

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00108238.8

[43]公开日 2000年11月8日

[11]公开号 CN 1272728A

[22]申请日 2000.4.30 [21]申请号 00108238.8

[30]优先权

[32]1999.5.4 [33]IL [31]129752

[71]申请人 ECI 电信公司

地址 以色列佩塔蒂克瓦

[72]发明人 M·阿加斯

A·伊兰

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

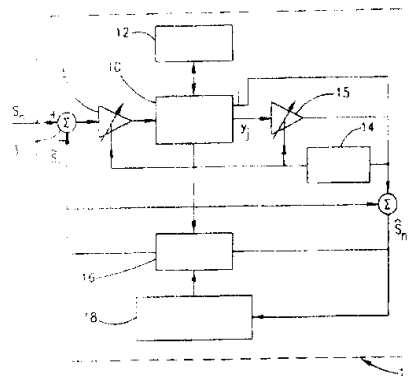
代理人 邹光新 李亚非

权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 在话音频带数据通信期间避免量化器饱和的方法和系统

[57]摘要

减小预测误差脉冲的一种方法和系统,采用了一个平均增益计算器、一个脉冲检测器、一个信号分类器判决装置和一个增益补偿器,其中量化器的补偿定标系数是利用矢量线性非自适应预测类型算法,在对 VBD 类型信号的编码/译码过程中确定的。



ISSN 1008-4274

## 权 利 要 求 书

---

1. 一种方法，用于在对 VBD 类型信号进行的编码/译码过程中，采用矢量线性非自适应预测类型算法，确定量化器的补偿定标系数。
- 5
2. 权利要求 1 的方法，包括以下步骤：
- i. 提供一个编码形式的数字取样矢量；
- ii. 为预测所述数字取样矢量计算 LP 系数，从中获得线性预测误差矢量；
- 10
- iii. 计算所述线性预测误差矢量的增益；
- iv. 利用所述增益计算量化器的定标系数；
- v. 利用前面的数字取样，计算对应于所述数字取样矢量的平均增益；
- vi. 计算所述增益和所述平均值之间的差；
- 15
- vii. 确定针对数字取样矢量的预测误差脉冲是否需要增益补偿，根据是：
- (a) 将所述差跟第一个预定门限值进行比较，和
- (b) 将跟提供的预定个数最新数字取样矢量有关的增益和它们的平均值之间的差跟第二个预定门限值进行比较；
- 20
- viii. 在步骤 (vii) 中认定需要进行增益补偿的时候，确定所述数字取样矢量预测误差中的脉冲所需要的补偿；
- ix. 将步骤 (v) 中获得的量化器定标系数跟步骤 (viii) 中得到的增益补偿合并起来，得到量化器的补偿定标系数。
3. 权利要求 1 或 2 的方法，其中的线性非自适应预测算法是一种全极点模型类型的算法。
- 25
4. 权利要求 2 或 3 的方法，其中当跟预定个数的前面的数字取样矢量的增益和它们的平均值及第二个预定门限之差没有超过所述第二个预定门限时，认定这一信号是一个稳定信号。
5. 权利要求 2~4 中任意一个的方法，还包括计算预定函数的值的步骤，这一函数的基础是计算出来的跟所述数字取样矢量有关的 LP 系数。
- 30
6. 权利要求 5 的方法，其中的预定函数用于确定需要的增益补

偿。

7. 权利要求 5 或 6 的方法，其中所述预定函数等于

$$\frac{ABS(A[1])}{\sum_{i=1}^{11} ABS(A[i])}$$

其中 A[i] 是 LP 系数。

5 8. 权利要求 2~7 中任意一个的方法，还利用了预定峰值门限。

9. 权利要求 8 的方法，其中将步骤 (v) 中计算的差跟所述预定峰值门限进行比较。

10 10. 权利要求 9 的方法，其中将补偿增益的第一个预定时间段延长到增益值下降到预定峰值门限电平以下。

11. 以上权利要求中任意一个的方法，其中的线性预测误差矢量是通过预测误差矢量进行网格码量化，并从许多量化线性预测误差矢量中选择优选量化线性预测误差矢量得到的。

15 12. 权利要求 11 的方法，其中的选择是通过选择具有最小预测误差的线性预测误差矢量而完成的。

13. 权利要求 2 的方法，其中步骤 (viii) 中给出的所需增益补偿的确定受到一个门限的限制，以防止增益过饱和。

14. 能够在数字通信系统中工作，用于在对 VBD 类型的信号进行编码/译码的过程中临时改变量化增益的一种通信装置，包括：

20 i. 平均增益计算器；

ii. 脉冲检测器；

iii. 信号分类器；

iv. 判决装置；和

v. 增益补偿器。

25 15. 权利要求 14 的通信装置，其中的平均增益计算器能够利用最新的矢量增益值，和所述最新矢量增益值跟增益补偿的平均值之间的差  $G_{diff}$ ，计算增益估计的平均值。

30 16. 权利要求 15 的通信装置，其中脉冲检测器将收到的差  $G_{diff}$  跟预定第一个门限进行比较，该检测器能够在预定时间段以后检测增益突变。

