

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

G10L 9/02

G10L 17/00

/(G10L101:10,1

01:08)

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 94190277.3

[45]授权公告日 2000 年 4 月 12 日

[11]授权公告号 CN 1051392C

[22]申请日 1994.3.7 [24]颁证日 2000.1.22

[21]申请号 94190277.3

[30]优先权

[32]1993.3.26 [33]US [31]08/037,793

[86]国际申请 PCT/US94/02370 1994.3.7

[87]国际公布 WO94/23426 英 1994.10.13

[85]进入国家阶段日期 1995.1.10

[73]专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯

[72]发明人 艾瑞·A·格森 马克·A·杰休科

马休·A·哈特曼

审查员 何越峰

[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

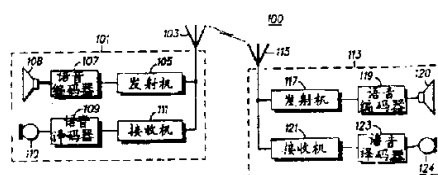
代理人 杨国旭

权利要求书 3 页 说明书 17 页 附图页数 2 页

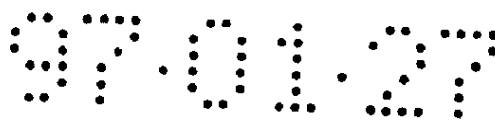
[54]发明名称 矢量量化器方法

[57]摘要

矢量相加激励的线性预测编码(VSELP)语音编码器提供了改进的质量,减少了通常语音编码器的复杂性。VSELP 使用代码簿,它有一预先定义的结构使得代码簿搜索过程所要求的计算大为减少。这个 VSELP 语音编码器运用基于定点阵技术(FLAT)的反射系数的单一或多段矢量量化器。此外,这个语音编码器使用预量化器来减小搜索的复杂性,使用高分辨标量量化器来减小所需要的存贮总量。以减少计算量和存贮要求。



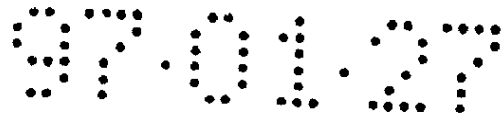
ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1. 矢量量化—反射系数矢量的方法，其中，该反射系数矢量具有 M 个元素，反射系数矢量代表了一个输入语音信号，该方法包括以下步骤：

- a) 提供反射系数的预定矢量的第一数组，每一预定矢量有 L 个元素，其中 $L < M$ ；
- b) 根据输入语音信号的相互关系初始化第一段相互关系；
- c) 从预定矢量的第一数组中选择第一选出矢量；
- d) 对应于第一选出的矢量和第一段相互关系计算第一段残余误差；
- e) 对于第一数组的每一预定矢量，重复步骤 c) 和 d)。
- f) 从具有最低第一段残余误差的第一数组中选择一个矢量，形成第一所选的矢量；
- g) 响应于第一所选的矢量和第一段相互关系，定义一组第二段相互关系；
- h) 提供反射系数的预定矢量的第二数组，每一预定矢量有 K 个元素，其中 $L + K \leq M$ ；
- i) 从预定矢量的第二数组中选择一第二所选矢量；
- j) 对应于第二选出的矢量和第二段相互关系组计算第二段残余误差；
- k) 对第二数组的每个预定矢量重复步骤 i) 和 j)；
- l) 由具有最低第二段残余误差的第二数组中选择一矢量，形成第



