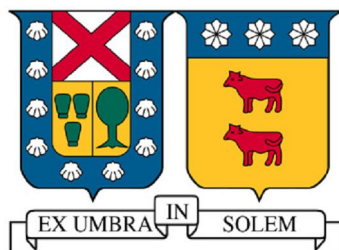


**UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA
MARÍA**

**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAÍSO-CHILE**



**“IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DE
AUDIO BASADO EN DCT CON
PROCESAMIENTO ANALÓGICO”**

FELIPE GUSTAVO ROJAS FUENTES

**MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO
CIVIL ELECTRÓNICO MENCIÓN COMUNICACIONES**

PROFESOR GUÍA : SERGIO OLAVARRÍA

PROFESOR CO-RREFERENTE : HECTOR CARRASCO

DICIEMBRE-2009

“Material de referencia, su uso no involucra responsabilidad del autor o de la Institución”

DEDICATORIA

A mis padres Gustavo y Luisa, a
mis hermanos por su generosa ayuda, y a
los grandes amigos que me animaron en
las duras faenas de trabajo.

RESUMEN

Este desarrollo está enfocado a permitir la síntesis y el análisis espectral de diversas tecnologías aplicables a una señal de audio, la cual es procesada analógicamente por medio de la DCT (Transformada Discreta del Coseno).

Para la identificación de las dificultades percibidas en el desarrollo de interfaces de este tipo, es necesaria la investigación de las soluciones que han sido desarrolladas a la fecha, tanto en materia de productos comerciales, como en patentes y publicaciones.

El diseño del proyecto cuenta con 5 etapas, siendo la primera el proceso de muestreo donde se obtienen 8 muestras a partir de la señal de audio. La segunda etapa es la aplicación de la DCT a cada una de las 8 muestras, consiguiendo 8 valores filtrados. En la tercera etapa, se construye la IDCT que es la transformada discreta del coseno inversa, a fin de recuperar cada una de las 8 señales muestreadas en un inicio. La cuarta etapa corresponde a la restitución de la señal original, donde las 8 muestras se convierten en la señal original. Por último la quinta etapa, corresponde a realizar el diseño del oscilador que va a controlar todo el sistema.

Cada etapa es desarrollada por separado, excepto las etapas 3 y 4 que dependen una de la otra para el funcionamiento del sistema. La idea de esto es permitir realizar investigaciones futuras en cada etapa, las que en primera instancia no pertenecen al desarrollo de este tema de memoria

Palabras clave: DCT, audio, síntesis, procesamiento digital de señales.

ABSTRACT

This development is aimed to allowing the synthesis and spectral analysis of a lot of technologies applicable to an audio signal which is processed analogically through DCT (Discrete Cosine Transform).

To identify the perceived difficulties in developing such interfaces, it is necessary to investigate the solutions that have been developed to this date, both in commercial products such as patents and publications.

This project design counts with 5 stages, starting the audio input, the first is the sampling process where 8 samples were obtained from the audio signal. The second stage is the implementation of the DCT to each of the 8 samples, obtaining 8 filtered values. In the third stage, the IDCT is built which is the inverse discrete cosine transform, for recover every one of the 8 sampled signals of the first. The fourth stage corresponds to the refund of the original signal, where the 8 samples are converted into the original signal. Finally the fifth stage, the design of the oscillator that will control the entire system.

Every stage is developed separately, except for the third and fourth stage that depend each others to the right function of the system. This idea is to allow future investigations at each stage, those that at first instance do not belong to the development of this theme of memory

Keywords: DCT, audio, synthesis, digital signal processing

GLOSARIO

DCT: Transformada discreta del coseno.

DST: Transformada discreta del seno.

Nivel: Señal de entrada a un nivel continuo.

DFT: Transformada discreta de Fourier.

FFT: Transformada rápida de Fourier.

KLT: Transformada de Karhunen-Loève.

MDCT: Transformada discreta del coseno modificada.

Correlación: Resultado de una relación lineal entre dos variables aleatorias.

Nivel: Señal de voltaje de nivel continuo.

PCB: Tarjeta de circuitos impresos.

INDICE

AGRADECIMIENTOS	¡ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO.
RESUMEN.....	III
ABSTRACT	IV
GLOSARIO.....	V
INDICE	VI
INTRODUCCION	IX
CAPITULO 1: DESCRIPCIÓN	1
1.1 DESCRIPCIÓN GENERAL	1
1.2 HISTORIA DE LA TECNOLOGÍA INVOLUCRADA	2
1.3 DCT	6
1.4 PROPIEDADES DE LA DCT	8
CAPITULO 2: DESARROLLO DEL TEMA.....	12
2.1 PROPUESTA	12
2.2 SIMULACIONES	14
CAPITULO 3: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN	22
3.1 PREPARACIÓN.....	22
3.2 REQUERIMIENTOS	23
3.3 DISEÑO PLACA RELOJ.....	24
3.4 DISEÑO PLACA MUESTREO	26
3.5 DISEÑO PLACA DCT.....	28
3.6 DISEÑO PLACA DCT INVERSA.....	31
CAPITULO 4: MEDICIONES.....	36
4.1 DETALLES	36
4.2 ESPECÍFICAS	36
4.3 GENERALES.....	48
CONCLUSIONES	59
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	61
ANEXO A.....	63
ANEXO B	71

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. 1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ANÁLISIS Y SÍNTESIS USANDO DWT	5
FIGURA 1. 2. FUNCIONES BASE COSENOIDALES	7
FIGURA 2. 3: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA	12
FIGURA 2. 4. FUNCIONES BASE CENTRADAS	15
FIGURA 2. 5. MUESTREO DE SEÑAL PRINCIPAL A 500 [Hz]	16
FIGURA 2. 6. SALIDA DCT CON TRASLAPO DE MUESTREO 1 Y 2	17
FIGURA 2. 7. SALIDA DCT CON TRASLAPO DE MUESTRAS 3 Y 4	17
FIGURA 2. 8. SALIDA DCT CON TRASLAPO DE MUESTRAS 5 Y 6	18
FIGURA 2. 9. SALIDA DCT CON TRASLAPO DE MUESTRAS 7 Y 8	18
FIGURA 2. 10. GRÁFICO DE TRASLAPOS 1 Y 2 CON CUENTA PROGRESIVA	19
FIGURA 2. 11. GRÁFICO DE TRASLAPOS 3 Y 4 CON CUENTA PROGRESIVA	19
FIGURA 2. 12. GRÁFICO DE TRASLAPOS 5 Y 6 CON CUENTA PROGRESIVA	19
FIGURA 2. 13. GRÁFICO DE TRASLAPOS 7 Y 8 CON CUENTA PROGRESIVA	19
FIGURA 2. 14. GRÁFICO DE TRASLAPOS 1 Y 2 CON CUENTA U/D	20
FIGURA 2. 15. GRÁFICO DE TRASLAPOS 3 Y 4 CON CUENTA U/D	21
FIGURA 2. 16. GRÁFICO DE TRASLAPOS 5 Y 6 CON CUENTA U/D	21
FIGURA 2. 17 GRÁFICO DE TRASLAPOS 7 Y 8 CON CUENTA U/D	21
FIGURA 3. 18. DIAGRAMA DE CONEXIONES DE PLACA RELOJ	25
FIGURA 3. 19. PLACA CLK TERMINADA	26
FIGURA 3. 20. FILTRO PASA BAJOS SALLÉN KEY	26
FIGURA 3. 21. DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA PLACA DE MUESTREO	27
FIGURA 3. 22. PLACA DE MUESTREO Y RETENCIÓN	28
FIGURA 3. 23. CONFIGURACIÓN INVERSOR Y NO INVERSOR RESPECTIVAMENTE	28
FIGURA 3. 24. DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA UN CANAL EN PARTICULAR DE LA DCT	29
FIGURA 3. 25. CONFIGURACIÓN AMPLIFICADOR SUMADOR Y SALIDA DCT	30
FIGURA 3. 26. PLACA DCT	31
FIGURA 3. 27. SÍNTESIS DE UN CANAL EN FUNCIÓN DE LA DCT INVERSA	32
FIGURA 3. 28. DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA EL CONTROL DE SINCRONISMO DE LOS MULTIPLEXORES	33
FIGURA 3. 29. PLACA DCT INVERSA O IDCT	33
FIGURA 3. 30. SISTEMA IMPLEMENTADO Y LISTO PARA REALIZAR PRUEBAS	34
FIGURA 4. 31. SEÑAL ORIGINAL EN CANAL 1 Y POSTERIOR SEÑAL MUESTREADA EN CANAL 2 PARA 500 [Hz]	37
FIGURA 4. 32. SEÑAL ORIGINAL EN CANAL 1 Y POSTERIOR SEÑAL MUESTREADA EN CANAL 2 PARA 1 [KHz]	37

FIGURA 4. 33. SEÑAL ORIGINAL EN CANAL 1 Y POSTERIOR SEÑAL MUESTREADA EN CANAL 2 PARA 1,5 [KHz].....	38
FIGURA 4. 34. SALIDA DE ETAPA TRASLAPO 8 A FRECUENCIA 500 [Hz]	39
FIGURA 4. 35. SALIDA DE ETAPA TRASLAPO 8 A FRECUENCIA 1[KHz].....	39
FIGURA 4. 36. SALIDA DE ETAPA TRASLAPO 8 A FRECUENCIA 1,5 [KHz]	40
FIGURA 4. 37. MONITOREO DE SALIDA CANAL 500 [Hz] LUEGO DE UNA ENTRADA SINUSOIDAL DE 500 [Hz]	41
FIGURA 4. 38. MONITOREO DE SALIDA CANAL 1 [KHz] LUEGO DE UNA ENTRADA SINUSOIDAL DE 500 [Hz]	42
FIGURA 4. 39. MONITOREO DE SALIDA CANAL 500 [Hz] LUEGO DE UNA ENTRADA SINUSOIDAL DE 1 [KHz]	42
FIGURA 4. 40. MONITOREO DE SALIDA CANAL 1 [KHz] LUEGO DE UNA ENTRADA SINUSOIDAL DE 1 [KHz]	43
FIGURA 4. 41. SALIDA CANAL 500 [Hz] CON CUENTA PROGRESIVA	45
FIGURA 4. 42. SALIDA CANAL 1 [KHz] CON CUENTA PROGRESIVA	45
FIGURA 4. 43. SALIDA CANAL 1,5 [KHz] CON CUENTA PROGRESIVA	46
FIGURA 4. 44. SALIDA CANAL 500 [Hz] CON CUENTA U/D.....	46
FIGURA 4. 45. SALIDA CANAL 1 [KHz] CON CUENTA U/D.....	47
FIGURA 4. 46. SALIDA CANAL 1,5 [KHz] CON CUENTA U/D.....	47
FIGURA 4. 47. SALIDA CANAL 500 [Hz] CON CUENTA PROGRESIVA	48
FIGURA 4. 48. SALIDA CANAL 1 [KHz] CON CUENTA PROGRESIVA	49
FIGURA 4. 49. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 500 [Hz] CON CUENTA PROGRESIVA.....	50
FIGURA 4. 50. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 1 [KHz] CON CUENTA PROGRESIVA.....	50
FIGURA 4. 51. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 1,5 [KHz] CON CUENTA PROGRESIVA.....	51
FIGURA 4. 52. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 750 [Hz] CON CUENTA PROGRESIVA.....	51
FIGURA 4. 53. SEÑAL DE 500 [Hz] RECUPERADA POR EL CANAL 500 [Hz] CON CUENTA U/D.....	52
FIGURA 4. 54. SEÑAL DE 1 [KHz] RECUPERADA POR EL CANAL DE 1[KHz] CON CUENTA U/D	52
FIGURA 4. 55. SEÑAL DE 1 [KHz] RECUPERADA POR EL CANAL DE 1[KHz] CON CUENTA U/D	53
FIGURA 4. 56. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 500 [Hz] CON CUENTA U/D	53
FIGURA 4. 57. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 1 [KHz] CON CUENTA U/D	54
FIGURA 4. 58. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 1,5 [KHz] CON CUENTA U/D	54
FIGURA 4. 59. ENTRADA Y SALIDA FILTRADA DE UNA SEÑAL DE 750 [Hz] CON CUENTA U/D	55
FIGURA 4. 60. PROCESAMIENTO DE UNA SEÑAL DE AUDIO, CANAL 1 SEÑAL ORIGINAL Y CANAL 2 SEÑAL RECUPERADA	55
FIGURA 4. 61. ENTRADA Y SALIDA DE UNA SEÑAL DE AUDIO	56
FIGURA 4. 62. CANAL 1 SEÑAL ORIGINAL Y EN CANAL 2 SEÑAL RECUPERADA.....	56
FIGURA 4. 63. SEÑAL DE 1 [KHz] GENERADA POR ETAPA AMPLIFICADOR SUMADOR	57
FIGURA 4. 64. CURVAS DE FLETCHER-MUNSON.....	58

INTRODUCCION

Durante las últimas décadas, ha surgido un profundo interés en los desarrollos de aplicaciones basadas en transformadas discretas. Ya en la década de los 90's, se comienza formalmente con el análisis y compresión de datos e imágenes usando transformadas discretas [1], para luego emplearlas en aplicaciones de video y actualmente en sistemas de audio. En gran medida, ello ha sido motivado por los constantes avances en la tecnología digital y microelectrónica.

Entre las diversas transformadas que se emplean, destaca la transformada discreta del coseno (DCT: Discrete Cosine Transform), la que comienza a aparecer en compresión de datos a finales de los 90's [2]. Debido a las grandes ventajas que presenta, es utilizada en los actuales estándares de compresión de imágenes, video y audio, como por ejemplo, los formatos JPEG, MPEG y MP3 respectivamente, entre otros.

Este proyecto está enfocado a desplegar posibles alternativas para la compresión, ecualización, encriptación y síntesis de señales de audio. Usando componentes analógicos, para mantener un análisis en cuasi-tiempo real, con el mayor espectro audible permitido. Es por ello que el uso de la DCT es empleado en busca de una posible arista de operación, si bien algo difícil de encontrar, las herramientas actuales permiten definir con mediciones reales la factibilidad y desempeño de este tipo de desarrollos.

En primera instancia, el desarrollo está enfocado a permitir la recuperación de la señal original a fin de realizar cambios de cualquier índole en el sistema. Sin embargo, a medida que se desarrolla la idea, se buscan vías alternativas de desarrollo.

CAPITULO 1: Descripción

1.1 Descripción general

La implementación del sistema, permite la síntesis y el análisis espectral de señales de audio en cuasi tiempo real, esto es debido al procesamiento analógico diseñado, logrando obtener respuestas con un retardo menor a 1 milisegundo.

A pesar de que la aplicación más importante de la DCT es la compresión de imágenes según algunos desarrolladores, también es usada para filtrado, transmisión progresiva de imágenes y reconocimiento de patrones, entre otros. En este caso, se pretende usar las propiedades de filtrado para señales de audio, en la separación y posterior composición de una señal de audio en el rango audible.

Al consultar la literatura técnica, se observa que actualmente, luego de la DFT, la DCT es la transformada más ampliamente utilizada debido a las óptimas características de compactación de energía que posee, además de tener la propiedad de ser la que más adecuada estadísticamente para la correlación de una señal. Sin embargo, la transformada de Fourier es aplicable a todas las señales, lo que implica mayor complejidad en el desarrollo.

La eficiente implementación de la DCT ha sido lograda gracias al desarrollo de variados algoritmos rápidos que emplean únicamente aritmética real, lo que ha contribuido aún mas a su popularidad.

Para el procesamiento de señales de duración finita, como los datos de una imagen que pueden ser simétricos o asimétricos, basta con utilizar DCT o DST

debido a la sencillez de implementación. Aunque DFT es una transformada más amplia, lo que implica que es aplicable a todas las señales, se prefiere la DCT puesto que es más sencilla, mantiene continuidad en las fronteras y la mayor concentración de energía se encuentra a bajas frecuencias.

En la actualidad, la DCT es una de las principales herramientas de compresión de datos para aplicaciones en teleconferencia, videoteléfonos, transmisión de imagen progresiva, videotexto, HDTV, etcétera. En lo que se refiere al procesamiento digital de imágenes, se repasan las principales aplicaciones según orden de importancia

1.2 Historia de la tecnología involucrada

Cualquier desarrollo que ayude a solucionar algún tipo de problema, representa un gran avance tecnológico. Desde tiempos inmemoriales el ser humano busca la perfección en todos los ámbitos de la vida, desde satisfacer las necesidades básicas hasta la satisfacción de necesidades ficticias creadas por él mismo.

Mejorar las percepciones de los 5 sentidos ha sido fundamental, de ellos, la ciencia se ha enfocado principalmente en resolver los problemas de la vista y el oído, puesto que son los que mas afectan a la interacción social, sin restarle importancia al tacto, olfato y gusto.

El desarrollo musical ha sido centro de atención desde la misma existencia de la humanidad, contribuyendo en gran cantidad a la comunicación de todos los seres vivientes. Es por ello que cuando se presenta un posible desarrollo en el ámbito musical, se considera de suma importancia tanto para la comunicación como para el goce o deleite de las personas, y a diferencia de los demás sentidos, hay muchas

formas de variar las señales acústicas. Para ello, se crean diversos tipos de reproductores, formatos, analizadores, ecualizadores y otros, con el único fin de obtener una mejor señal audible, aplicable a los gustos particulares de cada tipo de persona.

De los primeros pasos en la grabación del sonido aparece el fonógrafo de Edison en 1877, luego de ello, se ha puesto especial atención a mejorar las grabaciones de sonido, así como también la forma en que es grabado. Entre los primeros formatos de audio, aparece el monofónico, que consiste en grabar y transmitir en un mismo canal la combinación de todos los instrumentos y voces de una pieza musical o alguna señal de audio específica. La representación acústica de este formato radica en que todo sonido proviene de un solo punto en el espacio, el parlante.

En 1931, el inventor inglés Alan D. Blumlein creó el formato estereofónico que cuenta con dos canales independientes de grabación y reproducción. La primera aparición del sonido estereofónico fue en la célebre película de Walt Disney, *Fantasia* (1940).

Desde esas fechas, se desarrollan generadores de audio electrostáticos [3], como otra forma de operar las señales de frecuencias audibles. Sin embargo, los desarrollos para equipos de baja distorsión y bajo nivel de ruido [4], aparecen como una útil ayuda a los formatos que están apareciendo.

A comienzos de la década de 1970 y con la finalidad de sobreponer las limitantes del sonido estereofónico, se desarrolló el sonido cuadrafónico, que consiste en cuatro canales independientes de grabación y reproducción. Pero debido a su alto costo y dificultad de grabación en vinilos, su desarrollo fue abandonado. Poco tiempo después aparece el formato dolby, donde la señal de audio se separa en cinco canales,

brindando al espectador un ambiente sonoro más realista en comparación con los formatos predecesores. Sin embargo, la sensación sigue siendo un tanto irreal.

Para mejorar la calidad de audio, se desarrollan diversos tipos de amplificadores transistorizados de audio [5] que, si bien ayudan bastante a diferenciar la calidad, crean conceptos como alta fidelidad, para segmentar grupos audibles.

Por aquellas fechas se comienzan a emplear las transformadas discretas para el procesamiento de datos, aún no se usan en imágenes, menos aun en audio.

A finales de los 90's, los estudios en el área acústica, crean interés por las deficiencias auditivas según avanza la edad de las personas [6], sugiriendo a los diseñadores, tomar en cuenta los cambios en la audición que acompañan al aumento de edad. Lo que ayudo a que se publiquen estándares para programas de medición de nivel de audio [7], con lo que se estipula el máximo nivel en que se puede transmitir una señal de audio, si se quiere evitar distorsión acústica, asignando valores numéricos a la magnitud promedio de las señales de programas de audio.

Por lo anterior, se comienzan a utilizar métodos para análisis y síntesis, por medio de transformadas. Una de las primeras en utilizarse es la DWT (Discrete Wavelet Transform) [8], que presenta la capacidad de dar lugar a esquemas de compresión no detectable por el oído. Al usar una sola voz por octava, se puede realizar un análisis musical en términos de contribuciones por cada octava. (Se hace referencia a esta contribución, debido a las semejanzas que muestra con este tema de memoria.)

En la figura 1 se aprecia el esquema desarrollado con la DWT.

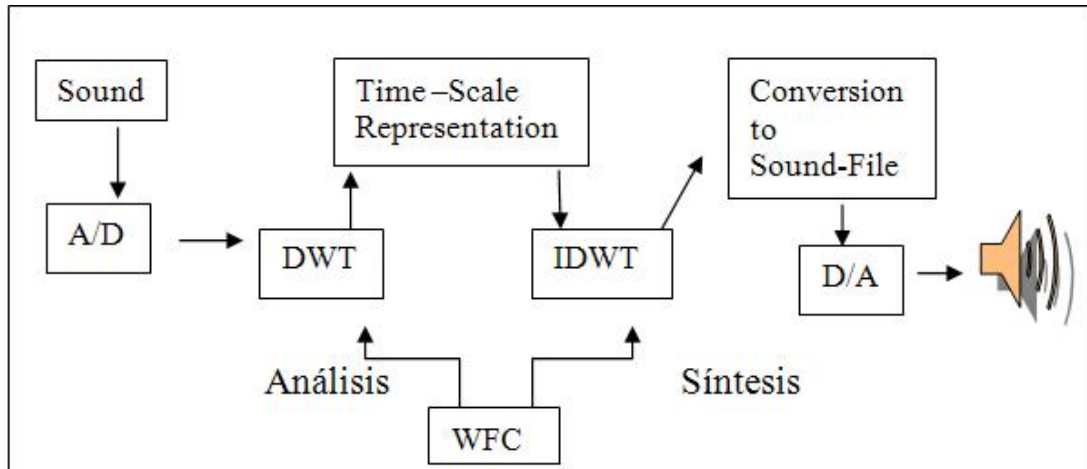


Figura 1. 1. Diagrama de bloques del análisis y síntesis usando DWT

Los avances tecnológicos permiten la digitalización del audio, el que requiere un gran ancho de banda para la transmisión y una enorme cantidad de espacio de almacenamiento. La evolución de los chips de alta velocidad de procesamiento digital de señales logran reducir estas necesidades mediante el empleo de sofisticadas técnicas de compresión de datos que reducen la información redundante e irrelevante en la señal de la fuente [9] [10], donde se explotan las propiedades del sistema auditivo humano al mantener una diferencia entre las formas de onda original y reconstruida, la cual es imperceptible al oído humano.

Junto a los avances mencionados, a finales del siglo XX se observa un avance exponencial referido a la optimización de los sistemas auditivos. Desarrollando diversos análisis, se construyen variedades de códec y sistemas de compresión con la intención de obtener una señal de audio real. Es así, como en 1999 se presentan algoritmos que luego serían hallados como adecuados para el procesamiento de señales de audio sin pérdidas, como la transformada de campo finito [11].

En la actualidad, es común el uso de las transformadas en desarrollos de seguridad y codificación, así como la transformada de Fourier es utilizada para codificación de audio [12], pensada en mejorar la eficiencia de codificación y precisión del modelo psicoacústico, o también, algoritmos para integración de marcas de agua basados en MDCT (transformada discreta del coseno modificada) entre otros tipos de codificación, puesto que la marca de agua tiene doble función de seguridad, es utilizada por diversos desarrolladores desde finales del siglo XX. Siendo destacable comentar que en la actualidad, la DCT es ampliamente usada en “watermarking” o “fingerprinting”, así como la mayoría de las transformadas (Wavelet, Hadamard, Fourier, entre otros).