17. 权利要求 14~16 中任意一个的通信装置, 其中的信号分类器用于检测预定 VBD 信号。

18. 权利要求 14~17 中任意一个的通信装置, 其中的判决装置用于接收所述脉冲检测器和所述信号分类器的输出, 以及用于据此启动增益补偿器。

19. 权利要求 14~18 中任意一个的通信装置, 其中的增益补偿器能够在预定时间段中提高增益。

20. 能够在数字通信系统中工作的一个数字电信站, 包括:

用来接收话音频带数据信号并据此工作的输入接口;

10 处理装置, 用来计算:

用来预测所述数字取样矢量并从中得到一个线性预测误差矢量的 LP 系数;

所述线性预测误差矢量的增益;

利用所述增益为量化器确定定标系数;

15 根据前面的数字取样对应于所述数字取样矢量的增益平均值;

所述增益和所述平均值之间的差;

第一个确定装置, 用来确定针对所述数字取样矢量的预测误差脉冲是否需要增益补偿, 根据的是:

i. 将这一个差跟第一个预定门限值进行比较, 和

20 ii. 将跟预定个数最新数字取样矢量有关的增益, 除了提供的所述数字取样矢量以外, 与它们的平均值之间的差跟第二个预定门限进行比较,

第二个确定装置, 如果第一个确定装置给出肯定结果, 用来确定补偿所述数字取样矢量线性预测误差脉冲所需要的增益补偿;

25 将量化器定标系数跟第二个确定装置确定的增益补偿合并起来的装置; 和

发射话音频带数据信号的输出接口。

21. 一种数字通信系统, 用于在对 VBD 类型信号进行编码/译码的过程中, 减小预测误差脉冲, 包括:

30 i. 平均增益计算器;

ii. 脉冲检测器;

iii. 信号分类器;

- iv. 判决装置；和
- v. 增益补偿器。

22. 权利要求 21 的数字通信系统，其中的平均增益计算器能够利用最新的矢量增益值、最新矢量增益值和平均增益补偿之间的所述差  $G_{diff}$ ，计算增益估计的平均值。

23. 权利要求 22 的数字通信系统，其中所述脉冲检测器将收到的差  $G_{diff}$  跟预定第一个门限进行比较，该脉冲检测器能够在一段预定时间以后检测增益突变。

24. 权利要求 21 ~ 23 中任意一个的数字通信系统，其中的信号分类器用于检测预定 VBD 信号。

25. 权利要求 21 ~ 24 中任意一个的数字通信系统，其中的判决装置能够接受所述脉冲检测器和信号分类器的输出，并据此启动增益补偿器。

26. 权利要求 21 ~ 25 中任意一个的数字通信系统，其中的增益补偿器能够在一段预定时间中提高增益。

27. 通过传输路径连接多个通信干线的数字通信系统，包括：  
传输网络至少第一端的第一个传输装置，用于传输数字信号；  
权利要求 20 中的至少一对电信站；和  
在所述传输网的至少第二端的接收装置。

# 说明书

## 在话音频带数据通信期间 避免量化器饱和的方法和系统

5 总的来说本发明涉及通信系统，具体而言，本发明涉及通信系统中压缩信号的传输。

近些年来，人们正在发展各种技术以节省所需要的带宽，这些技术采用压缩方式传输信号，能够得到长途质量或者接近长途质量的语音。这些技术一般都要使用编码算法，从而降低非压缩传输的 64 kb/s  
10 的带宽要求。这样一个例子是 LD-CELP（低时延码激励线性预测）算法，它能将带宽降低到 16 kb/s。当然，为了使用这种编码算法，传输路径的两端都应当能够对信号进行编码和译码。满足这一要求的一个办法是在两端以及传输路径上都使用专用设备。另一个可能的解决办法是采用国际标准，这些标准兼容传输路径上各种类型的设备。

15 1995 年 3 月国际电信联盟（ITU-T）建议 G. 728 公开了编码算法 LD-CELP 的国际标准。但是人们发现这一建议有几个缺点。其中之一就是用可变比特率（以后叫做“VBR”）进行传输。当 G. 728 建议用于话音频带数据传输时，这一问题尤其引人注目。

ECI 通信有限公司（ECI Telecom Ltd.）在它于 1997 年 3 月 17  
20 日给 ITU-T 的文件（contribution）中提出了一个解决方案，公开于 ITU-T 建议 G. 728 的附录 J 里。这里将标题为“可变比特率算法，主要用于 DCME（数字电路倍增设备）中 LD-CELP ITU-T 建议 G. 728 的话音频带数据应用”的这一稿件引入作为参考。以后将这篇文章叫做“40 kbps 算法”。

25 在这一稿件中，介绍了 VBR 的一种解决办法，尤其是将 VBR 用于话音频带数据（以后叫做“VBD”）应用中时。这一稿件提供了实现采用 LD-CELP 算法的编解码器所需要的信息，以及改进建议 G. 728 中附录 G 的“16 kb/s 定点规范”的有关信息，从而使定点算法装置能够进行模式切换。

