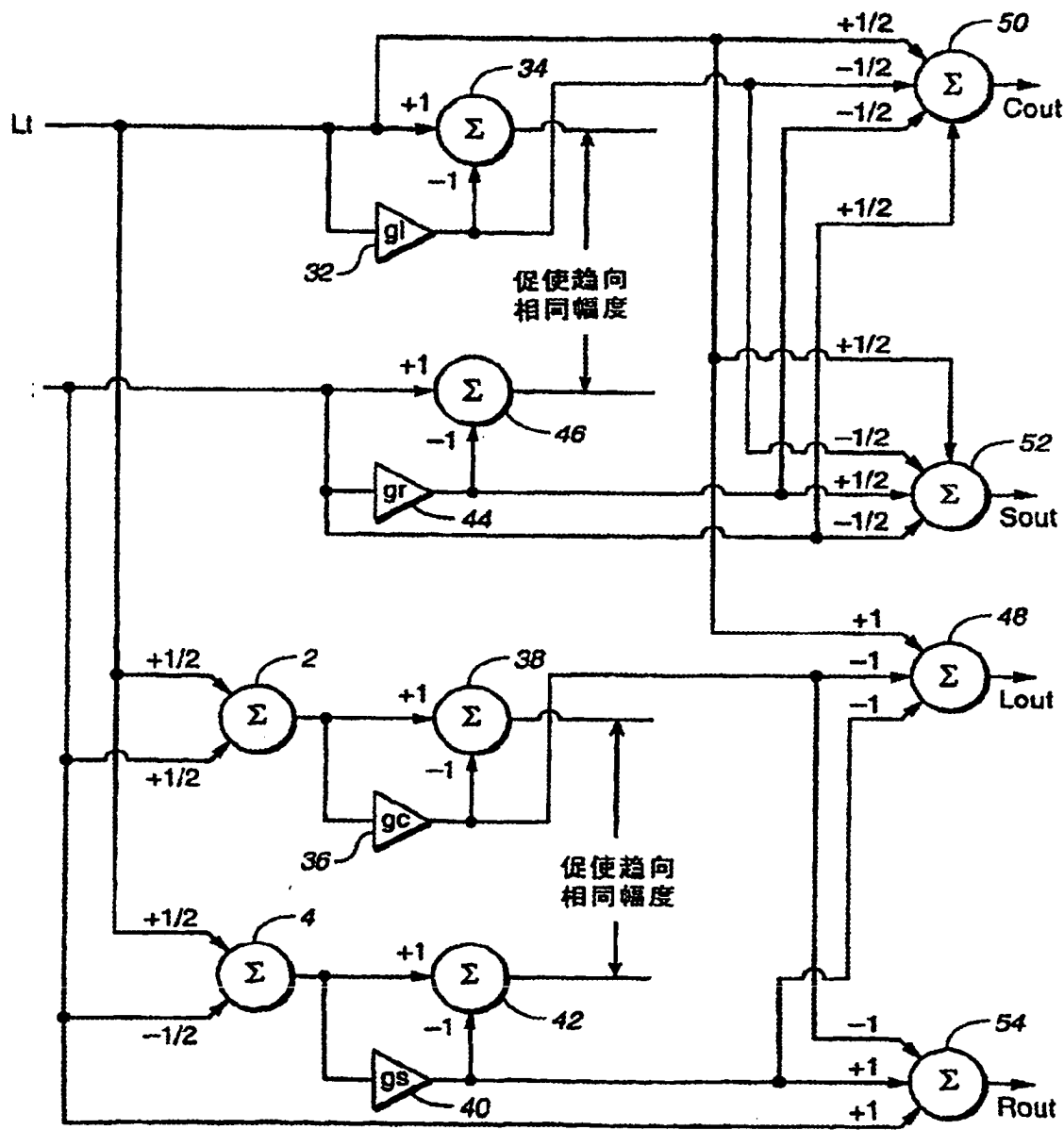


图 16

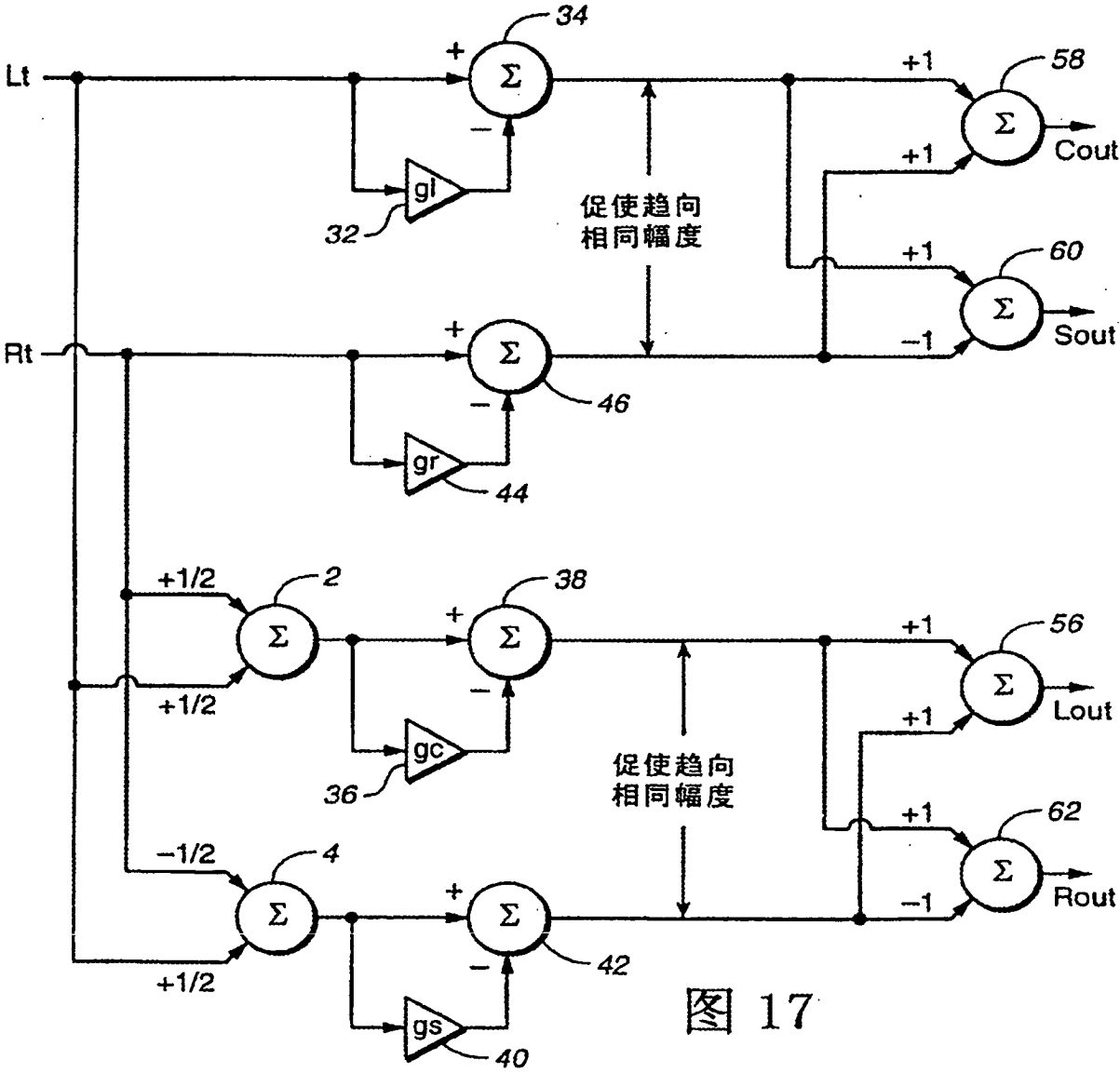


图 17

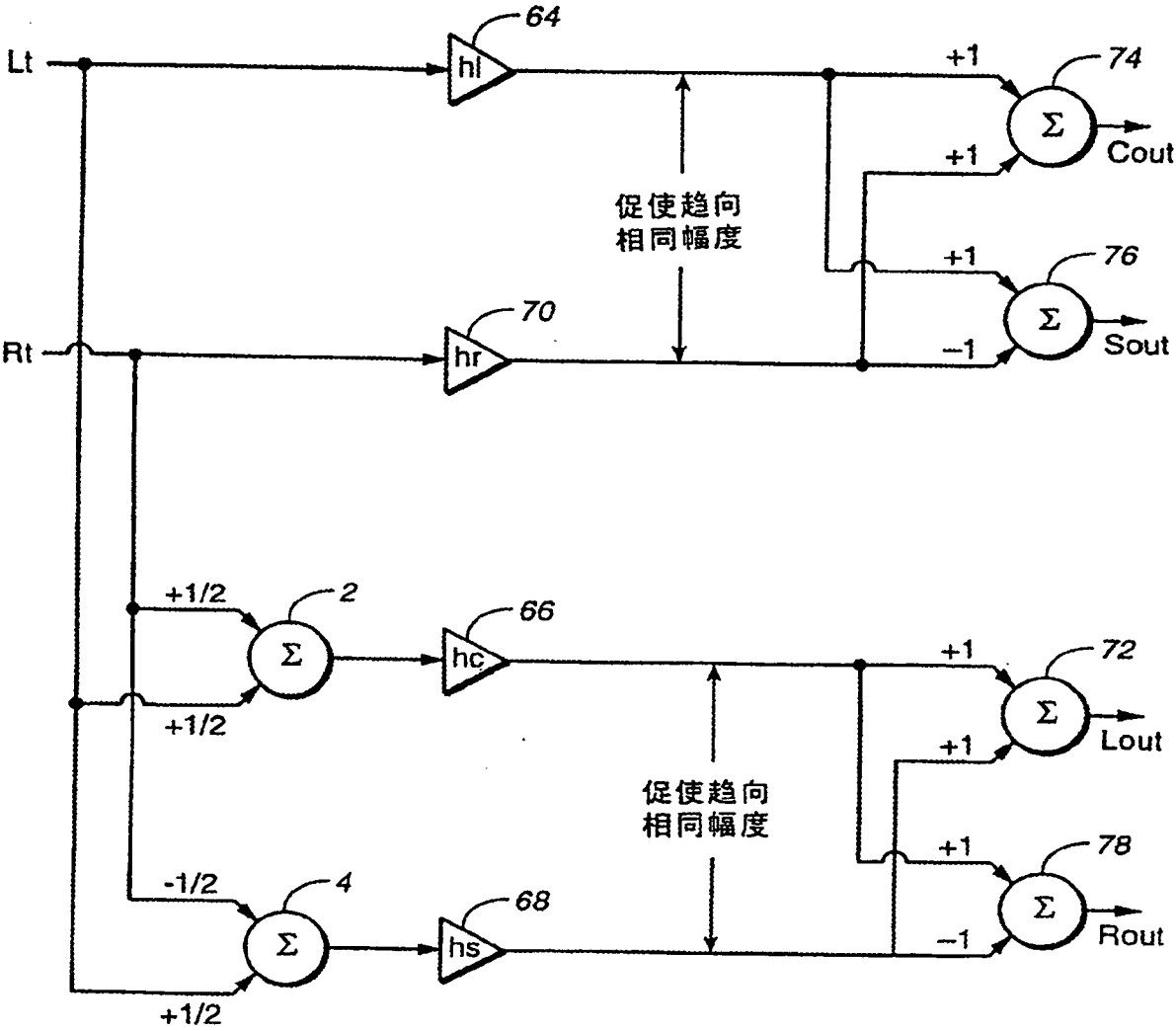


图 18