1.3 DCT

Para comprender y justificar la elección que comprende la base del desarrollo de esta idea, a continuación se presenta la definición matemática de la transformada discreta del coseno unidimensional.

$$C(k) = \alpha(k) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)k}{2N} \right], \quad 0 \leq k < N \quad (\text{Ecuación 1})$$

Donde $C(k)$ corresponde al coeficiente k-ésimo, N corresponde al tamaño de muestras, $f(x)$ es el vector de datos y $\alpha(k)$ se define a continuación.

$$\alpha(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & k = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & k \neq 0 \end{cases} \quad (\text{Ecuación 2})$$

En la ecuación 3 se presenta la correspondiente DCT inversa unidimensional.

$$f(x) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha(k) C(k) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)k}{2N} \right], 0 \leq k < N \quad (\text{Ecuación 3})$$

Como se puede apreciar en la ecuación 4, el primer coeficiente ($k=0$) representa el valor medio de las muestras a obtener, el cual es referenciado como el coeficiente de “DC” o corriente continua según la literatura científica, mientras que los demás son llamados coeficientes “AC” o de corriente alterna.

$$C(0) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \quad (\text{Ecuación 4})$$

Para aclarar las definiciones previas, se ignoran las componentes $f(x)$ y $\alpha(k)$ presentes en la ecuación 1, luego se grafica $\sum_{x=0}^{N-1} \cos \left[\frac{\pi(2x+1)k}{2N} \right]$ considerando 8 muestras ($N=8$) y variando los valores de k según los 8 primeros números cardinales, se obtienen los gráficos presentados en la figura 2.

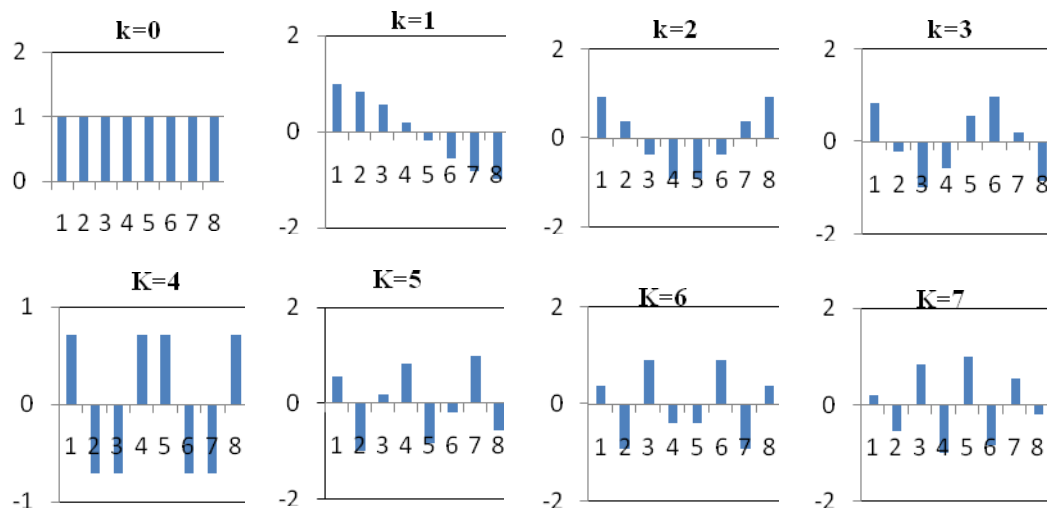


Figura 1.2. Funciones base cosenoidales

En la figura previa se aprecia la concordancia sobre lo que se menciona previamente, mientras que las constantes “DC” se encuentran en $k=0$, los demás valores de k presentan la información correspondiente a las formas de onda que aumentan su frecuencia progresivamente.

Las funciones base son ortogonales entre sí, lo que significa que ninguna de ellas puede ser representada como una combinación lineal proveniente de las otras. Esto puede comprobarse al calcular la sumatoria de todos los coeficientes resultantes de la multiplicación entre dos señales cualesquiera presentadas en la figura 2, la que resulta ser cero. Mientras que la sumatoria de los coeficientes resultantes de la multiplicación de la señal consigo misma resulta un valor escalar diferente de cero.

Una propiedad sumamente importante que posee la DCT es que en caso de escoger una secuencia de entrada mayor a N , ésta permite dividir dicha secuencia en subsecuencias de largo N y aplicar la transformada a cada subsecuencia de forma independiente, enfatizando que los valores de las funciones base no cambian. Por otro lado, si lo harán los valores de la función $f(x)$.

1.4 Propiedades de la DCT

En esta sección se presentarán las propiedades de la DCT de manera general, puesto que la mayoría de las propiedades no son tan necesarias en el desarrollo de este trabajo ya que su mayor énfasis pertenece al procesamiento de imágenes.

1.4.1- La DCT es real y ortogonal, es decir:

$$C = C^* \quad y \quad C^{-1} = C^T \quad (\text{Ecuación 5})$$

1.4.2- Correlación: Una de las grandes ventajas de la DCT es que se pueden separar las señales de entrada según su frecuencia, lo que permite aplicar filtros para eliminar la redundancia y/o las señales que no son detectadas por el oído humano. El análisis de los planos de correlación obtenidos puede hacerse por métodos de fusión para simplificar el tratamiento de datos.

1.4.3- Compactación de energía: La eficacia de un sistema de transformación puede ser directamente medida por su capacidad para introducir la mayor cantidad de datos en el menor número de coeficientes posible. Esto permite descartar los coeficientes con amplitudes relativamente pequeñas, sin introducir distorsión acústica a la señal reconstruida. Lo que brinda una excelente compactación de energía para señales correlacionadas.

1.4.4- Rapidez: La DCT es una transformada rápida. Esto es, la DCT de un vector de N elementos puede calcularse en $(N \log_2 N)$ operaciones a través de una FFT de N -puntos. Lo que se demuestra definiendo una nueva secuencia $f_0(n)$ en la que se reordenan los elementos pares e impares de $f(n)$. Según lo mencionado previamente, esta es una de las propiedades que más influyen para cumplir un muestreo en cuasi tiempo real.

En los estudios de la tecnología involucrada se presenta la FFT, algoritmo usado para obtener la DFT y su inversa, lo que conlleva a permitir el cálculo de la DCT y su correspondiente inversa. Es muy importante reiterar que al ser presentado para la DCT unidimensional es totalmente aplicable en este desarrollo, problema que se debe resolver en procesamiento de imágenes.

Cabe destacar que la DCT no es la parte real de la DFT, sin embargo, la DCT de una secuencia esta relacionada con la DFT de su extensión simétrica.

A partir de la ecuación 1, la secuencia $f(x)$ puede ser expresada como una suma de eventos y una secuencia, como se presenta a continuación.

$$\tilde{f}(x) = f_e(x) + f_o(x) \quad (\text{Ecuación 6})$$

$$f_e(x) = f(2x) = \tilde{f}(x), f_o(x) = f(2x + 1) = \tilde{f}(N - x - 1) \quad (\text{Ecuación 7})$$

Con $0 \leq x \leq \left(\frac{N}{2}\right) - 1$, donde el termino de la sumatoria de la ecuación 1 puede ser separado para obtener lo presentado en la ecuación 8.

$$\begin{aligned} C(k) &= \alpha(k) \left\{ \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2x) \cos \left[\frac{\pi(4x+1)k}{2N} \right] + \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2x+1) \cos \left[\frac{\pi(4x+3)k}{2N} \right] \right\} \\ &= \alpha(k) \left\{ \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f_e(x) \cos \left[\frac{\pi(4x+1)k}{2N} \right] + \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f_o(x) \cos \left[\frac{\pi(4x+3)k}{2N} \right] \right\} \\ &= \alpha(k) \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f(x) \cos \left[\frac{\pi(4x+1)k}{2N} \right] \\ &= \text{Re} \left[\alpha(k) e^{-\frac{j\pi k}{2N}} \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{f}(x) e^{-\frac{j\pi k}{N}} \right] = \text{Re} \left[\alpha(k) W_{2N}^{\frac{k}{2}} DFT \{ \tilde{f}(x) \}_N \right] \quad (\text{Ecuación 8}) \end{aligned}$$

Mientras que para la transformada inversa, resulta $f(2x) = \tilde{f}(2x)$ y la secuencia resulta $f(2x + 1) = \tilde{f}[2(N - 1 - x)]$, con $0 \leq x \leq \left(\frac{N}{2}\right) - 1$.

1.4.5- La DFT es lineal, separable y simétrica, sin embargo es demasiado compleja, lo que conlleva a considerar parámetros innecesarios para trabajar

con señales de audio. Además, la periodicidad implícita de la DFT genera rizados en las discontinuidades ubicadas en las fronteras, resultando un contenido de alta frecuencia realmente significativo.

Según lo mencionado previamente, esta es una de las propiedades que más influyen para cumplir un muestreo en cuasi tiempo real. Además, se presenta entre los estudios de la tecnología involucrada a la FFT, algoritmo usado para obtener la DCT y su correspondiente inversa. Es muy importante recalcar que al ser presentado para la DCT unidimensional es totalmente aplicable en este tema de memoria. Destacando que la DCT no es la parte real de la DFT.

CAPITULO 2: Desarrollo del tema

2.1 Propuesta

La mejor forma de entender la propuesta es a través de la figura 3, el diagrama de bloques que estipula los pasos a seguir por la señal de entrada y el procesamiento correspondiente a cada etapa.

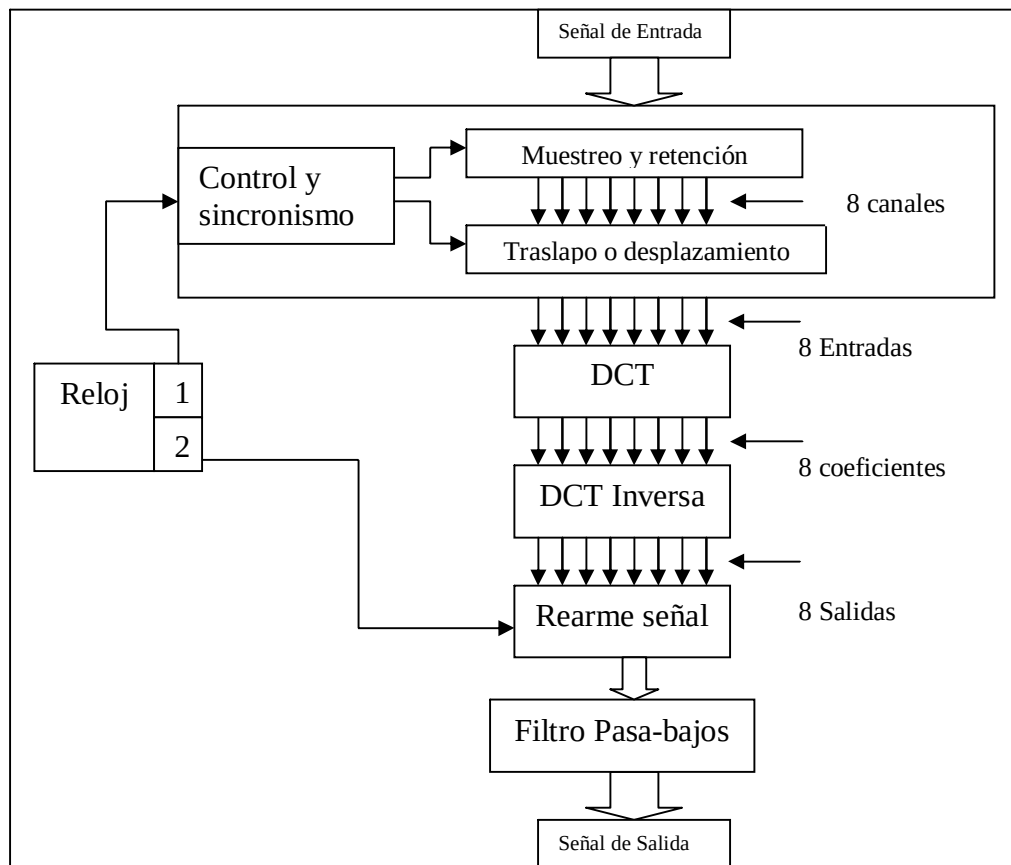


Figura 2. 3: Diagrama de Bloques del sistema

A partir de la figura 3, se aprecia que luego de ingresar una señal de audio, en un

rango de 0 - 3,5 [KHz], se obtiene un muestreo a una frecuencia de 8 [KHz], que es separada en 8 muestras distintas. Cada uno de estos canales es retenido por la sección de traslapo variable, para mantener la muestra un máximo de tiempo igual a 1 [ms].

Luego se procesa aplicando la DCT, que funciona como filtro de frecuencias. Se destaca que el filtraje realizado por la DCT se encuentra diseñado para diferenciar las frecuencias cada 500 [Hz], lo que presenta la primera salida en un rango cercano a 0 [Hz], dejando pasar las señales continuas, luego a un rango de 0,5 [KHz], y así sucesivamente hasta los 3,5 [KHz].

Cada uno de los canales obtenidos, puede ser intervenido a partir de la división de frecuencias, ya sea eliminándolo, invirtiéndolo, o realizando cualquier intromisión que se crea pertinente para un desarrollo en particular. Se destaca que en un primer alcance, esto no forma parte del desarrollo de la memoria.

Luego de realizar la etapa de filtrado utilizando la DCT, cada uno de los 8 canales resultantes es sintetizado utilizando la IDCT (transformada inversa del coseno).

La IDCT está enfocada a ponderar los valores de cada canal, según los mismos valores asignados a la DCT. Esto es, asignar las mismas ganancias dispuestas para la DCT, a fin de recuperar la señal que llega por cada canal filtrado por frecuencia.

El paso siguiente es multiplexar los valores de cada ganancia resultante de la IDCT en cada canal, de tal manera, de obtener una reconstrucción de cada canal según las ponderaciones asignadas. Se establece que este diseño debe incluir un control sobre los multiplexores que permita realizar desplazamientos en el tiempo,

con el fin de permitir desarrollos posteriores en el uso de esta. Un ejemplo de ello es que al ingresar un nivel a la IDCT, se debe obtener la forma de onda de las ponderaciones para cada frecuencia establecida previamente o simplemente una aproximación de los gráficos de la figura 1.

A cada canal se asigna el conjunto de 8 ganancias (IDCT) y 1 multiplexor, por lo que luego de obtener los 8 canales procesados, basta mezclarlos con la misma ponderación para recuperar la señal original que debe ser filtrada para eliminar ruido de alta frecuencia que se puede inducir en el circuito.

2.2 Simulaciones

Para lograr lo previamente mencionado, se realizan diversas evaluaciones, de las cuales se enfatizaran únicamente las que resultan de mayor interés para el desarrollo del tema.

Inicialmente se estudia el rango audible donde el oído humano tiene mayor sensibilidad (aproximadamente 0-3,5 [KHZ]). Los tonos más graves (16-64 [Hz]) son abarcados por la primera y segunda octava. La tercera y cuarta octava tienen los tonos graves medios (64 - 250 [Hz]). La Quinta, Sexta y Séptima octava contienen los primeros armónicos de la mayoría de las fuentes sonoras (250 – 2.000 [Hz]). Para finalizar donde se encuentran los tonos agudos (2.000 – 4.000 [Hz]) en la última octava.

Puesto que la función coseno es una función par, basta utilizar un rango de 180 grados para la obtención de 8 muestras según se aprecia en la ecuación 9. Con ello se

calcula cada rango de valores a utilizar para cada frecuencia como se aprecia en el anexo A, tabla 1.

$$\frac{180^\circ}{8} = 22,5^\circ \rightarrow \frac{22,5^\circ}{2} = 11,25^\circ \text{ centrados} \quad (\text{Ecuación 9})$$

Luego, como se aprecia en el anexo A tabla 2, se calculan los valores de la función coseno para cada uno de los valores de la tabla 1 en radianes.

En la figura 4, se aprecian las funciones base cosenoidales centradas graficadas de los valores evaluados de la tabla 2. Las funciones expuestas en cada gráfico, representan los diversos canales que se utilizan en el desarrollo del tema.

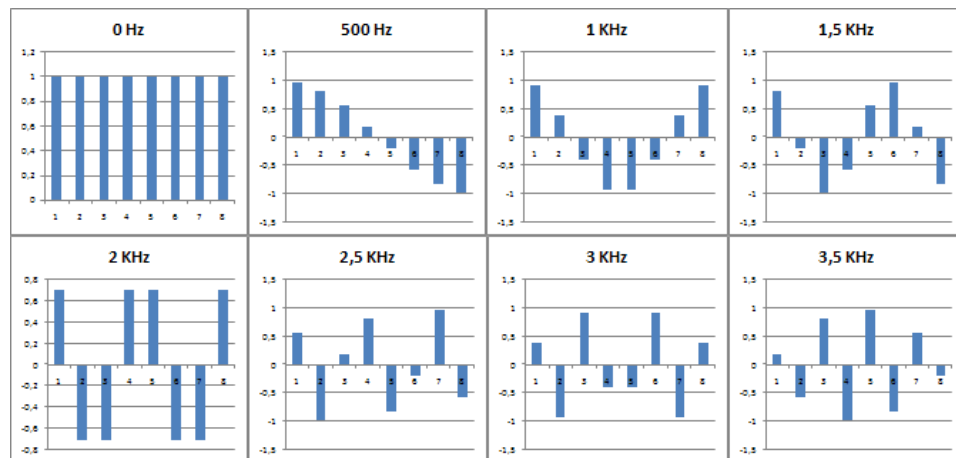


Figura 2. 4. Funciones base centradas

En base a los valores presentados en los gráficos de la figura 4, se realiza un análisis dedicado en base a una frecuencia en particular, a fin de encontrar la arista que permita esclarecer el camino a seguir en el desarrollo del tema.

Se calculan los promedios para las primeras 8 muestras de la señal a 500 [Hz], al aplicar ponderaciones siguiendo la ecuación de la DCT como se puede apreciar en la última fila del anexo A tabla 3. Para generalizar el paso siguiente se crea la tabla 4, donde cada columna representa 8 muestras de la señal de 500 [Hz] desplazadas en 1.

Luego se calculan los valores de las ponderaciones tras la aplicación de la DCT inversa, presentes en anexo A tabla 5, para obtener los valores que generan la forma de onda de salida presentes en negrita en la fila de la izquierda que resulta idéntica a la de entrada presente en la columna de 500 [Hz] de la tabla 2 o primera columna de la tabla 4. Los valores de las salidas se obtienen sumando las filas de la tabla 5. Esto se cumple para todos los valores, sin embargo, sólo se presentan 2 tablas más (anexo A tabla 6 y 7) debido a la gran cantidad de datos que ocuparían todas las muestras.

La frecuencia sobre la que se trabaja es 0,5 [KHz]. Según las funciones base se puede apreciar medio ciclo de una señal cosenoidal, y puesto que hacen falta muestras para completar un periodo, se establece una cantidad de 32 muestras para obtener un mayor detalle según se aprecia en la figura 5.

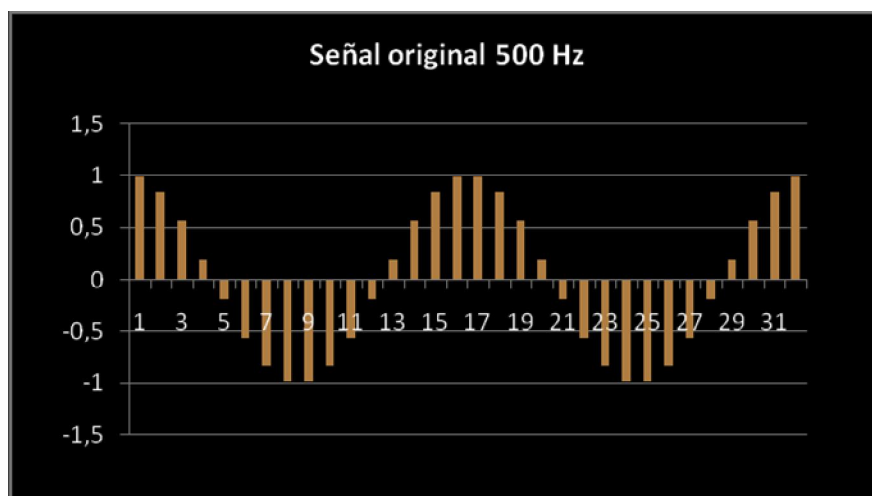


Figura 2. 5. Muestreo de señal principal a 500 [Hz]

Como se menciona previamente, la retención de muestras genera un retardo que es necesario contrarrestar, para lo que se retienen las muestras esperando la cuenta del reloj, lo que se referencia como traslapo. El traslapo 1 hace referencia a que el muestreo se reactiva por cada nueva muestra que ingresa, para ello no es necesario detener el reloj, es lo que aprecia en el anexo A tabla 4. El traslapo 2 hace referencia a una retención de las muestras durante 2 ciclos de reloj, y así sucesivamente.

Al analizar el resultado de aplicar la DCT a la señal muestreada en la figura 4, con diferentes traslapos, se aprecia una interferencia causada por los canales aledaños a la frecuencia de trabajo (500 [Hz]). La que se puede apreciar con mayor detalle en los anexo A tablas 8 a 15, gráficamente se representan en las figuras siguientes, considerando la señal de interés en color rojo, el canal contiguo de menor frecuencia (0 [Hz]) en azul y la señal del canal contiguo de mayor frecuencia (1 [KHz]) en color amarillo.

