



Universidad  
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica  
Ingeniería Industrial

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO E  
IMPLEMENTACIÓN DE UN  
AFINADOR CROMÁTICO  
PARA GUITARRA

Autor: Álvaro García López

Tutor: Ricardo Vergaz Benito

Leganés, Octubre de 2016





## Resumen

El objetivo que persigue este Proyecto es la creación de un afinador analógico y un afinador cromático digital para guitarra. Una vez construidos se procederá a la realización de un estudio valorando los puntos fuertes y débiles de ambos modelos.

Para ambos afinadores se probarán diferentes circuitos para cada una de sus etapas, siendo estas adquisición, acondicionamiento, tratamiento e indicación.

En el afinador cromático digital se empleará una placa de evaluación TM4C1294 de la serie Tiva C para el tratamiento de la señal, donde se calculará la frecuencia fundamental de la señal mediante la realización de su transformada de Fourier.

Así mismo el presente Proyecto presenta un alto carácter didáctico ya que se orienta al posible uso en futuras ediciones de asignaturas de electrónica impartidas por el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid.



## **Abstract**

The main target in this Project is the implementation of an analogic guitar tuner and a chromatic digital tuner, both for guitar. Once they are designed, a study assessing the strengths and weaknesses of both designs is presented.

For both tuners, different test circuits are designed for each of their stages: acquisition, conditioning, signal processing and user's interface.

The chromatic digital tuner uses the Tiva C series TM4C1294 launchpad for signal processing, which will calculate the signal fundamental frequency by using Fourier transformation.

In this way this Project also brings a high instructive character, so their results are intended to be used in future editions for some electronics subjects lectured at Electronics Technology Department in Madrid's Carlos III University.



## ÍNDICE

ÍNDICE .....	5
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES .....	7
ÍNDICE DE TABLAS .....	9
1. INTRODUCCIÓN .....	10
1.1. Frecuencias de afinación y herramientas para la afinación. ....	11
1.1.1. Diapasón.....	14
1.1.2. Afinador. ....	14
1.1.3. Afinador estroboscópico. ....	15
1.1.4. Afinador cromático.....	16
1.2. Objetivos del Proyecto. ....	17
1.3. Fases de trabajo.....	18
1.4. Medios empleados.....	20
1.5. Contenido del trabajo. ....	20
2. DISEÑO DEL SISTEMA.....	22
2.1. Solución propuesta. ....	22
2.2. Diseño hardware – Solución analógica. ....	23
2.2.1. Diagrama de bloques.....	24
2.2.2. Recepción de señal y acondicionamiento. ....	25
2.2.3. Oscilador. ....	26
2.2.4. Filtro.....	26
2.2.5. CFV.....	26
2.2.6. Comparación. ....	26
2.2.7. Interfaz de indicación.....	26
2.3. Diseño Hardware – Solución digital. ....	27
2.3.1. Diagrama de bloques .....	28
2.3.2. Amplificador y filtro.....	28
2.3.3. Microprocesador.....	28
2.3.4. Interfaz. ....	31
2.3.5. Diseño software.....	31
3. IMPLEMENTACIÓN .....	33
3.1. Diseño Analógico.....	34



3.1.1.	Acondicionamiento.....	34
3.1.2.	Oscilador.....	52
3.1.3.	Convertor frecuencia a tensión.....	63
3.1.4.	Circuito de comparación.....	67
3.1.5.	Circuito de interfaz de usuario: indicación de la distancia a la nota afinada. 70	
3.2	Diseño digital.....	72
3.2.1.	Adquisición de la señal.....	72
3.2.2.	Filtro de 2º orden activo.....	73
3.2.3.	Interfaz de usuario.....	74
3.2.4.	Programación.....	75
3.3	Pruebas de funcionamiento.....	76
3.3.1.	Diseño analógico.....	76
3.3.2.	Diseño digital.....	76
3.4	Layouts, fabricación de las PCBs y carcasa.....	77
4.	CONCLUSIONES Y MEJORAS.....	84
4.1	Conclusiones.....	84
4.2	Mejoras.....	85
5.	PRESUPUESTO.....	86
5.1	Coste material.....	86
5.1.1	Diseño analógico.....	86
5.1.2	Diseño digital.....	87
5.2	Coste de personal.....	88
5.3	Presupuesto final.....	88
6.	BIBLIOGRAFÍA.....	89
7.	ANEXOS.....	91

## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1.1. Diapasón.....	14
Figura 1.2. Afinador Seiko ST600.....	15
Figura 1.3. Afinador estroboscópico Peterson 490.....	15
Figura 1.4. Afinador cromático portátil KORG CA-1.....	16
Figura 1.5. Afinador cromático en pedal BOSS TU-3.....	17
Figura 1.6. Afinador cromático online Auto Tuner.....	17
Figura 2.1. Esquema básico del sistema analógico.....	23
Figura 2.2. Esquema detallado del sistema analógico.....	25
Figura 2.3. Esquema básico del sistema digital.....	27
Figura 2.4. Esquema detallado del sistema digital.....	28
Figura 2.5. Tarjeta de evaluación Tiva C Series.....	29
Figura 2.6. Diagrama de bloques de la tarjeta.....	31
Figura 2.7. Esquema del flujo del programa.....	32
Figura 3.1. Esquema del filtro de 2º orden activo.....	35
Figura 3.2. Respuesta del filtro de 2º orden activo.....	36
Figura 3.3. Respuesta real del filtro de 2º orden activo ante nota E.....	37
Figura 3.4. Esquema del circuito filtro de 1º orden con BJT.....	38
Figura 3.5. Respuesta del circuito filtro de 1º orden con BJT.....	39
Figura 3.6. Respuesta real del filtro de 1º orden con BJT ante nota E.....	40
Figura 3.7. Esquema del circuito filtro de 8º orden activo.....	40
Figura 3.8. Esquema del circuito filtro de 8º orden activo.....	41
Figura 3.9. Respuesta del circuito filtro de 8º orden activo.....	42
Figura 3.10. Respuesta real del filtro de 8º orden activo ante nota E.....	43
Figura 3.11. Esquema del circuito filtro de 4º orden con estructura Sallen-Key.....	44
Figura 3.12. Respuesta del circuito filtro de 4º orden con estructura Sallen-Key.....	45
Figura 3.13. Respuesta a la salida del filtro paso bajo (Cto Sallen-Key).....	46
Figura 3.14. Respuesta real del filtro de 4º orden activo ante nota E.....	46
Figura 3.15. Esquema del circuito Sallen-Key y alimentación simétrica.....	47
Figura 3.16. Respuesta del circuito Sallen-Key y alimentación simétrica.....	48
Figura 3.17. Respuesta real del circuito S-K y alimentación simétrica ante nota E.....	49
Figura 3.18. Esquema del circuito AGC.....	50
Figura 3.19. Respuesta del circuito AGC.....	51
Figura 3.20. Respuesta real del circuito AGC ante nota E.....	52
Figura 3.21. Esquema del oscilador en puente Wien.....	54
Figura 3.22. Simulación del oscilador en puente Wien.....	54
Figura 3.23. Respuesta real del oscilador en puente Wien.....	55
Figura 3.24. Esquema del oscilador en puente Wien con fuente única.....	55
Figura 3.25. Simulación del oscilador en puente Wien con fuente única.....	56
Figura 3.26. Respuesta real del oscilador en puente Wien con fuente única.....	56
Figura 3.27. Respuesta del oscilador en puente Wien con potenciómetro en tándem....	58

Figura 3.28. Esquema del oscilador en puente Wien con RCV. ....	58
Figura 3.29. Respuesta real del oscilador en puente Wien con RCV. ....	59
Figura 3.30. Esquema del circuito controlador de LDR. ....	60
Figura 3.31. Respuesta real del oscilador en puente Wien con LDR. ....	61
Figura 3.32. Esquema del circuito VCO con CD4046. ....	62
Figura 3.33. Simulación fallida del oscilador CD4046. ....	62
Figura 3.34. Respuesta real del oscilador CD4046. ....	63
Figura 3.35. Esquema del circuito CFV con LM555. ....	64
Figura 3.36. Linealidad de respuesta circuito CFV con LM555. ....	65
Figura 3.37. Esquema del circuito CFT con LM2917. ....	66
Figura 3.38. Linealidad de respuesta circuito CFV con LM555. ....	67
Figura 3.39. Esquema del LM324 como amplificador de instrumentación. ....	68
Figura 3.40. Esquema del circuito Restador. ....	69
Figura 3.41. Esquema del amplificador de instrumentación con AD621. ....	70
Figura 3.42. Esquema del circuito de interfaz de usuario. ....	71
Figura 3.43. Micrófono POM-3535P-3-R. ....	73
Figura 3.44. Circuito simplificado de un micrófono electret. ....	73
Figura 3.45. Esquema del circuito de acondicionamiento para micrófono. ....	74
Figura 3.46. Esquema del circuito de alimentación del afinador. ....	78
Figura 3.47. Esquema del circuito completo del afinador. ....	78
Figura 3.48. Rutado del circuito completo del afinador. ....	79
Figura 3.49. Proceso de fabricación de la PCB. ....	80
Figura 3.50. PCB terminada del afinador. ....	81
Figura 3.51. Carcasa inferior del afinador. ....	81
Figura 3.52. Carcasa superior del afinador. ....	82
Figura 3.53. Carcasa definitiva del afinador. ....	83





## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Frecuencia de las octavas.....	13
Tabla 1.2 Fases de trabajo.....	19
Tabla 1.3 Desglose por fases.....	19
Tabla 2.1. Características tarjeta de evaluación Tiva™ C Series TM4C1294.....	30
Tabla 3.1. Valores resistivos para la oscilación de cada cuerda.....	57
Tabla 3.2. Valores de tensión obtenidos con CFV-555 de cada cuerda.....	65
Tabla 3.3. Valores de tensión obtenidos con CFV-LM2917 de cada cuerda.....	66
Tabla 3.4. Respuesta del circuito de interfaz de usuario.....	71
Tabla 5.1. Coste de material del diseño analógico.....	87
Tabla 5.2. Coste de material del diseño digital.....	87
Tabla 5.3. Coste de personal.....	88
Tabla 5.4. Presupuesto final.....	88



# CAPÍTULO 1

## 1. INTRODUCCIÓN

---

Hay un dicho entre los que tocamos la guitarra que dice, “los guitarristas son músicos que gastan la mitad de su tiempo afinando su instrumento y la otra mitad tocando desafinado”, lamentablemente esto es cierto. Sin lugar a dudas una de las mejores herramientas de un guitarrista es su afinador, salvo que tenga un oído absoluto, y cuanto más sencillo y versátil sea este, más le facilitará la tediosa tarea de afinar el instrumento. Los afinadores cromáticos han sabido responder a estas premisas, siendo a día de hoy el tipo de afinador más extendido.

A lo largo de la historia ha habido diversos tipos de afinación, no habiendo un estándar hasta mediados del siglo XX cuando la Organización Internacional de Estandarización fijó la frecuencia de La en 440 Hz. Antes de esto la afinación era increíblemente errática. Cabe decir, que tan sólo se trata de un estándar, y no se está obligado a imponer al La que vibre en esa frecuencia, en las orquestas esta frecuencia la impone el piano o el oboe solista y antiguamente lo imponía la voz del cantante.

La guitarra, al menos respetando la forma actual, se empezó a usar a mediados del siglo XV, pero esta sólo tenía 3 cuerdas dobles, al estilo de la bandurria, y otra sola más, hechas de tripas y la afinación difería del actual estándar, siendo más aguda, normalmente  $g^{\flat}g^{\flat}c^{\flat}c^{\flat}-e^{\flat}e^{\flat}-a^{\flat}$  ó  $f^{\flat}f^{\flat}c^{\flat}c^{\flat}-e^{\flat}e^{\flat}-a^{\flat}$ <sup>1</sup>. No se sabe a ciencia cierta cómo se tocaba este predecesor, pero lo que sí nos queda claro es que se usó durante el periodo barroco y siguió usándose hasta principios del siglo XIX.

---

<sup>1</sup> Esta es la nomenclatura internacional, siendo sus equivalencias: A-La, B-Si, C-Do, D-Re, E-Mi, F-Fa, G-Sol; la comilla <sup>˘</sup> representa el sostenido ó #.

En el siglo siguiente apareció en Italia un sucesor, con el cuerpo más alargado, de sonido más grave y con 4 cuerdas dobles y una simple. Aun así este modelo era más pequeño que la actual guitarra española. Su afinación habitual era aa-d'd'-gg-bb-e'. En esta época se comenzó a usar el pulgar para pulsar la cuerda más alta, técnica sólo empleada, por aquel entonces, en este instrumento. No fue hasta 1630 cuando se empezó a utilizar la guitarra como instrumento solista.

En el siglo XVIII en vez de añadir cuerdas se le quitan, dejando un conjunto de 6 cuerdas simples, como la actual, y se modifica su técnica y sonido para adaptarla a las nuevas corrientes musicales. Prácticamente se convierte en estándar que la quinta cuerda esté afinada en A (La) y la sexta en E (Mi), como el actual estándar. A partir de aquí la guitarra se orienta a los arpeggios y se convierte en un instrumento perfecto para el acompañamiento, a modo de bajo, de la voz solista. Nos encontramos ante el nacimiento de la guitarra clásica [1].

Llegado el siglo XIX se sustituyen las cuerdas de tripa por unas más resistentes de metal y agudizándose la primera cuerda hasta b' y también sufre algunas modificaciones estructurales que la vuelven más estilizada y consistente. Se empieza a aconsejar el usar las uñas para raspar las cuerdas así como la postura y forma de agarre actual. La técnica de tocar la guitarra se vuelve más sofisticada y variada debido a numerosos músicos que apoyan y estudian este instrumento y lo elevan a la categoría actual [2]. Debido a esta explosión de popularidad el estándar de afinación comienza a diluirse, aunque mantiene la misma teoría y similares octavajes.

En el siglo siguiente se sustituyen las cuerdas de metal por cuerda de nylon y tela-metal. En 1931 aparece la guitarra eléctrica y poco después, en 1955, se recomendó el antes citado estándar de A (La) en la cuarta octava de A, de forma que la afinación llamada estándar EADGBe, ya era un verdadero estándar en todas las guitarras.

### **1.1. Frecuencias de afinación y herramientas para la afinación.**

En la música occidental se ha optado por dividir las frecuencias musicales en divisiones llamadas octavas, y cada una de estas en 12 divisiones más pequeñas que reciben el nombre de notas. Estas notas presentan la propiedad de tener exactamente la mitad de frecuencia que la misma nota en una octava superior.

Si se tiene en cuenta el rango frecuencial de un oído humano sano que engloba desde los 20Hz a aproximadamente 20kHz, se podría comprobar que se llegaría a escuchar diez octavas con sus respectivas doce notas cada uno.

Estas doce notas se representan de forma diversa, como se ha visto antes, siendo en cifrado inglés C D E F G A B, y en español las conocidas do re mi fa sol la si, respectivamente, entre dos notaciones diferentes como ejemplo, pero la diferencia en frecuencia entre notas consecutivas es la suya característica.

Como se dijo al principio de la introducción, la frecuencia de afinación estándar es actualmente es La en la cuarta octava ó A4, que oscila a una frecuencia de 440Hz. Según las propiedades mencionadas, A3 vibraría a 220Hz. Si se continuase esta progresión, se observaría un comportamiento geométrico y que se puede representar de forma logarítmica [4].

Se puede calcular la frecuencia de una nota, en función de la nota y la octava, con la siguiente expresión:

$$f(\text{nota}, \text{octava}) = 440 \cdot e^{\left((\text{octava}-4) + \frac{\text{nota}-10}{12}\right) \cdot \ln 2}; \quad (1.1)$$

Para esta función, *octava* sería un entero entre 0 y 10, y *nota* sería un entero en el rango de 1 a 12, de tal manera que Do=1, Do#=2, Re=3, Re#=4, Mi=5, Fa=6, Fa#=7, Sol=8, Sol#=9, La=10, La#=11, Si=12.

En la tabla 1.1 se muestra la aplicación de la ecuación 1.1, mostrando los valores correspondientes a cada nota según la octava a la que pertenece.

Octava 0		Octava 1		Octava 2	
Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]
Do <sub>0</sub>	16,352	Do <sub>1</sub>	32,703	Do <sub>2</sub>	65,406
Do# <sub>0</sub>	17,324	Do# <sub>1</sub>	34,648	Do# <sub>2</sub>	69,296
Re <sub>0</sub>	18,354	Re <sub>1</sub>	36,708	Re <sub>2</sub>	73,416
Re# <sub>0</sub>	19,445	Re# <sub>1</sub>	38,891	Re# <sub>2</sub>	77,782
Mi <sub>0</sub>	20,602	Mi <sub>1</sub>	41,203	Mi <sub>2</sub>	82,407
Fa <sub>0</sub>	21,827	Fa <sub>1</sub>	43,654	Fa <sub>2</sub>	87,307
Fa# <sub>0</sub>	23,125	Fa# <sub>1</sub>	46,249	Fa# <sub>2</sub>	92,499
Sol <sub>0</sub>	24,500	Sol <sub>1</sub>	48,999	Sol <sub>2</sub>	97,999
Sol# <sub>0</sub>	25,957	Sol# <sub>1</sub>	51,913	Sol# <sub>2</sub>	103,83
La <sub>0</sub>	27,500	La <sub>1</sub>	55,000	La <sub>2</sub>	110,00
La# <sub>0</sub>	29,135	La# <sub>1</sub>	58,270	La# <sub>2</sub>	116,54
Si <sub>0</sub>	30,868	Si <sub>1</sub>	61,735	Si <sub>2</sub>	123,47
Octava 3		Octava 4		Octava 5	
Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]
Do <sub>3</sub>	130,81	Do <sub>4</sub>	261,63	Do <sub>5</sub>	523,25
Do# <sub>3</sub>	138,59	Do# <sub>4</sub>	277,18	Do# <sub>5</sub>	554,37
Re <sub>3</sub>	146,83	Re <sub>4</sub>	293,66	Re <sub>5</sub>	587,33
Re# <sub>3</sub>	155,56	Re# <sub>4</sub>	311,13	Re# <sub>5</sub>	622,25
Mi <sub>3</sub>	164,81	Mi <sub>4</sub>	329,63	Mi <sub>5</sub>	659,26
Fa <sub>3</sub>	174,61	Fa <sub>4</sub>	349,23	Fa <sub>5</sub>	698,46
Fa# <sub>3</sub>	185,00	Fa# <sub>4</sub>	369,99	Fa# <sub>5</sub>	739,99
Sol <sub>3</sub>	196,00	Sol <sub>4</sub>	392,00	Sol <sub>5</sub>	783,99
Sol# <sub>3</sub>	207,65	Sol# <sub>4</sub>	415,30	Sol# <sub>5</sub>	830,61
La <sub>3</sub>	220,00	<b>La<sub>4</sub></b>	<b>440,00</b>	La <sub>5</sub>	880,00
La# <sub>3</sub>	233,08	La# <sub>4</sub>	466,16	La# <sub>5</sub>	932,33
Si <sub>3</sub>	246,94	Si <sub>4</sub>	493,88	Si <sub>5</sub>	987,77

Octava 6		Octava 7		Octava 8	
Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]
Do <sub>6</sub>	1046,5	Do <sub>7</sub>	2093,0	Do <sub>8</sub>	4186,0
Do# <sub>6</sub>	1108,7	Do# <sub>7</sub>	2217,5	Do# <sub>8</sub>	4434,9
Re <sub>6</sub>	1174,7	Re <sub>7</sub>	2349,3	Re <sub>8</sub>	4698,6
Re# <sub>6</sub>	1244,5	Re# <sub>7</sub>	2489,0	Re# <sub>8</sub>	4978,0
Mi <sub>6</sub>	1318,5	Mi <sub>7</sub>	2637,0	Mi <sub>8</sub>	5274,0
Fa <sub>6</sub>	1396,9	Fa <sub>7</sub>	2793,8	Fa <sub>8</sub>	5587,7
Fa# <sub>6</sub>	1480,0	Fa# <sub>7</sub>	2960,0	Fa# <sub>8</sub>	5919,9
Sol <sub>6</sub>	1568,0	Sol <sub>7</sub>	3136,0	Sol <sub>8</sub>	6271,9
Sol# <sub>6</sub>	1661,2	Sol# <sub>7</sub>	3322,4	Sol# <sub>8</sub>	6644,9
La <sub>6</sub>	1760,0	La <sub>7</sub>	3520,0	La <sub>8</sub>	7040,0
La# <sub>6</sub>	1864,7	La# <sub>7</sub>	3729,3	La# <sub>8</sub>	7458,6
Si <sub>6</sub>	1975,5	Si <sub>7</sub>	3951,1	Si <sub>8</sub>	7902,1

Octava 9		Octava 10	
Nota	Frecuencia [Hz]	Nota	Frecuencia [Hz]
Do <sub>9</sub>	8372,0	Do <sub>10</sub>	16744
Do# <sub>9</sub>	8869,8	Do# <sub>10</sub>	17740
Re <sub>9</sub>	9397,3	Re <sub>10</sub>	18795
Re# <sub>9</sub>	9956,1	Re# <sub>10</sub>	19912
Mi <sub>9</sub>	10548	Mi <sub>10</sub>	21096
Fa <sub>9</sub>	11175	Fa <sub>10</sub>	22351
Fa# <sub>9</sub>	11840	Fa# <sub>10</sub>	23680
Sol <sub>9</sub>	12544	Sol <sub>10</sub>	25088
Sol# <sub>9</sub>	13290	Sol# <sub>10</sub>	26580
La <sub>9</sub>	14080	La <sub>10</sub>	28160
La# <sub>9</sub>	14917	La# <sub>10</sub>	29834
Si <sub>9</sub>	15804	Si <sub>10</sub>	31609

Tabla 1.1 Frecuencia de las octavas.

En este proyecto nos vamos a centrar en la afinación de la guitarra, aunque se procurará que el afinador que se diseñe, con ligeras modificaciones, se pueda usar para otros instrumentos, ya que sólo debería estar limitado por el rango de frecuencias del instrumento en cuestión. En el caso de la guitarra sería de 82,41Hz para E(Mi) a 329,63Hz para e(mi).

Actualmente en el mercado se pueden encontrar diversas alternativas para la afinación de la guitarra, no hay ninguna mejor o peor, tan sólo son diferentes y más o menos cómodas y versátiles. Se pasan a describir las más usadas a continuación.

### 1.1.1. Diapasón.

El diapasón es una horquilla metálica, generalmente de acero, que al golpearlo o pellizcarlo en las dos ramas, comienza a vibrar en una frecuencia determinada que depende de su tamaño. Esta herramienta no emite sonido, por lo que dicha amplificación debe ser amplificada de alguna forma. En las guitarras clásicas o acústicas, se apoya sobre la propia caja de resonancia y esta amplifica la vibración.

La afinación con esta herramienta se realiza por comparación de sonidos, comparando el sonido amplificado del diapasón con el de la cuerda que se quiera afinar. Existe prácticamente un diapasón para cada una de las notas de todos los instrumentos.

Como curiosidad, el diapasón también se utiliza en las terapias con sonido.



Figura 1.1. Diapasón.

### 1.1.2. Afinador.

El afinador es un aparato electrónico que con la ayuda de una interfaz analógica, como un galvanómetro, LEDs, pantalla de LCD... muestra la distancia a la que el sonido captado se encuentra del La estándar de 440Hz. Generalmente llevan incorporados un generador de tonos de diversas notas.

A la hora de afinar se puede usar el micrófono, en caso de que lleve, o una entrada directa, en caso de que nuestro instrumento tenga una salida de señal eléctrica, cosa que no ocurre con la guitarra clásica.

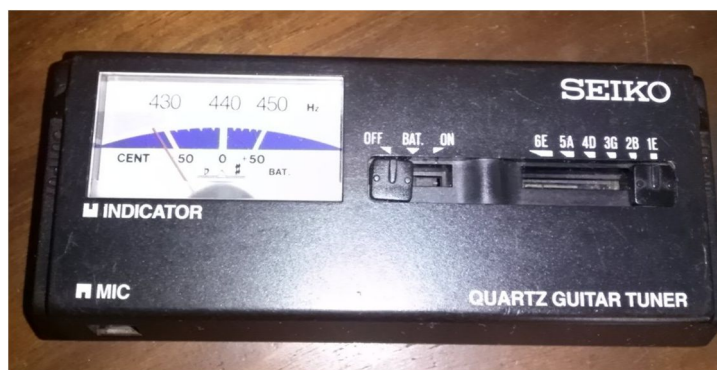


Figura 1.2. Afinador Seiko ST600.

### 1.1.3. Afinador estroboscópico.

Se trata de un afinador electrónico pero en este caso está basado en el funcionamiento del estroboscopio.

Un estroboscopio es un aparato que emite destellos de luz con una frecuencia regulable. Si se enfoca con esta luz intermitente a un objeto que esté vibrando con la misma frecuencia, dará la impresión de que el objeto está parado. Si se varía la frecuencia de los destellos de luz se tendría la impresión de movimiento en el objeto.

Si en vez de un objeto se usa la señal musical obtenida por un instrumento, estos destellos aparecerían con la frecuencia de la nota a la que se quisiera afinar, y serían proyectados sobre un disco marcado con franjas negras y blancas. Cuando se tuviese la impresión de que el disco está parado querrá indicar que tanto el disco como la luz vibran a la misma frecuencia y por lo tanto se tendría la cuerda afinada.

En algunos modelos la selección de frecuencia es automática, ya que es el propio afinador estroboscópico el que detecta a qué frecuencia debería corresponder [3].



Figura 1.3. Afinador estroboscópico Peterson 490.

#### 1.1.4. Afinador cromático.

El afinador cromático es una mejora del afinador mencionado en el punto 1.1.2. Esta mejora implica la detección automática de la nota más cercana a la que emite el instrumento, esté o no en la nota a la que se quiere afinar, de tal forma que el músico sabe en todo momento en qué nota o frecuencia se encuentra su instrumento.

Su funcionamiento se basa en la conversión y tratamiento digital de la señal analógica del instrumento, procesando varios ciclos de la señal y procediendo al cálculo de la frecuencia fundamental de la señal. El resultado se suele mostrar en una pantalla de LCD.

En el mercado actual hay diversos tipos de afinadores cromáticos, variando en su forma y su interfaz al usuario, pero con el mismo principio de funcionamiento. Dado que este Proyecto se centra en este tipo de afinador, se describen a continuación las soluciones más extendidas.

#### Afinador cromático portátil.

Estos afinadores tienen la característica de ir alimentados mediante pilas, son pequeños y robustos, y presentan buena precisión. Suelen tener una entrada de línea mediante un jack de 6'', entrada por micrófono y generador de tonos. La indicación del estado de la afinación la presentan mediante una pantalla LCD. En la figura 1.4, se muestra un afinador de la marca Korg, marca líder del sector. Este modelo en concreto, permite definir la frecuencia de La (A).

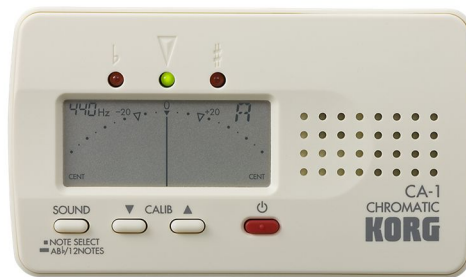


Figura 1.4. Afinador cromático portátil KORG CA-1.

#### Afinador cromático en pedal.

Estos afinadores, como todo pedal, se tienen que instalar en la línea, entre la guitarra y resto de pedales, mesa de mezclas, amplificadores... pero siempre antes de los pedales, para que los tratamientos en la señal de éstos no afecten a la afinación. La afinación se suele mostrar mediante LEDs, para que el músico reciba la información a pesar de que haya poca iluminación. En la figura 1.5 se muestra un afinador cromático de la marca Boss modelo TU-3.





Figura 1.5. Afinador cromático en pedal BOSS TU-3.