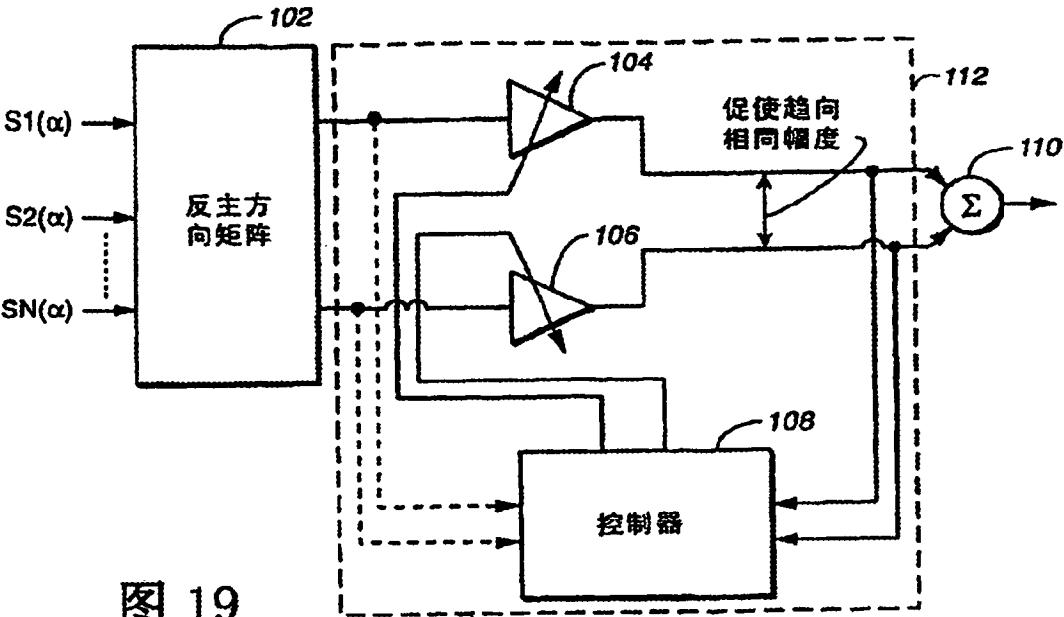


图 19

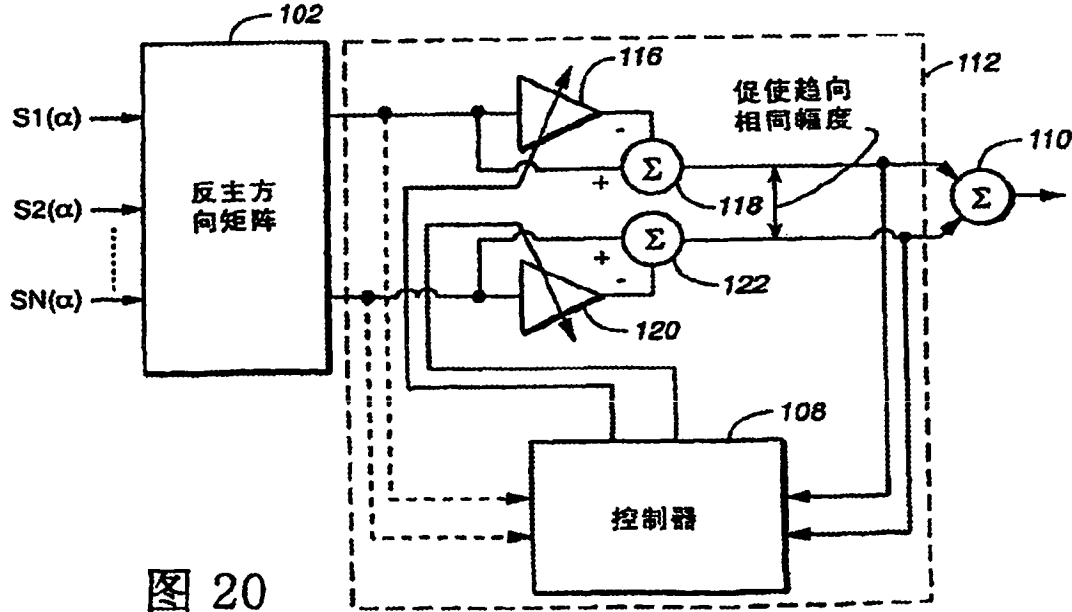


图 20

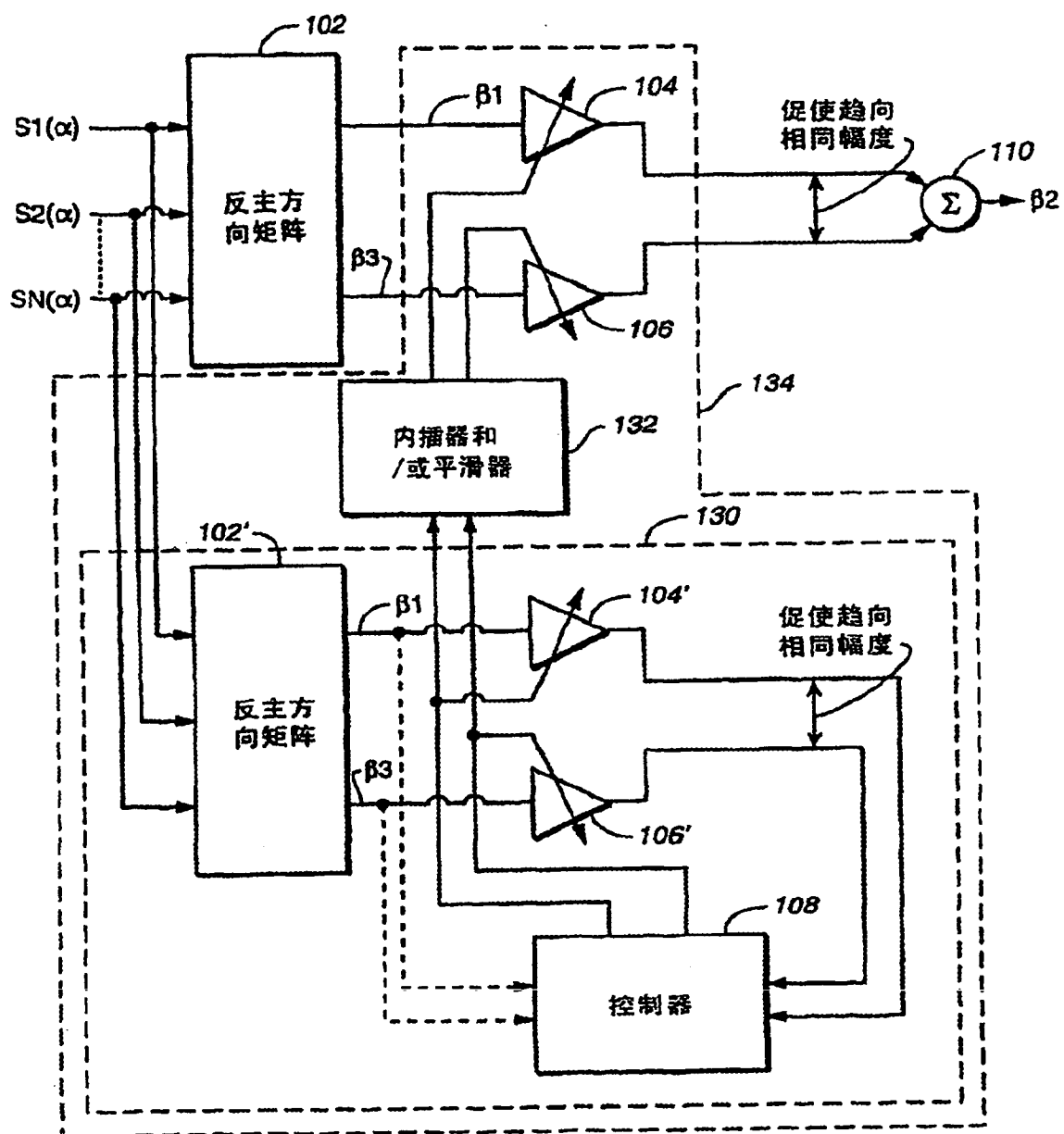


图 21

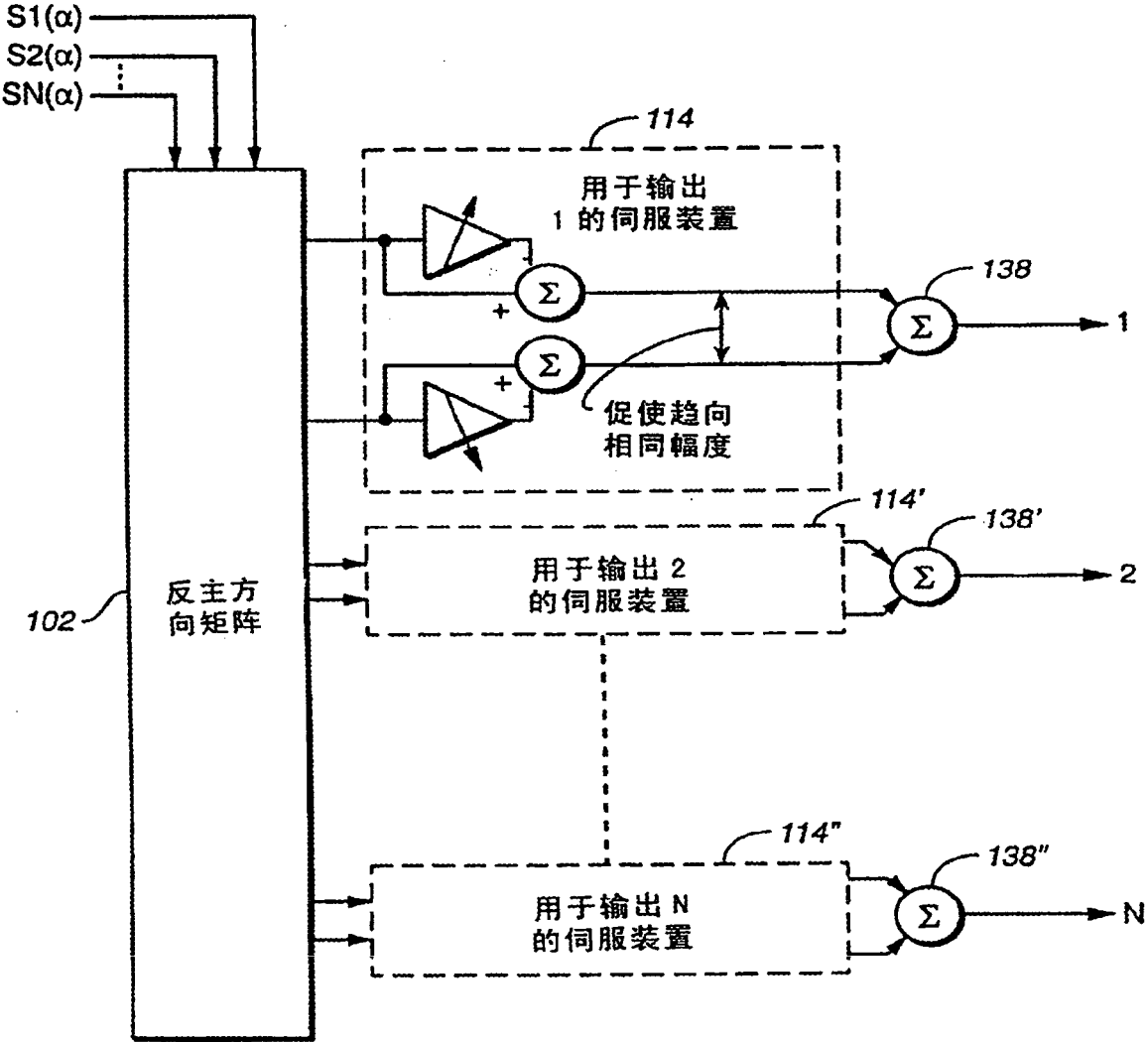


