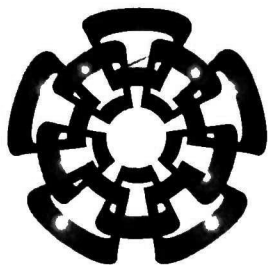


xx (101584.1)



CINVESTAV - IPN
Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN
Unidad Guadalajara



Implementación de un cancelador de eco acústico en un procesador digital de señales

Tesis que presenta:
Edgar Andrei Vega Ochoa

Para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias

En la especialidad de
Ingeniería Eléctrica

CINVESTAV I. C. A. S.
SECCION DE INFORMACION
Y DOCUMENTACION

Guadalajara Jalisco, Noviembre de 2001

CLASIF.	
ADQUIS.	Tesis-2002
FECHA	6-agosto-02
PROCED.	Serv. Bibli

Implementación de un cancelador de eco acústico en un procesador digital de señales

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Edgar Andrei Vega Ochoa

Ingeniero en Electrónica
Instituto Tecnológico de Cd. Guzmán Jalisco 1992-1997

Becario de CONACYT, expediente no. 121158

Directores de tesis
Dr. Arturo Veloz Guerrero
Dr. Manuel Edgardo Guzmán Rentería

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Noviembre de 2001

Agradecimientos

Aprovecho la oportunidad del desarrollo de esta tesis para agradecer de forma pública el apoyo, cariño y comprensión de las siguientes personas.

A mi padre el señor Antonio Vega Cortés y a mi madre Raquel Ochoa Contreras quienes siempre me han dado su amor y que nunca han titubeado en apoyarme cuando lo he necesitado. Gracias a ellos porque no solo me dieron de comer, sino que me enseñaron a pescar.

A mis hermanos Ingrid Miriam y Ludwig Antonio por su respeto y cariño. Espero y que siempre les sea y haya sido un buen ejemplo.

A mi novia por su amor e insistencia en que terminara esta tesis. Gracias Liz.

A “El grupo de los ocho” Nestor, Miguel, Mario, José, Jaime, Carlos y Alejandro por su amistad y apoyo. Y que esta tesis sirva para que vean que sus impuestos si estuvieron trabajando.

A mis asesores los doctores Manuel Guzmán y Arturo Veloz, quienes siempre me han apoyado en el área académica y profesional.

A mis compañeros y amigos de CINVESTAV por su amistad.

Al CONACYT por haberme apoyado económicamente durante 2 años de estudio.

Objetivo de la tesis

El objetivo de la tesis es la implementación de un sistema de cancelación de eco acústico en un procesador digital de señales, para lograr un sistema de comunicación a manos libres.

El núcleo del cancelador de eco acústico está constituido por un filtro adaptable, el cual tiene la finalidad de modelar las características de reflexión del cuarto de conferencias. Sin embargo, para un funcionamiento óptimo del sistema, es necesario la integración de un controlador del filtro adaptable, el cual determina la forma y el momento en que trabaja el filtro adaptable. La operación del filtro adaptable depende de la señal ó señales que se encuentren presentes en el micrófono de la terminal local (pudiendo ser la señal de voz de la terminal local, la señal de voz de la terminal remota ó ambas).

Debido a que el sistema de comunicación con teléfonos a manos libres forma un lazo cerrado, éste está propenso a oscilar cuando los niveles de volumen en las bocinas son elevados. Lo cual hace necesario tomar medidas adecuadas para impedir esta situación.

Una vez que ya se tiene el diseño del cancelador, se debe calcular la complejidad de los algoritmos para la implementación en un DSP con las características adecuadas para su funcionamiento en tiempo real.

Tabla de contenidos

Capítulo 1	Introducción	1
1.0	Importancia del audio	1
1.1	Eco acústico	1
1.2	Reverberación	2
1.3	Aullido	2
1.4	Soluciones al problema de eco acústico	2
1.4.1	Tratamiento acústico que absorba las reflexiones.	3
1.4.2	Uso de micrófonos unidireccionales	3
1.4.3	Separación de la bocina y el micrófono	3
1.4.4	Utilización de supresores de eco (La solución half dúplex)	4
1.4.5	Cancelador de eco acústico	5
1.5	Solución al problema propuesto	6
Capítulo 2	Modelado del cuarto de conferencias	8
2.1	Introducción	8
2.2	Respuesta al impulso en un cuarto de conferencias	8
2.2.1	Medición de la respuesta al impulso	9
2.2.2	Análisis de la respuesta al impulso	9
2.3	Modelo lineal del cuarto de conferencias	11
2.3.1	Filtros de Wiener	11
2.3.2	El algoritmo NLMS (de sus siglas en Inglés Normalized Least Mean Square)	13
2.3.2.1	Descripción del algoritmo	13
2.3.2.2	Modificación de la ecuación de adaptación para su implementación en un DSP de punto fijo.	15
2.4	Desempeño del algoritmo NLMS	16
2.5	Conclusiones	18
Capítulo 3	Controlador del filtro adaptable	19
3.1	Introducción	19
3.2	Diferentes estados en una comunicación telefónica a manos libres	20

3.2.1	Estado de recepción	20
3.2.2	Estado de transmisión	20
3.2.3	Estado de voz simultánea	20
3.2.4	Estado de inactividad o reposo	21
3.3	Detectores de actividad de voz	21
3.3.1	Detector de actividad de voz de la terminal remota	22
3.3.2	Detectores de voz en la terminal local	24
3.3.2.1	Detector de voz local basado en la distancia de Itakura	24
3.3.2.2	Detector de voz en la terminal local basado en la potencia del eco residual	25
3.3.2.3	Modificación del detector de voz local basado en la potencia del eco residual	27
3.4	Máquina de estados del controlador	29
3.5	Conclusiones	31
Capítulo 4	Detección y control de oscilación (howling)	34
4.1	Introducción	34
4.2	Sistemas de lazo cerrado	34
4.3	Lazo cerrado en el sistema telefónico a manos libres	36
4.3.1	Lazo cerrado en la línea telefónica	36
4.3.2	Lazo cerrado en la red de computadoras	37
4.3.3	Efectos combinados de la respuesta en frecuencia en el lazo cerrado	38
4.4	Detección y control de oscilación	39
4.5	Simulación del sistema en oscilación	43
4.6	Conclusiones	45
Capítulo 5	Implementación del sistema en tiempo real	46
5.1	Introducción	46
5.2	El módulo de evaluación DSP56307	46
5.3	Interfaz entre el mundo real y el mundo digital	47
5.4	Programación del CODEC CS4218 para usarlo con el DSP	48
5.5	Programación de la interfaz síncrona serie del DSP56307	51
5.5.1	Definición de las características de transferencia	51
5.5.2	Definición de las señales de sincronización	53
5.5.3	Modos de operación	55
5.5.4	Inicialización del puerto ESSI	56
5.5.5	Definición del método de transferencia	56
5.5.5.1	Exploración	56
5.5.5.2	Interrupciones	57
5.5.5.3	Acceso directo a memoria	58
5.6	Conclusiones	59

Capítulo 6	Resultados	60
6.1	Introducción	60
6.2	Pruebas objetivas	60
6.2.1	Condiciones de prueba	61
6.2.2	Atenuación ponderada por acoplamiento de la terminal solamente con voz en la terminal remota (TCLwst)	61
6.2.3	Atenuación de la voz durante el estado de voz simultánea (TCLwdt)	62
6.2.4	Tiempo de convergencia inicial (Tic)	63
6.2.5	Atenuación de eco durante una variación del trayecto de eco (TCLwpv)	64
6.2.6	Tiempo de recuperación tras una variación del trayecto de eco (Trpv)	65
6.3	Resumen de desempeño del sistema objetivamente	66
6.4	Pruebas de audición subjetivas	67
6.5	Conclusiones	70
Capítulo 7	Conclusiones y trabajo futuro	71
	Bibliografía	73
Apéndice A	Programas usados en ensamblador para el DSP56307	76
Apéndice B	Programas usados en Matlab para simulación	91
Apéndice C	Evaluación de las pruebas subjetivas	93

Lista de figuras

Figura 1.1	Diferentes fuentes de audio en una sala de conferencia	2
Figura 1.2	Lazo cerrado en el sistema de comunicación a manos libres	3
Figura 1.3	Supresor de eco	4
Figura 1.4	Configuración del cancelador de eco	5
Figura 1.5	Configuración del cancelador de eco acústico	7
Figura 2.1	Arreglo para la medición de la respuesta al impulso	9
Figura 2.2	Respuesta al impulso	10
Figura 2.3	Espectro de la respuesta al impulso	10
Figura 2.4	Idea básica de la cancelación de eco acústico	11
Figura 2.5	Diagrama a bloques del problema de filtrado en la teoría de Wiener	12
Figura 2.6	Diagrama a bloques del filtro transversal adaptable	13
Figura 2.7	Señal de voz utilizada en la simulación	17
Figura 2.8	Tic	17
Figura 3.1	Ubicación del cancelador de eco acústico (AEC) en el sistema telefónico a manos libres.	19
Figura 3.2	Integración de los detectores de actividad de voz y controlador dentro del sistema AEC	22
Figura 3.3	Detección de voz en la terminal remota	23
Figura 3.4	Diagrama de flujo del detector de cambio en la respuesta al impulso	28
Figura 3.5	Resultados del detector de voz en la terminal local basado en la potencia del eco residual que cuenta con el detector de cambios en la respuesta al impulso	29
Figura 3.6	Diagrama de estados del controlador	32
Figura 3.7	Comportamiento de la máquina de estados en una comunicación telefónica a manos libres	33
Figura 4.1	Sistema de lazo cerrado	35
Figura 4.2	Lazo cerrado en un sistema telefónico a manos libres	37
Figura 4.3	Lazo cerrado en un sistema en la red de computadoras	38
Figura 4.4	Respuesta en frecuencia de dos cuartos de conferencia, y el efecto combinado	39
Figura 4.5	Circuito para la detección y control de oscilación	40
Figura 4.6	Respuesta en frecuencia de $H(z)$ para diferentes valores de r , con $w=0$	41

Figura 4.7	Respuesta en frecuencia de $H(z)$ para diferentes valores de w , con $r=0.95$	42
Figura 4.8	Comportamiento del detector y controlador de oscilación ante una señal senoidal	44
Figura 4.9	Sistema en oscilación junto con la señal de voz	44
Figura 4.10	Espectro de potencia de la señal antes y después de pasar por el controlador de oscilación	45
Figura 5.1	Diagrama a bloques de la tarjeta electrónica del módulo DSP56307EVM	47
Figura 5.2	Principales elementos que intervienen en el sistema de cancelación de eco	48
Figura 5.3	Interfaz entre el DSP y el CODEC	50
Figura 5.4	Formato de los datos manejado por el CODEC	50
Figura 5.5	Control de alineación de los datos	52
Figura 5.6	Dirección de corrimiento	53
Figura 5.7	Señales presentes en los modos síncronos y asíncronos	54
Figura 5.8	Trama en el modo normal de operación	55
Figura 5.9	Trama en el modo de operación de red	55
Figura 6.1	TCLwst	62
Figura 6.2	TCLwdt	63
Figura 6.3	Tic	64
Figura 6.4	TCLwpv	65
Figura 6.5	Trpv	66

Lista de tablas

Table 3.1	Banderas utilizadas por el controlador del filtro adaptable	30
Table 5.1	Selección de la longitud de palabra	52
Table 6.1	Resultados de las pruebas objetivas	67
Table 6.1	Resumen de calificaciones subjetivas	70

Capítulo 1. Introducción

1.0 Importancia del audio

Los sistemas de video y audio conferencia se han creado para lograr que las comunicaciones remotas se puedan llevar a cabo de una manera efectiva, como si se tratara de una comunicación de persona a persona, donde el audio y el video permiten conversaciones interactivas. La calidad de audio en este tipo de sistemas se debe mantener alta, pues ha sido estimado que hasta un 70% del contenido de la información se lleva a través del canal de audio [1]. En caso de que se perdiera el canal de video la conferencia puede continuar, no siendo el caso cuando se pierde el canal de audio, en ese momento la conferencia termina.

Para lograr que los participantes de la videoconferencia actúen de una forma natural como si estuvieran frente a frente, se implementan los sistemas telefónicos de manos libres. Donde se minimiza la potencial fatiga y el inconveniente de estar sosteniendo un teléfono con auricular. Sin embargo, no es tan sencillo como reemplazar el auricular por un micrófono y bocina, dado que surgen varios problemas, los cuales si no son tratados adecuadamente pueden hacer que no se tenga una comunicación en forma clara o que simplemente no se pueda llevar a cabo. En los siguientes apartados se hace un análisis de estos problemas y algunas de las soluciones propuestas hasta ahora.

1.1 Eco acústico

En los teléfonos a manos libres la presencia de ecos es debida a que existe una trayectoria al aire libre entre la bocina y el micrófono. La señal de voz del locutor remoto originada dentro de la sala de videoconferencia se transmite a través de la red telefónica hacia el otro cuarto donde es amplificada y reproducida por las bocinas (véase figura 1.1). Las señales de voz que se acoplan directa e indirectamente a través de reflejos en paredes y techos de la bocina al micrófono retornan al locutor remoto formando parte de la señal que se transmite al cuarto donde se originó la voz, percibiéndose como indeseable eco.

El eco es perceptible cuando éste presenta un retardo mayor de 40ms con respecto a la voz remota. Si el tiempo que tarda una palabra desde que se expresa hasta que se oye su eco es mayor que 300ms, puede provocar que el locutor tartamudee tornándose una comunicación muy incómoda, llegando incluso a ser imposible.

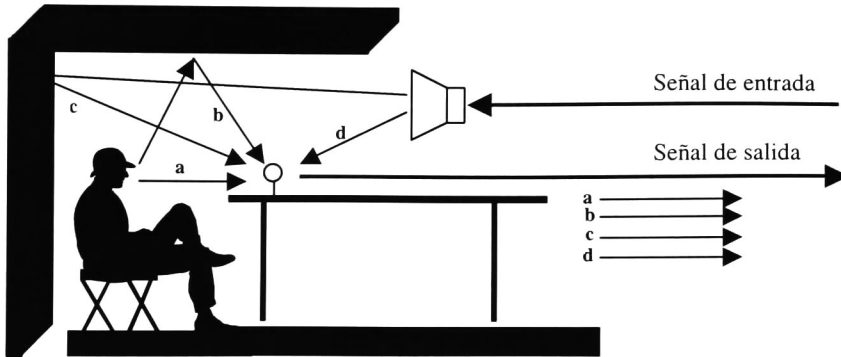


Figura. 1.1 Diferentes fuentes de audio en una sala de conferencia. **a)** señal de voz local **b)** señal de voz local reflejada en paredes y techos **c)** señal de voz remota reflejada en paredes y techos **d)** señal de voz remota acoplada directamente.

1.2 Reverberación

La reverberación es también un problema causado por ecos acústicos. La reverberación ocurre cuando la señal de audio es captada por el micrófono a través de las múltiples trayectorias en el cuarto. La trayectoria principal es directamente de la boca del locutor local al micrófono, sin embargo, existen rutas alternativas de viaje para las señales de audio para que éstas lleguen al micrófono, como pueden ser las reflexiones de los muros o las superficies de los escritorios hasta que la señal llega al micrófono.

En un ambiente reverberante pueden existir múltiples reflexiones dentro del cuarto además de la señal acoplada directamente. El efecto de la reverberación en una señal hace que ésta parezca hueca y resonante. La reverberación en la señal de voz local no impide que se tenga una buena comunicación, razón por la cual no será considerada en este trabajo de tesis.

1.3 Aullido (howling)

En la figura 1.2 se observa que se tiene un sistema electroacústico de lazo cerrado. Si la respuesta en frecuencia combinada de la terminal local y la terminal remota, incluyendo las amplificaciones de potencia y las pérdidas de la señal en el sistema, provocan que la ganancia de lazo cerrado sea mayor que la unidad. Aún en la ausencia de la conversación, el sistema se vuelve inestable y comienza a oscilar, dando como resultado que se escuche un tono muy molesto para los oídos lo que imposibilita la comunicación.

1.4 Soluciones al problema de eco acústico

En la actualidad se han propuesto medidas para minimizar los efectos del eco acústico, cada una de éstas presentando ciertas ventajas y desventajas. A continuación se describen en forma breve algunas de las medidas.

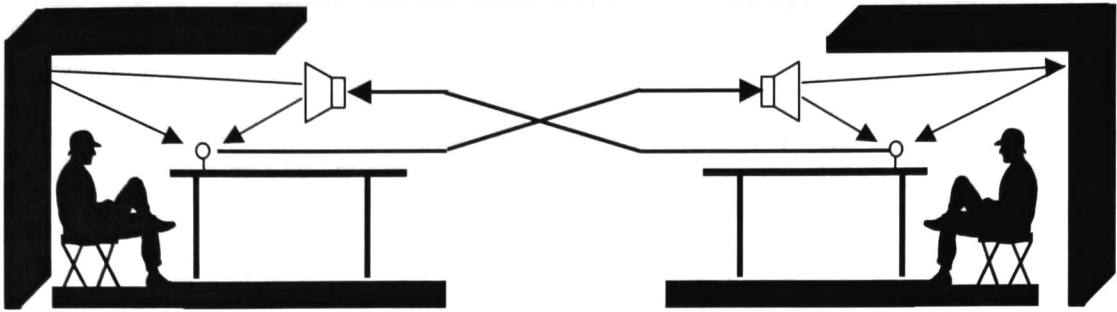


Figura 1.2 Lazo cerrado en el sistema de comunicación a manos libres

1.4.1 Tratamiento acústico que absorba las reflexiones.

Esta medida consiste en cubrir los muros del cuarto o sala de conferencia con un material que absorba la energía de las señales presentes en el cuarto (la señal recibida por la bocina del locutor remoto y la señal de voz del locutor local), eliminándose así las señales de voz reflejadas por paredes y techos. Con esta medida se elimina el problema de reverberación, mejorándose así la acústica del cuarto, sin embargo, presenta una serie de inconvenientes que no hacen factible su uso. Estos son:

- a) es caro
- b) no tiene efecto sobre la señal de voz acoplada directamente
- c) cambia la apariencia del cuarto
- d) el sistema no es portable

1.4.2 Uso de micrófonos unidireccionales

Cuando se utilizan micrófonos unidireccionales, se pretende que éstos tan solo procesen la señal de voz local que se acopla en forma directa. Eliminándose así el acoplamiento acústico directo de la señal de voz del locutor remoto entre la bocina y el micrófono. Sin embargo, el sistema presenta algunos inconvenientes que no hacen factible su uso. Estos son:

- a) no es posible eliminar todo el eco reflejado
- b) crea zonas muertas en el cuarto, donde nadie puede ser oído
- c) limita la posición de los participantes
- d) cuando se tiene el rango de captura muy estrecho, puede requerir de varios micrófonos

1.4.3 Separación de la bocina y el micrófono

Con esta sencilla medida, se logra disminuir la intensidad de la señal de voz del locutor remoto que se acopla directamente de la bocina al micrófono, lográndose una disminución en la intensidad del eco transmitido. Sin embargo, no es eliminado todo el eco causado por el acoplamiento directo, ni tampoco tiene ningún efecto en el acoplamiento indirecto que se produce a través de las múltiples reflexiones dentro del cuarto.

1.4.4 Utilización de supresores de eco (La solución half dúplex)

El supresor de eco, figura 1.3, altera dinámicamente la ganancia en la terminal de entrada o salida. La unidad de control (el cual incluye detector de actividad de voz) continuamente monitorea las señales en las terminales de entrada y salida. La ganancia en el amplificador en la terminal con la energía mayor es incrementada (a un valor alto positivo), mientras que la ganancia del otro amplificador es reducida (a un valor alto negativo). De esta forma el supresor inherentemente, permite solo la comunicación en un solo sentido (half dúplex).

Aunque la solución half dúplex es bastante simple y barata para controlar el problema del eco acústico, ésta tiene una serie de problemas inherentes. Uno de los problemas es que los participantes deben aprender a hablar por turnos, lo cual no es una situación normal en una comunicación pues inhibe el flujo de información libre y espontáneo. Los participantes también aprenden a minimizar las interrupciones, debido a que éstas provocan que se pierda información.

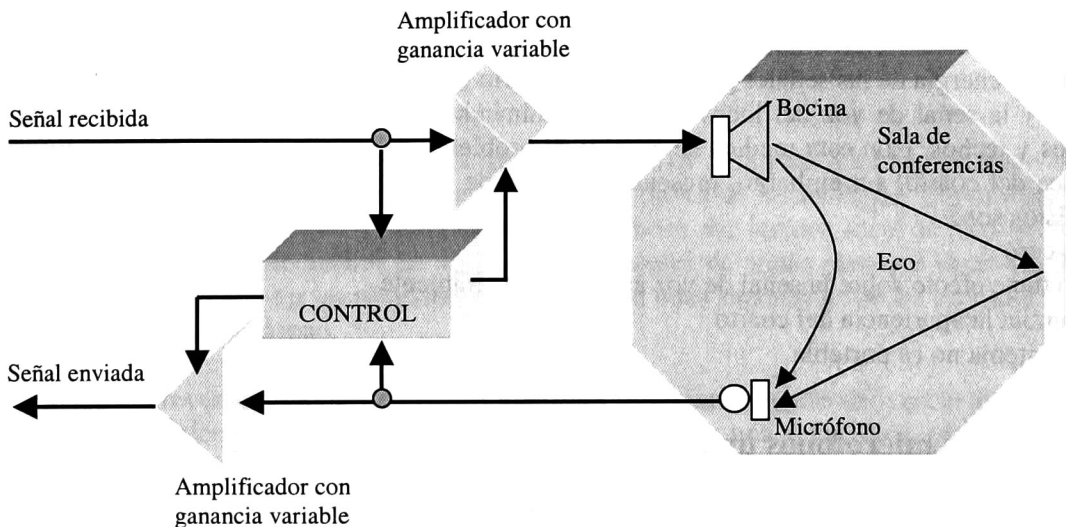


Figura 1.3 Supresor de eco

Por ejemplo, si el locutor de la terminal local está oyendo inicialmente al locutor de la terminal remota, pero repentinamente quiere dar un punto de vista, es muy probable que el interruptor que previene que su voz no sea transmitida no conmute lo suficientemente rápido y el locutor de la terminal local no reciba el mensaje que lo interrumpió en forma completa. Al mismo tiempo, el locutor de la terminal local no recibe el mensaje completo de la terminal remota.

Otro problema es que este tipo de sistema no es capaz de distinguir una señal de voz de los ruidos repentinos en el cuarto. De tal manera que ruidos como el cortar una hoja de papel, toser, o el cerrar de una puerta causan que el sistema bloquee la señal del locutor remoto provocándose la pérdida de información. Es por tanto necesario también aprender a estar quietos cuando el otro participante se encuentre hablando para evitar interrupciones accidentales.

Como se puede ver la comunicación half dúplex es en el mejor de los casos inconveniente para el uso casual y en el peor de los casos puede impedir la comunicación seriamente. Sin embargo, este tipo de sistemas es el que más se ha utilizado ya que ésta ha sido la única alternativa barata para la solución del problema acústico. Esta situación está cambiando con la caída de los precios de los procesadores digitales de señales (DSP's) así como el aumento en la capacidad del tipo de algoritmos que éstos pueden ejecutar.

1.4.5 Cancelador de eco acústico

En el proceso de cancelación de eco la señal de audio que se recibe desde la sala remota es enviada a la bocina local, y a la vez esta señal es convertida en digital para guardarse en una memoria. La señal del micrófono local también es convertida en digital y un DSP compara las dos señales (véase figura 1.4). Cualquier similitud entre la señal transmitida por la bocina y la señal captada por el micrófono, es extraída electrónicamente de la entrada del micrófono. El procesador esencialmente construye un modelo electrónico de las propiedades acústicas de la sala de conferencia.

El modelo de la sala de conferencia no es una tarea trivial. El modelo exacto depende de la colocación de las bocinas y el micrófono, así como de la intensidad de las señales reflejadas por los objetos del cuarto.

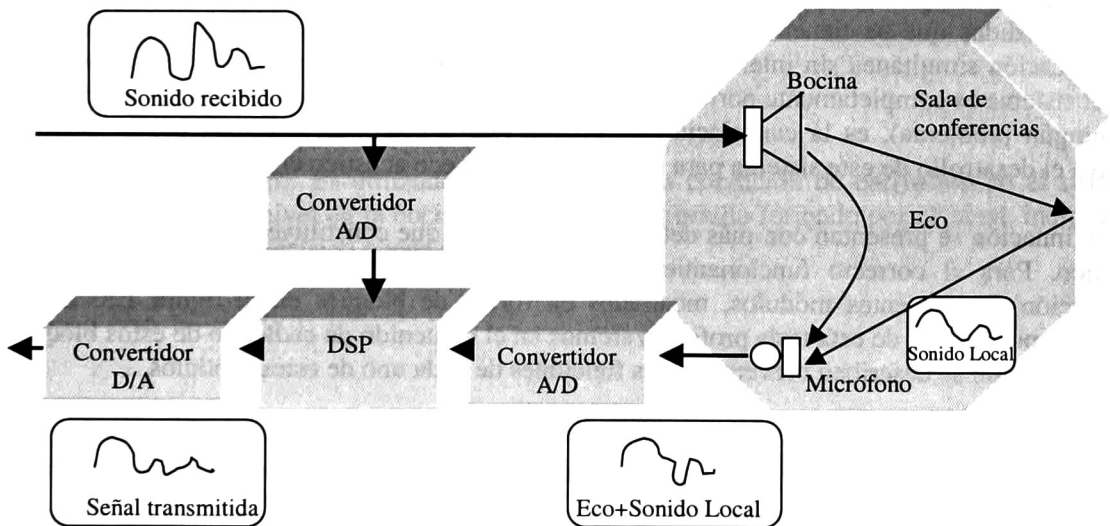


Figura 1.4 Configuración del cancelador de eco

El proceso de modelar la sala de conferencia es un proceso iterativo que utiliza el eco residual, que resulta de la sustracción de la señal que proviene del micrófono con el eco estimado, para guiar al algoritmo de adaptación a obtener un buen modelo.

Si tan solo en esto consistiera la cancelación de eco, el modelado de la sala de conferencia no sería tan difícil después de todo, pero no es así. Existen muchas fuentes de error que impiden que el cancelador de eco acústico obtenga un buen modelo. La fuente más importante de error son las personas dentro de la sala de conferencia, ya que éstas tienden a moverse provocando que las características de reflexión de eco sean alteradas. Además del movimiento de las personas, el micrófono puede ser ocasionalmente movido, lo cual altera significativamente la respuesta al impulso del cuarto.

Debido a que cambios en el ambiente no pueden ser anticipados, el filtro debe de estar continuamente modelando. Sin embargo, surge una gran dificultad de la precondition que para que el filtro esté modelando las nuevas condiciones, el cuarto deba estar silencio (sin señal de voz del locutor local). Mas no sería razonable pedirle a los participantes que se estén callados por un determinado tiempo después de que se efectúe un movimiento, ya que se supone que están en la mitad de la conversación utilizando el sistema. Una gran parte del esfuerzo en diseñar un cancelador de eco acústico consiste en diseñar un detector que pueda determinar el momento en que el proceso de modelado es apropiado. Otra fuente de error surge cuando se limita la longitud del filtro que sirve para modelar. Obviamente el filtro debe ser realizable a un razonable costo computacional y de hardware. Esto establece el límite superior de la cantidad de reflexiones de eco que el filtro puede modelar y procesar.

1.5 Solución al problema propuesto

De las medidas que se tienen para la eliminación de eco acústico, la que nos permite una comunicación simultánea sin interrupciones, sin restringir la posición de los locutores, a la vez que el sistema es completamente portable (puede ser trasladado de una sala de conferencia a otra, sin ningún problema), es la cancelación de eco en forma electrónica. Razón por la cual nos motiva el desarrollo de este sistema para la cancelación de eco acústico en esta tesis.

A continuación se presentan con más detalle los elementos que constituyen el cancelador de eco acústico. Para el correcto funcionamiento del cancelador de eco acústico, es necesario la integración de diferentes módulos, mostrados en forma de bloques en la figura 1.5. En los capítulos posteriores de esta tesis profundizaremos en el contenido de cada uno de estos bloques. A continuación se describen brevemente las funciones de cada uno de estos módulos.

Detectores de actividad de voz. Es necesario detectar cuales de los locutores se encuentran activos, es decir hablando, en un tiempo determinado. El resultado de los detectores de voz es utilizado por el controlador del filtro adaptativo.

Controlador del filtro adaptativo. El controlador del filtro adaptativo utiliza los resultados obtenidos por los detectores de actividad de voz, para determinar cuando el filtro debe actualizar sus coeficientes, filtrar y actualizar los coeficientes, tan solo filtra pero mantiene sin cambio los coeficientes del filtro, o simplemente inhibe la función del filtro adaptativo.

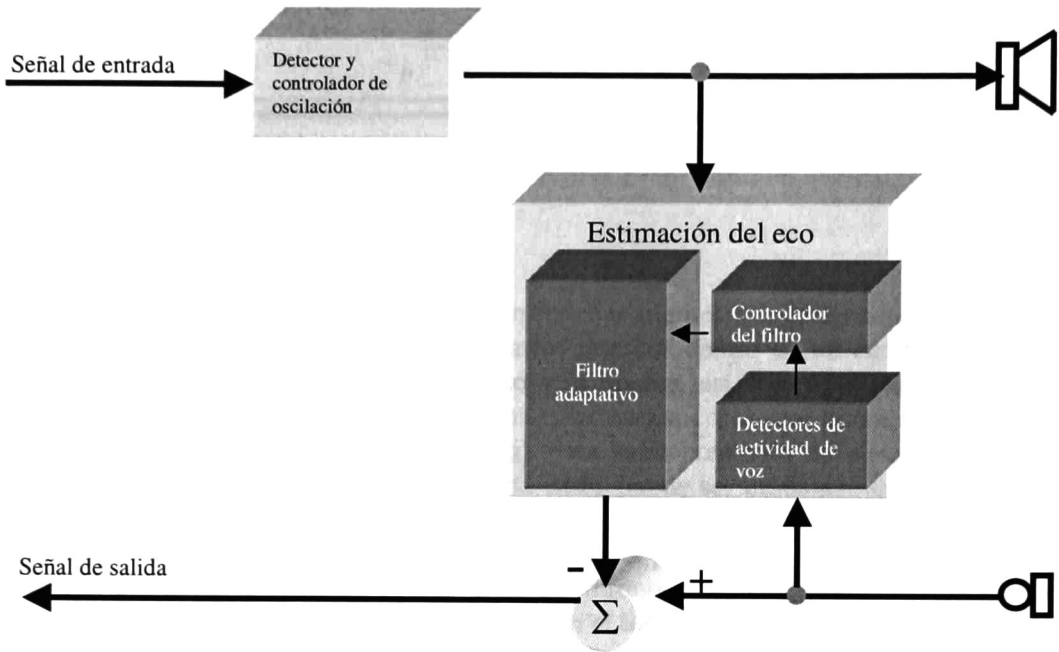


Figura. 1.5 Configuración del cancelador de eco acústico

Detector de oscilación. Es utilizado para detectar una condición de oscilación en el sistema, esto ocurre cuando el nivel en la bocina es alto. El lazo cerrado formado por el canal, incluyendo la trayectoria del eco eléctrico puede oscilar

Capítulo 2.

Modelado del cuarto de conferencias

2.1 Introducción

Como ya se explicó en la sección 1.1, existen muchas fuentes que provocan que se alteren las características de reflexión y en consecuencia los retardos dentro de un cuarto de conferencia. Las principales entre ellas son: el micrófono y la bocina, así como las paredes y techos del cuarto. Estos elementos constituyen un sistema electroacústico al cual llamaremos BMC (siglas de Bocina, micrófono y cuarto de conferencia). Para bajas presiones del sonido y sin tener una saturación en los convertidores A/D, el sistema BMC puede ser modelado con mucha precisión por un sistema lineal. Este sistema lineal debe tener la característica de estar en continuo cambio, siguiendo los cambios que surgen en el sistema BMC provocados por el movimiento de las personas, y/o movimiento de la bocina y el micrófono dentro del sistema. Dicho en otras palabras, se requiere de un sistema lineal variante en el tiempo.