### Afinador cromático por sw/online.

Estos afinadores funcionan exclusivamente desde una plataforma informática, ya sea un PC o un móvil. Funcionan a través de una línea de entrada al PC, por ejemplo, conectando la guitarra eléctrica a la entrada del micrófono, o bien mediante el uso de un micrófono que capte el sonido. No hay un estándar en cuanto a la presentación de la afinación ni de las funcionalidades debido a la gran versatilidad que da la programación. Cabe destacar que la mayoría, a diferencia de los anteriores, son gratuitos. En la figura 1.6 se muestra un ejemplo de afinador online.

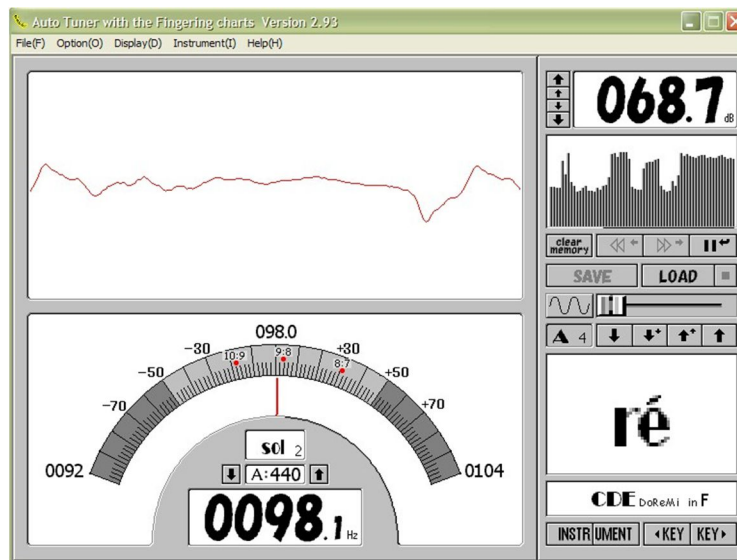


Figura 1.6. Afinador cromático online Auto Tuner.

## 1.2. Objetivos del Proyecto.

El objetivo del Presente Proyecto es adquirir los conocimientos sobre afinadores y su construcción funcional, para proceder al diseño e implementación de un afinador cromático totalmente analógico y otro lo más digital posible, de tal modo que se pueda



realizar una evaluación de los puntos fuertes y débiles de cada uno de los diseños. Además, se utilizará la información obtenida con fines didácticos en laboratorios de futuras ediciones de asignaturas de electrónica impartidas por el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. Para ello se van a definir una serie de objetivos secundarios y requisitos que deben cumplir los diseños:

Objetivos:

- Conocer el funcionamiento de las diferentes soluciones que ofrece el mercado para capturar el sonido con el fin de decidir cuál es la óptima.
- Construir un afinador funcional para afianzar los conocimientos sobre el tema.
- Comprender el funcionamiento de la transformada discreta de Fourier y aplicarla para calcular la frecuencia fundamental del sonido.
- Presentación de información sencilla y de rápido entendimiento.
- Usar esta aplicación como material didáctico en asignaturas de electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. Por ello, se propone el siguiente objetivo concreto:
  - Encontrar una solución de bajo coste con componentes sencillos, comunes y fáciles de conseguir para un estudiante.
- Diseñar un algoritmo de control que permita afinar con precisión.

El prototipo debe cumplir los siguientes requisitos:

- Diseño de tamaño reducido y bajo consumo.
- Uso de componentes sencillos y de bajo coste.
- Debe avisar al usuario de lo alejado que está de la nota más cercana.
- El sistema debe ser portátil.
- El sistema se debe alimentar con baterías o pilas, debido a que la red introduce ruidos en el sistema que pueden distorsionar la afinación.

### **1.3. Fases de trabajo.**

Con la intención de exponer de un modo sencillo las distintas fases de trabajo de este Proyecto se muestra a continuación una planificación detallada de las mismas. En la tabla 1.3 se muestra el diagrama de Gantt de los tiempos invertidos.

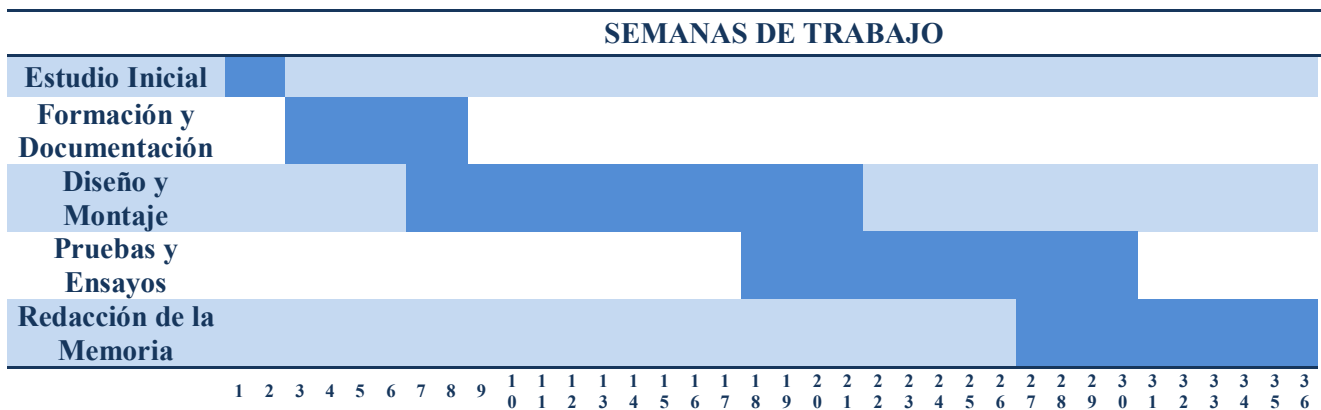


Tabla 1.2 Fases de trabajo.

- Estudio inicial (2 semanas): consta de una serie de reuniones cuyo fin es marcar los límites y objetivos de este Proyecto, poniendo en común ideas y sugerencias.
- Formación y documentación (6 semanas): el objetivo de esta fase es la adquisición de conocimientos sobre la materia de la que trata este Proyecto y su estado del arte, así como actualización de conocimientos sobre la materia y de software. Aprendizaje de utilización y programación del entorno Energia y placa de evaluación Tiva™ C Series TM4C1294.
- Diseño y montaje (15 semanas): aplicación directa de las dos primeras fases. Tanto la fabricación de la PCB como la impresión 3D de la carcasa del afinador han sido realizadas por la Universidad Carlos III de Madrid.
- Pruebas y ensayos (13 semanas): evaluación de los diferentes sistemas trabajando en conjunto y obtención de datos.
- Redacción de la memoria (10 semanas): documentación del trabajo realizado a lo largo de este Proyecto.
- Total: 36 semanas, que se desglosan en la tabla 1.3.

FASES DEL PROYECTO	SEMANAS DE TRABAJO
Estudio Inicial	2
Formación y Documentación	6
Diseño y Montaje	15
Pruebas y Ensayos	12
Redacción de la Memoria	10

Tabla 1.3 Desglose por fases.



## 1.4. Medios empleados.

Para la realización de este Proyecto, se han empleado los siguientes medios:

### SOFTWARE

- Energia <sup>MT</sup>
- Herramientas varias de edición de imágenes.
- Microsoft Word® 2010 para la redacción de la memoria del proyecto.
- Microsoft Excel® 2010 para la redacción de la memoria del proyecto.
- OrCAD 16.6 programa utilizado para el diseño y simulación.
- Proteus® 8 Professional: programa utilizado para el diseño, la simulación y el rutado de las PCBs.
- SO Windows® 8.

### HARDWARE

- Afinador Korg CA-1
- Cable apantallado de guitarra.
- Cables unipolares macho-macho, macho-hembra y hembra-hembra.
- Cables USB.
- Cable unipolar multifilamento de 0.8mm
- Componentes electrónicos varios (Detallado en el Capítulo 5).
- Conectores Jack de 6''.
- Estaño y soldador de 15W con soporte y esponja.
- Fuente de alimentación Lendhermack HY3003D-3.
- Guitarra española.
- Guitarra eléctrica Gibson Epiphone.
- Generador de funciones Agilent 33120A.
- Osciloscopio de 2 canales Rigol DS1062C de 2.
- PC.
- Placas protoboard.
- Placa Tiva C Series TM4C1294.
- Placas fotosensibles de fibra de vidrio.

## 1.5. Contenido del trabajo.

A continuación se expone una descripción somera de lo que se va a encontrar el lector en el resto de la memoria.

- Capítulo 2 Diseño del sistema: estructura constructiva inicial del Proyecto, tanto de la parte analógica como de la digital y breve exposición de la programación.
- Capítulo 3 Implementación: resultado de simulaciones y pruebas reales de cada uno de los circuitos empleados. Explicación del software empleado. Layouts de las PCBs y diseño de la carcasa.



- Capítulo 4 Conclusiones y mejoras: crítica de los resultados obtenidos y mejoras a realizar en futuros trabajos.
- Capítulo 5 Presupuesto: coste económico desglosado de este Proyecto.
- Capítulo 6 Bibliografía: relación de la documentación empleada.



## CAPÍTULO 2

# 2. DISEÑO DEL SISTEMA

---

En este proyecto se ha procurado realizar un tratamiento de señales tanto analógico como digital, por lo que se diseñaron dos circuitos, uno para el tratamiento de la señal puramente analógico y otro para el digital.

En la parte común de ambos circuitos aparecerá el circuito de acondicionamiento de la señal, compuesto por una fase de amplificación de la señal y otra de filtrado de frecuencias indeseadas, así como un conversor de frecuencia a tensión.

A partir de aquí ambas soluciones se separan. Por un lado se tendrá el tratamiento analógico, en el que aparecerá una serie de frecuencias de referencia seleccionadas mediante un oscilador controlado por una resistencia variable. Ambas señales pasarán a un circuito comparador y posteriormente se procederá a la presentación de su distancia en frecuencia.

En la parte digital, se pasará la tensión convertida a conversor analógico digital de una placa Tiva™ C Series TM4C1294, que realizará la comparación de la señal y se encargará de la presentación de información sobre la señal de entrada.

### 2.1. Solución propuesta.

A la vista del problema de la afinación de cualquier instrumento musical, se decide desarrollar un afinador cromático que sea capaz de indicar un amplio rango de frecuencias usadas en diversos instrumentos y escalas, aunque Proyecto se centrará en las frecuencias de la guitarra, tanto eléctrica como española, por motivos de disponibilidad de instrumentos. Debido a la gran variedad de instrumentos musicales y

tecnología utilizada, se opta por diseñar el dispositivo tanto en forma analógica como en forma digital, debiendo cumplir en ambos casos:

- Recepción de señal tanto de forma directa, mediante salida por cable del instrumento a nuestro afinador, como indirecta, como por ejemplo mediante un micrófono o sensor de vibración.
- En el dispositivo analógico, evitar cualquier tipo de procesamiento digital, incluyendo la indicación de la nota que se esté afinando.
- Que sea portátil, por lo tanto deberá ser pequeño, liviano y alimentado por batería.

A continuación se va a exponer brevemente la composición de los diseños, tanto analógico como digital, en cuanto estructura de bloques y la debida explicación de cada uno de ellos. Al final del capítulo se tratará el componente software de la solución digital.

## 2.2. Diseño hardware – Solución analógica.

Se van a plantear en este apartado los diferentes bloques con los que va a contar el afinador analógico diseñado. Para este caso, no se tratará de un afinador cromático, tan sólo de un afinador electrónico, ya que, como se comentó en el apartado 1.1.3, no mostrará en tiempo real la nota en la que se está: en lugar de ello se mostrará cómo de lejos se está de la nota seleccionada para afinar. Los bloques expuestos son los que se creen necesarios para el correcto funcionamiento del sistema.

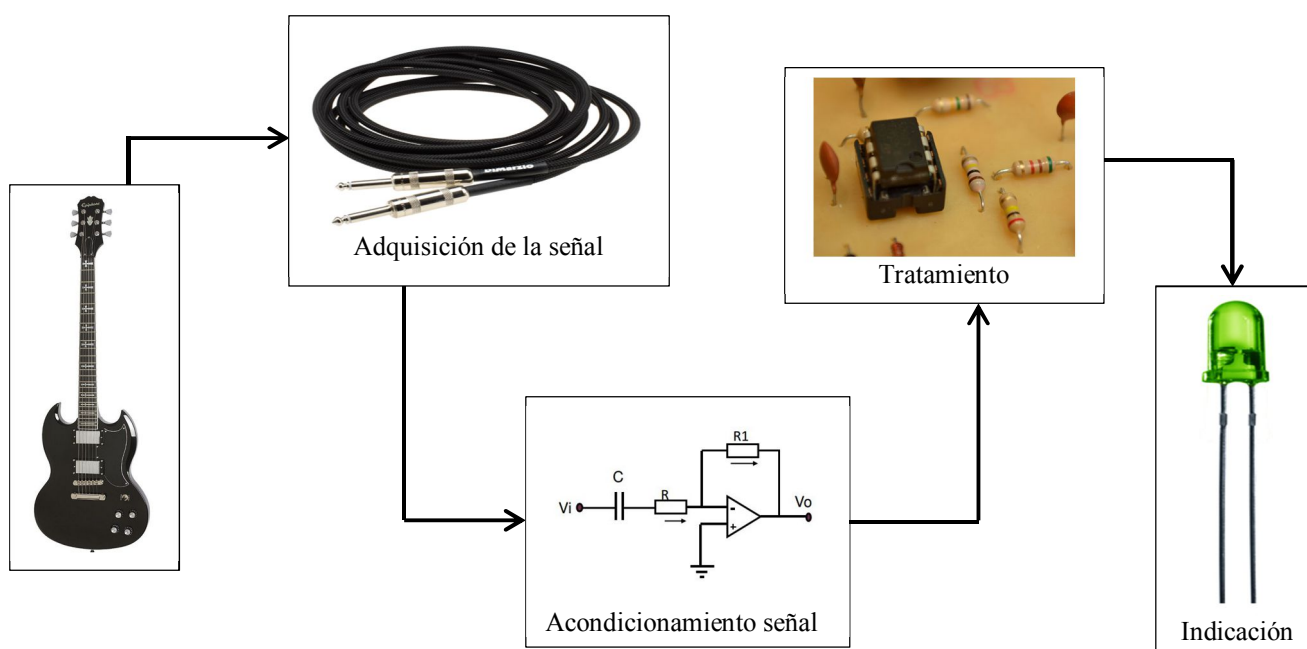


Figura 2.1. Esquema básico del sistema analógico.



El sistema se compone de los siguientes bloques:

- **Adquisición de señal:**  
Su cometido es capturar la señal producida por la guitarra y transmitida a través de un medio, bien sea vibración del aire (sonido) o bien la corriente generada por las pastillas<sup>2</sup> de la propia guitarra. Se pondrá un sistema para la adquisición de la señal de cada canal: micrófono y jack para la entrada directa de sonido o desde la pastilla, respectivamente.
- **Acondicionamiento de señal:**  
La señal capturada por el sistema de adquisición presenta una baja potencia, debido a ello será necesaria su amplificación. Además, habrá que realizar un acondicionamiento para limpiarla de ruido.
- **Tratamiento:**  
Este sistema tendrá como objetivo la traducción de la frecuencia de la señal a una magnitud fácilmente comparable con una referencia. En este caso, se tratará de un conversor frecuencia a tensión, de tal modo que se pueda estimar y corregir el error en la afinación por vía del usuario.
- **Interfaz de usuario:**  
La comunicación de la información al usuario se realizará mediante un conjunto de LEDs y una serie de selectores. Los LEDs mostrarán el estado de la afinación, pudiendo elegir la nota a afinar mediante los selectores, que se encargarán de conmutar a la configuración correcta del sistema para la frecuencia designada por el usuario.

### 2.2.1. Diagrama de bloques.

Profundizando más detalladamente en el apartado 2.2., se deciden las partes que constituirán cada bloque. El conjunto de partes desglosado se muestra en la figura 2.2.

Se observa que la señal se introduce en el sistema de forma directa, esta señal será tratada mediante una amplificación y filtrado de la misma para acondicionarla adecuadamente a la sensibilidad del conversor de frecuencia a tensión. Por otro lado se dispondrá de una señal de referencia seleccionable en frecuencia, según la cuerda que se pretenda afinar, generadas mediante un oscilador, y que será tratada de igual modo que la señal eléctrica de la guitarra. Ambas señales, en este punto serán dos señales de tensión continua, cuya magnitud se comparará para detectar su diferencia y saber en qué punto se encuentra la afinación, y se procederá a su indicación mediante una serie de LEDs.

---

<sup>2</sup> Las pastillas de la guitarra eléctrica son unos transductores que transforman las vibraciones de las cuerdas en corriente mediante imanes rodeados por un bobinado de cobre. Al moverse las cuerdas se varía el campo magnético del imán que provoca a su vez una variación en la corriente inducida en el bobinado.



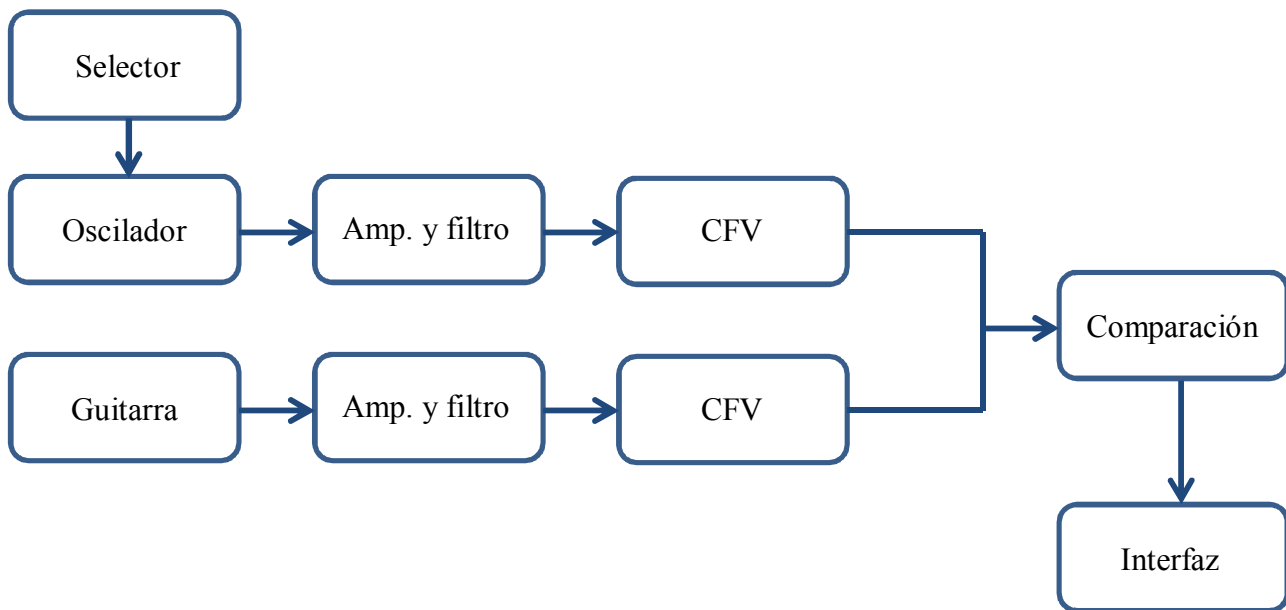


Figura 2.2. Esquema detallado del sistema analógico.

En los apartados siguientes se procederá a una explicación más profusa de cada uno de los bloques mencionados.

### 2.2.2. Recepción de señal y acondicionamiento.

Bloque inicial del sistema, se trata de un bloque de vital importancia ya que de él dependerá el buen funcionamiento de los bloques subsiguientes. Se conecta la entrada del sistema a la guitarra eléctrica mediante un jack de 6,3mm, aprovechando la salida incorporada al instrumento. Esta señal es generada por la variación en el campo magnético, situado alrededor de las pastillas, causada por la vibración de las cuerdas metálicas de la guitarra. Esto genera a su vez una ligera corriente que se transmite aguas abajo. Debido a la baja intensidad de la señal será necesaria su amplificación y filtrado para eliminar ruidos no deseados y que podrían perjudicar en el tratamiento de la señal posteriormente.

Se ha de tener en cuenta que la gran mayoría de las guitarras eléctricas poseen ya incorporados diversos filtros ajustables por el usuario que podrían interferir en la calidad y nitidez de la señal que se está buscando obtener. Esto también aplica a la selección de la pastilla, también por parte del usuario. Según las diversas configuraciones de los filtros, la amplitud y contenido armónico de la señal recibida, para una misma cuerda, se podría ver comprometida.

Al tratarse de una señal de inicio real desde una cuerda de longitud fija vibrando, estará compuesta por infinidad de armónicos, de los que tan sólo nos interesará el armónico fundamental: el resto será considerado ruido o información innecesaria. Se tendrá que llegar a un compromiso en cuanto a la ganancia del sistema para que estos armónicos no sean amplificados en exceso.



Así mismo, en el ambiente del filtrado aparecerá una situación similar, ya que un filtrado excesivamente fuerte afectará de forma negativa en el extremo contrario.

Habrà que llegar a un compromiso no sólo en la ganancia, sino también en cuanto al orden del filtrado, llegando a un resultado empírico de la proporción más conveniente para no afectar en gran medida a nuestro rango de frecuencias de trabajo y las diferentes amplitudes de las señales según la cuerda bajo estudio.

Se comprobará más adelante que este compromiso será un gran problema y su solución no será fácil.

### **2.2.3. Oscilador.**

Este bloque nos generará la referencia en frecuencia. Se estudiará la viabilidad de incorporar un oscilador en configuración de puente de Wien o el uso de un VCO como el CD4046. Gracias al siguiente bloque, la forma de la señal generada por el oscilador seleccionado no será una restricción, como se verá más adelante. La verdadera restricción vendrá dada en cuanto al rango de funcionamiento, en nuestro caso de 70 a 360 Hz, suponiendo, quizás, un problema, el estrecho rango de funcionamiento y las bajas frecuencias que se verán fácilmente distorsionadas e inducidas con los 50 Hz de la red. La otra restricción será la pureza de la señal, cuyo requerimiento principal será la baja distorsión ya es la que se toma como referencia.

Posteriormente se realizará el acondicionamiento necesario a la señal.

### **2.2.4. Filtro.**

Será similar al utilizado en el bloque de acondicionamiento de la señal de entrada. A diferencia del otro bloque, la señal de entrada, procedente del oscilador, será más limpia y por lo tanto no debería necesitar de un filtrado, tan sólo de una posible amplificación.

### **2.2.5. CFV.**

En este bloque se realizará el diseño de un convertidor de frecuencia a tensión, que será igual tanto para la señal real como para la señal de referencia. Se tratará entonces de dos circuitos iguales uno para cada señal.

Se estudiará la implementación de un CFV mediante un circuito basado en un 555, o bien con un integrado específico dedicado para esta función, del tipo LM2917.

Habrà que prestar especial atención a la sensibilidad del circuito, que determinará el nivel de amplificación de ambas señales.

### **2.2.6. Comparación.**

Una vez que se han convertido las señales a una magnitud fácilmente comparable, se procederá a su comparación. En este apartado se realizará el diseño de un restador, probando circuitos como un simple restador o bien un amplificador diferencial, que nos dará una mayor precisión. Esta señal será la que nos indique en qué situación se está durante la afinación, siendo mostrada por el bloque presentado a continuación.

### **2.2.7. Interfaz de indicación.**

Este bloque será el responsable de transmitir la información al usuario. Esta información será la nota en la que se quiere realizar la afinación y la situación de la afinación en curso.

Para la primera se precisará de un selector que se encargará de configurar el oscilador para que genere la frecuencia pertinente. Para la segunda, se necesitará un circuito cuya función será recibir la señal resultante de la comparación de la señal de la guitarra con la señal en el bloque anterior y mostrar la diferencia mediante unos LEDs, indicando si se está por encima o por debajo de la referencia, de modo que el usuario sepa si debe tensar o destensar la cuerda.

### 2.3. Diseño Hardware – Solución digital.

Al igual que se hizo en el apartado 2.2, se explicarán los diferentes bloques con los que va a contar el afinador digital. Para este caso sí se tratará de un afinador cromático, ya que sí mostrará en tiempo real la nota en la que se está. Los bloques expuestos en la Figura 2.3 son los que se creen necesarios para el correcto funcionamiento del sistema.

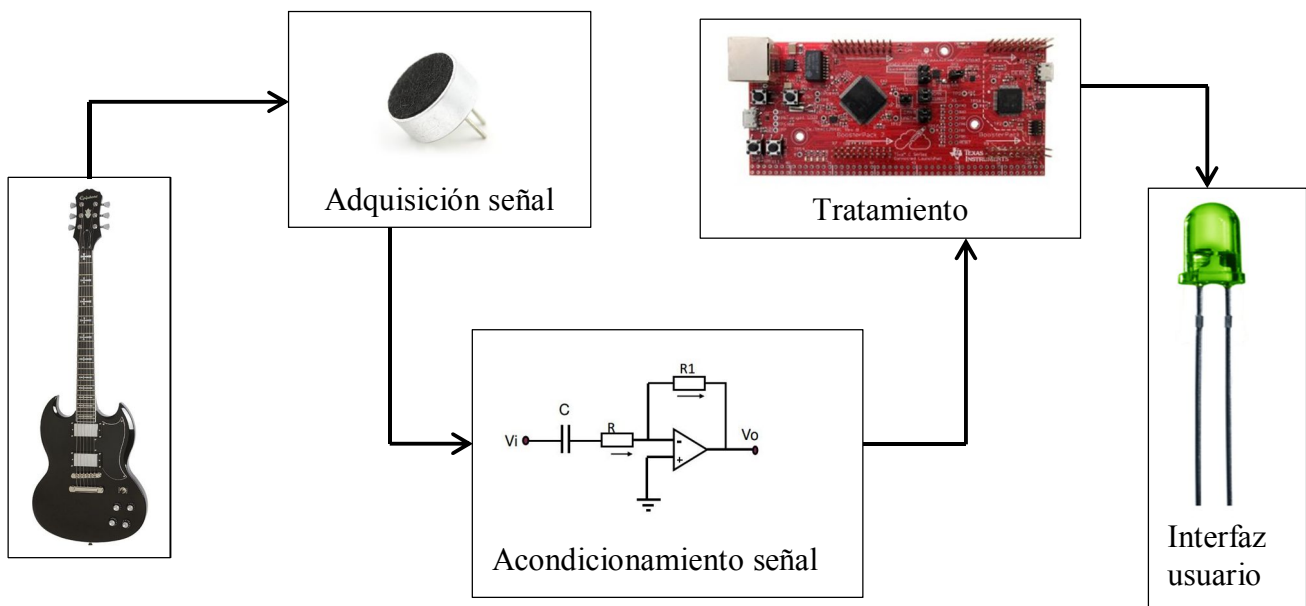


Figura 2.3. Esquema básico del sistema digital.

El sistema se compone de los siguientes bloques:

- **Adquisición de señal:**  
Este bloque es idéntico a su homólogo de la solución analógica.
- **Acondicionamiento de señal:**  
Su función será la misma que el bloque con mismo nombre en la solución analógica.
- **Tratamiento:**  
Este sistema tendrá como objetivo el procesamiento de la señal para calcular la frecuencia fundamental y el control de la interfaz de usuario.

- **Interfaz de usuario:**

La comunicación de la información al usuario se realizará mediante un conjunto de LEDs y una serie de selectores. Estos nos mostrarán el estado de la afinación, y el sistema de adquisición de la señal.

### 2.3.1. Diagrama de bloques

El sistema digital presenta ligeras modificaciones con respecto al sistema analógico. El esquema seguido por la parte digital se muestra en la Figura 2.4. La entrada del sistema, en este sistema, es seleccionable, pudiendo elegir el usuario entre adquirir la señal o bien directamente de la guitarra, en caso de que la guitarra tenga salida de señal eléctrica, o bien mediante adquisición acústica a través de un micrófono. Independientemente del sistema de adquisición seleccionado, esta señal será tratada mediante una amplificación y filtrado de la misma para acondicionarla adecuadamente a la sensibilidad del conversor analógico digital del microcontrolador. Llegados a este punto la señal será tratada de forma digital, realizando los cálculos pertinentes para hallar su frecuencia fundamental, y transmitir las señales necesarias para activar la interfaz de usuario por mediación de una serie de LEDs.

