

自适应声干扰抵消系统

向大威 顾亚平 李秀红 许伟杰 (中国科学院东海研究站 上海·200032)

随着视听设备本身的复杂程度日益上升,利用语音进行人机直接对话就越来越变得可能与必要。就语音识别本身而言,目前已能采用一、两片大规模集成电路芯片实现对高信噪比的孤立词的识别。但是当存在干扰与噪声时,其识别准确性将大幅下降。

语音系统的输入 $x(n)$ 由 $s(n)$ 、 $n(n)$ 、 $u(n)$ 三部分组成。其中 $s(n)$ 是控制命令语音信号, $n(n)$ 是视听设备使用环境中的噪声,一般比较小,可以忽略不计。 $u(n)$ 来自视听设备,可以将其视作一个已知干扰,因而可以采用声干扰抵消系统抵消其直达声分量以及部分混响声。若利用抵消系统的输出 $z(n)$ 作为语音识别系统的输入,这样就可以在不对语音识别系统的普适性作改善的情况下提高语音识别能力。

当干扰抵消系统采用使系统输出的均方值为最小的最佳准则时,则称这种干扰抵消系统是一种最佳干扰抵消系统。其声干扰的最佳抵消性能(系统未抵消时的输出 Z_1 的功率与抵消后的输出 Z_2 的功率之比)可以简化为没有抵消干净的残余混响功率与直达声和混响声的总功率之比值。其中没有抵消干净的残余混响功率是由权系数个数 L 有限而引起的。如果权系数个数为无穷大,则其值近似为零,此时直达声和混响声被全部抵消。当 L 有限时,抵消性能的下降同混响时间长短有关。

若声场是漫散射型的,且房间内空间又较大,则归一化残余干扰级 IRL 表示为

$$IRL = 10 \lg \frac{E\{Z_1^2\}_{s=0}}{E\{Z_2^2\}_{s=0}} = - \frac{60LT}{T_{60}}$$

其中 L 为权系数个数, T 为采样周期, T_{60} 为混响时间, 显见, 归一化残余干扰级 IRL 随着权数的个数 L 的增加而下降, 也随着 T_{60} 减少而下降。但是当传声器非常接近声源时, 直达声分量就远远大于房间的混响, 用上式来估计归一化残余混响级, 就会出现实际测量值与理论估算值不相符合。这是由于直达声分量是能够被彻底抵消掉的(只要有足够多的权系数), 于是实测的 IRL 要比估算出来的 IRL 低得多。

最佳干扰抵消系统是无法实现的, 实用的系统如只能采用 LMS 算法的自适应干扰抵消系统。由于本系统中权系数的个数高达 1024, 因此必须采用分组迭代的 LMS 算法。即将 L 个权系数分成 (L/P) 组, (L/P) 为一整数, 每次只迭代 P 个权系数。这样一来, 就可以只用一个数字信号处理器在一个抽样间隔中完成所需的运算, 从而在 DSPU 的硬件开销方面大为下降, 分组迭代的 LMS 算法会使收敛时间增加 L/P 倍, 但不会改变最大迭代步长和失调噪声的方差。

我们在工业控制计算机 IPC-60(带有一个 1200 个触摸键的 analog touch panel TFT 真彩色液晶显示器)的基础上研制了一台“SANCS-TP 自适应干扰抵消系统”, 用于声干扰的自适应抵消。利用动圈式传声器接收用户的控制命令语音, 当然同时也收到了由视听设备本身所发出的干扰声。传声器的输出接至系统的主输入端。参考输入直接从视听设备的音频部分获得。两路信号经过两个相位特性完全一致的模拟通道(包括: 前置放大、可编程增益控制、高通滤波和低音滤波)后, 由采样频率为 8kHz 的 12bit 的 ADC 转换成数字信号, 输入高速数字信号处理器(DSPU)。DSPU 是以高速数字信号处理器 TMS320C50 为核心部件, 其运算速度高达 20MIPS, 且与 PC486 构成一台主从式高速数字信号处理机。PC486 和 TMS320C50 通过一个 4K * 8bit 的双口 RAM 进行程序的装载与数据的交换。DSPU 在主计算机(PC486)的控制下, 实时地完成自适应干扰抵消运算。它包括主输入及参考输入通道的时延, 权系数个数为 1024 的横向滤波运算, 采用分组迭代的 LMS 算法等。并且将处理结果送给 12bit 的 DAC 转换成模拟量。模拟量在输出通道中进行平滑滤波、可编程增益控制、线路输出放大及功率放大。