二所选矢量；和

m)组合至少第一所选矢量和第二所选矢量以形成量化的反射系数矢量。

2.根据权利要求1的矢量化—反射系数矢量的方法，其中该方法进一步包括步骤：

n)根据第二所选矢量和第二段相互关系定义一组第三段相互关系；

o)提供反射系数预定矢量的第三数组，每个预定矢量具有P个元素，其中 $L + K + P \leq M$ ，

p)由预定矢量的第三数组中选择第三选出的矢量；

q)对应于第三所选矢量和该组第三段相互关系计算一第三段残余误差；

r)对第三数组中的每个预定矢量重复步骤p)和q)；和

s)由具有最低第三段残余误差的第三数组中选择一矢量，形成第三所选矢量；

其中组合步骤包括步骤：将带有第一所选矢量的第三所选矢量和第二所选矢量组合，以形成量化的反射系数矢量。

3.根据权利要求2的矢量量化—反射系数矢量的方法，其中M是10，并且第一数组的每个矢量有三个元素，第二数组的每个矢量有三个元素，第三数组的每个矢量有四个元素。

4.根据权利要求3的矢量量化—反射系数矢量的方法，其中每个反射系数矢量包括10个指定为1至10的反射系数，预定矢量的第一数组的每个预定矢量覆盖反射系数1、反射系数2和反射系数3；预定矢量的第二数组的每个预定矢量覆盖反射系数4、反射系数5和反

射系数 6;和,预定矢量的第三数组的每个预定矢量覆盖反射系数 7、反射系数 8、反射系数 9 和反射系数 10。

5. 根据权利要求 2 的矢量量化—反射系数矢量的方法,其中初始化第一段相互关系的步骤包括步骤:对应于输入的语音信号计算一自相关序列。

6. 根据权利要求 5 的矢量量化—反射系数矢量的方法,其中定义一组第二段相互关系的步骤包括步骤:根据第一所选矢量和第一段相互关系计算一自相关序列;和定义一组第三段相互关系的步骤包括步骤:根据第二所选矢量和第二段相互关系组计算一自相关序列。

7. 根据权利要求 2 的矢量量化—反射系数矢量的方法,其中提供预定矢量的第一数组的步骤包括步骤:建立一第一段反射系数矢量代码簿;提供预定矢量的第二数组的步骤包括步骤:建立一第二段反射系数矢量代码簿;和,提供预定矢量第三数组的步骤包括步骤:建立一第三段反射系数矢量代码簿。

8. 根据权利要求 1 的矢量量化—反射系数矢量的方法,其中定义一组第二段相互关系的步骤包括:根据第一段相互关系和第一所选矢量使用自相关点阵递归技术。

9. 根据权利要求 8 的矢量量化—反射系数的方法,其中自相关点阵递归技术包括定点阵递归技术。

10. 根据权利要求 1 的矢量量化—反射系数的方法,其中计算第一段残余误差的步骤包括使用自相关点阵递归技术。

11. 根据权利要求 10 的矢量量化—反射系数的方法,其中自相关点阵递归技术包括定点阵递归技术。

说 明 书

矢量量化器方法

本发明一般地涉及使用代码激励的线性预测编码 (CELP), 使用随机编码或矢量激励的语音编码方法, 以及更具体地讲, 涉及用于矢量相加激励的线性预测编码 (VSELP) 的矢量量化器方法。

代码激励的线性预测 (CELP) 是一用于产生高质量合成语音的语音编码技术。这种语音编码也称为矢量激励的线性预测, 被用于许多的语音通信和语音合成应用中。 CELP 特别是应用于数字语音加密和数字无线电话通信系统, 这里语音质量, 数据速率, 大小和费用都是重要的问题。

在 CELP 语音编码器中, 模拟输入语音信号特性的长期 (音调 (pitch)) 和短期 (峰段 (formant)) 预测器包含在一套时变滤波器内。具体地, 可使用一个长期和一个短期滤波器。用于滤波器的激励信号从已存贮的改进序列的代码簿或码矢 (codevectors) 中选择。

对于每一帧语音, 选择一最佳的激励信号。语音编码器施加一单独码矢到滤波器以产生一重建的语音信号, 该重建的语音信号和原始输入的语音信号相比较, 产生一误差信号。该误差信号通过一谱噪声加权滤波器被加权。谱噪声加权滤波器有一以人体听力感觉