En este capítulo se hace un análisis de la respuesta al impulso en diferentes cuartos de conferencia, para poder determinar sus principales características. Como consecuencia de este análisis se propone implementar el sistema lineal mediante la utilización de filtros de respuesta al impulso finita (FIR), los cuales presentan la ventaja de estabilidad durante su adaptación sobre sus contrapartes los filtros de respuesta al impulso infinita (IIR). Además que ambos tipos de filtro requieren la misma demanda computacional cuando el sistema a modelar es un cuarto de conferencias.

Posteriormente se hace un análisis del algoritmo NLMS, el cual es utilizado para variar los coeficientes del filtro FIR de acuerdo a las condiciones cambiantes dentro del cuarto de conferencia, de aquí se tiene que el sistema lineal variante en el tiempo es un filtro adaptable.

Por último es presentado el desempeño del algoritmo NLMS para una señal de entrada coloreada. Mostrándose que el algoritmo cumple con los requerimientos de la recomendación ITU-T G.167 [5].

2.2 Respuesta al impulso en un cuarto de conferencia

La respuesta al impulso de un cuarto de conferencia puede ser definida como una secuencia de impulsos delta, los cuales se retrasan o adelantan en forma proporcional a la longitud geométrica de la trayectoria que se tiene entre la bocina y el micrófono dentro del sistema BMC. La reflectividad de los muros, así como la distancia entre éstos y el micrófono, determinan la amplitud del impulso. Además del volumen, la respuesta al impulso es extremadamente dependiente del amueblado del cuarto. Un cuarto con muros de concreto tiene un tiempo de

reverberación mucho mayor, el cual resulta en una respuesta al impulso de mayor duración que en un cuarto de conferencia con muchos muebles, pisos con alfombras y paredes cubiertas con madera.

2.2.1 Medición de la respuesta al impulso

Para medir la respuesta al impulso se hizo un acomodo como lo establece la recomendación de la ITU-T P.340 [2] (véase figura 2.1), donde las señales de medición son muestreadas a 8 KHz con un convertidor analógico digital de 16 bits. Se hicieron las mediciones en dos cuartos de conferencia con diferentes dimensiones para observar la diferencia en duración de la respuesta al impulso entre éstos (cuando la respuesta al impulso se atenúa 60 dB), además de conocer sus características espectrales. Las mediciones fueron realizadas en el laboratorio de procesamiento de señales y el cuarto enfrente en el CINVESTAV GDL, los cuales presentan unas dimensiones de 5 metros de largo, 4 metros de ancho y 2.4 metros de altura (un volumen total de 48 metros cúbicos) y 6.375 metros de largo, 5 metros de ancho y 2.4 metros de altura (un volumen total de 76.5 metros cúbicos) respectivamente.

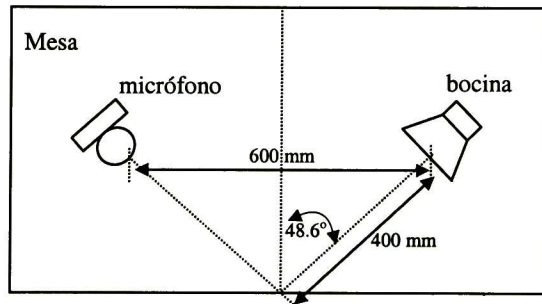


Figura 2.1 Arreglo para la medición de la respuesta al impulso

2.2.2 Análisis de la respuesta al impulso

La figura 2.2 muestra la respuesta al impulso obtenida para el laboratorio y la sala de conferencia, se puede observar como en ambas señales la respuesta al impulso se va atenuando con el tiempo. Esta es una de las características típicas de los cuartos de conferencias. El tiempo que tarda la respuesta al impulso en atenuarse 60 dB [2] es un indicativo del tiempo de reverberación. El tiempo de reverberación típico de una oficina es de unos cientos de milisegundos [6]. En el caso de la sala de teleconferencia y del laboratorio de señales resultó de 200ms y 300ms respectivamente.

El tiempo de reverberación que se obtuvo para nuestros cuartos de conferencia de análisis, nos servirá para determinar el orden del filtro que se utilizará para el modelo del sistema BMC, explicado en los siguientes apartados.

La figura 2.3 nos muestra el espectro de la respuesta al impulso para ambos cuartos de conferencia. Se puede observar como la mayor concentración de energía se encuentra situada en las bajas frecuencias. La razón de esto se atribuye a las características de absorción de los objetos que se encuentran en la sala de conferencia, los cuales demostraron mayor capacidad de absorción para las altas frecuencias.

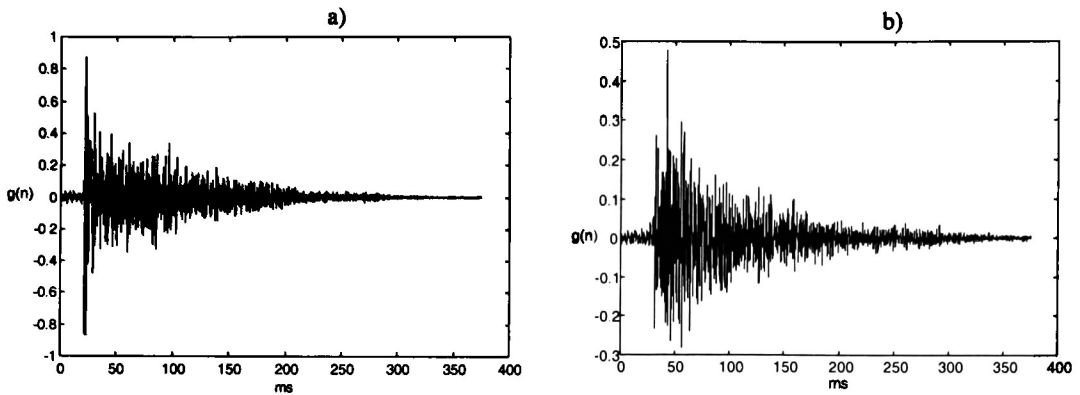


Figura 2.2 Respuesta al impulso a) laboratorio de procesamiento de señales b) sala de teleconferencias

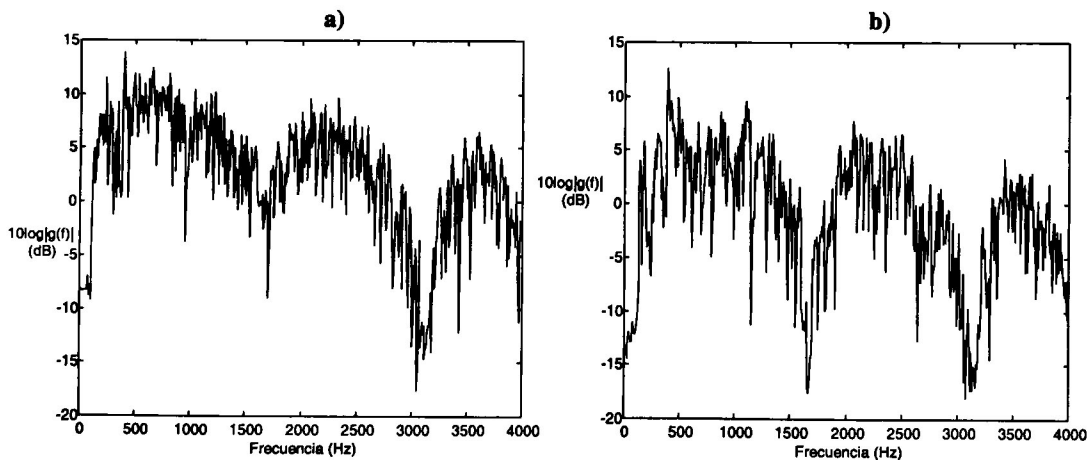


Figura 2.3 Espectro de la respuesta al impulso a) laboratorio de procesamiento de señales b) sala de teleconferencia

2.3 Modelo lineal del cuarto de conferencias

Con referencia a la figura 2.4, supongamos que la función de transferencia del sistema A , sea una función de transferencia variante con el tiempo. Si se tiene un estimado A' (basado en el lazo de retroalimentación mostrado en la figura) de la función de transferencia del sistema A , el cual se adapte tan rápido como cambia la función de transferencia. Cuando se aplique una señal cualesquiera en el punto de unión 1, a la salida (punto de unión 2), se tendrá como resultado una señal constante cuyo valor tenderá a cero (cuando A' modele perfectamente a A). De este principio se apoya la teoría existente para la cancelación de eco acústico.

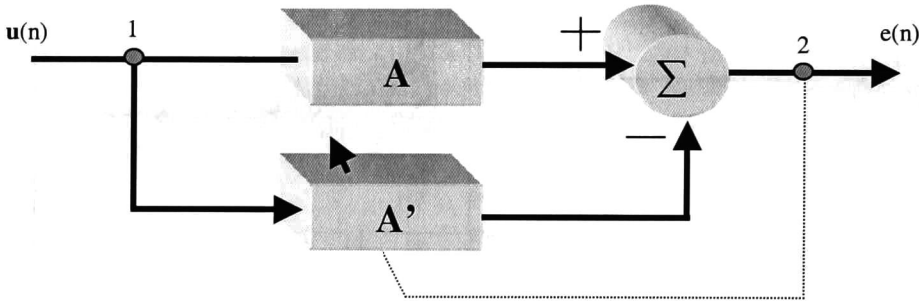


Figura 2.4 Idea básica de la cancelación de eco acústico

En el problema de la cancelación del eco acústico, el sistema A está representado por un cuarto de conferencias, y el estimado de la función de transferencia A' se efectúa por un modelo lineal. Este modelo lineal es realizado con la utilización de filtros adaptables FIR. ¿Pero porque no utilizar filtros IIR, si estos parecieran tener mejores capacidades para modelar que su contraparte, los filtros FIR?. Esta misma pregunta fue hecha por Athanasios P. Liavas y otros [4], en su trabajo de investigación concluyen que los modelos IIR no presentan ninguna ventaja con respecto a los filtros FIR cuando el sistema a modelar es un cuarto de conferencia. En su trabajo justifican la razón por la que el filtro IIR no supera las capacidades de modelado del filtro FIR, y concluyen que se debe a que la función de transferencia característica de los cuartos de conferencia presentan muchos picos en el espectro (véase figura 2.3), lo cual hace que se requieran muchos parámetros para obtener un buen modelo, independientemente si se utilizan filtros FIR o IIR. Existe un argumento irrefutable para la utilización de los filtros FIR, y éste es su garantizada estabilidad durante la adaptación.

2.3.1 Filtros de Wiener

El proceso de modelado utiliza la teoría del filtraje de Wiener, donde se tiene un filtro lineal que opera en tiempo discreto. Lo cual permite que el filtro pueda ser implementado usando DSP's. Considerando el diagrama a bloques de la figura 2.5, la entrada del filtro es la secuencia $u(0)$ $u(1)$ $u(2)$, ..., y la respuesta al impulso del filtro es w_0 , w_1 , w_2 , En el tiempo discreto n , el filtro produce una salida denotada por $y(n)$. Esta salida se utiliza para proveer un estimado de

una respuesta al impulso deseada denotada por $d(n)$. El proceso de estimación va acompañado por un error de estimación denotado por $e(n)$, el cual es definido como la diferencia entre la respuesta deseada $d(n)$ y la salida del filtro $y(n)$. El objetivo es hacer el error de estimación $e(n)$ tan pequeño como sea posible en algún sentido estadístico (como puede ser: el valor cuadrático medio, la esperanza del valor absoluto o la esperanza de potencia de tercer u orden mayor del error de estimación).

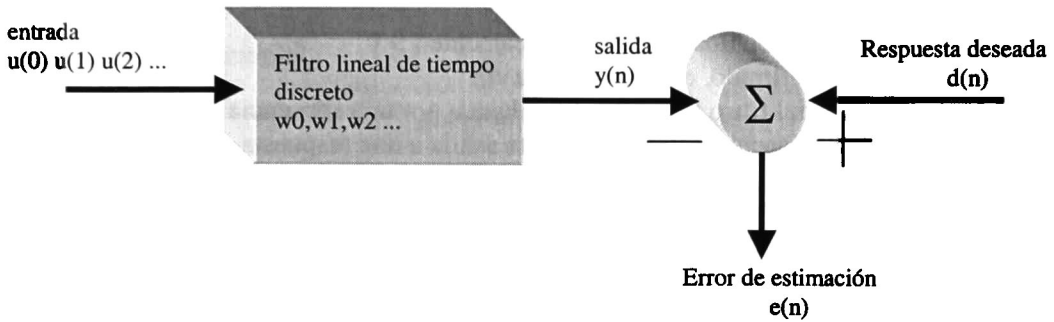


Figura 2.5. Diagrama a bloques del problema de filtrado en la teoría de Wiener

En la figura 2.5, la salida del filtro $y(n)$ en cualquier tiempo discreto n , está definida por la sumatoria:

$$y(n) = \sum_{k=0}^n w(k) u(n-k) \tag{2.1}$$

y el error de estimación de $d(n)$ se define por la diferencia

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{2.2}$$

Para optimizar el diseño del filtro, se selecciona minimizar el valor cuadrático del error de estimación $e(n)$. Definiéndose una función de costo o índice de desempeño del error cuadrático medio

$$J(n) = \mathbf{E}[e(n)e^*(n)] = \mathbf{E}[|e(n)|^2] \tag{2.3}$$

Donde \mathbf{E} denota el operador de la esperanza estadística.

El problema es por tanto la determinación de las condiciones para que $J(n)$ obtenga su valor mínimo.

2.3.2 El algoritmo NLMS (de sus siglas en Inglés Normalized Least Mean Square)

El algoritmo NLMS es uno de los algoritmos de adaptación que más se utiliza en la práctica. La razón de este hecho radica principalmente en su simplicidad computacional. Este algoritmo como su nombre lo indica minimiza el valor esperado del error cuadrático (es decir el eco residual). Este algoritmo comienza de un valor inicial (arbitrario) para el vector de coeficientes del filtro, y estos son adaptados de acuerdo al algoritmo estocástico del descenso más rápido (Steepest descent). El vector que se obtiene al final en el vector de coeficientes converge en la media a la solución de Wiener.

El algoritmo NLMS consiste en dos procesos básicamente [9]

Punto No.1 Un proceso de filtrado, el cual consiste en:

- el cálculo de la salida del filtro transversal producida por una secuencia de entrada
- generar un error de estimación comparando esta salida a una respuesta deseada

Punto No.2 Un proceso de adaptación, el cual consiste en ajustar automáticamente los coeficientes del filtro de acuerdo al error de estimación.

De tal manera que la combinación de estos dos procesos trabajando en conjunto forma una trayectoria de lazo cerrado como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 2.6.

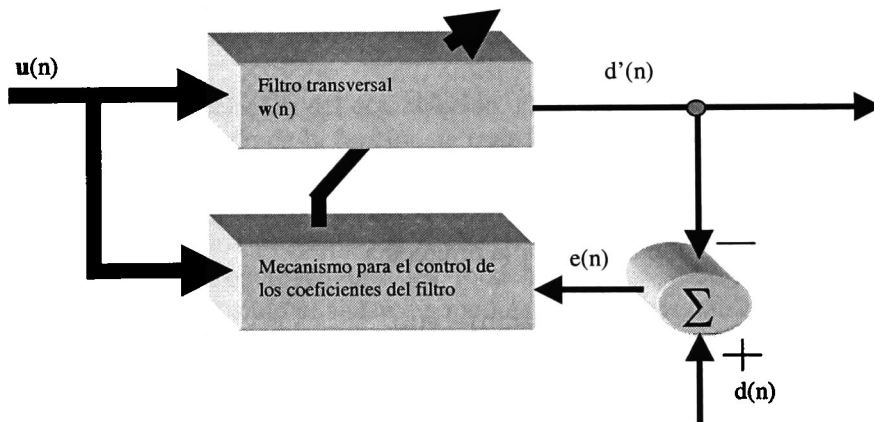


Figura 2.6 Diagrama a bloques del filtro transversal adaptable

2.3.2.1 Descripción del algoritmo

Si hacemos que $u(n)$ denote un vector de entrada en el instante n (véase figura 2.6), y $d'(n)$ la respuesta a $u(n)$ denote el estimado de la respuesta deseada a la salida del filtro, el error de estimación se obtiene mediante la comparación de este estimado con la respuesta deseada $d(n)$.

Escribiéndose

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - d'(n) \\ &= d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (2.4)$$

El término $\mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n)$ es el producto punto del vector de coeficientes $\mathbf{w}(n)$ y el vector de entrada $\mathbf{u}(n)$. La forma expandida del vector de coeficientes se puede escribir como

$$\mathbf{w}(n)=[w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{M-1}(n)]^T \quad (2.5)$$

así como el vector de entrada

$$\mathbf{u}(n)=[u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-M+1)]^T \quad (2.6)$$

El proceso adaptable trata de localizar el vector de coeficientes óptimo, usando el método del descenso más rápido. El valor actualizado del vector de coeficientes en el instante $n+1$ se calcula usando una simple relación recursiva [9]

$$\mathbf{w}(n+1)=\mathbf{w}(n)+0.5\mu[-\nabla J(n)] \quad (2.7)$$

Donde $\nabla J(n)$ denota el valor del vector gradiente en el instante n , y μ es un valor real positivo. El vector gradiente está dado por:

$$\nabla J(n)=-2\mathbf{p}-2\mathbf{R}\mathbf{w}(n) \quad (2.8)$$

Donde \mathbf{p} es el vector de correlación cruzada entre el vector de entrada $\mathbf{u}(n)$ y la respuesta deseada $d(n)$. \mathbf{R} es la matriz de correlación del vector de entrada $\mathbf{u}(n)$. En los sistemas de cancelación de eco acústico no se tiene conocimiento exacto de \mathbf{p} y \mathbf{R} . De aquí que se tengan que utilizar estimados. Los estimados más simples para \mathbf{p} y \mathbf{R} son los estimados instantáneos que se muestran en las ecuaciones (2.9) y (2.10) respectivamente

$$\mathbf{R}'(n)=\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad (2.9)$$

$$\mathbf{p}'(n)=\mathbf{u}(n)d(n) \quad (2.10)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.9) y (2.10) en el algoritmo del descenso más rápido (2.7), se obtiene la siguiente relación recursiva para la actualización del vector de coeficientes del filtro.

$$\mathbf{w}'(n+1)=\mathbf{w}'(n) + \mu\mathbf{u}(n)[d(n)-\mathbf{u}^H(n)\mathbf{w}'(n)] \quad (2.11)$$

Puesto que esta cantidad es directamente proporcional al vector de entrada $\mathbf{u}(n)$, el valor de estimación del gradiente aumenta para vectores $\mathbf{u}(n)$ grandes. Este problema puede ser evitado mediante la normalización del factor de corrección por la norma euclidiana del vector de entrada $\mathbf{u}(n)$.

Los siguientes pasos constituyen el algoritmo NLMS [9]

1. Salida del filtro

$$y(n)=\mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.12)$$

2. Error de estimación

$$e(n)=d(n)-y(n) \quad (2.13)$$

3. Adaptación de los coeficientes del filtro

$$\mathbf{w}'(n+1) = \mathbf{w}'(n) + \frac{\mu \mathbf{u}(n)e^*(n)}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \quad (2.14)$$

La división por $\|\mathbf{u}(n)\|^2$ puede provocar problemas numéricos cuando el valor de la señal de entrada es pequeño. Este problema puede ser minimizado con la adición de un valor pequeño "a" a la norma $\|\mathbf{u}(n)\|^2$. De aquí que la ecuación de adaptación sea modificada como sigue

$$\mathbf{w}'(n+1) = \mathbf{w}'(n) + \frac{\mu \mathbf{u}(n)e^*(n)}{a + \|\mathbf{u}(n)\|^2} \quad (2.15)$$

2.3.2.2 Modificación de la ecuación de adaptación para su implementación en un DSP de punto fijo.

En la literatura existen algoritmos iterativos que se utilizan para el cálculo de la norma euclidiana $\|\mathbf{u}(n)\|^2$ y así facilitar la implementación de la ecuación (2.14) dentro del DSP. La ecuación (2.16) muestra una ecuación recursiva presentada por [11], en la que se puede observar su baja complejidad computacional. Pues en ésta tan solo se requiere tener el valor de la señal u en el instante n , y el valor del cálculo de la potencia de la señal de entrada en el instante $(n-1)$.

$$P_n=(1-\beta)P_{n-1} + \beta u^2(n) \quad (2.16)$$

Donde β es el recíproco de la longitud del filtro.

Para utilizar la ecuación (2.16), es necesario cambiar el valor de μ por el valor de α . Donde α es un valor positivo menor que la unidad. Esto provoca que la ecuación (2.11) se cambie por:

$$\mathbf{w}'(n+1) = \mathbf{w}'(n) + \frac{\alpha \mathbf{u}(n)e^*(n)}{P_n} \quad (2.17)$$

2.4 Desempeño del algoritmo NLMS

La condición necesaria y suficiente para que el algoritmo NLMS converja en la media cuadrática es [8,19]:

$$\mu \in (0,2) \quad (2.18)$$

La convergencia más rápida ocurre cuando [8]

$$\mu = 1 \quad (2.19)$$

El desempeño del algoritmo NLMS es muy dependiente de las características de la señal de entrada. Para una señal de entrada de ruido blanco, este algoritmo presenta un tiempo de convergencia mayor que cuando se tiene una señal coloreada (por ejemplo la señal de voz).

Además de las características de la señal de entrada, el tiempo de convergencia del algoritmo NLMS se ve afectado por la longitud del filtro utilizado. A medida que el orden del filtro aumenta, aumenta también el tiempo de convergencia. En las gráficas de la figura 2.2, se observa que se tiene una respuesta al impulso mayor que 250 ms. Sabemos que [9] para que la cancelación de eco adaptativa opere satisfactoriamente, la respuesta al impulso del filtro adaptable debe tener una longitud mayor que la trayectoria del eco mas grande que se quiere cancelar. Si hacemos que T_s sea el periodo de muestreo de la señal de voz digitalizada, M el número de coeficientes ajustables, y τ el retraso del eco mas largo que se quiere cancelar. Entonces es necesario escoger

$$MT_s > \tau \quad (2.20)$$

Como se está utilizando una frecuencia de muestreo de 8 KHz ($T_s=125\mu\text{seg}$), si se quieren modelar 250 ms de retraso en el eco acústico, es necesario hacer la longitud del filtro mayor o igual que 2000 coeficientes.

La longitud del filtro que puede ser implementado tiene la limitación que ya se mencionó (filtros adaptables grandes tienen un tiempo de convergencia menor), además de tener la limitante de la capacidad de procesamiento del DSP donde se va a implementar. De las ecuaciones (2.12) a la (2.14) se observa que la complejidad del algoritmo es de $3M+1$ sumas y $3M$ multiplicaciones.

Del anterior se ve la necesidad de establecer el retardo máximo que el cancelador de eco acústico podrá procesar, para determinar la capacidad que se requiere en el DSP.

De los resultados obtenidos en la sección 2.2.2, se observa que las respuestas al impulso tienen una duración aproximada de 300 ms., lo que requiere utilizar 2500 coeficientes. Lo cual demanda una capacidad de procesamiento de 60 MIPS (millones de instrucciones por segundo). Para asegurarnos que con el número de coeficientes seleccionado, se tenga un tiempo de convergencia aceptable, se utiliza la norma ITU-T G.167 [5]. En esta norma se define el tiempo de convergencia inicial (T_{ic}) como la diferencia (en dB) entre el nivel de la señal antes de la activación del cancelador de eco acústico y el nivel de la señal al pasar por el sistema, después de un segundo que se inicializan los parámetros del cancelador.

Los resultados de Tic que se obtuvieron con la aplicación del algoritmo NLMS a la señal de voz de la figura 2.7, se muestran en la figura 2.8.

Se observa que en un tiempo de 1 segundo, el algoritmo, alcanza un valor de Tic de aproximadamente 20 dB (17 dB para ser exactos), valor mínimo de la recomendación ITU- T G.167.

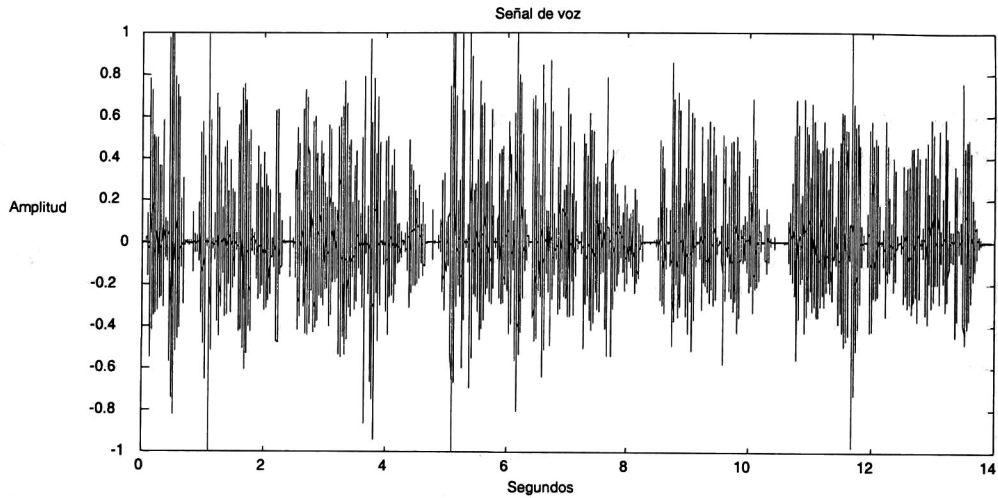


Figura 2.7 Señal de voz utilizada en la simulación

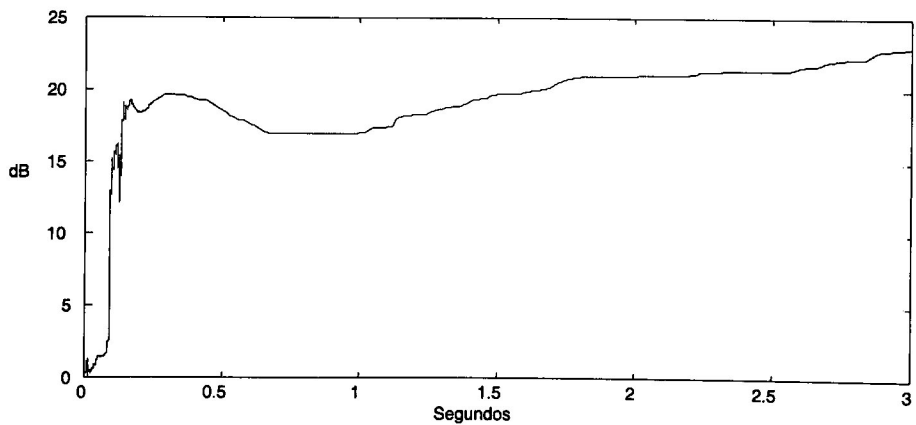


Figura 2.8 Tic

2.5 Conclusiones

Cuando se pretenda modelar las propiedades acústicas de una sala de conferencias a través de un filtro adaptable, se recomienda el empleo de filtros FIR. Ya que este tipo de filtros tienen garantizada su estabilidad durante la adaptación, además de que no presentan ninguna desventaja con respecto a sus contrapartes los filtros IIR (los cuales si no se tiene el cuidado necesario pueden hacerse inestables).

Para poder lograr modelar un retraso del eco de 300ms (el máximo retraso que obtuvimos en nuestras pruebas y que nos disponemos a modelar) en un cuarto de conferencias, fue necesario el utilizar un filtro de una longitud de 2500 coeficientes. Hecho de donde surgió la preocupación del decremento en el tiempo de convergencia en el algoritmo NLMS que controla la adaptación de los coeficientes del filtro adaptable. Pues sabemos que a medida que aumenta el orden del filtro, aumenta también el tiempo de convergencia. Sin embargo, resultados de simulación con una señal de voz muestran que el algoritmo tiene un valor muy cercano a el requerimiento de la recomendación de la ITU-T G.167 en lo que se refiere al tiempo de convergencia inicial. Aunque existen más requerimientos de este estándar, éstos serán tratados en el capítulo 5.

La elección de la capacidad del DSP se hace en base de la complejidad del algoritmo NLMS que es el algoritmo que presenta una mayor demanda computacional. Cálculos presentados en este capítulo muestran que se requiere de un DSP con una capacidad de por lo menos 60 MIPS, hecho que no consideramos inconveniente por el gran abaratamiento de los DSP's.

Capítulo 3.

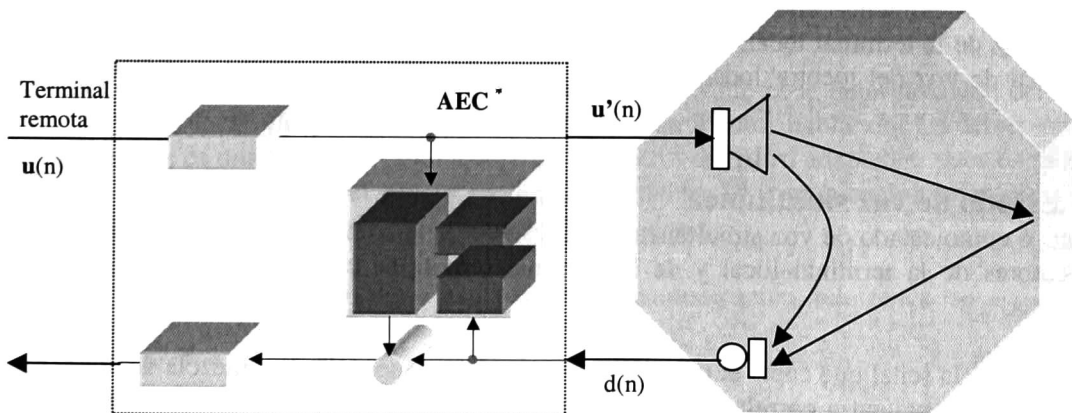
Controlador del filtro adaptable

3.1 Introducción

Como se explicó en la sección 2.3.2, para que los coeficientes $w(n)$ de un filtro adaptable converjan a la solución de Wiener, es necesario que la señal deseada $d'(n)$ a la salida del filtro esté correlacionada con la señal que se tiene a la entrada del filtro adaptable $u(n)$. Es decir que la salida del filtro se pueda representar como una suma de convolución lineal (ecuación 2.1). Sin embargo, en una comunicación telefónica a manos libres se tiene diferentes estados, en los cuales, la señal captada por el micrófono $d(n)$ está parcial o totalmente decorrelacionada con la señal de voz del locutor remoto $u(n)$, véase figura 3.1. Con el objeto de evitar que el filtro adaptable diverja de la solución de Wiener, y a la vez se obtenga el mejor modelo del cuarto de conferencias, será necesario modificar el comportamiento del filtro en estos estados.

En este capítulo se hace un análisis de los diferentes estados que se presentan en una comunicación telefónica a manos libres. Describiéndose la forma en que se determina cada estado, así como los cambios en el comportamiento del filtro que implica cada estado.

Se presentan los resultados obtenidos de la simulación de los detectores de actividad de voz cuando se tienen una señal de voz inmersa en un ruido blanco gaussiano aditivo de una potencia de -50 dB. Además se presenta una simulación de la forma en que actúa el controlador del filtro en una comunicación en la que se presentan todos los estados posibles.



*Para descripción de las cajas del sistema AEC véase sección 1.5

Figura 3.1 Ubicación del cancelador de eco acústico (AEC) en el sistema telefónico a manos libres.

3.2 Diferentes estados en una comunicación telefónica a manos libres

3.2.1 Estado de recepción

Se conoce como estado de recepción, aquel estado de la comunicación telefónica donde tan solo se tiene actividad en la terminal remota, es decir, el locutor de la terminal remota se encuentra hablando mientras el locutor de la terminal local lo escucha.

En este estado, la señal que se capta por el micrófono $d(n)$ está totalmente correlacionada con la señal que se recibe de la terminal remota $u(n)$, por el hecho que $d(n)$ está compuesta solamente de las señales de voz que se acoplan directa e indirectamente a través de reflejos en paredes y techos de la bocina al micrófono. De no tomarse medidas pertinentes, estas señales retornarán al locutor remoto escuchándose un indeseable eco.

Es en este estado donde se permite que el filtro adaptable “aprenda” la respuesta al impulso del cuarto de conferencias. Ya que se tienen las condiciones necesarias y suficientes para que el algoritmo NLMS converja a la solución de Wiener.

3.2.2 Estado de transmisión

Se conoce como estado de transmisión, aquel estado de la comunicación telefónica donde tan solo se tiene actividad en la terminal local, es decir, el locutor de la terminal remota se encuentra escuchando mientras el locutor de la terminal local habla.