利用“SANCS-TP 自适应干扰抵消系统”在不同的场合中进行了实验。(1)在对电干扰进行抵消时, 对于

带宽为 3kHz(300Hz~3300Hz)的宽带随机白噪声,抵消程度优于 42dB。(2)在室外,其混响时间较小,对宽带噪声的声干扰的抵消程度优于 30dB。(3)一般家庭居室中,声干扰的抵消程度接近 26dB。(4)在混响较为严重的实验室中,声干扰的抵消也可达 10dB 以上。

基线去相关引起的旁侧声纳系统的测深误差

金国亮 (中科院东海研究站 上海·200032)

相位差技术已广泛应用于各种干涉测量系统(interferometric system),如旁侧声纳系统、人造卫星上的地面测高系统等。它利用散射波到达两相近接收器间的相位差,确定散射体的方位,结合波的双程传播时间确定散射界面的高度,但是人们至今对引起相位差估计误差的原因还不是很清楚。我们通过对海底多个散射体的数值模拟发现,在没有噪声干扰的情况下用相位差方法测得的散射体方位的起伏,显著大于对该时刻有贡献的海底照射区域所对应的信号到达角的变化范围。我们着重分析了两个散射体情况下的过量不确定性的原因。这类误差源可称为“基线去相关”,是由界面反向散射信号的相干结构在两相邻接收器间的细小差别引起的。事实上可把它看作作为一种等效噪声源。我们导出了估计这类误差的计算表达式,并将理论估算结果与一个干涉测量系统的实测结果作了比较。此系统发射 40kHz 频率的脉冲信号,用于测量海底散射界面高度分布。由于实验是在一个非常平整的砂质海底小区域中进行,很容易获得测深起伏的数据。理论计算表明基线去相关是引起此系统测量误差的主要原因,测量结果的起伏量与理论估算值一致。

黄海声传播和混响的异常衰减

裘辛方 张仁和 李文华 朱柏贤 金国亮

(中科院声学所声场声信息国家重点实验室 北京·100080)

(中科院上海声学实验室 上海·200032)

Weston 等早在 60 年代就观察到浅海(英国 Bristol Channel)声传播常会在某一有限频率范围内出现异常大的衰减,异常衰减的中心频率和衰减值随季节和昼夜时间而变化。Weston 认为这种浅海声传播异常衰减是由鱼的鱼鳔共振所引起的。周纪得等在我国黄海夏季强负跃层的爆炸声实验中,也曾观察到声传播有时会在某一频率范围内出现异常大的衰减(当声源和接收器都位于跃层下方时)。并发现传播异常衰减与传播方向有关。周纪得等提出了一种新的假设,由理论计算结果证明可以用内波孤立波波包对声波的共振散射机理来解释这一现象。

我们在黄海夏季强负跃层的爆炸声实验中,发现当声源和接收器都位于跃层上方时,平均混响强度和某一航向(060 方向)的声传播损失在频率为 1000~2000Hz 之间都出现强烈的异常衰减现象,非常有意思的是发射和接收均无指向性的平均混响强度的异常衰减与 060 航向声传播损失的异常衰减具有中心频率相同、带宽一致、附加衰减相近的窄带共振或选频衰减特征。显然,这一异常衰减无法用各向异性的机理(浅海内波、海面或海底的有规起伏等)来解释。考虑到 135 航向的声传播以及当声源和接收器都位于跃层下方时声混响和 060 航向的声传播都未出现异常衰减,在对黄海的鱼类分布和迴游规律作了调研后,我们认为本文所观察到的选频附加衰减是由分散活动于跃层上方的有鳔鱼所引起的,而且这种有鳔鱼很可能是黄海海区中型和大型中、上层鱼类的主要追食对象——鲢鱼。因为:(1)本文共振选频衰减的中心频率 1300Hz 与文献中对鲢鱼(平均长度约 10.6cm)的实测共振频率相一致;(2)060 航向正好是黄海鲢鱼(每年 8 月到 12 月)的活动区域,135 航向却不是;(3)黄海鲢鱼只活动于温跃层的上方;(4)根据 060 航向声传播的附加衰减 3.3dB/km,我们估算出相应的鱼的分布密度约为 2.3×10^{-2} 尾/m³。由黄海鲢鱼资源调查结果可知这一分布密度对于鲢鱼是可能的;(5)海上实验期间曾在接收船周围出现过很多大鱼。文中还解释了为什么在混响强度的频率响应曲线中不出现鱼鳔共振散射峰反而出现共振衰减凹谷的原因。