

一种新型的空间声回波消除器¹

王文博 李立霞 胡春风 王德隼

(北京邮电大学电信工程系 北京 100088)

摘要 空间声回波消除因回波通道冲激响应长达几百毫秒一直是信号处理领域的一个难题。本文设计了空间声回波消除器,提出了自正交轮流受限分段批处理频域 LMS (PBFLMS) 算法,可以达到收敛性能、失调性能、计算复杂度以及延时等性能之间的折衷,并结合空间声回波消除器的具体应用,改善了该算法。最后将空间声回波消除器在 ATD-C30 开发仿真系统中实现,得到了比较满意的结果。

关键词 自适应滤波器, 空间声回波消除器, 频域 LMS 算法

中图分类号 TN911.7

1 引言

在会议电话、会议电视、免提电话等系统中,扬声器和麦克风之间通过耦合产生回波。当通信双方通信距离较长时,回波的干扰十分大,尤其是在二线传输时,由于混合线圈的存在,还会产生电回波,空间回波与电回波构成闭合通路,会使系统不稳定,发生共鸣。所以空间回波消除是十分必要的。传统的消除空间回波的方法主要有对环境进行限制、半双工通信、采用麦克风阵列等;这些方法都存在缺陷,如对环境要求严格、只能进行半双工通信以及回波抑制效果很不理想等。

随着自适应信号处理理论的不断成熟,大规模集成电路芯片的出现以及对高质量免提终端的需求使得空间回波消除研究领域空前活跃。实现空间声回波消除的关键依赖于行之有效的自适应滤波算法以及根据实际应用对算法作出改善,并与一些传统技术相结合。自适应回波消除即利用自适应滤波理论,跟踪空间回波通道的特性,得到回波信号的估计,从真实的回波信号中减去,从而达到回波消除的目的。同时利用残余回波根据一定的准则和算法调整滤波器的参数以使残余回波为最小。空间回波冲激响应的以下几个特性使得自适应回波消除系统的实现极其复杂。(1)回波通道冲激响应达几百个毫秒,意味着对于 8kHz 抽样率,滤波器阶数应在千阶以上;(2)回波通道冲激响应随外界变化敏感,需要自适应算法有很好的跟踪性能;(3)输入激励信号为语音信号,意味着自适应算法需对强相关非平稳信号收敛特性好。所以一个有效的空间回波消除器应具备以下几个特点:(1)收敛速度快;(2)残余回波小;(3)双向通话收敛性能好;(4)跟踪性能好;(5)可实时实现性以及实现的经济性。本文设计空间声回波消除器用单片 TMS320C30 处理器实现,获得了较为满意的结果。

2 自适应空间声回波消除器

图 1 为自适应空间声回波消除器组成框图。主要包括自适应滤波器、自适应调整算法、话路状态监测器、中心削波器。

¹ 1996-03-22 收到, 1997-01-29 定稿

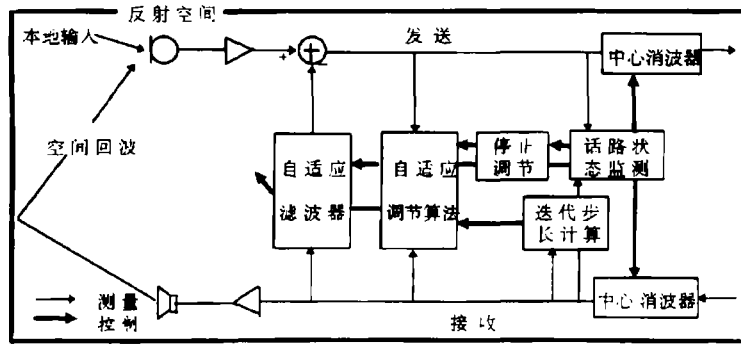


图 1 空间声回波消除器组成框图

2.1 自适应滤波器结构

自适应滤波器 (ADF) 按结构分为 FIR ADF 和 IIR ADF。由于回波通道冲激响应长达几百个毫秒，因此应用 FIR 结构，滤波器系数需上千阶。在文献 [1] 中分析了采用 IIR 结构的自适应滤波器所需要的可调参数数目。分析回波通道冲激响应在 0-4kHz 的频谱可知，大约有 80 对极大极小值点，对每一对极大极小值点建模需要 2 阶 (4 系数)，所以总共至少需要 320 个可调系数，虽比应用 FIR 结构有所减少，但是减少并不显著。此外，IIR 自适应滤波器实现因为两个原因而十分困难，至今仍未得到解决。其原因是：(1) 如何保证滤波器的稳定；(2) 对于 IIR 滤波器均方误差一般是滤波器系数的复杂函数。由于这两个问题，IIR 自适应滤波理论和方法还不成熟，很难在实际中应用。所以本文采用 FIR 结构的自适应滤波器。