En este estado, la señal que capta el micrófono $d(n)$ está completamente decorrelacionada con la señal que se recibe de la terminal remota $u(n)$, pues esta señal consiste básicamente de ruidos diversos que se tienen en la sala de la terminal remota, ocasionados por ventiladores, aire acondicionado, etc.

Para evitar que el algoritmo NLMS diverja de la solución de Wiener, y por ende se desajusten los coeficientes $w(n)$ del filtro adaptable, es necesario que se detenga el proceso de aprendizaje del filtro adaptable. Quedando “congelado” el valor de los coeficientes del filtro en lo que dura este estado, transmitiéndose la señal $d(n)$ captada por el micrófono sin ninguna alteración. Ya que aunque se esté recibiendo una señal de ruido de la terminal remota $u(n)$, la cual se sumará a la señal de voz de la terminal local, este ruido es de muy baja potencia comparada con la potencia de la señal de voz del locutor local. Por ende, la señal transmitida será una señal de voz muy clara.

3.2.3 Estado de voz simultánea

Se conoce como estado de voz simultánea, aquel estado de la comunicación telefónica en el cual los locutores de la terminal local y de la terminal remota se encuentran hablando en forma simultánea.

En este estado la señal que capta el micrófono $d(n)$ está compuesta de una mezcla de dos señales, una de éstas se encuentra correlacionada con la señal recibida de la terminal remota $u(n)$ (que sería la señal que consiste de las múltiples reflexiones que sufre $u(n)$ en paredes y techos dentro de la sala de conferencias), y otra señal prácticamente decorrelacionada con la señal recibida de la terminal remota (que sería la señal de voz del locutor en la terminal local).

Este estado aunque se presenta con muy poca frecuencia (10% del tiempo de comunicación [18]), es uno de los estados que más preocupa en el diseño de un sistema de cancelación de eco, pues puede provocar la divergencia del filtro adaptable e incluso la inestabilidad del sistema. De igual forma que en el estado de transmisión, es necesario que se detenga el proceso de aprendizaje del filtro adaptable. Esto con el objetivo de evitar que el algoritmo NLMS diverja de la solución de Wiener y se desajusten los coeficientes $w(n)$ del filtro adaptable. Sin embargo, en este estado es necesario que se continúe con el proceso de filtrado utilizando los coeficientes “congelados” $w(n)$ del filtro adaptable que se tenían antes de la detección del estado, con el objetivo de eliminar la señal de voz tomada por el micrófono que está correlacionada con la señal de voz recibida de la terminal remota. Transmitiéndose así, mediante la eliminación del eco, solamente la señal del locutor de la terminal local la cual no está correlacionada con $u(n)$.

3.2.4. Estado de inactividad o reposo

Se conoce como estado de inactividad o reposo, aquel estado de la comunicación telefónica donde ambos participantes (el locutor de la terminal remota y el locutor de la terminal local) están inactivos, es decir, ninguno de ellos transmite señal de voz alguna.

Este es uno de los estados que se presentan con menos frecuencia en una comunicación telefónica, puesto que lo que se quiere en una llamada telefónica es el intercambio de información, y no solo la conexión de los equipos. Sin embargo, está presente y será considerado en el análisis que se presenta en este capítulo.

En este estado, la señal que recibe el micrófono $d(n)$ consiste solamente de los ruidos de fondo que pudiese haber en la terminal local, así como los que se encuentran presentes en la terminal remota.

Puesto que la relación señal a ruido existente en los cuartos de conferencia es muy alta. Lo que se hace en este estado de la comunicación, es desactivar el procesamiento del filtro adaptable, y transmitir sin ninguna alteración la señal captada por el micrófono. Lográndose así, que ambos locutores tengan la certeza de que continúan en línea, pues podrán oír los ruidos de la otra sala de conferencias, cosa que no sucede en los sistemas supresores de eco.

3.3 Detectores de actividad de voz

La operación de los detectores de actividad de voz, básicamente es la determinación del lugar o lugares (terminal local y/o remota) donde se encuentre un locutor hablando. La detección de la actividad de voz es una parte muy importante en el control del filtro adaptable, pues es mediante ésta que se puede determinar el estado en que se encuentra la comunicación telefónica, y por tanto decidir la operación que el filtro adaptable debe realizar.

Para poder determinar los posibles estados de la comunicación telefónica se utilizan dos detectores de actividad de voz, los cuales son:

- a) detector de actividad de voz en la terminal remota
- b) detector de actividad de voz en la terminal local

Los resultados de estos detectores son utilizados por el controlador del filtro adaptable para decidir que acción debe ejecutar el filtro (la integración de estos sistemas se muestra en la figura 3.2), pues como sabemos las acciones que puede realizar el filtro adaptable son dependientes del estado en que se encuentra la comunicación (véase sección 3.2). A continuación se muestra un resumen de las acciones del filtro adaptable de acuerdo al estado que se encuentre la comunicación:

- estado de recepción*: Filtrado y actualización de los coeficientes del filtro
- estado de transmisión*: El filtro se desactiva para transmitir la señal que toma el micrófono sin alteración
- estado de voz simultánea*: Filtrado (los coeficientes del filtro permanecen sin cambio)
- estado de reposo*: El filtro se desactiva para transmitir la señal que toma el micrófono sin alteración

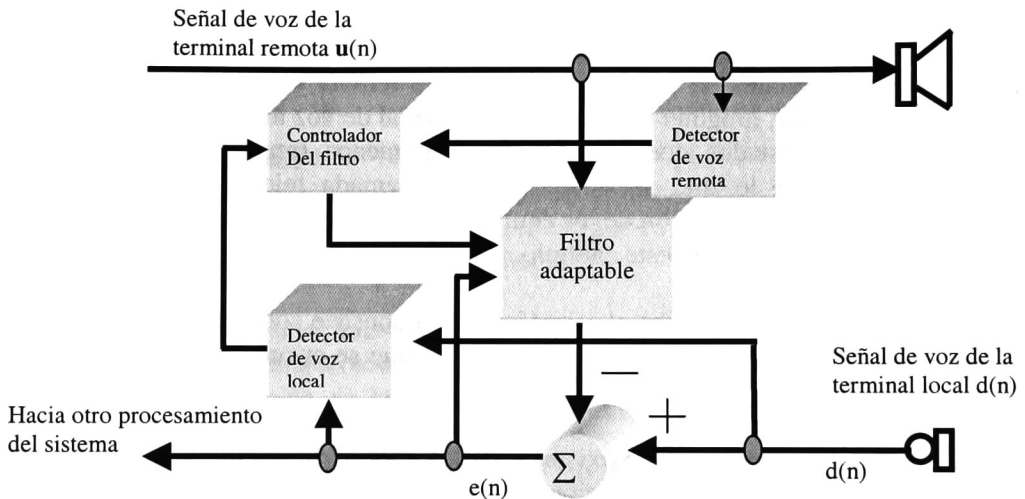


Figura 3.2 Integración de los detectores de actividad de voz y controlador dentro del sistema AEC

3.3.1. Detector de actividad de voz de la terminal remota

Este detector está basado en la estimación de potencia de la señal recibida $u(n)$, mediante la utilización de un estimador no polarizado basado en un filtro IIR pasabajas (filtro integrador) descrito por la ecuación [12,13]

$$P_u(n) = (1 - \gamma)P_u(n-1) + \gamma u^2(n) \quad (3.1)$$

Donde $P_u(n)$ es el estimado de potencia de $u(n)$ en el instante de muestreo "n" y γ es el factor de olvido el cual está ajustado a 1/32.

Se considera que existe voz en la terminal remota, si el valor de la potencia estimada $P_u(n)$ excede un valor de umbral Th . Donde el valor de Th se selecciona de forma empírica basándose

en la relación señal a ruido que se tenga en la sala de conferencia del locutor remoto. Se debe ser muy cuidadoso en la selección del valor de T_h , ya que si se selecciona un valor de T_h muy pequeño ocasionará que se tengan falsas detecciones cuando los niveles de potencia del ruido excedan el valor de T_h . El caso contrario se tiene cuando se selecciona un valor de T_h muy alto, pues no se detectará actividad de voz sino hasta que el valor de potencia estimada $P_u(n)$ supere el valor de T_h .

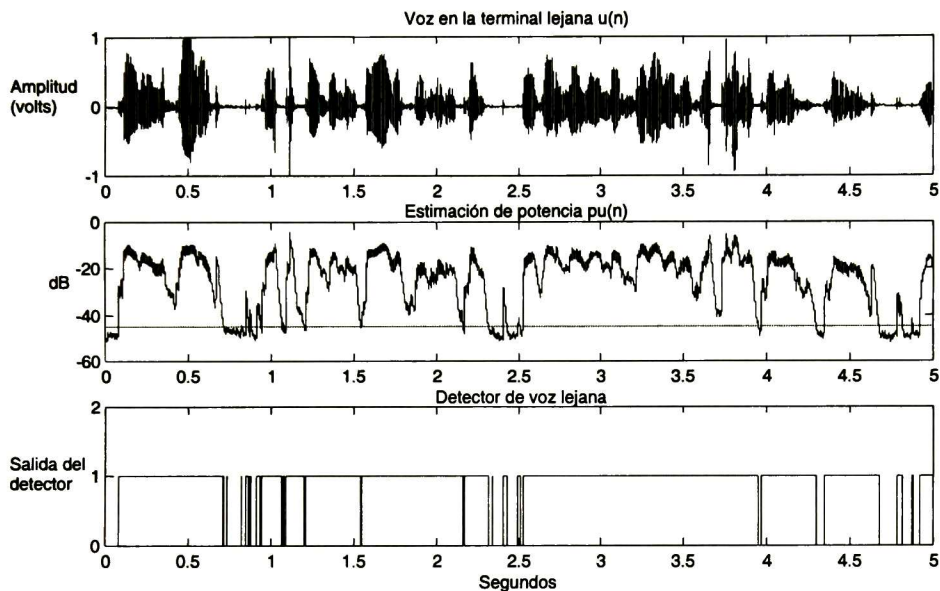


Figura 3.3 Detección de voz en la terminal remota

En los sistemas de teleconferencias, la relación señal a ruido siempre es muy alta, ya que existen pocas fuentes de ruido (ventiladores, aire acondicionado, etc.). Lo cual hace posible que se utilicen valores de umbral muy pequeños, lográndose así, que se detecten señales de voz en la terminal remota con niveles de potencia muy pequeños. De esta forma el detector de voz remota siempre logrará la detección de voz aún cuando el nivel de esta señal sea muy pequeño.

En la figura 3.3 se tiene una señal de voz en la terminal remota inmersa en un ruido blanco gaussiano con una potencia de -50 dB. Como ya se dijo el nivel de umbral T_h se selecciona dependiendo de la potencia del ruido que se tenga en el cuarto de conferencias, que en este caso se seleccionó el valor de T_h igual a -45 dB. Pueden observarse que con este nivel de umbral se pueden detectar la señal de voz de la terminal remota, aún cuando ésta presente bajos niveles de potencia (en este caso mayor que -45 dB).

La salida del detector se lleva a cabo a través de una bandera, la cual toma tan solo los valores de cero y uno. Obviamente el valor de uno indica la presencia de voz en la terminal remota.

3.3.2 Detectores de voz en la terminal local

La detección de señales que no están correlacionadas con la señal de la terminal remota, es una de las partes más importantes en los sistemas de cancelación de eco acústico. Ya que a partir de lo confiable de esta detección, depende la estabilidad del sistema de cancelación de eco acústico completo. Si la detección falla, se provocará que el filtro adaptable modifique sus coeficientes $w(n)$ cuando la señal $d(n)$ esté parcial o totalmente decorrelacionada con la señal de referencia del filtro $u(n)$, lo cual provoca la divergencia del algoritmo NLMS de la solución de Wiener. Por otro lado cuando el detector presenta muchas falsas detecciones provoca que el tiempo de convergencia del algoritmo NLMS se incremente drásticamente.

En la literatura se reportan diferentes métodos para detectar cuando la señal de voz captada por el micrófono en la terminal local no está correlacionada con la señal de voz recibida de la terminal remota, comúnmente son nombrados como detectores de voz simultánea (traducción del nombre en inglés double talk detectors). En esta tesis los llamaremos detectores de voz local, puesto que se utilizarán para realizar ambas detecciones; la detección de voz local y voz simultánea. En los siguientes apartados se presentan algunos de éstos.

3.3.2.1 Detector de voz local basado en la distancia de Itakura

Este tipo de detector utiliza predictores lineales para las tramas de voz correspondientes a la señal de voz proveniente de terminal local $d(n)$ y la terminal remota $u(n)$, véase figura 3.1. Donde se define a la trama de voz como el producto de una ventana rectangular con la secuencia de la señal de voz. Las tramas utilizadas son las correspondientes a $u(n)$ y $d(n)$, obtenidas como sigue:

$$d(n;m) = d(n)w(m-n) \quad (3.2)$$

$$u(n;m) = u(n)w(m-n) \quad (3.3)$$

Donde $w(m-n)$ es una ventana rectangular y la variable “ n ” toma valores en el rango de tiempo $n=m-N, \dots, m$, siendo el valor de N el número de muestras de la trama. Debido a que se puede suponer que una señal de voz es estacionaria en tramas del orden de 20 ms, entonces hacemos tramas de longitud $N=160$ con un 50% de traslape (debido a que la frecuencia de muestreo es de 8 KHz). Para nuestro caso los predictores lineales utilizan 12 coeficientes, puesto que se sabe que son suficientes para modelar el espectro de una señal de voz [14].

Existe una forma de medir la distancia espectral relativa entre dos vectores de predicción lineal digamos $\alpha'(m)$ y $\beta'(m)$. Es decir, podemos determinar qué tanta similitud existe entre los dos vectores. Si $\beta'(m)$ son los coeficientes de predicción lineal correspondiente a la trama de voz $d(n;m)$ y $\alpha'(m)$ son los coeficientes de predicción lineal correspondientes a la trama $u(n;m)$, entonces la medición de la distancia espectral para los espectros de las señales $u(n)$ y $d(n)$ está dada por la distancia de Itakura [14]

$$d_1(m) = \log \frac{\beta'^T(m) \mathbf{R}' u(m) \beta'(m)}{\alpha'^T(m) \mathbf{R}' u(m) \alpha'(m)} \quad (3.4)$$

La cantidad $\alpha'^T(m)\mathbf{R}'_u(m)\alpha'(m)$ es el error cuadrático medio (MSE) asociado con la predicción de la trama de voz de la terminal remota $u(n;m)$ usando los parámetros $\alpha'(m)$. Si intentamos predecir la trama de voz de la terminal remota con los coeficientes $\beta'(m)$, el error cuadrático medio asociado con la predicción será $\beta'^T(m)\mathbf{R}'_u(m)\beta'(m)$. Donde $\mathbf{R}'_u(m)$ es la matriz de correlación de 13×13 :

$$\mathbf{R}'_u(m) = \begin{pmatrix} r'_{uu}(0) & r'_{uu}(1) & r'_{uu}(12) \\ r'_{uu}(1) & r'_{uu}(0) & r'_{uu}(11) \\ r'_{uu}(12) & r'_{uu}(11) & r'_{uu}(0) \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

y $r'_{uu}(k)$ es el estimado para la autocorrelación de la señal de terminal remoto en el instante k , encontrado por el estimador no polarizado mostrado abajo [9]:

$$r'_{uu}(k) = \frac{1}{N-|k|} \sum_{n=m-N+|k|}^m u(n)u(n-k) \quad (3.6)$$

Puesto que los coeficientes $\alpha'(m)$ son los coeficientes óptimos de predicción lineal para la trama de voz $u(n;m)$ y $\alpha'^T(m)\mathbf{R}'_u(m)\alpha'(m)$ es el mejor error cuadrático medio posible.

En la ausencia de voz en la terminal local, habrá una alta correlación entre las señales de la terminal remota y la terminal local. Sin embargo, la correlación entre la terminal remota y la terminal local será pequeña cuando haya señal de voz en la terminal local. De aquí podemos esperar que los coeficientes $\beta'(m)$ obtenidos a partir de la voz en la terminal local $d(n;m)$ predecirán la voz en la terminal remota mejor cuando haya tan solo comunicación en un solo sentido que cuando haya voz simultánea.

Se determina que hay voz simultánea cuando la distancia de Itakura sea mayor que un valor de umbral Th , donde Th se obtiene empíricamente.

Este tipo de detector presenta muy buenos resultados en ambientes ruidosos [18], lo cual lo hace ideal para radio móvil. Sin embargo, en los sistemas de teleconferencias donde la relación a ruido es muy alta, no es muy atractivo, pues se tiene que pagar un gran costo computacional.

3.3.2.2 Detector de voz en la terminal local basado en la potencia del eco residual

Cuando la señal $d(n)$ que toma el micrófono es producto de las múltiples reflexiones que sufre la señal $u(n)$ en las paredes y techos desde que ésta es emitida por la bocina, se dice que la señal $d(n)$ está totalmente correlacionada con $u(n)$. Es en este estado cuando el controlador del filtro

permite que el filtro obtenga el modelo del cuarto de conferencia, y por tanto se provoca que el eco residual tienda a cero. De igual manera, cuando la señal $d(n)$ que toma el micrófono no solo es producto de las múltiples reflexiones que sufre la señal $u(n)$, sino que además contiene una componente de voz proveniente del locutor de la terminal local, entonces el algoritmo NLMS que controla el ajuste de los coeficientes del filtro adaptable tiende a diverger de la solución de Wiener, provocando que aumente la potencia del eco residual.

Del comportamiento del eco residual ante los diferentes estados de la comunicación, están basados algunos detectores de voz local que se presentan en la literatura. Donde ellos[15,16] hacen una definición en la que se involucra al eco captado por el micrófono antes de pasar por el sistema, y el eco que se tiene al pasar por el mismo. Esta definición está representada por el ERLE (de sus siglas en inglés Echo Return Loss Enhancement).

$$ERLE=10\text{Log}(P_d(n)/P_e(n)) \quad (3.7)$$

Donde $P_d(n)$ es la potencia del eco antes de entrar al sistema (tomada por el micrófono) y $P_e(n)$ es la potencia del eco residual (después de haber pasado por el sistema).

En esta tesis se implementa un detector basado en la idea del ERLE. Sin embargo, se hace en una forma aún más simple pues tan solo se vigila la potencia del eco residual usando el mismo estimador que se presentó en la sección 3.3.1.

Se concluye que se tiene voz en la terminal local cuando el valor de la potencia del eco residual $P_e(n)$ supere un valor de umbral Th . Donde Th de igual forma que en el detector de voz remota, se selecciona en forma empírica de acuerdo al eco residual que se tiene en estado estable (una vez que ya convergió el algoritmo) y de la potencia del ruido que se tiene en el cuarto de conferencias.

Este tipo de detector presenta una complejidad computacional muy pequeña, lo cual lo hace muy atractivo para su implementación en tiempo real. Sin embargo, tiene el inconveniente de presentar con mucha frecuencia falsas detecciones provocadas por cualquier cambio en la respuesta al impulso del cuarto de conferencia, puesto que un cambio en la respuesta al impulso del cuarto de conferencia provoca que aumente la potencia del eco residual (Debido a que los coeficientes del filtro adaptable no se han ajustado a las nuevas condiciones del cuarto de conferencias).

Cuando el cambio en la respuesta al impulso en el cuarto de conferencias es considerable, quizás provocado por el movimiento de las bocinas y/o micrófono, este tipo de detector puede presentar un gran inconveniente, pues como previamente se explicó, está basado en el comportamiento de la potencia del eco residual. Por consiguiente un considerable cambio en la respuesta al impulso provoca que el modelo del cuarto de conferencias que tiene el filtro adaptable sea muy diferente a la nueva trayectoria de eco. Esto trae como consecuencia que el filtro adaptable no tenga la suficiente atenuación en el eco residual, lo cual provoca una falsa detección de voz en la terminal local. Implicando que el controlador del filtro adaptable tan solo permita el proceso de filtrado en el sistema, pero no permita al filtro adaptable tomar el nuevo modelo del cuarto de conferencias. Aquí es donde radica el problema, pues al no permitirle al filtro obtener el nuevo modelo, la potencia del eco residual siempre será mayor que el nivel de umbral Th del detector de voz local.

Y por ende a la salida del detector de voz se tenga la indicación de la presencia de voz en la terminal local. Anulándose la función del filtro adaptable (pues a partir de ese momento el filtro no se ajustará a las nuevas condiciones del cuarto de conferencias)

3.3.2.3 Modificación del detector de voz local basado en la potencia del eco residual

Este tipo de detector tiene como base al detector de voz que se presentó en la sección anterior. Sin embargo, este detector cuenta con un sistema capaz de diferenciar los cambios en la respuesta al impulso, de la presencia de voz en la terminal local.

Mu Tian y otros [17] presentan un detector de cambios en la respuesta al impulso, donde la idea básica es la de tener un filtro adaptable secundario, llamado de respaldo, que es utilizado cuando se produce un incremento en la potencia del eco residual (Producto de un cambio en la respuesta al impulso o de la presencia de voz en la terminal local). Mientras tanto el filtro primario permanece filtrando (sin actualizar sus coeficientes). Obviamente, si en realidad existe voz en la terminal local, los coeficientes del filtro de respaldo no convergerán. Por otro lado, si lo que ocurrió en la sala de conferencias del locutor local, fue un cambio en la respuesta al impulso, los coeficientes convergerán a la nueva trayectoria de eco. Lo que hace este detector, es que en algún punto de la comunicación se cambien los coeficientes del filtro primario por los coeficientes del filtro de respaldo, los cuales ya convergieron a la nueva trayectoria de eco. El funcionamiento del detector de cambios en la respuesta al impulso se muestra en la figura 3.4.

Sabemos que en los cuartos de conferencias, la duración de la respuesta al impulso está en el orden de 250 ms. Lo que implica que deban utilizarse filtros adaptables del orden de 2000 a 2500 coeficientes (véase sección 2.4). De tal manera que si se quiere tener funcionando en forma paralela a dos filtros adaptables como fue descrito en los párrafos anteriores, se requerirá que el DSP procese M número de sumas y multiplicaciones más por muestra. Lo cual simplemente no lo hace factible ya que lo que se está buscando es un detector de voz local el cual presente una baja complejidad.

En esta tesis nos basamos en la idea de Mu Tian para diseñar un detector de cambios en la respuesta al impulso, lográndose tener un detector de cambios en la respuesta al impulso con una complejidad computacional muy baja. Para lograr esto, lo que se hace es utilizar los dos filtros adaptables (el filtro primario y el filtro de respaldo) pero en vez de usarlos en forma paralela, se usa tan solo uno a la vez. Esto es, cuando se tenga un incremento en la potencia del eco residual, causada por un cambio en la respuesta al impulso o la presencia de voz en la terminal local. Lo que se hace es copiar los coeficientes del filtro primario al filtro de respaldo y éste trabaja con las funciones de filtrado-actualización de sus coeficientes por un periodo de holgura determinado, mientras que el filtro primario permanece en reposo. Si existe voz en la terminal local, los coeficientes del filtro divergirán, siendo necesario que cese la función del filtro de respaldo al término del periodo de holgura, pasando el filtro secundario a un estado de reposo, y al mismo tiempo se continúa con el proceso de filtrado del filtro primario. Por otro lado, si lo que ocurrió en la sala de la terminal local fue un cambio en la respuesta al impulso, los coeficientes del filtro de respaldo habrán convergido a la nueva trayectoria del eco, siendo necesario que al final del periodo de holgura, se haga una copia de los coeficientes del filtro de respaldo al filtro primario.

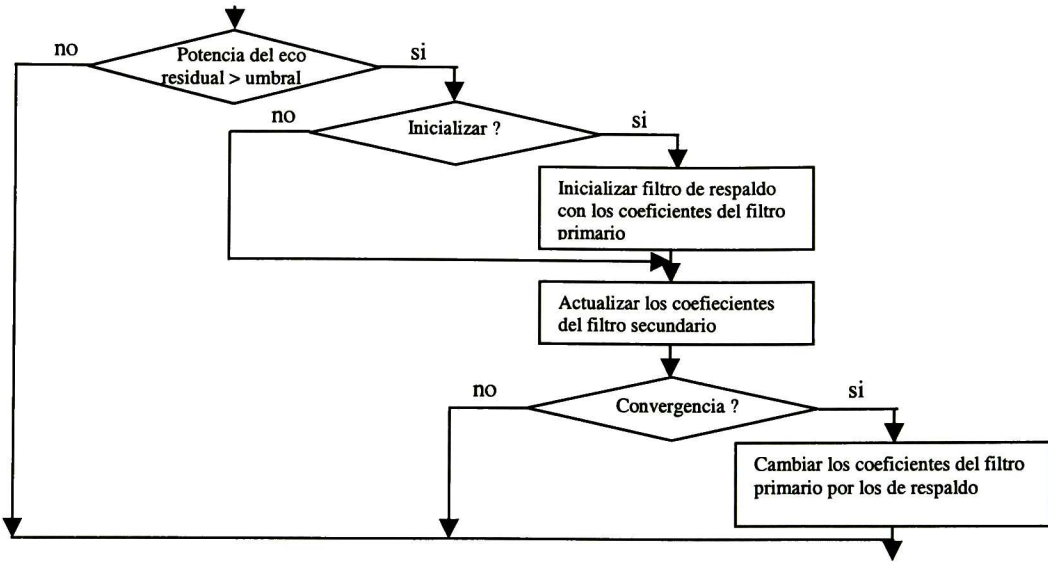


Figura 3.4 Diagrama de flujo del detector de cambio en la respuesta al impulso

De esta manera se logra mantener la complejidad original del filtro adaptable, dictada por la complejidad del algoritmo NLMS. Teniéndose prácticamente la misma complejidad computacional que el detector de actividad de voz en la terminal local presentada en la sección anterior, pero con las ventajas que ya fueron descritas.

En este detector como ya se explicó en la sección anterior, se declara una situación de voz en la terminal local (que puede ser una situación de voz simultánea o un cambio en la respuesta al impulso) cuando el valor de la potencia del eco residual está por arriba de un valor de umbral T_h . Donde T_h de igual forma se selecciona en forma empírica de acuerdo a la relación señal a ruido que se tenga en la sala de conferencias.

En la figura 3.5 se puede ver como actúa el detector de voz con la implementación de un detector de cambios en la respuesta al impulso. En la simulación se provocó un cambio en la respuesta al impulso de la sala de conferencias a los 1.85 segundos. Se observa que en este tiempo la potencia del eco residual $P_e(n)$ supera el nivel de umbral, provocándose una falsa detección de voz en la terminal local. Sin embargo por la forma que trabaja este detector la falsa detección tan solo permanece por un instante.

La selección de la constante de umbral T_h se hace en forma empírica de acuerdo al valor de la potencia del eco residual en estado estable, aunado a la presencia de ruido. En nuestra simulación se tuvo un valor de -40 dB, y con la selección de T_h igual a -30 dB dio buenos resultados.

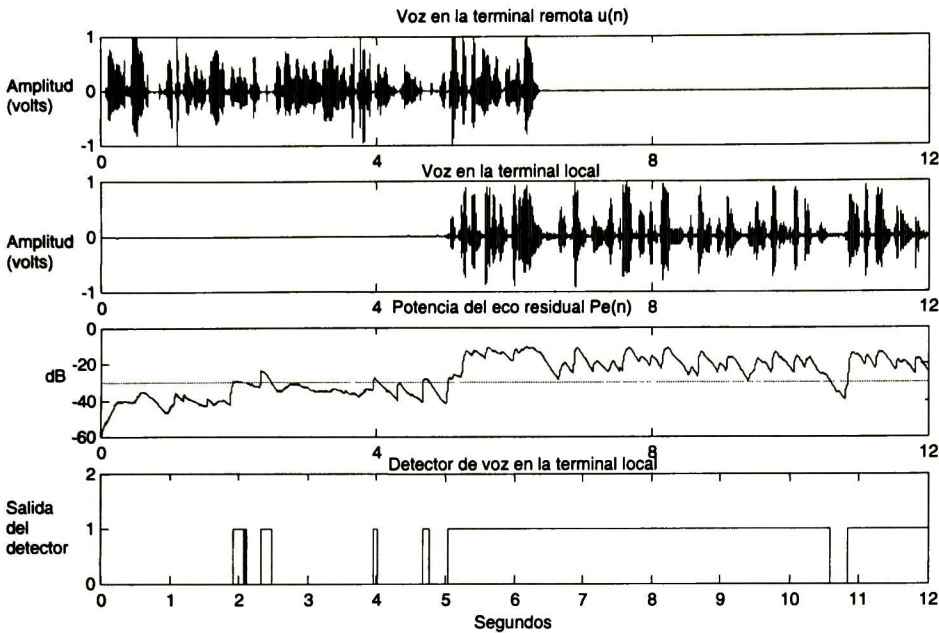


Figura 3.5 Resultados del detector de voz en la terminal local basado en la potencia del eco residual que cuenta con el detector de cambios en la respuesta al impulso.

3.4 Máquina de estados del controlador

Como se mencionó en la sección 3.2, existen varios estados de la comunicación, en los cuales si se tiene trabajando al filtro adaptable, sus coeficientes divergirán de la solución de Wiener. Por tanto, para asegurar la convergencia del filtro adaptable y por ende la estabilidad, es necesario implementar un sistema que determine el estado en que se encuentra la comunicación telefónica, y a partir de ahí determine la operación que debe realizar el filtro adaptable.

La determinación de todos los estados de la comunicación es posible por la utilización de la respuesta conjunta del detector de voz local y del detector de voz remota. Por ejemplo, la determinación de simple voz en la terminal remota se logra cuando el detector de voz en la terminal remota tiene presente una detección positiva, pero el detector de voz en la terminal local no la tiene. De igual forma una situación de voz simultánea sería cuando ambos detectores tengan una detección positiva. Sin embargo, esto no se lleva a cabo de esta manera tan sencilla, pues se utilizan algunas banderas y contadores los cuales tienen la función de asegurar la estabilidad del sistema en caso de que se tuvieran falsas detecciones por parte de los detectores de actividad de voz.

Los contadores que se utilizan son *Pth_chk* y *Hang_dt*. Donde el contador *Pth_chk* es utilizado por el detector de cambios en la respuesta al impulso del cuarto de conferencias, pues es quien establece el tiempo mínimo necesario para que el filtro adaptable secundario (véase sección 3.3.2.3) converja en la solución de Wiener. Si al momento en que el contador *Pth_chk* lleva su cuenta a cero y el filtro secundario no converge, entonces se declara una situación de voz

simultánea; en caso contrario indica que tan solo se trata de un cambio en la respuesta al impulso. El contador *Hang_dt* es utilizado para que se permanezca en el estado de voz simultánea por un tiempo correspondiente al valor de este contador, aún cuando la salida de los detectores indiquen que ya ha terminado este estado. Esto tiene la finalidad de impedir que los coeficientes del filtro primario pudiesen divergir cuando a la salida de los detectores de actividad tuviesen algún error en la detección, como pudiese ser una indicación que no existe voz simultánea cuando en realidad si la hay.

Bandera	Descripción
FAR_END	Esta bandera es utilizada por el detector de actividad de voz en la terminal lejana. Cuando esta bandera tiene un valor igual a uno indica que existe voz en la terminal lejana, obviamente cuando ésta tiene un valor igual a cero indica el caso contrario.
VOZ_SIM	Esta bandera es utilizada por el detector de actividad de voz en la terminal local. Cuando esta bandera tiene un valor igual a uno indica que existe una situación de voz en la terminal local (implicando un estado de voz simultánea o un estado de transmisión), y cuando ésta tiene un valor igual a cero indica el caso contrario.
IMP_CHK_PERM	Esta bandera es utilizada para indicar mediante un valor de uno, que el controlador tiene permitido revisar si existe un cambio en la respuesta al impulso; caso contrario mediante un valor de cero se le indica que el controlador tiene negado el verificar que existe un cambio en la respuesta al impulso. Esto se hace para evitar que el controlador verifique que existe un cambio en la respuesta al impulso cuando el valor del contador <i>Pth_chk</i> aún no termina su cuenta.
IMP_CHK_ACT	Esta bandera es utilizada para indicar que el controlador del filtro ha iniciado el proceso de verificación de cambios en la respuesta al impulso, y por tanto está preparado para verificar si en verdad los hubo al momento en el que el contador <i>Pth_chk</i> tenga su cuenta igual a cero. Un valor igual a uno indica que el controlador inició el proceso de verificación, obviamente un valor de cero indica el caso contrario.