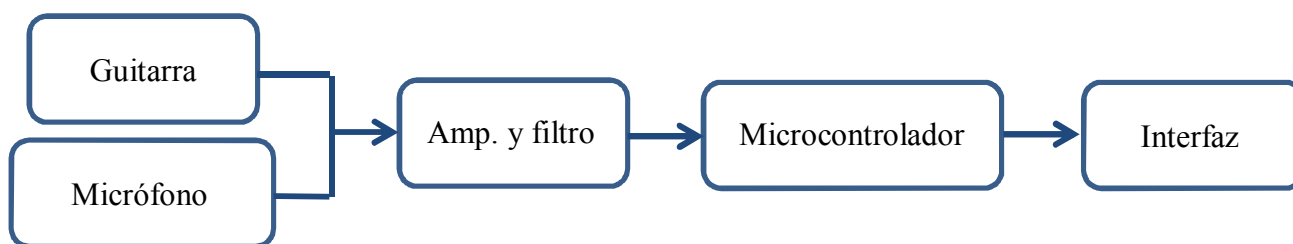


Figura 2.4. Esquema detallado del sistema digital.

En los apartados siguientes se procederá a una explicación más profusa de cada uno de los bloques mencionados.

### 2.3.2. Amplificador y filtro.

En este bloque se usará un circuito acondicionador de señal, que coincide con el bloque de acondicionamiento expuesto en el apartado 2.3.

### 2.3.3. Microprocesador.

Se ha tomado la decisión de usar la plataforma Tiva™, de Texas Instruments, como microcontrolador, en concreto la tarjeta de evaluación Tiva™ C Series TM4C1294 (EK-TM4C1294XL).

La tarjeta de evaluación Tiva™ C Series TM4C1294 (EK-TM4C1294XL) es una plataforma de evaluación de bajo coste para dispositivos basados en microcontroladores ARM® Cortex™-M4F. De entre todos sus módulos y componentes en este proyecto se

usará su microcontrolador TM4C1294NCPDT, USB 2.0, ADC y numerosas conexiones GPIO [5].

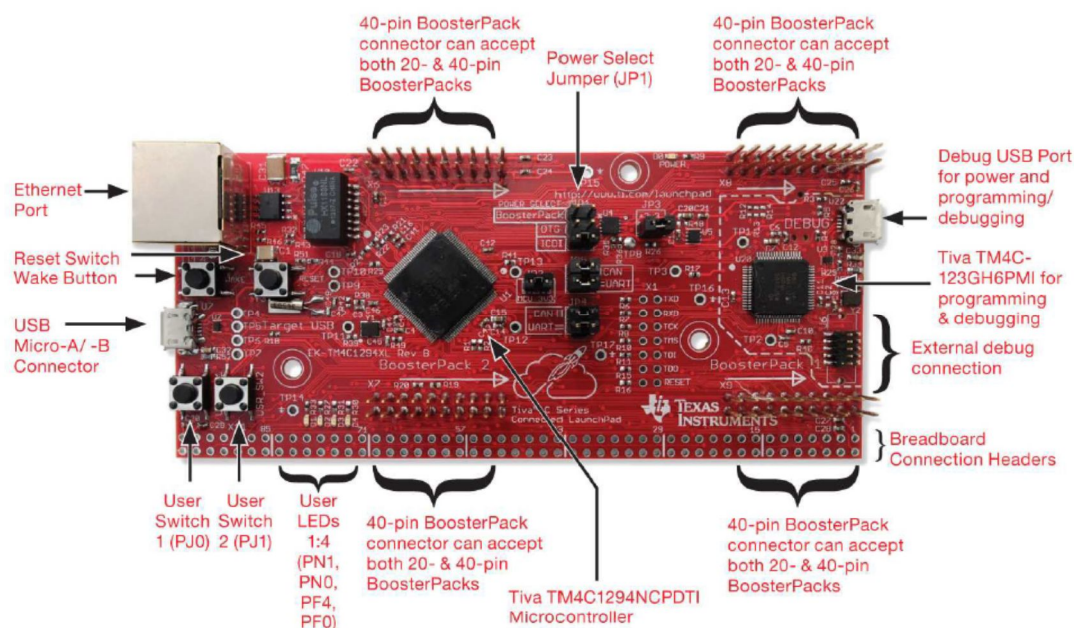


Figura 2.5. Tarjeta de evaluación Tiva C Series.

La elección de esta placa de evaluación frente a Arduino se debe a que es una plataforma más completa y con posibilidad de interconexión de sensores o comunicaciones. Además el microcontrolador es más potente que otras placas de propósito general muy utilizadas didácticamente, como Arduino, y, para el caso de este Proyecto, el procesamiento de señal será un punto importante ya que una mayor velocidad de procesamiento será una ventaja. Debido a estas características y al carácter didáctico del presente Proyecto, se elige la placa Tiva™ C Series TM4C1294, con la intención de que se use en asignaturas de electrónica en la Universidad Carlos III de Madrid.

### Características.

La tarjeta de evaluación Tiva™ C Series incluye las siguientes características:

- Microcontrolador Tiva TM4C1294NCPDTI.
- Conexión 10/100 Ethernet MAC completamente integrada y control PHY PWM.
- Conexión USB 2.0 micro A/B.
- 4 LEDs configurables.
- 2 interruptores programables.
- 1 interruptor independiente para salir de hibernación.
- 1 interruptor independiente para reiniciar el microcontrolador.
- Jumper de selección de alimentación:

- Dispositivo USB
- BoosterPack
- Aplicación de inicio rápido para el Internet de las Cosas.
- Pines I/O en la propia tarjeta para tarjetas de expansión.
- 2 conectores independientes para expansiones para maximizar la expansión.

### Especificaciones.

Parámetro	Valor
Alimentación	<p>4.75 V<sub>DC</sub> a 5.25 V<sub>DC</sub> de una de las siguientes fuentes:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• USB U22 (ICDI) cable USB Micro-B conectado a un PC u otra fuente compatible.</li> <li>• USB (U7) cable USB Micro-B conectado a un PC u otra fuente compatible.</li> <li>• BoosterPack (X8-4).</li> <li>• BoosterPack (X6-4).</li> <li>• Pines para la placa de entrenamiento (X11-2 o X11-97).</li> </ul>
Dimensiones	12.45 cm x 5.59 cm x 10.8 mm (L x An x A).
Salidas	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 5 V<sub>DC</sub> para los BoosterPacks, corriente limitada por TPS2052B. 1 A nominal. Tener en cuenta las limitaciones de la fuente de alimentación.</li> <li>• 3.3 V<sub>DC</sub> para los BoosterPacks, limitada por la salida de TPS73733 LDO. Este plano de 3.3 V<sub>DC</sub> se comparte con los componentes de la placa. La potencia total de salida está limitada a un máximo de 1 A proporcionado por TPS73733.</li> </ul>
Estado RoHS	Compliant.

Tabla 2.1. Características tarjeta de evaluación Tiva™ C Series TM4C1294.

La tarjeta incluye un microcontrolador TM4C1294NCPDTI con conexión Ethernet 10/100 MAC y PHY. Este avanzado microcontrolador ARM® Cortex™ M4F MCU presenta un amplio rango de periféricos (Figura 2.6) que están disponibles para los usuarios a través de los accesorios dispuestos en la propia placa y los conectores para los BoosterPacks [5].

En la siguiente sección se avanza el diseño del software que el microcontrolador llevará incorporado.

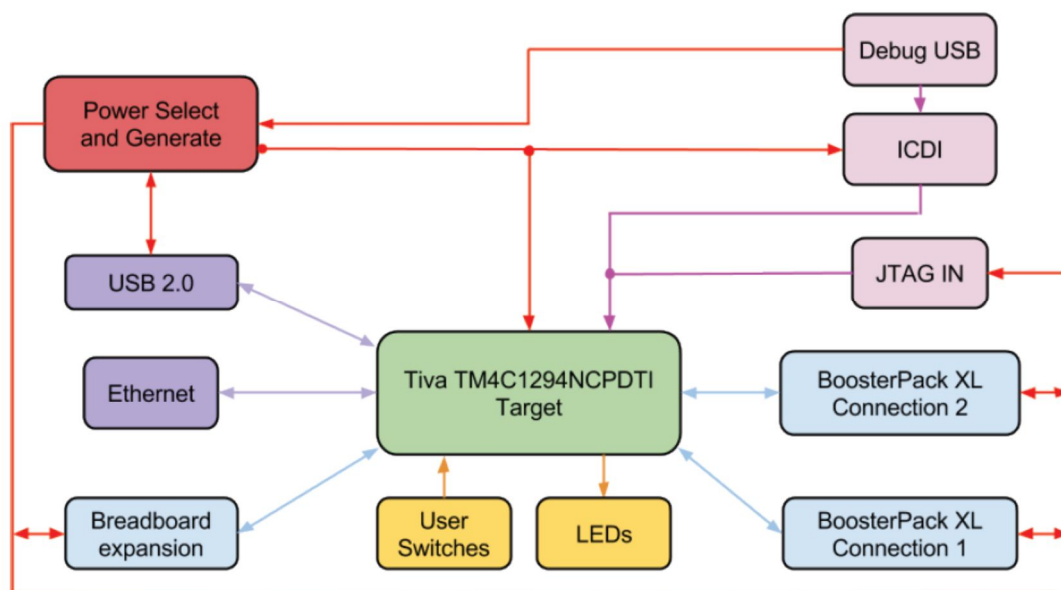


Figura 2.6. Diagrama de bloques de la tarjeta.

#### 2.3.4. Interfaz.

En este bloque, al igual que sus homólogos anteriores, se representará, no sólo el estado de la afinación si no también la nota, o la nota más cercana, que se esté afinando.

#### 2.3.5. Diseño software.

El objetivo del programa es su funcionamiento de forma automática y que muestre al usuario, en todo momento, en qué nota se encuentra durante la afinación, independientemente de la cuerda que esté afinando o incluso si esta nota no está dentro de las afinaciones consideradas estándar. Esta indicación, al igual que en el sistema analógico, se realizará mediante LEDs, conectados a las salidas digitales.

El funcionamiento del programa se muestra en la figura 2.7. Básicamente va pasando por estas etapas:

- **Comprobación de LEDs:**  
Se comprueba el correcto funcionamiento de las indicaciones visuales del afinador.
- **Adquisición de la señal:**  
Se muestrea la señal saliente del circuito acondicionador en el ADC de la placa.
- **Cálculo de frecuencia:**  
Se calcula la frecuencia fundamental de la señal.
- **Indicación:**  
Según la frecuencia se indica visualmente la nota objetivo más cercana y su distancia en frecuencia mediante indicación de LEDs.

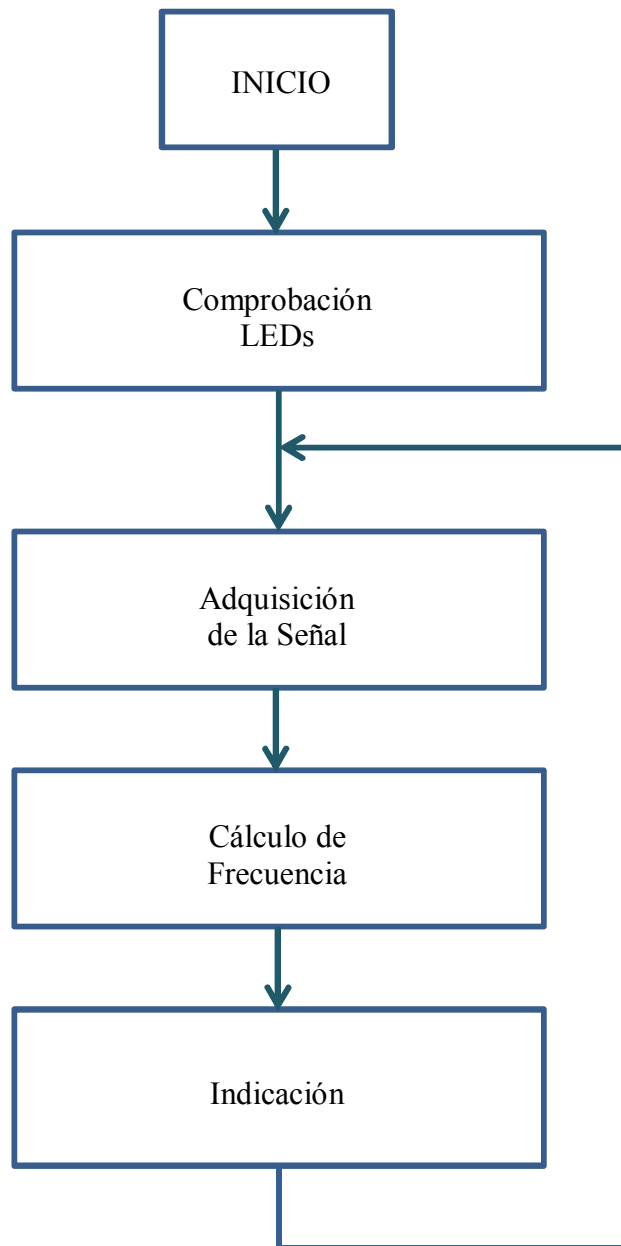


Figura 2.7. Esquema del flujo del programa.





## *CAPÍTULO 3*

### **3. IMPLEMENTACIÓN**

---

En este capítulo se describirá detalladamente la implementación de los distintos bloques en los que se puede subdividir el circuito propuesto, sus motivaciones y especificaciones.

Previamente a las pruebas experimentales se llevó a cabo una serie de pruebas en el simulador de circuitos electrónicos Proteus. El objetivo principal que se pretende alcanzar en este capítulo es la validación en un entorno de simulación de algunas de las características con las que debe contar el circuito, con el fin de dotarle de una mayor solidez.

Para ello se utilizará un modelo simulado de las diferentes etapas, ensambladas tal y como lo estarán en el circuito una vez finalizado. Una vez simulado se procederá a su montaje en placa de puntos para comprobar su correcto funcionamiento, ya que al ser etapas analógicas son muy sensibles a cualquier tipo de malfuncionamiento.

A lo largo del proceso de diseño se probaron diferentes opciones para cada uno de los bloques que componen el proyecto. A continuación se exponen cada uno de los circuitos probados, tanto los seleccionados como los desechados, junto con una breve explicación de su funcionamiento, resultados en simulaciones y en pruebas individuales del circuito bajo señales reales, además de la justificación de la elección sobre el mismo.

### 3.1 Diseño Analógico.

Con el fin de medir la viabilidad de los diferentes circuitos trabajando con las señales supuestas, se han diseñado modelos en Proteus que se expondrán a continuación.

Como nota y para mejor comprensión de los circuitos, todas las tensiones de alimentación serán de +5Vdc o -5Vdc, salvo que se indique lo contrario. También comentar que para evitar posibles problemas de tierras flotantes se procuró el uso de fuentes simples de +5Vdc.

#### 3.1.1. Acondicionamiento.

Cuando se desea realizar una medida, es necesario un transductor que transforme la medida física en una medida eléctrica. Esa medida eléctrica es necesario acondicionarla para que sea una magnitud tratable. En términos generales, acondicionar una señal significa realizar las siguientes etapas: convertir la señal; modificar el nivel de la señal; linealizar la respuesta; y filtrar la señal.

Como se ha comentado al inicio de este capítulo, para tomar la decisión de qué circuito era el más conveniente para el diseño del afinador de guitarra, se probaron diversos filtros y AGCs, pareciendo el más conveniente el expuesto a continuación.

#### Filtro 2º orden activo.

Este filtro de 2º orden activo [6] es un circuito simple y barato que nos otorga 26dB de ganancia (Figura 3.1) gracias a un amplificador operacional en la clásica configuración no inversora. Tiene la ventaja de alimentarse con una fuente simple, de ahí que deba añadir una componente de tensión continua a la señal que proviene de la guitarra. Este offset se añade con las resistencias R8 y R9. El condensador C5 es un condensador de desacoplo cuya función es limpiar el posible ruido proveniente de la alimentación. Además posee un ancho de banda de 20Hz a 20kHz. Este circuito tiene una impedancia de entrada  $Z_{in} = 5M\Omega$  y una impedancia de salida  $Z_o = 449\Omega$ .

$$Z_i = (R_1 // R_7) // (R_3 + Z_{InOAmp}) = (10M // 10M) // (1k + 1T) = 5M\Omega. \quad (3.1)$$

$$Z_o = R_5 // (R_6 + Z_{OOAmp}) = 470 // (10k + 25) = 449\Omega. \quad (3.2)$$

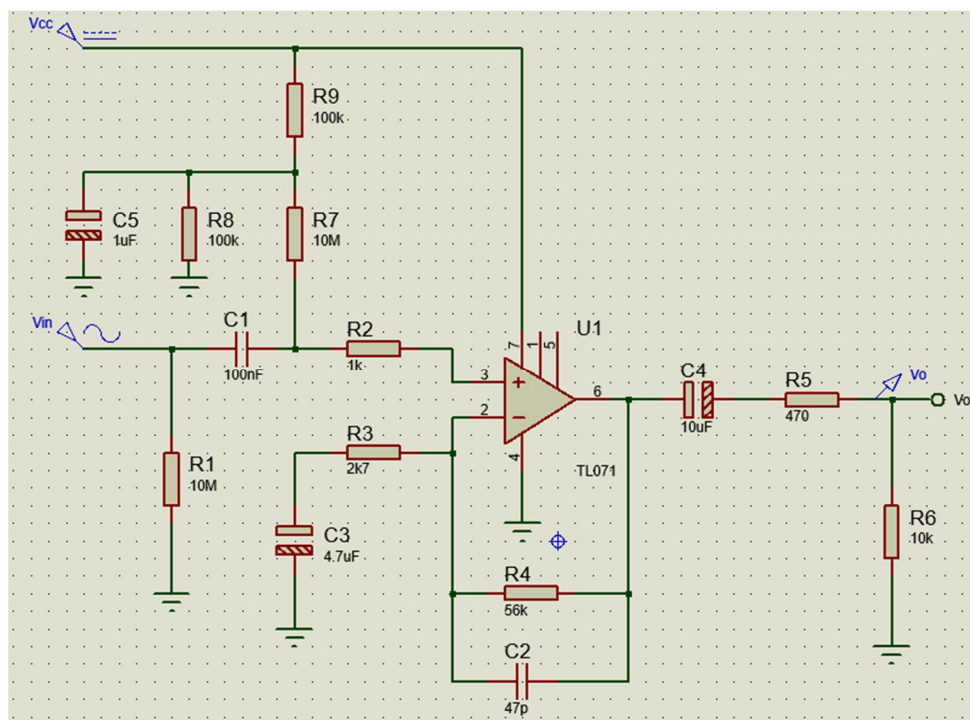


Figura 3.1. Esquema del filtro de 2º orden activo.

En la simulación del circuito se observa en la parte superior de la figura 3.2 como la ganancia es de 26dB y se ajusta perfectamente a nuestras frecuencias de trabajo, desde 82,4Hz a 329,6Hz. Así mismo en la parte inferior de la figura 3.2 se ve en rojo la respuesta ante una señal de entrada de 110Hz y 100mVpp, en verde.

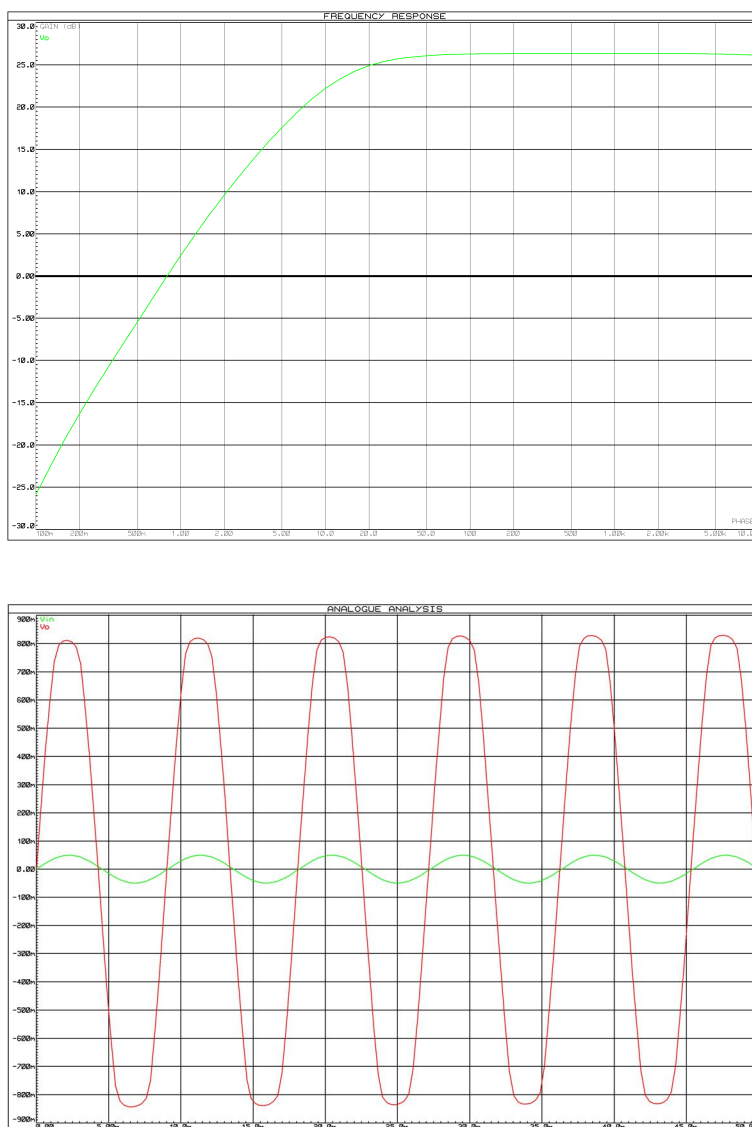


Figura 3.2. Respuesta del filtro de 2º orden activo.

En la figura 3.3, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con la señal de un Mi2 directo de una guitarra eléctrica. La señal de entrada se presenta en color amarillo, con alrededor de 150mVpp y 82,4Hz, en su armónico fundamental. Se puede observar también la aparición de otros armónicos y una ligera atenuación de la señal entre los ciclos. En azul, la señal en la salida del circuito de acondicionamiento después de haber sido filtrada y amplificada. Este filtrado no es muy notable ya que la señal se encuentra en la zona lineal del circuito.



Figura 3.3. Respuesta real del filtro de 2º orden activo ante nota E.

Entre todos los circuitos probados, en la elección de este circuito primó la sencillez del mismo junto con las prestaciones de filtrado que ofrece, posee además unas impedancias tanto de entrada como de salida muy interesantes para sonido. Además se alimenta con una fuente única, pudiendo ser desde una pila de 9Vdc o una alimentación regulada, como es este caso, de 5Vdc.

A continuación se muestran los diferentes circuitos desechados para el bloque de acondicionamiento.

#### **Filtro de 1er orden con BJT.**

Se trata de un circuito de filtro de primer orden con BJT en emisor común [7], circuito básico y sencillo con una ganancia de 18dB en su zona de trabajo. Presenta un ancho de banda de 10Hz a 100kHz. En el núcleo de este circuito se encuentra un transistor BC547, transistor muy común, barato y fácil de encontrar y de bajo consumo [8].

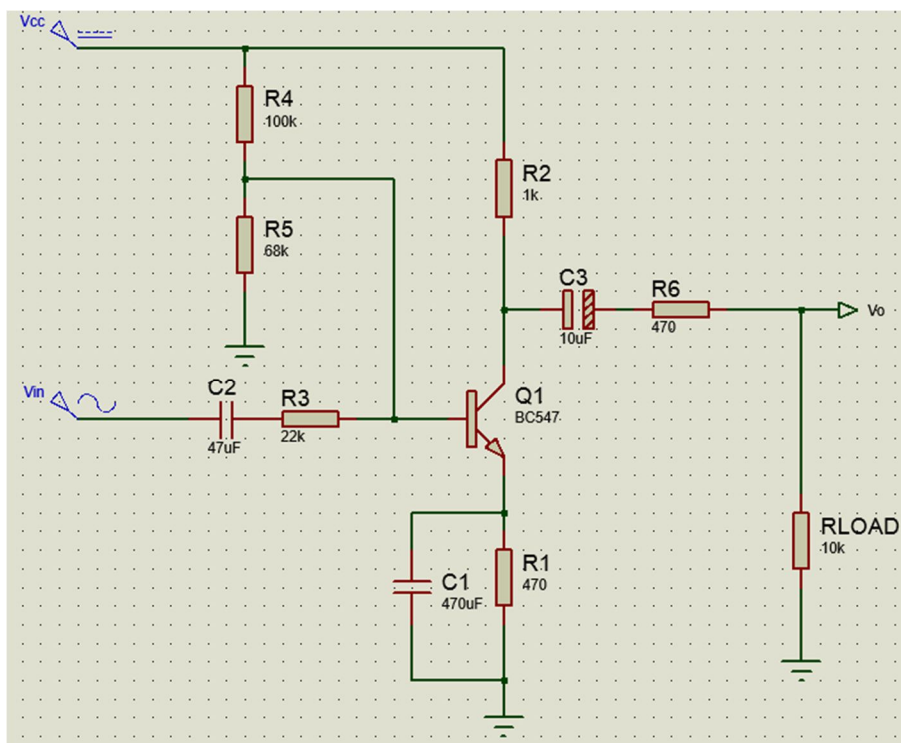


Figura 3.4. Esquema del circuito filtro de 1<sup>er</sup> orden con BJT.

El circuito se alimenta con una fuente simple de 5Vdc. Al igual que el circuito seleccionado, al tratarse de un circuito alimentado con fuente simple hay que añadirle un offset, que se hace mediante las resistencias R4 y R5.

En la simulación del circuito se observa en la parte superior de la figura 3.5 que en este circuito se obtiene una ganancia menor, de 18dB y que igualmente se ajusta perfectamente a las frecuencias de afinación de la guitarra. Así mismo en la parte inferior de la figura 3.5 se ve en rojo la respuesta ante una señal de entrada de 110Hz y 100mVpp, en verde.

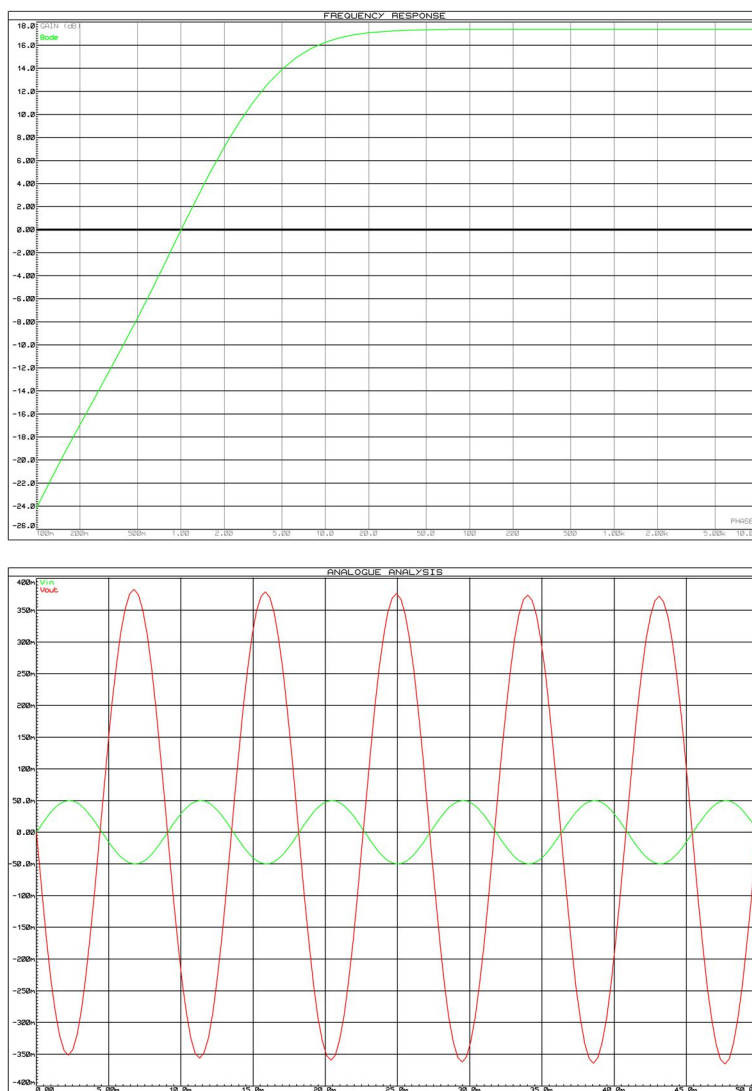


Figura 3.5. Respuesta del circuito filtro de 1<sup>er</sup> orden con BJT.