图 22

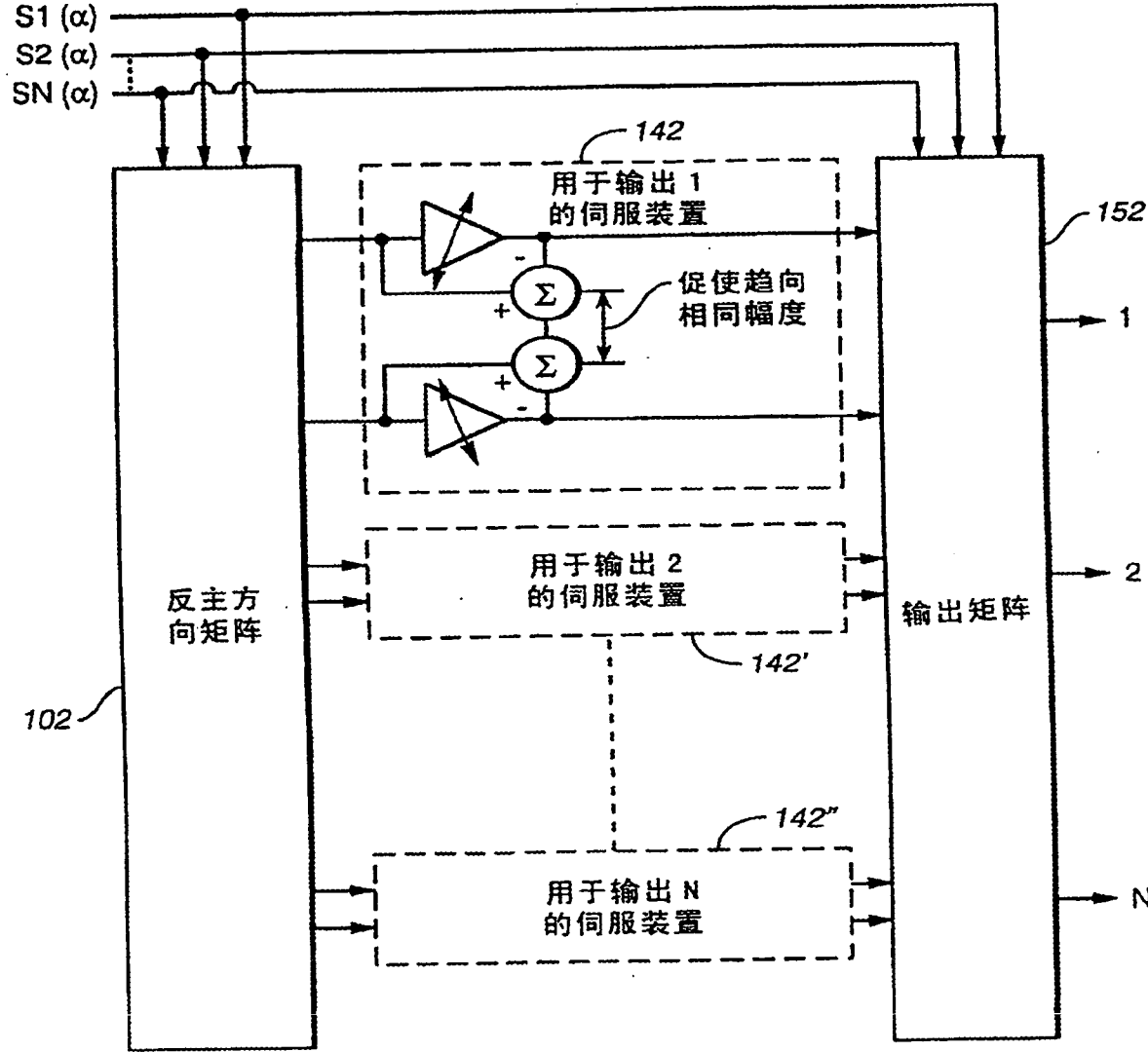


图 23

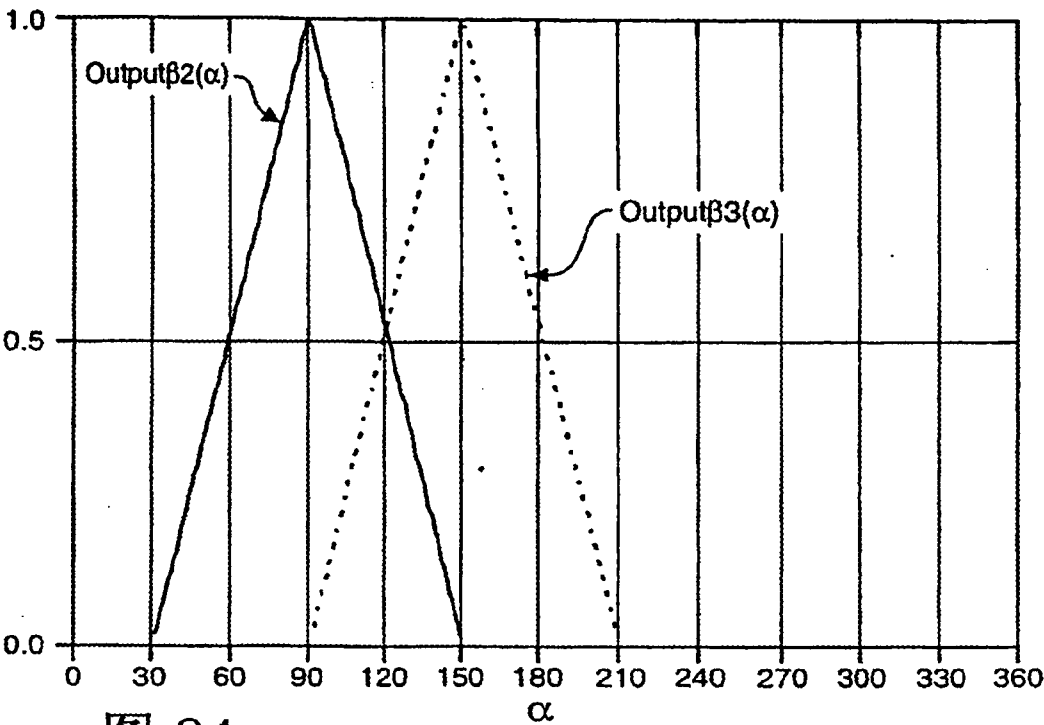


图 24

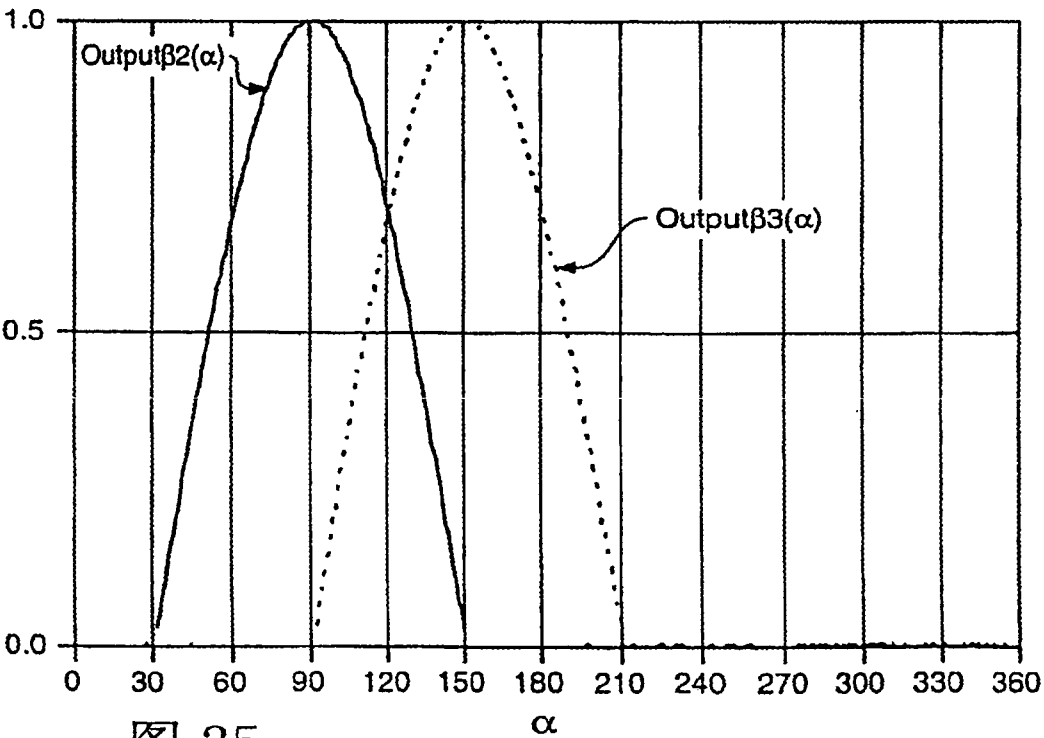