Tabla 3.1 Banderas utilizadas por el controlador del filtro adaptable

Los detectores de actividad de voz utilizan banderas para indicar los resultados. La descripción de estas banderas, junto con otras banderas auxiliares utilizadas en la estabilidad del sistema, se muestra en la tabla 3.1

En la figura 3.6 se muestra la máquina de estados que dicta todas las posibles acciones que puede realizar el filtro adaptable, así como todos los eventos que provocan el cambio de estado cuando se tiene una comunicación telefónica a manos libres. Como previamente se explicó, la determinación de un estado no solo depende de la salida de los detectores, sino de todas las banderas y contadores que están ilustrados.

Es a través de esta máquina de estados con la que se logra la estabilidad del filtro adaptable en condiciones normales (cuando el sistema no está en oscilación). Para corroborar que la máquina de estados funciona adecuadamente, se presenta una simulación que contiene todos los estados posibles en una comunicación telefónica. Los niveles de umbral se ajustan con los valores que se utilizaron en las secciones 3.3.1 y 3.3.2.3.

De igual forma que en la sección 3.3.2.3, se provoca un cambio en la respuesta al impulso a los 1.85 segundos, para observar la forma en que trabaja la máquina de estados. Se observa en la figura 3.7 que a partir de ese tiempo, la máquina de estados pasa al estado de verificación para ver si lo que provoca el incremento de la potencia del eco residual es un cambio en la respuesta al impulso o una situación de voz simultánea. Pero como se trataba tan solo de un cambio en la respuesta al impulso pronto la máquina de estados cambia al estado de recepción.

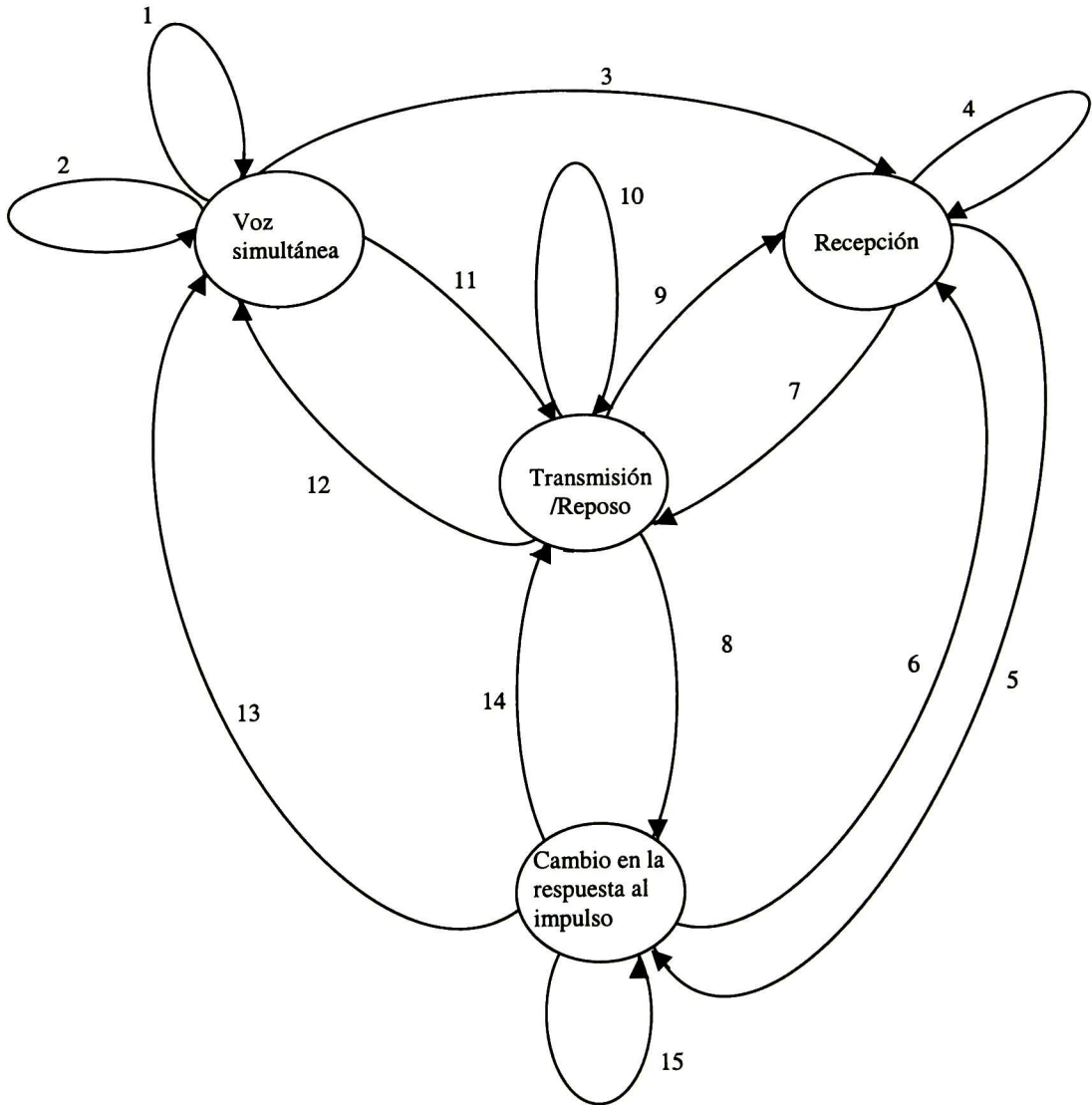
A los 4 segundos se presenta una falsa detección de voz en la terminal local, lo que lleva a la máquina de estados a verificar si fue un cambio en la respuesta al impulso o si en realidad hubo actividad de voz en la terminal local. Esta falsa detección no amenaza con la estabilidad del sistema, simplemente disminuye momentáneamente el tiempo de convergencia del filtro adaptable.

3.5 Conclusiones

En el desarrollo de este capítulo, se revisaron todos los casos posibles que se presentan en una comunicación con un sistema telefónico a manos libres. Analizándose de igual forma las implicaciones que tiene cada estado en la forma en que actúa el filtro adaptable.

Se estudiaron los detectores de actividad de voz necesarios para la integración de una máquina de estados, que sean capaces de decidir en forma autónoma la operación óptima del filtro adaptable. Se puso especial atención en el detector de voz local, ya que en la confiabilidad de éste recae la estabilidad del sistema.

Se decidió la implementación del detector de voz local basado en la potencia del eco residual que posee un detector de cambios en la respuesta al impulso de los cuartos de conferencias. Este método cumple con los requerimientos de confiabilidad y presenta una complejidad computacional muy baja.



- 1.- (IMP_CHK_PERM=0&FAR_END=1&Pth_chk<=0&VOZ_SIM=1). / (hang_dt=1200)
- 2.- (Pth_chk<=0&FAR_END=1&VOZ_SIM=0&hang_dt>0). / hang_dt=hang_dt-1
- 3.- hang_dt<0 . / IMP_CHK_PERM=1
- 4.- (FAR_END=1&VOZ_SIM=0&hang_dt<0&Pth_chk<=0) . / (IMP_CHK_PERM=1&hang_dt=hang_dt-1)
- 5.- (FAR_END=1&VOZ_SIM=1&Pth_chk<=0&IMP_CHK_PERM=1) . / (hang_dt=1200&Pth_chk=8000 & wbackup=w& IMP_CHK_ACT=1)
- 6.- (FAR_END=1&VOZ_SIM=0&hang_dt<0&Pth_chk<=0) . / (IMP_CHK_ACT& IMP_CHK_PERM =1& hang_dt=hang_dt-1)
- 7.- (FAR_END=1&hang_far<0) . /
- 8.- (FAR_END=1&VOZ_SIM=1&Pth_chk<=0&IMP_CHK_PERM=1) . / (hang_dt=1200&Pth_chk=8000 & wbackup=w& IMP_CHK_ACT=1)
- 9.- (VOZ_SIM=0&FAR_END=1) . / IMP_CHK_PERM=1
- 10.-FAR_END=0 . /
- 11.- (FAR_END=0&hang_dt).-<=0 . / hang_dt=hang_dt-1
- 12.- (VOZ_SIM=1&FAR_END=1&IMP_CHK_PERM=0) . / hang_dt=1200
- 13.- (FAR_END=1&hang_dt>0) . / hang_dt=hang_dt-1
- 14.- (FAR_END=0&Pth_chk<0) . /
- 15.- (Pth_chk>0) . /

Figura 3.6 Diagrama de estados del controlador

De los resultados de simulación, se observa que la máquina de estados que decide la operación del filtro adaptable opera en forma estable y satisfactoria siempre y cuando el sistema no esté oscilando. El sistema en oscilación será tratado en el siguiente capítulo.

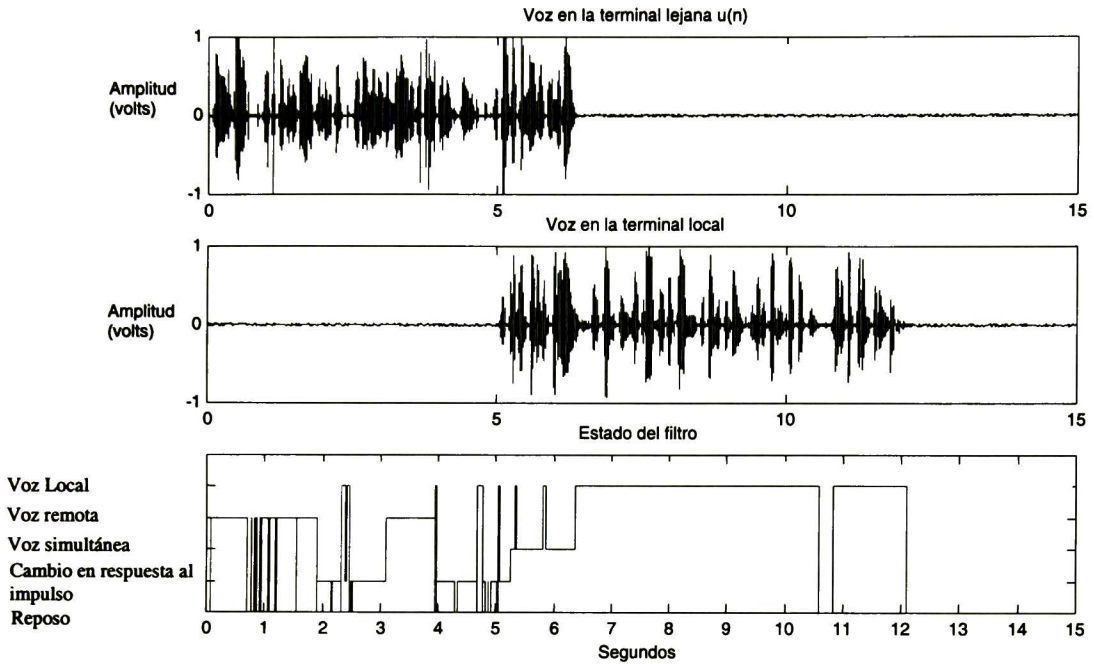


Figura 3.7 Comportamiento de la máquina de estados en una comunicación telefónica a manos libres

Capítulo 4.

DetECCIÓN Y CONTROL DE OSCILACIÓN (HOWLING)

4.1 Introducción

Una de las propiedades más importantes que se deben considerar en la aplicación práctica de un sistema es la estabilidad del mismo, puesto que los sistemas inestables usualmente exhiben un comportamiento errático y extremo que causa el descontrol en cualquier aplicación práctica [20].

Un sistema telefónico a manos libres es un sistema electroacústico de lazo cerrado. Si la respuesta en frecuencia combinada de la terminal local, incluyendo las ampliaciones de potencia y las pérdidas de señal en el sistema, provoca que la ganancia de lazo cerrado sea mayor que la unidad, aún en la ausencia de la conversación, el sistema se vuelve inestable y comienza a oscilar, dando como resultado un tono muy molesto para los oídos lo que imposibilita la comunicación.

De lo previamente explicado, se ve la necesidad de implementar un sistema que sea capaz de detectar cuando el sistema se vuelve inestable, y tome las medidas adecuadas para retornar la estabilidad al sistema. En este capítulo se estudia la forma en que se logra esta detección y control de la inestabilidad, haciéndose un análisis de sus causas y efectos.

Se presentan los resultados de la simulación del sistema de detección y control de oscilación, cuando la oscilación ocurre en plena comunicación. Observándose como a través de este sistema se logra mantener la estabilidad del cancelador sin la necesidad de reducir las ganancias en los amplificadores.

4.2 Sistemas de lazo cerrado

Una de las características importantes en los sistemas de lazo cerrado que debemos tener en cuenta en nuestro diseño del AEC, es que éstos pueden volverse inestables cuando la ganancia de lazo cerrado es mayor que la unidad.

Para poder entender la influencia que tienen las ganancias en un sistema de lazo cerrado nos apoyamos en la figura 4.1. En esta figura se presenta un diagrama a bloques de un simple sistema de lazo cerrado con tan solo dos procesos G y H, los cuales para fines de ilustración no profundizaremos en su análisis. Basta suponer que los procesos de este sistema hacen que se

tenga un corrimiento de fase igual a cero para una determinada frecuencia y que la ganancia de lazo puede tomar las tres variantes: a) que sea menor que la unidad b) que sea igual que la unidad y c) que sea mayor que la unidad.

Cuando la ganancia de lazo es menor que la unidad, y el sistema es excitado momentáneamente por una señal senoidal a la frecuencia de análisis en la entrada R. Esta señal debido a las características de realimentación se comportará como se ilustra en la figura 4.1.c, donde se observa como a medida que pasa el tiempo esta señal se atenúa cada vez mas tendiendo a cero. Esta es la característica principal que presentan los sistemas estables de lazo abierto o lazo cerrado.

Ahora supongamos que la ganancia de lazo es igual que la unidad, y que de nueva cuenta el sistema es excitado momentáneamente por una señal senoidal a la frecuencia de análisis en la entrada R. En este caso se tiene que la señal que se aplicó momentáneamente no sufre ninguna atenuación al alcanzar el punto C del sistema, retroalimentándose de nueva cuenta con la misma amplitud al sistema. Y por las características de ganancia unitaria se repetirá el ciclo de retroalimentación, esto es, lo que se tendrá a la salida del sistema será una señal oscilatoria de amplitud constante como se observa en la figura 4.1.d.

Ahora veamos el último caso de ganancia en el lazo cerrado (cuando la ganancia es mayor que la unidad) para esto de igual forma se excita momentáneamente la entrada R con la misma señal senoidal. Para este caso la señal que se aplica con una determinada amplitud al pasar por el sistema y alcanzar el punto C, esta señal tendrá una amplitud mayor que la amplitud original, retroalimentándose de nueva cuenta al sistema. Al pasar esta señal de nueva cuenta por el sistema sufre una amplificación adicional, volviéndose a retroalimentar cada vez con una amplitud mayor. De tal forma que a la salida C del sistema se tiene una señal oscilatoria con amplitud creciente como la que se muestra en la figura 4.1.b, la cual si no se toman medidas pertinentes puede llegar a destruir al sistema.

Dentro de nuestro sistema AEC los casos de ganancias de lazo cerrado que nos preocupan es cuando la ganancia es mayor o igual a la unidad, las cuales pueden hacerlo oscilar.

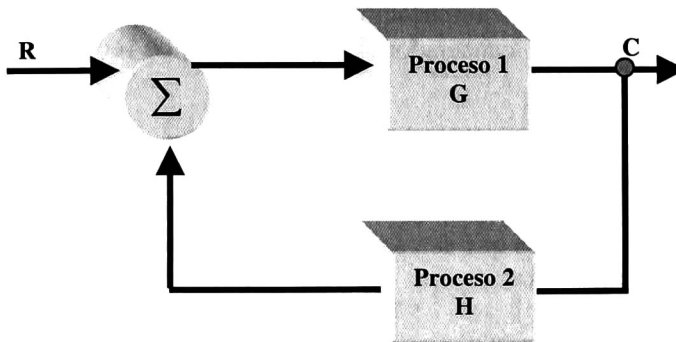


Figura 4.1 Sistema de lazo cerrado a) Diagrama a bloques

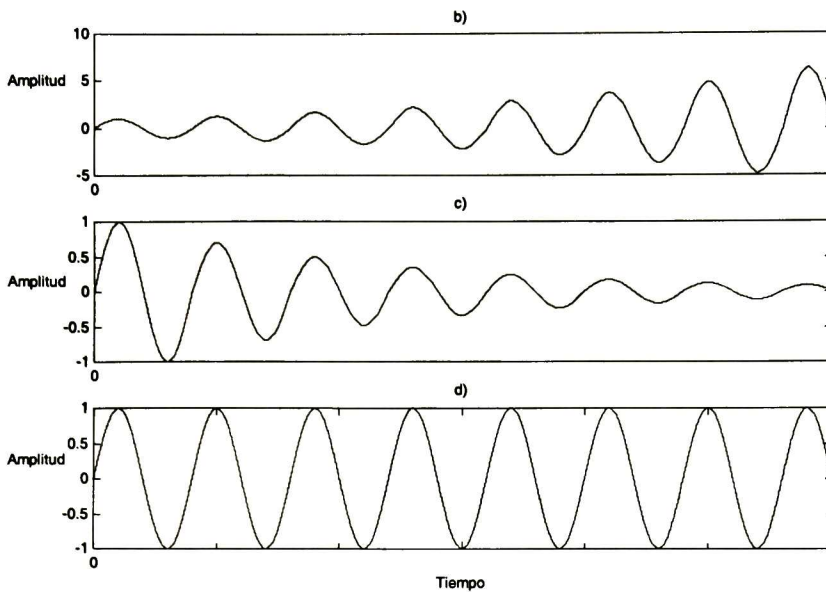


Figura 4.1 (continuación) b) sistema inestable c) sistema estable d) sistema neutral

4.3 Lazo cerrado en el sistema telefónico a manos libres

Un sistema telefónico a manos libres es básicamente un sistema de lazo cerrado, ya sea que el sistema esté implementado con el equipo multimedia de las computadoras personales y la comunicación se realice a través de la INTERNET, o cuando se tiene un sistema telefónico a manos libres y la comunicación se efectúe a través de la red telefónica. La forma en que se cierra el lazo se explica en los siguientes apartados.

4.3.1 Lazo cerrado en la línea telefónica

Los teléfonos a manos libres, así como los teléfonos convencionales son conectados a una central telefónica por medio de una línea de 2 alambres; los 2 alambres son suficientes para tener una comunicación en cualquier dirección. Sin embargo, cuando se tiene una distancia mayor que 35 millas [20], es necesario que se tengan 2 alambres para transmisión y 2 alambres para recepción. De tal manera que en una parte del circuito se tenga una conversión de 2 a 4 hilos, la cual es llevada a cabo por medio de un transformador híbrido. Idealmente el híbrido debería transferir toda la energía del canal de 4 alambres al canal de 2 alambres, de tal manera que no hubiese ningún acoplamiento entre el puerto de entrada y salida. Sin embargo, cierto desacoplo en las impedancias en el híbrido impiden que ocurra un desacoplo entre el puerto de entrada y salida en el canal de 4 alambres.

Este desacoplo de energía en el sistema telefónico a manos libres, hace que el lazo cerrado se forme como se muestra en la figura 4.2. Aquí se ve como influye también el cuarto de conferencia en la realimentación de la energía de las señales.

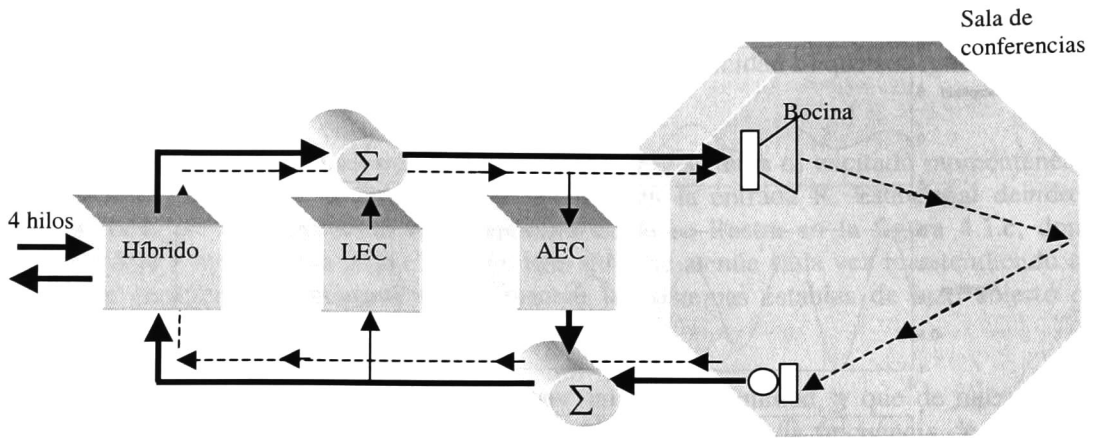


Figura 4.2 Lazo cerrado en un sistema telefónico a manos libres

En el diagrama se observa la integración tanto del cancelador de eco acústico (AEC) y el cancelador de eco eléctrico (LEC) dentro del sistema de lazo cerrado. Ambas partes del sistema tienen como objeto el reducir la intensidad de las señales que se realimentan, para mantener la ganancia de lazo cerrado menor que la unidad, y por ende la estabilidad del sistema.

4.3.2 Lazo cerrado en la red de computadoras

En la sección anterior se explicó la forma en que se establece el lazo cerrado cuando la comunicación se realiza utilizando la red telefónica. Sin embargo, ésta no es la única forma en que se puede establecer la comunicación, y mucho menos la única forma en que se puede establecer el lazo cerrado. Una forma alterna para establecer una comunicación telefónica, es mediante la utilización de la red de computadoras a nivel global (conocida como INTERNET). Esta alternativa está tomando mucho auge por el hecho de que las llamadas telefónicas de larga distancia resultan con un costo igual al de una llamada local. El proceso de transmitir voz en tiempo real a través de la red aún presenta muchos problemas, los cuales no se discuten en esta tesis, excepto el problema del eco acústico.

El lazo cerrado en este tipo de sistema se establece como se ilustra de forma general en la figura 1.2. En esta figura no están representados los retrasos que se tienen en el sistema, ni las amplificaciones utilizadas por las bocinas y micrófonos dentro del lazo. Sin embargo, la representación esquemática de las amplificaciones y del cuarto de conferencias quedaría como se muestra en la figura 4.3, donde PA y PB describen las trayectorias de transmisión entre los cuartos A y B, donde se tienen factores de retardo y factores de ganancia de voz local variable, que representan atenuación de volumen automática o manual en los cuartos de conferencias.

En la figura 4.3 se observa la integración de dos AEC (uno para cada sala de conferencias) dentro del sistema de lazo cerrado. A diferencia de la figura 4.2, la retroalimentación no se lleva a cabo debido a un transformador híbrido, sino que toda la retroalimentación se produce

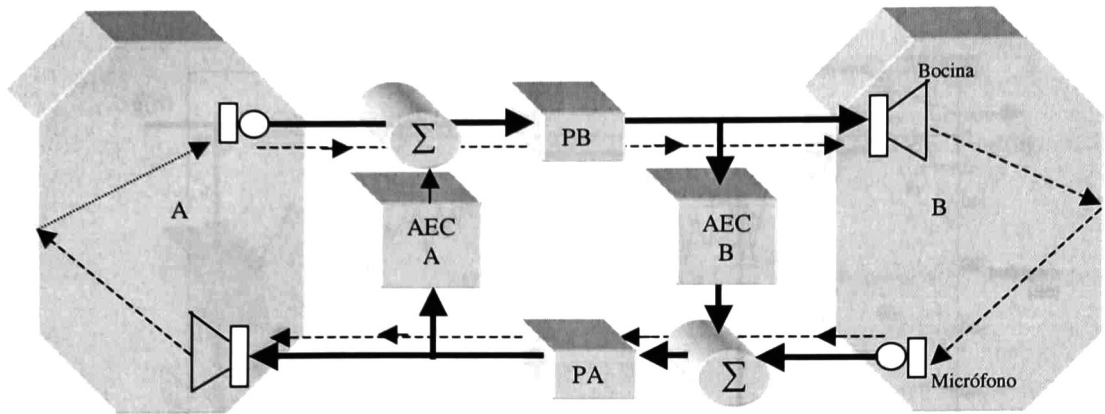


Figura 4.3 Lazo cerrado en un sistema en la red de computadoras

por las propiedades acústicas de los cuartos de conferencias. De tal manera que los AEC tratan de minimizar la intensidad de las señales retroalimentadas para así mantener la estabilidad del sistema.

4.3.3 Efectos combinados de la respuesta en frecuencia en el lazo cerrado

En general la atenuación de las señales entre dos cuartos de conferencias o entre el híbrido y el cuarto de conferencias no es uniforme en el rango completo de frecuencia. Como se muestra en la figura 4.4 (un caso hipotético para situar al lector en el problema), la respuesta en frecuencia combinada incluyendo las amplificaciones de potencia o las pérdidas en el circuito, puede provocar que la ganancia del lazo cerrado sea mayor que la unidad.

En la figura 4.4 se puede observar como la respuesta en frecuencia de los cuartos de conferencias tiene diferente atenuación para diferentes frecuencias, donde esta atenuación nunca es menor que cero decibeles. Sin embargo, la combinación de estas funciones de transferencia, más las amplificaciones de potencia hacen que resulte una función de transferencia del sistema completo donde se tiene una ganancia mayor que la unidad (atenuación menor que cero decibeles) para algunas frecuencias.

Cuando se tiene una ganancia mayor que la unidad en el lazo, ocurre un fenómeno oscilatorio al cual se le conoce como aullido (howling), el cual puede ser explicado como la retroalimentación en fase de una señal a una frecuencia particular, la cual por las características de amplificación mayor que las unidad, se seguirá retroalimentando y amplificando hasta que llega a ser perceptible por los locutores (de la manera en que se explicó en la sección 4.1). Durante la oscilación se escucha un silbido que resulta ser extremadamente molesto impidiendo que continúe la comunicación. En ese momento el sistema se vuelve inestable haciendo que se desajusten los parámetros del filtro adaptable, y si no se cambian las características de las funciones de transferencia (por ejemplo reducir la ganancia por medio de la reducción del volumen en las bocinas) el sistema no recobrará la estabilidad pudiendo destruirse.

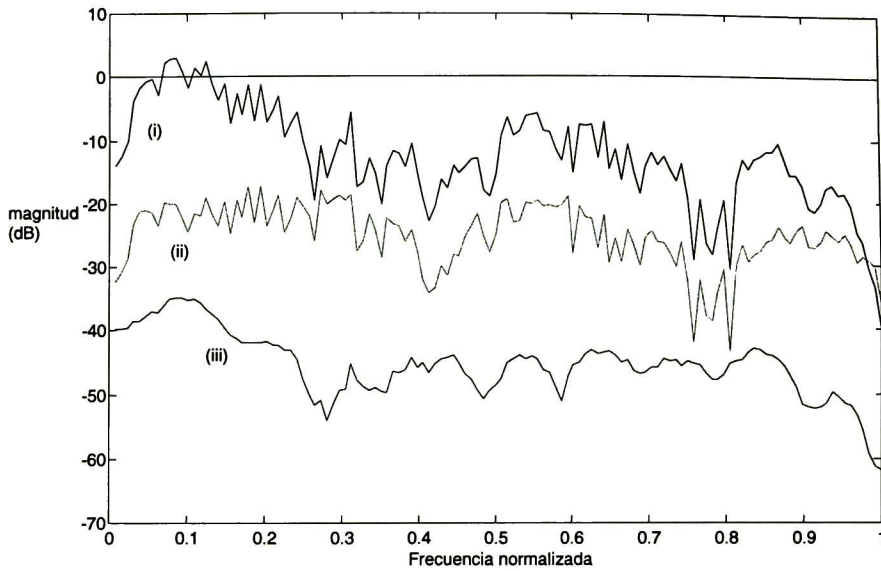


Figura 4.4 Respuesta en frecuencia de dos cuartos de conferencia, y el efecto combinado (i) efecto combinado, (ii) acústica del cuarto 1 y (iii) acústica del cuarto 2 ó híbrido

4.4 Detección y control de oscilación

Cuando se tiene una condición de oscilación, la señal en la terminal del locutor remoto y del locutor local está formada por una señal senoidal (no deseada) a la frecuencia de oscilación junto con las señales de voz y ruido.

La oscilación puede ser eliminada con la reducción de la ganancia total del lazo, como se muestra en la figura 1.5. Este método tiene la ventaja de su simplicidad, pero depende de una detección de voz muy confiable, además cuando el control de la oscilación se realiza a través de este método, se tiene el inconveniente de atenuar las señales de voz junto con la oscilación. Lo cual es indeseable ya sea en el estado de transmisión o de recepción.

En este apartado se hace un análisis del sistema de control de oscilación presentado por Sen M. Kuo [23], en donde se logra eliminar la oscilación del sistema en cuanto se detecta una señal periódica sin la necesidad de utilizar los atenuadores. Lográndose así la estabilidad del sistema sin afectar las señales de voz de los locutores en conferencia.

El control de oscilación se hace mediante la remoción o eliminación de un ruido de banda angosta (señal oscilatoria) de la señal de voz de banda ancha, usando un filtro de ranura (notch) adaptable tal como lo presenta Widrow [7]. Este filtro adaptable a diferencia del que se utiliza en la cancelación del eco acústico, no cuenta con una señal de referencia para generar un estimado del ruido de banda angosta.

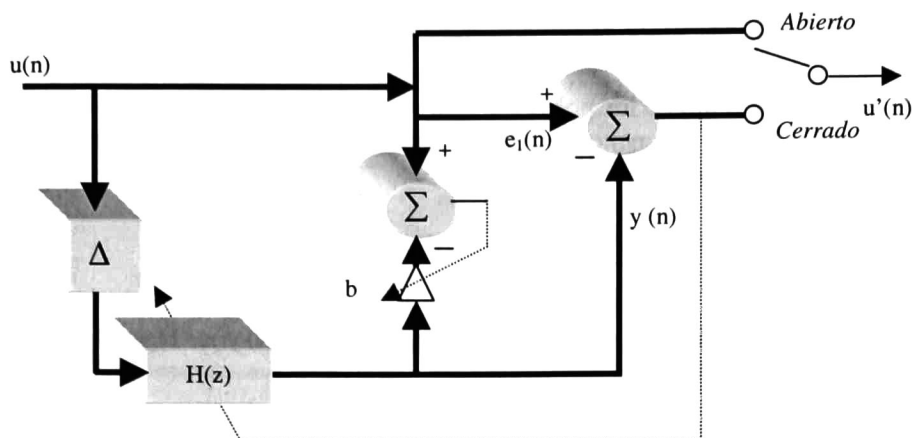


Figura 4.5 Circuito para la detección y control de oscilación

La estructura del detector y controlador de oscilación se muestra en la figura 4.5 (Para conocer la ubicación de este bloque dentro del AEC, el lector debe ver la figura 1.5). Donde la función de transferencia del filtro de ranura $H(z)$ es la misma que presenta R. Hush [24] y está descrita por la siguiente ecuación.

$$H(z) = \frac{\left[\frac{1-r^2}{1+r^2} \right] w - (1-r^2) z^{-1}}{1 - wz^{-1} + r^2 z^{-2}} \tag{4.1}$$

Donde se tiene restringidos los valores que toman los valores de r y w para garantizar la estabilidad del filtro.

$$0 << r < 1 \tag{4.2}$$

$$-2r < w < 2r \tag{4.3}$$

La ecuación (4.1) tiene en especial las siguientes características [24]

- 1) los polos forman un par complejo conjugado los cuales caen en un círculo de radio r , que por las restricciones de r cae dentro del círculo unitario
- 2) la magnitud de la respuesta en frecuencia, es la respuesta de un filtro pasabanda que presenta un valor máximo a una frecuencia angular

$$\gamma = \cos^{-1} \left\{ \frac{w}{1+r^2} \right\} \tag{4.4}$$

- 3) el valor máximo tiene una ganancia unitaria y un corrimiento de fase igual a cero, es decir

$$e^{-j\gamma} H(e^{-j\gamma}) = 1 \tag{4.5}$$

Las propiedades 2 y 3 garantizan que una entrada senoidal con frecuencia γ sea cancelada en forma exacta en el punto de suma de la figura 4.5.

En la ecuación (4.1), el radio de los polos r determina el ancho de banda del filtro. A medida que r se aproxima a la unidad, el ancho de banda se reduce. La figura 4.6 muestra la respuesta en frecuencia para diferentes valores de r .