En la figura 3.6, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con la misma señal un Mi2 directo de una guitarra eléctrica, en color amarillo. En azul, la señal en la salida del circuito de acondicionamiento después de haber sido filtrada y amplificada.



Figura 3.6. Respuesta real del filtro de 1<sup>er</sup> orden con BJT ante nota E.

Este circuito se desechó por el bajo orden de su filtrado, que provocaba una salida con un filtrado excesivamente tenue, y por tener una ganancia demasiado baja que afectaría al siguiente bloque o el bloque FVC.

### Filtro de 8<sup>o</sup> orden activo.

En este circuito [7] se emplea el integrado LM324 que se compone de 4 amplificadores operacionales. Esto nos permitirá realizar un sencillo circuito que amplifique la señal recibida 25dB y someterla a un filtrado más radical mediante la configuración en cascada de los 4 amplificadores del integrado como filtros activos de segundo orden.

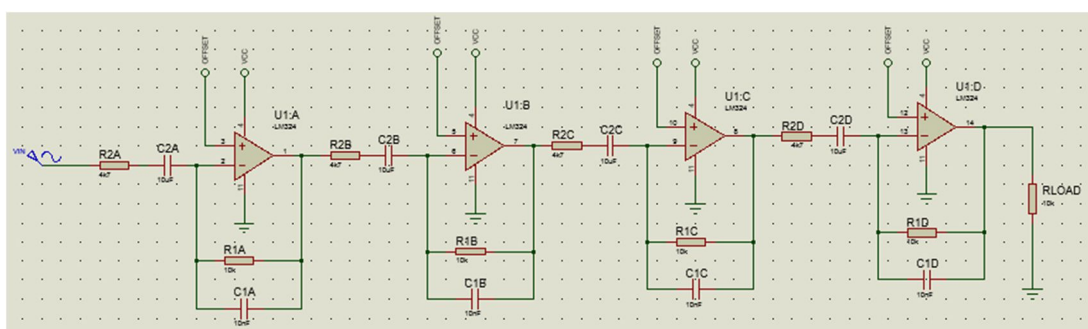


Figura 3.7. Esquema del circuito filtro de 8<sup>o</sup> orden activo.

Al igual que el circuito anterior, se alimenta también con una fuente simple de 5V. Debido a esto habrá que introducir un offset en cada etapa para evitar la pérdida de información que provocaría la distorsión de la señal. Este offset se puede conseguir mediante un regulador de tensión, como el LM317, de forma que nos entregue una tensión regulada de 2,5V y la mantenga independientemente de la carga.



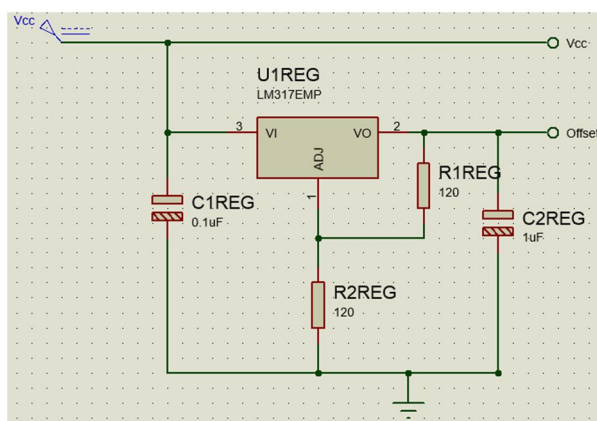


Figura 3.8. Esquema del circuito filtro de 8º orden activo.

El LM317 es un regulador de tensión ajustable de 3 terminales capaz de entregar hasta 100mA. Es fácil de usar y tan sólo requiere de 2 resistencias externas para ajustar la tensión. Además, utiliza compensación interna de corriente, apagado por temperatura y área de trabajo segura [9].

El ancho de banda de este circuito se ve más ajustado a nuestro rango de frecuencias quedando entre 20 y 500Hz.

En la simulación del circuito se observa en la parte superior de la figura 3.9 que en este circuito se obtiene una ganancia similar al circuito elegido como acondicionador del afinador para guitarra, siendo de 25dB aunque su rango de frecuencias se ve más. En la parte inferior de la figura 3.9 se ve en rojo la respuesta ante una señal de entrada de 110Hz y 100mVpp, en verde.

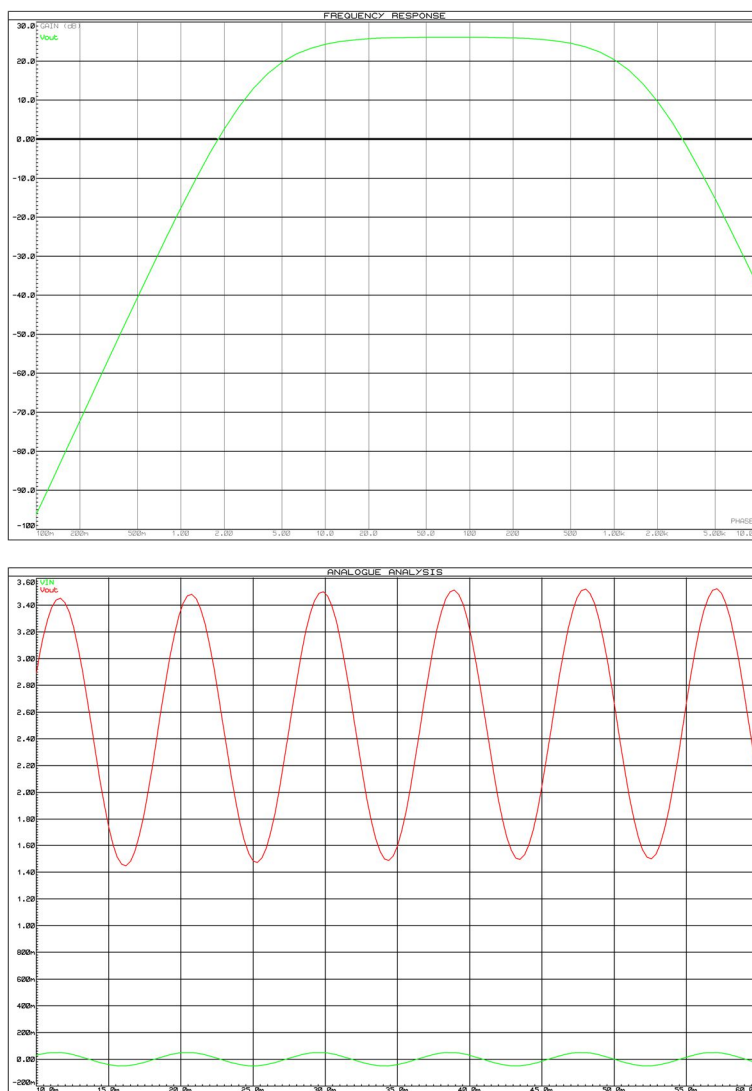


Figura 3.9. Respuesta del circuito filtro de 8º orden activo.

En la figura 3.10, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con la misma señal un Mi2 directo de una guitarra eléctrica, en color amarillo. En azul, la señal en la salida del circuito de acondicionamiento después de haber sido filtrada y amplificada.



Figura 3.10. Respuesta real del filtro de 8° orden activo ante nota E.

En comparación con el circuito seleccionado, este presenta mayor complejidad en su montaje y un mayor número de componentes y por lo tanto de coste. La necesidad constante entre etapas de añadir un offset introduce una fuente de error que, como se puede apreciar en la figura 3.10, supone un ruido a la salida que distorsiona la señal de la guitarra. Este incremento en componentes, en especial el regulador de tensión, supone también un mayor consumo. En conclusión se obtiene peor señal, mayor complejidad, coste y consumo, por todo esto se desecha el circuito.

#### **Filtro 4° orden con estructura Sallen-Key.**

En este circuito también se emplea el integrado aprovechando los 4 amplificadores operacionales que nos otorga. El circuito se compone de una etapa de amplificación en la que además se añade un offset a la señal de la guitarra (nuevamente esto se debe al uso de una fuente simple, en este caso de 5Vdc), de un seguidor de tensión para separar la etapa de amplificación de los filtrados, y de una etapa de filtrado, de ganancia unitaria, compuesta por un filtro paso bajo y otro paso alto, ambos de segundo orden, generando un filtro paso banda. Siguiendo las recomendaciones del fabricante de componentes electrónicos Texas Instruments, se procura tener cuidado en la elección de los valores de los componentes, intentando tener valores resistivos desde pocos cientos a pocos miles de ohmios, y evitar valores de condensadores menores a 100pF [10].

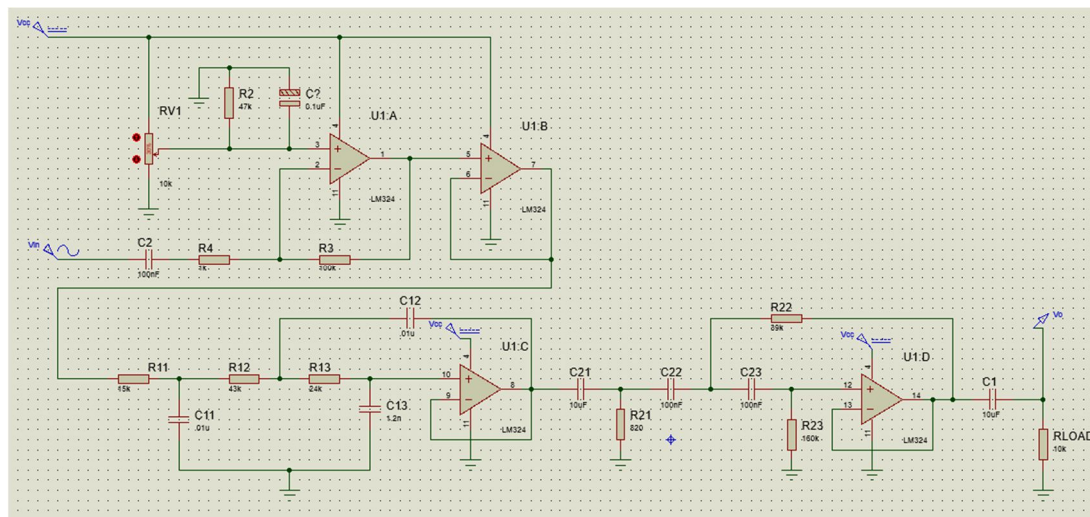


Figura 3.11. Esquema del circuito filtro de 4º orden con estructura Sallen-Key.

En la simulación del circuito se observa en la parte superior de la figura 3.12 que en este circuito se obtiene una ganancia menor, de 14dB, aunque su ancho de banda se ve más reducido, empezando en 50Hz y llegando hasta 1kHz. Con esto se observa un considerable empeoramiento en las bajas frecuencias. Así mismo en la parte inferior de la figura 3.12 se muestra en rojo la respuesta ante una señal de entrada de 110Hz y 100mVrms, en verde. Se observa perfectamente cómo la señal sufre una distorsión en los semiciclos negativos.

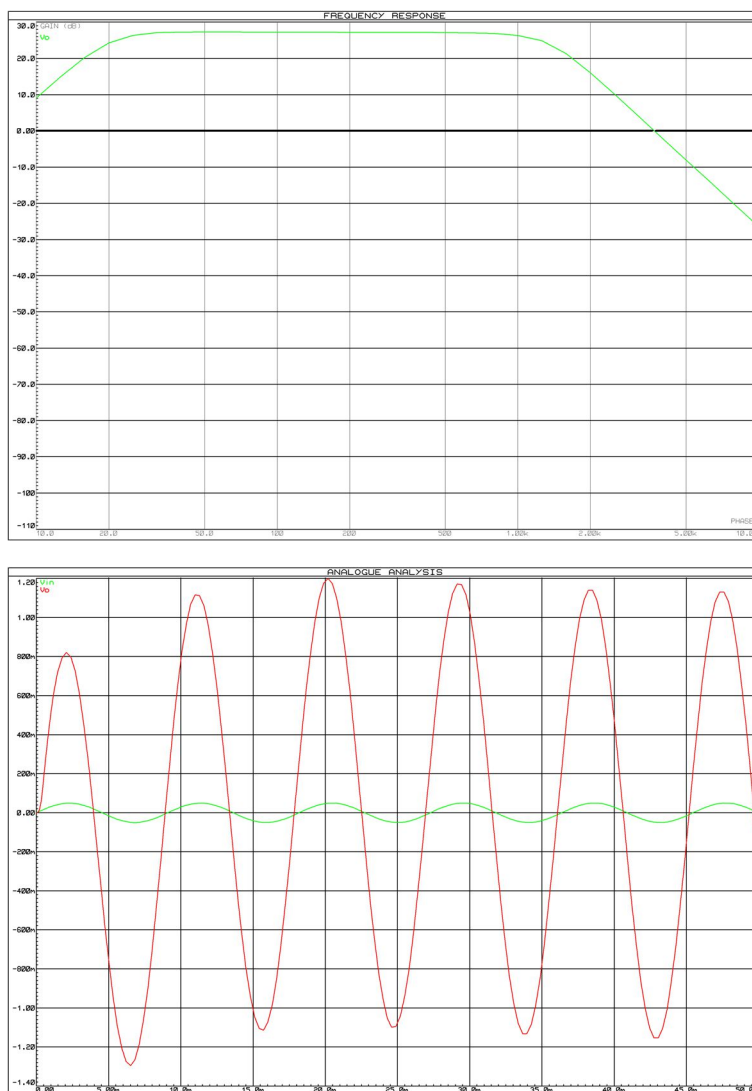


Figura 3.12. Respuesta del circuito filtro de 4º orden con estructura Sallen-Key.

La distorsión sufrida por la señal en los semiciclos negativos, como se ve en la figura 3.12, se debe al comportamiento del filtro paso alto: en la siguiente figura, 3.13, se observa la salida al final del filtro paso bajo para comprobar que realmente es el último filtro el que distorsiona la señal, patilla 8 del encapsulado LM324. Los recortes en la señal no son un efecto de filtrado, sino de la polarización del circuito.

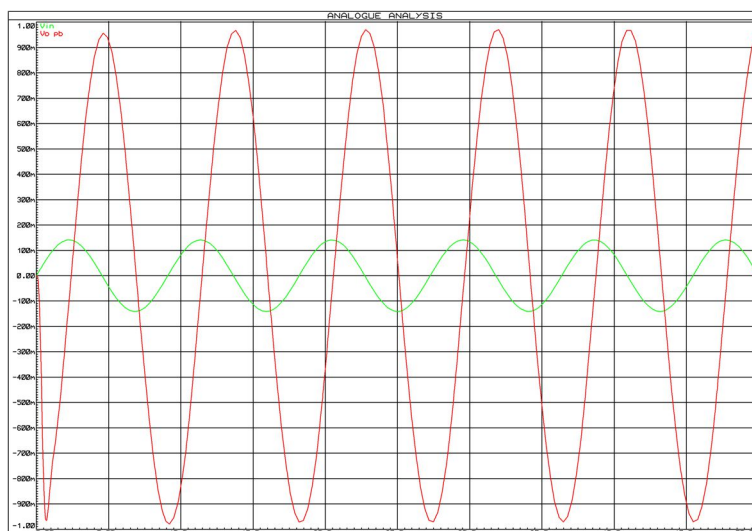


Figura 3.13. Respuesta a la salida del filtro paso bajo (Cto Sallen-Key).

En la figura 3.14, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con la misma señal un Mi2 directo de una guitarra eléctrica, en amarillo. En azul, la señal en la salida del circuito de acondicionamiento después de pasar por el filtro Sallen-Key.

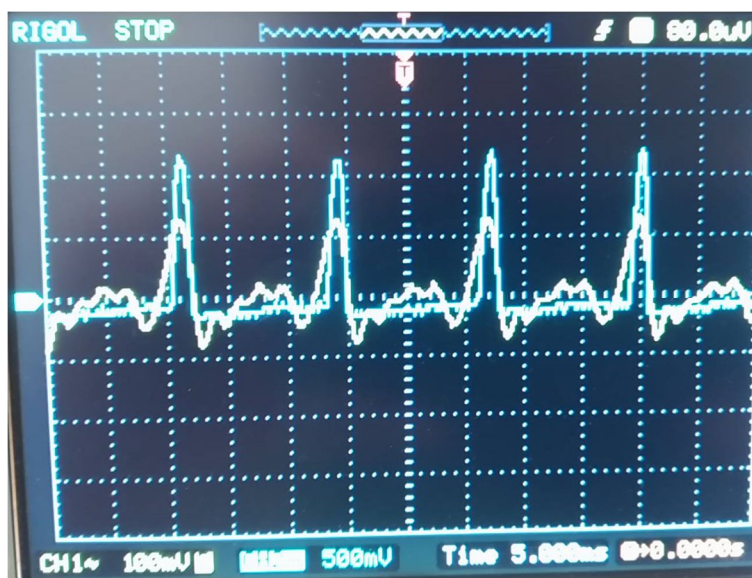


Figura 3.14. Respuesta real del filtro de 4º orden activo ante nota E.

En comparación con el circuito seleccionado y al igual que el anterior, filtro de 4º orden activo, este presenta mayor complejidad en su montaje y un mayor número de componentes y por lo tanto de coste. Como se puede apreciar en la figura 3.14, la distorsión debida a la alimentación simple es notable.

Debido a esta distorsión en la señal, se modifica el circuito para poder alimentarlo con alimentación simétrica de  $\pm 5V$  y se aprovecha la ocasión para estudiar la viabilidad de alimentar el afinador con este tipo de alimentación.

Las modificaciones efectuadas recaen principalmente en la etapa de preamplificación, compuesta por U1:A y componentes anejos. Al ser una prueba, la alimentación dual ha sido obtenida directamente de una fuente de alimentación y no se pensó en cómo implementarla en el dispositivo, por este motivo no se presenta ningún tipo de etapa de potencia en este circuito.

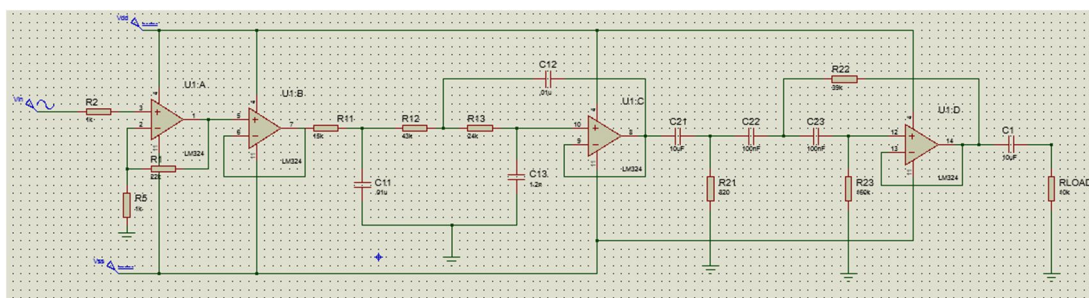


Figura 3.15. Esquema del circuito Sallen-Key y alimentación simétrica.

En las siguientes simulaciones se puede observar cómo este circuito mejora sustancialmente con el cambio de alimentación, presentando un aumento de ganancia, figura 3.16, llegando a los 27dB, debido también al cambio de la etapa amplificadora por una más simple y potente, ya que no se necesita añadir un offset a la señal de entrada, y también se elimina la distorsión creada en el filtro paso alto. Al igual que en la simulación anterior, la señal de entrada, en color rojo, tiene una amplitud de 100mVrms y 110Hz, la señal de salida del circuito se colorea de verde.

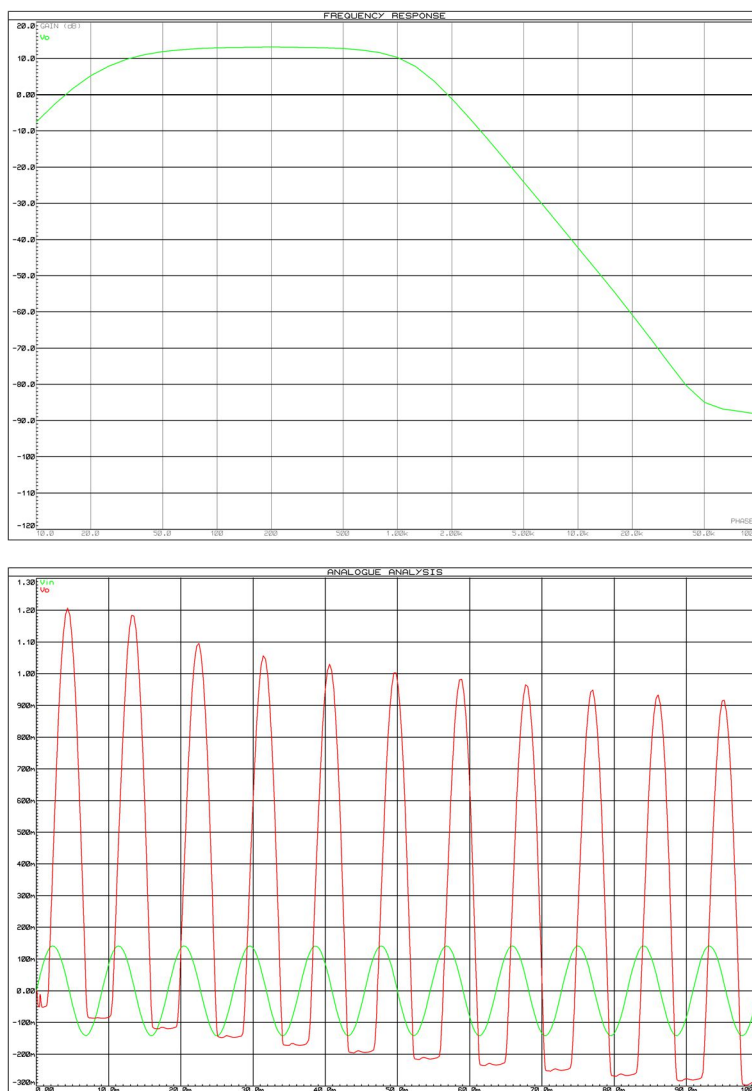


Figura 3.16. Respuesta del circuito Sallen-Key y alimentación simétrica.

En la figura 3.17, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con un Mi2 directo de una guitarra eléctrica, la cual aparece en amarillo. En azul, la señal en la salida del circuito de acondicionamiento después de haber sido filtrada y amplificada. Si se compara con la respuesta obtenida con la alimentación simple, figura 3.14, se observa cómo los cortes han desaparecido y cómo los armónicos son ligeramente atenuados.





Figura 3.17. Respuesta real del circuito S-K y alimentación simétrica ante nota E.

Los problemas que presenta esta alimentación simétrica se resumen en la aparición de una tierra flotante que puede provocar malfuncionamiento aguas abajo del circuito. Este circuito presenta mayor complejidad en su montaje y un mayor número de componentes, y por lo tanto de coste. La mayor contra viene dada por el tipo de alimentación. Debido a los objetivos marcados de bajo coste y la intención de usar una fuente simple de 5Vdc, se desecha este circuito.

#### **AGC: control activo de ganancia.**

Durante las pruebas de los diversos circuitos se comprueba que la señal producida por la guitarra se atenúa rápidamente, dando una señal imperceptible al poco de tocar la cuerda. Este efecto es un reflejo del proceso natural de atenuación de la vibración tras pulsar una cuerda. Este inconveniente es percibido especialmente en la primera cuerda, la de sección más fina y mayor frecuencia, que también es la que proporciona la señal de menor amplitud.

Como posible solución a este problema se plantea la implementación de un circuito de ganancia automática (AGC) para que mantenga el mayor tiempo posible una señal aceptable con la que poder trabajar.

Se ha procurado implementar un AGC de bajo coste y de componentes comunes para la fácil reproducción del mismo por parte de los alumnos. Este AGC, expuesto en la plataforma web *Electronicdesign* [11], presenta una ganancia superior a 15dB, mínima distorsión de la forma de la señal de entrada en la salida, respuesta rápida ante cambios en la entrada y lenta atenuación, salida de  $1,2V_{p-p}$ , y alimentación mediante una única fuente de 5V, dentro de las especificaciones elegidas en este trabajo [11].

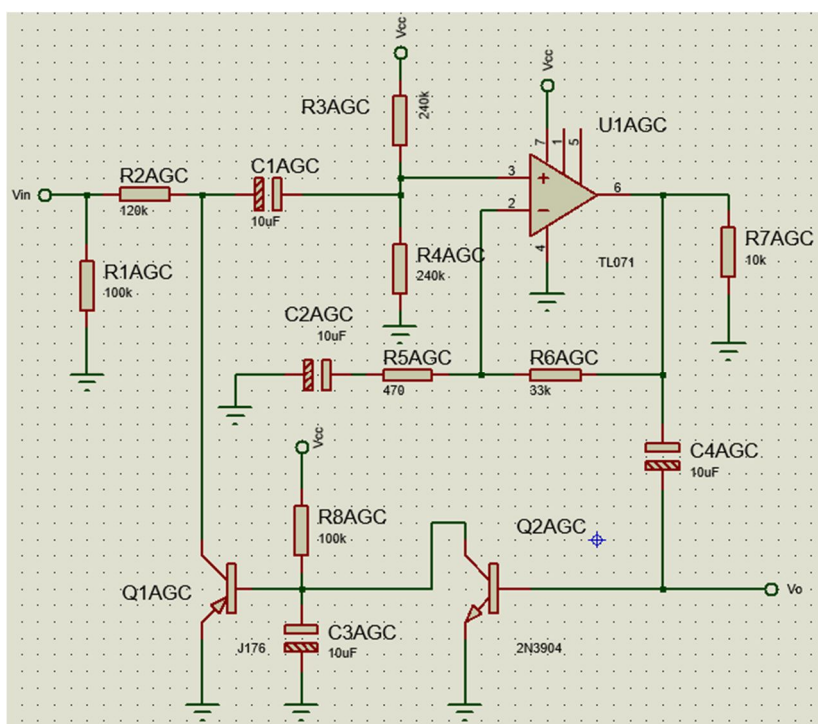


Figura 3.18. Esquema del circuito AGC.

En la simulación del circuito se observa en la parte superior de la figura 3.19 que en este circuito se obtiene una ganancia de 18dB y que igualmente se ajusta perfectamente a las frecuencias de afinación de la guitarra. Así mismo en la parte inferior de la figura 3.19 se muestra en rojo la respuesta ante una señal de entrada de 110Hz y 100mVpp, en verde la señal de salida del AGC.