30 这一 40 kbps 算法中的编解码器主要是采用 40 kbps 的传输速率。算法延迟是 5 个取样，总共 0.625 ms，这一编解码器能够每一个“自适应周期”（2.5 ms）进行一次模式切换。

建议这一 40 kbps 算法的主要目的是在 DCME 这种应用中解决压缩 VBD 的传输问题，并用这一算法取代采用了 LD-CELP 算法的 DCME 系统中的 40 kbps 的 ADPCM 模式 (ITU-T 建议 G. 726)。这一算法的特征之一是到 LD-CELP 和从 LD-CELP 的软过渡，与此同时维持长途质量或者接近长途质量的语音。

这一 40 kbps 算法中语音模式的自适应周期主要是由 G. 728 建议给出来的。因此，返回到语音模式时，将采用建议 G. 728 中规定的 LD-CELP 模式而不是 40 kbps 算法。

按照 40 kbps 算法工作的编解码器的主要改进是，采用了第 38 卷第 1 期《IEEE 通信学报》(1990)介绍的网格编码量化(以后叫做“TCQ”)方法，在这里将这一篇文章引入作为参考。这一 TCQ 方法取代了 VBD 模式中采用综合-分析方法搜索 ITU-T 建议 G. 728。

此外，在建议的 40 kbps 算法中，没有任何方法用来解决预测误差出现脉冲时，例如预测误差的能量电平突然改变时，如何避免饱和这一问题。这种情况会导致译码器的输出出现很高的噪声电平，大家都知道这是导致传输路径的发射和接收端之间出现偏差的一个原因。

US 4677423 指出，另一种算法，也就是 ADPCM 算法，中存在一个有点类似的问题，并公开了解决这一问题的一个方法。US 4677423 中描述的机制是通过锁定和解锁自适应速度来解决部分频带能量信号中的过渡问题。自适应速度非常低时锁定自适应速度，需要很高的自适应速度时则采用未锁定模式。可惜对于采用的编码算法中预测器不是自适应的这种系统来说，例如对于基于线性预测(以后叫做 LP)分析系统来说，这一算法不够快，需要采用另一种解决办法。预测误差中出现脉冲的情况下，在采用线性预测器的系统中试图避免饱和时，有许多问题使得 US 4677423 中的解决方案不够有效。这些问题有：这一 4677423 解决方案的基础是单独处理每一个取样这一事实，而在线性预测器中，采用的是包括许多取样的一个矢量，而不是 4677423 解决方案中建议的单个取样，这一差别使得 4677423 解决方法的速度不足以用于线性预测器系统。另一个主要差别是，这一 4677423 专利处理的误差都是对数误差，它们不会象线性误差那样快地使量化器饱和。因此，需要另一种解决方案，它能用于采用线性预

测器的系统。

因此本发明的一个目的是提供一种方法，用于确定采用矢量线性非自适应预测算法的编码器的补偿定标系数 (scaling)，这种方法能克服现有技术中的上述缺点。

5 本发明的另一个目的是提供一种数字通信装置和系统，用于解决由预测误差中出现脉冲引起的问题。

本发明还有一些目的和特征将通过以下介绍和附图进行说明。

本发明提供一种方法，用于通过采用矢量线性非自适应预测型算法，在 VBD 类型信号的编码/译码过程中确定量化器的补偿定标系数。

10 下面将用术语“VBD”来表示在话音频带（直到 4 kHz）内要发射的调制数字信号，例如，调制解调器信号、双音多频信号以及象窄带信号这种任何其它信号。

本发明的方法最好包括以下步骤：

- i. 提供一个编码形式的数字取样矢量；
- 15 ii. 为预测所述数字取样矢量计算 LP 系数，从中获得线性预测误差矢量；
- iii. 计算所述线性预测误差矢量的增益；
- iv. 利用所述增益计算量化器的定标系数；
- v. 利用前面的数字取样，计算对应于所述数字取样矢量的平均
- 20 增益；
- vi. 计算所述增益和所述平均值之间的差；
- vii. 确定针对所述数字取样矢量的预测误差脉冲是否需要增益补偿，根据是：
  - (a) 将所述差跟第一个预定门限值进行比较，和
  - 25 (b) 将跟预定个数最新数字取样矢量有关的增益和它们的平均值之间的差跟第二个预定门限值进行比较；
- viii. 在步骤 (vii) 中认定需要补偿增益的时候，确定所述数字取样矢量预测误差中的脉冲所需要的补偿；
- ix. 将步骤 (v) 中获得的量化器定标系数跟步骤 (viii) 中得
- 30 到的增益补偿合并起来，得到量化器的补偿定标系数。

这种线性非自适应预测算法的一个实例是全极点模型类型的算法。



判断一个信号是不是一个稳定信号，是通过将跟预定个数的前面的数字取样矢量有关的增益和它们的平均值之间的差，跟第二个预定门限进行比较来进行的。如果这些差没有超过第二个预定门限，就可以认定这一信号是一个稳定信号。