La salida del filtro adaptable está dada por

$$y(n) = \left[\frac{1-r^2(n)}{1+r^2(n)} \right] w(n)u(n-1) - [1-r^2(n)]u(n-2) + w(n)y(n-1) - r^2(n)y(n-2) \quad (4.6)$$

Donde n es el índice de tiempo. Una vez que el valor de r se ha seleccionado, la función de transferencia (ecuación 4.1) se reduce a la determinación de un solo valor adaptable, el valor de w . Este valor se escoge de tal manera que el error cuadrático medio $E[e_1^2(n)]$ se minimiza mediante la utilización del algoritmo LMS. Quedando la ecuación de actualización del coeficiente $w(n)$ como sigue:

$$w(n+1) = w(n) + \mu e_1(n)\alpha(n) \quad (4.7)$$

donde μ es el tamaño de paso que determina la razón de convergencia y estabilidad del algoritmo, α es la derivada parcial de la salida estimada $y(n)$ con respecto a $w(n)$ la cual está dada por la siguiente ecuación:

$$\alpha(n) = w(n)\alpha(n-1) - r^2(n)\alpha(n-2) + \left[\frac{1-r^2(n)}{1+r^2(n)} \right] u(n-1) + y(n-1) \quad (4.8)$$

El radio de los polos $r(n)$ se controla mediante el parámetro de b . Este parámetro también se adapta utilizando el algoritmo LMS como se indica en la siguiente ecuación.

$$b(n+1) = b(n) + \nu e_1(n)y(n) \quad (4.9)$$

donde ν es el tamaño de paso y el error e_1 se define de acuerdo a la siguiente ecuación

$$e_1(n) = u(n) - b(n)y(n) \quad (4.10)$$

De la ecuación (4.10) se puede ver que a medida que el parámetro b tiende a la unidad, las señales $u(n)$ y la salida del filtro $y(n)$ se asemejan cada vez más (puesto que en ese momento el error $e_1(n)$ tiende a cero). En este momento se reduce el ancho de banda del filtro de tal manera que el filtro pasabanda tan solo pasa la señal de oscilación a través de él. La manera en que se reduce el ancho de banda es mediante la comparación del parámetro $b(n)$ con un nivel de umbral β predeterminado para establecer una condición de *abierto/cerrado*. Esto es, cuando se detecta una oscilación el interruptor que se muestra en la figura 4.5 conmuta al punto de *cerrado* para hacer que la salida $u'(n)$ sea igual que la salida del controlador de oscilación. Caso contrario, si

no se detecta ninguna oscilación el interruptor permanece o cambia a la posición de *abierto*, provocando que $u(n)$ pase sin ninguna alteración a la salida $u'(n)$.

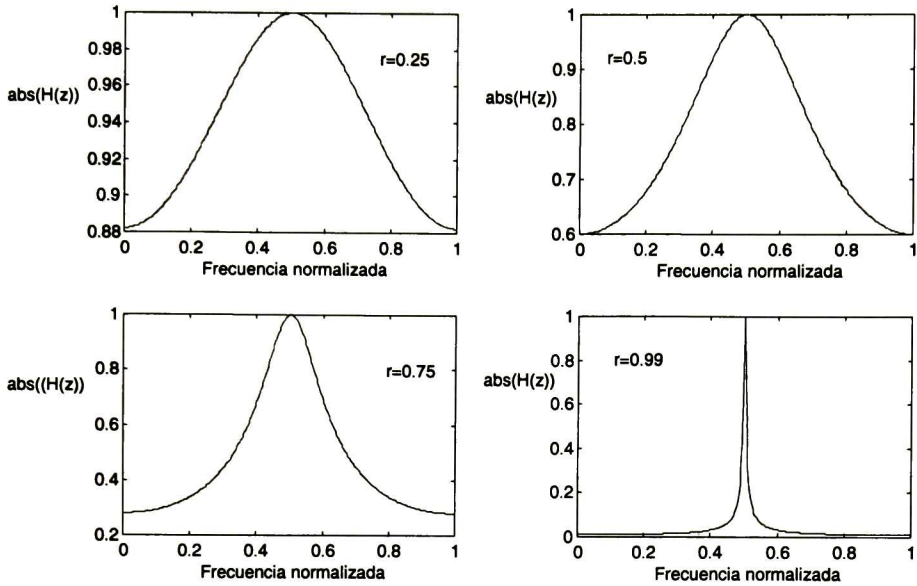


Figura 4.6 Respuesta en frecuencia de $H(z)$ para diferentes valores de r , con $w=0$

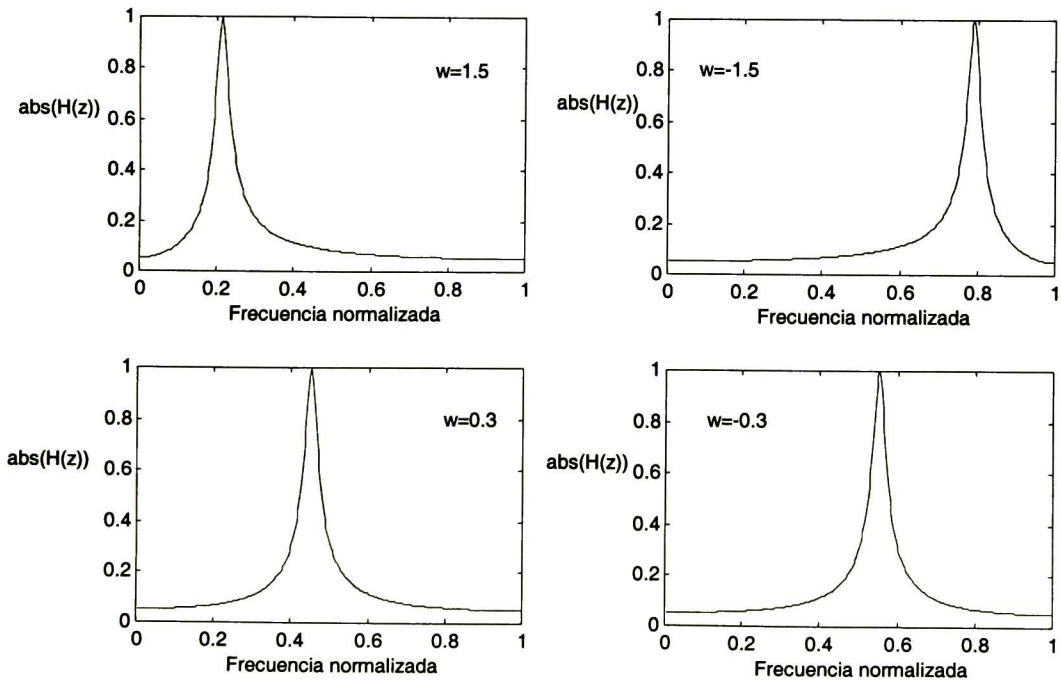


Figura 4.7 Respuesta en frecuencia de $H(z)$ para diferentes valores de w , con $r=0.95$

La forma en que se modifica el parámetro $r(n)$ es como sigue:

$$\begin{array}{lll} \text{Cerrado:} & \text{si } b(n) \geq \beta & \begin{array}{l} r(n+1) = r(n) + \delta \\ r \leq r_{\max}. \end{array} \end{array} \quad (4.11)$$

$$\begin{array}{lll} \text{Abierto} & \text{si } b(n) < \beta & \begin{array}{l} r(n+1) = r(n) - \delta \\ r(n) \geq r_{\min} \end{array} \end{array} \quad (4.12)$$

El valor de la constante de umbral beta se selecciona de acuerdo a la relación señal a ruido que se tenga en el sistema de cancelación de eco acústico. Sin embargo, un valor de 0.5 o menor proporciona un desempeño aceptable [23].

4.5 Simulación del sistema en oscilación

Para analizar el sistema de detección y control de oscilación que se presentó en el apartado anterior, se usa una señal senoidal con una frecuencia de 1.3 KHz a la entrada $u(n)$, la cual simula al sistema en la condición de oscilación. En la figura 4.8 se muestra la forma en que evolucionan los diferentes parámetros en el detector y controlador de oscilación. Se observa como el parámetro $w(n)$ que determina la frecuencia central del filtro de ranura adaptable se encuentra en continuo cambio buscando la frecuencia a la cual ocurre la oscilación. A medida que $w(n)$ se acerca mas a la frecuencia de oscilación, el parámetro $b(n)$ tiende a la unidad. Nótese que cuando $b(n)$ es mayor que el umbral $\beta(n)$ (en esta simulación ajustado a 0.5), el valor de $r(n)$ se incrementa hasta obtener el valor de r_{\max} . En este momento el filtro de ranura tiene el ancho de banda mínimo. Una vez que el filtro de ranura adaptable encuentra la frecuencia a la que el sistema está oscilando, el parámetro $w(n)$ deja de cambiar. En ese momento la salida $u'(n)$ está libre de cualquier señal periódica, que en este caso tan solo se tiene una señal de ruido. La eliminación de la señal periódica ocurre a los 0.09 segundos.

Una segunda simulación se lleva a cabo, donde se presenta al sistema oscilando junto con la señal de voz del locutor remoto. La figura 4.9 muestra la señal de la terminal remota junto con la señal de voz, así como la señal que se tiene a la salida del controlador de oscilación. En la figura 4.9.b se puede ver la señal resultante al pasar la señal junto con la oscilación por el sistema de control de oscilación. En los primeros 0.1 segundos a partir de que entra en funcionamiento el controlador de oscilación, se observa que existe una señal periódica. Sin embargo, a partir de ese momento la oscilación es eliminada, quedando tan solo la señal de voz a la salida del controlador de oscilación, la cual se desea ser transmitida sin ninguna alteración.

Se puede observar en las densidades espectrales de potencia en la figura 4.10.a, la existencia de una fuerte componente a los 1.3 KHz, que es la frecuencia a la cual ocurre la oscilación. Sin embargo, si hacemos una comparación con el espectro que se tiene a la salida del controlador de oscilación (figura 4.10.b) podemos ver como ha sido removida la fuerte componente a los 1.3 KHz. Lo cual significa que el sistema ha eliminado la oscilación.

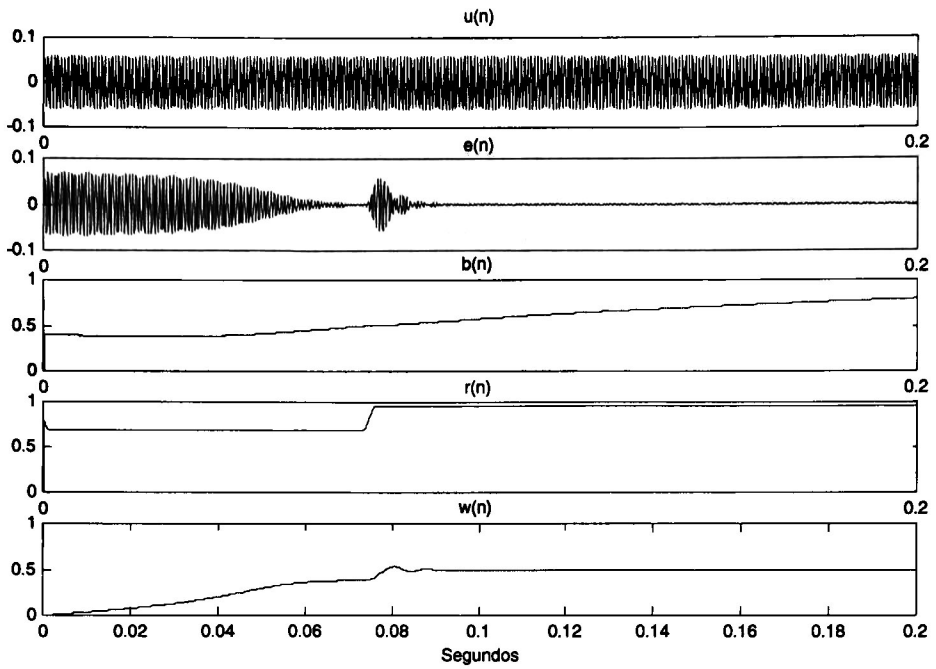


Figura 4.8 Comportamiento del detector y controlador de oscilación ante una señal senoidal

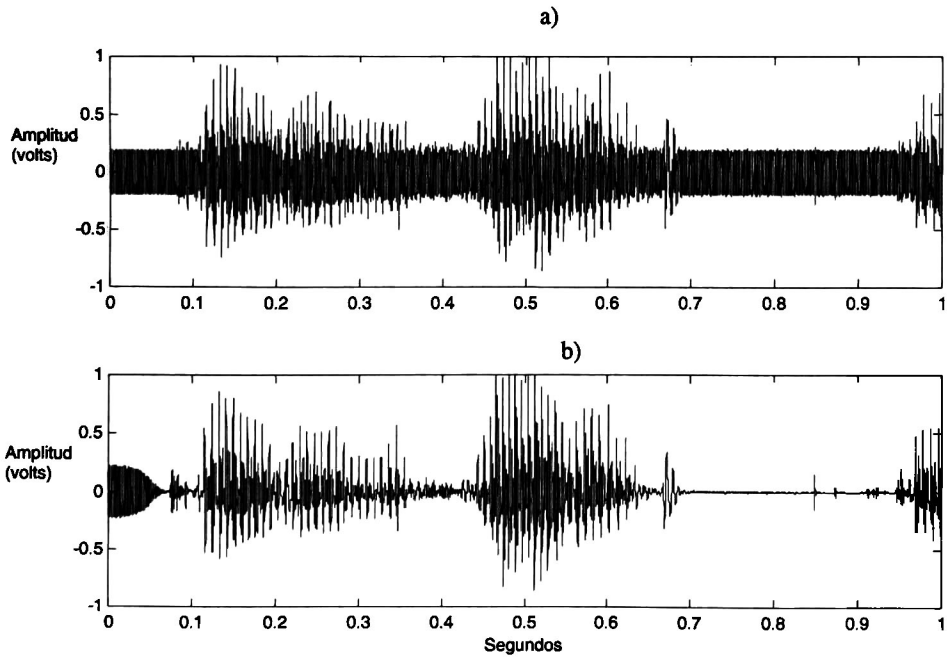


Figura 4.9 Sistema en oscilación junto con la señal de voz a) señal de voz junto con la señal oscilatoria b) salida del controlador de oscilación.

4.6 Conclusiones

En el desarrollo de este capítulo se analizó la forma en que ocurre la retroalimentación en los sistemas telefónicos a manos libres que utilizan la red telefónica y los que utilizan la red de computadoras mundial (INTERNET).

Se observó que dentro de un sistema de comunicación telefónica a manos libres la respuesta en frecuencia combinada de todo el sistema puede hacer que se tenga una ganancia de lazo mayor que la unidad, condición necesaria para que el sistema comience a oscilar. De aquí que en el diseño de un sistema de cancelación de eco no baste con asegurar la atenuación suficiente en una parte del circuito (es decir en una sola sala de conferencias) pues las condiciones de la otra sala de conferencias pueden hacer que el sistema oscile. Surgiendo así la necesidad que implementar un módulo de procesamiento que nos asegure la estabilidad bajo todas las condiciones.

Con la implementación del circuito controlador de oscilación basado en el filtro de ranura adaptable, fue posible mantener la estabilidad del sistema a un bajo costo computacional, sin la necesidad de aplicar ninguna atenuación a las señales de voz. Hecho que resulta muy apreciable, dado que es indeseable que para mantener la estabilidad del sistema se tengan que alterar las señales en cualquier estado de la comunicación telefónica.

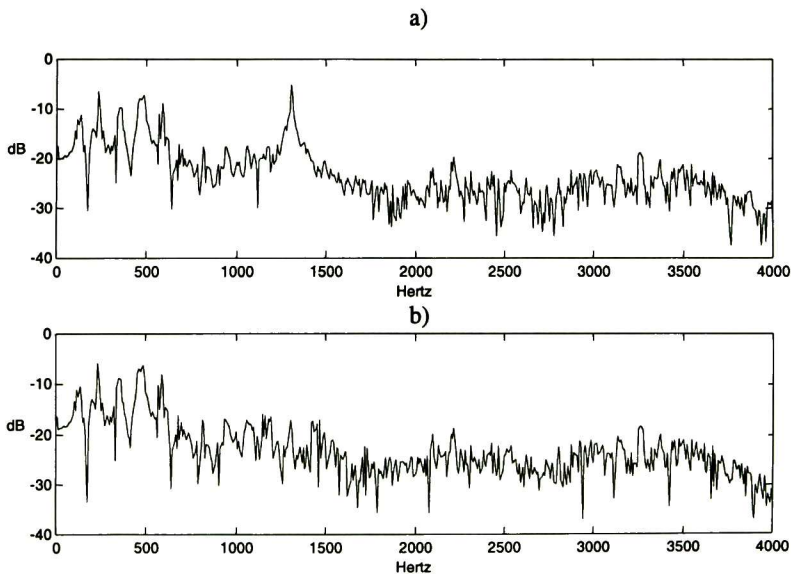


Figura 4.10 Espectro de potencia de la señal antes y después de pasar por el controlador de oscilación a) señal antes de pasar por el controlador b) señal después de pasar por el controlador.

Capítulo 5.

Implementación del sistema en tiempo real

5.1 Introducción

La implementación de los algoritmos de cancelación de eco acústico se lleva a cabo a través de un DSP. Sin embargo, para que se pueda tener un sistema de cancelación de eco, el DSP se debe apoyar de elementos externos (CODECS, memorias, etc.) que permitan realizar la interfaz entre el mundo real y el mundo digital que maneja el DSP. La adición de elementos externos implica la adición de algoritmos para el control de estos elementos.

En este capítulo se muestra a los elementos externos que requiere el DSP para llevar a cabo la cancelación de eco acústico, describiéndose la forma en que se configuran estos elementos. Así como la forma en que se programaron los puertos del DSP necesarios para establecer la interfaz entre el DSP y el mundo real.

5.2 El módulo de evaluación DSP56307

Para demostrar el funcionamiento en tiempo real de los algoritmos que se presentaron en los capítulos anteriores, se utiliza un módulo de desarrollo de la empresa Motorola; el módulo de desarrollo DSP56307. Este módulo es una plataforma de bajo costo para el desarrollo de software en tiempo real, que se especializa en las aplicaciones de comunicaciones. Este módulo consiste de una tarjeta electrónica, la cual se puede conectar al puerto serie de la computadora para la programación de los algoritmos, además de que este módulo de desarrollo contiene el software necesario para el desarrollo de los algoritmos (simulador, compilador, ensamblador, linker, depurador de programas). De tal manera que es posible programar los algoritmos con la PC directamente del puerto serie (RS-232) a la memoria RAM interna del DSP o a la memoria RAM adicional que contiene el módulo, para posteriormente hacer que trabajen estos algoritmos en tiempo real.

El hecho de tener una tarjeta electrónica que se pueda conectar directamente a la computadora, nos permite la programación de los algoritmos en el lenguaje C (para después compilarlos) o programarlos directamente en ensamblador. De tal forma que los algoritmos se puedan verificar a través de un simulador en la computadora (sin la intervención de la tarjeta electrónica) para después cargarlos al DSP cuando se está seguro que los algoritmos trabajan correctamente.

Aunque también es posible cargar los algoritmos al DSP y realizar el proceso de depuración en tiempo real a través del depurador que incluye el módulo de desarrollo.

Los principales componentes que incluye la tarjeta electrónica del módulo de desarrollo son: el DSP de 24 bits de precisión DSP56307, la memoria SRAM externa de 64K, el CODEC de audio con calidad de CD CS4218 y un DSP auxiliar DSP56602 que es utilizado para establecer la interfaz entre el DSP56307 y las aplicaciones de la computadora.

El diagrama a bloques funcional de la tarjeta electrónica [27], se muestra en la figura 5.1. Donde gracias a estos bloques en la tarjeta electrónica, la conexión de elementos externos tales como bocinas, micrófono así como las señales provenientes de la tarjeta de audio de la computadora se realiza de la manera más simple posible. Pues tan solo se deben tener los conectores adecuados para que las señales sean tomadas o aplicadas al DSP y así se lleve a cabo el proceso de cancelación de eco acústico.

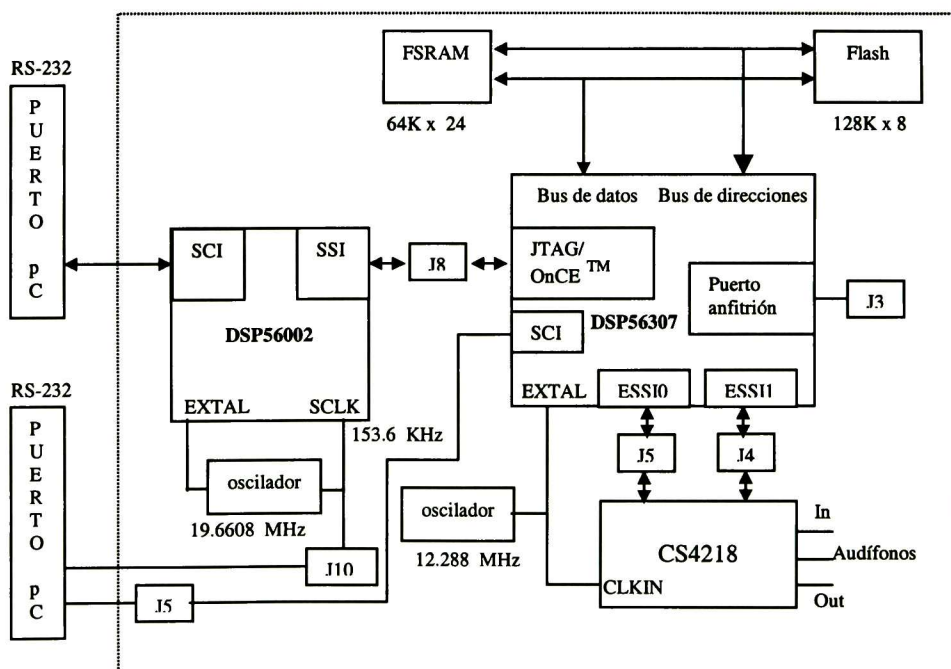


Figura 5.1 Diagrama a bloques de la tarjeta electrónica del módulo DSP56307EVM

5.3 Interfaz entre el mundo real y el mundo digital

En la sección anterior se describieron las partes más importantes que contiene la tarjeta electrónica de desarrollo, sin embargo no se muestra la forma en que interactúa la tarjeta con los componentes externos (bocina, micrófono, etc) utilizados para la aplicación/reproducción de las señales del mundo real al/del sistema.

En esta sección se explica de manera general la forma en que se interfaza el módulo de evaluación con el sistema multimedia de una computadora, lugar donde se probó el AEC en tiempo real. La principal razón la implementación junto con el sistema multimedia de las computadoras es por las características que presenta la red. Esto es, el retraso que se tiene en la red en la transmisión de los paquetes de voz nos sirve para hacer más visibles los efectos del eco acústico. Teniéndose así, un punto de comparación para mostrar la calidad del audio antes y después de utilizar el AEC, y por ende mostrar que los algoritmos trabajan correctamente.

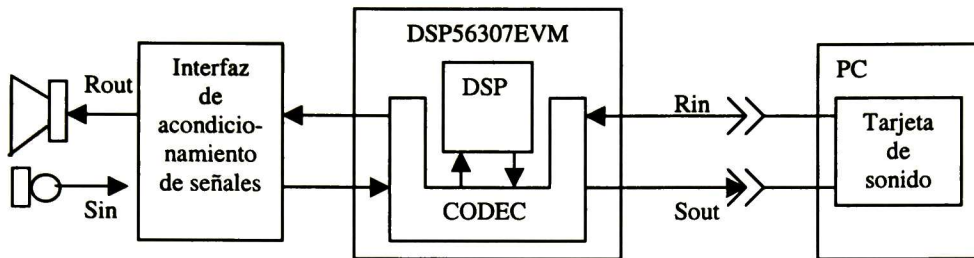


Figura 5.2. Principales elementos que intervienen en el sistema de cancelación de eco

En la figura 5.2, se muestra en forma general la manera en que se interfaza la tarjeta de desarrollo con el sistema multimedia de la computadora, mostrándose la manera en que se aplican las señales provenientes del mundo real al DSP y como se aplican las señales del DSP a la computadora. El elemento que nos permite realizar la interfaz entre el mundo real y el mundo digital del DSP, es el codificador-decodificador (CODEC), el cual tiene las funciones de convertir una señal analógica en digital ó una señal digital en analógica. El CODEC que se tiene en el módulo de desarrollo es un CODEC de audio, lo cual significa que se tienen dos canales para la conversión analógica a digital (A/D) y dos canales para la conversión digital a analógico (D/A). Esta característica permite interfazar las señales analógicas provenientes del micrófono (Sin) en el cuarto de conferencias y la salida de la de la tarjeta de audio (Rin) al DSP para su procesamiento digital. Además permite interfazar las señales digitales provenientes del DSP a la bocina (Rout) que se tiene en el cuarto de conferencias y la entrada de la tarjeta de audio (Sout).

5.4 Programación del CODEC CS4218 para usarlo con el DSP

El CODEC CS4218 de audio es un circuito que comprende varios dispositivos que realizan una conversión A/D y D/A. Estos dispositivos son dos convertidores A/D, dos convertidores D/A, filtro antialias de entrada, filtros suavizadores de salida, ganancia programable de entrada y atenuadores programables de salida.

Este CODEC puede configurarse con diferentes modos de operación por medio del ajuste de voltaje (alto/bajo) de algunas de sus terminales, específicamente las terminales SMODE1, SMODE2 y SMODE3 [25].

El modo de operación que está físicamente configurado en el módulo de desarrollo es el modo serie número 4 (SM4), por tanto los demás modos de operación no serán tratados en este apartado, pero si se quiere más información consulte [25]. En este modo de operación la

información de control para el CODEC está separada de la información de los datos (resultado de la conversión A/D ó D/A), reduciendo el ancho de banda requerido para la transmisión de los datos y a la vez simplificándose la programación del CODEC.

Cuando se está trabajando con el modo de operación SM4, es posible configurar este modo con otros cuatro submodos. La configuración de estos submodos tiene la finalidad de especificar básicamente dos cosas: a) especificar si el CODEC funcionará en un modo maestro o esclavo y b) especificar el número de bits por trama.

En el submodo maestro existen a su vez otros dos submodos, uno que permite 32 bits por trama y el otro que permite 64 bits por trama. Cuando se está utilizando el submodo maestro con el ancho de trama de 64 bits puede ser posible conectar dos CODECS en el mismo bus. Seleccionándose a través de la terminal SMOD2 la ranura de tiempo. Si SMOD2=0 el CODEC selecciona la ranura de tiempo que corresponde a los primeros 32 bits. Si SMOD2 =1 el CODEC selecciona la ranura de tiempo 2, que corresponde a los segundos 32 bits.

El submodo esclavo permite ocupar el mismo puerto serial de audio hasta un máximo de cuatro CODECs. Esto depende de la configuración de los bits por trama en el puerto serial. Puesto que cada CODEC requiere de una subtrama de 32 bits, con la configuración de 64 bits por trama se permitirá hasta dos CODECs ocupar el mismo puerto serial. De igual forma 128 bits por trama permitirán conectar hasta 4 CODECs en el mismo puerto serie de audio.

El modo secundario que se utilizó para implementar el AEC fue el submodo 0, es decir aquel modo que permite al CODEC funciona en modo maestro y usar una trama de 32 bits.

Cuando se opera al CODEC en el modo maestro, el CODEC envía la señal de reloj y los pulsos de sincronización para indicar el principio y fin de una trama de datos, es decir se configura FSYNC y SCLK como salidas del CODEC, véase figura 5.3. Además, el submodo cero especifica que cada trama consiste de dos palabras de 16 bits: un canal izquierdo con una palabra de 16 bits y un canal derecho con una palabra de 16 bits. Los canales derecho e izquierdo son enviados desde y hacia el CODEC con los bits más significativos (MSBs) en primer lugar. Estas propiedades que se definen por los submodos se aplican para los datos que entran en el CODEC (SDIN) así como para los datos que salen del CODEC (SDOT).

La subtrama de audio del puerto serie se muestra en la figura 5.4 para el modo en que se configuró el CODEC. El canal izquierdo (ADC) en SDOUT se usa para introducir la señal captada por el micrófono hacia el DSP y el canal derecho en SDOT se utiliza para introducir la señal que se recibe de la salida de la tarjeta de sonido (la señal que se aplicaría a la bocina) al DSP. El canal izquierdo en SDIN se usa para sacar la señal que se recibe de la terminal remota (en forma digital) a la bocina en el cuarto de conferencias de la terminal local y el canal derecho en SDIN se utiliza para sacar la señal procesada por el DSP y así aplicarla a la entrada del micrófono en la tarjeta de sonido para que se transmita a la terminal remota.

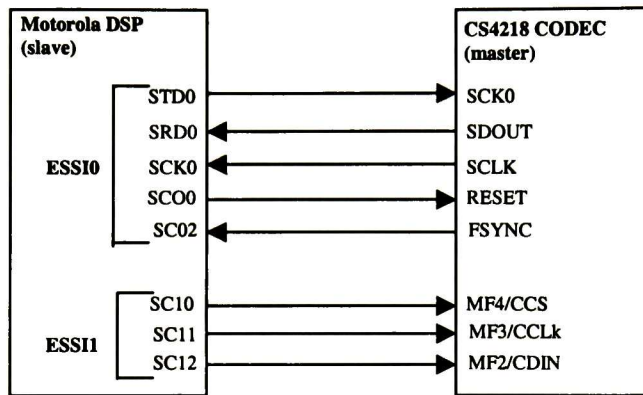


Figura 5.3 Interfaz entre el DSP y el CODEC

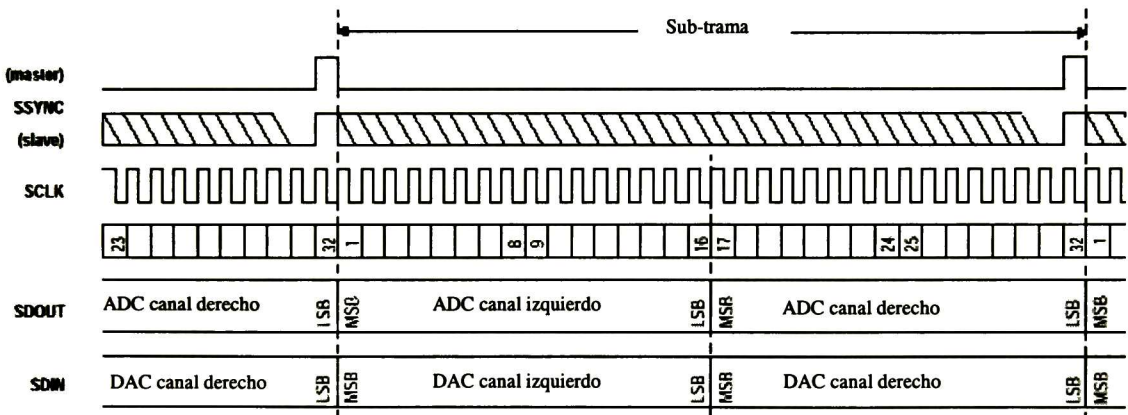


Figura 5.4 Formato de los datos manejado por el CODEC

Las palabras de control del CODEC son enviadas en forma serie a través de la terminal CDIN del CODEC, utilizando las terminales del puerto ESSII que se programan para que trabajen en el modo de propósito general GPIO, para esto es necesario la programación de una subrutina cuya función básicamente es la siguiente :

- a) poner a cero el bit de CCS para permitir que el CODEC acepte la información de control
- b) poner a uno el bit de CCLK (la información de control se envía en el flanco ascendente de el reloj)
- c) determinar si el MSB de la información de control es cero o uno
- d) enviar el MSB a la terminal CDIN

- e) poner a cero CCLK en el CODEC para empezar el siguiente ciclo
- f) desplazar a la izquierda la palabra de control
- g) repetirlo 16 veces

5.5 Programación de la interfaz síncrona serie del DSP56307

La interfaz síncrona serie (ESSI) del DSP56307 proporciona un puerto serial full-duplex que puede ser utilizado para comunicarse con una gran variedad de dispositivos en forma serial. La interfaz serie consiste de dos puertos conocidos como ESSIO y ESSII, donde cada puerto consiste de seis terminales que permiten realizar varias funciones dependiendo de la forma en que son configurados.