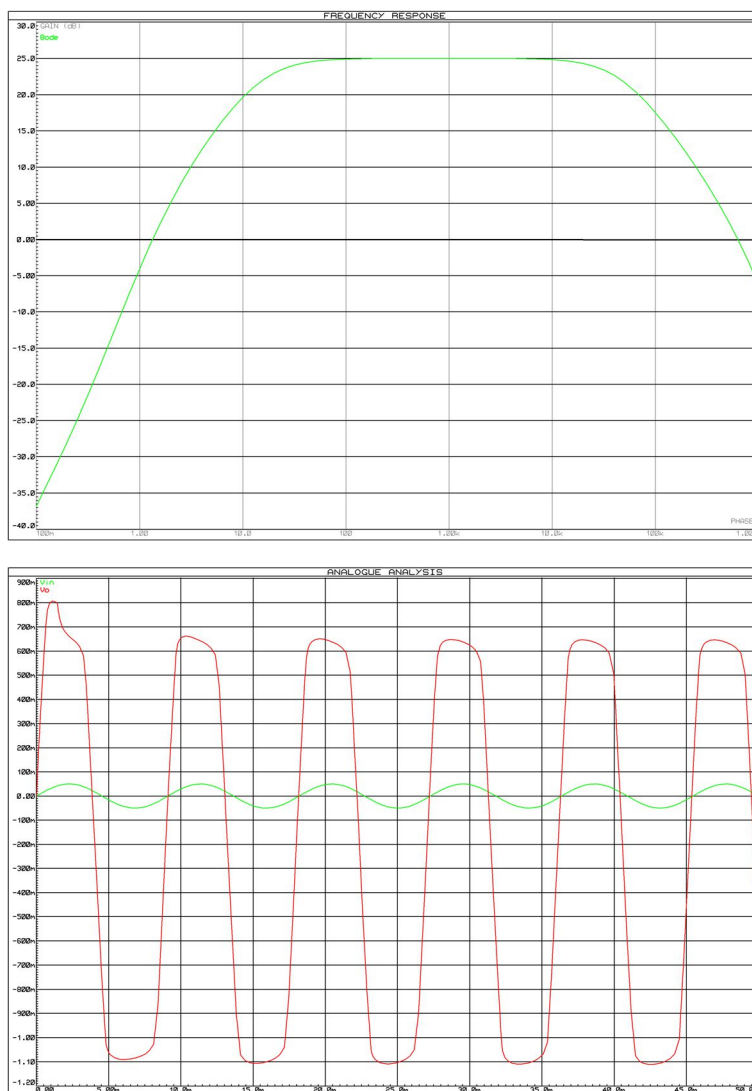


Figura 3.19. Respuesta del circuito AGC.

En la figura 3.20, se puede observar la respuesta real del filtro cuando se excita con un Mi2 directo de una guitarra eléctrica, en amarillo. En azul, la señal en la salida del circuito AGC. Se puede ver cómo este circuito mantiene la señal de la guitarra en 2Vpp de máximo, mejorando el problema de la atenuación de la señal en el tiempo, pero a la vez crea un nuevo problema debido a que ahora los armónicos de la señal son más grandes en proporción con el fundamental, pudiendo ocasionar malas interpretaciones de la frecuencia a estudiar en circuitos de bloques posteriores.

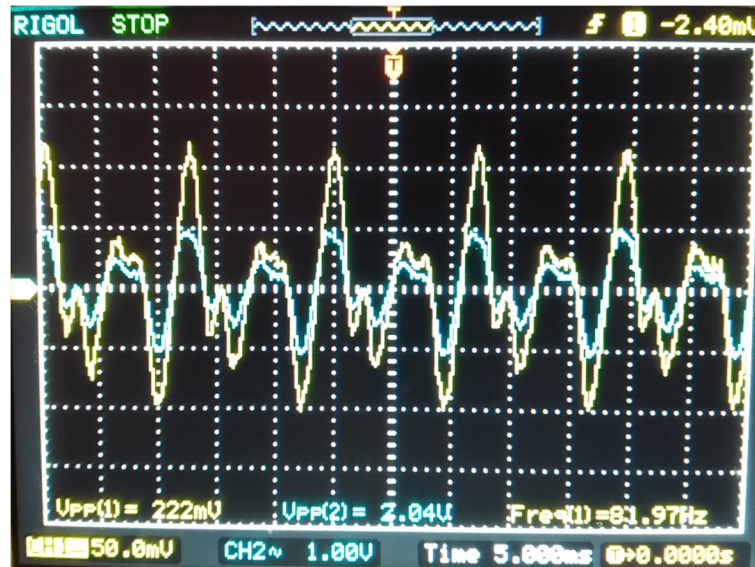


Figura 3.20. Respuesta real del circuito AGC ante nota E.

Se comprueba experimentalmente, pues, que el AGC mejora ligeramente el problema ocasionado por la caída de tensión de la señal a lo largo del tiempo, pero crea un conflicto al disminuir la proporción de potencia del armónico fundamental con los demás. En pruebas posteriores se comprueba que afecta al bloque de conversión de frecuencia a tensión, dando lugar a conversiones erróneas. Dado que crea problemas no solucionables con sencillez, finalmente se desecha esta interesante implementación al diseño.

### 3.1.2. Oscilador.

Los osciladores son circuitos que generan señales específicas y periódicas de forma cuadrada, triangular, de diente de sierra y senoidales. Generalmente conforman parcialmente la parte activa de un dispositivo junto con otros como los cristales, y están rodeados de otros dispositivos pasivos como lo son las resistencias, condensadores y bobinas, con las que generan la señal de salida.

Hay dos clases principales de oscilador: de relajación y senoidales. Los osciladores de relajación generan formas triangulares, de diente de sierra y cualquiera no senoidal. Los osciladores senoidales se componen de amplificadores con una serie de componentes externos en realimentación positiva usados para generar y mantener la oscilación a una determinada frecuencia, o cristales que generan de forma interna la oscilación.

Los osciladores de onda senoidal son usados generalmente como referencias o señales de prueba en diferentes circuitos. Una señal senoidal pura presenta una sola frecuencia o frecuencia fundamental, es decir, no presenta armónicos.

Los osciladores son útiles en la generación de señales uniformes usadas como referencia en aplicaciones como sonido, generadores de funciones, sistemas digitales y sistemas de comunicación.

Los osciladores senoidales se componen de amplificadores con redes RC o LC que definen y ajustan la frecuencia de oscilación, o mediante cristales con frecuencia fija de oscilación. Mediante la combinación de la realimentación positiva en el lazo y negativa en el amplificador se consigue que el amplificador llegue a un estado en el que la

ganancia de lazo es 1 en módulo y  $0^\circ$  en fase, generando una señal que circula por ambas ramas a ritmo constante.

Los osciladores implementados con un amplificador operacional presentan restricciones en cuanto a su espectro de frecuencias debido a que están limitados a pocos kHz, hasta 100kHz, ya que su polo dominante en lazo abierto se encuentra alrededor de 10 Hz. Los osciladores de cristal se usan para aplicaciones de alta frecuencia llegando hasta cientos de MHz [12].

En este proyecto el uso de un oscilador se limita a obtener una frecuencia de referencia para cada nota, se procurará obtener un único oscilador que funcione en el estrecho rango de frecuencias con el mínimo cambio de componentes, ya sea seleccionando un tanque RC o con el mero cambio de valores resistivos.

A lo largo del diseño del afinador cromático para guitarra se estudió como posibilidad de obtener una referencia frecuencial el uso de osciladores en puente de Wien y el uso de VCO. El oscilador en puente de Wien presentó problemas con el tipo de alimentación, ya comentados antes en el apartado anterior con el circuito Sallen-Key y alimentación simétrica. Además, la necesidad de obtener una frecuencia específica para cada cuerda implica poder configurar el oscilador según nuestra necesidad, por lo que fue necesario estudiar diversas posibilidades de ajustar la red de realimentación positiva, en el puente Wien, y la entrada de tensión mediante divisores de tensión en el VCO.

- Como conclusión de este apartado se tomó como circuito definitivo para este bloque un oscilador en puente de Wien cuyas resistencias, R4 y R5, como se verá más adelante, fueron sustituidas por LDR estimuladas mediante el control de la intensidad lumínica de un LED.

A continuación se expondrán las opciones y variaciones estudiadas durante el proceso de diseño y la correspondiente justificación de la elección tomada.

### **Oscilador en puente de Wien.**

El oscilador en puente de Wien es uno de los osciladores más simples y conocidos y su uso está muy extendido en aplicaciones de sonido. A pesar de su sencillez, debida a los pocos componentes que lo integran, presenta una buena estabilidad frecuencial para el propósito de este trabajo [12]. Aunque la Q de su red de realimentación es muy baja, el rango de validez de la frecuencia de oscilación es suficiente para establecer una buena afinación.

En la figura 3.21 se muestra la configuración de un oscilador en puente de Wien junto con unos diodos como mecanismo no lineal de control de amplitud y mantenimiento de la oscilación.

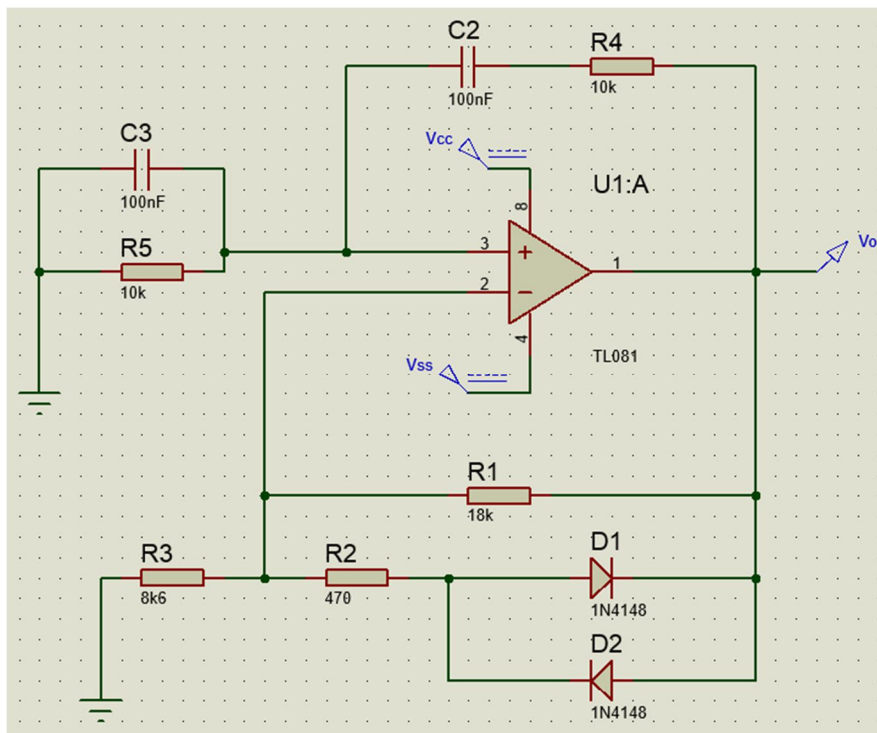


Figura 3.21. Esquema del oscilador en puente Wien.

En la figura 3.22 se muestra la respuesta esperada del sistema para un valor de  $R = R_4 = R_5 = 10k\Omega$  y  $f_0 = 159Hz$ .

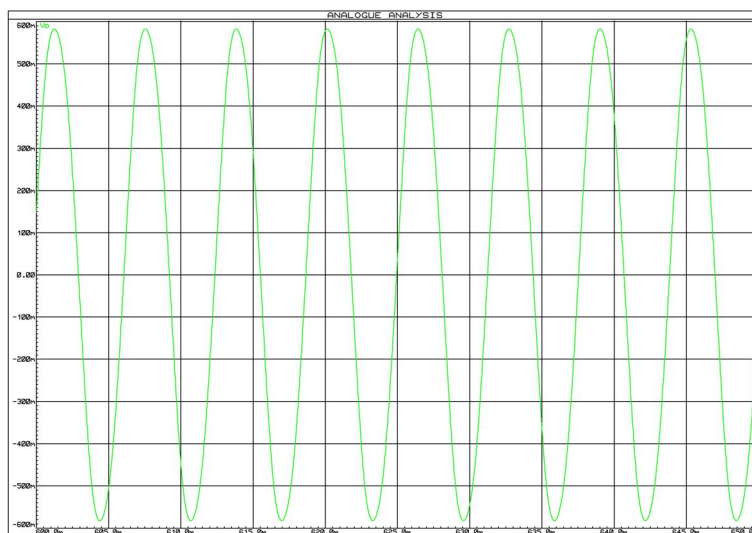


Figura 3.22. Simulación del oscilador en puente Wien.

Conformes con el funcionamiento en simulación, se monta el circuito y se comprueba su funcionamiento para obtener una señal real con dos valores diferentes de  $R$ . En la figura 3.23, se muestra la señal para  $R = 15k\Omega$ , debiendo obtener  $f_0 = 106Hz$ .

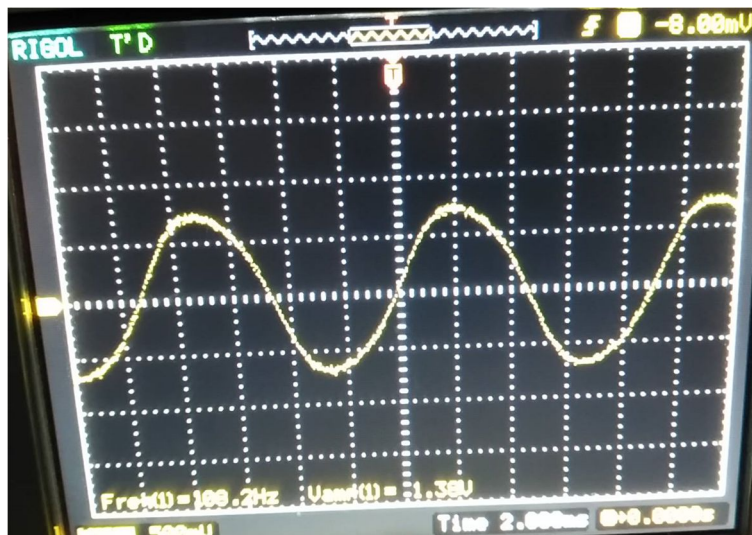


Figura 3.23. Respuesta real del oscilador en puente Wien.

El mayor inconveniente con el que se encuentra es la alimentación simétrica, comentado en apartados anteriores, por lo que se modifica este circuito de forma que funcione con una fuente de alimentación única. Las modificaciones realizadas se muestran en la siguiente imagen, figura 3.24.

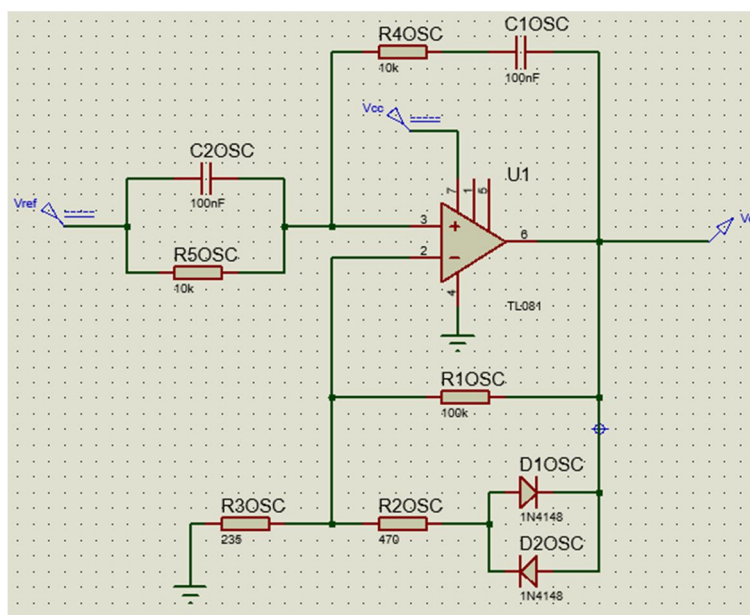


Figura 3.24. Esquema del oscilador en puente Wien con fuente única.

Para solucionar la condición de oscilación se añade una tensión de 0,833V ( $V_{ref}$ ) a la parte de la red de oscilación que antes iba conectada a tierra. Esta tensión  $V_{ref}$  es aplicada para mantener la oscilación y reducir al mínimo la distorsión de la señal senoidal producida. Alimentado con  $V_{ref}$  a  $R5$  conseguimos reducir el flujo de corriente a la red de realimentación negativa del circuito. Este valor de tensión se ha puesto a 0,833V para polarizar la salida a la mitad del valor de la fuente de alimentación [13]. En la figura 3.25 se observa la simulación de este circuito para valores de  $R = 10k\Omega$ .

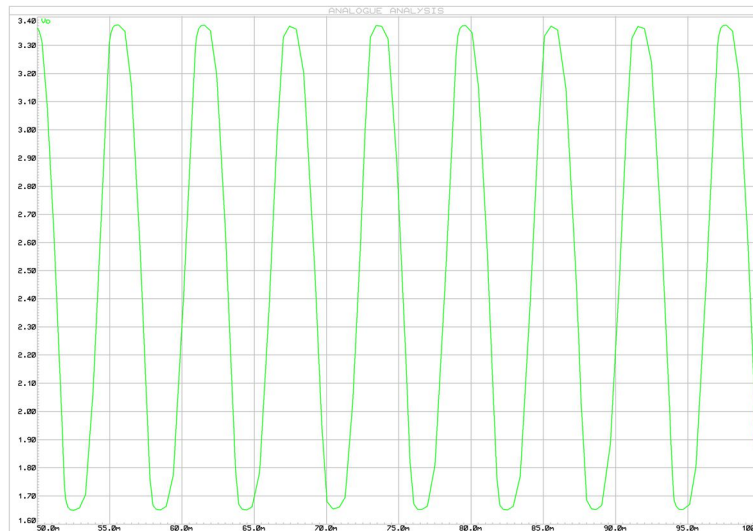


Figura 3.25. Simulación del oscilador en puente Wien con fuente única.

Conformes con el funcionamiento en simulación, se monta el circuito y se comprueba su funcionamiento para obtener una señal real con dos valores diferentes de  $R$ . En la figura 3.23, se muestra la señal para  $R = 8,2k\Omega$ , debiendo obtener  $f_0 = 194\text{Hz}$ .



Figura 3.26. Respuesta real del oscilador en puente Wien con fuente única.

Con el propósito de realizar un oscilador de frecuencia variable, se opta, como manera más sencilla, en dejar fijos los condensadores  $C2$  y  $C3$ , a partir de ahora en este apartado se referirá a ellos como  $C$ , en su valor de  $100\text{nF}$  y variar sólo las dos resistencias  $R4$  y  $R5$ , a partir de ahora en este apartado se les denominará como  $R$ , que deberán tener el mismo valor, respectivamente, para conseguir que el circuito oscile.

Siendo la ecuación de la frecuencia de resonancia de un oscilador de puente de Wien la siguiente:



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_4 R_5 C_2 C_3}} ; \quad (3.3)$$

Y como he dicho antes  $C_2 = C_3 = C$  y  $R_4 = R_5 = R$ , entonces:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} ; \quad (3.4)$$

En la tabla siguiente se muestran los valores que tiene que tomar R para conseguir las distintas frecuencias de oscilación.

Cuerda	Nota	Frecuencia [Hz]	Valor Res. [ $\Omega$ ]
1	Mi (E)	329,63	4.828,29
2	Si (B)	246,94	6.445,08
3	Sol (G)	196,00	8.120,15
4	Re (D)	146,83	10.839,46
5	La (A)	110,00	14.468,63
6	Mi (E)	82,41	19.312,58

Tabla 3.1. Valores resistivos para la oscilación de cada cuerda.

Con los distintos valores de R calculados, se opta por implementar probar las siguientes posibles soluciones:

- 1) Potenciómetro en tándem.
- 2) Resistencia controlada por tensión.
- 3) LDR (controladas mediante la iluminación de un diodo LED).

La primera opción no presenta complicación alguna, bastaría con sustituir las resistencias denominadas R por sus conexiones correspondientes a un potenciómetro en tándem. Debido a la posibilidad de descompensación entre los valores resistivos, a su imposibilidad de corrección una vez implementado y sobre todo, a la poca exactitud y gran variabilidad que se tendría a la hora de seleccionar el valor por el usuario, se desecha esta opción.

En la figura 3.27 se muestra la respuesta del oscilador con un potenciómetro en tándem.

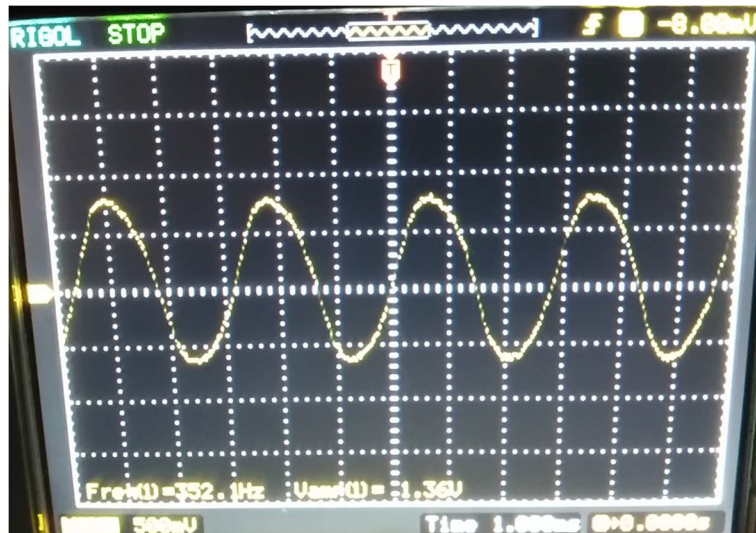


Figura 3.27. Respuesta del oscilador en puente Wien con potenciómetro en tándem.

La segunda opción sería más compleja, se sustituirían las resistencias R en el oscilador por una resistencia controlada por tensión. Este subcircuito estará compuesto por un transistor FET y dos resistencias de polarización. Este circuito presenta un problema de alimentación, para empezar precisa de alimentación simétrica y además, de una entrada de -3Vdc, aunque esta última se puede obtener con un divisor o un regulador que parta de la alimentación negativa (Vss). A través de un potenciómetro, se varía el valor de Vds y así el valor de  $r_{ds}$ , trabajando constantemente en la zona óhmica del FET.

A continuación, en la figura 3.28, se presenta el esquema del circuito con una resistencia controlada por tensión.

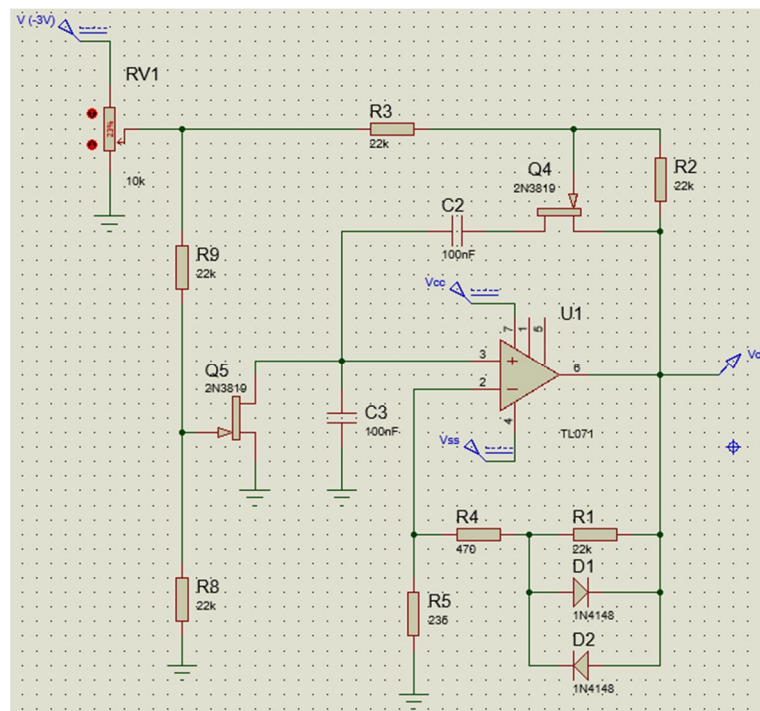


Figura 3.28. Esquema del oscilador en puente Wien con RCV.

Conformes con el funcionamiento en simulación, se monta el circuito y se comprueba su funcionamiento para obtener una señal real para valores diferentes de  $r_{ds}$ . En la figura 3.29, se muestra la respuesta del circuito con RCV para dos frecuencias diferentes, 162,3Hz y 666,7Hz, correspondientes al mínimo y máximo del ancho de banda probado.

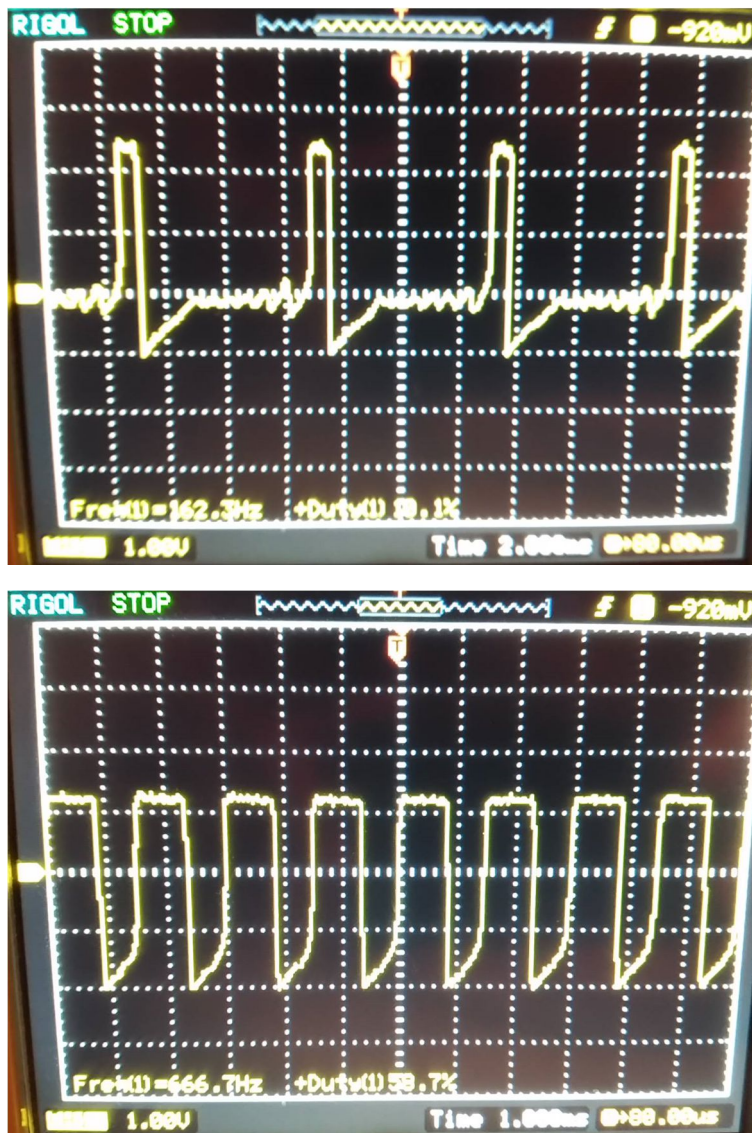


Figura 3.29. Respuesta real del oscilador en puente Wien con RCV.

Como se puede ver, la señal se presenta completamente distorsionada; aunque muestra periodicidad no es una señal válida como referencia en frecuencia. Esta distorsión se debe a la diferencia entre los valores de  $r_{ds}$  de cada transistor, diferencia que aunque sea baja, afecta de forma notable a la oscilación del circuito, provocando que el oscilador no controle adecuadamente la condición de mantenimiento de la oscilación, y entrando los efectos de saturación de la salida.

Se desecha el control por resistencia controlada por tensión.

En la tercera opción, y opción seleccionada, habría que sustituir las R por LDRs (Light-Dependent Resistor), ambas iguales, para evitar distorsión. Estas irían superpuestas a un

diodo LED verde, por ser el más potente, y este a su vez sería activado por el circuito correspondiente a la figura 3.30. En él, un transistor en emisor común genera la corriente que pasa por el LED.

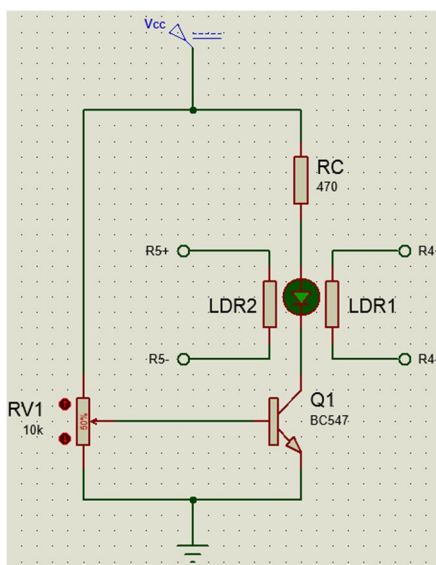


Figura 3.30. Esquema del circuito controlador de LDR.