图 25

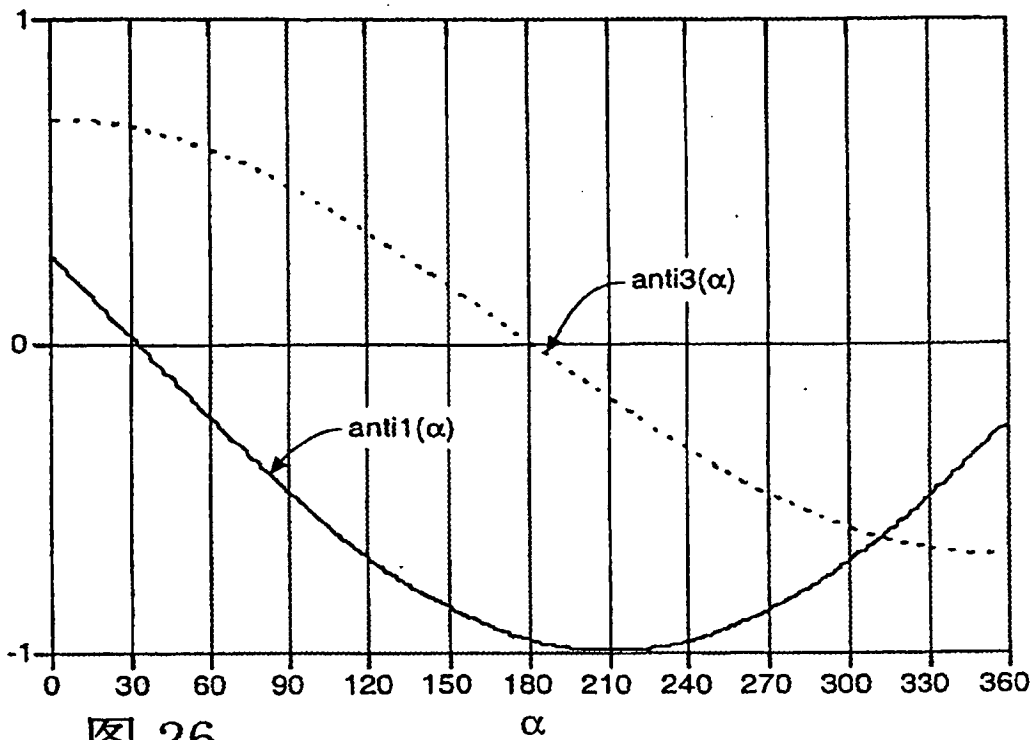


图 26

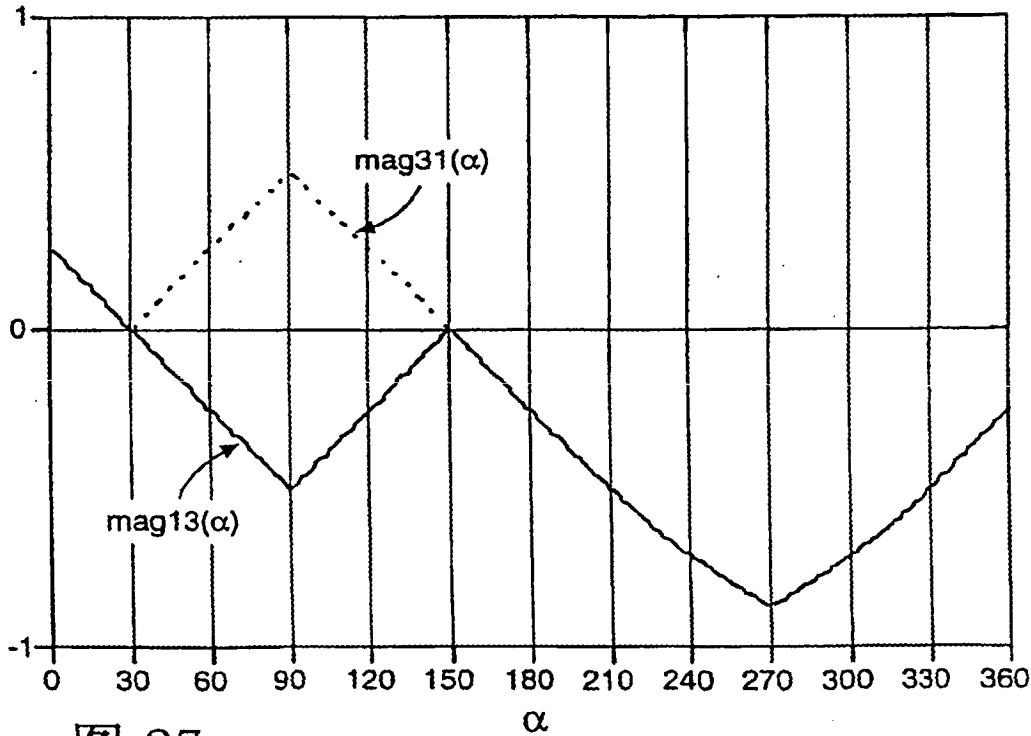


图 27

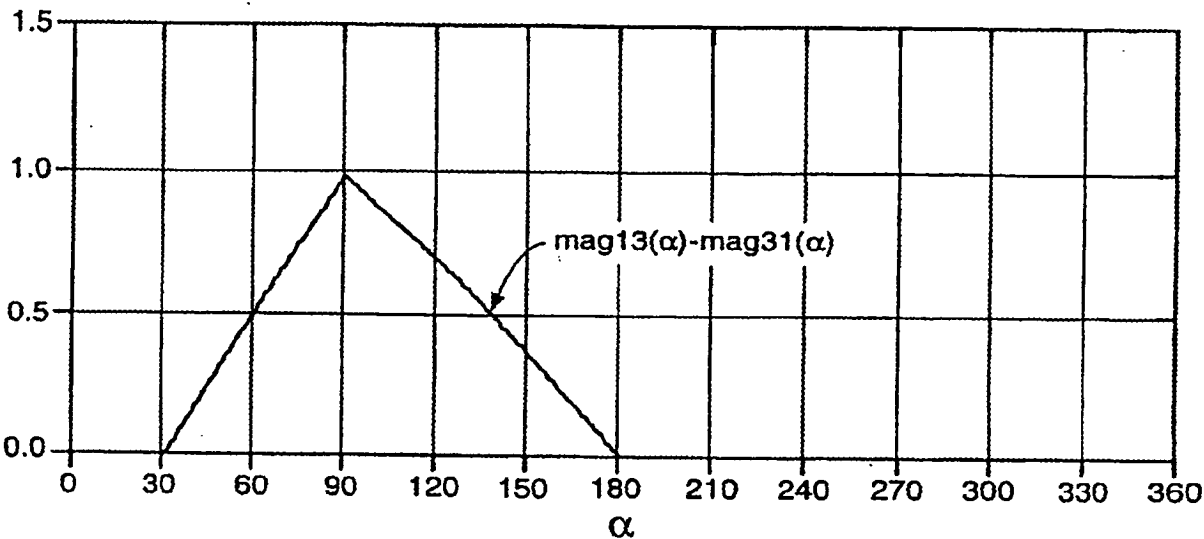


图 28