为基础的响应。最佳激励信号是一选出的码矢,对当时的语音帧它以最小能量产生加权的误差信号。

典型地,线性预测编码(LPC)是用来模拟采样区段内的短期信号相关,也称为短期滤波器。短期信号相关表示声道的谐振频率。LPC 系数是一组语音模型参量。其它的参量组可用来表示加于短期预测滤波器的激励信号的特性。这些其它的语音模型参量包括:线谱频率(LSF),逆谱(cepstral)系数,反射系数,对数面积比和反正弦。

语音编码器通常对激励信号进行矢量量化以减少为表示信号特性所必需的比特数。LPC 系数可在量化前被转换为其它的上述的参量组。这些系数可被单独地量化(标量量化)或被一组地量化(矢量量化)。标量量化不如矢量量化那样有效。然而标量量化在计算和存贮要求上比矢量量化费便宜。LPC 参量的矢量量化是应用于主要考虑编码效率的地方。

多段矢量量化可被用来均衡编码效率,矢量量化器搜索复杂性,和矢量量化器存贮要求等。第一类多段矢量量化是将一 Np 元素的 LPC 参量矢量划分为 n 段, n 段的每一段是单独地被矢量量化。第二类多段矢量量化是在 n 个矢量的代码簿中划分 LPC 参量,这里每个矢量代码簿复盖所有 Np 矢量元素。为了说明矢量量化,假设 $Np=10$ 个元素,每个元素以 2 比特代表。传统的矢量量化每 10 个元素将要求 2^{20} 个码矢来表示所有可能码矢的可能性。第一类带有

两段的多段矢量量化每 5 个元素将要求 $2^{10}+2^{10}$ 个码矢。第二类带有 2 段的多段矢量量化每 5 个元素将要求 $2^{10}+2^{10}$ 个码矢。这些矢量量化的每一种方法对于编码效率, 搜索复杂性和存贮要求等方面都提供不同的利益。这样, 现代技术的语音编码器将会从矢量量化方法和设备(这些设备和方法增加了编码效率, 或减少了搜索复杂性或存贮要求而无需改变相应的要求)中得益。

图 1 是一无线电通信系统的方框图, 它包括依据本发明的语音编码器。

图 2 是依据本发明的语音编码器的方框图。

图 3 是依据本发明所使用的反正弦函数的曲线图。

这里描述代码激励线性预测编码(CELP)的一种变形, 被称为矢量相加激励的线性预测编码(VSELP)是本发明的优选实施例。VSELP 使用一具有预先定义的结构 of 激励代码簿, 这样, 代码簿搜索过程所要求的计算就大大减少。这个 VSELP 语音编码器使用基于定点阵技术(FLAT)的反射系数的单一或多段矢量量化器。此外, 这个语音编码器使用了预量化器以减少矢量代码簿搜索复杂性, 和使用高分辨率标量量化器以减少为存贮反射系数矢量代码簿所需要的存贮器总量。这就得到一反射系数的高性能的矢量量化器, 它在计算上是有效的并已减少了存贮要求。

图 1 是无线电通信系统 100 的方框图。无线电通信系统 100 包括两个收发机 101, 113, 他们互相发送和接收语音数据。这两个收发

机 101, 113 可以是中继无线电系统, 或无线电通信系统或任何其它发送和接收语音数据的无线电通信系统的一部分。在发射机中, 语音信号被输入到话筒 108, 语音编码器选择被量化的语音模型参量。被量化的参量的代码被发送到另一收发信机 113。在另一收发信机 113, 所发送的被量化参量的代码被接收机 121 接收, 并用来在语音译码器 123 中再生语音。再生的语音输出到扬声器 124。

图 2 是一 VSELP 语音编码器 200 的方框图。VSELP 语音编码器 200 使用所接收的代码来决定使用代码簿中的激励矢量。VSELP 编码器使用有 2^M 个码矢 (它由 M 个基本矢量构成) 的激励代码簿。字度 $V_m(n)$ 为第 m 个基本矢量, 定义 $u_i(n)$ 为代码簿中的第 i 个码矢。