Se puede observar que la regulación del LED se realiza mediante un simple potenciómetro que forma la malla de base del transistor BJT. Variando su valor, se variaría la intensidad que pasa a través del LED y por lo tanto la intensidad de luz que captarían ambas LDR, variando así su valor y por lo tanto cambiando la frecuencia de oscilación del circuito. En la implementación final y tras un proceso de calibración, se sustituiría el potenciómetro por divisores de tensión específicos para cada nota, de tal forma que con un conmutador, el usuario pudiera seleccionar de forma sencilla la nota a afinar, con su correspondiente divisor de tensión que activaría las LDRs, adquiriendo los valores resistivos necesarios para que el circuito oscilara en la frecuencia requerida.

Según los valores calculados en la tabla 3.1, se necesita una LDR con valores comprendidos entre 3,8 y 19,3k $\Omega$ , siendo el valor mínimo de esta resistencia el correspondiente al valor máximo de la intensidad lumínica producida por el diodo LED. Con estas especificaciones es seleccionada la LDR NSL-19M51, de la marca Silonex, cuya resistencia máxima a la luz es de 400 $\Omega$  y con un valor de máximo de 20M $\Omega$  en oscuridad [14].

Durante el montaje en placa de puntos del circuito se comprueba la importancia del aislamiento del conjunto LED-LDR, para que no se vea afectado por emisiones externas. Queda constancia de la necesidad de diseñar un encapsulado para el conjunto de estos tres componentes. Una vez montado el circuito se prueba el rango en frecuencia y la distorsión de esta configuración. Se comprueba experimentalmente que el ancho de banda del oscilador con las LDR satisface ambas premisas. En la figura 3.31 se muestran las señales generadas para la sexta cuerda, Mi2, y para la primera cuerda, Mi4.

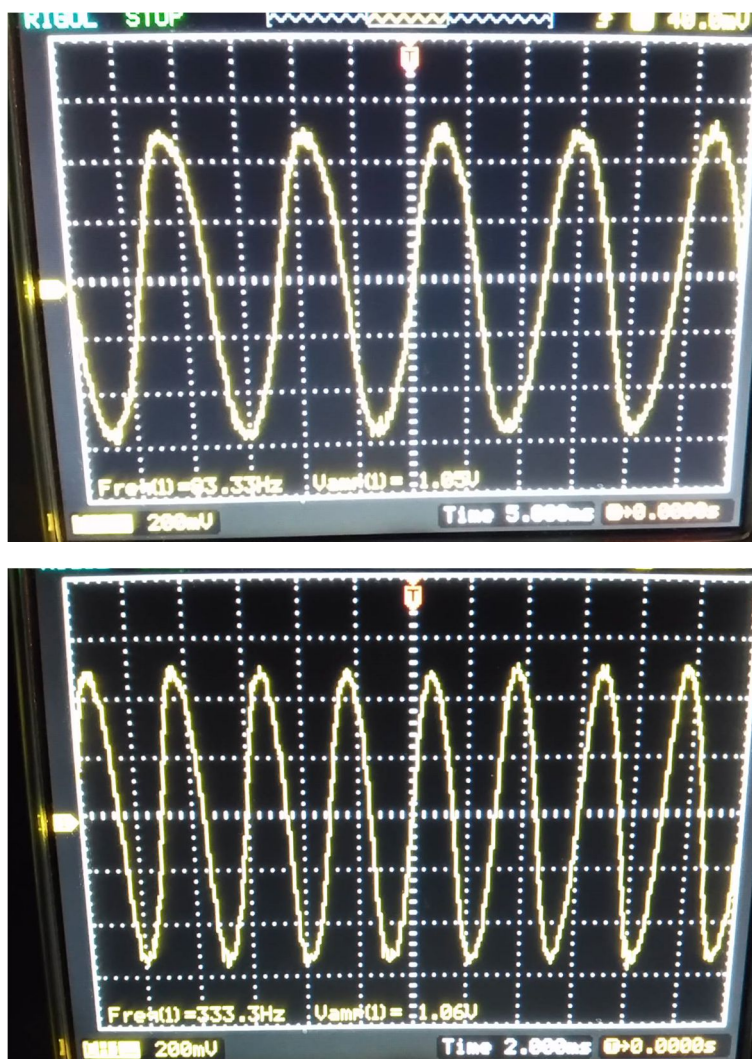


Figura 3.31. Respuesta real del oscilador en puente Wien con LDR.

A la vista de los resultados obtenidos, y como se comentó al inicio de este apartado, se selecciona como circuito del bloque oscilador al oscilador en puente de Wien controlado mediante LDR.

### Oscilador con VCO.

El VCO es un oscilador controlado por tensión (Voltage Controlled Oscillator), en los que la frecuencia de oscilación es proporcional a un voltaje de entrada al circuito.

Se va a proceder a realizar un oscilador mediante el PLL CD4046, el cual requiere tan sólo de un condensador y una o dos resistencias externas. Estos componentes determinan el rango de frecuencias y una frecuencia mínima de inicio, en caso de ser necesario.

Este encapsulado presenta la ventaja de su bajo consumo, que se presenta en torno a los  $70\mu\text{W}$  con  $V_{cc} = 5\text{V}$  y una frecuencia de oscilación de  $f_0 = 10\text{kHz}$  [15].

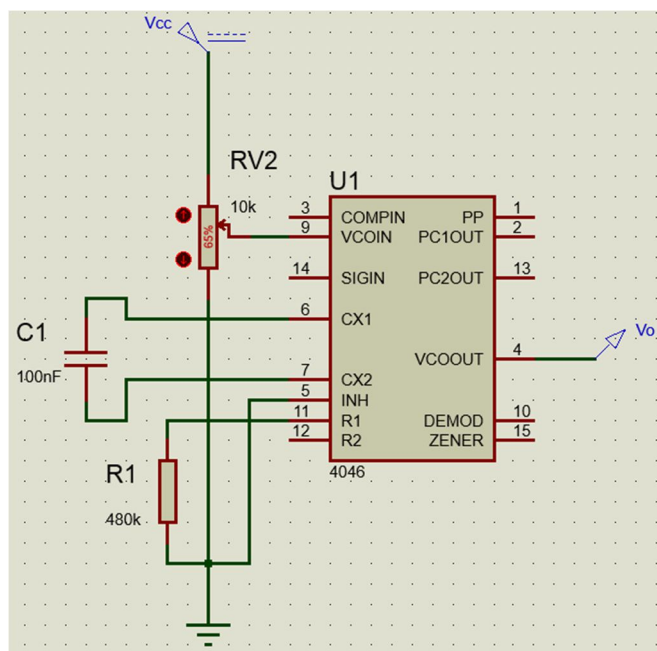


Figura 3.32. Esquema del circuito VCO con CD4046.

En la figura 3.32 se presenta el esquema del circuito empleado para usar el CD4046 tan sólo como un VCO, dejando la mayor parte de su potencial sin uso, ya que no se tiene intención de usar este encapsulado como un PLL. En este caso, a diferencia de los circuitos anteriores presentados, la simulación del circuito no es fiable ya que el programa de simulación utilizado, Proteus, no posee un modelo funcional de este componente. En la figura 3.33 se muestra la simulación que se obtiene. Independientemente de la configuración implementada, para un nivel de tensión de 2,5Vdc la salida siempre es una señal, como la mostrada, de 300kHz.

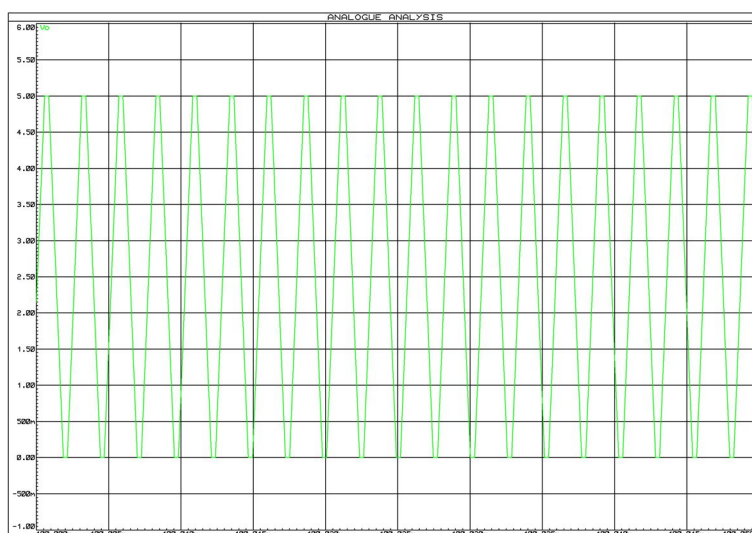


Figura 3.33. Simulación fallida del oscilador CD4046.

Viendo los resultados de la simulación y los diferentes comportamientos erráticos de la misma tras la prueba de diferentes configuraciones, con diferentes valores de tensión, R1 y C1, y añadiendo R2 en el pin 12, resistencia que sirve para fijar la frecuencia mínima de oscilación, se monta el circuito y se comprueba su funcionamiento. En la figura 3.34 se muestran los resultados de la configuración mostrada para los valores mínimo y máximo en los que se va a trabajar. Si tomamos la salida del VCO en el pin 4 ó VCO\_OUT (Fig. 3.32), que nos da una señal cuadrada, se puede observar claramente que el circuito implementado funciona correctamente dentro del ancho de banda necesario.



Figura 3.34. Respuesta real del oscilador CD4046.

Este circuito sencillo y barato, se ha desechado debido a su extrema sencillez, ya que en este caso primó la investigación sobre el control en el oscilador de puente de Wien, dándole más peso al valor lectivo que al coste económico.

### 3.1.3. Conversor frecuencia a tensión.

Un conversor de frecuencia a tensión es un dispositivo que genera una salida en tensión proporcional a la frecuencia de una señal senoidal de entrada.

La función de este bloque es poder transformar las señales de entrada y referencia en magnitudes fácilmente comparables, de tal forma que se podrá comparar de forma rápida y sencilla dos valores de tensión en vez de comparar dos frecuencias y saber cómo de alejadas está una de otra. Esta distancia nos servirá en bloques posteriores para saber si la cuerda está afinada o no y si hay que aplicar más o menos tensión mecánica a la cuerda para alcanzar la nota deseada.

A lo largo del diseño se probaron dos circuitos diferentes, uno basado en el temporizador 555 y otro en un CFV comercial, el LM2917.

### Circuito basado en LM555.

El circuito que se eligió fue un convertor frecuencia a tensión basado en un 555 en configuración de multivibrador monoestable. En la figura 3.35 se muestra este circuito.

Su funcionamiento es el siguiente: al ser una configuración monoestable, el circuito se activará con cada pulso, es decir, cada vez que se reciba señal en el trigger, la salida se pondrá a nivel alto, manteniéndose en este estado según la configuración de R3CFV y C2CFV. El tiempo que estará activo viene dado la siguiente fórmula 3.5 [16]:

$$t_{on} = \ln 3 \cdot R_{3CFV} \cdot C_{2CFV} ; \quad (3.5)$$

De esta forma se obtiene una PWM cuyo ciclo de trabajo dependerá de la frecuencia de la señal de entrada, señal ya acondicionada de la guitarra eléctrica. Para obtener la tensión continua que se desea, bastará con promediar este tren de pulsos, función que realiza el filtro paso bajo compuesto por R5CFV y C4CFV.

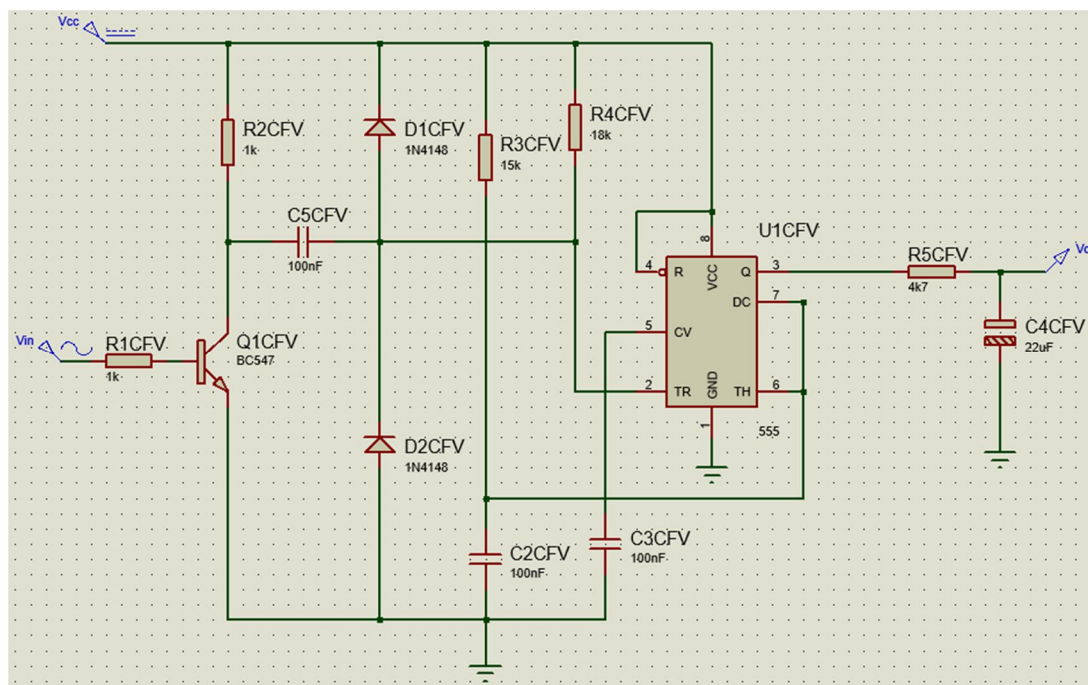


Figura 3.35. Esquema del circuito CFV con LM555.

Para comprobar la funcionalidad de este circuito, se probó mediante un generador de funciones, mediante señales sinusoidales, obteniéndose los valores contemplados en la tabla 3.2.



Cuerda	Nota	Frecuencia	Tensión
1	Mi (E)	329,63 Hz	2,70 V
2	Si (B)	246,94 Hz	2,04 V
3	Sol (G)	196,00 Hz	1,60 V
4	Re (D)	146,83 Hz	1,20 V
5	La (A)	110,00 Hz	0,94 V
6	Mi (E)	82,41 Hz	0,64 V

Tabla 3.2. Valores de tensión obtenidos con CFV-555 de cada cuerda.

Si se realiza una gráfica con los valores experimentales obtenidos, se puede comprobar la aceptable linealidad del circuito basado en un 555, como se ve en la figura 3.36.

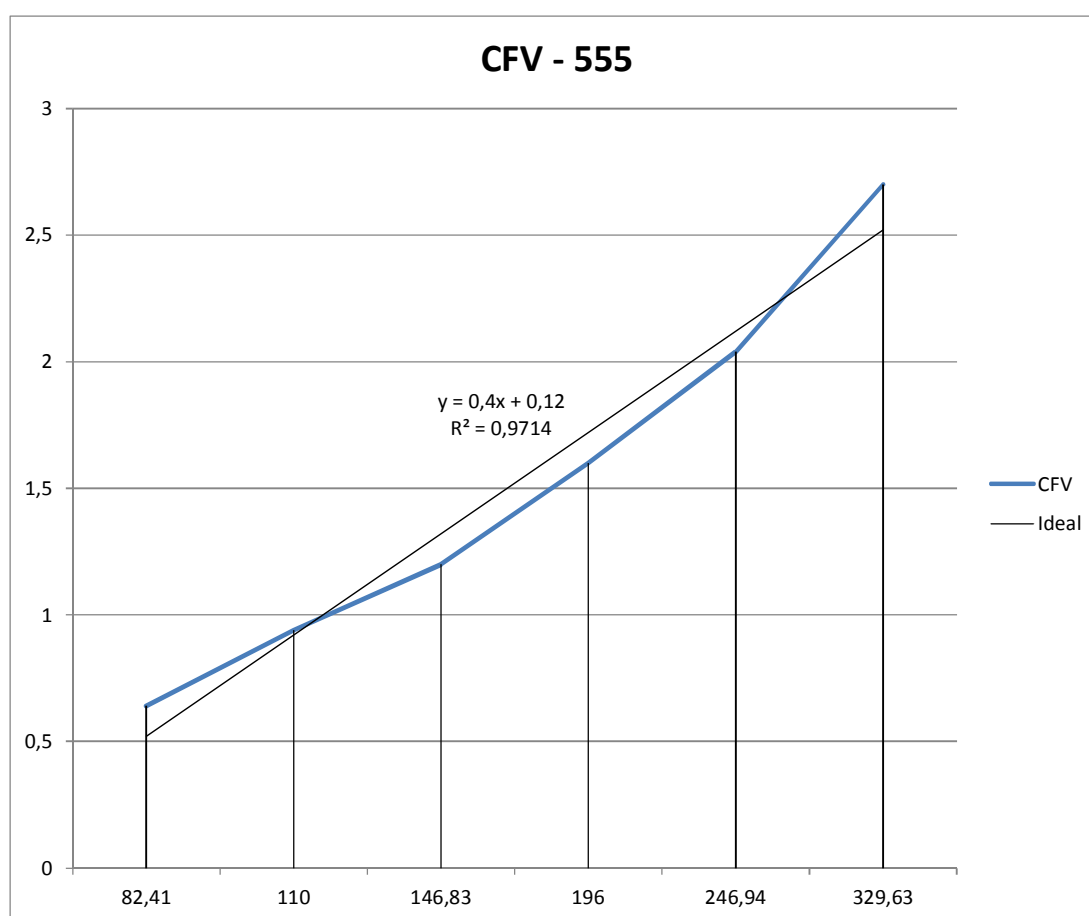


Figura 3.36. Linealidad de respuesta circuito CFV con LM555.

Conforme a estos datos se comprueba que la sensibilidad del circuito CFV-555 es de 0,12Hz/mV.

Se toma como elección este circuito debido a su amplio rango de tensión de salida, que permitirá discernir con mayor facilidad en qué nota se halla la afinación para la posterior comparación en el siguiente bloque.

### Circuito basado en LM2917.

La serie LM2917 está compuesta por convertidores de frecuencia a tensión monolíticos con un amplificador operacional de alta ganancia o comparador que puede emplearse como relé, lámpara u otra carga cuando la frecuencia de la señal de entrada alcanza o excede el rango seleccionado. Estos tacómetros usan la técnica de bomba de carga y ofrecen una conversión de frecuencia de bajo rizado, protección absoluta de entrada y además su salida se cortocircuita a tierra si la frecuencia de la señal de entrada es nula [17].

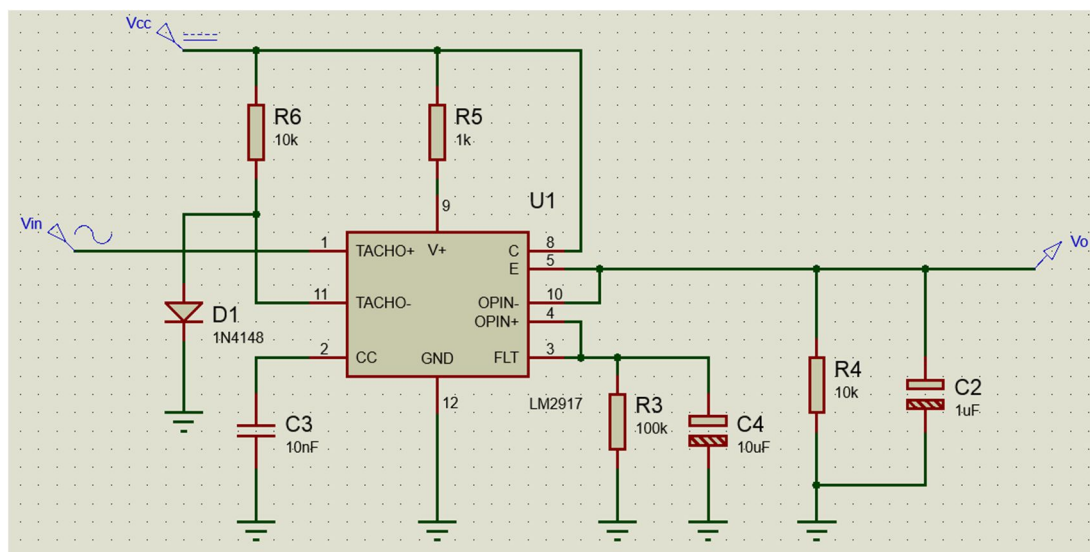


Figura 3.37. Esquema del circuito CFT con LM2917.

Para comprobar la funcionalidad de este circuito, se probó mediante un generador de funciones, mediante señales senoidales, obteniéndose los valores contemplados en la tabla 3.3.

Cuerda	Nota	Frecuencia	Tensión
1	Mi (E)	329,63 Hz	3,98V
2	Si (B)	246,94 Hz	3,65 V
3	Sol (G)	196,00 Hz	3,24 V
4	Re (D)	146,83 Hz	2,85 V
5	La (A)	110,00 Hz	2,57 V
6	Mi (E)	82,41 Hz	2,34 V

Tabla 3.3. Valores de tensión obtenidos con CFV-LM2917 de cada cuerda.

Si se realiza una gráfica con los valores experimentales obtenidos, se puede comprobar la excelente linealidad del circuito basado en un LM2917, como se ve en la figura 3.38.

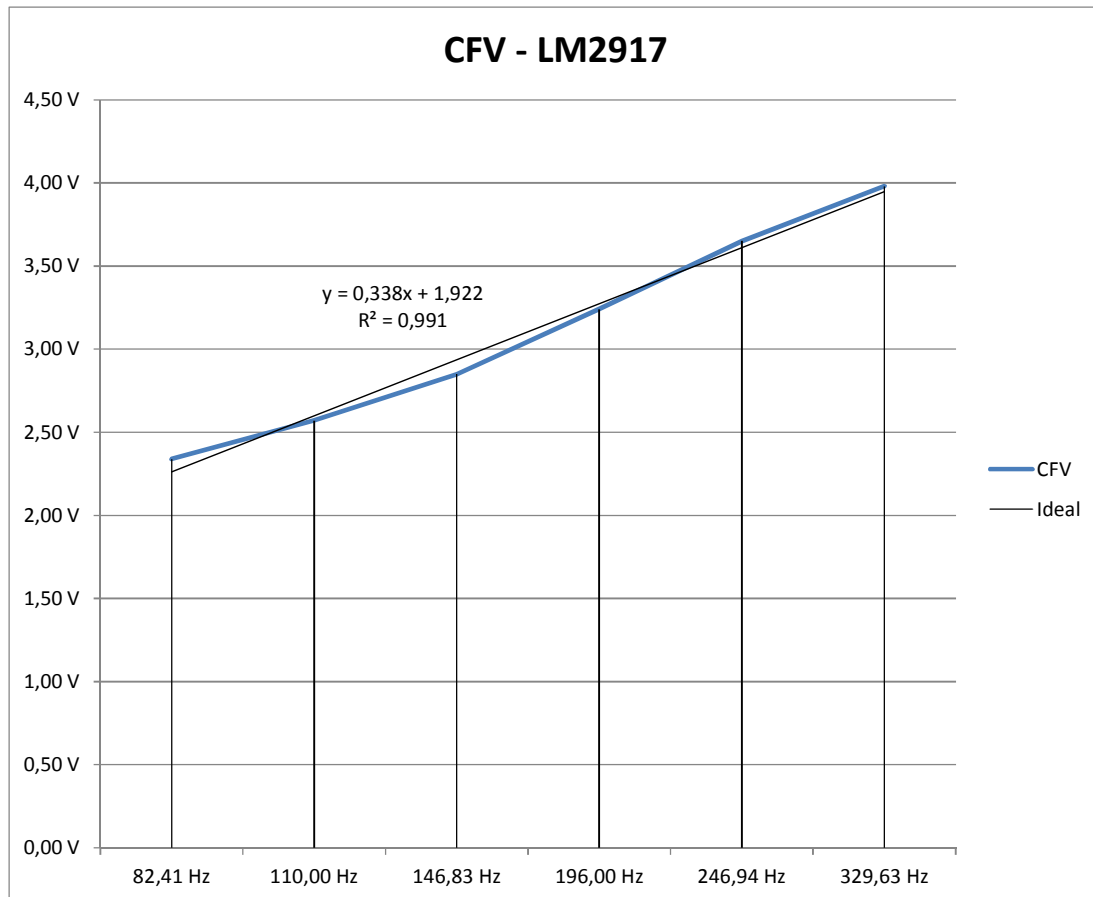


Figura 3.38. Linealidad de respuesta circuito CFV con LM555.

Conforme con estos datos se comprueba que la sensibilidad del circuito CFV-LM2917 es de 0,15Hz/mV.

Este segundo circuito presenta menor rango que el anterior, pues se necesita un cambio mayor en la tensión de salida para saber que se ha aumentado la frecuencia. Además, al tener la frecuencia mayor convertida en una tensión de casi 4V, y el componente no ser rail-to-rail, puede llegar a inducir errores por saturación. Por estos motivos se desecha el convertor basado en LM2917.

#### 3.1.4. Circuito de comparación.

En este bloque se procederá al tratamiento de las señales convertidas tanto de la referencia frecuencial como de la señal de la guitarra eléctrica. Como se comentó anteriormente, es mucho más fácil comparar dos valores discretos de señales continuas que los espectros de dos señales variables.

En este apartado será necesario el diseño de un circuito capaz de comparar las señales, calcular su diferencia y amplificar este error. Esta diferencia entre los valores de las señales convertidas nos indicará en qué estado se está en la tarea de afinación, y al amplificar esta diferencia o error, se gana exactitud.

A continuación se muestra el circuito de comparación seleccionado y otros tres circuitos alternativos probados pero desechados para el fin de este Proyecto.

### Circuito con LM324 en configuración de amplificador de instrumentación.

Este circuito es el elegido para implementar en el bloque de comparación. Se ha elegido implementar un amplificador de instrumentación debido a que proporcionan una ganancia a una tensión diferencial con precisión y esta ganancia es fácil de ajustar [18].

La configuración implementada, que se muestra en la figura 3.39, es la más conocida que se puede hacer mediante amplificadores operacionales, solución barata y además se aprovecha el encapsulado, ya utilizado anteriormente, del LM324, que nos proporciona los tres amplificadores que se necesitan, dejando uno libre que se podrá usar como seguidor de tensión en caso de ser necesario un buen acoplo de impedancias con uno de los bloques colindantes.

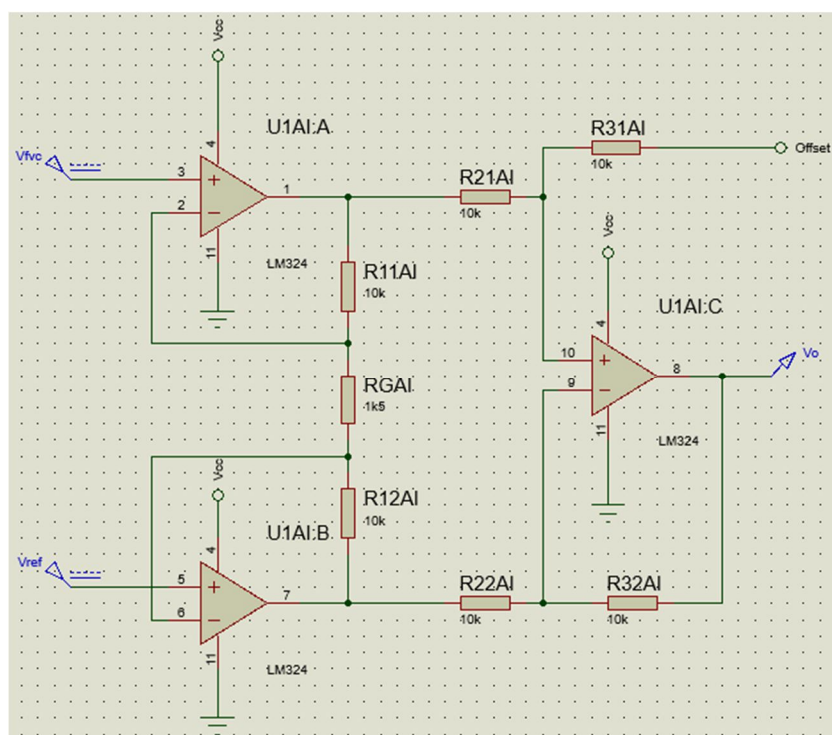


Figura 3.39. Esquema del LM324 como amplificador de instrumentación.