Cuando se opera el puerto ESSI en el modo síncrono serie (ESSI), todas las tareas son sincronizadas a un reloj maestro, además que ciertas acciones de control y la dirección de flujo son ajustadas automáticamente. Por otro lado, cuando se opera el puerto ESSI en el modo de propósito general de entrada/salida (GPIO), se debe especificar de forma exacta la manera en que se transfieren los datos así como la dirección del flujo de los datos (la forma en que se transfieren los datos se explicó en la sección anterior y dirección de flujo se muestra en la figura 5.3).

En nuestro sistema de cancelación de eco acústico se utilizan los dos puertos ESSI, donde ESSIO se utiliza en el modo síncrono (excepto la terminal SC0 que se utiliza para inicializar el CODEC) serie para sincronizar la transferencia de datos del CODEC al DSP a un reloj maestro, y ESSII se opera en el modo de propósito general para aplicar las señales de control al CODEC, aunque tan solo es necesario utilizar 3 terminales (véase figura 5.3).

La forma en que se determina el funcionamiento del puerto ESSI, es a través de los registros de control del puerto (PCRC & PCRD). Donde cada uno de los cinco bits en los registros de control del puerto controlan la funcionalidad de la señal correspondiente en el puerto. Cuando el bit se pone a uno, la señal en el puerto se configura como una señal ESSI. Cuando el bit se ajusta a cero, la señal correspondiente en el puerto se configura como una señal GPIO [25].

La programación del puerto ESSI básicamente consiste de los siguientes pasos:

- a) definición de las características de transferencia
- b) definición de las señales de transmisión
- c) definición del modo de operación
- d) programación de los registros de control
- e) inicialización
- f) definición del método de transferencia

5.5.1 Definición de las características de transferencia

Los datos que se transfieren por el puerto serie ESSI son caracterizados por la longitud de la palabra, la dirección de desplazamiento y la alineación de la palabra. A continuación se explicarán cada uno de estos conceptos.

El tamaño de la palabra en el puerto ESSI se refiere al número de bits por palabra, y puede ser seleccionada entre una de seis diferentes opciones. La selección se hace a través del ajuste de los

bits WL[2:0] en el registro de control A como se muestra en la tabla 5.1. Los registros de transmisión y recepción en el puerto ESSi son de 24 bits de largo, de tal manera que la transmisión o recepción de palabras de 32 bits no se podrá transmitir o recibir completamente. Sin embargo, se tienen dos opciones para manejar palabras de 32 bits, la primera es usar palabras de 32 bits donde los únicos datos válidos son los primeros 24 bits y la segunda de manera similar, pero los únicos datos válidos son los últimos 24 bits de la palabra.

WL2	WL1	WL0	Número de bits por palabra
0	0	0	8
0	0	1	12
0	1	0	16
0	1	1	24
1	0	0	32 (válidos los primeros 24 bits)
1	0	1	32 (válidos los últimos 24 bits)

Tabla 5.1 Selección de la longitud de palabra

La alineación de la palabra se usa cuando se maneja la longitud de la palabra menor que 24 bits (menor que el tamaño del registro de transmisión ó recepción), y esta alineación se puede hacer de dos formas basado en el bit del registro A de control, ALC. Si el bit del registro de control ALC está en uno, las palabras de 8, 12 y 16 bits se alinean al bit 15. Si ALC está en cero, las palabras de 8, 12 y 16 bits son alineadas a la izquierda a el bit 23. La figura 5.5 muestra las diferentes opciones para la alineación de la palabra.

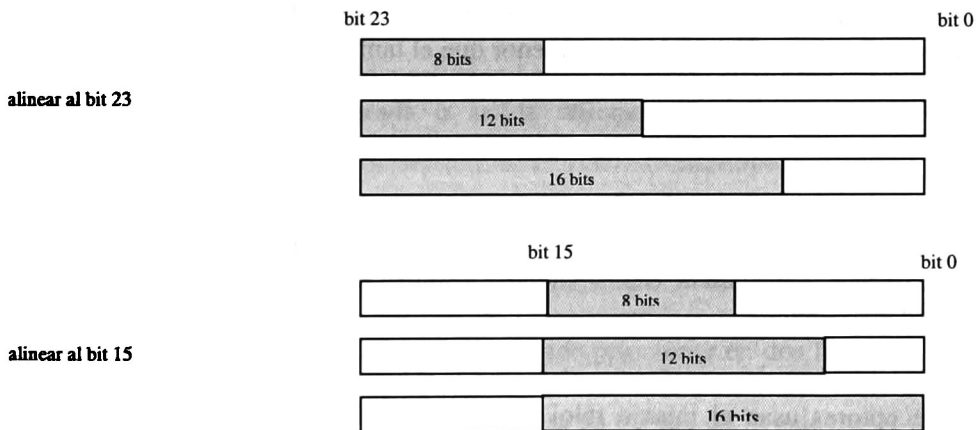


Figura 5.5 Control de alineación de los datos

La definición de la alineación de corrimiento en el puerto ESSi se puede hacer de dos formas, una mediante la transmisión/recepción del bit más significativo (MSB) en primer lugar y la otra es la transmisión/recepción del bit menos significativo (LSB) en primer lugar. Para seleccionar la dirección de transmisión, se utiliza el bit de control SHFD en el registro de control B. Si SHFD se ajusta a uno, los datos se recorren con el bit menos significativo por delante en el registro de recepción cuando llegan a la terminal SRD y son sacados de la misma forma (el bit LSB por

delante) en el registro de transmisión a través de la terminal STD. Si SHFD es puesto a cero, los datos se recorren con el bit más significativo por delante. La figura 5.6 muestra la forma en que los datos son recorridos para ambas direcciones de corrimiento.

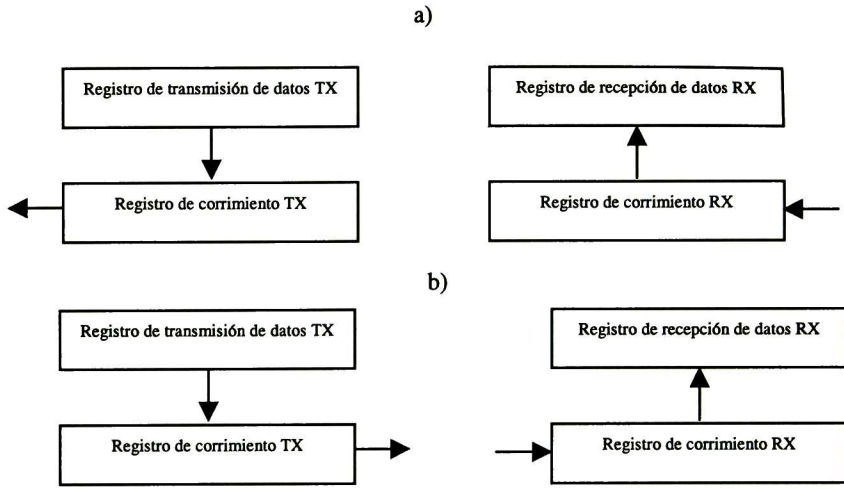


Figura 5.6 Dirección de corrimiento a) el bit MSB se desplaza primero b) el bit LSB se desplaza primer

En nuestro sistema la configuración del tamaño de la palabra en el puerto ESSI se hace en base al tamaño de la palabra que maneja el CODEC, esto es se selecciona el tamaño de la palabra de 16 bits. Además como el tamaño de la palabra es menor que el tamaño de los registros de recepción y transmisión, se definió la alineación de la palabra mediante la alineación del bit 16 al bit 23 (vease figura 5.5).

5.5.2 Definición de las señales de sincronización

Puesto que el puerto ESSI es una interfaz serie, se requiere una señal de reloj y de señales de sincronización de trama para indicar cuando hay un cambio en los datos, así como indicar el comienzo de una nueva trama.

El puerto ESSI puede trabajar en forma síncrona o asíncrona. En el modo síncrono, los transmisores y receptores usan el mismo reloj y sincronización de trama, mientras que en el modo asíncrono el transmisor y el receptor usan diferentes señales de reloj. Aunque en ambos modos de transmisión la transferencia de datos está sincronizada a un reloj. La selección del modo síncrono o asíncrono se realiza por el bit SYN del registro de control B. La figura 5.7 nos muestra en forma resumida la operación de las terminales del puerto ESSI en los modos síncrono y asíncrono.

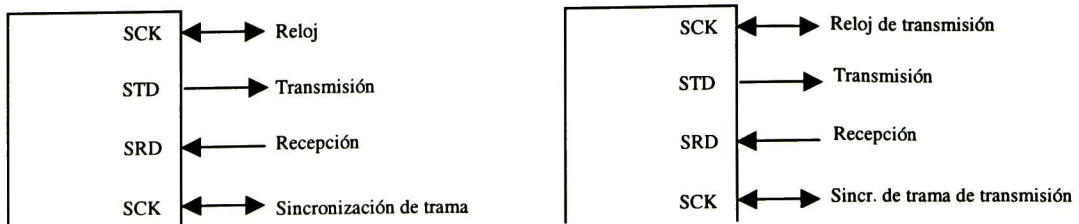


Figura 5.7 Señales presentes en los modos síncronos y asíncronos a) modo síncrono b) modo asíncrono

En el modo síncrono

- SCK puede ser entrada o salida que utilizan todos los transmisores o receptores como señal de reloj.
- SC2 puede ser entrada o salida que utilizan todos los transmisores o receptores como sincronización de trama.
- SC0 y SC2 pueden ser usados como señales de transmisión extras o simplemente como banderas.

En el modo asíncrono

- SCK puede ser una entrada o salida utilizada por el transmisor 0 como señal de reloj
- SC2 puede ser una entrada o salida utilizada por los transmisores como señal de sincronización de trama.
- SC0 puede ser una entrada o salida utilizada por los receptores como señal de reloj
- SC1 puede ser una entrada o salida utilizada por los receptores como señal de sincronización de trama

La sincronización de trama nos sirve para indicar cuando comienza una nueva trama, donde ésta se caracteriza por su longitud y posición. La longitud de la sincronización de trama debe ser igual para el transmisor y el receptor (ya sea una palabra o un bit) cuando se está trabajando en el modo síncrono, ya que el transmisor y receptor comparten la señal de sincronización de trama. La posición de la trama de sincronización se puede posicionar en dos formas dependiendo en el valor del bit FSR en el registro de control B. Si FSR está en cero, la sincronización de trama ocurre junto con el primer bit en la primera ranura de tiempo de la palabra de datos. Si FSR está en uno, la sincronización de trama ocurre un ciclo de reloj antes del primer bit en la palabra de datos.

En nuestro sistema se configura al puerto ESSI en el modo síncrono para lograr ser compatible con la forma de comunicación del CODEC (véase sección 5.4), donde las señales que intervienen en la comunicación (tales como señal de reloj, sincronización de trama, etc.) con el CODEC se muestran en la figura 5.3. Además que se configura al puerto para que el pulso de sincronización de trama se active un ciclo de reloj antes del primer bit en la palabra de datos.

5.5.3 Modos de operación

El puerto serie ESSI tiene tres modos de operación básicos, el modo normal, el modo de red y el modo basado en demanda. El modo de operación se define por el bit MOD en el registro de control B. En el modo normal de operación se tiene una ranura de tiempo por trama, transfiriéndose así una palabra de datos por cada trama de sincronización. Sin embargo la palabra de datos no necesariamente debe ser de la misma longitud que la longitud de la trama, en el registro DC dentro del registro de control A se define la razón de división. Esto es la longitud de la trama entre la longitud de la palabra de datos como se muestra en la figura 5.8.

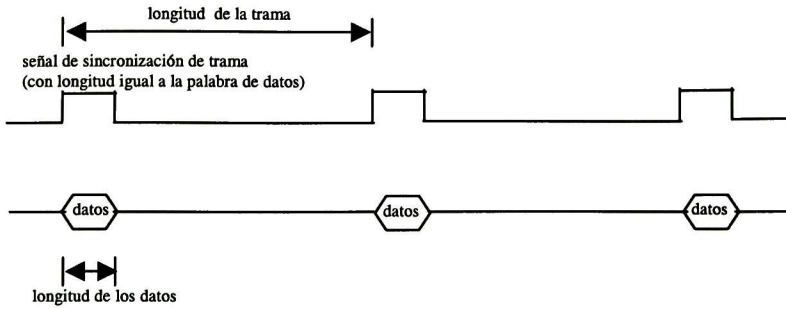


Figura 5.8 Trama en el modo normal de operación

En el modo de operación de red se permiten mas de una ranura de tiempo por trama. De tal manera que se pueden transferir hasta 32 palabras de datos por cada vez que se tenga una señal de sincronización. El bit DC en el registro de control A define el número de ranuras de tiempo por trama. La figura 5.9 muestra el concepto del número de ranuras de tiempo por trama, los cuales pueden ser entre 2 y 32 ranuras de tiempo por trama.

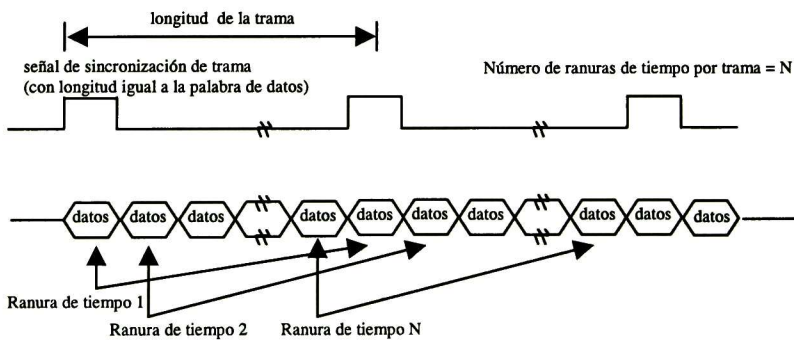


Figura 5.9 Trama en el modo de operación de red.

El modo basado en demanda no genera una trama de sincronización periódica, lo cual implica que no existan ranuras de tiempo para este modo. En este modo se genera una señal de sincronización de trama, solamente cuando el dato está listo para transmitirse, es decir el dato ya se escribió en el registro de datos de transmisión. Este modo de operación requiere que la trama de sincronización para transmisión sea interna (es decir que sea una salida) y que la trama de sincronización para recepción sea externa (es decir que sea una entrada) para que pueda llevarse una comunicación efectiva. Este hecho (que las tramas de sincronización sean opuestas) permite tan solo una operación simplex en el modo asíncrono (la recepción o transmisión pero no

ambos). Este modo de transmisión se selecciona si el bit MOD está en uno y los bit del registro DC en el registro de control A están en cero.

La forma en que se configuró al puerto ESSI, como ya se habrá deducido (del diagrama de tiempos de la figura 5.4) fue el modo de red, donde se está transmitiendo 32 ranuras de tiempo (16 bits para cada canal) por cada trama

5.5.4 Inicialización del puerto ESSI

La inicialización de puerto ESSI consiste básicamente de los siguientes pasos, los cuales son necesarios para un desempeño adecuado

1. *reinicializar el ESSI.* Esto se lleva a cabo por una reinicialización por software o por hardware
2. *programar los registros de control del puerto ESSI.* Lo cual implica programar los registros CRA y CRB
3. *habilitar las terminales ESSI.* Esto se logra mediante la asignación de los bits en los registros PCRC y PCRD que correspondan a las terminales del puerto serie ESSI que se pretende utilizar
4. *escribir la primera palabra de datos al registro de transmisión* La primera palabra de datos que se pretende transmitir debe de estar presente en el registro de transmisión antes que se habiliten los transmisores.
5. *habilitar los transmisores y receptores.* Esto se logra habilitando los bits cero y uno en el registro de control B

5.5.5 Definición del método de transferencia

La interfaz serie ESSI provee tres métodos diferentes para la transferencia de datos hacia o desde los registros de datos, los cuales son: exploración (conocida en ingles como polling), interrupciones y el acceso directo a memoria (DMA). La exploración es el método de transferencia más sencillo de implementar, pero tiene el inconveniente de demandar una gran capacidad de procesamiento por el núcleo del DSP, puesto que el núcleo no puede efectuar ningún proceso mientras se está verificando los bits para la transmisión y recepción. Las interrupciones requieren de la implementación de mas código, pero permiten al núcleo del DSP procesar otras subrutinas mientras se espera por la transferencia en el puerto serie. La otra forma de transferencia (DMA) requiere todavía menos procesamiento por el núcleo, aunque se requiere que se tengan canales DMA disponibles. Las siguientes subsecciones describen estos métodos de transferencia.

5.5.5.1 Exploración

El DSP tiene un registro de status SSISR que proporciona bits para notificar al núcleo el momento en que un dato está listo para transferirse hacia o desde el puerto ESSI, de tal manera que tan solo es necesario que el núcleo explore estos bits para determinar cuando interactuar con el puerto serie ESSI.

El bit número 6 del SSISR (TDE) determina el momento en que se puede escribir a los registros de transmisión de datos. TDE se pone a cero cuando el núcleo escribe a todos los registros de

transmisión habilitados y TDE se pone a uno cuando estos datos son transferidos de los registros de transmisión a los registros de corrimiento para su transmisión serial. De tal manera que cuando TDE esté en uno, significa que los registros de transmisión de datos están vacíos y que el núcleo puede escribir en estos registros. El bit número 7 del registro del registro SSISR (RDF) determina el momento en que se pueden leer los registros de recepción de datos. RDF se pone a cero cuando el núcleo lee los datos del registro de recepción y se pone a uno cuando los datos se transfieren desde el registro de corrimiento de recepción al registro de recepción de datos. De tal manera que cuando RDF está a uno el registro de recepción de datos está lleno para que el núcleo pueda leer los datos de este registro.

5.5.5.2 Interrupciones

El puerto ESSI proporciona seis interrupciones con diferente prioridad, donde la configuración de estas interrupciones requiere de dos pasos: a) la programación de la rutina de interrupción y b) colocar el código para que sea ejecutado en la dirección de servicio de la interrupción. Cuando el servicio de interrupción es mayor que dos mnemónicos será necesario utilizar una instrucción de salto incondicional a otra localidad de memoria donde se tenga el código de atención a la interrupción.

La habilitación de las interrupciones se lleva a cabo mediante el ajuste a uno de los bits correspondientes en el registro CRB además que se deben habilitar las interrupciones del puerto ESSI en el registro de prioridad de interrupciones de periféricos (IPRP). A continuación se muestran las diferentes interrupciones que pueden ser programadas en el puerto ESSI, listadas de acuerdo a su nivel de prioridad de la más alta a la más baja prioridad. Presentándose a) la forma en que se habilita, b) la forma en que la interrupción es activada y c) la forma en que se desactiva la señal de interrupción.

1. *Recepción de datos con excepción*

- a) Se habilita poniendo a uno el bit 23 (REIE) del registro CRB
- b) Se activa la interrupción cuando ROE, RDF y REIE están en uno en forma simultánea.
- c) La bandera de interrupción se borra cuando se lee el registro SSISR y por lo tanto de RX.

2. *Recepción de datos*

- a) Se habilita poniendo a uno el bit 19 (RIE) del registro CRB
- b) Se activa la interrupción cuando RDF y RIE están en uno en forma simultánea
- c) La bandera de interrupción se borra cuando se lee de RX

3. *Recepción de la última ranura de tiempo*

- a) Se habilita poniendo a uno el bit 21 (RLIE) del registro CRB
- b) Se activa en el modo de red cuando se pone a uno RLIE y finaliza la última ranura de tiempo
- c) El tiempo máximo de servicio de esta interrupción debe ser menor que el tiempo para atender el número de bits en una ranura de tiempo.

4. *Transmisión de datos con excepción*

- a) Se habilita poniendo a uno el bit 22 (TEIE) del registro CRB
- b) Se activa cuando TUE, TDE y TEIE se ponen a uno simultáneamente

c) La bandera de interrupción se borra cuando se escribe el registro SSISR, escribir a los registros TX habilitados o al registro TSR.

5. *Transmisión de la última ranura de tiempo*

a) Se habilita poniendo a uno el bit 20 (TLIE) del registro CRB

b) Se activa en el modo de transmisión de red cuando TLIE esta en uno y ha empezado la última ranura de tiempo

c) El tiempo máximo de servicio de esta interrupción debe ser menor que el tiempo para atender el número de bits en una ranura de tiempo.

6. *Transmisión de datos*

a) Se habilita poniendo a uno el bit 18 (TIE) del registro CRB

b) Se activa cuando TDE y TIE se ponen a uno en forma simultánea

c) La bandera de interrupción se borra cuando se escribe a los registros TX que se tienen habilitados o cuando se escribe a TSR

Para nuestro sistema el mecanismo de transmisión y recepción que se implementó fue el de las interrupciones, y la justificación de esto es la escasa atención requerida por núcleo del DSP. Aunque también pudo ser implementado por el sistema de exploración, ya que el sistema que se tiene es un sistema dedicado para la cancelación de eco acústico. Sin embargo, con la implementación de la transferencia por interrupciones, nos permite estar preparados para si ocurriese en el futuro el crecimiento de las funciones del sistema.

Las interrupciones que fueron programadas para manejar el mecanismo de transferencia de datos fueron las interrupciones de transmisión y recepción de datos.

5.5.5.3 Acceso directo a memoria

El controlador de acceso a memoria es un dispositivo que se encuentra dentro del DSP que permite la transferencia de datos entre la memoria interna/externa y los dispositivos de entrada y salida internos/externos, sin la intervención del núcleo. Esto se logra por los buses dedicados de datos y direcciones para este tipo de transferencia, además por la partición de la memoria interna. El controlador de DMA permite transferir datos al registro de transmisión del puerto ESSI así como transferir datos desde el registro de recepción del puerto ESSI. Existen 4 fuentes de solicitud para accionar el acceso directo a memoria en el puerto ESSI, dos en el puerto ESSIO y dos en el puerto ESSII. Para mayor información en la forma de programar el controlador de acceso directo a memoria consulte [31].

5.6 Conclusiones

Una vez de que ya se tienen definidos los algoritmos de cancelación de eco acústico, la implementación del sistema en el módulo de evaluación resultó relativamente sencilla. Pues tan solo fue necesario la definición de la interfaz entre el DSP y el CODEC, necesaria para crear ese puente entre el mundo real (mundo de los humanos) y el mundo digital (mundo del DSP). Las interfaces electrónicas que se tuvieron que implementar fueron muy sencillas, las cuales básicamente consistieron en interfaces de acondicionamiento de señales (como se puede ver en la figura 5.2).

Se aprovecharon las características del CODEC de audio (el tener dos canales A/D y dos canales D/A) para manejar todas las señales que se requerían en el sistema de cancelación de eco acústico (véase figura 5.2), de tal manera que las características de la tarjeta de desarrollo resultaron suficientes para la implementación práctica de los algoritmos.

Capítulo 6. Resultados

6.1 Introducción

En el desarrollo de este capítulo se presentan los resultados de las pruebas objetivas y subjetivas que se le aplicaron al sistema de cancelación de eco acústico con el propósito de determinar el buen funcionamiento del mismo. Para esto se siguieron algunas de las recomendaciones del estándar G.167 [5] en la aplicación de las pruebas objetivas, comparando los valores que recomienda el estándar con los valores que se obtuvieron del sistema. Los resultados de las simulaciones muestran que el sistema de cancelación de eco acústico cumple con las recomendaciones más importantes del estándar como son:

- a) la atenuación ponderada por acoplamiento de la terminal solamente con voz en la terminal remota (TCLwst)
- b) atenuación de voz durante el estado de voz simultánea (TCLwdt)
- c) tiempo de convergencia inicial (Tic)
- d) atenuación de eco durante una variación del trayecto de eco (TCLwpv)
- e) tiempo de recuperación tras una variación del trayecto de eco (Trpv)

Por otro lado, para realizar las pruebas subjetivas se reunió un panel de varias personas para que nos diera su opinión sobre el funcionamiento del sistema en lo que se refiere a la potencia del eco retornada, así como también a la estabilidad del sistema bajo el estado de voz simultánea, para así poder tener una medida cuantitativa de la opinión general. De acuerdo a la opinión de la gente el sistema presenta un eco residual imperceptible cuando se tiene actividad de voz tan solo en la terminal remota, es decir cuando el sistema se encuentra en el estado de recepción. El eco residual momentáneamente se torna apenas perceptible cuando se produce un cambio en la respuesta al impulso de la terminal local (movimiento de la bocina), pero el eco es de nueva cuenta atenuado (después de aproximadamente 2 segundos) hasta llegar a ser nuevamente imperceptible. Otro de los estados de la comunicación telefónica a manos libres, en los que se tiene un incremento en la potencia del eco residual también en forma momentánea, es cuando se tiene una situación de voz simultánea.

Los siguientes apartados nos dan más detalle de los resultados objetivos y subjetivos que se obtuvieron del sistema de cancelación de eco acústico.

6.2 Pruebas objetivas

Las pruebas objetivas que se realizaron al sistema se hicieron con el apoyo de la herramienta MATLAB siguiendo algunos de las pruebas más importantes del estándar G.167[5], las cuales básicamente consisten en analizar el tiempo de convergencia y cantidad de eco cancelada. Las pruebas que se le realizaron al sistema se explican en los siguientes apartados, mostrándose los

resultados del comportamiento que tienen los parámetros en análisis con respecto al tiempo en nuestro sistema de cancelación de eco acústico.

6.2.1 Condiciones de prueba

La forma en que se simuló la trayectoria de eco fue mediante la utilización de la respuesta al impulso que se obtuvo en el laboratorio de óptica y que se muestra en el capítulo 2 (véase figura 2.2.a). La señal que se utilizó en la simulación fue una señal de voz real la cual se muestra en la figura 2.7. Se utilizó un filtro con 2000 coeficientes en el filtro adaptable que se encargó de modelar a la respuesta al impulso que simula la trayectoria de eco.

Las variaciones en la trayectoria de eco fueron simuladas utilizando las dos respuestas al impulso mostradas en el capítulo 2 (véase figura 2.2). La forma en que se simularon las variaciones en la trayectoria de eco fue de acuerdo a la siguiente ecuación [22].

$$h(n) = (1 - \alpha(n))h_0(n) + \alpha(n)h_1(n) \quad (6.1)$$

donde $h_0(n)$ (véase figura 2.2.a) es la respuesta al impulso que se tiene antes de que comience a cambiar la trayectoria del eco en la sala de conferencia y $h_1(n)$ (figura 2.2.b) la respuesta al impulso a la que eventualmente cambiará la trayectoria de eco en el cuarto de conferencia. El valor de $\alpha(n)$ es la transformación lineal desde el instante en que comienza la variación de la trayectoria de eco N_1 hasta el instante en que finaliza la variación de la trayectoria de eco N_2 , a los valores $[0,1]$. Esto es, el valor $\alpha(N_1)=0$ y $\alpha(N_2)=1$.

6.2.2 Atenuación ponderada por acoplamiento de la terminal solamente con voz en la terminal remota (TCLwst)

Esta es una de las pruebas que recomienda el estándar G.167, cuyo objetivo es determinar la cantidad de eco que se atenúa cuando el eco pasa a través del sistema de cancelación, cuando la comunicación telefónica a manos libres se encuentra en el estado de recepción. La recomendación G.167 define algunas etapas para llevar a cabo esta prueba, además de indicar el valor mínimo que debe cumplirse para considerarse como aceptable el desempeño del sistema. A continuación se lista el procedimiento de prueba tal como lo indica la recomendación, así como el requisito de la misma.

Procedimiento de prueba:

Etapas 1: Se reinician todas las unidades funcionales del AEC y se activan.

Etapas 2: Se aplica una señal en la terminal remota durante un tiempo suficiente (el cual aún no se define) de modo que las distintas unidades funcionales (en particular el cancelador de eco acústico) alcancen su estado estable. No se aplica a los micrófonos ninguna otra señal vocal además del retorno acústico de las bocinas.

Etapas 3: Se efectúa una medición eléctrica de la señal al pasar por el sistema de cancelación de eco acústico. El valor TCLwst es la diferencia (en dB) entre el nivel de la señal antes de la activación del AEC y el nivel de la señal en esta etapa de la prueba.

Requisitos:

Para los sistemas de teleconferencia y las comunicaciones manos libres en ambos lados, TCLwst será de por lo menos 40 dB.

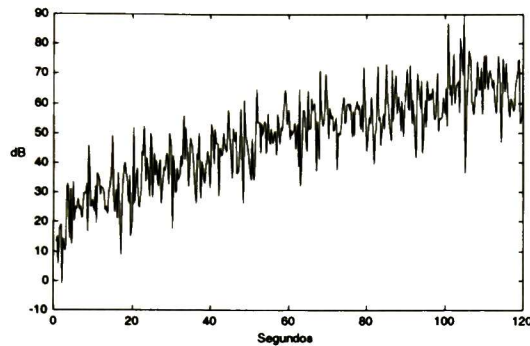


Figura 6.1 TCLwst

Los resultados que se obtienen de nuestro sistema de cancelación de eco acústico, al someter el sistema a las pruebas descritas en los párrafos anteriores, se puede observar en la figura 6.1. Aquí podemos observar que el sistema de cancelación de eco acústico cumple con el requisito del mínimo valor de TCLwst en un tiempo aproximado de 60 segundos, de hecho se ve que el valor de TCLwst alcanza un valor de 60 decibelios a los 120 segundos a partir que se inicializó el sistema.

6.2.3 Atenuación de la voz durante el estado de voz simultánea (TCLwdt)

Procedimiento de prueba:

Esta es una de las pruebas que recomienda el estándar G.167, cuyo objetivo es determinar la cantidad de eco que se atenúa al pasar a través del sistema de cancelación cuando la comunicación telefónica a manos libres se encuentra en el estado de voz simultánea. La recomendación G.167 define algunas etapas para llevar a cabo esta prueba, además de indicar el valor mínimo que debe cumplirse para considerarse como aceptable el desempeño del sistema. A continuación se lista el procedimiento de prueba tal como lo indica la recomendación, así como el requisito de la misma.

Procedimiento de prueba:

Etapa 1: Se activa el AEC como en la prueba de TCLwst (etapas 1 y 2).

Etapa 2: Cuando la atenuación de eco alcanza el valor de TCLwst, se aplica durante 2 segundos una señal acústica que simula la voz del usuario local.

Etapa 3: Se mantiene la unidad de procesamiento en la condición en que se encuentra, y se suprime la voz local simulada.

Etapa 4: Se efectúa una medición eléctrica de la señal a la salida del AEC. El valor TCLwdt es la diferencia (en dB) entre el nivel de la señal antes de la activación del AEC y el nivel de la señal en esta etapa de la prueba.

Requisitos:

Para los sistemas de teleconferencia y las comunicaciones manos libres en ambos lados, TCLwdt será de por lo menos 25 dB.

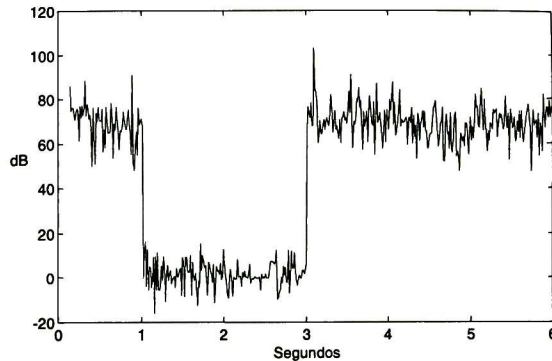


Figura 6.2 TCLwdt

Los resultados que se obtienen de nuestro sistema de cancelación de eco acústico, al someter el sistema a las pruebas descritas en los párrafos anteriores, se muestran en la figura 6.2 se muestra el valor de TCLwdt, en esta figura se aplica una señal acústica que simula la voz del usuario local en el instante t de 1 segundo y termina a los 3 segundos. A partir de ese tiempo se observa que el valor de TCLwdt supera fácilmente el requerimiento de 25 dB, puesto que el valor que se obtiene es alrededor de 60 dB.

6.2.4 Tiempo de convergencia inicial (Tic)

Esta es una de las pruebas que recomienda el estándar G.167, cuyo objetivo es determinar el tiempo en el que el sistema debe atenuar cierta cantidad de eco en un tiempo específico. La atenuación de eco que recomienda el estándar es de 20 dB después de un tiempo Tic de un segundo.

La recomendación G.167 define algunas etapas para llevar a cabo esta prueba, además de indicar el valor mínimo que debe cumplirse para considerarse como aceptable el desempeño del sistema. A continuación se lista el procedimiento de prueba tal como lo indica la recomendación.

Procedimiento de prueba:

Etapa 1: Se reinician todas las unidades funcionales de AEC y se activan.

Etapa 2: Se aplica una señal en la terminal remota y se arranca un temporizador.

Etapa 3: Después de 1 segundo, se mantiene la unidad de procesamiento en la condición en que se encuentra.