2.2 自适应调整算法

随着自适应滤波理论的发展，产生了各种自适应算法。时域横截型归一化 LMS (NLMS) 算法，由于结构简单、易于实现而被普遍采用。其缺点是收敛特性随着输入信号自相关矩阵特征值分散度的增大而变差，在处理语音信号这样的强相关信号时，收敛速度慢，滤波器阶数千阶以上时，其码元间计算量仍然很大，对处理器速度要求高。自正交频域批处理 LMS (FBLMS) 算法，因离散傅里叶变换等类正交变换可以使输入信号自相关矩阵近似对角化，可利用功率谱预白化，压缩特征值离散度，使得算法的收敛性能大为改善，同时采用批处理技术，利用高效的 FFT 实现 DFT，使复杂度降低，但由于延时大，使应用受到限制。为克服自正交 FBLMS 算法延时大的缺陷，保留其收敛速度快和计算复杂度低的优点，一些研究者提出了分段批处理频域 LMS (PFBFLMS) 算法 [2,3]，其结构如图 2。

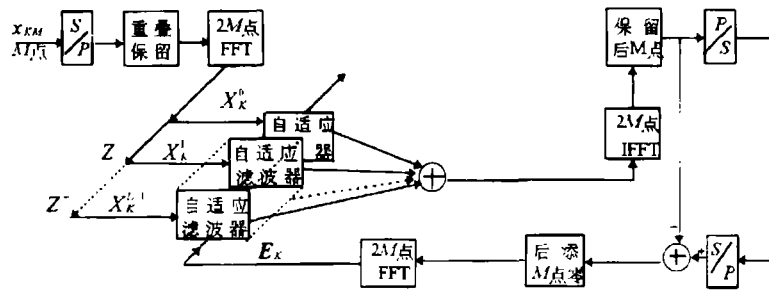


图 2 分段批处理频域自适应滤波器实现框图

图 2 中有 L 个不同的自适应滤波器，每一段自适应滤波器中应用受限 FBLMS 算法或无限限制 FBLMS 算法，就构成了受限或无限限制 PBFILMS 算法。当不分段时，受限和无限限制的 PBFILMS 算法分别变为受限和无限限制的 FBLMS 算法。从理论分析和计算机仿真证明不分段的受限 FBLMS 算法和无限限制 FBLMS 的性能差异很小^[4]。对于 PBFILMS 算法，当滤波器阶次较高、分段数较多时无限制 PBFILMS 算法因每次迭代减少了 $2L$ 次 FFT 变换比受限 PBFILMS 算法计算复杂度大大降低。但是通过仿真发现前者相对于后者收敛速度变慢，稳态均方误差也增大，并不象受限 FBLMS 算法和无限限制 FBLMS 算法那样只有很小的差异。我们对此作一分析。

因为 PBFILMS 算法为利用循环卷积代替线性卷积而采用重叠保留法，只有当各段滤波器时域权值的后半为零时，才能保证彼此独立。而采用无限限制 PBFILMS 算法，每一段滤波器时域权值的后半为渐进于零的，各相邻段的自适应调整过程互相干扰，从而使权臂值收敛于最佳解的速度十分缓慢。为此本文提出了轮流受限 PBFILMS 算法，每一次迭代对一段进行时域限制，每 L 次迭代所有的段时域限制一次。从而保证所有段滤波器时域权值的后半基本在零附近，这样各段滤波器基本独立，当分段数多时，还可根据实际情况，每次迭代对两个段或多