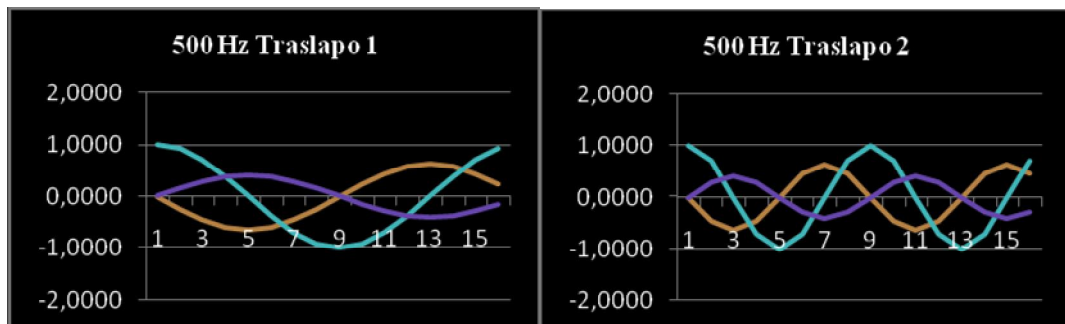


Figura 2. 6. Salida DCT con traslapo de muestreo 1 y 2

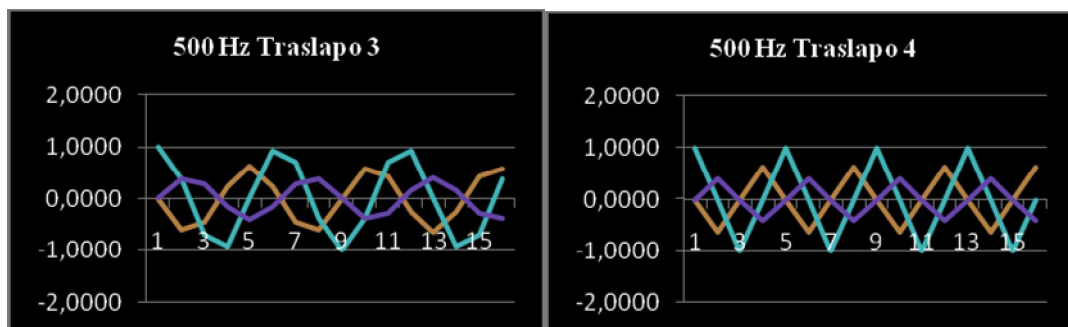


Figura 2. 7. Salida DCT con traslapo de muestras 3 y 4

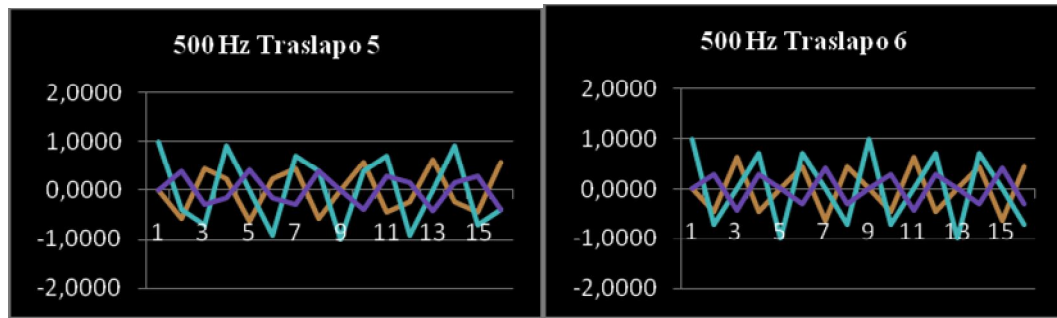


Figura 2. 8. Salida DCT con traslape de muestras 5 y 6

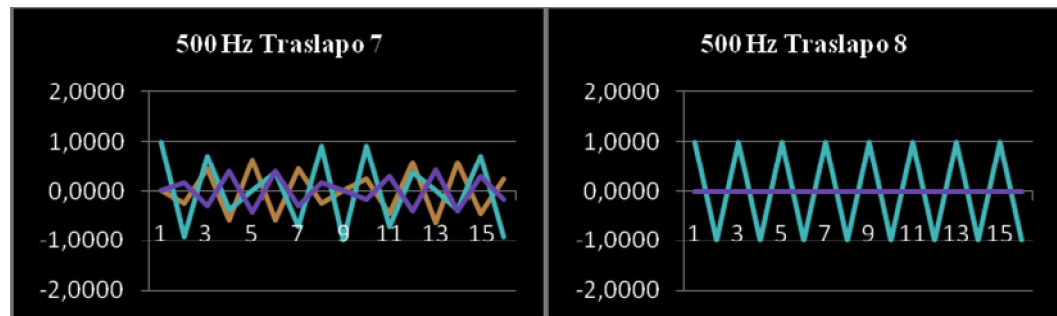


Figura 2. 9. Salida DCT con traslape de muestras 7 y 8

A los valores que se obtienen a la salida de la DCT presentada en las figuras previas, se les aplica la DCT inversa según lo estipulado anteriormente, a fin de buscar dónde se puede recuperar la señal original.

Hasta ahora, se realiza una cuenta progresiva o “UP”, esto es, un reloj que cuenta hasta 7 y luego comienza desde el 0 nuevamente, siempre en la frecuencia 500 [Hz].

A fin de lograr mayor comprensión al respecto, se establece el anexo A tabla 16, donde cada columna representa la salida de la DCT inversa considerando las figuras previas (salidas DCT) como entrada. A continuación se presentan los gráficos de las señales que se recuperan según el traslape que se otorgue.

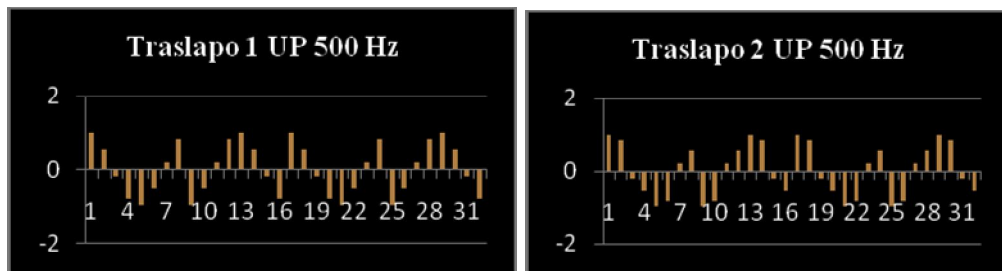


Figura 2. 10. Gráfico de traslajos 1 y 2 con cuenta progresiva

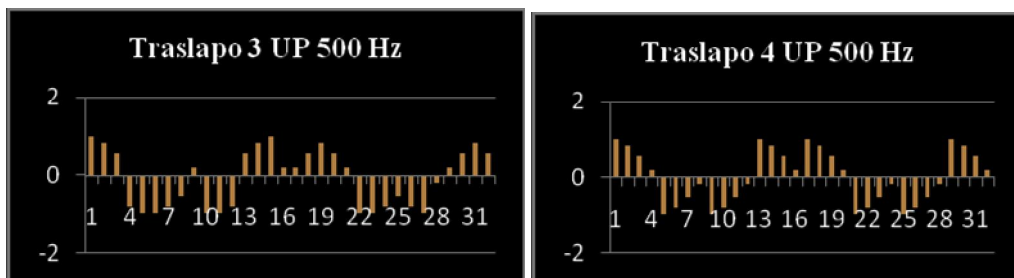


Figura 2. 11. Gráfico de traslajos 3 y 4 con cuenta progresiva

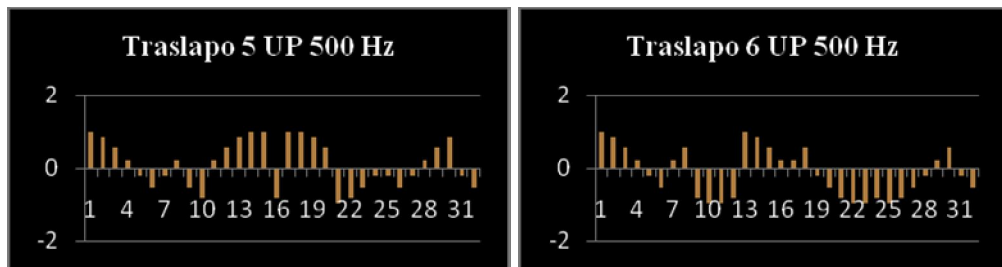


Figura 2. 12. Gráfico de traslajos 5 y 6 con cuenta progresiva

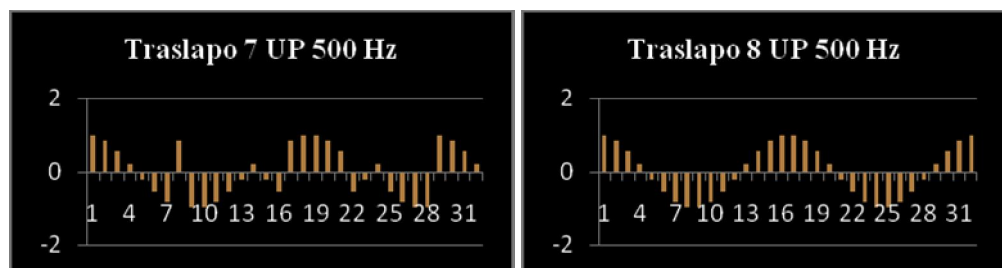


Figura 2. 13. Gráfico de traslajos 7 y 8 con cuenta progresiva

De las figuras previas, se aprecia que el mejor caso se obtiene con un desplazamiento de 8 muestras, por lo que se investiga el comportamiento de las frecuencias restantes apreciando que se obtienen los valores de las funciones base.

Sin embargo, existe un problema para lograr sintetizar la señal si se mantiene una cuenta progresiva, puesto que al contar en un sentido, no se recuperan las funciones base, lo que se puede comprobar ingresando un nivel o “1” lógico al sistema. Prueba a demostrar en capítulo número 4.

En función de lo anterior, al ingresar un nivel en una cuenta progresiva-regresiva o “UP-DOWN”, se logran recuperar las funciones base, lo que permite la síntesis de una señal al acelerar o retardar la velocidad de lectura. Tema que se demostrará en capítulo número 4.

El análisis del sistema con una cuenta U/D es presentado en el anexo A tabla 17, recalando que los valores son obtenidos con una cuenta 0-1-2-3-4-5-6-7-7-6-5-4-3-2-1-0 para lograr “espejar” el medio ciclo muestreado inicialmente y recrear la señal completa, logrando una síntesis perfecta. Presentando a continuación los gráficos del anexo tabla 17, para diversos traslapes manteniendo una señal de frecuencia 500 [Hz]

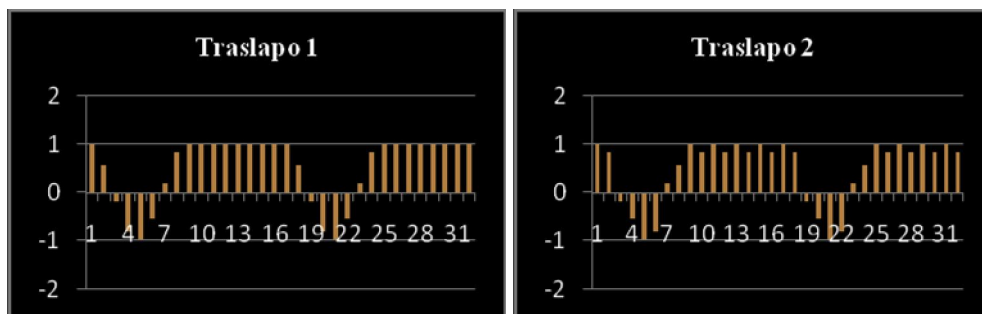


Figura 2. 14. Gráfico de traslapes 1 y 2 con cuenta U/D

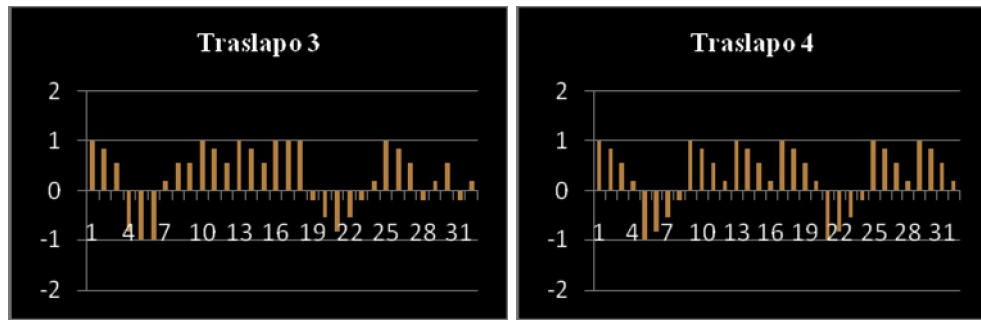


Figura 2. 15. Gráfico de traslajos 3 y 4 con cuenta U/D

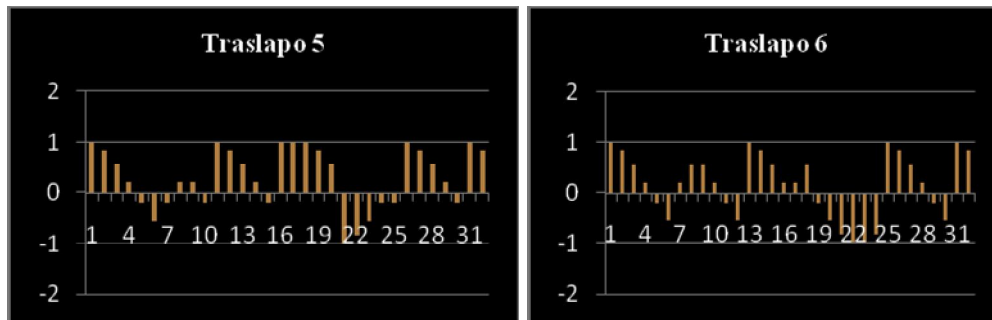


Figura 2. 16. Gráfico de traslajos 5 y 6 con cuenta U/D

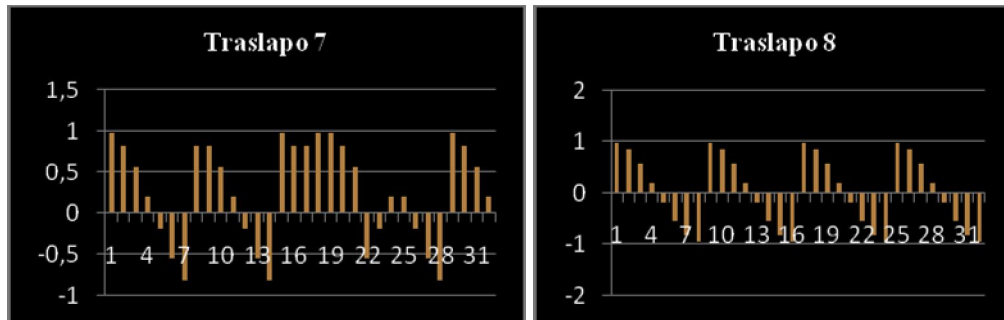


Figura 2. 17 Gráfico de traslajos 7 y 8 con cuenta U/D

Se aprecia que en el mejor caso, cuando ocurre un desplazamiento de 8 muestras, se logra recuperar solo medio ciclo de la señal original. Es importante destacar que los avances no logran ser definitivos ya que ni en el mejor caso se logra una recuperación total.

CAPITULO 3: Diseño e Implementación

3.1 Preparación

El proyecto contempla el diseño y la creación de los circuitos impresos necesarios para la síntesis y filtraje de la señal de entrada. Para realizar las pruebas pertinentes, se utiliza un osciloscopio, inicialmente generador de señales, fuente de poder, multímetro, protoboard, y diversos componentes electrónicos.

En lo correspondiente a la etapa de diseño, el proyecto puede restringirse a 5 secciones principales, la primera contempla el diseño del reloj encargado de mantener el sincronismo del sistema, lo que lleva a la segunda sección, encargado de realizar el muestreo de la señal de entrada y entregar 8 canales que serán filtrados y procesados en las secciones siguientes.

La tercera sección contempla el diseño de la DCT empleando electrónica analógica, por medio de amplificadores operacionales en diferentes configuraciones como se detalla mas adelante. La cuarta sección contempla el diseño de la DCT inversa, encargada de sintetizar los canales provenientes de la DCT, utilizando multiplexores para asignar las correspondientes ganancias y lograr la síntesis de la señal.

Para poder establecer el control de los multiplexores mencionados en la sección anterior, se establece la última etapa, encargada de controlar los multiplexores y lograr una cuenta U/D, además de rearmar la señal original. En este desarrollo, se consideran las dos últimas secciones en un mismo diseño, esto es, incluir la DCT

inversa, el control sobre los multiplexores y la obtención de la señal original en una sola placa “PCB”.

3.2 Requerimientos

Los requerimientos para el sincronismo del sistema o reloj están dados por:

- 1 salida como fuente de frecuencia fija a 8 [KHz]
- 1 salida como fuente variable de frecuencia en torno a 8 [KHz]
- La fuente variable debe permitir variaciones en rango de algunos [Hz]

La etapa de muestreo se diseña en función a los siguientes requerimientos:

- 1 señal de entrada en rango de frecuencias 0-3,5 [KHz]
- 8 salidas muestreadas
- Filtraje pasa bajos con frecuencia de corte a 4 [KHz] o menos para la señal de entrada
- 1 entrada proveniente de la placa reloj para sincronismo

Los requerimientos pertinentes a la placa DCT son:

- Uso de frecuencias en rango audible
- 8 entradas muestreadas provenientes de placa muestreo
- Filtraje cada 500 ciclos
- Procesamiento analógico
- 8 frecuencias distintas de salida
- Procesamiento analógico

Requerimientos placa DCT inversa y control de multiplexores:

- 8 entradas provenientes de placa DCT
- 1 entrada de frecuencia variable proveniente de placa reloj para sincronismo
- 1 salida de la señal procesada
- Reconstrucción de señal de cada canal por multiplexores
- Control sincronismo de multiplexores con el uso de placa reloj
- Filtraje de salida con filtro programable

3.3 Diseño Placa Reloj

Para el diseño de este generador, se estudian las opciones más fiables a desarrollar. Puesto que no se pueden utilizar dispositivos programables, se opta por utilizar un oscilador de cristal para la obtención de la frecuencia base.

Para cumplir los demás requerimientos, se diseña un divisor que permita variar la frecuencia en un rango pequeño, para lo cual, se opta por utilizar un cristal de alta frecuencia que luego en la etapa divisora, permite obtener la frecuencia fija, y además permite obtener la frecuencia variable al cambiar el divisor.

El cristal que se usa, oscila a 25 [MHz] ya que los circuitos integrados utilizados no soportan mayor velocidad de transición. Luego de buscar la electrónica que soporte operaciones a esa velocidad, se diseña la etapa divisora con el uso de dipswitch para controlar binariamente la frecuencia de salida. En la figura 18 se establece el diseño realizado para el funcionamiento de la placa reloj.

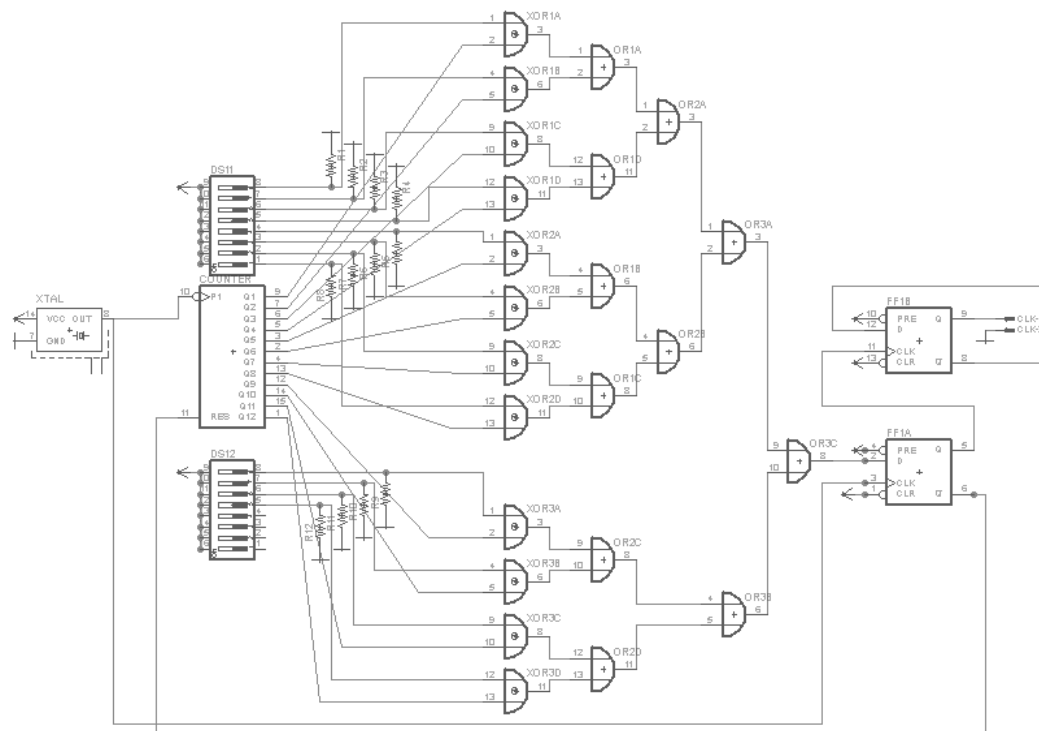


Figura 3. 18. Diagrama de conexiones de placa reloj

Como se puede apreciar en la figura 18, sólo se utiliza lógica digital para la placa reloj, debido a la necesidad de obtener valores fijos y variables en torno a los 8 [KHz].

La disposición de pastillas lógicas (And, Or, Xor) utilizadas está predispuesta para mantener control de la frecuencia al comparar valores predefinidos en los dipswitch y el contador utilizado. Para luego, por medio de un flip flop asignar un ciclo de trabajo de 50%, lo que permite mantener pulsos cuadrados y estables.

En la figura 19 se aprecia la placa CLK terminada, enfatizando la no intervención en ella luego de haber sido construida, es la única placa que no fue modificada luego de su construcción.

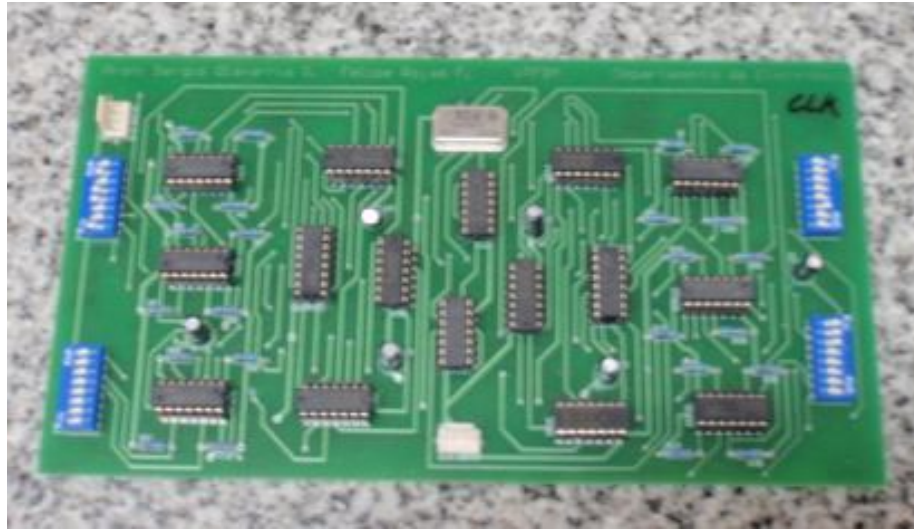


Figura 3. 19. Placa CLK terminada

3.4 Diseño Placa Muestreo

Se diseña filtro pasa bajos Sallen Key utilizando las ecuaciones 10 y 11, según se muestra en el esquema que se presenta en la figura 20.

$$C_1 = 2 \times C_2 \quad (\text{Ecuación 10})$$

$$R_1 = R_2 = \frac{0.707}{2 \times \pi \times f_0 \times C_2} \quad (\text{Ecuación 11})$$

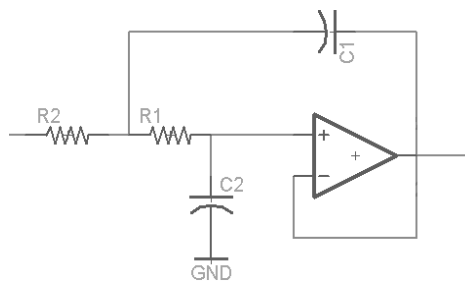


Figura 3. 20. Filtro pasa bajos Sallen Key

Para la etapa de muestreo, se realiza una configuración cascada entre 4 circuitos integrados “sample and hold”, obteniendo una salida muestreada por cada etapa de la cascada. El diseño de esta etapa aparece en un cuadro de color rojo en la figura 21.