于是

$$u_i(n) = \sum_{m=1}^M \theta_{im} v_m(n) \quad (1.10)$$

这里 $0 \leq i \leq 2^M - 1; 0 \leq n \leq N - 1$ 。换句话说, 代码簿中的每一个码矢被构成为 M 个基本矢量的线性组合。线性组合由 Q 参量定义。

θ_{im} 被定义为

$$\theta_{im} = +1 \text{ 如果码字 } i \text{ 的比特 } m = 1$$

$\theta_{im} = -1$ 如果码字 i 的比特 $m=0$

码矢 i 被构成为 M 个基本矢量之和, 这里每一基本矢量的符号(正号或负号) 由码字 i 中相应的比特状态来决定。注意如果我们求补码字 i 中全部比特数, 相应的码矢就是码矢 i 的负数。所以, 对于每个码矢, 它的负数也是代码簿中的一个码矢。由于为相应的码字彼此互补, 这些码矢对被称为互补码矢。

适宜的矢量被选择后, 增益单元 205 对所选择的矢量乘以增益项 γ 换算。增益单元 205 的输出加到一组线性滤波器 207 和 209 以获得重建语音的 N 个样值。滤波器包括一“长期”(或“音调”)滤波器 207, 它将音调周期性插入激励中。“长期”滤波器 207 的输出又加到“短期”(或“峰段”)滤波器 209。短期滤波器 209 给信号加上谱包络。

长期滤波器 207 包括长期预测器系数 (LTP)。长期滤波器 207 试图从一个或多个很远以前的样值中预测下一个输出样值。如果仅有一个过去的样值被应用于预测器中, 那么, 预测器就是一单抽头预测器。典型地使用一到三个抽头。含有一个单抽头长期预测器的长期(“音调”)滤波器 207, 其传递函数由(1.1)给出

$$B(z) = \frac{1}{1 - \beta z^{-L}} \quad (1.1)$$

$B(z)$ 的特性由两个量 L 和 β 表示。 L 称为“滞后”。对于声频的语音,

L 典型地应是音调周期或是它的倍数。 L 也可能是一非整数值。如果 L 是一非整数, 一个内插的有限脉冲响应(FIR)滤波器被用来产生部分延迟的样值。 β 是长期(或“音调”)预测器系数。

短期滤波器 209 包括短期预测器系数 α_i , 它试图从前面的 N_p 个输出样值中预测下一个输出样值。 N_p 典型的范围是从 8 到 12。在本优选的实施例, N_p 等于 10。短期滤波器 209 相当于传统的 Lpc 合成滤波器。短期滤波器 209 的传递函数由(1.2)给出

$$A(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_i z^{-i}} \quad (1.2)$$

短期滤波器 209 的特性由 α_i 参量表示。对于全极点“合成”滤波器, 它是直接形式滤波器系数。关于 α_i 参量的详情可在下面见到。

各种参量(代码, 增益, 滤波器参量)并不以相同的速率发送到合成器(语音译码器)。典型地, 短期参量的更新通常比代码少。我们将定义短期参量更新率为“帧频”, 更新之间的间隔为一“帧”。代码更新率由矢量长度 N 决定。我们将定义代码更新率为“子帧频”, 代码更新间隔为“子帧”。一帧通常由整数个子帧组成。增益和长期参量可以子帧频, 帧频或根据语音编码器设计的两者之间的某些速率更新。

代码簿搜索过程包括尝试每一个码矢作为可能激励 CELP 合

成器的码矢。合成语音 $S'(n)$ 在比较器 211 和输入语音 $S(n)$ 相比较, 而产生一差值信号 e_i 。这个差值信号 $e_i(n)$ 由一谱加权滤波器 $W(z)$ 213 (也可能由第二加权滤波器 $C(z)$ 加以滤波以产生一加权的误差信号 $e'(n)$ 。 $e'(n)$ 中的功率在能量计算器 215 上计算。产生最小加权误差功率的码矢被选为该子帧的码矢。谱加权滤波器 213 用来对基于感官考虑的误差谱进行加权。这个加权滤波器 213 是语音谱的一个函数, 并能以短期(谱)滤波器 209 的 α 参量来表示。

$$W(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^{N_b} \alpha_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^{N_b} \tilde{\alpha}_i z^{-i}} \quad (1.3)$$