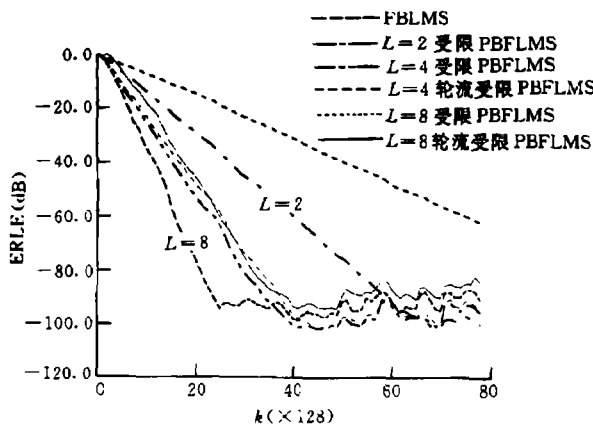


图 3 受限、轮流受限 PBFILMS 算法的收敛曲线

个段进行时域限制。通过仿真发现轮流受限 PBFILMS 算法与受限 PBFILMS 算法的性能基本相同，但算法的复杂度比后者大大降低。表 1 为受限 PBFILMS (CPBFILMS) 算法和轮流受限 PBFILMS (ACPBFILMS) 算法与 NLMS 算法所需计算量之比。图 3 为输入信号为一个三阶 AR 模型产生的平稳的相关性较强信号时，分段数分别为 2、4 和 8 时，自正交受限 PBFILMS、自正交轮流受限 PBFILMS 算法和自正交受限 FBLMS 算法的回波抑制收敛曲线。由仿真可看出自正交轮流受限 PBFILMS 算法是收敛速度，计算复杂度，跟踪性能和延时都很折衷的一种算法。

表 1 受限和无限限制 PBFILMS 算法与 NLMS 算法之比

段数	$N=512$		$N=1024$	
	$N_{CPBFILMS}/N_{NLMS}$	$N_{ACPBFILMS}/N_{NLMS}$	$N_{CPBFILMS}/N_{NLMS}$	$N_{ACPBFILMS}/N_{NLMS}$
1	0.163	0.163	0.091	0.091
2	0.205	0.159	0.116	0.088
4	0.284	0.165	0.158	0.094
8	0.427	0.171	0.242	0.096

我们根据空间声回波消除的具体应用，对自正交轮流受限 PBFILMS 算法进行改善，即迭代步长不再为定值，而是时变的。自正交频域 LMS 算法利用功率谱估计获得输入信号自相关矩阵的逆阵，从而使收敛速度与输入信号统计特性近似无关。但由于谱估计误差的存在，实际上收敛速度仍依赖于输入信号统计特性。一般说来，谱动态范围越大，谱估计可靠性越差，迭代步长应越保守些，据此引入了谱估计可靠性参数 S_K^l 。在保证收敛速度的前提下，迭代步长大时，算法收敛速度快，但稳态时由梯度噪声引起的失调大。迭代步长小时，算法收敛速度慢，但稳态时的失调也小一些。这给了我们一个启示：由回波抑制比控制迭代步长。当回波抑制比高时，说明权矢量已接近最佳权矢量，迭代步长应小一些以保证调整精确。回波抑制比大时，

迭代步长应大以便快速进入收敛状态。因此引入了回波抑制比依赖参数 F_K 。改善后的自适应正交轮流受限 PBF LMS 算法请见附录。

2.3 通路状态监测器

为保证自适应调整算法正常工作, 必须监测通路状态。当双向通话发生时, 期望信号不仅仅是回音信号还包括本地语音。这时输入参考信号与期望信号之间的关系已不再是回波通道冲激响应。所以双向通话发生时中止算法迭代。此外, 如输入激励信号功率过小, 则由于量化噪声以及其他附加噪声的干扰, 期望信号与输入激励信号之间也不能获得正确的回波通道冲激响应。所以当激励信号功率过小时, 也应中止算法迭代以避免误调。因此有必要对发送通路和接收通路状态进行监测。

2.3.1 激励信号监测 激励信号监测可利用语音信号和噪声的频谱特性来区分它们。语音信号能量集中在低频区, 定义激励信号检测指数为

$$P_S = \sum_{j=N_1}^{N_2} |x_j|^2, \quad (1)$$

其中 N_1 和 N_2 为谱集中区的第一个和最后一个谱线。如果 $P_S > T_S$ 时, 则有激励信号。这里 T_S 为门限值, 一般由实际应用系统中的加性噪声能量决定。