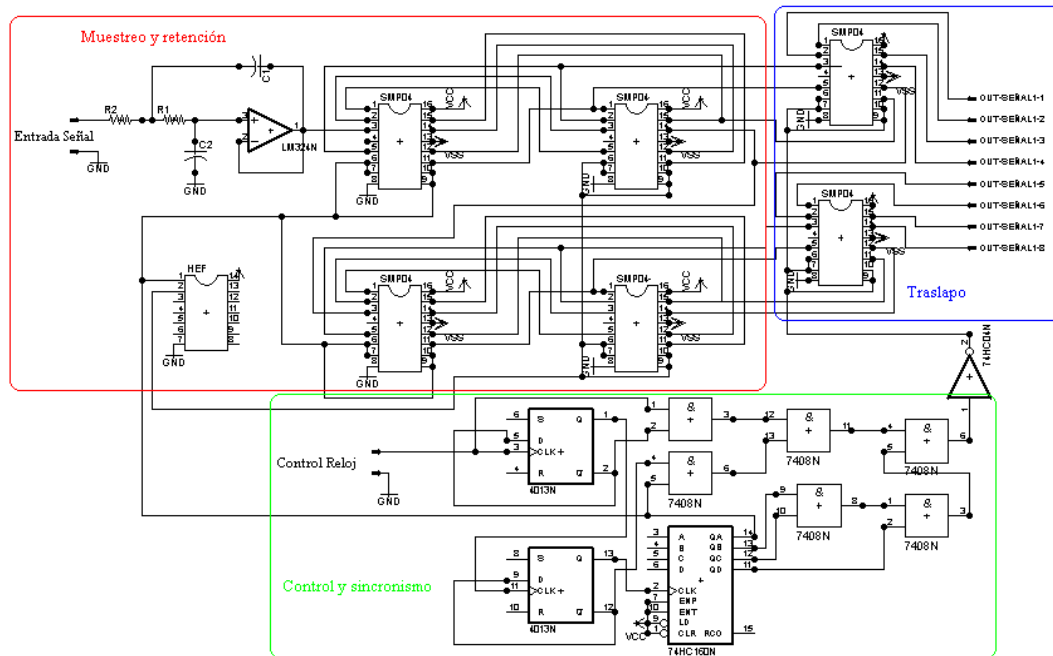


Figura 3. 21. Diagrama de conexiones para placa de muestreo

Como se aprecia en el diagrama previo, se destacan 3 secciones, la de muestreo, la de traslazo, por último la sección encargada de controlar y sincronizar los traslazos, en el recuadro verde se aprecia una configuración para lograr un traslazo de 8 muestras o 1 [KHz], considerando la señal de reloj en 64 [KHz].

Se utiliza un inversor para obtener la señal de control requerida, mientras que la configuración de pastillas lógicas “and” esta enfocada en mantener el ciclo de trabajo inferior al 1%, con lo que se maximiza el uso de los circuitos integrados, minimizando espacio y componentes.

En la figura 22 se aprecia la placa S-H, que representa solo el recuadro rojo de la figura 21, puesto que el tema del traslapo se diseña después de la construcción de esta placa.

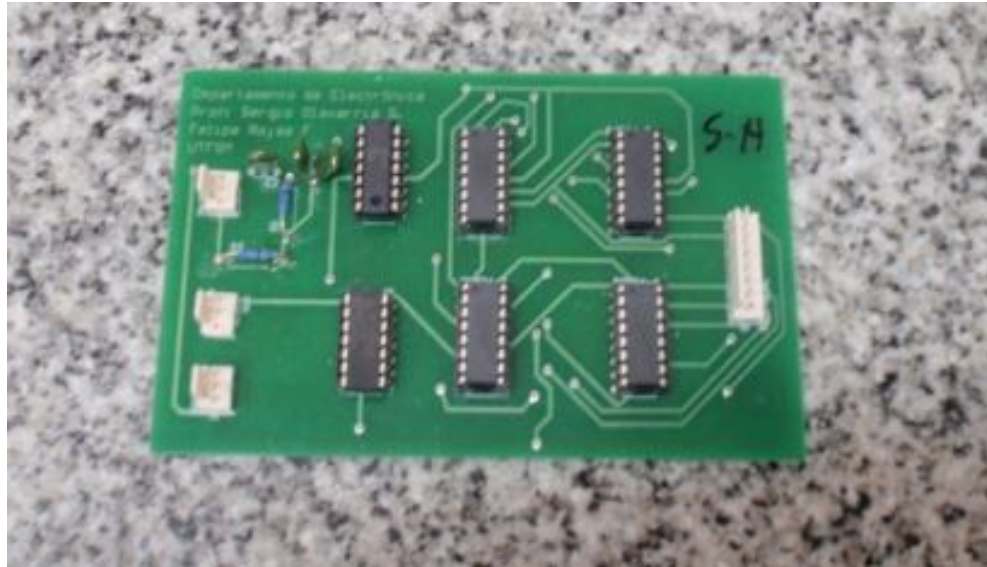


Figura 3. 22. Placa de muestreo y retención

3.5 Diseño Placa DCT

Para la obtención de los valores representados en los gráficos de la figura 4, se utilizan dos configuraciones básicas de amplificadores operacionales, el amplificador inversor y el no inversor, mostrados en la figura 23.



Figura 3. 23. Configuración Inversory no inversor respectivamente

Para el diseño del circuito, se consideran los valores de la tabla 2 como ganancias de las diversas configuraciones de amplificadores operacionales, calculando los valores de las resistencias de la figura 23 según las ecuaciones 12 y 13 para las ganancias negativas y la ecuación 14 para las ganancias positivas.

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \times V_{in} \quad (\text{Ecuación 12})$$

$$R_3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Ecuación 13})$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_4 + R_5} \times V_{in} \quad (\text{Ecuación 14})$$

Según los cálculos obtenidos, los valores de las resistencias calculados se estiman con un error porcentual menor al 0,6 % para las ganancias representadas anteriormente, lo que se puede apreciar en el anexo B, tablas 18 y 19 para las configuraciones inversor y no inversor respectivamente.

El diseño general para cada canal se puede apreciar en la figura 24, observando cada configuración amplificador inversor y amplificador no inversor, como una ganancia de un gráfico en particular de la figura 4.

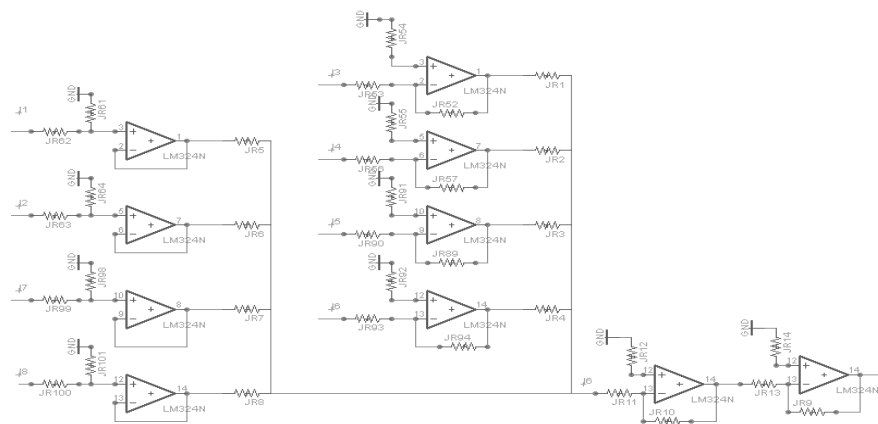


Figura 3. 24. Diagrama de conexiones para un canal en particular de la DCT

El diagrama presentado previamente se replica para los 8 canales y las salidas se juntan en un amplificador sumador como se aprecia en la figura 25.

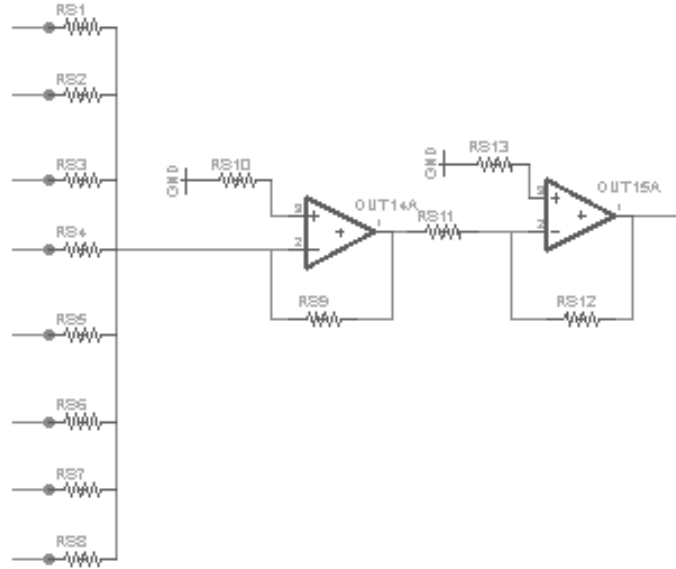


Figura 3. 25. Configuración amplificador sumador y salida DCT

En el esquema previo, se aprecian 8 canales de entrada pertenecientes a las 8 señales provenientes del proceso DCT a través de las resistencias de igual valor RS1 a RS 8, las que pasan por el amplificador sumador inversor generado por las resistencias RS9 y RS10, cumpliendo con los resultados obtenidos de la ecuación 15.

$$V_{out} = \frac{RS9}{RS1} \times [V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + V_5 + V_6 + V_7 + V_8] \quad (\text{Ecuación 15})$$

Por último, las resistencias RS11 a RS13 corresponden a una configuración presentada en la figura 23 con el fin de mantener la fase de la señal.

El resultado obtenido corresponde a la fotografía presentada en la figura 26, donde, según se aprecia, la falta de conectores en la placa genera un grave problema para las conexiones, es por ello que los cables se fijan con huincha aislante, además se aprecia que a diferencia de las demás placas, esta es la única que cuenta con los cables soldados a la placa.



Figura 3. 26. Placa DCT

Se aprecian los diferentes canales numerados según los componentes que utilizan para poder realizar mediciones pertinentes en caso de falla de algún canal.

3.6 Diseño Placa DCT Inversa

Este diseño se enfoca en permitir la síntesis de las señales provenientes de la placa DCT, para lo cual se utilizan las señales creadas en la placa reloj a fin de

controlar los multiplexores con un sistema de cuenta progresiva-regresiva que permite recrear la señal que entra en placa muestreo.

La DCT inversa, utiliza las mismas configuraciones de amplificador inversor y amplificador no inversor mostrados en la figura 23, siendo diferenciada por las salidas de cada canal como se aprecia en la figura siguiente.

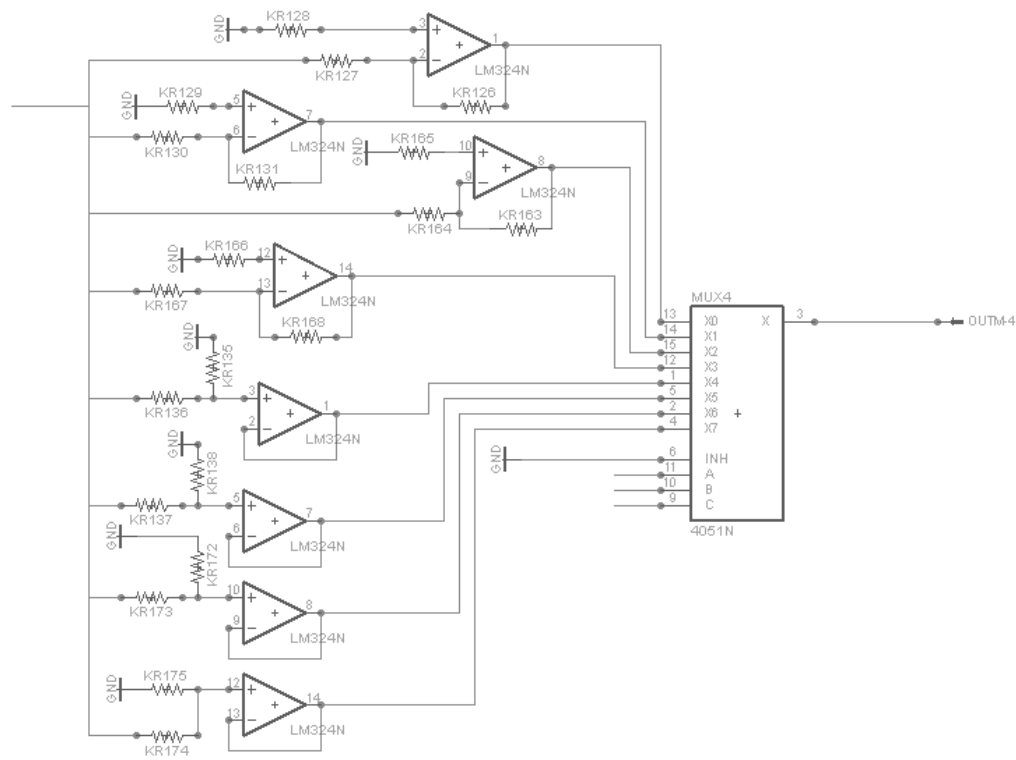


Figura 3. 27. Síntesis de un canal en función de la DCT inversa

Para el control del multiplexor, se realiza un diseño electrónico que permite realizar una cuenta U/D. Sin embargo, la factibilidad de volver a cuenta progresiva esta implícita. Esto se realiza para recuperar la señal inicial, aprovechando las características de paridad ofrecidas por la función coseno.

Un tema importante se encuentra en el control de sincronismo para la señal del multiplexor, requiriendo tanto circuitos integrados de lógica digital, como amplificadores operacionales para establecer comparadores y lograr generar la cuenta de la señal según se aprecia en la figura 28, para luego presentar el diseño final en la figura 29.

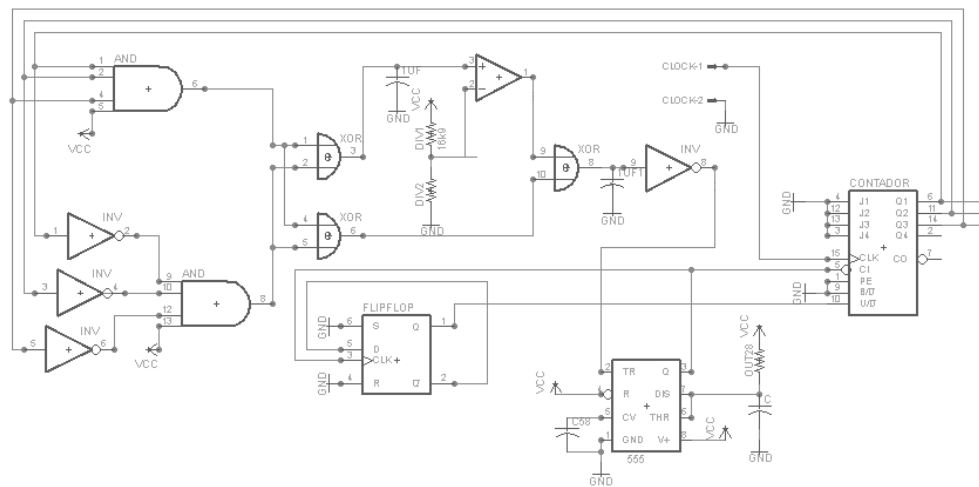


Figura 3. 28. Diagrama de conexiones para el control de sincronismo de los multiplexores



Figura 3. 29. Placa DCT inversa o IDCT

Como se logra apreciar en la fotografía de la figura 29, fue necesaria la intervención de esta PCB debido a algunos problemas detectados luego de las pruebas, sin embargo, el resultado general obtenido es bastante aceptable.

A continuación se presenta una fotografía del sistema en funcionamiento. Base para lograr las mediciones y los resultados de las simulaciones practicas.

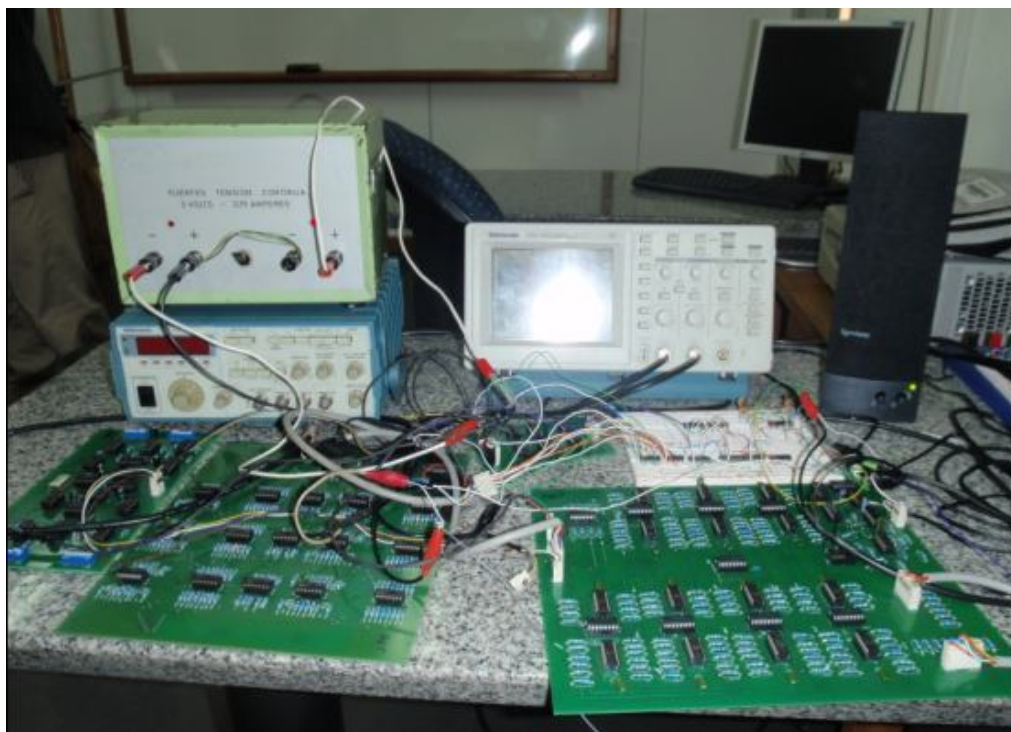


Figura 3. 30. Sistema implementado y listo para realizar pruebas

Según se aprecia en la fotografía previa, es necesario el uso de un protoboard para lograr tanto la generación de traslapos como el filtraje de salida, según se menciona previamente. Diseños que fueron realizados luego de la construcción de las diversas PCB'S.

Se aprecian tanto la fuente de poder, como el generador de señales, utilizado para crear la señal que se introduce al sistema, y el osciloscopio, equipo necesario para la realización de pruebas. Además se observa un parlante a la derecha de la fotografía, el que es utilizado para obtener las señales de audio de archivos musicales que se prueban en el sistema, etapa en la que no se utiliza el generador de señales.

A pesar de realizar el diseño con conectores para la mayoría de las placas, en la fotografía previa, se aprecian bastantes cables que afectan negativamente a la impresión visual. Sin embargo, esto es necesario debido a la necesidad de conectar las PCB'S a los demás dispositivos, incluido el protoboard.

CAPITULO 4: Mediciones

4.1 Detalles

Luego de los diseños realizados, se procede a comprobar el funcionamiento del sistema implementado en la figura 30, lo que permite esclarecer los márgenes de error con los que se cuenta. Siendo importante mencionar que durante el desarrollo de este proyecto, se realizan cambios según se van obteniendo resultados. Es por ello que la placa reloj es la única que conserva su correcta implementación sin modificaciones acorde a lo presentado anteriormente.

Otro Punto importante es destacar que a medida que se van realizando las mediciones respectivas, se utilizan las etapas previas en formato cascada para el funcionamiento de los módulos respectivos.

4.2 Específicas

Placa Muestreo:

- Según mediciones realizadas, se puede establecer un correcto funcionamiento en la obtención de las señales muestreadas. Una de las pruebas realizadas es ingresar una señal sinusoidal de frecuencia variable, para obtener 8 salidas diferenciadas por un leve corrimiento a partir de los chips “sample & hold”, como se aprecia en las figuras 31 a 33 para una señal de frecuencia 500 [Hz], 1 [KHz] y 1,5[KHz] respectivamente.

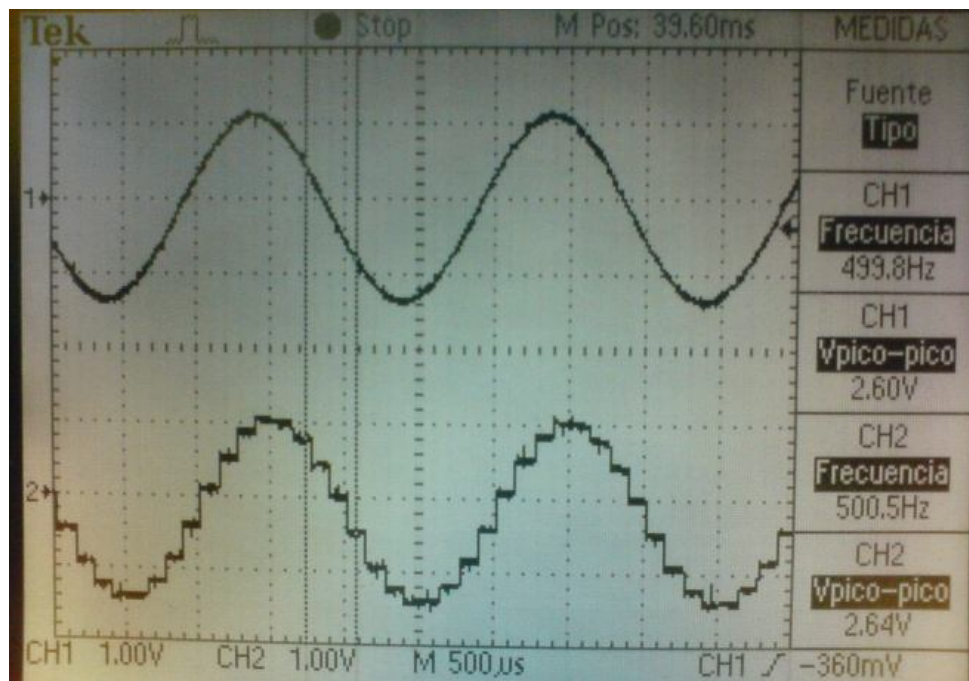


Figura 4. 31. Señal original en canal 1 y posterior señal muestreada en canal 2 para 500 [Hz]

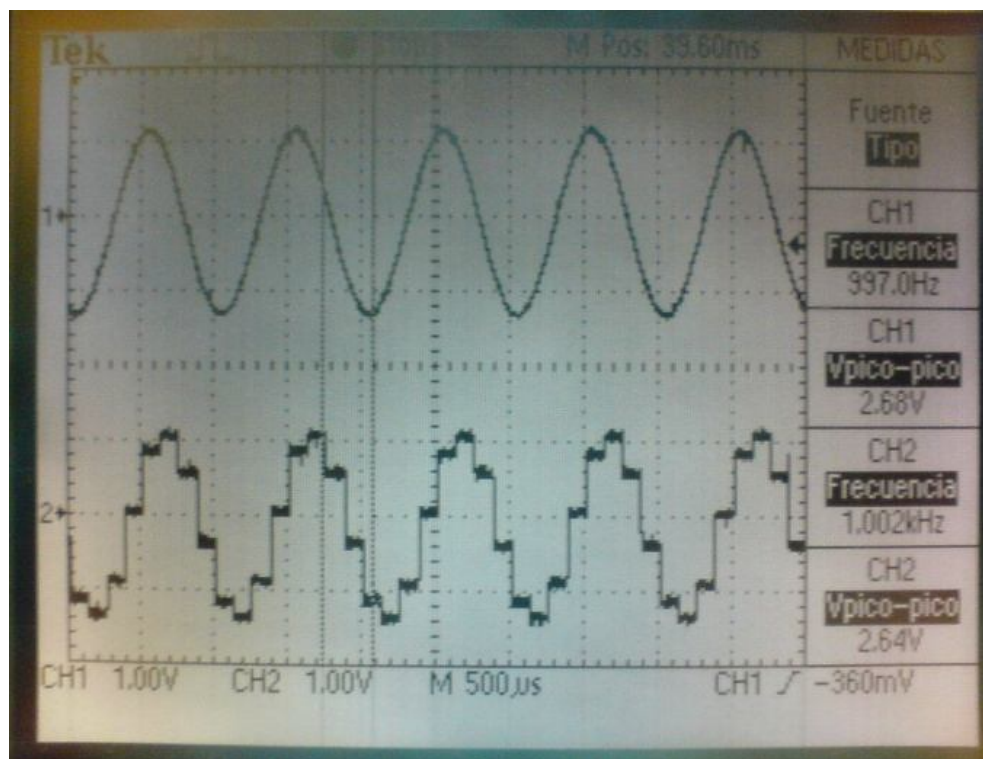


Figura 4. 32. Señal original en canal 1 y posterior señal muestreada en canal 2 para 1 [KHz]