有两种方法能用来计算增益 γ 。可以在根据残余能量的代码簿搜索之前决定增益。这个增益然后可被固定用于代码簿搜索。另一个方法是当代码簿搜索时优化每个码矢的增益。产生最小加权误差的码矢将被选择, 并且它相应的最佳增益将被用于 γ 。由于增益是对每个码矢的优化, 所以后一方法一般地能产生更好的效果。这个方法也意味着增益项必须以子帧频更新。此技术的最佳代码和增益可计算如下:

1. 对于子帧计算已加权的输入信号 $y(n)$ 。

2. 计算 $d(n)$, 子帧的 $B(z)$ 和 $W(z)$ (和 $C(z)$, 如果使 $C(z)$ 的情况下) 滤波器的零输入响应。(零输入响应是滤波器没有输入时的响应; 滤波器状态的衰减)。

3. 在整个子帧计算 $p(n) = y(n) - d(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$)

4. 对于每个码矢 i 。

a. 计算 $g(n)$, 即码矢 i 的 $B(z)$ 和 $W(z)$ (和 $C(z)$, 如果使用的情况下) 的零状态响应。(零状态响应是将起始滤波状态置为零的滤波器输出)。

b. 计算

$$C_i = \sum_{n=0}^{N-1} g_i(n) p(n) \quad (1.5)$$

即, 已滤波的码矢 i 和 $p(n)$ 之间的互相关

c. 计算

$$G_i = \sum_{n=0}^{N-1} |g_i(n)|^2 \quad (1.6)$$

即, 已滤波的码矢 i 中的功率。

5. 选择 i , 它使 $\frac{(G_i)^2}{G_i}$ (1.7) 达到最大。

6. 使用所选择的码字和它相应的量化增益, 更新 $B(z)$ 和 $W(z)$ (和 $C(z)$, 如使用的情况下) 滤波器的滤波状态, 以得到合成器在步骤 2

的下一子帧起始的同样滤波状态。码矢 i 的最佳增益由(1.8)式给出

$$\gamma_i = \frac{C_i}{G_i} \quad (1.8)$$

使用最佳增益 γ_i 的码矢 i 的总加权误差由(1.9)给出

$$E_i = \left(\sum_{n=0}^{N-1} p^2(n) \right) \cdot \frac{|C_i|^2}{G_i} \quad (1.9)$$

短期预测器参量是图 2 短期滤波器 209 的 α_i' 。这些是标准的 *LPC* 直接形式滤波器系数,许多 *LPC* 分析技术可被用来决定这些系数。在本优选实施例中,使用了一个快速定点协方差点阵算法(*FLAT*)。*FLAT* 具有点阵算法的全部优点,包括有保证的滤波器稳定性,非窗口分析和在循环内量化反射系数的能力。此外,*FLAT* 在数值上是健全的,并能在一定点处理器上很容易实现。

短期预测器参量是从输入语音计算的,没有使用预加重。用于参量计算的分析长度是 170 个样值($N_A=170$)。预测器的阶数是 10 ($N_p=10$)。

这部分将详细描述 *FLAT* 算法。令落入分析间隔内输入语音的样值用 $S(n)$ 表示; $0 \leq n \leq N_A-1$ 。因为 *FLAT* 是一点阵算法,可以认为该技术是试图逐级地建立一最佳(它使残余能量最小)的逆点阵

滤波器。定义 $b_j(n)$ 为来自逆点阵滤波器第 j 级的反向余项, $f_j(n)$ 为来自逆点阵滤波器第 j 级的正向余项, 我们可定义

$$F_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} f_j(n-i) f_j(n-k) \quad (2.1)$$