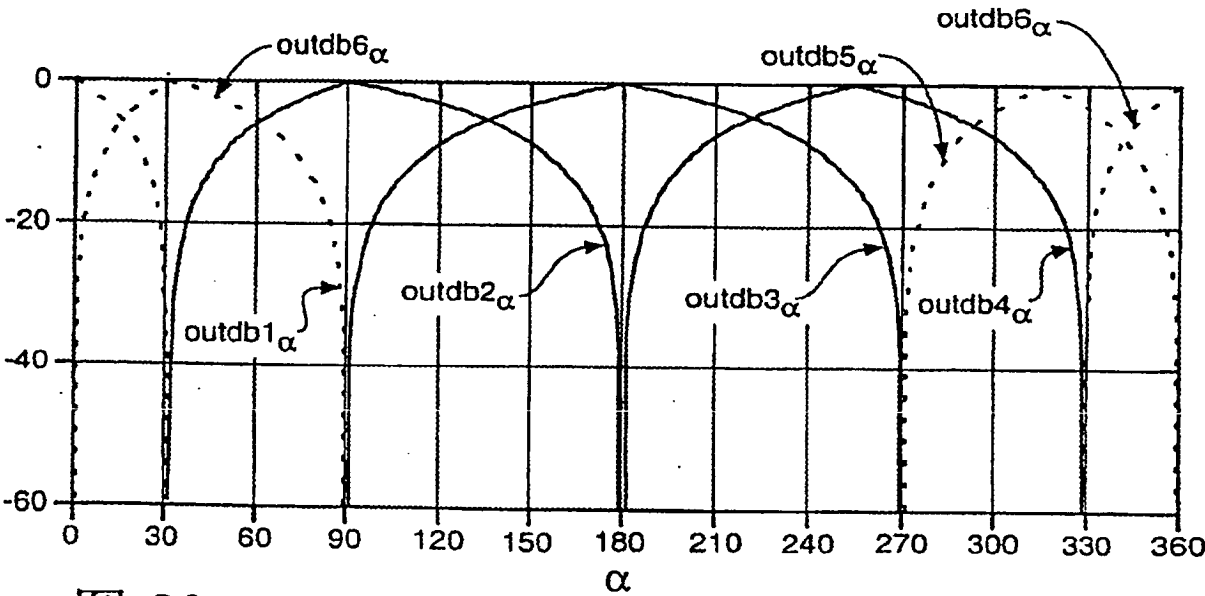


图 29

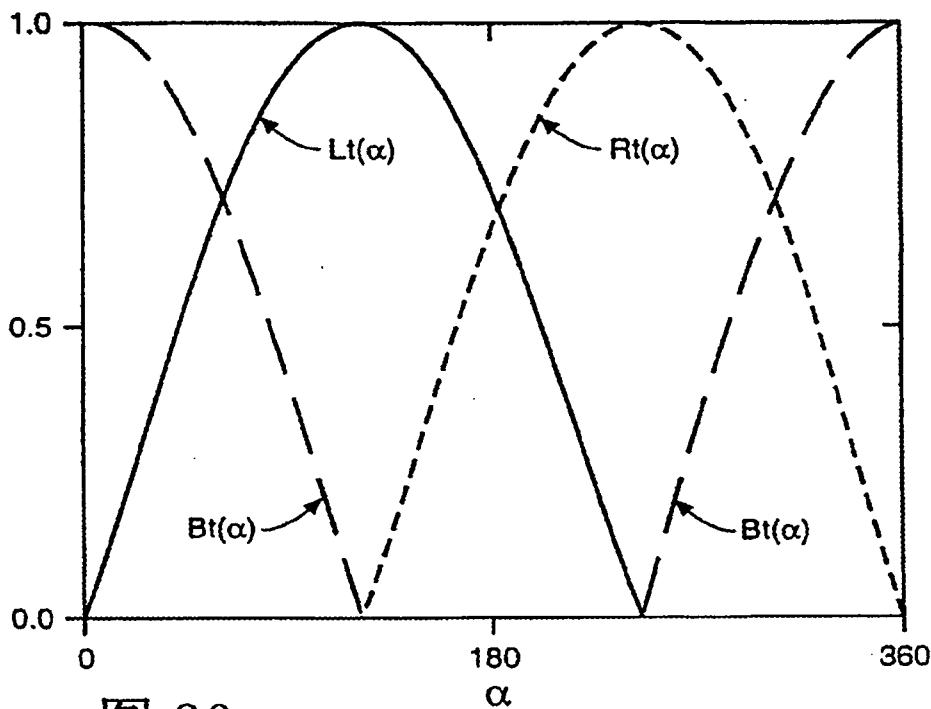


图 30

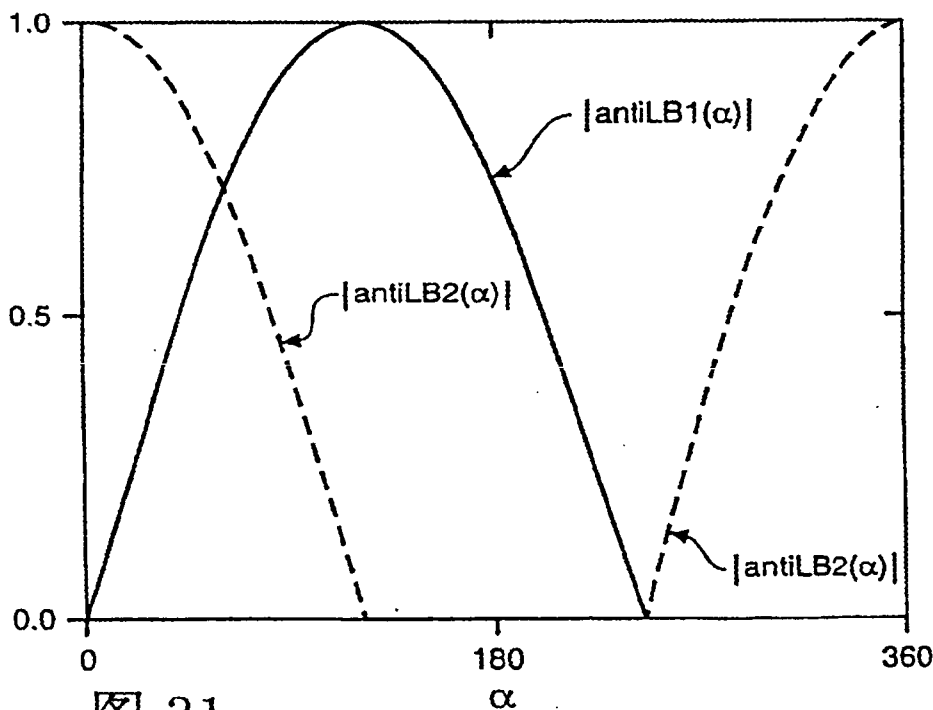


图 31