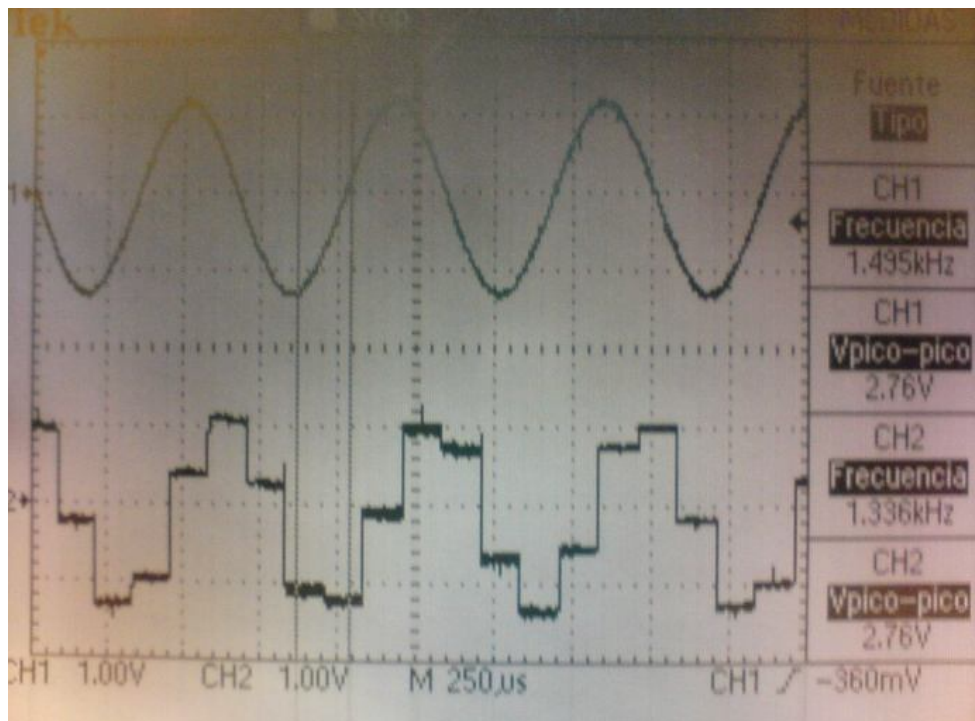


Figura 4. 33. Señal original en canal 1 y posterior señal muestreada en canal 2 para 1,5 [KHz]

- La obtención de las señales presentadas previamente, refleja una gran semejanza con las señales de la simulación realizada sobre las funciones base centradas, presentada en la figura 4. Figuras presentadas a la salida de la etapa de muestreo, esto es, un traslape de 1 para actualizar las señales nada más. Lo mínimo necesario para obtener un muestreo.
- Por otro lado, se comprueba el correcto funcionamiento para el traslape de 8 muestras, donde se logra mantener la señal durante todo el traslape, permitiendo el correcto funcionamiento de esta etapa. Por limitaciones de instrumento, solo se muestra un canal de salida que mantiene la señal por todo el período generando la señal cuadrada presentada en la figura 34 para una señal sinusoidal de frecuencia de 500 [Hz] y luego en las figuras 35 y 36, la misma salida monitoreada con una entrada sinusoidal de frecuencia de 1 [KHz] y 1,5 [KHz] respectivamente.

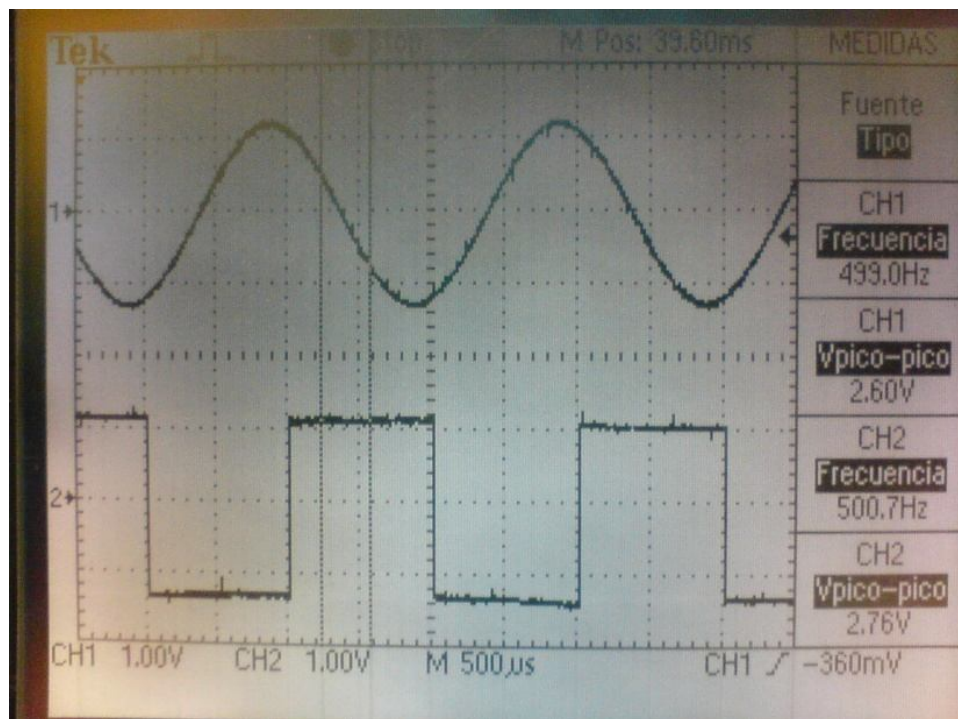


Figura 4. 34. Salida de etapa traslapo 8 a frecuencia 500 [Hz]

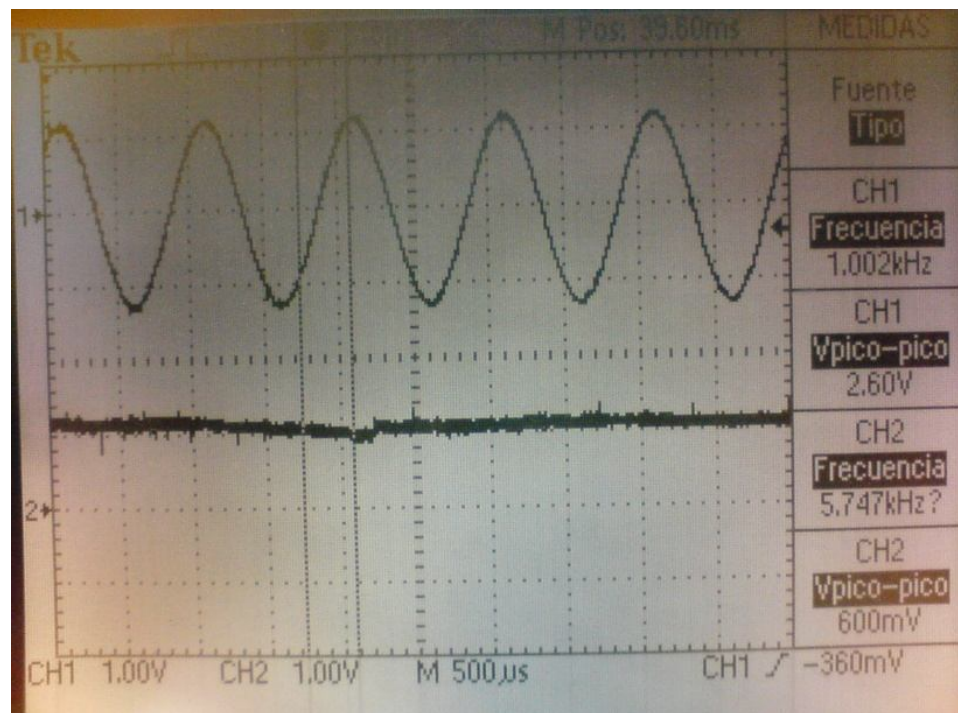


Figura 4. 35. Salida de etapa traslapo 8 a frecuencia 1[KHz]

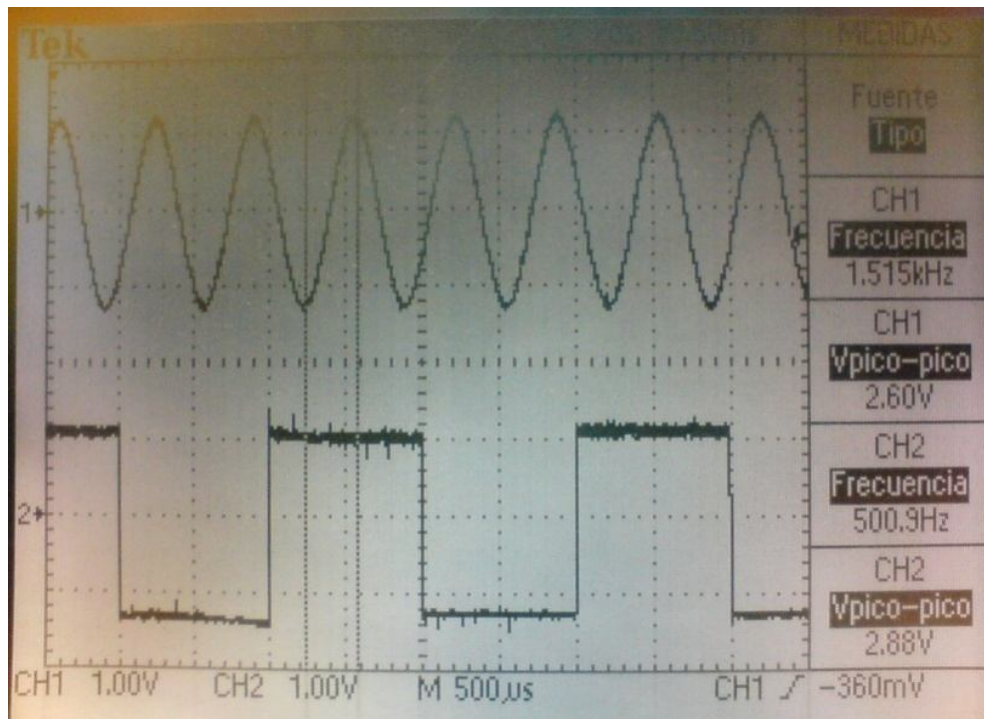


Figura 4. 36. Salida de etapa traslapo 8 a frecuencia 1,5 [KHz]

- Vale la pena mencionar que la señal cuadrada presentada previamente es el valor capturado en el canto de la señal que se mantiene por un período de 8 muestras. El valor que se obtiene de la medición depende del canal y la frecuencia que se monitorea.
- Se aplican señales de diferentes frecuencias a la entrada de esta placa, obteniendo los respectivos muestreos que corroboran el correcto funcionamiento de esta sección, algunos de ellos fueron presentados en las figuras previas. Puesto que la señal de reloj que se utiliza para sincronismo en esta sección es fija, de frecuencia 8 [KHz], no es necesario realizar mas pruebas para corroborar el correcto funcionamiento.

Placa DCT:

- Los valores obtenidos de la placa DCT generan el filtraje de frecuencias simulado previamente, si bien no genera un filtraje absoluto, se logran definir las frecuencias dependiendo el canal que se monitoree. A continuación se presentan las salidas de los canales 500 [Hz] y 1 [KHz] para una señal de entrada sinusoidal de frecuencia 500 [Hz] y posteriormente el monitoreo sobre las mismas salidas, para una entrada sinusoidal de frecuencia 1[KHz].
- Es importante destacar que en las fotografías se logra ver la frecuencia del canal de entrada (canal 1), así como también la variación de amplitud según sea el canal que se está monitoreando.

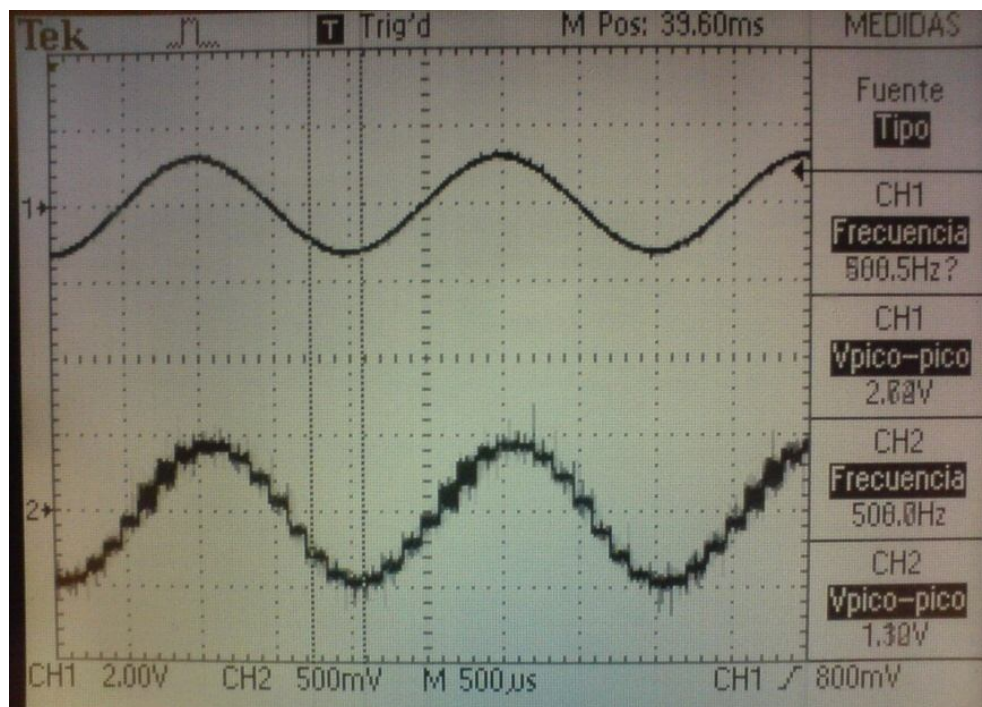


Figura 4. 37. Monitoreo de salida canal 500 [Hz] luego de una entrada sinusoidal de 500 [Hz]

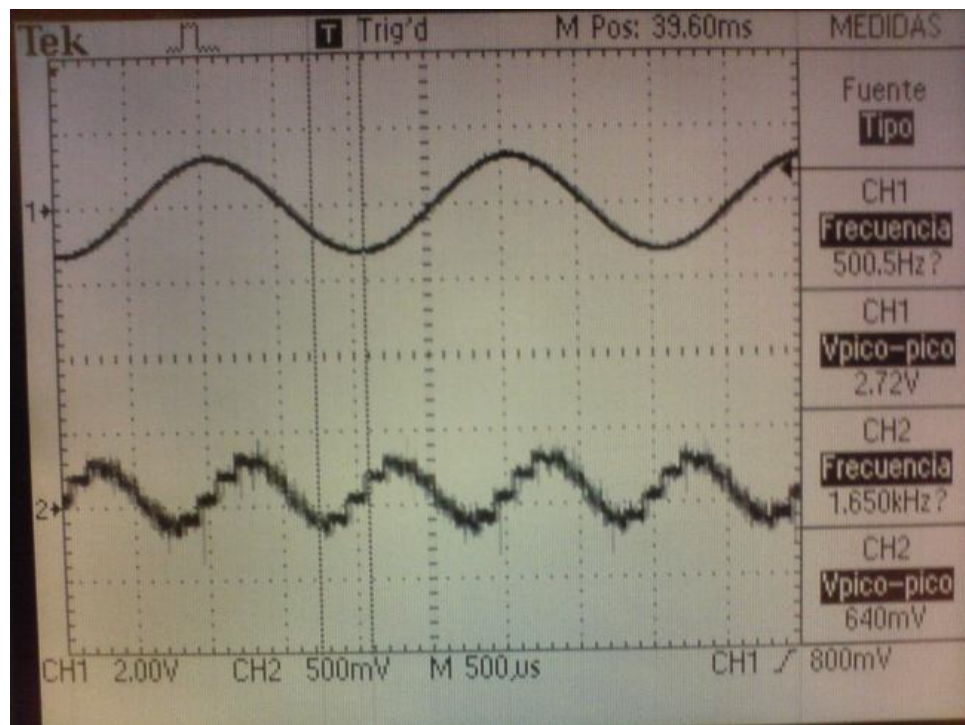


Figura 4. 38. Monitoreo de salida canal 1 [KHz] luego de una entrada sinusoidal de 500 [Hz]

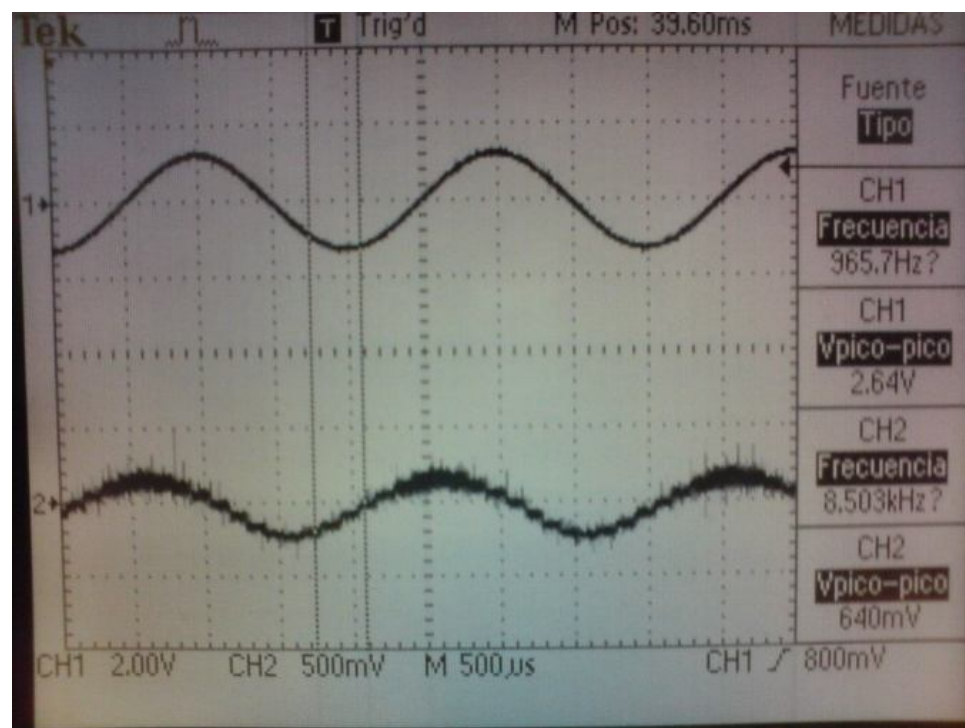


Figura 4. 39. Monitoreo de salida canal 500 [Hz] luego de una entrada sinusoidal de 1 [KHz]

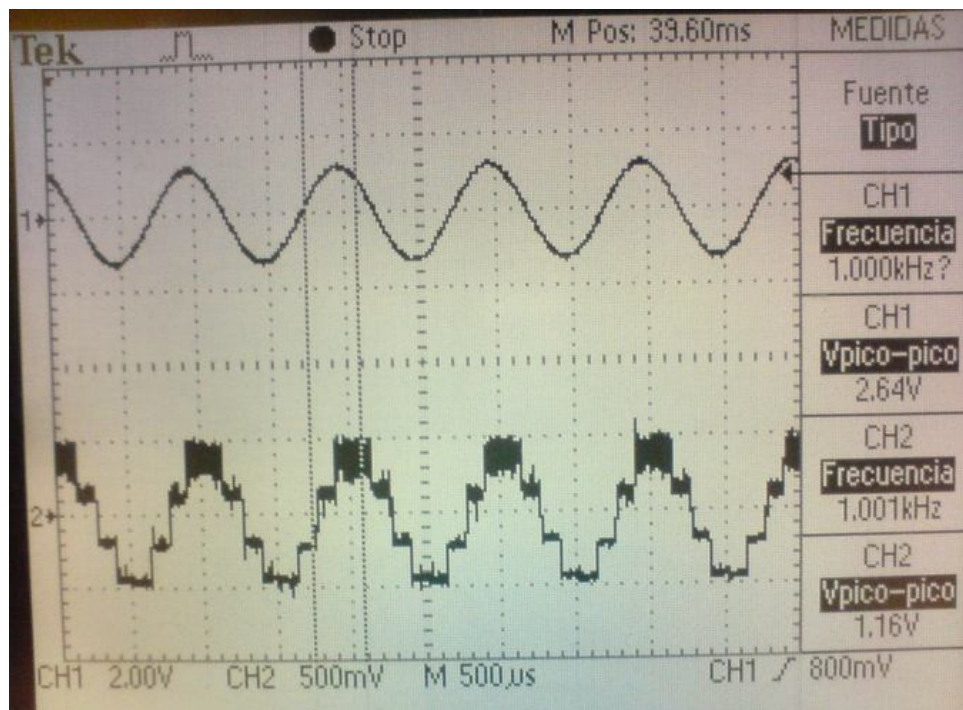


Figura 4. 40. Monitoreo de salida canal 1 [KHz] luego de una entrada sinusoidal de 1 [KHz]

- Las simulaciones permiten comprobar el correcto funcionamiento de esta etapa, obteniendo gráficos similares a los simulados previamente, sin embargo no es un resultado deseado, ya que elimina la posibilidad de filtraje de este sistema. Lo que se puede apreciar en las figuras previas, al presentar señales en canales que no corresponde.

Placa DCT inversa:

- El funcionamiento de esta sección esta directamente ligado a la síntesis de la señal de audio, por lo que se aumenta la rigurosidad de las pruebas realizadas para minimizar el margen de error.
- La primera prueba se realiza para comprobar el correcto funcionamiento del control sobre los multiplexores, esto es, corroborar la cuenta 0-1-2-3-4-5-6-7-7-6-5-4-3-2-1-0-0... para lo cual basta medir las primeras 3 señales de salida del contador. Se aprecia un correcto funcionamiento en lógica binaria, sin embargo, no se expresa en un gráfico puesto que son 3 señales las que se monitorean y el osciloscopio sólo cuenta con 2 canales.
- Paralelamente se comprueban las ganancias de todas las configuraciones de amplificadores. Para ello se introduce un nivel continuo de voltaje a las 8 entradas de esta placa y se miden los niveles de las salidas de cada configuración. Comprobando que cada nivel corresponda al porcentaje del valor calculado en función del nivel de entrada.
- Luego de comprobar el correcto funcionamiento de las fases anteriores, se realiza una medición a la salida de cada canal, antes de la etapa amplificador sumador, inyectando un nivel continuo a todos los canales de entrada, resultando las figuras 41 a 43 con cuenta progresiva, corroborando la imposibilidad de sintetizar de esta etapa. Luego se realiza la misma medición con una cuenta U/D obteniendo las figuras 44 a 46, que resultan idénticas a las funciones base de la DCT centradas, presentadas en la figura 4.