5 按照本发明的一个优选实施方案，上述方法还包括计算预定函数的值的步骤，这一函数的基础是计算出来的跟上述数字取样矢量有关的 LP 系数。这样获得的预定函数的值可以用于确定需要的增益补偿。根据这一实施方案，这可以通过例如设置一个约束来完成，除非计算值大于预定值，否则不进行任何增益补偿。另一个实例是通过将一个  
10 因子应用到增益补偿上去，它取决于计算值和预定值之间的差。

这一实施方案中这一预定函数的一个实例是：

$$\frac{ABS(A[1])}{\sum_{i=1}^{11} ABS(A[i])}$$

其中 A[i] 是 LP 系数。

同样，就象本领域里的任何技术人员都会明白的那样，还可以采  
15 用其它的增益补偿判决机制，并在最终决定进行实际的补偿时将它们的结果考虑进去。

按照本发明的另一个实施方案，预先定义一个峰值门限值，将在上述方法的步骤 (v) 中计算出来的差的计算值，跟这一峰值门限进行比较。这一实施方案其中包括延长了预定时间段，在这段时间里增  
20 益得到补偿，而它的值不超过峰值门限。因此可以延长增益补偿时间，直到峰值下降到峰值门限以下，或者到一个更长的预定时间段。

根据本发明的再一个优选实施方案，线性预测误差矢量是通过  
对预测误差矢量进行网格码量化，并从计算出来的许多量化线性预测误差矢量中选择一个优选量化线性预测误差矢量而得到的。这种选择是  
25 通过选择具有最小预测误差线性预测误差矢量来选择的更好。

根据本发明的再一个实施方案，在步骤 (viii) 里设置的所需要的增益补偿受到一个门限的限制，以防止增益的过分补偿。

另一方面，本发明提供可以在数字通信系统中工作的数字电  
站，包括：

30 用来接收话音频带数据信号并据此工作的输入接口；

处理装置，用来计算：

用来预测所述数字取样矢量并从中得到一个线性预测误差矢量的 LP 系数；

所述线性预测误差矢量的增益；

5 利用所述增益为量化器确定定标系数；

根据前面的数字取样对应于所述数字取样矢量的增益平均值；

所述增益和所述平均值之间的差；

第一确定装置，用来确定针对所述数字取样矢量的预测误差脉冲是否需要增益补偿，根据：

10 a. 将这一个差跟第一个预定门限值进行比较，和

b. 将跟预定个数最新数字取样矢量有关的增益，除了提供的所述数字取样矢量以外，与它们的平均值之间的差跟第二个预定门限比较，

15 第二确定装置，用来如果第一个确定装置给出肯定结果，确定补偿所述数字取样矢量线性预测误差脉冲所需要的增益补偿；

将量化器定标系数跟第二个确定装置确定的增益补偿合并起来的装置；和

发射话音频带数据信号的输出接口。

20 就象本领域里的技术人员会明白的那样，上述装置还可以包括本领域里众所周知的特性，因此应当明白本发明也包括这些特征。

下面将用到的术语“通信网”包括了本领域里大家都知道的各种网络，例如 TDM、同步和异步传输网、IP 网、IP 帧中继网和任何其它可用通信网。

25 这里用“电信站”表示至少一对编码/译码装置的组合，需要的时候，其中的一个装置用于将收到的信号转换成一种新的编码形式，而另一个用作对应的译码器，将这种信编码形式的信号转换成编码以前的形式。这两个装置可以放在一个设备里，也可以放在不同的设备里。

30 本发明的再一个实施方案提供了一种通信装置，它能在数字通信系统中工作，在 VBD 类型的信号的编码/译码过程中能够临时改变量化增益，包括：

i. 平均增益计算器；

- ii. 脉冲检测器;
- iii. 信号分类器;
- iv. 判决装置; 和
- v. 增益补偿器。

5 在另一个优选实施方案中, 平均计算器用于计算平均增益估计, 利用的是最新矢量增益值跟最新矢量增益值与增益补偿平均值之间的差  $G_{diff}$ 。由能够检测一预定时间段之后增益突变的脉冲检测器, 收到这一差  $G_{diff}$ , 并跟预定第一个门限比较更好。

10 根据本发明的另一个优选实施方案, 信号分类器用于检测预定 VBD 信号, 判决装置用于接收脉冲检测器和信号分类器的输出, 并据此启动增益补偿器更好。

在另一个优选实施方案中, 增益补偿器用于在一预定时间段里提高增益。

15 另一方面, 本发明提供一种数字通信系统, 用于通过传输路径将多个通信干线相互连接起来, 包括:

- 传输网络至少第一端的第一个传输装置, 用于传输数字信号;
- 上述类型的至少一对电信站; 和
- 在所述传输网的至少第二端的接收装置。

图 1 说明的是采用本发明中处理 VBD 信号的方法的一个编码器。

20 图 2 说明的是产生网格图的一个典型的状态机。

图 3 是图 2 中的状态机产生的网格图实例。

图 4 说明本发明中临时改变量化增益的方法。

图 1 说明本发明中编码器 1 的部分结构。

25 信号  $S_n$  跟它的预测值  $S'_n$  一起输入加法器 3。将它们的差经过一个前置放大器 5 传送给一个 TCQ 搜索和维特比判决方框 10。处理完差以后, 这一方框收到的信息跟来自方框 12 的有关输入, 一组扩展超代码簿 (super codebook), 经过增益定标系数装置 15 到达预测器 16。TCQ (网格编码量化) 算法所需要的所有操作都是在方框 10 中的建立过程中完成的。这些操作可能包括例如残存网格和指定再生值的管理、矩阵的计算和比较以及维特比判决的确定。维特比判决按照本领域里大家都知道的以下过程进行。给定组节点中的每一个节点都有许多合法分支。在这一过程的每一步骤里, 从这些分支中选择有限数量

30

的分支，这些选中的分支会导致较小的误差。针对许多取样重复了这一过程以后，选择出连接能得到最小总误差的分支的路径。在这种结构中，方框 10 还释放图 1 中指定为  $j$  的 5 个信道下标，维特比算法为最后 5 个源取样引用了最好的残存  $Y_j$ 。

5 图 2 和图 3 简要说明了产生网格图的典型状态机和网格图本身。

“40 kbps 算法”的第 7.1 节给出了每一个节点经过网格格点到达前面的节点的允许路径。例如第一个节点 ( $s[0]$ ) 在分支 0 ( $b[0]$ ) 上的前一个允许节点是节点 0，在分支 1 ( $b[1]$ ) 上的是节点 2。

10 “40 kbps 算法”的第 7.2 节给出了每一个节点经过网格格点到达后面的节点的允许路径。例如，第一个节点 ( $s[0]$ ) 在分支 0 ( $b[0]$ ) 上的下一个允许节点是节点 0，在分支 1 ( $b[1]$ ) 上的是节点 2。

“40 kbps 算法”的第 7.3 节给出了与每一网格路径有关的量子子集  $\{D_0, D_1, D_2, D_3\}$ 。例如，从  $s[0]$  到  $s[0]$  的转移与子集  $D_0$  有关。从  $s[0]$  到  $s[1]$  的转移与子集  $D_2$  有关，到  $s[2]$  和  $s[3]$  的转移则不允

15 许，因此标为 X。

“40 kbps 算法”的第 7.4 节给出了每一转移的下标，并标出了从每一个节点辐射出去的两个分支。例如，从  $s[0]$  到  $s[0]$  的转移与 0 有关。从  $s[0]$  到  $s[1]$  的转移与 1 有关（注意用了第 5 位，在 C 语言中  $0x10$  就是  $10h$ ），而且到  $s[2]$  和  $s[3]$  的转移是不允许的，因此标为 X。

20 如上所述，方框 12 是超代码步，它是一个扩展集标量劳埃德-最大量化器。这 64 个输出电平被分成 4 个子集，从负的最大电平处开始，朝向正的最大电平处，这些连续点被标为  $\{D_0, D_1, D_2, D_3, \dots, D_0, D_1, D_2, D_3\}$ 。“40 kbps 算法”中的第 7.6 节给出了这些量化电平，在“40 kbps 算法”中的第 7.5 节给出了间隔极限。标为  $s[0]$  的那一列给出了属于子集  $D_0$  的电平。  $D_1$  电平在  $s[1]$  下面， $\dots$ ，  $D_3$  电平在  $s[3]$  下面。

25

当后向增益适配器 14 处理 VBD 信号时，本发明中的工作过程跟 G 728 ITU-T 标准处理语音信号的方式相比有几点不同。主要差别是：

1) 在 VBD 模式里，代码簿输出值的均方根值是在残存路径指定的一个输出电平（量化余量）序列上计算出来的。均方根值是用 8 个取样序列计算出来的。然而，跟 G. 728 的附录 G 公开的不一样，其中预先计算出来的表储存了均方根的对数值，在 VBD 模式里，有必要

30

计算均方根的对数值。等式 (1) 给出了对数近似。“40 kbps 算法”的第 8 节给出了系数  $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ ，其中的第 4.12 节详细描述了对数计算器。

$$\text{等式 (1): } 2 * \log_{10}(x) = d_0 * (x-1) + d_1 * (x-1)^2 + d_2 * (x-1)^3 + d_3 * (x-1)^4 + d_4 * (x-1)^5$$

其中  $1 \leq x < 2$ 。

对于不是上述值的  $x$ ，则进行规范化。例如“40 kbps 算法”的 #J.16 方框描述的过程。

对数均方根值替代形状和增益代码簿的输出、对数增益表方框 #G.93 和 #G.94 (等式 G-14 中的最后两项)。

2) 在对数增益环中可以引入一个平滑滤波器，用来减少有稳定变化的信号的稳定状态振荡，例如话音频带波形。为了解决语音和数据信号中的问题，一个动态锁定量化器 (“DLQ”) 算法产生一个变量速度适配。可以采用跟 ITU-T 建议 G.726 描述的相似的 DLQ 算法。