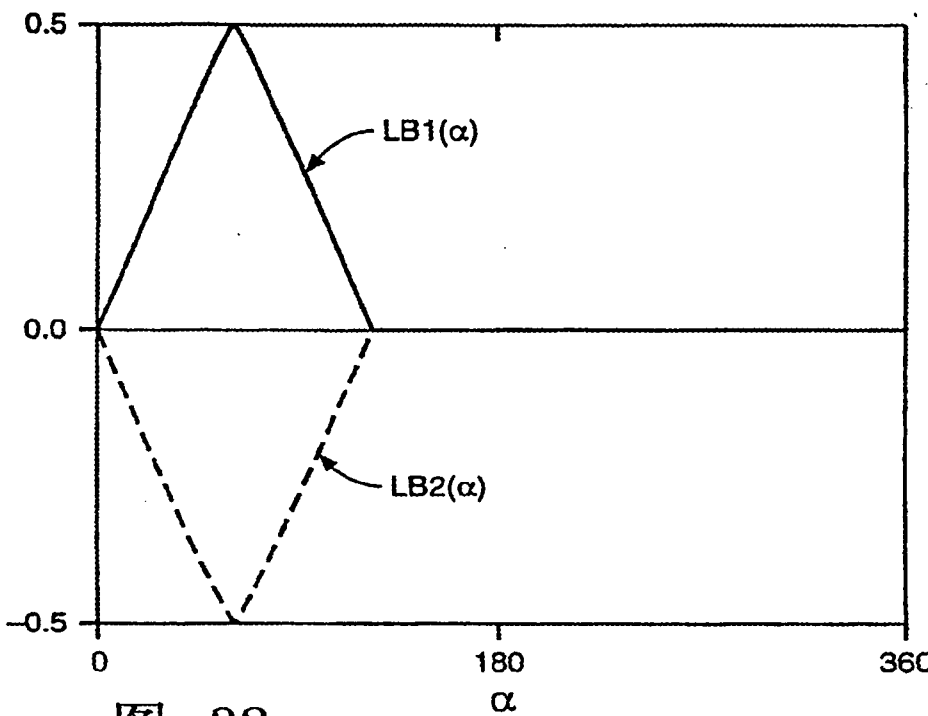


图 32

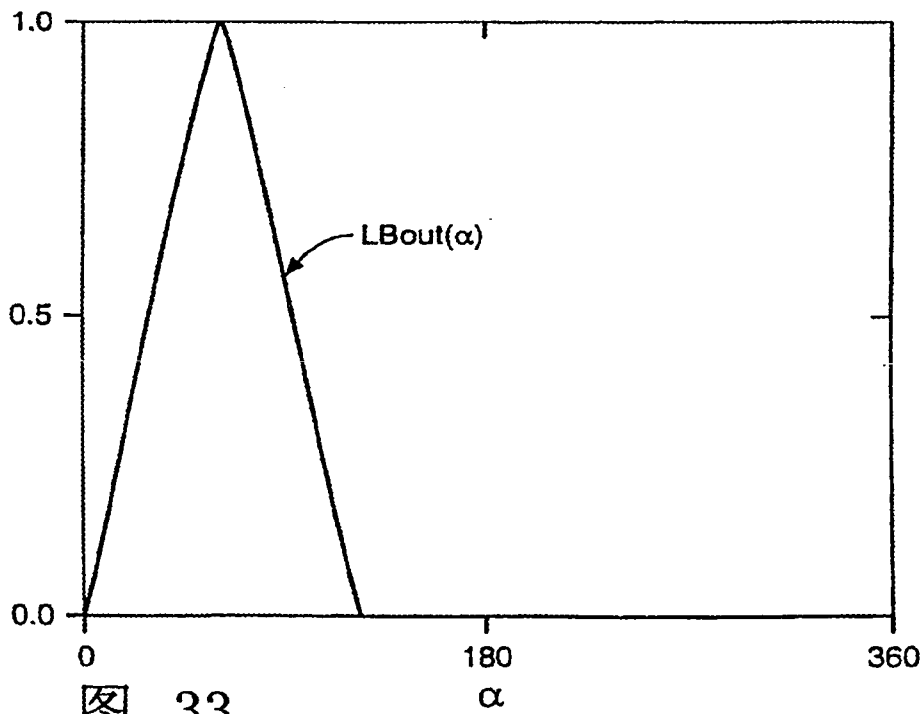


图 33

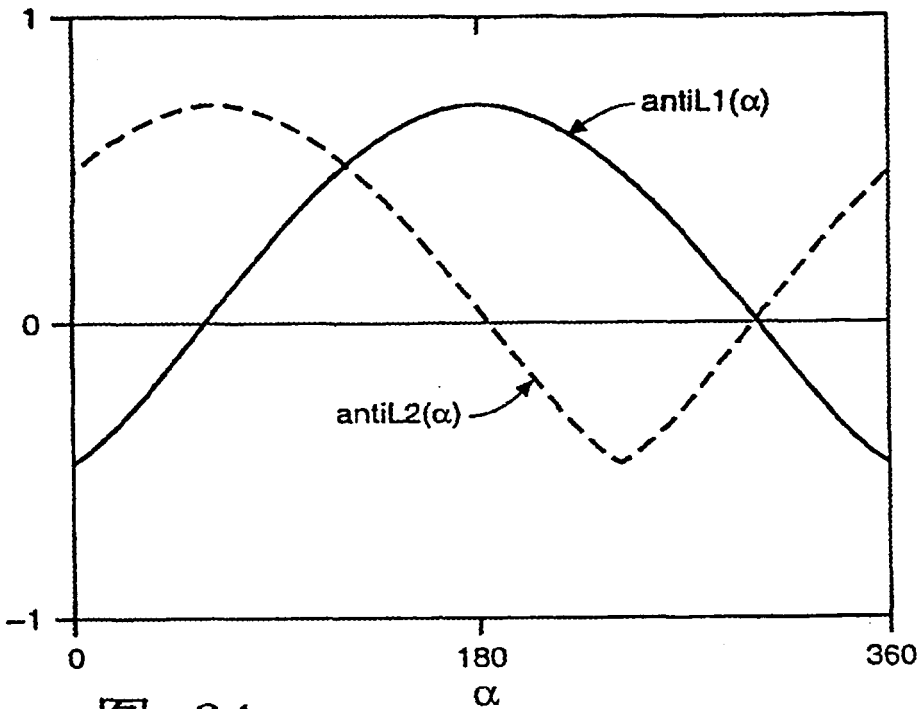


图 34

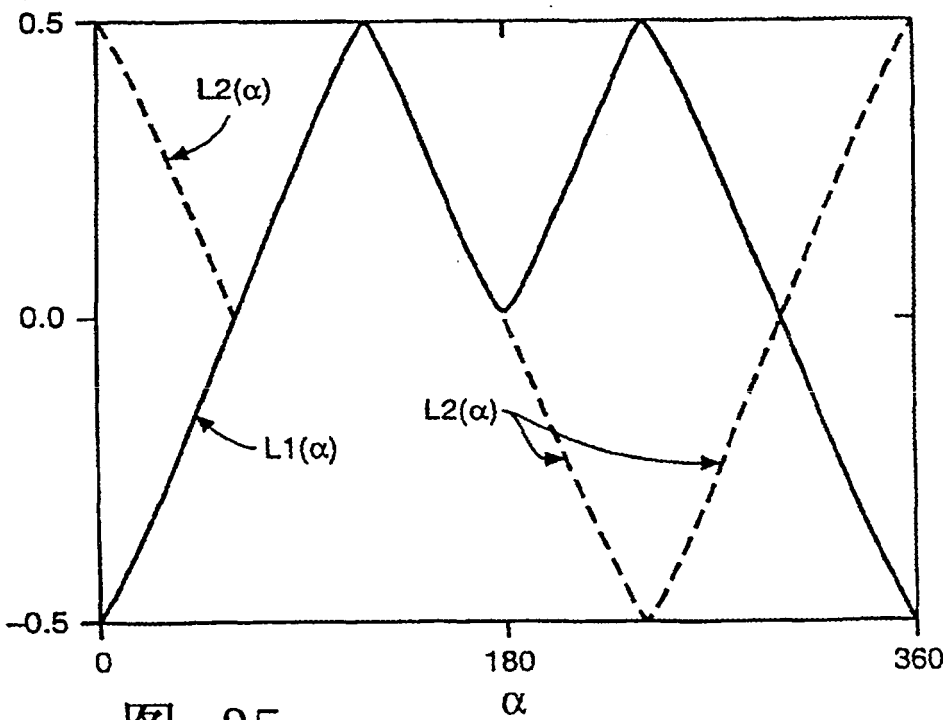