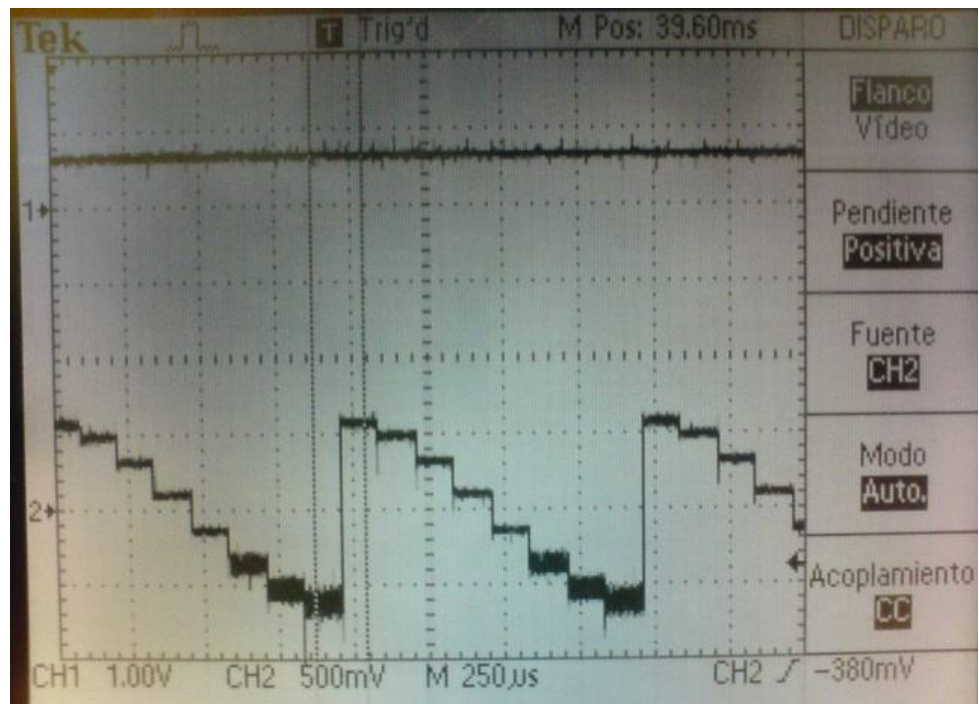


Figura 4. 41. Salida canal 500 [Hz] con cuenta progresiva

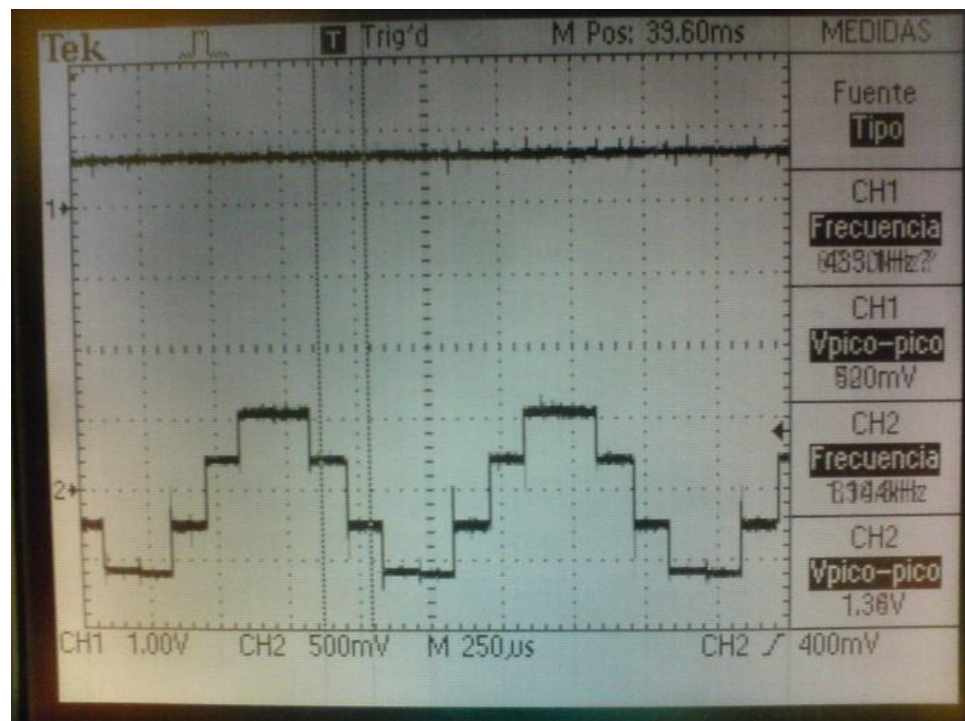


Figura 4. 42. Salida canal 1 [KHz] con cuenta progresiva

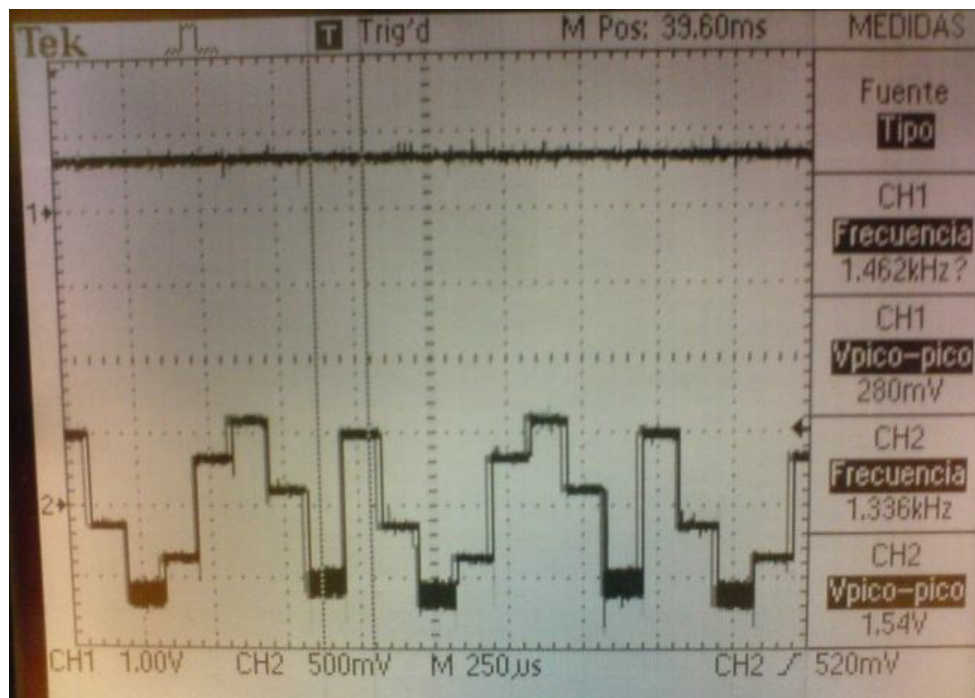


Figura 4. 43. Salida canal 1,5 [KHz] con cuenta progresiva

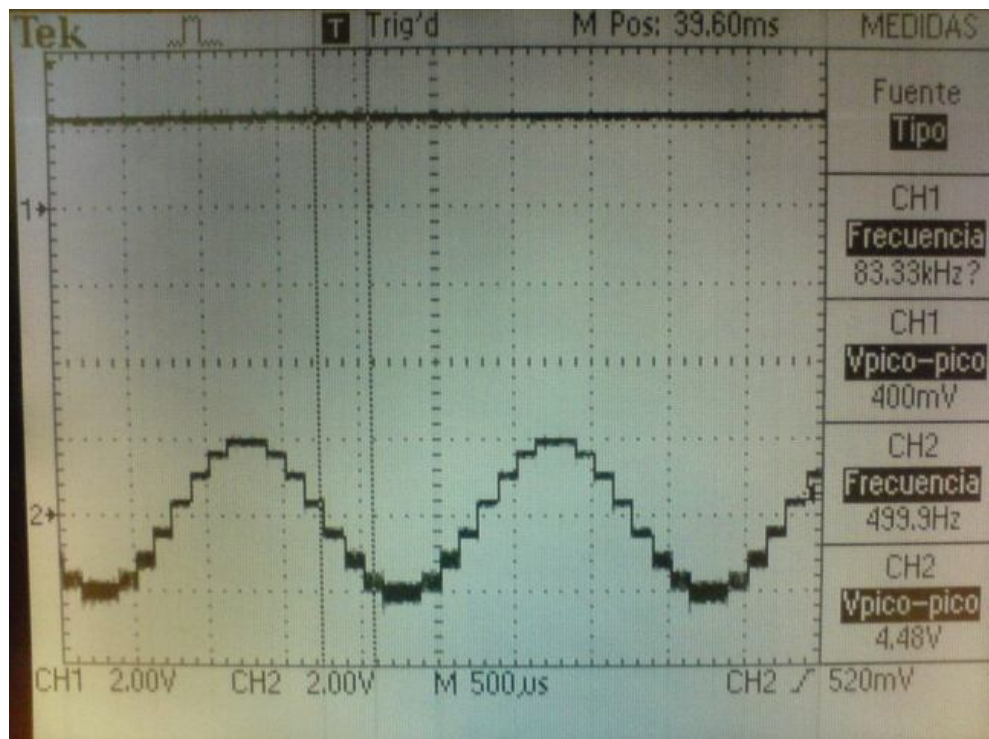


Figura 4. 44. Salida canal 500 [Hz] con cuenta U/D

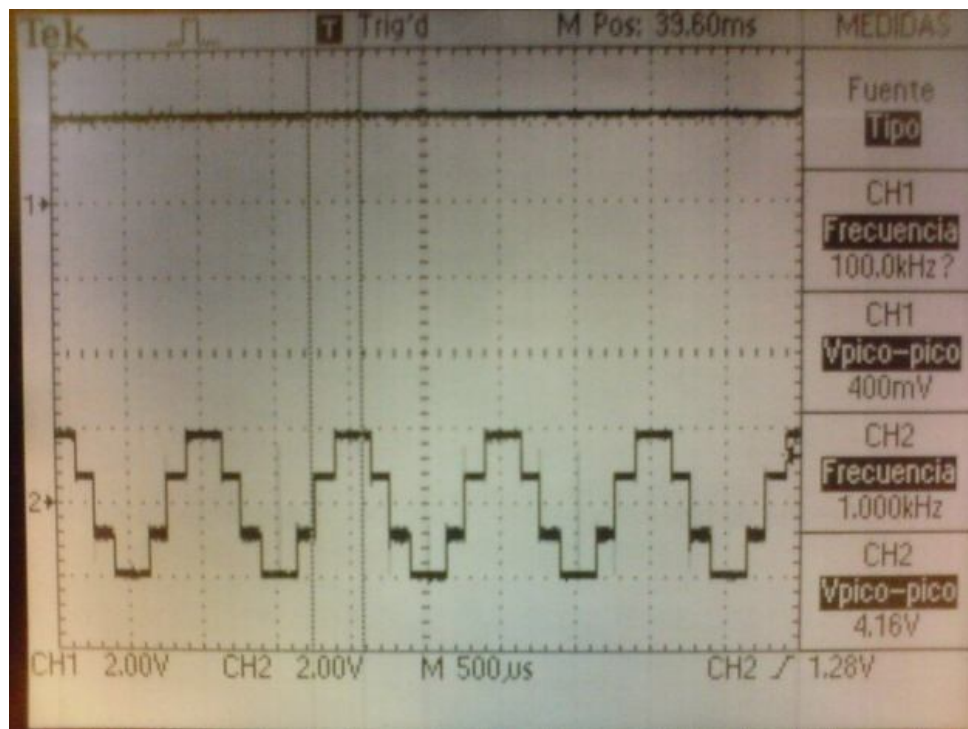


Figura 4. 45. Salida canal 1 [KHz] con cuenta U/D

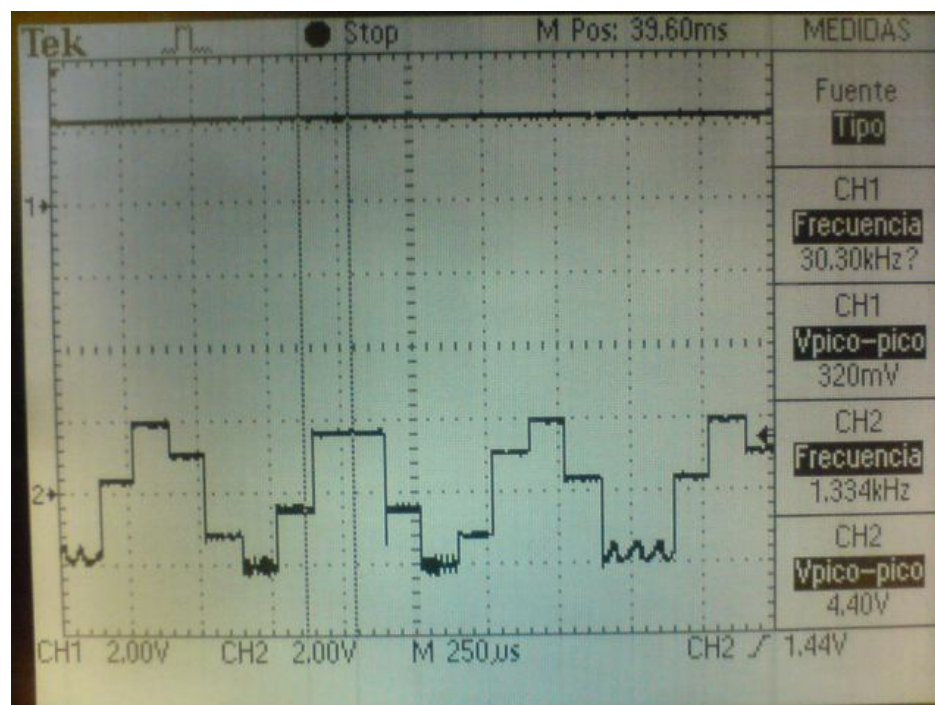


Figura 4. 46. Salida canal 1,5 [KHz] con cuenta U/D

- El último paso corresponde al monitoreo de la salida de la placa DCT inversa, recalcando las conexiones en cascada de todas las placas anteriores. En este punto se aprecia un conflicto con el filtro de salida diseñado, el que debe ser reemplazado por un filtro programable con frecuencia de corte a los 3,7 [KHz].

4.3 Generales

El funcionamiento del sistema para una señal de entrada sinusoidal de 500 [Hz] es bastante bueno con una cuenta progresiva y manteniendo un traslapo de 8 muestras como se logra apreciar en la figura 48, donde la señal superior (1) muestra la señal de entrada al sistema, mientras que la señal inferior (2) presenta la recuperación obtenida del sistema.

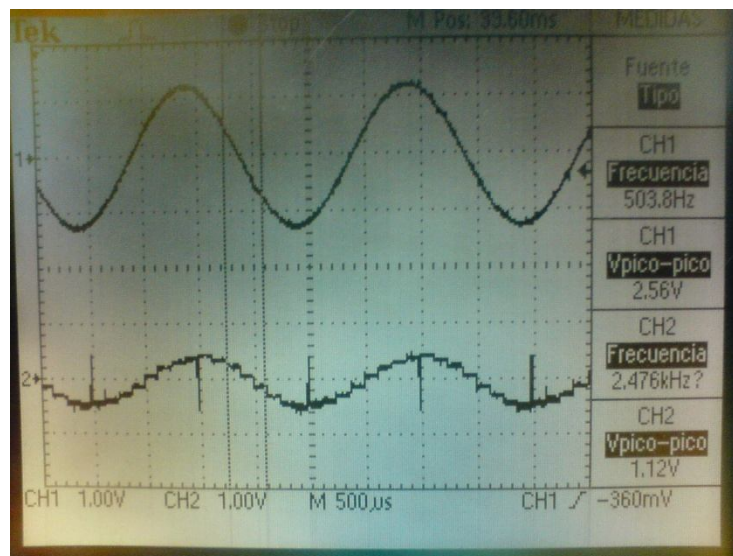


Figura 4. 47. Salida canal 500 [Hz] con cuenta progresiva

De la figura anterior se aprecia un pulso en la señal recuperada que proviene de la generación del traslapo. Para lograr reducir al máximo este pulso, se reduce la señal de control de traslapo hasta un ancho de 7,8 microsegundos.

Siguiendo el desarrollo, se aplica una señal de 1 [KHz] al sistema y se monitorea la salida correspondiente a 1 [KHz] con traslapo de 8 muestras para cuenta progresiva.

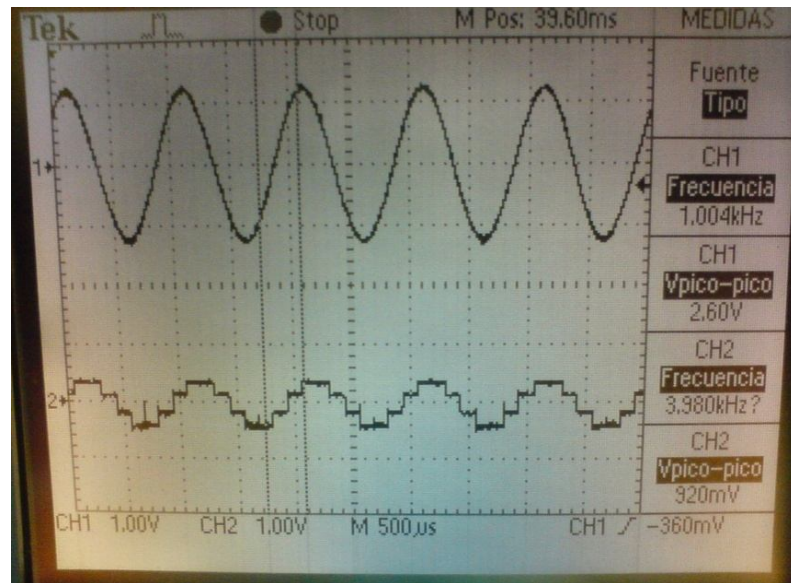


Figura 4. 48. Salida canal 1 [KHz] con cuenta progresiva

En los gráficos anteriores se logra apreciar la recuperación de la señal bastante bien para frecuencias específicas, tal como se planteó en la etapa de simulaciones, las mismas señales presentadas a la salida del filtro, se aprecian en las figuras siguientes.

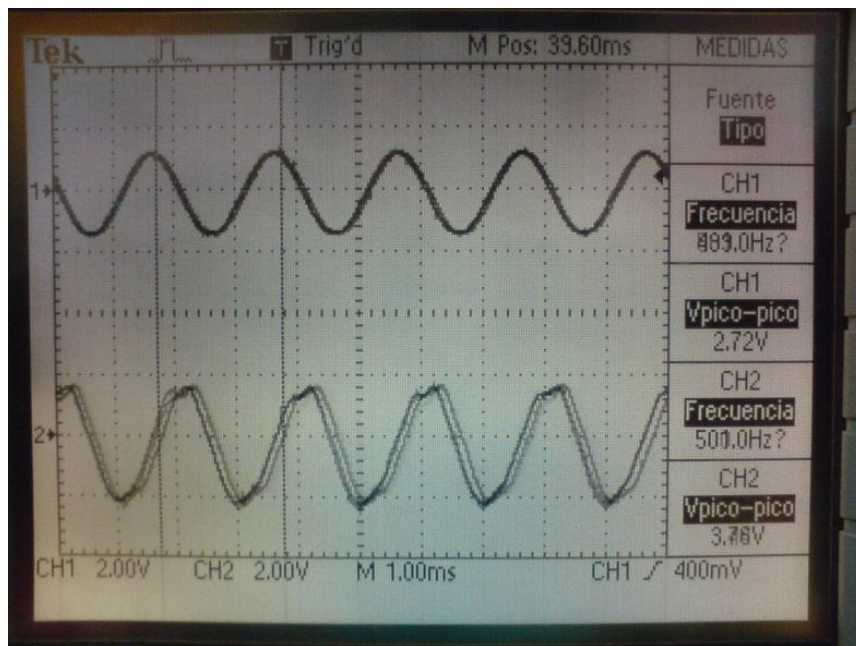


Figura 4. 49. Entrada y salida filtrada de una señal de 500 [Hz] con cuenta progresiva

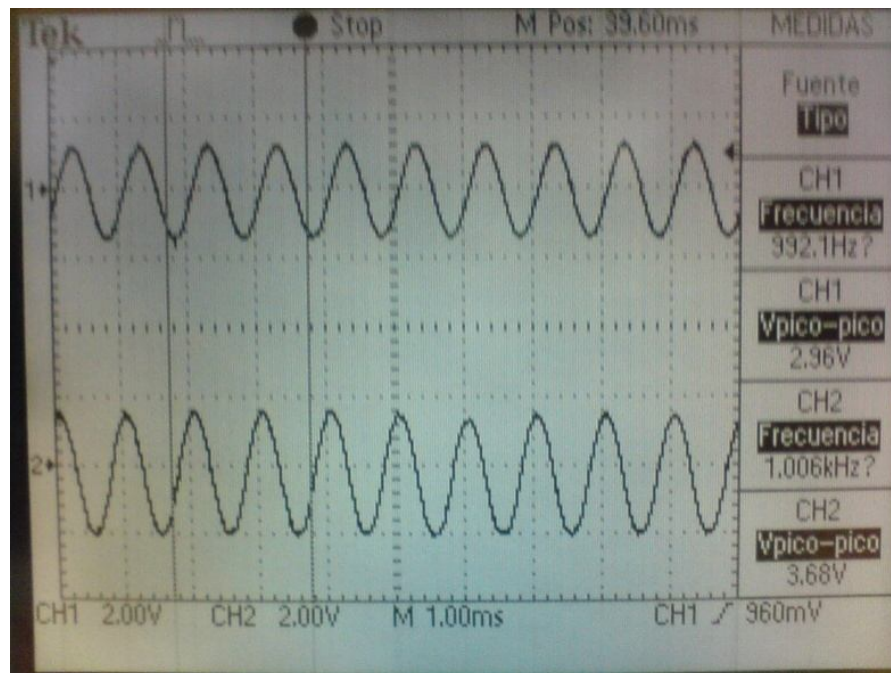


Figura 4. 50. Entrada y salida filtrada de una señal de 1 [KHz] con cuenta progresiva

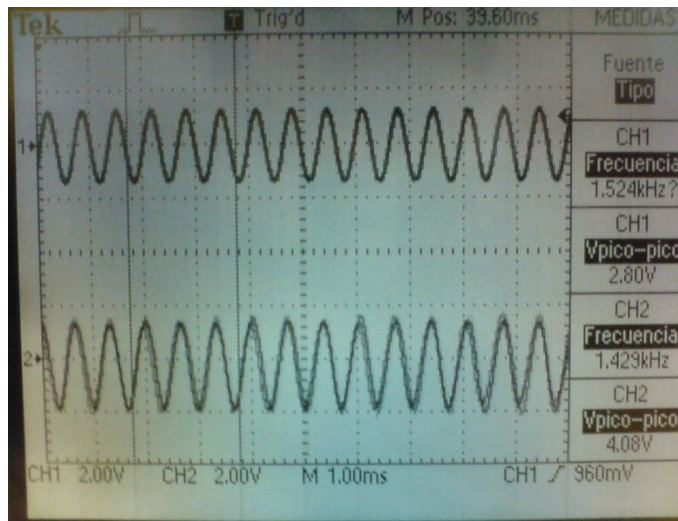


Figura 4. 51. Entrada y salida filtrada de una señal de 1,5 [KHz] con cuenta progresiva

Los resultados previos resultan bastante adecuados según los resultados esperados, sin embargo, en las pruebas se encuentra un factor importante que afecta totalmente a los resultados obtenidos, la cuenta progresiva imposibilita la síntesis de la señal, tal como se aprecia en las figuras 41 a 43, por lo que al tener imposibilidad de realizar filtrado y síntesis de la señal, el sistema pierde utilidad, además se observa que en los rangos entre las frecuencias calculadas, ocurren problemas como se demuestra en la figura 52.