Etapa 4: Se efectúa una medición eléctrica de la señal a la salida del AEC. El intervalo de tiempo especificado en la etapa 3 se llama Tic.

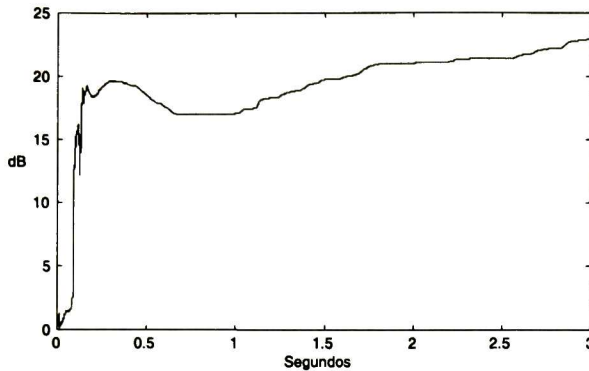


Figura 6.3 Tic

Los resultados que se obtienen de nuestro sistema de cancelación de eco acústico, al someter el sistema a las pruebas descritas en los párrafos anteriores, se muestran en la figura 6.3 donde se puede observar que el desempeño del cancelador de eco acústico en lo que se requiere al tiempo de convergencia inicial Tic, es ligeramente menor con respecto al valor que se pide en la recomendación de la ITU-T, sin embargo el valor de atenuación requerido por la norma se obtiene a los 1.5 segundos.

6.2.5 Atenuación de eco durante una variación del trayecto de eco (TCLwpv)

Como ya se explicó en el capítulo 1, una de las principales causas por las que las características de reflexión de eco de un cuarto de conferencias cambian, es provocado por las personas en movimiento. Además del movimiento de la gente, el micrófono puede ser ocasionalmente movido, lo cual altera significativamente la respuesta al impulso del cuarto.

A pesar de los cambios en su respuesta al impulso que los sistemas de cancelación de eco acústico pudieran sufrir, el funcionamiento del sistema debe continuar sobre ciertos umbrales especificados por la norma G.167. En la cual se pide someter al sistema a una variación de la trayectoria de eco acústico, por un periodo de 5 segundos, y al final de esta variación el sistema debe tener al menos cierta atenuación de eco, la cual se especifica a continuación, además del procedimiento de prueba que se debe seguir.

Procedimiento de prueba:

Etapa 1: Se activa el AEC como en la prueba de TCLwst (etapas 1 y 2).

Etapa 2: Cuando TCLwst alcanza el valor recomendado, se aplica una variación simulada o real del trayecto de eco durante 5 segundos (queda en estudio la manera de producir variaciones del trayecto de eco).

Etapa 3: Al final de la variación del trayecto de eco se mantiene la unidad de procesamiento en la condición en que se encuentra, y se mide el nivel de la señal a la salida del AEC. El

valor $TCLw_{pv}$ es la diferencia (en dB) entre el nivel de la señal antes de la activación del AEC y el nivel de la señal en esta etapa de la prueba.

Requisitos:

En todas las aplicaciones, $TCLw_{pv}$ debe ser de por lo menos 10 dB.

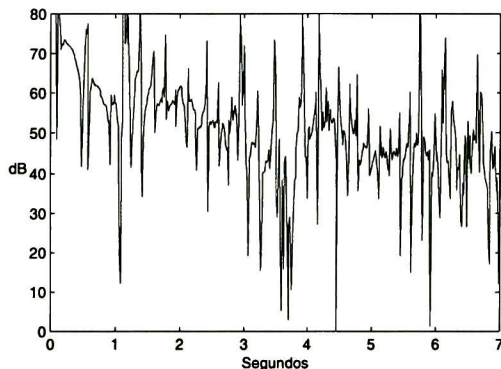


Figura 6.4 $TCLw_{pv}$

En la figura 6.4 se muestra el valor de $TCLw_{pv}$, cuando dentro del sistema en simulación se produce una variación de la trayectoria del eco. Esta variación comienza a partir del instante cero segundos y termina a los cinco segundos. Podemos observar que en el intervalo de 5 a 6 segundos el valor de $TCLw_{pv}$ para el sistema de cancelación de eco acústico que se implementó en esta tesis, supera el valor requerido por la recomendación de la ITU-T, puesto que el valor que se está obteniendo es de alrededor de 30 dB, cuando la norma señala un valor mínimo de 10 dB.

6.2.6 Tiempo de recuperación tras una variación del trayecto de eco ($Trpv$)

Esta prueba es muy similar a la que se realizó en el apartado 6.2.5, por lo cual se aplican las mismas condiciones de prueba, cambiándose tan solo un poco el procedimiento de prueba, además que la variable en análisis es diferente. A continuación se presenta el procedimiento de prueba, y los requisitos de la norma para los sistemas del cancelación de eco acústico.

Procedimiento de prueba:

Etapa 1: Se activa el AEC como en la prueba de $TCLw_{st}$ (etapas 1 y 2).

Etapa 2: Cuando $TCLw_{st}$ alcanza el valor recomendado, se aplica una variación simulada o real del trayecto de eco durante 5 segundos (queda en estudio la manera de producir variaciones del trayecto de eco).

Etapa 3: Al final de la variación del trayecto de eco se arranca un temporizador.

Etapa 4: Después de 1 segundo se mantiene la unidad de procesamiento en la condición en que se encuentra y se mide el nivel de la señal a la salida del AEC. El intervalo de tiempo especificado en esta etapa de la prueba se llama $Trpv$.

Requisitos:

En todas las aplicaciones, la atenuación del eco debe ser de por lo menos 20 dB después que Tr_{pv} sea igual a 1 segundo.

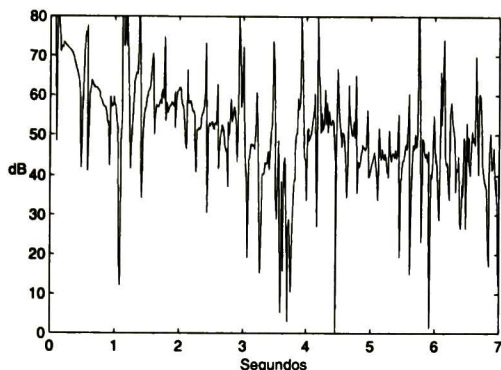


Figura 6.5 Tr_{pv}

La figura 6.4 ha sido reproducida en la figura 6.5 para hacer un análisis de TR_{pv} , en la figura 6.5 se muestran las mismas condiciones de simulación que se explicaron en la figura 6.4. Esto es, el cambio en la respuesta al impulso ocurre desde el instante de tiempo cero, hasta los cinco segundos. Después de los 5 segundos inicia la cuenta del temporizador para congelar el proceso de actualización de los coeficientes del filtro. En el intervalo de 6 a 7 segundos, se observa que el valor de Tr_{pv} está sobre los 30 dB cantidad que supera a la mínima requerida.

6.3 Resumen de desempeño del sistema objetivamente

Los resultados de las diferentes evaluaciones aplicando las pruebas que sugiere la recomendación ITU-T G.167 al sistema de cancelación de eco acústico, nos dicen que el sistema tiene un desempeño aceptable. Puesto que en la mayoría de las pruebas se cumplieron con los mínimos valores establecidos, y no solo eso sino que en muchos de los casos los superan notablemente. En la tabla 6.1 se muestra una comparación de los valores que pide la recomendación y los valores que se obtuvieron con la simulación del sistema.

Prueba objetiva	Requerimiento de la ITU-T	Valor obtenido por el sistema
TCLwst	40 dB	60 dB
TCLwdt	25 dB	60 dB
Tic	20 dB	17 dB
TCLwpv	10 dB	30 dB
Tr_{pv}	20 dB	30 dB

Tabla 6.1 Resultados de las pruebas objetivas

Se puede observar de la tabla 6.1 que el sistema cumple con casi todos los valores que pide la recomendación G.167, excepto con el valor de Tic. Aunque se puede observar de que el valor que se obtiene del sistema está muy cercano al valor que pide la recomendación.

6.4 Pruebas de audición subjetivas

La calidad final en los sistemas de cancelación de eco acústico se determina mediante exámenes de audición subjetiva. Para esto se requiere de un panel de varias personas a las cuales se les pide escuchar los problemas más comunes (posteriormente descritos) así como la calidad de audio. Idealmente todas las condiciones de prueba deben de ser las mismas (o al menos similar) para los diferentes paneles, puesto que la acústica del cuarto puede tener un gran impacto en los resultados.

Las pruebas se llevaron a cabo a través del sistema multimedia en dos computadoras cada una de ellas ubicadas en diferentes cuartos, utilizando un programa comercial para el establecimiento de conferencias a través de INTERNET, llamado NETMEETING. Con este programa es posible establecer una conferencia con una computadora distante con tan solo indicarle la dirección IP de la máquina en la que se quiere establecer la comunicación. Una de las principales características que cuenta este software es que se puede establecer una comunicación bidireccional o “full duplex”, en la cual se pueden notar los efectos que tiene el eco acústico dentro del sistema, incluyendo el fenómeno de oscilación (howling).

En las pruebas subjetivas que se llevaron a cabo, se probaron los puntos que se muestran a continuación, donde previamente se les permitió escuchar a las personas del panel los efectos en la comunicación con el sistema telefónico a manos libres antes de que esté activado el AEC para que les sirva como punto de comparación.

- a) eco residual, cuando existe un eco residual excesivo, el sonido se puede oír hueco o simplemente sentirse la presencia de ecos, esto sucede especialmente en el estado de recepción cuando no existe voz en la terminal local que pudiese enmascarar al eco
- b) pérdida de convergencia, cuando el sistema AEC pierde convergencia, se tiene como resultado una señal de eco que incluso puede ser mayor que la intensidad que el eco que se oiría con el sistema AEC desactivado. Esto generalmente pasa cuando falla la detección de voz simultánea
- c) inhabilidad para seguir los cambios acústicos, para esto es necesario que el participante de la terminal remota se encuentre hablando mientras que el participante en la terminal local permanece en silencio caminando enfrente del micrófono. El participante que se encuentra en la terminal remota puede notar un pequeño eco residual, en caso de que exista un movimiento excesivo, pero este eco no debe ser muy notorio (aunque idealmente no debería notarse ningún tipo de eco). Si el micrófono se mueve de posición o se cambia el volumen de las bocinas, se puede escuchar brevemente un eco en la terminal remota, pero el AEC debe ajustarse rápidamente para suprimirlo
- d) oscilación, sonidos como chillidos se pueden escuchar en la terminal local y remota cuando se tiene una comunicación a manos libres. Esto es debido por la ausencia o mal funcionamiento de los módulos de eliminación de oscilación.

Para poder probar la inmunidad del sistema con respecto a los puntos que se presentaron en los incisos anteriores, se diseñó el examen que se muestra en el apéndice C.1. Este examen básicamente consistió en la lectura de algunos párrafos de corta duración (de no más de 10 palabras), en los que las personas del panel deberían de señalar cualitativamente los párrafos que lograsen oírse con eco, para después hacer una evaluación cuantitativa del eco. El panel de evaluación debe de estar localizado en la sala de conferencia de la terminal remota (el lugar donde no se tiene el sistema AEC) puesto que el eco que se quiere eliminar es el de esta terminal, mientras que en la terminal local (lugar donde se tiene el sistema AEC) debe de estar una persona la cual es la encargada de variar las condiciones dentro de esta sala de conferencia de acuerdo al punto que se quiera evaluar. La forma exacta en que interviene el locutor de la terminal local se muestra en el apéndice C.2, pero en si lo que se hace es lo siguiente:

- a) si tan solo se quiere evaluar el eco residual la persona que se encuentra en la terminal local debe permanecer en silencio y sin ningún movimiento
- b) si lo que se quiere evaluar es la pérdida de convergencia la persona en la terminal local debe hablar en forma simultánea con la persona del panel que esta leyendo los párrafos
- c) si lo que se quiere evaluar es la inhabilidad para seguir los cambios acústicos, el participante en la terminal local debe de mover el micrófono y/o la bocina al mismo tiempo que la persona del panel en la terminal remota se encuentra leyendo los párrafos
- d) para evaluar la inmunidad del sistema para entrar en el estado de oscilación, la persona que se encuentra en la terminal local debe de acercar la bocina hacia el micrófono (aunque las personas del panel pueden hacer lo mismo), para que las personas del panel den su opinión del los efectos de este proceso.

Con la utilización de este esquema en las pruebas subjetivas, fue posible evaluar todos los puntos previamente descritos, y los resultados para estos puntos se muestran a continuación.

Cuando se evaluó el eco residual en el sistema de cancelación de eco acústico, es decir tan solo se tenía hablando al locutor de la terminal remoto, mientras que el locutor de la terminal local se encontraba en silencio y sin ningún movimiento. El sistema de cancelación de eco acústico obtuvo un muy buen desempeño, puesto que las personas del panel dieron una calificación de 4.7 en una escala de 1 a 5. Donde un valor de 5 es cuando el eco retornado a la terminal local es nulo, y de igual forma el mínimo valor de 1 es cuando el eco retornado tiene elevados niveles de intensidad. De acuerdo a comentarios de las personas del panel los sonidos de baja intensidad que lograron escuchar, no se percibían como ecos sino como simples ruidos, los cuales son enmascarados por la misma voz de los participantes de la terminal remota.

Como previamente se explicó, la evaluación del sistema de cancelación de eco acústico para seguir los cambios en la trayectoria del eco en el cuarto de conferencias se llevo a cabo en dos partes, mediante el movimiento de personas y mediante el movimiento de la bocina en la terminal remota. Cuando tan solo se tiene gente en movimiento dentro del cuarto de conferencia, el sistema sigue los cambios de la respuesta al impulso de una manera muy satisfactoria, puesto que las personas del panel no notaron ningún incremento en la potencia del eco residual. Sin embargo, el movimiento de la bocina en el cuarto de conferencia logro alterar notablemente la trayectoria del eco en el cuarto de conferencias, trayendo como resultado que se escuchara un incremento en el eco residual, el cual se fue atenuando a medida que la persona de la terminal remota continuó leyendo (en un lapso de alrededor 2 segundos) hasta que el eco obtuvo los

niveles que se escucho en la primera prueba (eco residual). Aunque en esta prueba el panel notó un incremento en el eco residual, ellos evaluaron al sistema con una calificación de 4.2.

Los resultados que se obtuvieron al evaluar al sistema cuando la comunicación se encuentra en el estado de comunicación simultánea, mostraron que después de que termina el estado de voz simultánea se incrementó el nivel de la potencia del eco, dando lugar a que las personas del panel notaran la presencia de ecos en un lapso de alrededor 2 segundos (aunque el panel calificó estos ecos de baja intensidad (un valor de 3.8)). Dentro de esta misma prueba se calificó la calidad de voz del participante de la terminal local, la cual por opinión del panel se determina que es una señal de voz con una calidad regular, la cual tiene la característica que se oye muy resonante. Este problema es debido a que en la terminal remota se carece de un sistema de cancelación de eco acústico, por lo cual las personas que se encontraban en la terminal remota escuchaban la señal de voz de la terminal remota junto con los ecos generados por la misma.

La evaluación subjetiva de someter al sistema de cancelación acústico, al estado de inestabilidad, no pudo ser evaluada subjetivamente. Porque no es posible decir si el sistema oscila en mayor o menor porcentaje. Tan solo se tiene el dato de “si o no” oscila es sistema.

Pero se observa que bajo condiciones normales en los volúmenes de las bocinas, el sistema se mantiene estable aún cuando se aproxima el micrófono a la bocina. Sin embargo cuando los volúmenes de la bocina o la ganancia del micrófono son extremadamente elevados. Cuando no hay una aproximación de la bocina al micrófono, el sistema retorna a la terminal remota ruidos en lugar de eco cuando el sistema se encuentra en el estado de recepción. Y cuando hay una aproximación de la bocina al micrófono, el sistema se va a oscilación y la única forma de retornar la estabilidad es mediante la disminución de los volúmenes de la bocina y/o ganancia en los micrófonos.

En la tabla 6.2 se muestra un resumen de las calificaciones obtenidas en forma subjetiva de los paneles de personas bajo estudio

Descripción	Evaluación
Simple voz en la terminal remota	4.7
Cambios en la respuesta al impulso del cuarto provocado por el movimiento de personas	4.7
Cambio en la respuesta al impulso provocado por el movimiento del micrófono	4.2
Voz simultánea	3.8

Tabla 6.2 Resumen de calificaciones subjetivas

6.4 Conclusiones

Con la aplicación de las pruebas objetivas, hemos comprobado que el sistema cumple con los requerimientos más importantes de la recomendación G.167 (excepto con el Tic), lo cual es un buen indicativo de que el sistema está trabajando adecuadamente. El hecho que el Tic esté un poco por debajo (3 dB) del valor que recomienda el estándar tiene que ver con las características de la señal que se utilizó para simulación, así como también por el tamaño del filtro utilizado para modelar la trayectoria del eco acústico. Puesto que sabemos [20] que el tiempo de convergencia del algoritmo NLMS disminuye a medida que la señal de entrada esté más coloreada así como también cuando aumenta el orden del filtro.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las pruebas objetivas en lo referente a la atenuación del eco residual después de una situación de voz simultánea TCLwdt, se observa que el sistema prácticamente no sufre ningún desajuste en la estimación de la de la trayectoria de eco (véase figura 6.2). Sin embargo, cuando se aplicaron las pruebas subjetivas al sistema las personas del panel detectaron un incremento en la potencia del eco residual después que terminó una situación de voz simultánea. Aquí se tiene un resultado que no concuerda fielmente con la evaluación objetiva, y una de las razones de esto puede ser que en la evaluación objetiva se conocía muy bien algunos parámetros tales como la potencia del ruido, y por ende el valor de algunas constantes de umbral utilizada por los detectores de actividad de voz remota y simultánea. A diferencia de las pruebas objetivas que se llevaron a cabo en tiempo real, donde no se conoce la potencia del ruido en los cuartos de conferencia, y por ende el ajuste de las constantes de umbral utilizados por los detectores

El sistema se comporta estable cuando se tienen niveles normales de operación en los niveles de las bocinas, aún cuando se aproxima el micrófono hacia la bocina. Pero en condiciones extremas de operación (máximo volumen en las bocinas y en los amplificadores de entrada a los micrófonos), el sistema pierde calidad en la cancelación de eco acústico y se convierte en un sistema potencialmente inestable. Este resultado se atribuye a la distorsión no lineal que se produce cuando los amplificadores tienen una ganancia muy elevada. Esta distorsión no lineal, no puede ser modelada por los filtros adaptables que cuenta el sistema. Provocando que no se tenga una estimación de la trayectoria del eco. Trayendo como consecuencia el mal funcionamiento del sistema.

Capítulo 7. Conclusiones y trabajo futuro

En este capítulo se presenta un análisis de los resultados obtenidos durante el desarrollo de este trabajo de tesis, discutiéndose las conclusiones particulares que se obtuvieron en cada uno de los capítulos que se presentaron. También se presentan algunas sugerencias sobre algún trabajo futuro que se pudiese desarrollar basado en el presente trabajo.

En el desarrollo del capítulo 2, se encontró que el tipo de filtro recomendado para modelar las propiedades acústicas de los cuartos de conferencias, son los filtros de respuesta al impulso finita (FIR). Ya que este tipo de filtros tienen garantizada su estabilidad durante la adaptación, además de que no presentan ninguna desventaja con respecto a sus contrapartes los filtros de respuesta infinita (IIR), los cuales por su naturaleza de formar un lazo cerrado, si no se tiene el cuidado necesario pueden hacerse inestables. En los principios de la investigación se pensó que se podría tomar el reto de trabajar con los filtros IIR, sin importar que éstos sean potencialmente inestables, si como resultado se tuviera una significativa reducción en complejidad computacional. Sin embargo, investigaciones como las que presenta [4] demuestran que cuando se pretende modelar un sistema acústico, los filtros de respuesta al impulso infinita requieren del mismo número de coeficientes que los filtros de respuesta al impulso finita.

Se encontró en el desarrollo del capítulo 2, que con un filtro FIR de 2500 coeficientes es posible obtener un buen modelo de un cuarto de conferencias el cual tenga retrasos de hasta 300 ms. Pero si observamos el comportamiento de la respuesta al impulso con respecto al tiempo (figura 2.2), se observa que la energía de los impulsos va decreciendo conforme aumenta el tiempo. De tal forma que si se tiene un filtro que pueda modelar perfectamente un retraso de 300 ms, pero los retrasos del sonido dentro de una sala de conferencia son mayores de este valor, el filtro podrá modelar los primeros 300 ms de retraso que son donde se encuentra la mayor concentración de energía, teniéndose una buena cancelación de eco acústico, aún cuando se hayan dejado cierta parte de la respuesta al impulso sin modelar.

En el futuro se recomendaría la implementación de un módulo que permita el cálculo automático del orden del filtro adaptable dependiendo de las dimensiones del cuarto de conferencia donde el sistema se ponga a funcionar. Porque a pesar de que un filtro de un orden mayor que el requerido (sobrestimación) puede modelar la respuesta al impulso de un cuarto de conferencia, el tiempo de convergencia disminuye con el orden del filtro. Por otro lado, cuando se tiene un filtro adaptable de orden menos que el requerido (subestimación), se puede dejar sin estimar parte de la respuesta al impulso con alta concentración de energía. De este modo se tendría un tiempo máximo de convergencia (el determinado por el algoritmo y el máximo orden del filtro), pero se lograría una disminución en el tiempo de convergencia para los cuartos de conferencia donde se requiera la utilización de filtros de orden menor (cuartos de conferencia con retrasos en los ecos acústicos menores al que puede modelar el máximo orden del filtro).

Se encontró en el desarrollo del capítulo 4 que dentro de un sistema de comunicación telefónica a manos libres la respuesta en frecuencia combinada de todo el sistema puede hacer que se tenga

una ganancia de lazo mayor que la unidad, condición necesaria para que el sistema comience a oscilar. De aquí que en el diseño de un sistema de cancelación de eco no baste con asegurar la atenuación suficiente en una parte del circuito (es decir en una sola sala de conferencias) pues las condiciones de la otra sala de conferencias puede hacer que el sistema oscile. Surgiendo así la necesidad de implementar un módulo de procesamiento que nos asegure la estabilidad bajo todas las condiciones.

Con la implementación del circuito controlador de oscilación basado en el filtro de ranura adaptable, fue posible mantener la estabilidad del sistema a un bajo costo computacional, sin la necesidad de aplicar ninguna atenuación a las señales de voz. Hecho que resulta muy apreciable, dado que es indeseable que para mantener la estabilidad del sistema se tengan que alterar las señales en cualquier estado de la comunicación telefónica.

El sistema se comporta estable cuando se tienen niveles normales de operación en los niveles de las bocinas, aún cuando se aproxima el micrófono hacia la bocina. Pero en condiciones extremas de operación (máximo volumen en las bocinas y en los amplificadores de entrada a los micrófonos), el sistema pierde calidad en la cancelación de eco acústico y se convierte en un sistema potencialmente inestable. Este resultado se atribuye a la distorsión no lineal que se produce cuando los amplificadores tienen una ganancia muy elevada. Esta distorsión no lineal, no puede ser modelada por los filtros adaptables que cuenta el sistema. Provocando que no se tenga una estimación de la trayectoria del eco. Trayendo como consecuencia el mal funcionamiento del sistema.

Se recomienda la implementación de un circuito ó módulo que sirva como auxiliar al circuito controlador de oscilación y que solo entre en operación cuando se tengan en el sistema condiciones extremas de operación (que se tenga una saturación en los amplificadores del sistema de comunicación a manos libres). El cual tenga como objetivo eliminar las condiciones extremas de operación (por medio de la reducción del volumen en las bocinas y/o micrófono en el sistema) para así permitirle al algoritmo adaptable que modele el cuarto de conferencia. Una vez que ya se tenga al sistema trabajando al sistema en condiciones normales de operación, se desactiva a este módulo y se deja funcionando solamente al circuito controlador de oscilación.

Se encontró en el desarrollo del capítulo 6 mediante la aplicación de las pruebas objetivas, que el sistema cumple con los requerimientos más importantes de la recomendación G.167 (excepto con el Tic), lo cual es un buen indicativo que el sistema está trabajando adecuadamente.

El hecho de que el Tic haya estado un poco por debajo de la recomendación G.167, no tuvo repercusión al momento en que se ejecutaron las pruebas subjetivas, pues este resultado no se reflejó con un mal desempeño del sistema (véase tabla 6.2). Sin embargo, si deseamos mejorar el Tic, lo podremos mejorar con la implementación del módulo que permita calcular los retrasos en el cuarto de conferencia (que se recomendó en los párrafos anteriores) lo podremos lograr. También podríamos lograrlo con la implementación de un algoritmo diferente al algoritmo NLMS que se utilizó, aunque esta solución no sería costeable si hacemos una comparación del costo computacional contra el beneficio que se obtendría como resultado. Porque debemos de recordar que las personas que estuvieron participando en la evaluación subjetiva consideraron que el tiempo en que el sistema converge en la estimación de la respuesta al impulso del cuarto de conferencias, es despreciable (véase tabla 6.2).

Bibliografía

- [1] <http://www.coherent.com/articles/desktop/sld004.htm>
- [2] ITU-T Recommendation P.340, *Telephone transmission quality subscriber's lines and sets; transmission characteristics of hands free telephones*, International Telecommunication union
- [3] BREINING Christina, et al., *Acoustic echo control; an application of very high order adaptive filters*. IEEE Signal processing magazine, pp. 42-69, July 1999
- [4] P. LIAVAS Athanasius and Regalia Phillip, *Acoustic echo cancellation; Do IIR models offer better modeling capabilities than their FIR counterparts?*, IEEE Transactions on signal processing, vol. 46, No 9 September 1998
- [5] ITU-T Recommendation G.167, *General characteristics of international telephone connections and international telephone circuits*, International Telecommunication Union.
- [6] DION Messer Fanderburk and Sangil P., *Optimum adaptive filter tap length and delay estimation techniques for a full duplex teleconferencing system*, ICSPAT 93, Santa Clara California, Vol. I, pp 209-212, September 1993
- [7] WIDROW Bernard et al., *Adaptive Noise cancelling: Principles and application*, Proc. IEEE, vol. 63, no 12, pp. 1692 – 1716, December 1975
- [8] D.T:M Slock, *On the convergence behavior of the LMS and normalized LMS algorithms*, IEEE transactions on signal processing, vol. 41, no 9, pp. 2811-2825. September 1993
- [9] HAYKIN Simon, Adaptive filter theory, third edition , Prentice Hall, 1996
- [10] ITU-T Recommendation G.165, *Echo cancellers*, Geneva 1980.
- [11] UBALE W. Anil , Kalyanakrishnan A., V.K Anuradha, and B. Madhukar, *Adaptive filter routines for the Motorola DSP56100 family*, ICSPAT 94, Dallas Texas, vol. I, pp 19-24, October 1994.
- [12] TEXAS INSTRUMENT, *Echo cancellation software for the TMS320C54x*, literature number BPRA054, March 1997.

- [13] Q.I. David, *Acoustic echo cancellation; algorithms and implementation on the TMS320C8x*. Literature number BPRA054, March 1997
- [14] J.R Deller, J.G. Proakis and J.H.L Hansen, Discrete time processing of speech signal, Mc. Millan publishing Company, New york 1993.
- [15] P. Mallela, A. Chishtie Mansor, M. Kuo Sen A TMS320C5x DSP-Based full duplex speakerphone, ICSPAT, Dallas Texas, Vol. I, pp 1-6, October 1994.
- [16] McCOY Kevin, *Digital Voice Echo Canceler Implementation on the TMS320C5x*, Application report No. SPRA142, Texas Instruments, October 1994
- [17] TIAN MU, PK Gupta, Marcus Harte, Danny YIP, *Improved echo canceller and implementation*, Proceeding. of ICASSP'98, Seattle, Washington, May 1998
- [18] F. Capman, J. Boudy and P. Lockwood, Acoustic echo cancellation using a fast QR-RLS algorithm and multirate scheme, proceeding of ICASSP, Detroit , pp. 969-972, May 1995
- [19] SORIA Olivas Emilio, Calpe-Maravilla, Guerrero-Martinez Juan F. Et al, *An easy demonstration of the optimum of the adaptation constant in the LMS algorithm*, IEEE transaction on education, vol 41, No 1, February 1998
- [20] G. Proakis John and G. Manolakis Dimitris, Digital signal processing, principles, algorithms and applications, third edition, prentice hall, New jersey 1996.
- [21] H. Schutze, Convergence of Acoustic echo canceller for Hands-free telephones operating under feedback conditions, IEEE transaction on speech and audio processing, vol. 1, no 2, April 1993.
- [22] SANKARAN Sundar G, *Implementation and evaluation of echo cancellation algorithms*, M. S. Thesis, Virginia polytechnic institute and state university, December 1996.
- [23] S. M Kuo and J. Chen, *New adaptive IIR notch filter and its applications to howling control in speakerphone system*, electronics letter, vol. 28, no. 8, pp. 764-766, April 1992.
- [24] R. Hush Don et al, An adaptive IIR structure for sinusoidal enhancement, frequency estimation and detection, IEEE Transactions on acoustic speech and signal processing, vol. ASSP-34, no. 6, December 1986.
- [25] Cirrus Logic Company data sheet for the CS4218 from CRYSTAL
- [26] DSP56307 24 bit Digital Signal Processor User's Manual, document DSP56307UM/D, Motorola
- [27] DSP56307EVM User's Manual, document DSP56307EVMUM/D, Motorola.

- [28] DSP56307EVM Evaluation module, Advanced information, document DSP56307EVMP /D, Motorola.
- [29] Programming the CS4218 CODEC for use with DSP56307 devices, application note number AN1790/D, Motorola.
- [30] Programming the DSP56307 Enhanced filter Coprocessor (EFCOP), application note number APR39/D, Motorola.
- [31] Using the DSP56300 Direct Memory Access Controller, application note number APR23/D, Motorola.
- [32] CLARK G.A. et. Al., *A unified approach to time and frequency domain realization of FIR adaptive digital filters*, IEEE Trans. on Acoustic Speech Signal Processing, vol. ASSP-31, October 1983, pp. 1073- 1083
- [33] D. Mansour et. al., *Unconstrained frequency domain adaptive filter*, IEEE Trans. Acoustic Speech Signal Processing, vol. ASSP-30 October 1982, pp. 726–734.