图 35

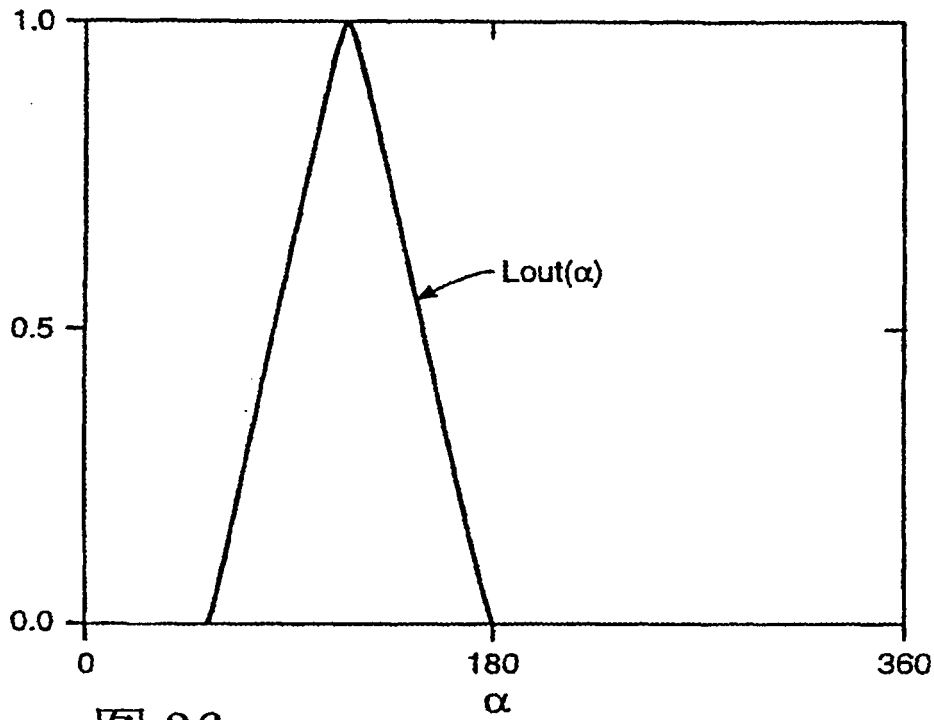


图 36

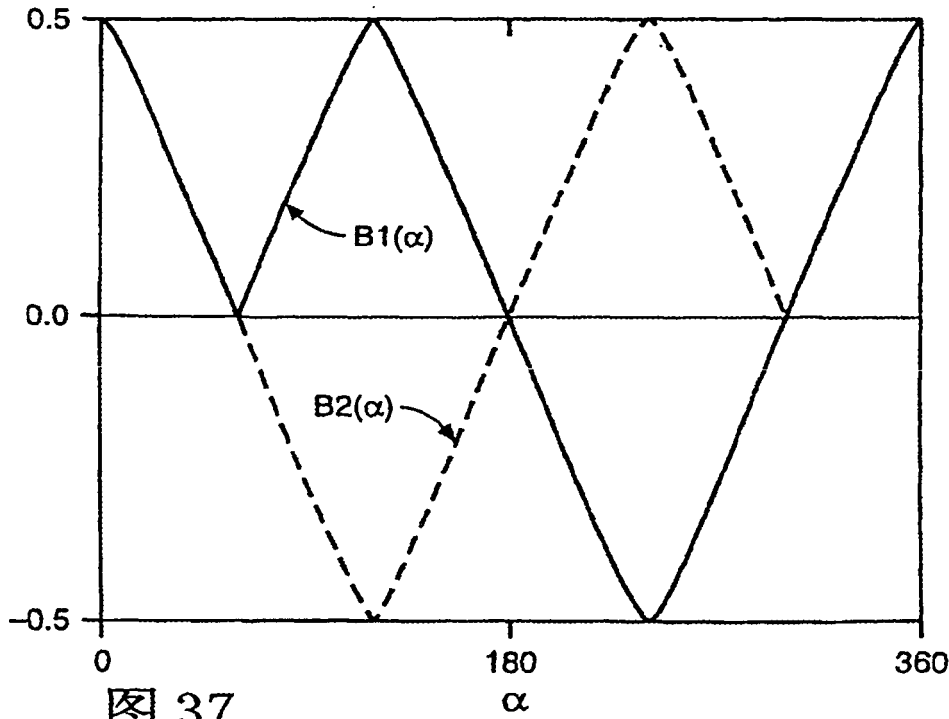


图 37

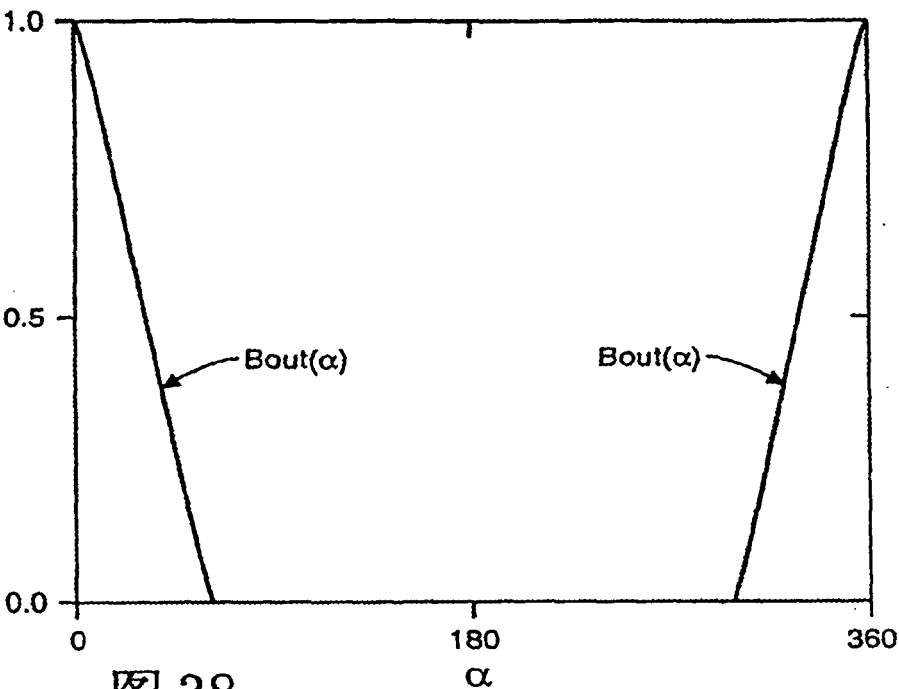