2.3.2 双向通话检测 双向通话检测比较麻烦, 这是因为期望信号能量的增加不仅可能由于本地语音的发生, 也可能由于回波信号的突然增大。双向通话检测方法应能使错检(没有双向通话发生判断为有)和漏检(有通话发生, 没有检出)尽可能小, 并能保证一旦由于漏检影响造成自适应调整过程误调后具有自恢复能力。定义双向通话检测指数为

$$P_d = E_d/E_x, \quad E_d = \sum_{j=0}^M d_j^2, \quad E_x = (1-\beta)E_x + \beta \sum_{j=1}^M x_j^2. \quad (2)$$

因为回波通道冲激响应具有衰减特性, 所以没有双向通话发生时, $P_d < 1$ 。如果双向通话发生, P_d 将突然增大。因此, 这种判断方法不依赖于自适应调整过程中的参数, 比较简单, 并具有自恢复能力。

3 实验结果

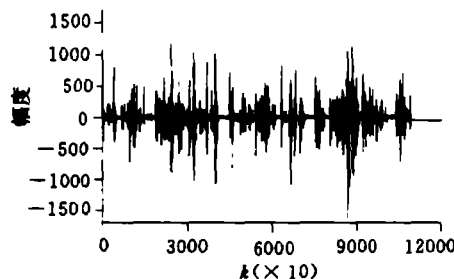


图 4 声回波信号

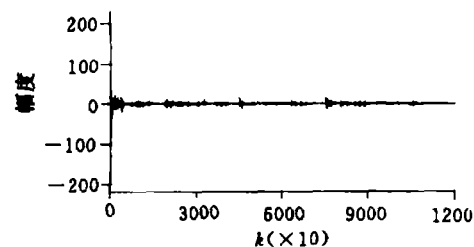


图 5 采用轮流受限 PBF LMS 算法的残余回波

将第 2 节讨论的空间声回波消除器用 TMS320C30 处理器实现, 并在 ATD-C30 开发仿真系统中调试通过。采样 15ms 的男声做为声回波消除器的输入信号。声回波通过输入信号与模

拟回波通道卷积获得。自适应滤波器阶数为 1024 阶, 分为 16 个段, 每段 64 阶, 延时为 16ms。采用改善的自正交轮流受限 PBFILMS 算法的空间声回波消除器每样值迭代所花的机器时间为 $63.4\mu\text{s}$, 小于抽样间隔 $125\mu\text{s}$ 。因此可用单片信号处理器实现。图 4 为声回波, 图 5 和图 6 分

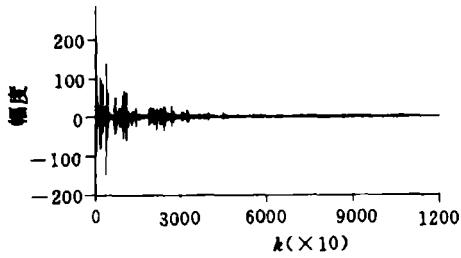


图 6 采用 NLMS 算法的残余回波

别为采用改善的自正交轮流受限 PBFILMS 算法和 NLMS 算法的声回波消除器的残余回波。可见采用轮流受限 PBFILMS 算法的回波消除器收敛速度比采用 NLMS 算法大大加快。从回波消除器启动 500ms 后, 回波抑制比达 -38dB , 经过中心削波器后, 大部分残余回波被滤除。可见本文设计的空间回波消除器可用单片信号处理器实现, 收敛速度快, 稳态时回波抑制比也比较高, 延时小, 可以在实际系统中应用。

附录

改善的自正交轮流受限 PBFILMS 算法

设 K 为迭代次数, M 为每段滤波器的阶数, L 为分段数, l 段的迭代算法为:

$$\text{如果 } (K \bmod M = l), \quad \mathbf{H}_{K+1}^l = \alpha_K \mathbf{M}_{M,0} [\mathbf{H}_K^l + 2\mu_K^l \mathbf{X}_K^l \mathbf{E}_k]; \quad (\text{A-1a})$$

$$\text{否则,} \quad \mathbf{H}_{K+1}^l = \alpha_K (\mathbf{H}_K^l + 2\mu_K^l \mathbf{X}_K^l \mathbf{E}_k), \quad (\text{A-1b})$$