Apéndice A Programas usados en lenguaje ensamblador para el DSP56307

A.1 Programa principal (Máquina de estados)

```
nolist
include 'ioequ.asm'
include 'intequ.asm'
include 'ada_equ.asm'
include 'vectors.asm'
include 'far_end_pwr.asm'
include 'filtering.asm'
include 'power_recursion.asm'
include 'updating_coeff.asm'
include 'dcr_contador.asm'
include 'dcr_hang_dt.asm'
include 'dcr_hang_far.asm'
include 'act_u_f.asm'
include 'act_u_u.asm'
include 'double_talk_detect.asm'
include 'adaptive_notch'
;*****
;Buffers for talking to the CS4218
;*****

    org x:$fa0
RX_BUFF_BASE    equ    *
RX_data_1_2     ds     1           ; data time slot 1/2 for RX ISR (left audio)
RX_data_3_4     ds     1           ; data time slot 3/4 for RX ISR (right audio)

TX_BUFF_BASE    equ    *
TX_data_1_2     ds     1           ; data time slot 1/2 for TX ISR (left audio)
TX_data_3_4     ds     1           ; data time slot 3/4 for TX ISR (right audio)

RX_PTR          ds     1           ; pointer for RX buffer
TX_PTR          ds     1           ; pointer for TX buffer

CTRL_WD_12      equ    MIN_LEFT_ATTEN+MIN_RIGHT_ATTEN+LIN2+RIN2
CTRL_WD_34      equ    MIN_LEFT_GAIN+MIN_RIGHT_GAIN

potencia        ds     1
potencia_1      ds     1
error           ds     1
pot_far         ds     1
pot_far_1       ds     1
```

```

double_talk      ds      1
contador         ds      1
hang_dt          ds      1
flag_entri       ds      1
hang_far         ds      1
pot_error        ds      1
pot_error_1     ds      1
pot_nes          ds      1
pot_nes_1       ds      1
un_1             ds      1
un_2             ds      1
yn_1             ds      1
alphan_1        ds      1
yn              ds      1
alphan          ds      1
r               ds      1
div_r           ds      1
r2_             ds      1
r_2            ds      1

```

```

      org y:$fa0
ftr_out         ds      1
coeffilter      ds      1
flag            ds      1
wn             ds      1
alphan_2       ds      1
yn_2           ds      1
bn             ds      1
en             ds      1

```

```

;*****
;Main Program
;*****

```

```

      org p:$400
      jmp START

```

```

;----- CONSTANTS DEFINITION -----

```

```

;-- NLMS algorithm
M      equ      1700          ; FIR filter length
aa     equ      0.01         ; Constant used in the NLMS to avoid dividing by zero
alpha  equ      0.001        ; constant used in the NLMS as step size
;-- power estimation
;a) used to normalize the nlems algorithm
beta   equ      0.0006666666 ; 1/M, constant used in power recursion
beta1  equ      1-beta       ; 0.9993333333
;b) used to detect far end speech
gamma  equ      0.0312       ; 1/32
gamma1 equ      1-gamma
FES_MARGIN  equ      0.00001 ; threshold used to detect far end speech
ERROR_MARGIN equ      0.00001
;--adaptive notch
mun    equ      0.5          ; constant used for the LMS in the adaptive_notch routine
un     equ      0.5          ; constant used to update the parameter bn in the notch filter
rmax   equ      0.95        ; maximum value than the parameter r can take

```



```
rmin      equ    0.5           ; minimum value than the parameter r can take
delta     equ    0.015        ; constant used for incrementing r
betan     equ    0.5           ; threshold used to detect system oscillation
```

START

```
    move #0,r0                ; r0 points to u(n) x:$0
    move #M-1,m0              ; mod M-1 for r0
    move #-2,n0               ; adjustment for filtering
    move #0,r4                ; r4 points to w0
    move m0,m4                ; mod of r4 equals mod r0
    move r4,r5                ; r5 points to w0
    move m0,m5                ; mod of r5 equals to r0
    move m5,m1
    move #7d0,r7
    move m5,m7
    move r4,r1
```

```
    movexp    #$040006,x:M_PCTL ; PLL 7 X 12.288 = 86.016MHz
    movexp    #$012421,x:M_BCR  ; AARx - 1 wait state
    ori       #3,mr             ; mask interrupts
    movec     #0,sp             ; clear hardware stack pointer
    move      #0,omr            ; operating mode 0
    move      #$40,r6           ; initialise stack pointer
    move      #-1,m6            ; linear addressing
    jsr       ada_init          ; initialize codec
```

;variables initialization

```
    move      #-0.5,x0
    move      x0,x:hang_dt      ; hang_dt=-0.5
    move      x0,x:contador     ; contador=-0.5
    move      #$0,y0
    move      y0,y:flag         ; flag=0
    move      y0,x:double_talk  ; double_talk=0
    move      #0.5,y0
    move      y0,x:flag_entrí
    move      #0.4,y0
    move      y0,y:bn
    move      #0.8,y0
    move      y0,x:r
```

loop

```
    jset      #3,x:M_SISR0,*    ; wait for RX frame sync
    jclr      #3,x:M_SISR0,*    ; wait for RX frame sync

    jsr       adaptive_notch
    move      y:bn,a
    cmp       #betan,a
    jle       no_howling
    move      y:en,y0
    move      y0,x:RX_BUFF_BASE
    no_howling

    jsr       far_end_pwr
```

```
IF1    move      #FES_MARGIN,y0 ; if (far_end speech)
       move      x:pot_far,a
```

```

    cmp        y0,a
    jlt        ELSE1
    move       #M,y0
    move       y0,x:hang_far

IF2  clr        a      x:double_talk,y0 ; if (double_talk)
    cmp        y0,a
    jeq        ELSE2
    move       #1200,y0
    move       y0,x:hang_dt

IF3  clr        a      x:contador,y0   ; if (contador<=0)
    cmp        y0,a
    jle        ELSE3

IF4  clr        a      x:flag_entri,y0 ; if(flag_entri==1)
    cmp        y0,a
    jeq        ELSE4
    move       #8000,y0
    move       y0,x:contador
    move       #0.5,y0
    move       y0,y:flag
    move       #0,r5
    do         #M,enddowb           ; wbackup=w
    move       y:(r5)+,y0
    move       y0,y:(r7)+
    enddowb
    jsr act_u_f
    jsr act_u_u
    jmp IF13

ELSE4
    move #0,r4
    move r4,r5
    jsr filtering
    jsr act_u_u
    jmp IF13

ELSE3
    move       #2000,r4
    move       r4,r5
    jsr        power_recursion
    jsr        filtering
    jsr        updating_coeff
    jsr        decr_contador
    jmp IF13

ELSE2
    jsr        dcr_hang_dt
    clr        a      x:hang_dt,y0   ; if(hang_dt>0)
    cmp        y0,a
    jgt        ELSE5

IF6  clr        a      x:contador,y0 ; if (contador<=0)
    cmp        y0,a
    jle        ELSE6
    move       #0,r4

```

```

move      r4,r5
jsr       filtering
jsr       act_u_u
jmp       IF13

```

ELSE6

```

move      #2000,r4
move      r4,r5
jsr       power_recursion
jsr       filtering
jsr       updating_coeff
jsr       decr_contador
jmp       IF13

```

ELSE5

```

move      #0.5,y0
move      y0,x:flag_entrí
clr       a      x:contador,y0      ; if (contador<=0)
cmp       y0,a
jle      ELSE7
move      #0,r4
move      r4,r5
jsr       power_recursion
jsr       filtering
jsr       updating_coeff
jmp       IF13

```

ELSE7

```

move      #2000,r4
move      r4,r5
jsr       power_recursion
jsr       filtering
jsr       updating_coeff
jsr       decr_contador
jmp       IF13

```

ELSE1

```

jsr       decr_hang_far
clr       a      x:double_talk,y0 ; if (double_talk)
cmp       y0,a
jeq      ELSE8
move      #1200,y0
move      y0,x:hang_dt
clr       a      x:hang_far,y0      ; if(hang_far>=0)
cmp       y0,a
jgt      ELSE9
clr       a      x:contador,y0      ; if (contador<=0)
cmp       y0,a
jle      ELSE10
move      #0,r4
move      r4,r5
jsr       power_recursion
jsr       filtering
jsr       updating_coeff
jmp       IF13

```

```

ELSE10
    move    #2000,r4
    move    r4,r5
    jsr    power_recursion
    jsr    filtering
    jsr    updating_coeff
    jmp    IF13

ELSE9
    move    #0,r4
    move    r4,r5
    jsr    filtering
    jsr    act_u_u
    jmp    IF13

ELSE8
    jsr    dcr_hang_dt
    clr    a      x:hang_far,y0      ; if(hang_far>=0)
    cmp    y0,a
    jgt    ELSE11
    clr    a      x:contador,y0      ; if (contador<=0)
    cmp    y0,a
    jle    ELSE12
    move    #0,r4
    move    r4,r5
    jsr    power_recursion
    jsr    filtering
    jsr    updating_coeff
    jmp    IF13

ELSE12
    move    #2000,r4
    move    r4,r5
    jsr    power_recursion
    jsr    filtering
    jsr    updating_coeff
    jmp    IF13

ELSE11
    move    #0,r4
    move    r4,r5
    jsr    filtering
    jsr    act_u_u
    jmp    IF13

IF13
    clr    a      y:flag,y0          ; if(flag==1)
    cmp    y0,a
    ceq    final
    clr    a      x:contador,y0      ; if (contador<=0)
    cmp    y0,a
    jle    final
    clr    a      x:double_talk,y0 ; if ( double_talk==0)
    cmp    y0,a
    jne    ELSE15
    clr    a      x:hang_dt,y0       ; if(hang_dt<0)
    cmp    y0,a

```



```

        jle             ELSE15
        move           #0,r5
        do             #M,enddowb1           ; w=wbackup
        move           y:(r7)+,y0
        move           y0,y:(r5)+
enddowb1
        move           #0,y0
        move           y0,y:flag
        move           y0,x:flag_entr
        jmp            final
ELSE15
        move           #0,y0
        move           y0,x:flag_entr
        move           #0,r5
        do             #M,enddowb2           ; wbackup=w
        move           y:(r5)+,y0
        move           y0,y:(r7)+
enddowb2
final
        jsr            double_talk_detect
        jmp            loop
        include        'ada_init.asm'
end
    
```

A.2 Detector y controlador de oscilación

adaptive_notch

;-*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_*_

```

        move           x:r,y0
        move           #.999999999,x0
        mpy           y0,y0,a               ; r^2
        nop
        move           a,y1
        move           y1,x:r_2             ; save r^2
        move           x0,a
        sub           y1,a                 ; (1-r^2)
        nop
        move           a,x1
        move           x1,x:r2_             ; save (1-r^2)
        move           #0.5,x1
        mpy           x1,y1,b               ; 0.5*r^2
        nop
        add           x1,b                 ; 0.5+0.5*r^2
        nop
        move           b,y0
        andi          #$fe,ccr             ; clear carry bit for div
        rep           #24                  ; ((1-r^2)/(0.5+0.5*r^2))
        div           y0,a
        move           a0,y0
        move           y0,x:div_r           ; save ((1-r^2)/(1+r^2))

; filter output y(n)
        move           x:un_1,x0           ; get u(n-1) and w(n)
    
```

```

move      y:wn,y0
mpy       x0,y0,a          ; w(n)*u(n-1)
move      x:div_r,x1      ; get ((1-r^2)/(1+r^2))
move      a,y1
mpy       x1,y1,a x:un_2,x0 ; w(n)*u(n-1)*((1-r^2)/(1+r^2)) and get u(n-2)
move      x:r2_,y1        ; get (1-r^2)
mpy       x0,y1,b          ; (1-r^2)*u(n-2)
nop
sub       b,a x:yn_1,x1    ; 2*2*w(n)*u(n-1)*((1-r^2)/(1+r^2))-(1-r^2)*u(n-2)
                                ; and get y(n-1)
mpy       y0,x1,b          ; w(n)*y(n-1)
nop
asl      b                  ; 2*w(n)*y(n-1)
add      b,a y:yn_2,y1    ; 2*2*w(n)*u(n-1)*((1-r^2)/(1+r^2))-(1-r^2)*u(n-2)+2*w(n)y(n-1) getting r^2 and y(n-2)
move      x:r_2,x0
mpy      x0,y1,b          ; r^2*y(n-2)
nop

sub      b,a
; y(n)=2*2*w(n)*u(n-1)*((1-r^2)/(1+r^2))-(1-r^2)*u(n-2)+2*2*w(n)y(n-1) -r^2*y(n-2)
nop
move     a,y0
move     y0,x:yn          ; save y(n)
;*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; alpha(n) update
move     x:alphan_1,y0
move     y:wn,x0
mpy     x0,y0,a y:alphan_2,y1 ; w(n)*alpha(n-1)
asl     a                  ; 2*w(n)*alpha(n-1)
move     x:r_2,x1
mpy     x1,y1,b x:un_1,y0    ; r(n)^2*alpha(n-2)
move     x:div_r,x0
sub     b,a                ; w(n)*alpha(n-1)-r(n)^2*alpha(n-2)
nop
mpy     x0,y0,b x:yn_1,x1    ; ((1-r^2)/(1+r^2))*u(n-1)
asr     b                  ; ((1-r^2)/(0.5+0.5r^2))*u(n-1)*0.5
add     b,a
; w(n)*alpha(n-1)-r(n)^2*alpha(n-2)+((1-r^2)/(0.5+0.5r^2))*u(n-1)*0.5
nop
add     x1,a
; alpha(n)=w(n)*alpha(n-1)-r(n)^2*alpha(n-2)+((1-r^2)/(0.5+0.5r^2))*u(n-1)*0.5+y(n-1)
nop
move     x:alphan_1,y1
move     y1,y:alphan_2
move     a,y0
move     y0,x:alphan
move     y0,x:alphan_1
;*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; error calculation (e(n)=u(n)-y(n))
move     x:yn,y0
move     x:RX_BUFF_BASE,a
sub     y0,a                ; e(n)=u(n)-y(n)
nop
;*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; coefficient update

```

```

    move    a,y0
    move    y0,y:en
    move    #mun,x1
    mpy    y0,x1,a x:alphan,x0    ; e(n)*mun and get alpha(n)
    nop
    move    a,y0
    mpy    x0,y0,a y:wn,y1        ; e(n)*mun*alpha(n) and get w(n)
    nop
    add     y1,a                    ; w(n+1)=w(n)+e(n)*mun*alpha(n)
    nop
    move    a,y1
    move    y1,y:wn                ; save w(n+1)
;_*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; adaptation of parameter b
    move    x:RX_BUFF_BASE,a
    move    y:bn,x1
    move    x:yn,x0
    mpy    x1,x0,b                ; b(n)*y(n)
    sub    b,a                    ; ep(n)=u(n)- b(n)*y(n)
    move    #nu,y0
    move    a,y1
    mpy    y1,y0,b                ; nu*ep(n)
    nop
    move    b,y0
    mpy    y0,x0,a                ; nu*ep(n)*y(n)
    nop
    add    x1,a                    ; b(n+1)=b(n)+nu*ep(n)*y(n)
    nop
    move    a,x1
    move    x1,y:bn                ; save b(n+1)
;_*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; check if the wn absolute value is greater than 2*r
    move    y:wn,a
    abs    a
    move    x:r,y0
    cmp    y0,a                    ; if(abs(wn)>2*r/2)
    jlt    salto1
    move    #0.005,y1
    move    y0,a
    sub    y1,a
    nop
    move    a,y0
    move    y0,y:wn                ; wn=(2*r-.01)/2
salto1                                ; else
;_*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; check if the parameter b is lower than -1
    move    y:bn,a
    move    #-0.99,y0
    cmp    y0,a
    jgt    salto2                ; if(b<=-1)
    move    y0,y:bn
salto2
;_*_**_**_**_**_**_**_**_**_**_
; update of the parameter r
    move    x:r,a
    cmp    #rmax,a

```

```

    jgt          salto3
    move        y:bn,b
    cmp         #betan,b          ; if(b>=betan & r<=rmax)
    jlt        salto3
    move        #delta,y0
    add         y0,a              ; r=r+delta
    nop
    move        a,y0
    move        y0,x:r
    jmp         salto4
salto3
    cmp         #betan,b
    jgt        salto4
    cmp         #rmin,a
    jlt        salto4          ; elseif(b<betan & r>=rmin)
    move        #delta,y0
    sub         y0,a              ; r=r-delta
    nop
    move        a,y0
    move        y0,x:r
salto4
    move        x:un_1,y0
    move        y0,x:un_2
    move        x:RX_BUFF_BASE,y0
    move        y0,x:un_1
    move        x:yn,y0
    move        x:yn_1,y1
    move        y1,y:yn_2
    move        y0,x:yn_1
rts

```

A.3 Cálculo de potencia en la terminal remota

```

far_end_pwr
    move        x:RX_BUFF_BASE,x0
    mpyr       x0,x0,a x:pot_far_1,x1 ; find u(n)*u(n), save P(n-1) in x1
    nop
    move        #gamma,y0          ; Get gamma
    move        a1,x0
    mpy        x0,y0,a              ; find gamma*u(n)*u(n)
    move        #gamma1,y0         ; Get (1-gamma)
    macr       y0,x1,a              ; find P(n)
    nop
    move        a,y1                ; save P(n)
    move        y1,x:pot_far
    move        y1,x:pot_far_1
rts

```


A.4 Rutina de inicialización del CODEC

```

*****
; ADA_INIT.ASM Ver 1.1
; Example program to initialize the CS4218
;
; Copyright (c) MOTOROLA 1995, 1996, 1998
; Semiconductor Products Sector
; Wireless Signal Processing Division
;
*****
org          x:
CTRL_WD_HI  ds      1
CTRL_WD_LO  ds      1

;-----
; ESSI0 - audio data
; DSP          CODEC
;-----
CODEC_RESET equ    0    ; bit0 SC00  --> CODEC_RESET~
FSYNC       equ    2    ; bit2 SC02  <-- FSYNC
SCLK        equ    3    ; bit3 SCK0  <-- SCLK
SRD0        equ    4    ; bit4 SRD0  <-- SDOUT
STD0        equ    5    ; bit5 STD0  --> SDIN

;-----
; ESSI1 - control data
; DSP          CODEC
;-----
CCS         equ    0    ; bit0 SC10  --> CCS~
CCLK        equ    1    ; bit1 SC11  --> CCLK
CDIN        equ    2    ; bit2 SC12  --> CDIN

*****
; Initialize the CS4218 codec
;-----
; Serial Mode 4 (SM4), DSP Slave/Codec Master, 32-bits per frame
;
; After a reset, the control port must be written once to initialize it
; if the port will be accessed to read or write control bits. The initial
; write is a "dummy" write since the data is ignored by the codec. A second
; write is needed to configure the codec as desired. Then, the control port
; only needs to be written to when a change is desired, or to obtain status
; information.
;
; Although only 23 bits contain useful data in CDIN, a minimum of 31 bits
; must be written.
;
; CDIN
;-----
; bit 31      0
;-----
; bit 30      mask interrupt
;              0=no mask on MF5:INT pin
;              1=mask on MF5:INT pin
;-----
; bit 29      DO1
;-----

```



```

; set PD2=CDIN as output

bclr          #CODEC_RESET,x:M_PDRC ; assert CODEC_RESET~
bclr          #CCS,x:M_PDRD         ; assert CCS~

;Reset delay for codec
do            #1000,_delay_loop
rep          #1000                  ; minimum 50 ms delay
nop
_delay_loop

;Send control data to codec
bset         #CODEC_RESET,x:M_PDRC  ; deassert CODEC_RESET~
movew       #000c,x:M_IPRP          ; set int priority level for ESSIO to 3
andi        #fc,mr                  ; enable interrupts

dummy_control
move        #0,x0
move        x0,x:CTRL_WD_HI         ; send dummy control data
move        x0,x:CTRL_WD_LO
jsr         init_codec

set_control
move        #CTRL_WD_12,x0
move        x0,x:CTRL_WD_HI         ; LIN2 and RIN2 are inputs
move        #CTRL_WD_34,x0
move        x0,x:CTRL_WD_LO         ; 16 bit data aligned to bit 23
jsr         init_codec

movew       #003e,x:M_PCRC           ; enable ESSIO except SC00=CODEC_RESET
movew       #101807,x:M_CRAO        ; 12.288MHz/16 = 768kHz SCLK,
; 16 bits per word, 2 words per frame
movew       #ff330c,x:M_CRB0        ; Enable REIE,TEIE,RLIE,TLIE,
; RIE,TIE,RE,TE0
; network mode, synchronous,
; out on rising/in on falling,
; shift MSB first,
; external clock source drives SCK

```

rts

; Initialization routine

init_codec

```

clr         a
bclr        #CCS,x:M_PDRD           ; assert CCS
move        x:CTRL_WD_HI,a1         ; upper 16 bits of control data
jsr         bit_bang                ; shift out upper control word
move        x:CTRL_WD_LO,a1         ; lower 16 bits of control data
jsr         bit_bang                ; shift out lower control word
bset        #CCS,x:M_PDRD           ; deassert CCS

```

rts

; Bit-banging routine

bit_bang

```

do          #16,end_bit_bang      ; 16 bits per word
bset       #CCLK,x:M_PDRD        ; toggle CCLK clock high
jclr      #23,a1,bit_low         ; test msb
bset      #CDIN,x:M_PDRD        ; CDIN bit is high
jmp       continue
bit_low
bclr      #CDIN,x:M_PDRD        ; CDIN bit is low
continue
rep       #2                      ; delay
nop
bclr     #CCLK,x:M_PDRD        ; toggle CCLK clock low
lsl      a                       ; shift control word to 1 bit to left
end_bit_bang
rts

```

A5 Rutina de filtrado

```

filtering
move      x:RX_BUFF_BASE,x0      ; get u(n)
clr       a      x0,x:(r0)+ y:(r4)+,y0 ; save u(n), get w0
rep      #M-1                    ; repeat M-1
mac      x0,y0,a  x:(r0)+,x0 y:(r4)+,y0
mac      x0,y0,a
jsr      error_calc
rts
error_calc
move      x:RX_BUFF_BASE+1,y0
move      a,x1
move      x1,y:frt_out
move      y0,a
sub       x1,a
nop
move      a,y0
move      y0,x:TX_BUFF_BASE+1
rts

```

A6 Rutina de cálculo de potencia de una señal

```

power_recursion
move      x:RX_BUFF_BASE,x0
mpyr     x0,x0,a  x:potencia_1,x1 ; find u(n)*u(n), save P(n-1) in x1
nop
move      #beta,y0                ; Get beta
move      a1,x0
mpy      x0,y0,a                  ; find beta*u(n)*u(n)
move     #beta1,y0                ; Get (1-beta)
macr     y0,x1,a                  ; find P(n)
nop
move     a,y1                      ; save P(n)
move     y1,x:potencia
move     y1,x:potencia_1
rts

```


A7 Rutina de actualización de coeficientes

```

updating_coeff
    move        x:potencia,b
    add         #aa,b
    nop
    move        b,y1
    move        #alpha,a          ; get step size alpha
    andi        #$fe,ccr          ; Clear carry bit of CCR for div
    rep         #24                ; Compute 24 bit quotient of alpha/Potencia in a0
    div         y1,a
    move        a0,x0              ; save quotient (norma) in x0
    move        x:TX_BUFF_BASE+1,y0
    mpy         x0,y0,a            ; alpha*error/(Potencia+aa)
    nop
    move        a,x1                ; save alpha*error/(potencia+aa) in x1
    move        x:(r0)+,x0        y:(r4)+,a ; get u(0), h0
    do          #M,_coefupdate     ; update coefficients
    macr x0,x1,a x:(r0)+,x0 y:(r4)+,y0 ; (alpha* e(n)*u(n)/(potencia+aa))+w
    tfr y0,a a,y:(r5)+            ; copy h, save new h
_coefupdate
    move        x:(r0)+n0,x0      y:(r4)-,y0      ; update r0,r4
rts
    
```

A.8 Rutinas auxiliares

```

decr_contador
    clr         a          x:contador,y0
    cmp         y0,a
    jgt         sino          ;if (contador>=0)
    move        y0,a
    dec         a
    nop
    move        a,y0
    move        y0,x:contador
    jmp         fin1
sino
    move #-0.5,y0
    move y0,x:contador
fin1 rts
*****
act_u_u
    move        x:(r0)+,x0
    do          #M,_co
    move        x:(r0)+,x0
_co
    move        x:(r0)+n0,x0
rts
*****
act_u_f
    move        x:RX_BUFF_BASE,x0 ; get u(n)
    move        x0,x:(r0)+        ; save u(n)
    rep         #M-1              ; repeat M-1
    move        x:(r0)+,x0
rts
    
```

Apéndice B. Programas usados en Matlab para simulación

B.1 Detector y controlador de oscilación

%CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N

%EDGAR ANDREI VEGA OCHOA

%Este programa efectúa la operación de un filtro notch adaptativo

```
function [en,wn,r,y,alfa,b]=notch_plus(u,n,wn,r,alfa,y,b)
```

```
rmax=0.95;
```

```
rmin=0.7;
```

```
%r=0.8;
```

```
mu=0.5; %0.95; % tamaño de paso que determina la razón de convergencia y estabilidad del algoritmo
```

```
nu=0.5; % tamaño de paso para la adaptación del parámetro b
```

```
delta=0.015; %incremento para r
```

```
beta=0.5; %constante de umbral se selecciona dependiendo de la SNR pero este valor o menor
```

```
%presenta buenos resultados según Kuo [13]
```

```
y(3)=((1-r^2)/(1+r^2))*2*wn*u(2)-(1-r^2)*u(1)+wn*2*y(2)-r^2*y(1);
```

```
en=u(3)-y(3);
```

```
alfa(3)=wn*2*alfa(2)-r^2*alfa(1)+((1-r^2)/(1+r^2))*u(2)+y(2);
```

```
wn=wn+mu*en*alfa(3);
```

```
alfa=[alfa(2) alfa(3) 0]; % Shifting of alfa
```

```
if (abs(wn)>2*r/2)
```

```
wn=(2*r-.01)/2;
```

```
end
```

```
enp=u(3)-b*y(3);
```

```
b=b+nu*enp*y(3);
```

```
if(b<-1)
```

```
b=-1;
```

```
end
```

```
y=[y(2) y(3) 0]; % Shifting of y
```

```
if(b>=beta & r<=rmax)
```

```
r=r+delta;
```

```
elseif(b<beta & r>=rmin)
```

```
r=r-delta;
```

```
end
```

B.2 Cálculo de potencia en la terminal remota

```
%CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN UNIDAD GUADALAJARA
%EDGAR ANDREI VEGA OCHOA
%Esta funcion encuentra la densidad de potencia de una señal
%X es la señal de entrada
%alfa es un valor que se escoge para cada diferente tamaño de ventana en la estimación de
%potencia
%alfa=1/32 (very short window estimate,4ms)
%alfa=1/128 (short window power estimate,16 ms)
%alfa=1/16384 (long window power estimate)
%Potencia es la estimación de potencia

function [potencia]=power_est_plus(X,alfa,potencia)

potencia(2)= (1-alfa)*potencia(1)+alfa*X^2;
potencia=[potencia(2) 0];
```

B3 Rutina de filtrado

```
%CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN UNIDAD GUADALAJARA
%ESTA FUNCIÓN REALIZA EL ALGORITMO DE ADAPTACION NLMS
%EDGAR ANDREI VEGA OCHOA

function [e,y,w]=nlms(u,d,mu,M,a)

long_menor=min(length(u),length(d));
normas=zeros(1,long_menor);
w=zeros(1,M); %taps initialitation
y=zeros(1,long_menor); %output initialitation
e=zeros(1,long_menor); %error initialitation
u=[zeros(M-1,1);u]; %shifting of u
w=w';

%algorithm implementation

for n=1:long_menor
    y(n)=w*u(n:n+M-1); %actual output
    e(n)=d(n)-y(n); %actual error calculation
    norma=u(n:n+M-1)*u(n:n+M-1); %euclidian norm calculation
    w=w+(mu/(norma+a))*u(n:n+M-1)*e(n); %taps update
end
```

Apéndice C Evaluación de las pruebas subjetivas

C.1 Examen utilizado en las pruebas subjetivas

EVALUACIÓN DEL SISTEMA DE CANCELACIÓN DE ECO ACÚSTICO

Nombre: _____

Especialidad: _____

1.- Por favor uno de los participantes en esta sala lea los siguientes párrafos

Es la mañana llena de tempestad
en el corazón del verano.

Como pañuelos blancos de adiós viajan las nubes,
el viento las sacude con sus viajeras manos.

Innumerable corazón del viento
latiendo sobre nuestro silencio enamorado.

Zumbando entre los árboles, orquestal y divino,
como una lengua llena de guerras y de cantos.

Viento que lleva en rápido robo la hojarasca
y desvía las flechas latientes de los pájaros.

¿ Pueden escuchar la voz del lector a través de la bocina?

[] Excesivo [] Demasiado [] Perceptible [] Apenas perceptible [] Nulo

2.- Por favor otro de los participantes en esta sala lea los siguientes párrafos

Ellas trepan así por las paredes húmedas.
Eres tú la culpable de este juego sangriento.

Ellas están huyendo de mi guarida oscura.
Todo lo llenas tú, todo lo llenas.

Antes que tú poblaron la soledad que ocupas,
y están acostumbradas más que tú a mi tristeza.

Ahora quiero que digan lo que quiero decirte
para que tú las oigas como quiero que me oigas.

El viento de la angustia aún las suele arrastrar.
Huracanes de sueños aún a veces las tumban
Escuchas otras voces en mi voz dolorida.

¿ Pueden escuchar la voz del lector a través de la bocina?

[]Excesivo []Demasiado []Perceptible []Apenas perceptible []Nulo

3.- Por favor otro de los participantes en esta sala lea los siguientes párrafos

En mi cielo al crepúsculo eres como una nube
y tu color y forma son como yo los quiero
Eres mía, eres mía, mujer de labios dulces
y viven en tu vida mis infinitos sueños.

La lámpara de mi alma te sonrosa los pies,
el agrio vino mío es más dulce en tus labios:

oh segadora de mi canción de atardecer,
Cómo te sienten mía mis sueños solitarios!

Eres mía, eres mía, voy gritando en la brisa
de la tarde, y el viento arrastra mi voz viuda.

Cazadora del fondo de mis ojos, tu robo
estanca como el agua tu mirada nocturna.

En la red de mi música estás presa, amor mío,
y mis redes de música son anchas como el cielo.

Mi alma nace a la orilla de tus ojos de luto.
En tus ojos de luto comienza el país del sueño.

¿Pueden escuchar la voz del lector de esta sala a través de la bocina?

[]Excesivo []Demasiado []Perceptible []Apenas perceptible []Nulo

Como escuchas la voz del participante que se encuentra en la otra sala

[] Excelente [] Buena [] Regular [] mala [] insatisfactoria

4.- Por favor otro de los participantes en esta sala lea de nuevo los siguientes párrafos

En mi cielo al crepúsculo eres como una nube
 y tu color y forma son como yo los quiero
 Eres mía, eres mía, mujer de labios dulces
 y viven en tu vida mis infinitos sueños.

La lámpara de mi alma te sonrosa los pies,
 el agrio vino mío es más dulce en tus labios:

oh segadora de mi canción de atardecer,
 Cómo te sienten mía mis sueños solitarios!

Eres mía, eres mía, voy gritando en la brisa
 de la tarde, y el viento arrastra mi voz viuda.

Cazadora del fondo de mis ojos, tu robo
 estanca como el agua tu mirada nocturna.

En la red de mi música estás presa, amor mío,
 y mis redes de música son anchas como el cielo.

Mi alma nace a la orilla de tus ojos de luto.
 En tus ojos de luto comienza el país del sueño.

¿Pueden escuchar la voz del lector de esta sala a través de la bocina?

[] Excesivo [] Demasiado [] Perceptible [] Apenas perceptible [] Nulo

MUCHAS GRACIAS POR TU AYUDA ;

C.2 Guía que se utilizó en la sala de conferencia local

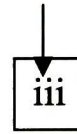
Recomendaciones para las pruebas subjetivas en este cuarto de conferencias

1. Tan solo escuchar sin moverse del lugar donde se encuentre
2. Por favor parece y camine enfrente del micrófono y/o bocina mientras duran los párrafos 3 y 4

Ellas trepan así por las paredes húmedas.
Eres tú la culpable de este juego sangriento.

Ellas están huyendo de mi guarida oscura.
Todo lo llenas tú, todo lo llenas.

*Antes que tú poblaron la soledad que ocupas,
y están acostumbradas más que tú a mi tristeza.*



*Ahora quiero que digan lo que quiero decirte
para que tú las oigas como quiero que me oigas.*

- 3.- Por favor lee el párrafo que se encuentra a la derecha cuando en el otro cuarto estén leyendo el párrafo que se señala

En mi cielo al crepúsculo eres como una nube
y tu color y forma son como yo los quiero
Eres mía, eres mía, mujer de labios dulces
y viven en tu vida mis infinitos sueños.

La lámpara de mi alma te sonrosa los pies,
el agrio vino mío es más dulce en tus labios:

oh segadora de mi canción de atardecer,
Cómo te sienten mía mis sueños solitarios!

Eres mía, eres mía, voy gritando en la brisa
En tus ojos de luto comienza el país del sueño.
y mis redes de música son anchas como el cielo.
Mi alma nace a la orilla de tus ojos de luto.
En la red de mi música estás presa, amor mío,

← Niña morena y ágil, el sol que hace las frutas,
el que cuaja los trigos, el que tuerce las algas,
hizo tu cuerpo alegre, tus luminosos ojos
y tu boca que tiene la sonrisa del agua.

- 4.-Por favor mueva la posición del micrófono, cuando los participantes del otro cuarto estén leyendo el mismo párrafo que se señala en el punto anterior



**Centro de Investigación y de Estudios
Avanzados del IPN**

Unidad Guadalajara

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, aprobó la tesis: IMPLEMENTACIÓN DE UN CANCELADOR DE ECO ACÚSTICO EN UN PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES del(a) C. Edgar Andrei VEGA OCHOA el día 14 de Diciembre de 2001.

Dr. Arturo Veloz Guerrero
Investigador Cinvestav 3A
CINVESTAV GDL
Guadalajara

Dr. Deni Librado Torres
Román
Profesor Investigador 3A
CINVESTAV GDL
Guadalajara

Dr. Aldo Gustavo Orozco
Lugo
Investigador Cinvestav 2A
CINVESTAV México
México, D.F.



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000003924