15 给采用 DLQ 算法的处理器输入是去掉了偏移的对数增益  $d(n)$ 。加权滤波器将这一输入平均 (“40 kbps 算法”方框 #J.14 的第 4.13 节)，产生锁定增益  $G_L$ 。

如果  $a_1=0$ ，那么量化器就完全处于锁定状态，如果  $a_1=1$  就完全处于未锁定状态。通过比较量化余量  $ET(n)$  的长期和短期能量计算出  $a_1$  ( “40 kbps 算法” 的方框 #J.12，第 4.10 节)。比较说明了量化余量变化的不变特性。

$$\text{等式 (2): } G = G_0 * \alpha_1 + G_L * (1 - \alpha_1)$$

3) 预测误差脉冲可能会引起量化器的饱和。为了防止饱和，按照本发明的方法临时改变量化增益。

25 自然地，采用本发明的方法时进行平均值计算的最好方式是在计算的时候为最新的增益值分配更大的权。

图 4 给出了临时改变量化增益的方法。按照这一方法，进行以下步骤：

a. 计算平均增益：

30 平滑滤波器 40 利用最新的矢量增益值  $G_{STATE}[0]$  计算增益估计的平均值  $G_{ave}$ 。

计算出来的平均值最好是加权平均值，跟过去的值相比，最新的

值的权更大。等式 3 给出了计算这样一个平均值的一个可选方法。然后计算出  $G_{STATE}[0]$  和  $G_{ave}$  之间的差，用  $G_{diff}$  表示，并传送给脉冲检测方框 42。

$$\text{等式 (3): } G_{ave} = G_{const} * G_{ave} + (1 - G_{const}) * G_{STATE}[0]$$

5        b. 脉冲检测方框 42:

这一方框的功能主要是在没有检测到脉冲的一个预定时间段以后检测增益的突然变化。为此，将  $G_{diff}$  跟第二个固定预定门限比较。如果  $G_{diff}$  的值小于第二个预定门限的时间超过了预定时间，就将这一信号看成“稳定”信号。当前面的信号是“稳定”信号时，如果  $G_{diff}$  10 的值超过第一个预定门限，就检测线性预测误差脉冲。按照本发明的一个优选实施方案，第一个预定门限等于第二个预定门限。

c. 信号分类器

在某些 VBD 传输过程中更容易出现误差脉冲。这样，检测到误差脉冲时，增益补偿的参数可以最大。

15        在信号分类器方框 44 里，用例如 LP 系数来检测传输的这些信号，并将分类发往判决方框 46。

d. 判决方框 46:

判决方框 46 接收信号分类器方框 44 的输出和脉冲检测方框 42 的输出。根据这些输出，判断是否需要补偿，以及启动增益补偿方框 20 48 以后下一段描述的增益补偿参数会受到什么样的影响。

e. 增益补偿方框 48:

方框 48 的主要任务是确定需要的增益补偿，并允许在第一个预定时间段里增大增益因子。根据本发明的另一个实施方案，可以改变这第一个预定时间段。根据这另一个实施方案，为增益峰值门限设定 25 第三个预定门限。一旦达到了这第三个预定门限，就延长增益补偿的时间，这里，这一时间段可以重新定义为第二个预定时间段。采用这样一个实施方案允许延长增益补偿时间，以防脉冲变化相对较大。就象本领域里的技术人员会明白的那样，可以对上述方法进行许多的修改，同样能完成这一任务，它们也属于本发明的范围。例如，不是延 30 长补偿时间，而是改变增益补偿电平，从而达到所需效果。

同样，如果采用限幅器来限制补偿电平，就可以调整限幅器的值从而更好地进行增益补偿。

下面介绍图 1 中的其余方框 14 (后向增益适配器)、16 (预测器) 和 18 (后向预测系数适配器)。

5 预测器 16 是 G. 728 综合型滤波器的一个简型。多项式的顺序包括 LP 系数 10 个抽头, 而不是综合型滤波器里通常使用的 50 个抽头。预测是在残存路径的基础上进行的 (“40 kbps 算法” 的方框#J. 7, 第 4. 4 节), 方式如下: 在时刻  $n$ , 为每一个节点形成当前取样的预测 (“40 kbps 算法” 的方框#J. 8, 第 4. 5 节), 采用的是残存在时刻  $n-1$  选择的再生序列。采用这一方法, 只完成了一步标量预测, 而且预测不必延伸到很远的未来。这使得这一预测跟其它许多预测 VQ 方案相比更加 “局域化”。

10 后向预测系数适配器, 18, 跟后向综合型滤波器适配器相似 (方框#G. 23)。主要差别是:

- 只计算 10 个 LPC 参数。混合型窗口模块 (方框#G. 49) 总是计算 51 个自相关系数, 从而增强数据到语音的转移。

15 ● 现在综合型滤波器的带宽扩展因子是 240/256。带宽扩展系数是在 “40 kbps 算法” 的第 9 节给出的。

实例:

20 为了评估本发明的方法的性能, 进行了下面的一系列测试。用 G. 728 40 kbps 算法评估了 V. 23 类型的字符 VBD 传输。在这一评估中, 将发射的字符跟收到的字符进行比较, 计算了从发射的字符中发现的差异的个数跟总字符数的比。将这一比值定义为平均误差。

当采用包括 “40 kbps 算法” 修正的 G. 728 时, 平均误差为大约 33%。

25 在类似的测试中, 评估了本发明的方法。事先将第一个和第二个预定门限的值设置成等于 1800。一旦预测增益中的一个脉冲超过 1800, 就启动增益补偿机制, 只要前面 80 个数字取样矢量被确认属于 “稳定” 类型, 这 80 个矢量中每一个都有 5 个取样, 这 5 个取样中的每一个都有 125  $\mu$ s 长。观察发现平均误差明显地下降了, 下降到了 0. 05%。

30 显然, 上述描述只是为了说明本发明的某些实施方案。本领域里的技术人员可以想出许多其它的方式来实现本发明, 而不会偏离本发明的范围。

# 说明书附图

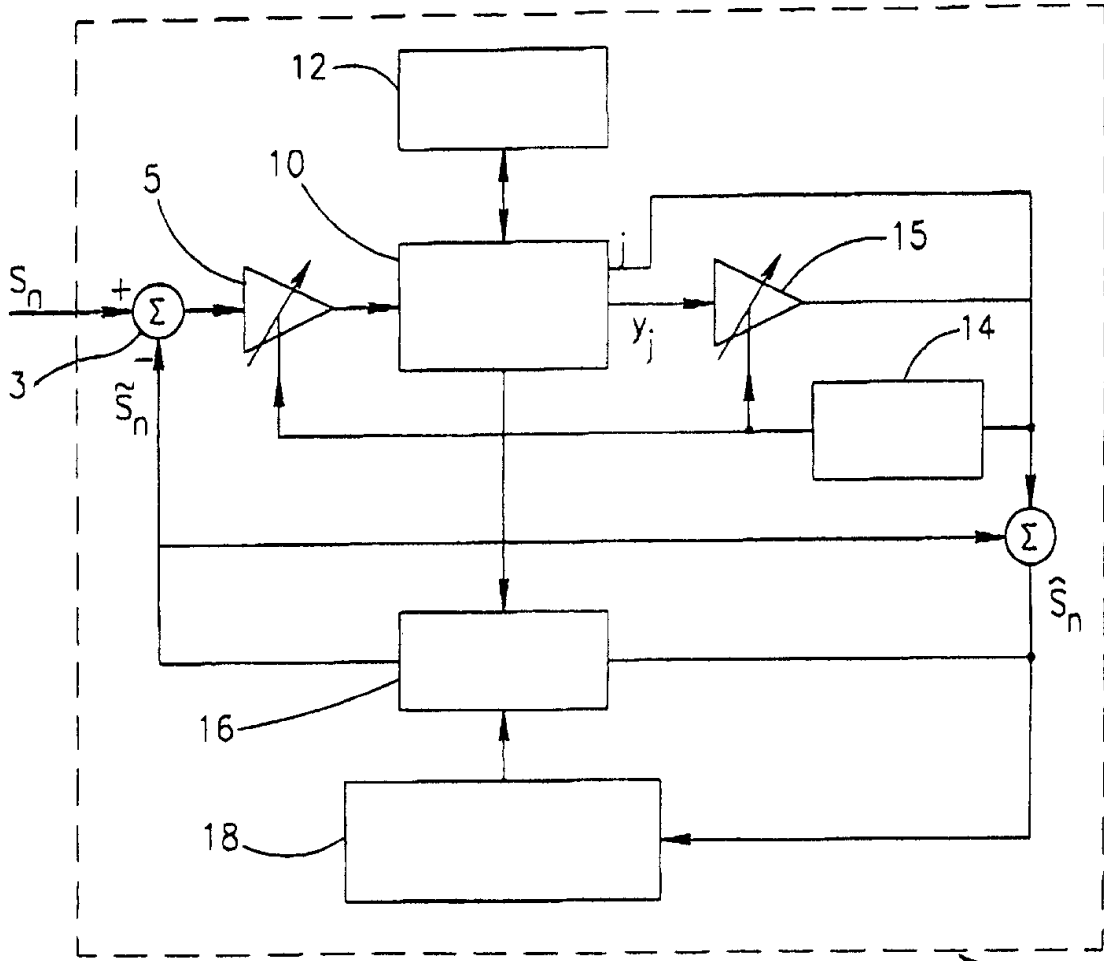


图 1

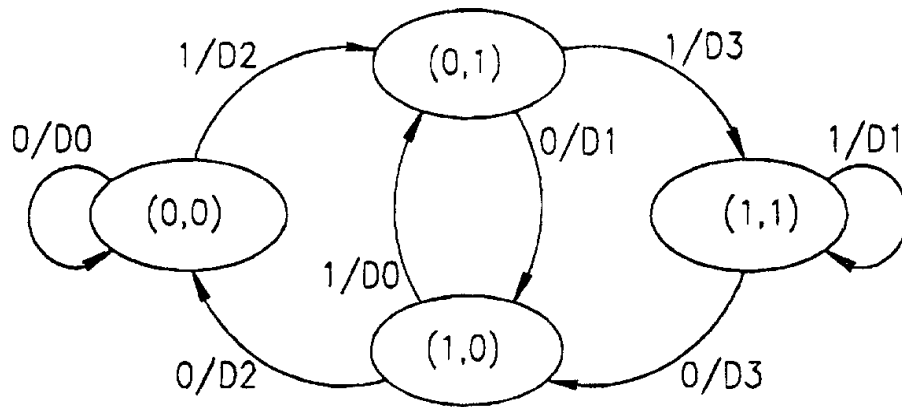


图 2



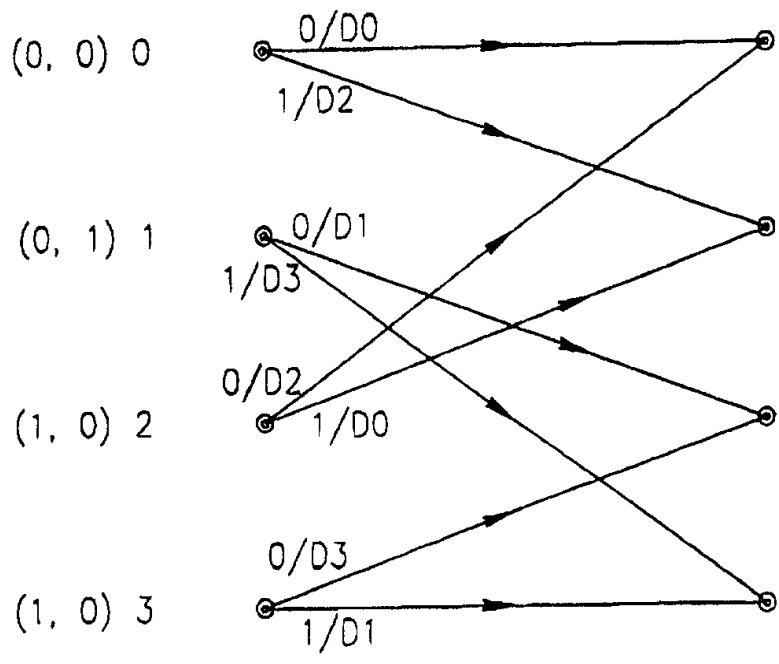


图 3

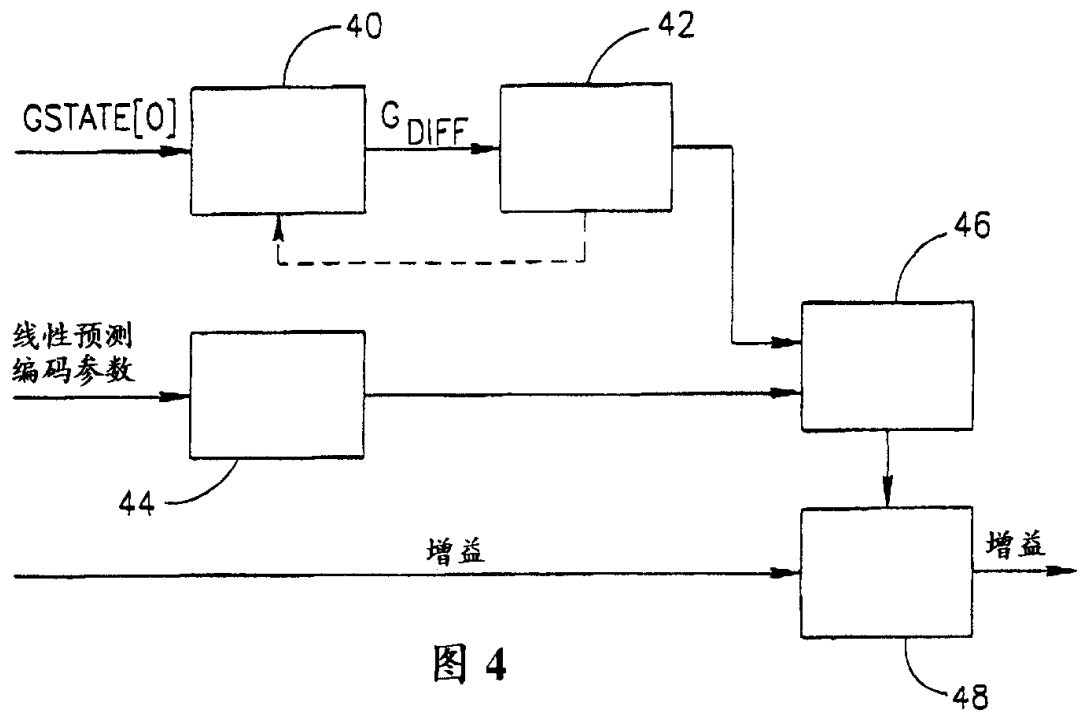


图 4