图 38

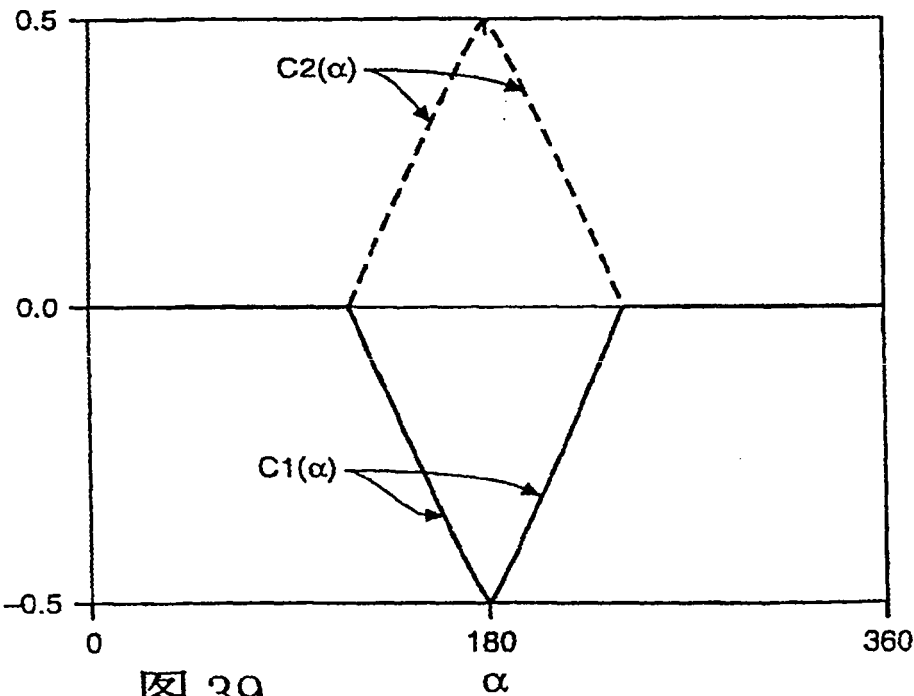


图 39

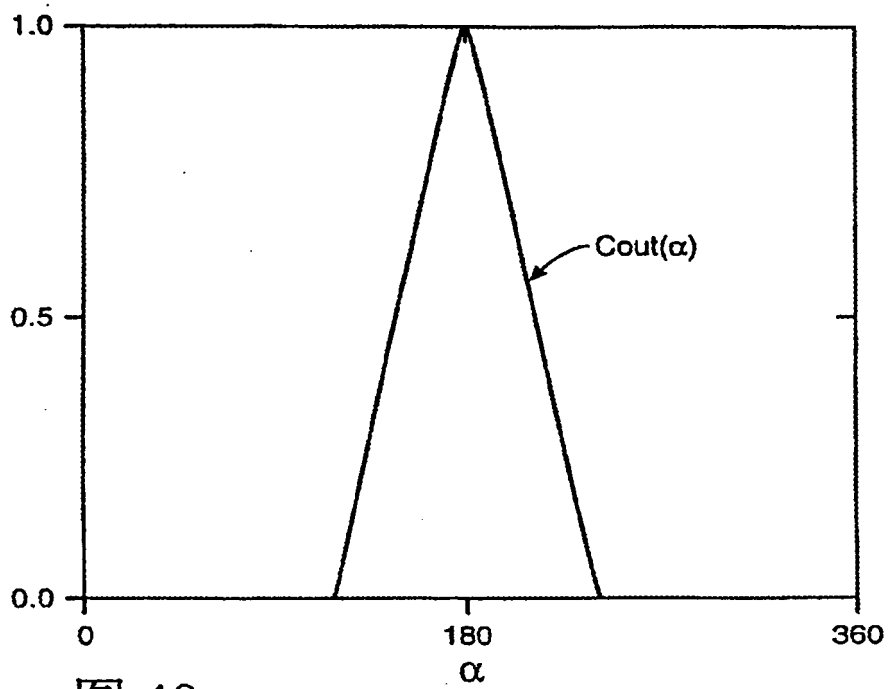


图 40

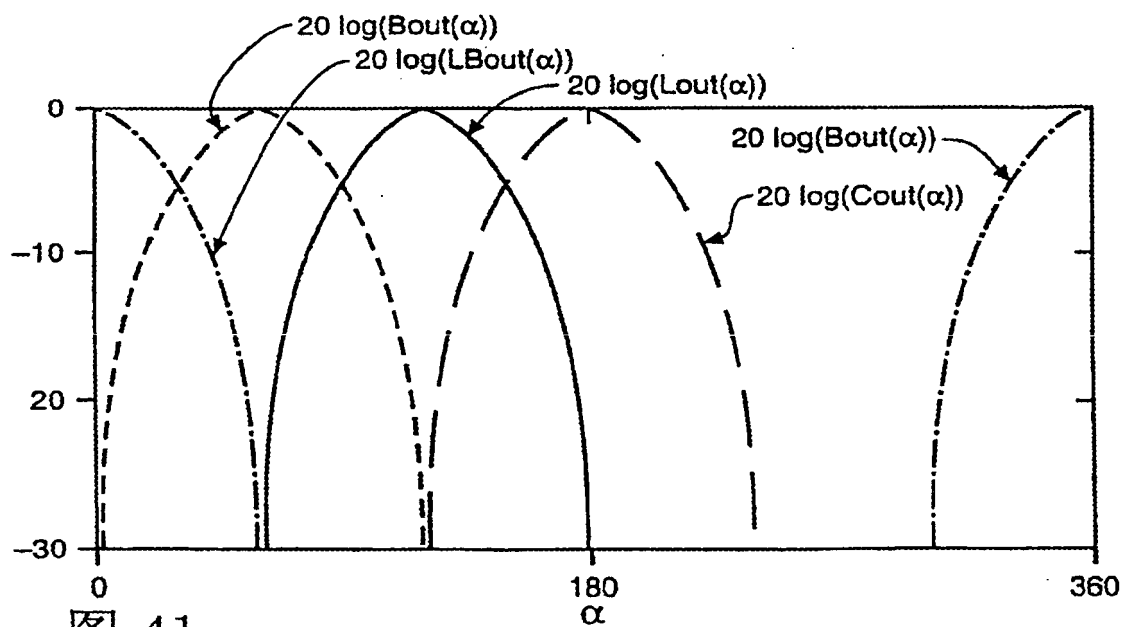


图 41

- 2 4 -