Al igual que en los bloques anteriores seleccionados, en este bloque también se va a usar una alimentación simple. Este tipo de alimentación plantea 2 problemas, a) salida nula cuando la guitarra esté afinada, es decir, cuando la tensión de entrada y la tensión de referencia sean iguales; b) la aparición de valores teóricos negativos cuando la entrada sea mayor que la referencia. El segundo problema viene dado por el comportamiento de este circuito según la ecuación 3.6:

$$V_o = (V_{ref} - V_{in}) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) + V_{Offset}; \quad (3.6)$$

Para solucionar ambos problemas se opta por añadir un offset, según el circuito de la figura 3.8, con lo que añadimos un suelo de 2,5Vdc, consiguiendo así que la tensión de salida varíe sin tomar valores negativos, y que haya señal cuando la guitarra esté afinada.

Si sustituimos en la ecuación 3.5 los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_g$ , se obtiene una ganancia  $G= 14,33$ ; esta ganancia ha sido calculada para obtener una exactitud de 1Hz. Esto se explicará en el apartado 3.1.5.

### Circuito restador.

Circuito de comparación básico. Presenta la ventaja de su extrema sencillez, pero a su vez requiere de un bloque posterior que sea capaz de mostrar tensiones de valor negativo.

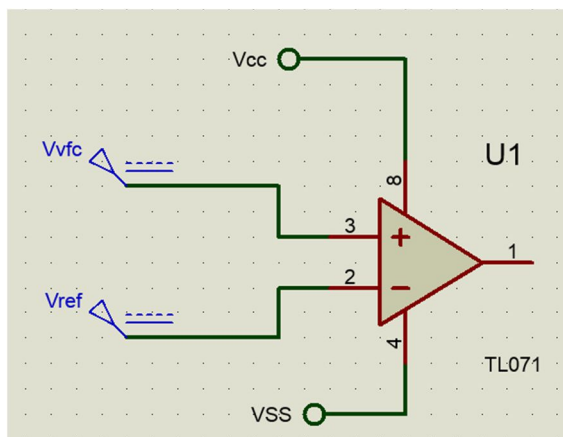


Figura 3.40. Esquema del circuito Restador.

Este circuito se descartó por el uso de la alimentación dual cuyos problemas se han planteado en apartados anteriores. Además, sería necesaria una etapa de amplificación para ganar precisión.

### Circuito amplificador de instrumentación AD621.

Circuito dedicado y versión comercial del circuito seleccionado. Presenta la ventaja de su bajo consumo y bajo ruido, que es fácil de usar y posee excelentes características en tensión continua [19]. A diferencia del circuito seleccionado, este es mucho más caro, del orden de 25 veces a consecuencia del incremento de coste en el cambio de integrado. El circuito utilizado se muestra en la figura 3.41.

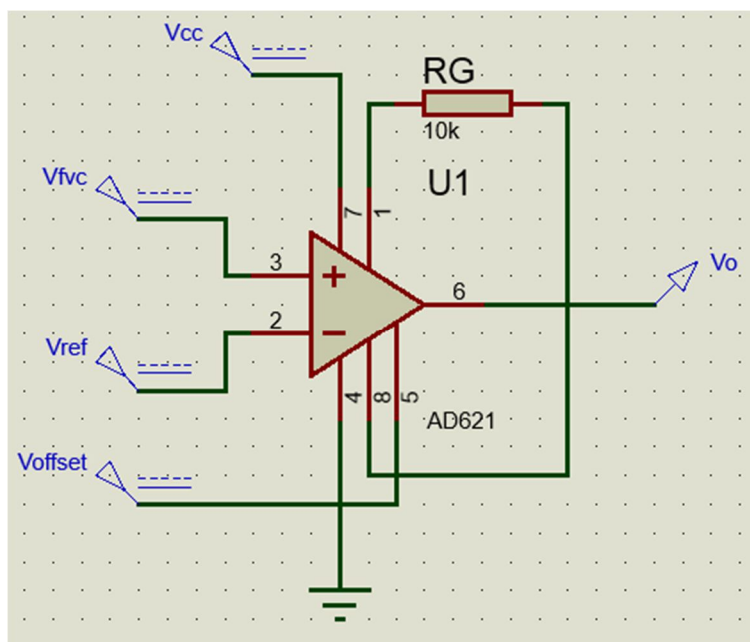


Figura 3.41. Esquema del amplificador de instrumentación con AD621.

Al igual que el circuito utilizado, y presentando los mismos problemas, se le añade una tensión de offset de 2,5Vdc según el circuito mostrado en la figura 3.8.

El circuito se desecha al presentar prestaciones similares al AI basado en LM324 y un precio considerablemente mayor, invalidando la premisa del bajo coste presentada en los objetivos del proyecto.

### 3.1.5. Circuito de interfaz de usuario: indicación de la distancia a la nota afinada.

Para realizar una interfaz al usuario cómoda y que transmita la situación de forma rápida y eficiente, se decide por montar un circuito del estilo vúmetro mediante un LM3914, como se muestra en la figura 3.42.

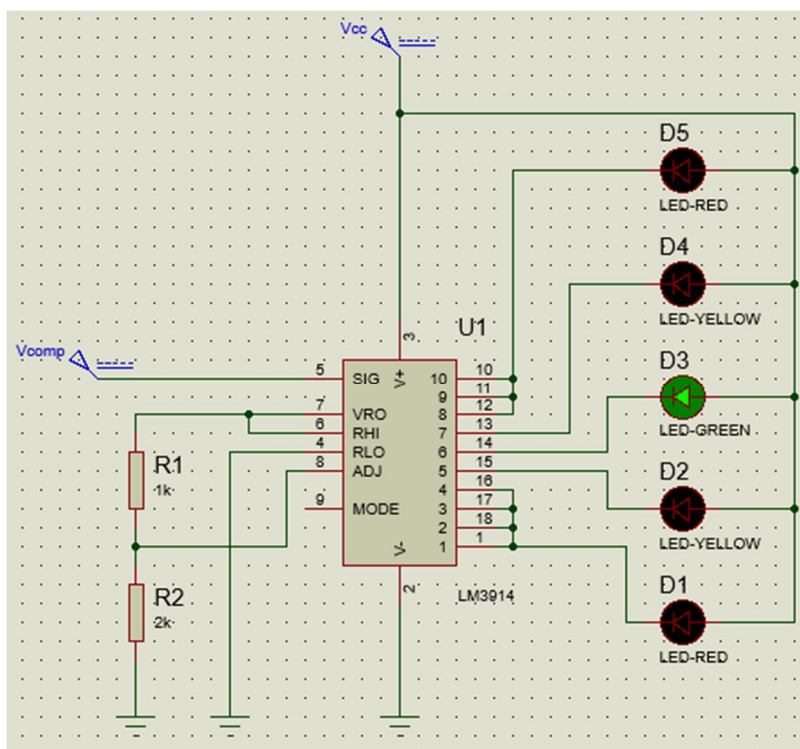


Figura 3.42. Esquema del circuito de interfaz de usuario.

Este circuito muestra el estado de la afinación mediante 5 LEDs, activando la luz verde cuando la guitarra esté afinada: en este caso la entrada al circuito será de 2,5Vdc. A medida que el proceso de afinación empeore, el LED activado cambiará hacia un extremo u otro según la frecuencia de la cuerda sea mayor o menor a la requerida. Si la frecuencia es menor, caso de recibir más de 2,5Vdc, se activarán los LEDs D4 o D5, y si la frecuencia es mayor, caso de recibir menos de 2,5Vdc, se activarán D1 o D2. En la tabla 3.4 se muestra la respuesta del circuito de interfaz de usuario.

Pin LM3914	LED	Tensión Entrada	Distancia [Hz]
pin 10	D1	0,375 V	< -1 Hz
pin 11	D1	0,750 V	
pin 12	D1	1,125 V	
pin 13	D1	1,500 V	
pin 14	D2	1,875 V	- 1 Hz
pin 15	D3	2,250 V	0 Hz
pin 16	D4	2,625 V	+ 1 Hz
pin 17	D5	3,000 V	> +1 Hz
pin 18	D5	3,375 V	
pin 1	D5	3,750 V	

Tabla 3.4. Respuesta del circuito de interfaz de usuario.

En los pines 6, 7 y 8 se puede ajustar la tensión de referencia para la activación de la escala de LEDs. Esta tensión de referencia se calcula según la fórmula 3.6:

$$V_{ref} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{2k}{1k}\right) = 3,75 V; \quad (3.7)$$

Esta tensión de referencia sirve para fijar el valor máximo de lectura del encapsulado. Si esta tensión se divide entre las 10 salidas que proporciona el LM3914, se obtiene que cada salida se activa cada incremento de 0,375V en la entrada, como se muestra en la tabla 3.4.

Esta tensión de referencia es debida a la sensibilidad del convertidor frecuencia a tensión, mostrada en la figura 3.36, y de valor 0,12 Hz/mV ó 8,33 mV/Hz, y la ganancia del bloque comparador, de ganancia  $G = 14,33$ . De esta forma, si la afinación se desvía 1 Hz, es decir, se genera una diferencia en la entrada del comparador de 8,33 mV, se tendrá una salida en el comparador de 2,62V que hará que la interfaz active el LED D4, si esta diferencia es positiva, ó el LED D2, si esta diferencia es negativa.

De esta forma, el error máximo detectable se efectuaría al encenderse el LED D1 ó D5, que implicaría una diferencia de tensión mayor que 8,33mV en el comparador, y significaría una distancia mayor que 1Hz.

## 3.2 Diseño digital.

El objetivo de esta parte es realizar un afinador cromático con la menor parte analógica posible. De esta forma se decide que la única parte añadida a la placa Tiva TM4C1294 sea tan sólo el bloque de acondicionamiento de la señal.

La parte analógica corresponderá al acondicionamiento de la señal proveniente de la guitarra eléctrica. La señal será adquirida mediante salida directa de la guitarra, en caso de tener salida eléctrica, o mediante un micrófono, caso pensado para las guitarras acústicas.

La indicación del estado de afinación se realizará mediante un conjunto de LEDs, como en el diseño anterior.

### 3.2.1. Adquisición de la señal.

Para este bloque, y como se ha comentado, se va a usar entrada de línea directa a la guitarra mediante un jack de 6'', de la misma forma que en el diseño analógico. Esta entrada está pensada para guitarras eléctricas o electroacústicas, que poseen una salida eléctrica de la señal.

En caso de que la guitarra no disponga de salida eléctrica, se ha dispuesto un micrófono analógico electret POM-3535P-3-R, mostrado en la figura 3.43, de pequeño tamaño, omnidireccional y de buena sensibilidad [21].





Figura 3.43. Micrófono POM-3535P-3-R.

### 3.2.2. Filtro de 2º orden activo.

Como ya se han estudiado y probado diversos circuitos para el acondicionamiento, se va a usar el circuito seleccionado en el diseño analógico para acondicionar la señal, mostrado en la figura 3.1, circuito del que ya se comprobó su buen funcionamiento.

Este circuito deberá ser ligeramente modificado para el acoplamiento del micrófono debido a la polarización de su circuito interno, representado en la figura 3.44. De esta forma será necesario añadir una resistencia conectada entre la alimentación y el micrófono.

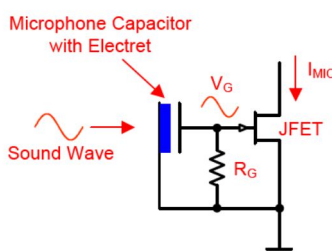


Figura 3.44. Circuito simplificado de un micrófono electret.

De forma experimental se comprueba que este tipo de micrófonos provoca una ligera atenuación a las señales de baja frecuencia, caso de la nota E de la sexta cuerda. Para solucionar esto se va a implementar un filtro paso bajo que atenúe ligeramente el resto de frecuencias más altas, a fin de equilibrar la respuesta. Este filtro se implementa mediante la adición del condensador C6, que añade un cero a la función de transferencia. Este cero se calcula en la ecuación 3.6.

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi R_2 \cdot C_6} = \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 2,2\mu} = 72,24 \text{ Hz.} \quad (3.8)$$

Además, se sustituye la resistencia R1 del circuito original, mostrado en la figura 2.1, por otra resistencia R1 de 5,6 kΩ conectada a la alimentación, con el fin de polarizar el transistor FET implementado en el interior del micrófono.

Estas modificaciones implementadas se muestran en el esquema de la figura 3.45.

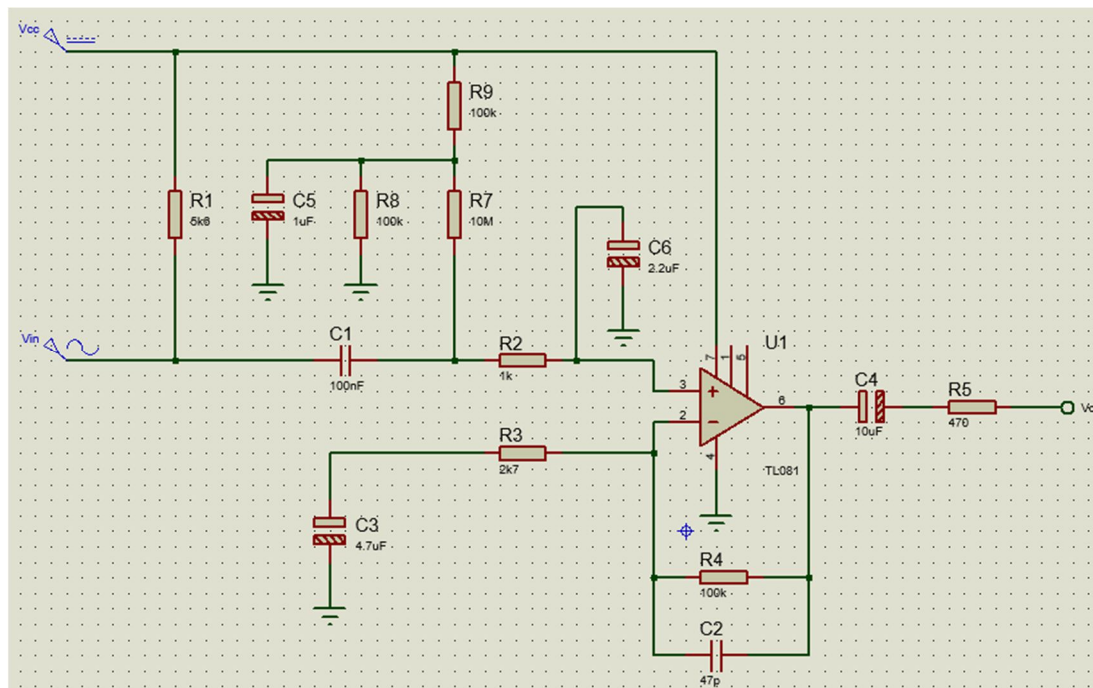


Figura 3.45. Esquema del circuito de acondicionamiento para micrófono.

Como el circuito es prácticamente el mismo para ambos tipos de adquisición, la selección de la entrada se realizará mediante un selector en la entrada al amplificador operacional, ya que las modificaciones se han realizado desde el amplificador a la entrada.

La salida del bloque de acondicionamiento irá conectada a la entrada del ADC de la placa TM4C1294, en concreto al pin 27.

### 3.2.3. Interfaz de usuario.

Como se comentó al inicio de este apartado, la indicación de la situación de la afinación vendrá dado por medio de un conjunto de trece LEDs. Las señales representarán tanto la cuerda que se está afinando como la afinación conseguida. Estos están configurados como se muestra a continuación.

Estos LEDs representan el estado de afinación, desde un estado de menor frecuencia a la deseada a presentar mayor frecuencia:

```
#define AfinBBB 2
#define AfinBB 3
#define AfinB 4
#define Afin 5
#define AfinS 6
#define AfinSS 7
#define AfinSSS 8
```

Estos LEDs representan la cuerda que se está afinando.

```
#define Cuerda_E 9
#define Cuerda_A 10
#define Cuerda_D 23
#define Cuerda_G 24
```

```
#define Cuerda_B 25  
#define Cuerda_E6 26
```

### 3.2.4. Programación.

El objetivo del programa es calcular de forma automática la frecuencia fundamental de la señal recibida e indicar tanto la cuerda con la frecuencia más cercana y la distancia a la que se encuentra. A diferencia del otro circuito, este sí es capaz de discernir automáticamente la cuerda que se quiere afinar, sin necesidad de selectores, de ahí que se le denomine cromático.

El funcionamiento de la programación es sencillo y se mostró en el flujograma de la figura 2.7.

El programa se ejecuta en bucle continuo desde que se enciende el dispositivo. Lo primero que se realiza es una comprobación del estado de la interfaz de usuario, seguidamente se ejecuta el programa y empieza a muestrear la señal de entrada, calcular su frecuencia fundamental y mostrar la situación de la afinación.

Para la adquisición de la señal se empleó una función diferente a la prediseñada: esta nueva función llamada *lectura*, presenta mayor velocidad de adquisición de datos y mejora la respuesta del cálculo de la frecuencia.

La función *lectura* que se ha utilizado en este Proyecto fue realizada por el Profesor del Departamento de Tecnología Electrónica Honorio Martín para las asignaturas de Proyectos Experimentales I y II. Su funcionamiento se basa en el direccionamiento directo de los datos al registro del ADC en la ROM de la placa TM4C1294. De esta manera se configura directamente el ADC de forma óptima.

Para ello se emplean las funciones *ROM\_ADCSequenceStepConfigure*, *ROM\_ADCProcessorTrigger* y *ROM\_ADCSequenceDataGet*. Estas funciones hacen que el ADC se configure para realizar una única adquisición cada vez que se le llama [22].

Una vez adquirida la señal, la se realizará un filtrado digital paso bajo para eliminar ruidos y se procederá a calcular su frecuencia fundamental.

Para calcular la frecuencia de la señal de la guitarra, se realiza una transformada de Fourier a los datos adquiridos por el ADC mediante la función *fix\_fft*.

La función empleada para el cálculo de la FFT fue realizada por Tom Roberts en 1989. Esta función ha sido utilizada debido a que el entorno de Energía utilizado no dispone de funciones nativas para realizar FFT, por lo que se vio la necesidad de emplear una función externa. Para este cálculo sólo se emplea la parte real de los datos, eliminando la componente imaginaria.

La función *fix\_fft*, presenta la restricción de que el número de datos a estudiar tiene que ser potencia de 2, tomando muestras de 1024 puntos. El resultado es el valor de la frecuencia de la señal con una resolución de 1Hz.

Una vez realizada la FFT, el programa procede a la indicación, diferenciando entre las frecuencias de cada cuerda, selecciona la más próxima y activa el LED pertinente. Con la cuerda seleccionada, indica cómo de lejos se está de la frecuencia deseada, pudiendo ser de 0Hz,  $\pm 1$ Hz,  $\pm 4$ Hz o  $\pm 6$ Hz.

El programa completo se encuentra en el Anexo.



### 3.3 Pruebas de funcionamiento.

#### 3.3.1. Diseño analógico.

Una vez seleccionados los circuitos que compondrán cada bloque, se montaron y probaron. Como se ha mostrado antes, cada circuito de forma individual funcionó a la perfección pero en su conjunto no se consiguió un funcionamiento satisfactorio. Durante la simulación, en conjunto, su funcionamiento es correcto, y mostrando la precisión requerida de 1Hz para el primer LED y 5Hz para el último.

Debido a que el sistema tiene que trabajar con señales reales y además accionadas por pulsaciones, cada señal es completamente diferente. Esto genera un grave problema de espurios, ya que, aunque la señal mantenga su frecuencia fundamental fácilmente visible, su tratamiento electrónico se vuelve complejo al incorporar numerosos armónicos. Estas señales indeseadas pueden ser también causa de la no linealidad real de los amplificadores. Estos armónicos tienen una componente considerablemente grande en proporción al fundamental, generando tratamientos erróneos en el bloque de CFV, ya que no es capaz de separar adecuadamente el armónico fundamental del resto de componentes, intentando transformar todas las frecuencias en su respectiva respuesta de tensión continua. Estos efectos, y la diferencia con respecto a la tensión de referencia de la nota, se van aumentando en el bloque de comparación, lo que provoca una oscilación o, en el peor de los casos, una diferencia “extremadamente grande”, indicando al usuario, de forma errónea, la mala afinación del instrumento.

Se plantean dos posibles soluciones al problema.

- 1) Disminuir la ganancia. Durante la fase de diseño se comprobó que un exceso de ganancia ocasiona distorsión en la señal debido al límite de amplificación impuesto por la alimentación, de forma que la onda correspondiente a la frecuencia fundamental sufre un recorte superior mientras que el resto, de menor amplitud, crecen, ganando con ello mayor importancia en la señal y acrecentado el problema. Esto fue visto también en el AGC. Pero en el caso contrario, si disminuimos la ganancia la señal se verá perjudicada por el breve tiempo de la onda, no dejando al usuario tiempo suficiente para interpretar el resultado de forma coherente.
- 2) Se ve como solución el diseño de un filtro específico para cada nota, de forma que su ancho de banda sea muy estricto. Esto implicaría replicar el circuito usado seis veces pero con el filtro específico para la frecuencia de diseño.

Como uno de los objetivos del proyecto es el bajo coste, la implementación de filtros específicos aumentaría considerablemente el coste. Por otro lado, después del recorrido de aprendizaje sobre este instrumento, esta nueva implementación no supondría algún conocimiento añadido, tan sólo la replicación ligeramente modificada de un sistema ya estudiado. Además como desde un principio se pretendía la comparación de funcionamiento de un afinador analógico y uno digital, se opta por no continuar el diseño de la parte analógica, dando más importancia al diseño digital.

#### 3.3.2. Diseño digital.

Tras las pruebas fallidas del afinador analógico y con los conocimientos adquiridos, se prueba el diseño del afinador cromático digital para guitarra.

Durante las pruebas se comprobó el funcionamiento del sistema, que presentaba las siguientes deficiencias:

- 1) Con entrada de línea: errores en el cálculo de las frecuencias bajas, correspondientes a la sexta cuerda, correspondientes a 82,4Hz. El sistema calculaba el doble de la frecuencia.
- 2) Con entrada de micrófono: errores en el cálculo de las frecuencias bajas, correspondientes a la sexta y quinta cuerda, correspondientes a 82,4Hz y 110Hz. El sistema calculaba el doble de la frecuencia.

Estos problemas, debidos al contenido armónico de señal que entraba amplificado en el sistema digital, se solucionaron mediante la introducción de un filtrado digital de paso bajo antes de realizar la llamada a *fix\_fft* para el cálculo de la frecuencia. Esta solución afecta a diseño global del afinador. Para solucionar el fallo de la entrada del micrófono, se implementó, vía hardware, un filtro paso bajo antes de la entrada al amplificador operacional, mediante la adición de un polo con  $f_o = \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 2,2\mu} = 72,3Hz$ ; esta solución atenuaba todas las frecuencias posteriores, que ya se leían bien, y tras la modificación no sufrieron penalización alguna en su funcionamiento.

Los procesos de afinación fueron comprobados con un afinador cromático digital marca Korg CA-1, como el mostrado en la figura 1.4, mostrando que los objetivos estaban cumplidos, dando un error de 1Hz debido a la resolución del sistema.

### 3.4 Layouts, fabricación de las PCBs y carcasa.

Tras las pruebas de funcionamiento se procede a la fabricación de la placa PCB y al diseño de la carcasa que contendrá el sistema.

Debido al objetivo de que el afinador de guitarra sea portátil, se decide alimentarlo con una pila de 9Vdc. Esta pila alimentará tanto a la placa TM4C1294 y al resto del sistema. Como la pila nos brinda mayor tensión que la designada en el diseño de 5Vdc, se tendrá que realizar una pequeña etapa de potencia que regule la tensión y la mantenga estable ante la carga del afinador. Para ello se emplea un regulador LM317, mostrado en la figura 3.46, empleado en las pruebas del diseño analógico para regular señales de offset.

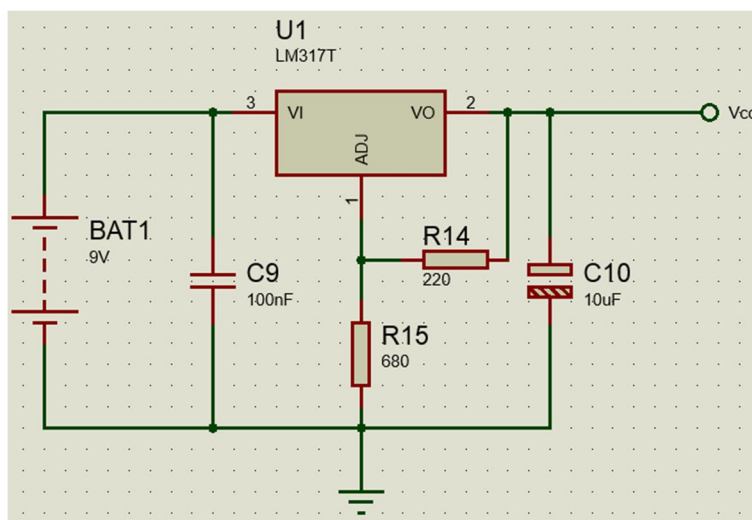


Figura 3.46. Esquema del circuito de alimentación del afinador.

Con este circuito de alimentación el esquema completo del circuito queda de la siguiente forma:

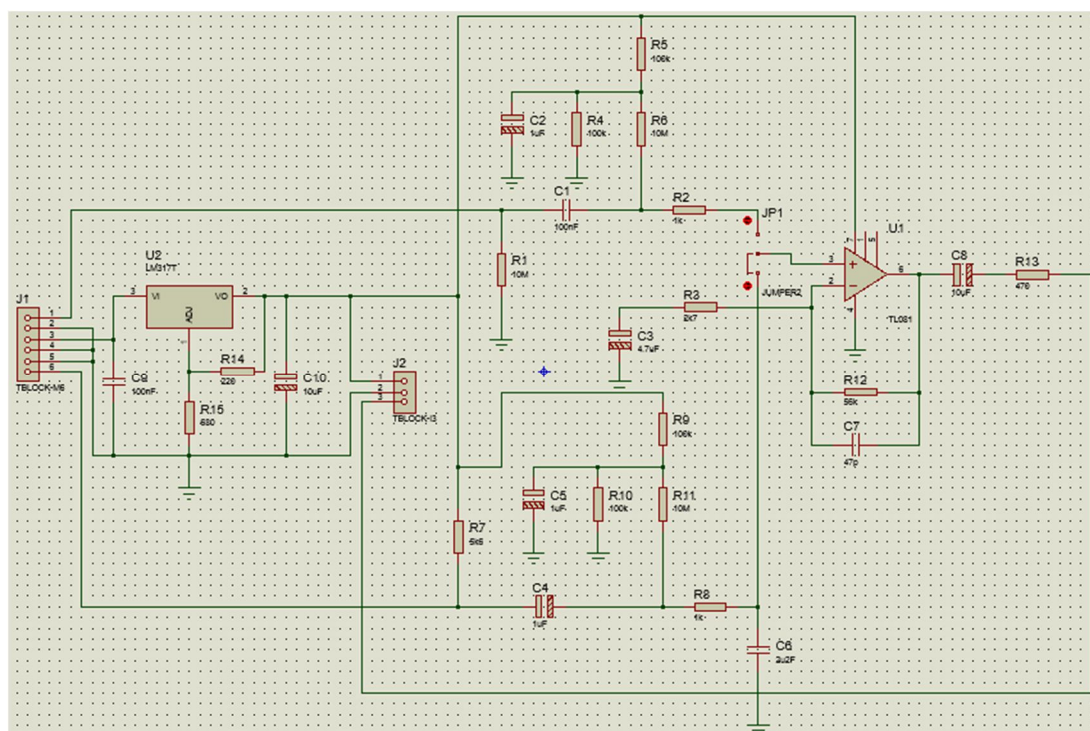


Figura 3.47. Esquema del circuito completo del afinador.

En el conector J1, irán conectadas las entradas de la siguiente forma: 1, entrada de línea de la guitarra; 2, GND de la guitarra; 3, Positivo de la pila; 4, negativo de la pila; 5, GND del micrófono; 6, entrada del micrófono.