其中 α_K 为通路状态监测器控制参数, 取值为 0 或 1。

设 K 为迭代次数, M 为每段滤波器的阶数, L 为分段数, l 段的迭代算法为

$$\mathbf{X}_K^0 = \text{diag}\{\text{FFT}[x_{KM-M}, \dots, x_{KM-1}, x_{KM}, \dots, x_{KM+M-1}]\},$$

$$\mathbf{X}_{K+1}^l = \mathbf{X}_K^{l-1},$$

$$\bar{\mathbf{y}}_K = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_M \end{bmatrix} \mathbf{F}^{-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}_K^l \mathbf{H}_K^l \right],$$

$$\mathbf{E}_K = \mathbf{F} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{d}_K - \mathbf{y}_K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{M,0} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{F}^{-1},$$

$$\mu_K^l = \text{diag}\{\mu_{K,0}^l, \mu_{K,1}^l, \dots, \mu_{K,2M-1}^l\}, \quad \mu_{K,i}^l = \gamma^l / p_{K,i}^l,$$

$$p_{K,i}^l = p_{K-1,i}^{l-1}, \quad p_{K,i}^0 = \beta p_{K-1,i}^0 + (1-\beta) \overline{\chi_{K,i}^0} \chi_{K,i}^0,$$

$$\gamma_K^l = \gamma \delta^l S_K^l F_K, \quad S_K^l = S_{K-1}^{l-1},$$

$$S_K^0 = \{1 - C_1 \log[(1 - K1_K)^2 (1 - K2_K)^2]\}^{-1}.$$

回波抑制比为

$$\text{ERLE}_K = 10 \log \frac{[\mathbf{d}_K - \mathbf{y}_K]^T [\mathbf{d}_K - \mathbf{y}_K]}{\mathbf{d}_K^T \mathbf{d}_K}. \quad (\text{A-2})$$

回波抑制比依赖参数

$$F_K = C_3 F_{K-1} + (1 - C_3) G_K, \quad G_K = [1 - C_2 \text{ERLE}_K]^{-1}, \quad (\text{A-3})$$

以上公式中 K_{1K} 和 K_{2K} 为第 1 段滤波器输入信号的一阶和二阶反射系数, C_1 、 C_2 、 C_3 、 γ 、 θ 均为小于 1 的常数

参 考 文 献

- [1] Zitewitz A V. Consideraions on acoustic echo cancellation on real time experiments. Proc. EU-SIPCO90, Barcelona, Spain: 1990, 1987-1990.
- [2] Paez Borallo J M, Garcia Otero M. On the implementation of a partitioned block frequency domain adaptive filter (PBFDAF) for long acoustic echo cancellation. Signal Processing, 1992, 27(3): 301-315.
- [3] Sommen P C W. On the convergence properties of a partitioned block frequency domain adaptive filter (PBFDAF), Signal Processing V: Theories and Applications. Proc. of EUSIPCO, Barcelona, Spain: 1990, 201-204.
- [4] 胡春风. 自适应算法的研究及其在空间声回波消除中的应用: [硕士论文]. 北京邮电大学. 1995, 12.

A NEW ACOUSTIC ECHO CANCELLER

Wang Wenbo Li Lixia Hu Chunfeng Wang Dejun

(Beijing University of Posts & Telecom., Beijing 100088)

Abstract Because the impulse response of an acoustic echo path may be several hundred milliseconds long, acoustic echo cancellation is a long-stranding problem and has not been solved effectively. In order to solve this problem an acoustic echo canceller is presented and a new algorithm, self-orthogonalizing alternative constrained partitioned block frequency-domain LMS algorithm, is put forward in this paper. This algorithm has good convergence ability, small misadjustment, low computation complexity and small delay. In addition, according to the application on the acoustic echo canceller, this algorithm is modified. Finally the whole echo canceller is implemented by using a single TMS320C30 processor in the ATD-C30 simulator and satisfying results are acquired.

Key words Adaptive filter, Acoustic echo cancellation, Frequency-domain LMS filter

王文博: 男, 1965 年生, 副教授, 现主要从事信号处理和数字通信系统的教学和科研工作.

李立霞: 女, 1969 年生, 博士生, 现主要从事信号处理和子波理论的研究工作.

胡春风: 女, 1971 年生, 硕士生, 研究方向为自适应算法和回波消除.

王德俊: 男, 1927 年生, 教授, 多年从事信号和信息处理和通信系统的教学和科研工作.