为 $f_j(n)$ 的自相关;

$$B_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} b_j(n-i-1) b_j(n-k-1) \quad (2.2)$$

为 $b_j(n-1)$ 的自相关; 以及

$$C_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} f_j(n-i) b_j(n-k-1) \quad (2.3)$$

为 $f_j(n)$ 和 $b_j(n-1)$ 之间的互相关。

令 r_j 表示逆点阵第 j 级的反射系数。于是

$$F_j(i, k) = F_{j-1}(i, k) + r_j [C_{j-1}(i, k) + C_{j-1}(k, i)] + r_j^2 B_{j-1}(i, k) \quad (2.4)$$

和

$$B_j(i, k) = B_{j-1}(i+1, k+1) + r_j [C_{j-1}(i+1, k+1) + C_{j-1}(k+1, i+1)] + r_j^2 F_{j-1}(i+1, k+1) \quad (2.5)$$

和

$$C_j(i,k) = C_{j-1}(i,k+1) + r_j(B_{j-1}(i,k+1) + F_{j-1}(i,k+1)) + r_j^2 C_{j-1}(k+1,i) \quad (2.6)$$

我们已选择的用来决定 r_j 的公式可表示为

$$r_j = -2 \frac{C_{j-1}(0,0) + C_{j-1}(N_P - j, N_P - j)}{F_{j-1}(0,0) + B_{j-1}(0,0) + F_{j-1}(N_P - j, N_P - j) + B_{j-1}(N_P - j, N_P - j)} \quad (2.7)$$

FLAT 算法现可描述如下:

1. 首先从输入语音中计算协方差(自相关)矩阵

$$\phi(i,k) = \sum_{N_p}^{N_A-1} s(n-i) s(n-k) \quad (2.8)$$

$$0 \leq i, k \leq N_P.$$

2.

$$F0(i,k) = f(i,k) \quad 0 \leq i, k \leq N_P - 1 \quad (2.9)$$

$$B0(i,k) = f(i+1, k+1) \quad 0 \leq i, k \leq N_P - 1 \quad (2.10)$$

$$C0(i,k) = f(i, k+1) \quad 0 \leq i, k \leq N_P - 1 \quad (2.11)$$

3. 设 $j=1$

4. 用(2.7)式计算 r_j

5. 如 $j=Np$, 于是结束

6. 用(2.4)计算 $F_j(i,k) \quad 0 \leq i,k \leq Np-j-1$

用(2.5)计算 $B(i,k) \quad 0 \leq i,k \leq Np-j-1$

用(2.6)计算 $C_j(i,k) \quad 0 \leq i,k \leq Np-j-1$

7. $j=j+1$; 转到 4

在解出反射系数之前, 用给自相关函数开窗的方法修正 ϕ 数值

$$\phi'(i,k) = \phi(i,k)w(|i-k|) \quad (2.12)$$

在计算反射系数之前, 给自相关函数开窗通称为谱平滑(SST)。

从反射系数 r_j , 可计算短期 LPC 预测系数 α_i 。

使用反射系数的 28 比特三段矢量量化器。矢量量化器的段分别复盖反射系数 r_1-r_3 , r_4-r_6 , 和 r_7-r_{10} 。矢量量化器段的比特分配是

Q_1 11 比特

Q_2 9 比特

Q_3 8 比特

为避免穷举的矢量量化器搜索的计算复杂性, 在每一段使用了反射系数矢量的预量化器。每段预量化器的大小是:

P_1 6 比特

P_2 5 比特

P_3 4 比特

在一给定段, 来自预量化器的每个矢量的残余误差被计算并存入暂时存贮器中。搜索这个表以识别最低失真的 4 个预量化器矢量。每个选出的预量化器矢量的指数是用来计算进入矢量量化器表中的偏移, 与预量化器矢量相连系的量化器矢量邻接的子集从这里开始。在第 k 段每个矢量量化器子集的大小由下式给出:

$$S_k = \frac{2Q_k}{2^{P_k}} \quad (2.13)$$

与选出的预量化器矢量相连系的量化器矢量的 4 个子集被检索用来寻找产生最低残余误差的量化器矢量。这样, 在第一段估算 64 个预量化器矢量和 128 个量化器矢量, 在第二段估算 32 个预量化器矢量和 64 个量化器矢量, 在第三段估算 16 个预量化器矢量和 64 个量化器矢量。通过上述具有频带扩展的 *FLAT* 技术所计算的最佳反射系数在矢量量化之前被转换为一自相关矢量。

FLAT 算法的自相关方案 *AFLAT* 是被用来计算正在被估算的反射系数矢量的残余误差能量。象 *FLAT* 一样, 当计算最佳反射系数或从当前段的矢量量化器中选择反射系数时, 这个算法具有部分地补偿来自以前点阵级中反射系数量化误差的能力。这个改善对于具有高反射系数量化失真的帧是很重要的。现在描述 *AFLAT* 算法(在带有预量化器的多段矢量量化器的范围内):

在 $0 \leq i \leq N_p$ 范围内, 根据最佳反射系数计算自相关序列 $R(i)$ 。或者, 可根据其它的 LPC 参量表示(如直接形式 LPC 预测器系数 α) 来计算自相关序列, 或直接根据输入语音来计算。

定义 $AFLAT$ 循环的起始条件:

$$\bar{P}_0(i) = R(i), \quad 0 \leq i \leq N_p - 1 \quad (2.14)$$

$$\bar{V}_0(i) = R(i+1), \quad 1 - N_p \leq i \leq N_p - 1 \quad (2.15)$$

初始化矢量量化器段指数 k :

$$k = 1 \quad (2.16)$$

令 $I_1(k)$ 是第 k 段中第一点阵级的指数, $I_h(k)$ 是第 k 段的最后点阵级的指数。在第 k 段估算来自点阵级 $I_h(k)$ 的残余误差的循环, 已知 r , 来自预量化器的反射系数矢量或来自量化器的反射系数矢量表示如下。

初始化点阵级的指数 j , 以指向第 k 段的开始:

$$j = I_1(k) \quad (2.17)$$

设置 P_{j-1} 和 V_{j-1} 的起始条件为

$$P_{j-1}(i) = P_{j-1}(i), \quad 0 \leq i \leq I_h(k) - I_1(k) + 1 \quad (2.18)$$

$$V_{j-1}(i) = \bar{V}_{j-1}(i), \quad -I_h(k) + I_1(k) - 1 \leq i \leq I_h(k) - I_1(k) + 1 \quad (2.19)$$

用下式计算 V_j 和 P_j 数值,

$$P_j(i) = (1 + \hat{r}_j^2) P_{j-1}(i) + \hat{r}_j [V_{j-1}(i) + V_{j-1}(-i)], 0 \leq i \leq I_b(k) - j \quad (2.20)$$

$$V_j(i) = V_{j-1}(i+1) + \hat{r}_j^2 V_{j-1}(-i-1) + 2\hat{r}_j P_{j-1}(i+1), j - I_b(k) \leq i \leq I_b(k) - j \quad (2.21)$$

j 增加:

$$j = j + 1 \quad (2.22)$$

如 $j \leq I_b(k)$ 转到 (2.20) 式。

已知反射系数矢量 $\hat{r}$, 来自点阵级 $I_b(k)$ 的残余误差由下式给出:

$$E_r = P_{I_b(k)}(0) \quad (2.23)$$

使用概述的 AFLAT 循环, 估算来自第 k 段预量化器的每个矢量引起的残余误差, 识别要搜索的量化器矢量的 4 个子集, 并计算来自所选出的 4 个子集的每个量化器矢量引起的残余误差。在 4 个子集中所有量化器矢量范围内使 E_r 为最小的量化器矢量 $\hat{r}$ 的指数, 被用 Q_k 比特编码。如 $k < 3$, 于是在 $k+1$ 段进行循环的起始条件需要计算。设点阵级指数 j 等于:

$$j = I_1(k) \quad (2.24)$$

计算:

$$\bar{P}_j(i) = (1 + \bar{r}_j^2) \bar{P}_{j-1}(i) + \bar{r}_j [\bar{V}_{j-1}(i) + \bar{V}_{j-1}(-i)], 0 \leq i \leq N_p - j - 1 \quad (2.25)$$

$$\bar{V}_j(i) = \bar{V}_{j-1}(i+1) + \bar{r}_j^2 \bar{V}_{j-1}(-i-1) + 2\bar{r}_j \bar{P}_{j-1}(i+1), j - N_p + 1 \leq i \leq N_p - j - 1 \quad (2.26)$$

j 增加,

$$j = j + 1 \quad (2.27)$$

如 $j \leq I_n(k)$, 转到式 (2.25)

增加矢量量化器分段指数 k :

$$k = k + 1 \quad (2.28)$$

如 $k \leq 3$, 转到 (2.17)。否则, 选择三段的反射系数矢量的指数, 并终止反射系数矢量量化器的搜索。

为了使反射系数矢量量化器的存贮要求为最小, 单个反射系数的八位代码而不是实际的反射系数值被存贮于矢量量化器表中, 该代码被用来从有 256 项的标量量化表中查寻反射系数值。八位代码表示通过均匀采样图 3 所示的反正弦函数所得到的反射系数值。反射系数值从 -1 到 +1 变化。当值是接近于 +/-1 的极限时, 在反射系数域 (X 轴) 中的非线性间隔提供更精确的反射系数。而当值是近于 0 时, 提供稍差的精确度。假设为 256 量化级时, 和在反射系数域中均匀采样相比较, 这减少了由于反射系数的标量量化引起的谱

失真。

图 1

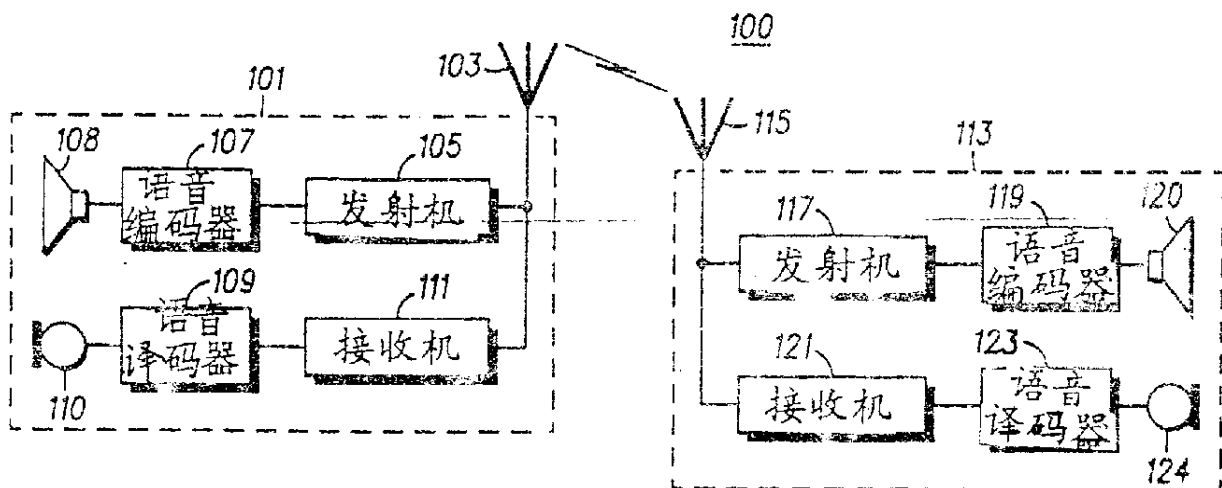


图 3