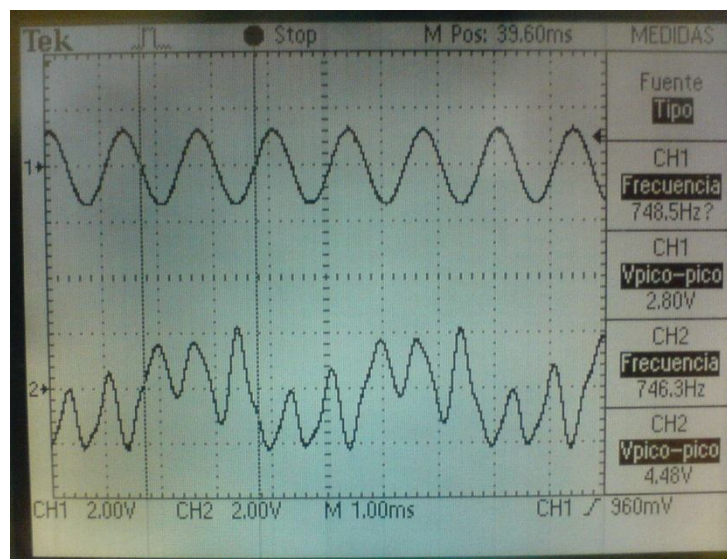


Figura 4. 52. Entrada y salida filtrada de una señal de 750 [Hz] con cuenta progresiva

Para una señal de frecuencia 750 [Hz], la señal recuperada dista mucho de la original, lo que es debido al filtraje de frecuencias realizado en la placa DCT solo para 8 canales con separación de 500 [Hz] entre ellos. Es por ello que se continúan los estudios con cuenta U/D, tal como se aprecia en las figuras siguientes.

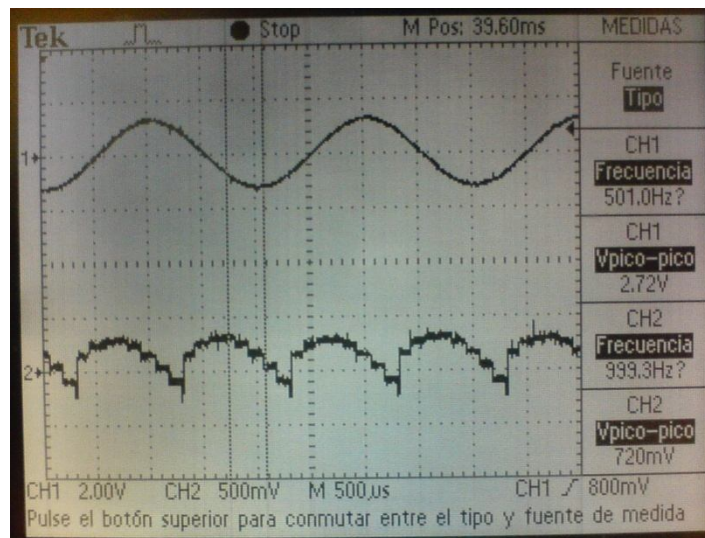


Figura 4. 53. Señal de 500 [Hz] recuperada por el canal 500 [Hz] con cuenta U/D

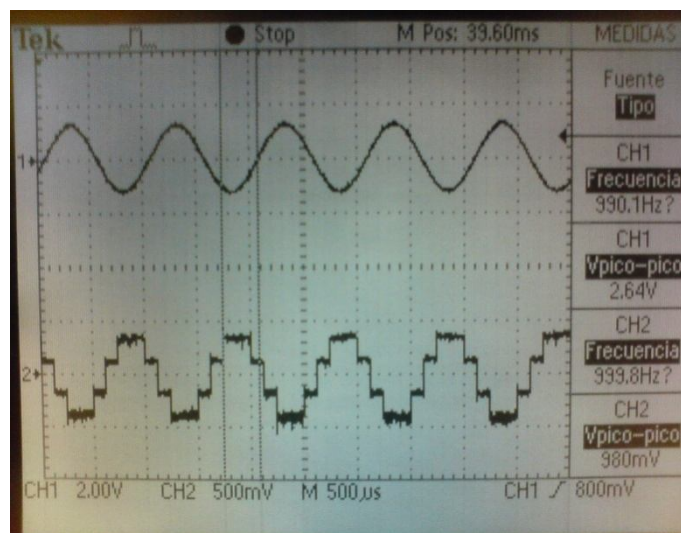


Figura 4. 54. Señal de 1 [KHz] recuperada por el canal de 1[KHz] con cuenta U/D

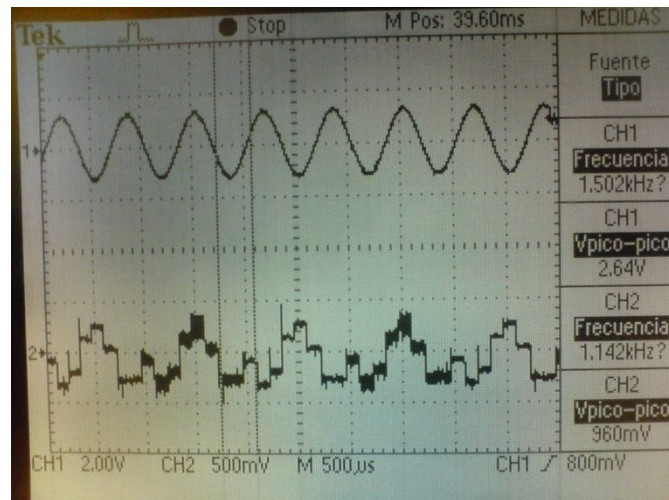


Figura 4. 55. Señal de 1 [KHz] recuperada por el canal de 1[KHz] con cuenta U/D

Analizando las figuras previas, se observa que la señal recuperada ni siquiera se asemeja a la señal original, aún así, se justifica su descarte al presentar las salidas luego de ser pasadas por el filtro pasa bajos, tal como se hizo con la cuenta progresiva presentada en las figuras 49 a 51, es lo que se aprecia en las figuras siguientes.

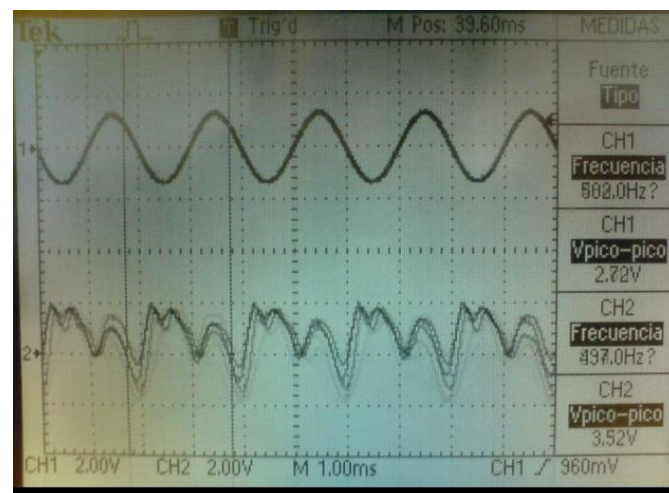


Figura 4. 56. Entrada y salida filtrada de una señal de 500 [Hz] con cuenta U/D

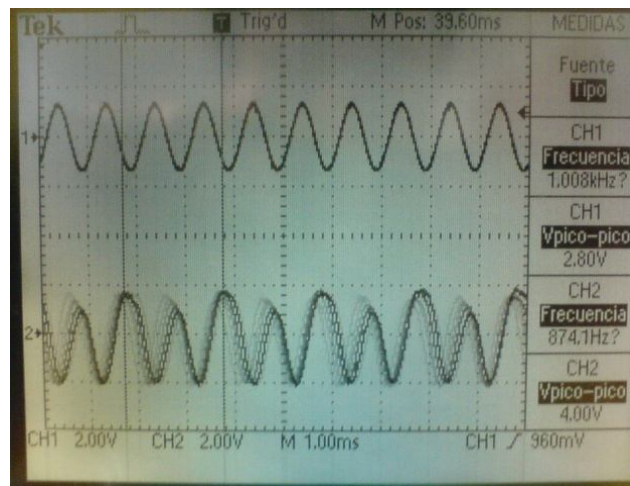


Figura 4. 57. Entrada y salida filtrada de una señal de 1 [KHz] con cuenta U/D

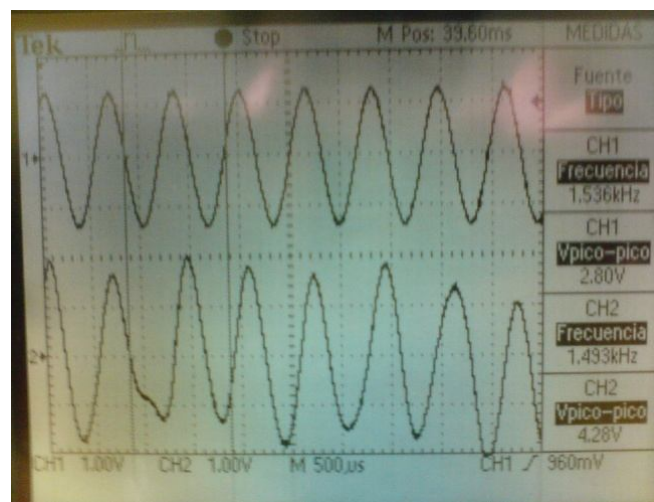


Figura 4. 58. Entrada y salida filtrada de una señal de 1,5 [KHz] con cuenta U/D

Con las figuras previas se puede concretar la inadaptabilidad para el desarrollo de los objetivos principales, más aun, al igual que la figura 52, para la cuenta U/D se aprecia una falla grave en la recuperación de la señal original. Esta es presentada a continuación.

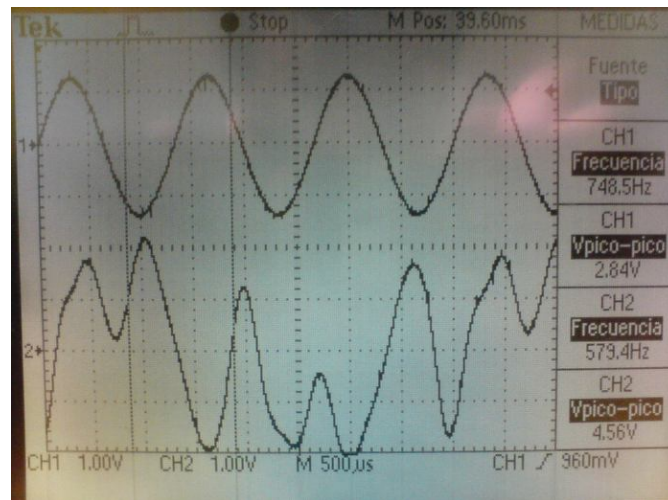


Figura 4. 59. Entrada y salida filtrada de una señal de 750 [Hz] con cuenta U/D

Se considera la opción de lograr recuperar una señal de audio, ya que, a diferencia de una señal sinusoidal, una señal de audio presenta varios tipos de frecuencia, por lo que, a fin de comprobar la imposibilidad de utilizar este sistema para lo que fue diseñada, se presentan diversas señales de audio que ingresan al sistema desde la salida de un computador. Tal como se aprecia en las figuras siguientes.

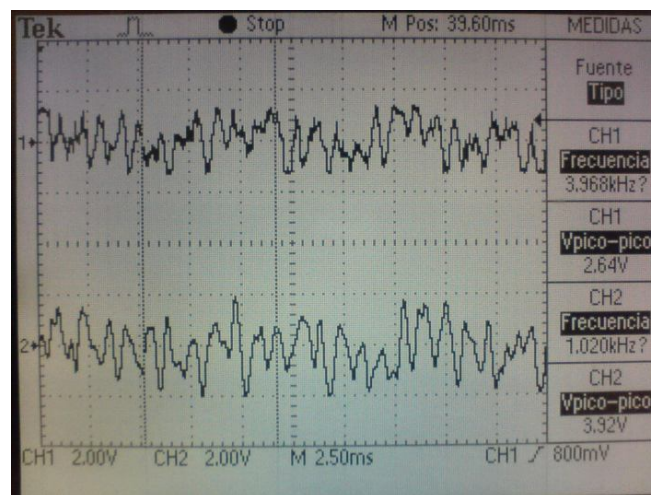


Figura 4. 60. Procesamiento de una señal de audio, canal 1 señal original y canal 2 señal recuperada

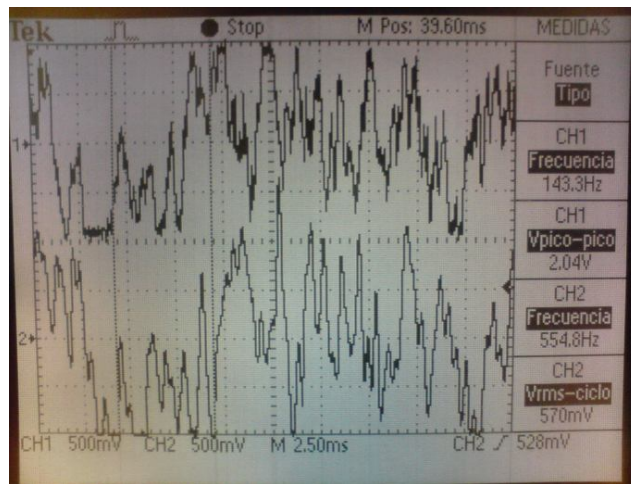


Figura 4. 61. Entrada y salida de una señal de audio

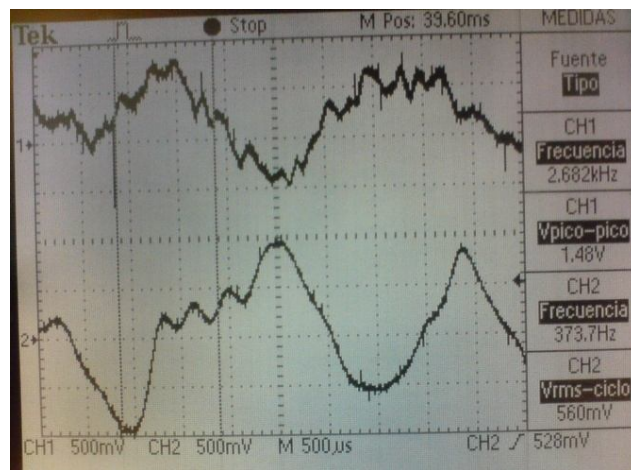


Figura 4. 62. Canal 1 señal original y en canal 2 señal recuperada

En las figuras previas, las frecuencias menores se pueden apreciar en la envolvente de la señal, mientras que para las frecuencias mayores se logra apreciar un claro problema en la recuperación.

Paralelo a las mediciones realizadas con el osciloscopio, se prueba el sistema acústicamente, esto es, se conecta un parlante a la entrada del sistema y otro a la

salida de éste. Lo que termina de demostrar la imposibilidad de desarrollar más esta idea en busca del objetivo principal que es filtrado y síntesis de una señal de audio.

Mientras se realizaron las mediciones acústicas, se comprueba un pitido en el parlante de salida, lo que requirió de un análisis detallado al respecto. En la investigación se comprueba una señal de baja amplitud de frecuencia 1 [KHz] presentada en la figura 63, sin embargo, el pitido sobresale a la señal de audio deseada, lo que puede ser explicado por las curvas de Fletcher-Munson.

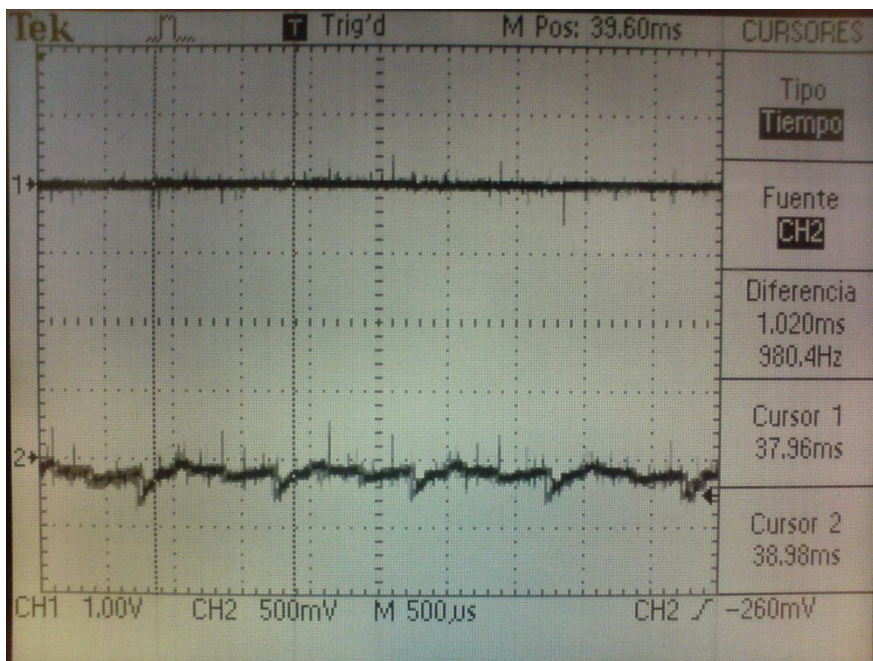


Figura 4. 63. Señal de 1 [KHz] generada por etapa amplificador sumador

Tal como se menciona previamente, la señal presentada en la figura 64, es generada por la etapa amplificador sumador, ya que la cantidad de circuitos integrados empleados en el desarrollo genera ruido, especialmente la señal de reloj, la que es replicada a cada uno de los 8 canales que ingresan a la etapa amplificador sumador.

Como se menciona, las curvas de Fletcher-Munson presentadas en la figura 65 pueden explicar la implicancia que tiene esta señal para sobresalir sobre la señal de interés. Estas curvas, fueron obtenidas por los estudios subjetivos sobre los niveles de sonido de 2 científicos de los laboratorios Bell, los que relacionan el nivel de sonido con los niveles de presión y potencia.

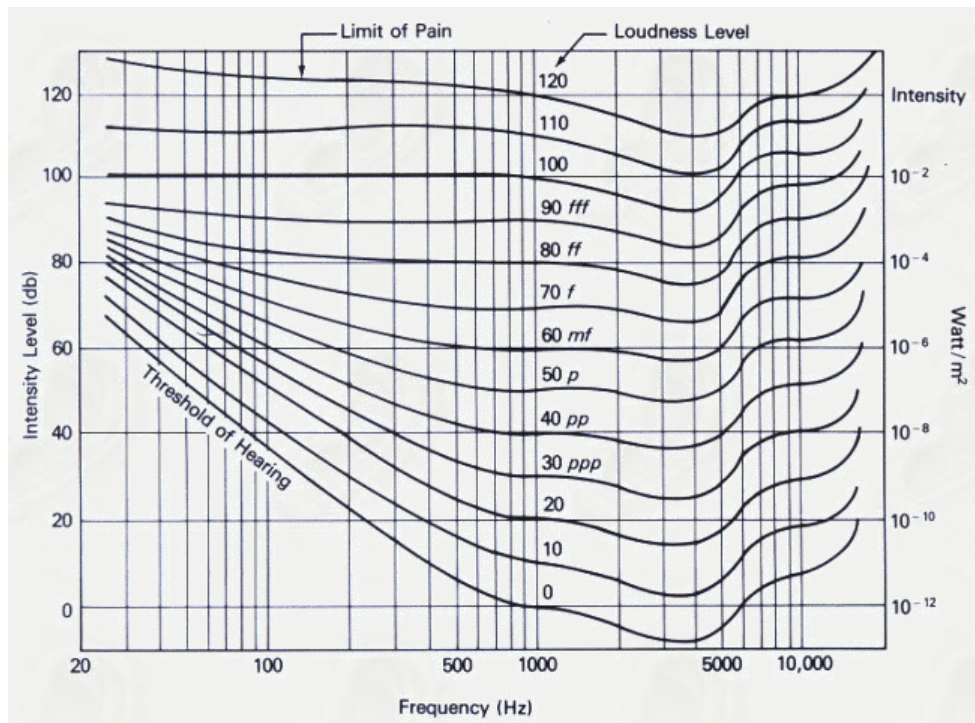


Figura 4. 64. Curvas de Fletcher-Munson

En mayor detalle, las curvas son el resultado de la comprobación experimental sobre cómo de alto se percibe un sonido por el oído humano a lo largo de la banda audible. Apreciando que en frecuencias bajo los 900 [Hz] y sobre los 6 [KHz] se requiere un mayor nivel de sonido para ser oído con la misma intensidad.

CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos no concuerdan con las disposiciones iniciales debido al desarrollo en paralelo que se realiza entre el diseño y las simulaciones, destacando así lo importante que es la realización de las simulaciones previo al diseño del sistema que se desee desarrollar.

Se obtienen valores experimentales similares a los simulados, sin embargo al no realizar simulaciones en rangos de frecuencia intermedios a los múltiplos de 500 [Hz], no se pudo tener en cuenta el mal funcionamiento del sistema para un muestreo de sólo 8 canales, ya que en el resto de las frecuencias es casi imposible recuperar la señal original.

A partir de las simulaciones, se aprecian fallas en el desarrollo de este tema, sin embargo, el hecho de estar siendo realizadas paralelamente al diseño de las placas, restringe la posibilidad de cambiar el camino al final del trabajo. Es por ello que convenientemente se destacan tanto los malos resultados como las posibilidades de continuar con desarrollos futuros

Como se aprecia en las señales de salida, el desarrollo de este sistema no logra los objetivos principales del proyecto. El mas notable de ellos es la imposibilidad de recuperar completamente la señal original, tema demasiado importante como para pasarlo por alto y continuar desarrollando.

Existe la posibilidad de realizar investigaciones futuras en base a los positivos resultados obtenidos con una cuenta progresiva en la DCT inversa, sin embargo, esas investigaciones se verán limitadas a la obtención de la señal original sólo en las

frecuencias a las que se diseñe filtraje, perdiendo las intermedias por intervención de las señales de los canales aledaños.

Se destaca que un posible camino a seguir es continuar el desarrollo hacia la Transformada Discreta de Fourier, para lo cual es necesario replicar los diseños existentes en torno a la Transformada Discreta del Seno. Lo anterior es mencionado puesto que en el desarrollo del tema se encuentra la imposibilidad de filtraje causado por la falta de coeficientes necesarios que se encuentran en la Transformada de Fourier (los coeficientes sinusoidales).

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] John G. Daugman, Complete Discrete 2-D Gabor Transforms by Neural Networks for Image Analysis and Compression, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp.1169-1179, July 1988.

[2] Vernon A. Allen, John Belina, ECG Data Compression using the Discrete Cosine Transform, *Computers in Cardiology Proceedings*, pp. 687-690, 11-14 Oct. 1992.

[3] Kurtz, E. B.; Larsen, M. J, An Electrostatic Audio Generator, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, pp. 950-955, Sept. 1935.

[4] Beale, F. S, A Low Noise and Distortion Audio Multiplexing Equipment with High Stability Carrier Supply, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, pp. 1028-1038, Jan. 1950.

[5] Baxandall, P.J, Transistor Audio Amplifiers, *Electronics and Power*, pp. 259, July 1969.

[6] Herold, Edward W, Audio for the Elderly, *IEEE Technology and Society Magazine*, pp. 24-25, June 1987.

[7] IEEE standard for audio program level measurement, *Audio-Video Techniques Committee of the IEEE Broadcast Technology Society*, USA, June 22, 1992.

[8] Kudumakis, P.E.; Sandler, M.B, Synthesis of audio signals using the wavelet transform, *IEEE Colloquium on Audio DSP- Circuits and Systems (Digest No. 1993/219)*, pp 4/1-4/5, Nov. 1993.

- [9] Todd, M, Audio Data Compression, IEE Colloquium on Cascading Audio and Video Data Compression Systems, pp. 6/1- 6/3, 2 Mar. 1994.
- [10] Wylie, F., Digital audio data compression, *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 5-10, Feb. 1995.
- [11] Angus, J.A.S, "Perfect" audio signal processing using finite field transforms, 25th *EUROMICRO Conference Proceedings*, pp. 55-60, Sept. 1999.
- [12] Zheng Deng, Jing Lu, The application of non-uniform fast Fourier transform in audio coding, *International Conference on Audio, Language and Image Processing*, pp. 232-236, July 2008.
- [13] Lei, B.; Soon, I.Y, An audio content protection based on Integer transform, *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, pp. 489-492, July 2009

ANEXO A

canal	1	2	3	4	5	6	7
	11,25	22,5	33,75	45	56,25	67,5	78,75
	33,75	67,5	101,25	135	168,75	202,5	236,25
	56,25	112,5	168,75	225	281,25	337,5	393,75
	78,75	157,5	236,25	315	393,75	472,5	551,25
	101,25	202,5	303,75	405	506,25	607,5	708,75
	123,75	247,5	371,25	495	618,75	742,5	866,25
	146,25	292,5	438,75	585	731,25	877,5	1023,75
	168,75	337,5	506,25	675	843,75	1012,5	1181,25
frecuencias	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500

Tabla 1. Separación gradual para frecuencias a utilizar en función coseno

	0	500 Hz	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
A	1	0,980785	0,9238795	0,83147	0,7071068	0,55557023	0,38268343	0,19509032
B	1	0,83147	0,3826834	-0,19509	-0,7071068	-0,9807853	-0,9238795	-0,5555702
C	1	0,55557	-0,3826834	-0,980785	-0,7071068	0,19509032	0,92387953	0,83146961
D	1	0,19509	-0,9238795	-0,55557	0,7071068	0,83146961	-0,3826834	-0,9807853
E	1	-0,19509	-0,9238795	0,55557	0,7071068	-0,8314696	-0,3826834	0,98078528
F	1	-0,55557	-0,3826834	0,980785	-0,7071068	-0,1950903	0,92387953	-0,8314696
G	1	-0,83147	0,3826834	0,19509	-0,7071068	0,98078528	-0,9238795	0,55557023
H	1	-0,98079	0,9238795	-0,83147	0,7071068	-0,5555702	0,38268343	-0,1950903

Tabla 2. Valores de los grados presentados en tabla 1 evaluados en función coseno como radianes

	Ponderación para aplicar DCT							
	0	500 Hz	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,9808	1,9239	1,8123	1,6310	1,3870	1,0898	0,7507	0,3827
2	0,8315	1,3827	0,6364	-0,3244	-1,1759	-1,6310	-1,5364	-0,9239
3	0,5556	0,6173	-0,4252	-1,0898	-0,7857	0,2168	1,0266	0,9239
4	0,1951	0,0761	-0,3605	-0,2168	0,2759	0,3244	-0,1493	-0,3827
5	-0,1951	0,0761	0,3605	-0,2168	-0,2759	0,3244	0,1493	-0,3827
6	-0,5556	0,6173	0,4252	-1,0898	0,7857	0,2168	-1,0266	0,9239
7	-0,8315	1,3827	-0,6364	-0,3244	1,1759	-1,6310	1,5364	-0,9239
8	-0,9808	1,9239	-1,8123	1,6310	-1,3870	1,0898	-0,7507	0,3827
	0	1	0	0	0	0	0	0,0000

Tabla 3. Valores de las ponderaciones asignadas para aplicación de DCT

Traslapo 1 señal 500 [Hz]				
0,98078528	0,83147	0,55557	0,19509	-0,19509
0,83146961	0,55557	0,19509	-0,19509	-0,55557
0,55557023	0,19509	-0,19509	-0,55557	-0,83147
0,19509032	-0,19509	-0,55557	-0,83147	-0,98079
-0,19509032	-0,55557	-0,83147	-0,98079	-0,98079
-0,55557023	-0,83147	-0,98079	-0,98079	-0,83147
-0,83146961	-0,98079	-0,98079	-0,83147	-0,55557
-0,98078528	-0,98079	-0,83147	-0,55557	-0,19509

Tabla 4. Señal de 500 [Hz] desplazada en una muestra para cada columna

		0 Hz	500 Hz	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
0,9808	1	0,0000	0,9808	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
0,8315	2	0,0000	0,8315	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
0,5556	3	0,0000	0,5556	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
0,1951	4	0,0000	0,1951	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
-0,1951	5	0,0000	-0,1951	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
-0,5556	6	0,0000	-0,5556	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
-0,8315	7	0,0000	-0,8315	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
-0,9808	8	0,0000	-0,9808	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

Tabla 5. Ponderaciones DCT inversa y recuperación de la señal para 8 primeras muestras de 500 Hz

		0 Hz	500 Hz	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
0,8315	1	-0,2452	0,9061	0,1470	0,0000	0,0202	0,0000	0,0034	0,0000
0,5556	2	-0,2452	0,7682	0,0609	0,0000	-0,0202	0,0000	-0,0081	0,0000
0,1951	3	-0,2452	0,5133	-0,0609	0,0000	-0,0202	0,0000	0,0081	0,0000
-0,1951	4	-0,2452	0,1802	-0,1470	0,0000	0,0202	0,0000	-0,0034	0,0000
-0,5556	5	-0,2452	-0,1802	-0,1470	0,0000	0,0202	0,0000	-0,0034	0,0000
-0,8315	6	-0,2452	-0,5133	-0,0609	0,0000	-0,0202	0,0000	0,0081	0,0000
-0,9808	7	-0,2452	-0,7682	0,0609	0,0000	-0,0202	0,0000	-0,0081	0,0000
-0,9808	8	-0,2452	-0,9061	0,1470	0,0000	0,0202	0,0000	0,0034	0,0000

Tabla 6. Repetición tabla 5 para segunda columna de tabla 4

		0 Hz	500 Hz	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
0,5556	1	-0,4531	0,6935	0,2716	0,0000	0,0373	0,0000	0,0062	0,0000
0,1951	2	-0,4531	0,5879	0,1125	0,0000	-0,0373	0,0000	-0,0150	0,0000
-0,1951	3	-0,4531	0,3928	-0,1125	0,0000	-0,0373	0,0000	0,0150	0,0000
-0,5556	4	-0,4531	0,1379	-0,2716	0,0000	0,0373	0,0000	-0,0062	0,0000
-0,8315	5	-0,4531	-0,1379	-0,2716	0,0000	0,0373	0,0000	-0,0062	0,0000
-0,9808	6	-0,4531	-0,3928	-0,1125	0,0000	-0,0373	0,0000	0,0150	0,0000
-0,9808	7	-0,4531	-0,5879	0,1125	0,0000	-0,0373	0,0000	-0,0150	0,0000
-0,8315	8	-0,4531	-0,6935	0,2716	0,0000	0,0373	0,0000	0,0062	0,0000

Tabla 7. Repetición tabla 5 para tercera columna de tabla 4

Valores de salida DCT con traslapo 1								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,2452	0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
3	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
4	-0,5920	0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
5	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
6	-0,5920	-0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
7	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
8	-0,2452	-0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
9	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	0,2452	-0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
11	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
12	0,5920	-0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
13	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
14	0,5920	0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
15	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
16	0,2452	0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000

Tabla 8. Salidas DCT con traslapo de 1 muestra

Valores de salida DCT con traslapo 2								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
3	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
4	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
5	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
6	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
7	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
8	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
9	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
11	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
12	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
13	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
14	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
15	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
16	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000

Tabla 9. Salidas DCT con traslapo de 2 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 3								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,5920	0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
3	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
4	0,2452	-0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
5	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
6	0,2452	0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
7	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
8	-0,5920	-0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
9	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	0,5920	-0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
11	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
12	-0,2452	0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
13	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
14	-0,2452	-0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
15	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
16	0,5920	0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000

Tabla 10. Salidas DCT con traslapo de 3 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 4								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
3	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
4	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
5	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
6	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
7	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
8	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
9	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
11	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
12	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
13	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
14	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
15	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
16	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000

Tabla 11. Salidas DCT con traslapo de 4 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 5								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,5920	-0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
3	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
4	0,2452	0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
5	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
6	0,2452	-0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
7	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
8	-0,5920	0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
9	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	0,5920	0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
11	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
12	-0,2452	-0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
13	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
14	-0,2452	0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
15	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
16	0,5920	-0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000

Tabla 12. Salidas DCT con traslapo de 5 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 6								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
3	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
4	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
5	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
6	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
7	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
8	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
9	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
11	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
12	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
13	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
14	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
15	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
16	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000

Tabla 13. Salidas DCT con traslapo de 6 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 7								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	-0,2452	-0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
3	0,4531	0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
4	-0,5920	-0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
5	0,6407	0,0000	-0,4157	0,0000	-0,0747	0,0000	-0,0229	0,0000
6	-0,5920	0,3827	0,3841	0,0000	0,0690	0,0000	0,0211	0,0000
7	0,4531	-0,7071	-0,2940	0,0000	-0,0528	0,0000	-0,0162	0,0000
8	-0,2452	0,9239	0,1591	0,0000	0,0286	0,0000	0,0088	0,0000
9	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	0,2452	0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000
11	-0,4531	-0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
12	0,5920	0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
13	-0,6407	0,0000	0,4157	0,0000	0,0747	0,0000	0,0229	0,0000
14	0,5920	-0,3827	-0,3841	0,0000	-0,0690	0,0000	-0,0211	0,0000
15	-0,4531	0,7071	0,2940	0,0000	0,0528	0,0000	0,0162	0,0000
16	0,2452	-0,9239	-0,1591	0,0000	-0,0286	0,0000	-0,0088	0,0000

Tabla 14. Salidas DCT con traslapo de 7 muestras

Valores de salida DCT con traslapo 8								
	0	500	1 KHz	1,5 KHz	2 KHz	2,5 KHz	3 KHz	3,5 KHz
1	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
2	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
3	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
4	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
5	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
6	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
7	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
8	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
9	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
11	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
12	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
13	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
14	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
15	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
16	0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

Tabla 15. Salidas DCT con traslapo de 8 muestras

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0,9808	0,9808	0,9808	0,9808	0,9808	0,9808	0,9808	0,9808
2	0,5556	0,8315	0,8315	0,8315	0,8315	0,8315	0,8315	0,8315
3	-0,1951	-0,1951	0,5556	0,5556	0,5556	0,5556	0,5556	0,5556
4	-0,8315	-0,5556	-0,8315	0,1951	0,1951	0,1951	0,1951	0,1951
5	-0,9808	-0,9808	-0,9808	-0,9808	-0,1951	-0,1951	-0,1951	-0,1951
6	-0,5556	-0,8315	-0,9808	-0,8315	-0,5556	-0,5556	-0,5556	-0,5556
7	0,1951	0,1951	-0,8315	-0,5556	-0,1951	0,1951	-0,8315	-0,8315
8	0,8315	0,5556	-0,5556	-0,1951	0,1951	0,5556	0,8315	-0,9808
1	-0,9808	-0,9808	0,1951	-0,9808	-0,5556	-0,8315	-0,9808	-0,9808
2	-0,5556	-0,8315	-0,9808	-0,8315	-0,8315	-0,9808	-0,9808	-0,8315
3	0,1951	0,1951	-0,9808	-0,5556	0,1951	-0,9808	-0,8315	-0,5556
4	0,8315	0,5556	-0,8315	-0,1951	0,5556	-0,8315	-0,5556	-0,1951
5	0,9808	0,9808	0,5556	0,9808	0,8315	0,9808	-0,1951	0,1951
6	0,5556	0,8315	0,8315	0,8315	0,9808	0,8315	0,1951	0,5556
7	-0,1951	-0,1951	0,9808	0,5556	0,9808	0,5556	-0,1951	0,8315
8	-0,8315	-0,5556	0,1951	0,1951	-0,8315	0,1951	-0,5556	0,9808
1	0,9808	0,9808	0,1951	0,9808	0,9808	0,1951	0,8315	0,9808
2	0,5556	0,8315	0,5556	0,8315	0,9808	0,5556	0,9808	0,8315
3	-0,1951	-0,1951	0,8315	0,5556	0,8315	-0,1951	0,9808	0,5556
4	-0,8315	-0,5556	0,5556	0,1951	0,5556	-0,5556	0,8315	0,1951
5	-0,9808	-0,9808	0,1951	-0,9808	-0,9808	-0,8315	0,5556	-0,1951
6	-0,5556	-0,8315	-0,9808	-0,8315	-0,8315	-0,9808	-0,5556	-0,5556
7	0,1951	0,1951	-0,9808	-0,5556	-0,5556	-0,9808	-0,1951	-0,8315
8	0,8315	0,5556	-0,8315	-0,1951	-0,1951	-0,8315	0,1951	-0,9808
1	-0,9808	-0,9808	-0,5556	-0,9808	-0,1951	-0,9808	-0,5556	-0,9808
2	-0,5556	-0,8315	-0,8315	-0,8315	-0,5556	-0,8315	-0,8315	-0,8315
3	0,1951	0,1951	-0,9808	-0,5556	-0,1951	-0,5556	-0,9808	-0,5556
4	0,8315	0,5556	-0,1951	-0,1951	0,1951	-0,1951	-0,9808	-0,1951
5	0,9808	0,9808	0,1951	0,9808	0,5556	0,1951	0,9808	0,1951
6	0,5556	0,8315	0,5556	0,8315	0,8315	0,5556	0,8315	0,5556
7	-0,1951	-0,1951	0,8315	0,5556	-0,1951	-0,1951	0,5556	0,8315
8	-0,8315	-0,5556	0,5556	0,1951	-0,5556	-0,5556	0,1951	0,9808

Tabla 16. 32 Valores de diversos traslapes evaluados en DCT inversa

	TRASLAPOS N°							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785
1	0,55557	0,83147	0,83147	0,83147	0,83147	0,83147	0,83147	0,83147
2	-0,19509	-0,19509	0,55557	0,55557	0,55557	0,55557	0,55557	0,55557
3	-0,83147	-0,55557	-0,83147	0,19509	0,19509	0,19509	0,19509	0,19509
4	-0,98079	-0,98079	-0,98079	-0,98079	-0,19509	-0,19509	-0,19509	-0,19509
5	-0,55557	-0,83147	-0,98079	-0,83147	-0,55557	-0,55557	-0,55557	-0,55557
6	0,19509	0,19509	0,19509	-0,55557	-0,19509	0,19509	-0,83147	-0,83147
7	0,83147	0,55557	0,55557	-0,19509	0,19509	0,55557	0,83147	-0,98079
7	0,980785	0,980785	0,55557	0,980785	0,19509	0,55557	0,83147	0,980785
6	0,980785	0,83147	0,980785	0,83147	-0,19509	0,19509	0,55557	0,83147
5	0,980785	0,980785	0,83147	0,55557	0,980785	-0,19509	0,19509	0,55557
4	0,980785	0,83147	0,55557	0,19509	0,83147	-0,55557	-0,19509	0,19509
3	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,55557	0,980785	-0,55557	-0,19509
2	0,980785	0,83147	0,83147	0,83147	0,19509	0,83147	-0,83147	-0,55557
1	0,980785	0,980785	0,55557	0,55557	-0,19509	0,55557	0,980785	-0,83147
0	0,980785	0,83147	0,980785	0,19509	0,980785	0,19509	0,83147	-0,98079
0	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	0,19509	0,83147	0,980785
1	0,55557	0,83147	0,980785	0,83147	0,980785	0,55557	0,980785	0,83147
2	-0,19509	-0,19509	-0,19509	0,55557	0,83147	-0,19509	0,980785	0,55557
3	-0,83147	-0,55557	-0,55557	0,19509	0,55557	-0,55557	0,83147	0,19509
4	-0,98079	-0,98079	-0,83147	-0,98079	-0,98079	-0,83147	0,55557	-0,19509
5	-0,55557	-0,83147	-0,55557	-0,83147	-0,83147	-0,98079	-0,55557	-0,55557
6	0,19509	0,19509	-0,19509	-0,55557	-0,55557	-0,98079	-0,19509	-0,83147
7	0,83147	0,55557	0,19509	-0,19509	-0,19509	-0,83147	0,19509	-0,98079
7	0,980785	0,980785	0,980785	0,980785	-0,19509	0,980785	0,19509	0,980785
6	0,980785	0,83147	0,83147	0,83147	0,980785	0,83147	-0,19509	0,83147
5	0,980785	0,980785	0,55557	0,55557	0,83147	0,55557	-0,55557	0,55557
4	0,980785	0,83147	-0,19509	0,19509	0,55557	0,19509	-0,83147	0,19509
3	0,980785	0,980785	0,19509	0,980785	0,19509	-0,19509	0,980785	-0,19509
2	0,980785	0,83147	0,55557	0,83147	-0,19509	-0,55557	0,83147	-0,55557
1	0,980785	0,980785	-0,19509	0,55557	0,980785	0,980785	0,55557	-0,83147
0	0,980785	0,83147	0,19509	0,19509	0,83147	0,83147	0,19509	-0,98079

Tabla 17. Salida de DCT inversa para diversos traslapos en 500 Hz

ANEXO B

INVERSOR								
	R2/R1	R1 real	R2 teórico	R2 real	R2/R1 real	error %	R3 teórico	R3 real
1E	-0,1950	13300	2594,69	2610	0,1962	0,5863	2181,8353	2100
1F	-0,5555	3600	2000,05	2000	0,5555	0,0026	1285,7142	1200
1G	-0,8314	4700	3907,90	3920	0,8340	0,3084	2137,3549	2100
1H	-0,9807	6190	6071,09	6040	0,9757	0,5147	3057,0400	3000
2C	-0,3826	16200	6199,41	6190	0,3820	0,1521	4478,6958	4700 (3k92)
2D	-0,9238	357	329,825	330	0,9243	0,0529	171,48471	180
2E	-0,9238	357	329,825	330	0,9243	0,0529	171,48471	180
2F	-0,3826	16200	6199,41	6190	0,3820	0,1521	4478,6958	4700 (3k92)
3B	-0,1950	13300	2594,69	2610	0,1962	0,5863	2181,8353	2100
3C	-0,9807	6190	6071,09	6040	0,9757	0,5147	3057,0400	3000
3D	-0,5555	3600	2000,052	2000	0,5555	0,0026	1285,7142	1200
3H	-0,8314	4700	3907,909	3920	0,8340	0,3084	2137,3549	2100
4B	-0,7071	24000	16970,64	16900	0,7041	0,4179	9916,8704	10000
4C	-0,7071	24000	16970,64	16900	0,7041	0,4179	9916,8704	10000
4F	-0,7071	24000	16970,64	16900	0,7041	0,4179	9916,8704	10000
4G	-0,7071	24000	16970,64	16900	0,7041	0,4179	9916,8704	10000
5B	-0,9807	6190	6071,09	6040	0,9757	0,5147	3057,0400	3000
5E	-0,8314	4700	3907,90	3920	0,8340	0,3084	2137,3549	2100
5F	-0,1950	13300	2594,69	2610	0,1962	0,5863	2181,8353	2100
5H	-0,5555	3600	2000,05	2000	0,5555	0,0026	1285,7142	1200
6B	-0,9238	357	329,825	330	0,9243	0,0529	171,48471	180
6D	-0,3826	16200	6199,41	6190	0,3820	0,1521	4478,6958	4700 (3k92)
6E	-0,3826	16200	6199,41	6190	0,3820	0,1521	4478,6958	4700 (3k92)
6G	-0,9238	357	329,82	330	0,9243	0,0529	171,48471	180
7B	-0,5555	3600	2000,05	2000	0,5555	0,0026	1285,7142	1200
7D	-0,9807	6190	6071,09	6040	0,9757	0,5147	3057,0400	3000
7F	-0,8314	4700	3907,90	3920	0,8340	0,3084	2137,3549	2100
7H	-0,1950	13300	2594,69	2610	0,1962	0,5863	2181,8353	2100

Tabla 18. Valores de resistencias de la configuración inversora

NO INVERSOR						
	R5/(R4+R5)	R5 real	R4 teo. = (XX*R5-R5)	R4 real	R5/(R4+R5) real	error porcentual
1A	0,98079	7870	154,1438024	160	0,98007472	0,072982211
1B	0,83147	7870	1595,164107	1600	0,831045407	0,051091487
1C	0,55557	2490	1991,883471	2000	0,554565702	0,181096386
1D	0,19509	604	2492,006971	2490	0,195216548	0,064824503
2A	0,92388	2100	173,0224705	180	0,921052632	0,306971429
2B	0,38268	2100	3387,613672	3400	0,381818182	0,225714286
2G	0,38268	2100	3387,613672	3400	0,381818182	0,225714286
2H	0,92388	2100	173,0224705	180	0,921052632	0,306971429
3A	0,83147	7870	1595,164107	1600	0,831045407	0,051091487
3E	0,55557	2490	1991,883471	2000	0,554565702	0,181096386
3F	0,98079	7870	154,1438024	160	0,98007472	0,072982211
3G	0,19509	604	2492,006971	2490	0,195216548	0,064824503
4A	0,70711	2100	869,834962	866	0,708024275	0,129130476
4D	0,70711	2100	869,834962	866	0,708024275	0,129130476
4E	0,70711	2100	869,834962	866	0,708024275	0,129130476
4H	0,70711	2100	869,834962	866	0,708024275	0,129130476
5A	0,55557	2490	1991,883471	2000	0,554565702	0,181096386
5C	0,19509	604	2492,006971	2490	0,195216548	0,064824503
5D	0,83147	7870	1595,164107	1600	0,831045407	0,051091487
5G	0,98079	7870	154,1438024	160	0,98007472	0,072982211
6A	0,38268	2100	3387,613672	3400	0,381818182	0,225714286
6C	0,92388	2100	173,0224705	180	0,921052632	0,306971429
6F	0,92388	2100	173,0224705	180	0,921052632	0,306971429
6H	0,38268	2100	3387,613672	3400	0,381818182	0,225714286
7A	0,19509	604	2492,006971	2490	0,195216548	0,064824503
7C	0,83147	7870	1595,164107	1600	0,831045407	0,051091487
7E	0,98079	7870	154,1438024	160	0,98007472	0,072982211
7G	0,55557	2490	1991,883471	2000	0,554565702	0,181096386

Tabla 19. Valores resistencias de la configuración no-inversora