El conector J2 se emplea para las salidas a la placa TM4C1294, de aquí saldrá la alimentación y la señal al ADC de la siguiente forma: 1, VCC; 2, GND; 3, ADC.

En el diseño de la placa PCB se ha mantenido el tamaño de la placa de programación TM4C1294, por lo que el tamaño no ha supuesto una restricción. Así mismo se ha realizado el rutado del circuito en dos capas para facilitar el diseño. En la figura 3.48 se muestra una imagen del rutado.

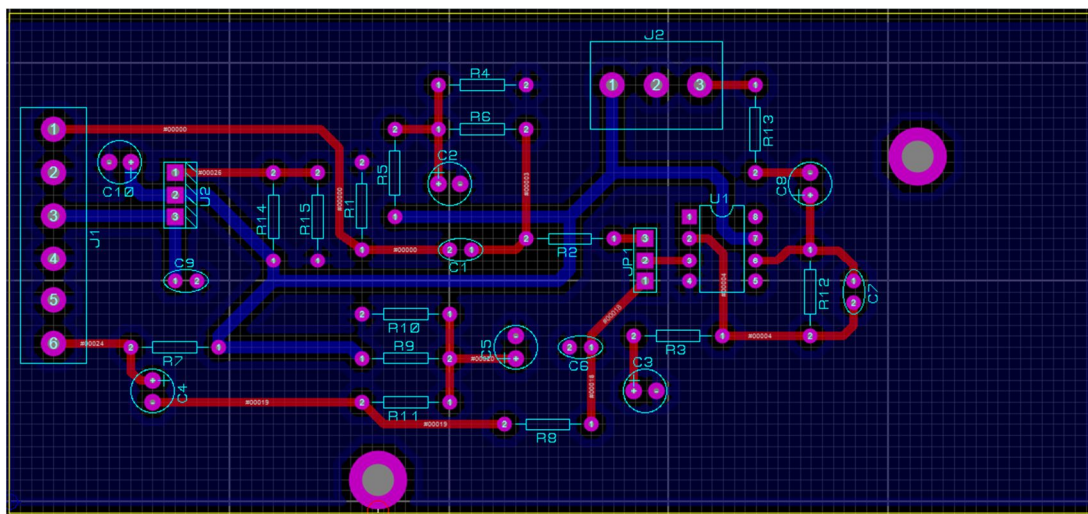


Figura 3.48. Rutado del circuito completo del afinador.

Se puede observar que se han dejado dos pads para la sujeción de la PCB en la placa TM4C1294. Esta unión se realizará mediante el uso de separadores.

La fabricación de la placa se realizó en los laboratorios de electrónica de la universidad Carlos III de Madrid. El proceso ha sido realizado por el autor de este Proyecto, mostrándose fotos numeradas que ilustran el proceso en la figura 3.49, que permiten seguir su explicación en los siguientes párrafos.

Al tratarse de un diseño a doble cara se usará una placa de fibra de vidrio con cobre encastrado en ambas caras y fotosensible positiva (1), lo que indica que la imagen insolada en la placa será la misma que la del fotolito a usar.

Se procede a imprimir cada una de las caras de nuestra PCB en papel vegetal, de tal forma que deje pasar la luz en las zonas no impresas, y se fijan bien a la placa de fibra (2). Para quitar la capa fotosensible se sostiene la placa, junto con los fotolitos, a un proceso de insolación (3). Como nota, las placas de cobre se venden con un plástico protector para que no sean afectadas por los rayos UV y deterioren la capa fotosensible, por lo que se recomienda la mayor rapidez en la acción de quitar la protección, situar los fotolitos correctamente y comenzar el proceso de insolación. Este proceso dura unos tres minutos, el tiempo dependerá de la potencia de la insoladora. En el caso de la insoladora disponible en los laboratorios, se dispone de una bomba de vacío que ayuda a que los fotolitos no se muevan y corran el revelado de la placa. En los mandos se puede ver el vacío y el temporizador para el proceso (4).

Terminado el tiempo de espera, se somete a la placa a un baño de revelado mediante sosa cáustica o hidróxido de sodio. Para ello se introduce la placa en la red de la cubeta y se somete al baño (5). Terminado el proceso de revelado, se aclara bien y se inicia el proceso de ataque al cobre. Es importante realizar un aclarado para alargar la vida de los productos. El ataque del cobre consiste en eliminar el cobre que ha quedado sin la protección de la lámina fotosensible. Esto se consigue mediante un baño de Hierro (III) cloruro hexahidrato o Percloruro de hierro. Para realizar el ataque, el laboratorio

dispone de una máquina que realiza de forma automática el proceso y evita que se manche el entorno y a nosotros mismos (6).

Definiendo la velocidad, la máquina baña a la placa y el ácido irá eliminado el cobre sobrante, resultando la placa casi terminada.

Por último, se limpia la placa con agua y después con acetona, para eliminar la capa fotosensible (7). Para terminar, se cortan los sobrantes de la placa de fibra de vidrio y se taladran los pads.



Figura 3.49. Proceso de fabricación de la PCB.



Terminado el proceso de fabricación se procede a soldar los componentes en la placa ya taladrada obteniéndose el resultado mostrado en la figura 3.50.

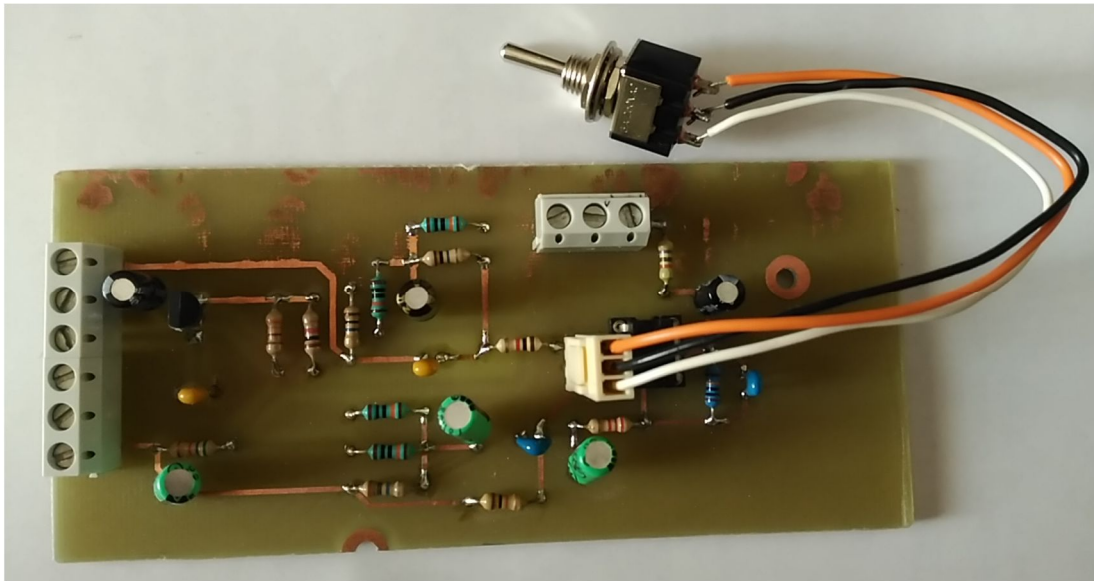


Figura 3.50. PCB terminada del afinador.

Para albergar el afinador cromático digital se diseña una carcasa de plástico para poder ser impresa mediante una impresora 3D en los laboratorios de la universidad Carlos III de Madrid. La carcasa se diseña mediante Catia y se compone en dos piezas. La primera pieza se muestra en la figura 3.51. Como debe contener la pila, se realiza un compartimento específico, estando el conjunto placa TM4C1294 y PCB en otro compartimento. Se aprovecha la carcasa para alojar la interfaz de usuario.

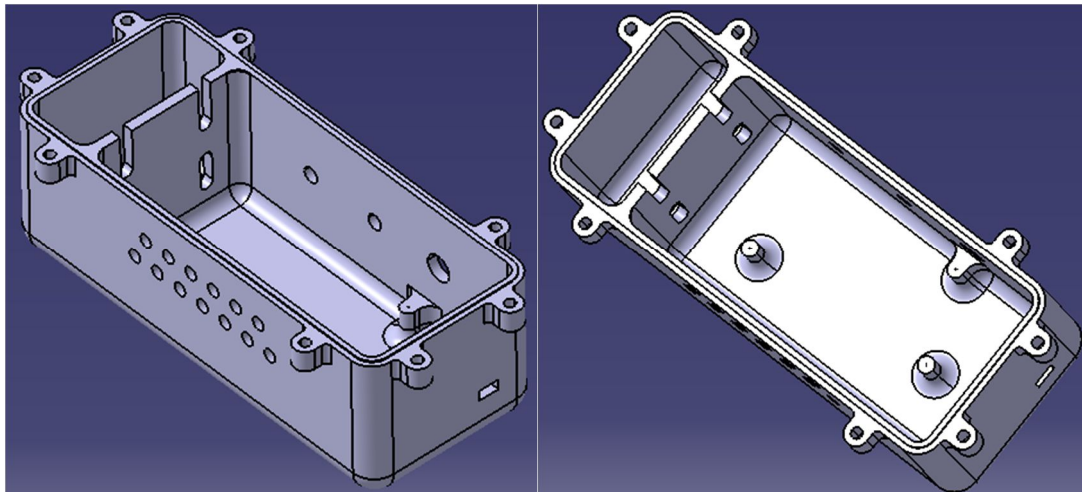


Figura 3.51. Carcasa inferior del afinador.

La segunda pieza consiste en una tapa que permite el fácil acceso por parte del usuario a la pila, para su futuro cambio, aunque también tendrá acceso a toda la electrónica que compone el afinador cromático digital. En la figura 3.52 se muestra la tapa de la carcasa.

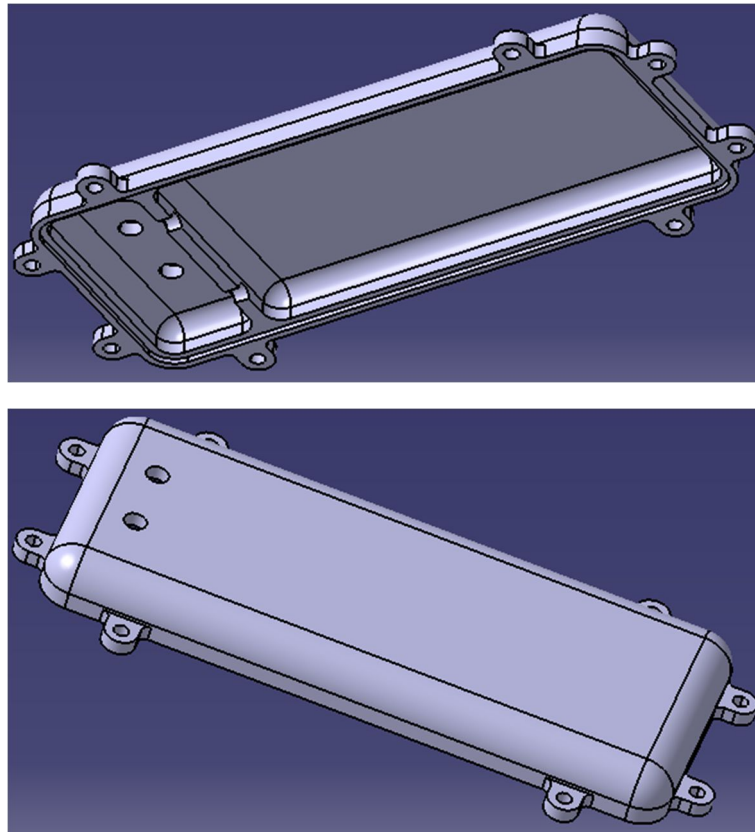


Figura 3.52. Carcasa superior del afinador.

Debido a la inexperiencia en el manejo y diseño para impresoras 3D, este diseño preliminar y funcional no fue posible de imprimir debido a restricciones técnicas de la impresora. Estas restricciones conllevan la eliminación de voladizos y disminución de orificios, para ser agrandados posteriormente, conllevando un aumento del material plástico utilizado. En la figura 3.53 se muestra el nuevo diseño para la impresión 3D.

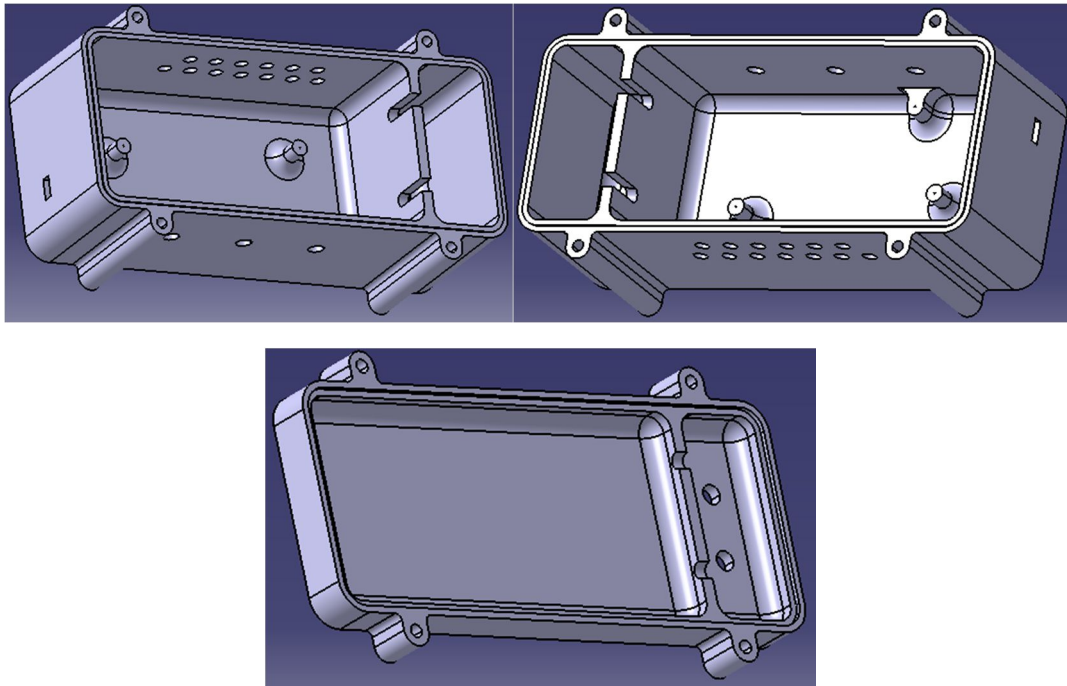


Figura 3.53. Carcasa definitiva del afinador.

Para terminar, se procede a montar y cablear el afinador cromático digital para dejarlo en su forma óptima para el manejo por el usuario que vaya a afinar su guitarra.

Por problemas con la impresora 3D de la universidad Carlos III, no se pudo llevar a cabo la impresión de la carcasa en el tiempo planeado para la ejecución de este Proyecto.

## *CAPÍTULO 4*

# **4. CONCLUSIONES Y MEJORAS**

---

### **4.1 Conclusiones.**

Conforme a los objetivos y requisitos planteados para este proyecto, se puede decir que el resultado ha sido satisfactorio. Hay que tener en cuenta que en ningún momento se ha pretendido realizar un sistema que compitiera con los modelos comerciales y se ha prestado más atención al contenido didáctico del mismo.

Se ha aprendido y entendido la evolución de los sistemas analógicos hacia los digitales, que presentan una mayor versatilidad y menores problemas de falsos funcionamientos.

Hay que hacer especial mención al diseño analógico, que no se ha llegado a construir. Este circuito fue planteado con fines didácticos con la intención de su uso para asignaturas de electrónica en la universidad Carlos III de Madrid. Conforme con los objetivos propuestos, todos los circuitos planteados han sido de bajo coste y de componentes de fácil acceso por parte del estudiante. Su funcionamiento, no ha sido aceptable, pero se ha quedado cerca: el sistema era capaz de afinar varias cuerdas, pero no todas. De esta forma se puede continuar su mejora y conseguir rápidos buenos resultados con un estudio más enfocado al tratamiento analógico de la señal.

Con respecto al diseño digital, se ha conseguido un dispositivo totalmente funcional, de bajo coste y portátil; además mantiene una precisión considerable para poder ser replicado en casa y con pocos recursos. Me gustaría hacer constar la importancia didáctica personal del proyecto, ya que es la primera vez que me enfrento a placas de desarrollo, en este caso la plataforma Tiva, abriendo la mente a la gran utilidad estas placas de bajo coste y altas prestaciones, y la importancia que pueden llegar a tener en el desarrollo de prototipos de cierta complejidad.



## 4.2 Mejoras.

Con respecto al diseño analógico:

- Realizar un diseño del bloque de tratamiento, substituyendo el actual CFV por otro tipo de análisis de la señal, como por ejemplo un comparador de fases.
- Estudiar el mejor tipo de comparación de la señal, viendo si es más viable comparar frecuencias o tensiones continuas, como en el caso actual, frente a otras magnitudes, como por ejemplo desfases entre la señal de referencia con la señal acondicionada de la guitarra.
- Llevar a construcción el afinador analógico completo.

Con respecto al diseño digital:

- La principal mejora a realizar sería mejorar la precisión de la FFT empleada, bajando de un error de 1Hz.
- La segunda, mejorar la interfaz al usuario, substituyendo el conjunto de LEDs indicativos por una pantalla LCD, aunque suponga un aumento de coste.
- Añadir funcionalidades como la selección de la frecuencia de referencia de La.
- Aumentar el rango de las frecuencias mostradas para poder afinar no sólo guitarras sino más instrumentos.
- Utilizar una placa de desarrollo de menor tamaño con el fin de reducir el tamaño del dispositivo completo.

## CAPÍTULO 5

### 5. PRESUPUESTO

En este capítulo se van a evaluar los recursos económicos empleados, contando el coste del material y el tiempo empleado para estimar un coste del proyecto realizado.

Todos los precios son los expuestos en las páginas de RS y Farnell.

#### 5.1 Coste material.

##### 5.1.1 Diseño analógico.

Concepto	Precio Unitario	Unidades	Precio Total
Resistencias	0,03 €	150	4,50 €
Potenciómetro 10k	1,00 €	5	5,00 €
Potenciómetro Tándem	3,50 €	5	17,50 €
LDR NSL-19M51	1,08 €	4	4,32 €
Condensadores	0,05 €	70	3,50 €
Diodos de colores	0,13 €	10	1,26 €
Diodo 1N4148	0,06 €	12	0,76 €
2N3904	0,17 €	3	0,50 €
AD621	8,75 €	2	17,50 €
BC547	0,22 €	5	1,12 €
CD4046	0,44 €	3	1,33 €

Concepto	Precio Unitario	Unidades	Precio Total
J176	0,15 €	3	0,44 €
LM317	0,31 €	5	1,55 €
LM324	0,32 €	6	1,92 €
LM555	0,90 €	3	2,69 €
LM2917	1,48 €	3	4,45 €
LM3914	2,28 €	3	6,84 €
Mosfets	1,00 €	16	16,00 €
TL071	0,47 €	4	1,88 €
TL072	0,64 €	6	3,84 €
<b>TOTAL</b>			<b>96,88 €</b>

Tabla 5.1. Coste de material del diseño analógico.

### 5.1.2 Diseño digital.

Concepto	Precio Unitario	Unidades	Precio Total
Resistencias	0,03 €	20	0,60 €
Condensadores	0,05 €	12	0,60 €
Diodos de colores	0,13 €	16	2,02 €
Conector macho y hembra 3 pines	1,42 €	3	4,25 €
Conector hembra 6 pines	1,42 €	2	2,83 €
LM317	0,31 €	3	0,93 €
TL071	0,47 €	3	1,41 €
Placa Tiva TM4C1294	23,53 €	1	23,53 €
Placa de cobre para PCB	4,16 €	1	4,16 €
Filamento para impresora 3D	4,00 €	1	4,00 €
Tornillería y separadores	3,00 €	1	3,00 €
Batería 9V	4,40 €	1	4,40 €
Lengüeta batería 9V	0,83 €	1	0,83 €
Interruptor conmutador	1,38 €	1	1,38 €
Jack hembra 6"	3,51 €	1	3,51 €
Pulsador encendido	1,83 €	1	1,83 €
Cable USB	2,19 €	1	2,19 €
<b>TOTAL</b>			<b>61,46 €</b>

Tabla 5.2. Coste de material del diseño digital.

## 5.2 Coste de personal.

Los costes de personal se han calculado en función de los sueldos base para Ingenieros y la cuantía de las becas para ingenieros. La duración se ha estimado en 9 meses, tiempo que engloba el diseño, evaluación, construcción y redacción del presente proyecto. Los cargos sobre los salario brutos son de un 7% en concepto de Seguridad Social y un 17% en concepto de I.R.P.F.

Concepto	Sueldo mensual	Meses	Total
Ingeniero Industrial	2.000,00 €	9	18.000,00 €
		Total antes de impuestos	18.000,00 €
		<b>TOTAL</b>	<b>22.320,00 €</b>

Tabla 5.3. Coste de personal.

## 5.3 Presupuesto final.

El importe total asciende a:

Concepto	Total
Coste diseño analógico	96,88 €
Coste diseño digital	61,46 €
Coste personal	22.320,00 €
<b>TOTAL</b>	<b>22.478,34 €</b>

Tabla 5.4. Presupuesto final.

El presupuesto de ejecución material del proyecto asciende a la cantidad de **VEINTIDÓS MIL CUATROCIENTOS SETENTA Y OCHO CON TREINTA Y CUATRO EUROS**.





## CAPÍTULO 6

### 6. BIBLIOGRAFÍA

---

#### 6.1. RECURSOS BIBLIOGRÁFICOS

- [1] THE GUITAR AND ITS PERFORMANCE FROM THE FIFTEENTH TO EIGHTEENTH CENTURIES. James Tyler. Oxford University Press 1997.
- [2] GUITAR PERFORMANCE IN THE NINETEENTH CENTURIES AND TWENTIETH CENTURIES. Paul Sparks. 1997.
- [3] <http://www.amptek-es.com/> (ultimo acceso 01/10/2016)
- [4] MATHEMATICS AND MUSIC. David Wright. Abril 2009
- [5] TIVA™ C SERIES TM4C1294 CONNECTED LAUNCHPAD EVALUATION KIT USER'S GUIDE. Texas Instruments. Mayo 2015.
- [6] SOLID-STATE GUITAR AMPLIFIERS. Teemu Kyttälä. 2008
- [7] ELECTRÓNICA: TEORÍA DE CIRCUITOS Y DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS. Robert L. Boylestad y Louis Nashelsky. Prentice Hall. 2009.
- [8] BC547 DATASHEET. On Semiconductor.  
<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BC/BC547.pdf>



- [9] LM317 DATASHEET. On Semiconductor.  
[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/LM317-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM317-D.PDF)
- [10] ANALYSIS OF THE Sallen-Key ARCHITECTURE. Texas Instruments. Julio 1999.
- [11] <http://electronicdesign.com/> (último acceso 05/10/16)
- [12] SINE WAVE OSCILLATOR. Ron Mancini and Richard Plamer, Book Applied Report, Texas Instruments Literature Number SLOA060, March 2001.
- [13] SINGLE SUPPLY OP AMP DESIGN TECHNIQUES, APPLICATION NOTE. Texas Instruments Literature Number SLOA030.
- [14] NSL-19M51 LDR DATASHEET. Silonex.  
<http://www.farnell.com/datasheets/77395.pdf>
- [15] CD4046 CMOS MICROPOWER PHASE –LOCKED LOOP DATASHEET. Texas Instruments.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4046b.pdf>
- [16] LM555 TIMER DATASHEET. Texas Instruments.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>
- [17] LM2917 FREQUENCY TO VOLTAGE CONVERTER DATASHEET. Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2907-n.pdf>
- [18] A USER`S GUIDE TO IC INSTRUMENTATION AMPLIFIERS. Jeffrey R. Riskin. Analog Devices, AN-244 application note.
- [19] AD621 INSTRUMENTATION AMPLIFIER TIMER DATASHEET. Analog Devices. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD621.pdf>
- [20] LM3914 DOT/BAR DISPLAY DRIVER DATASHEET. Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3914.pdf>
- [21] POM-3535P-3-R MICROPHONE DATASHEET. PUI Audio Inc.  
<http://www.puiaudio.com/pdf/POM-3535P-3-R.pdf>
- [22] ROM USER`S GUIDE FOR TIVA™ C SERIES TM4C129X. Texas Instruments. 2014.



## *CAPÍTULO 7*

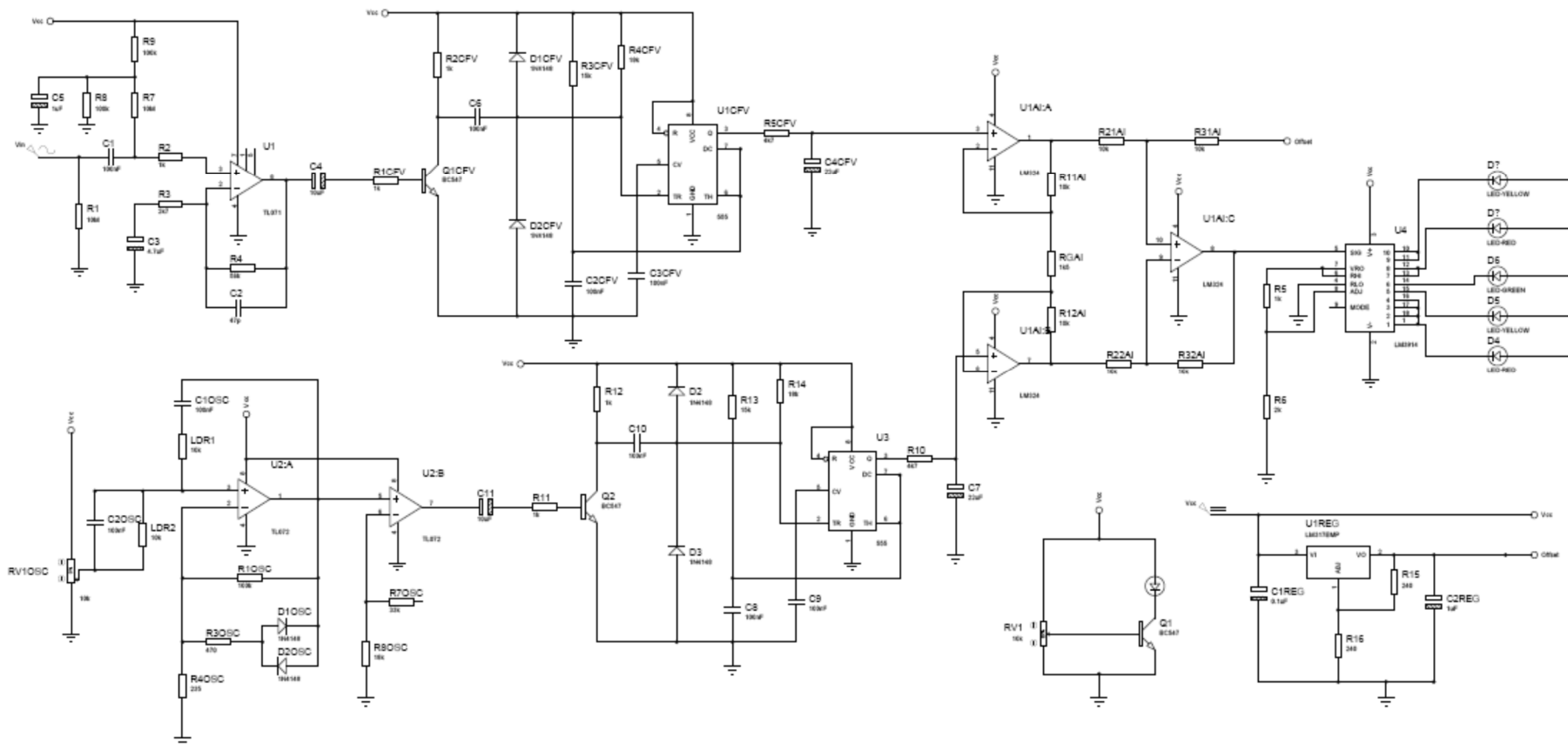
### **7. ANEXOS**

---

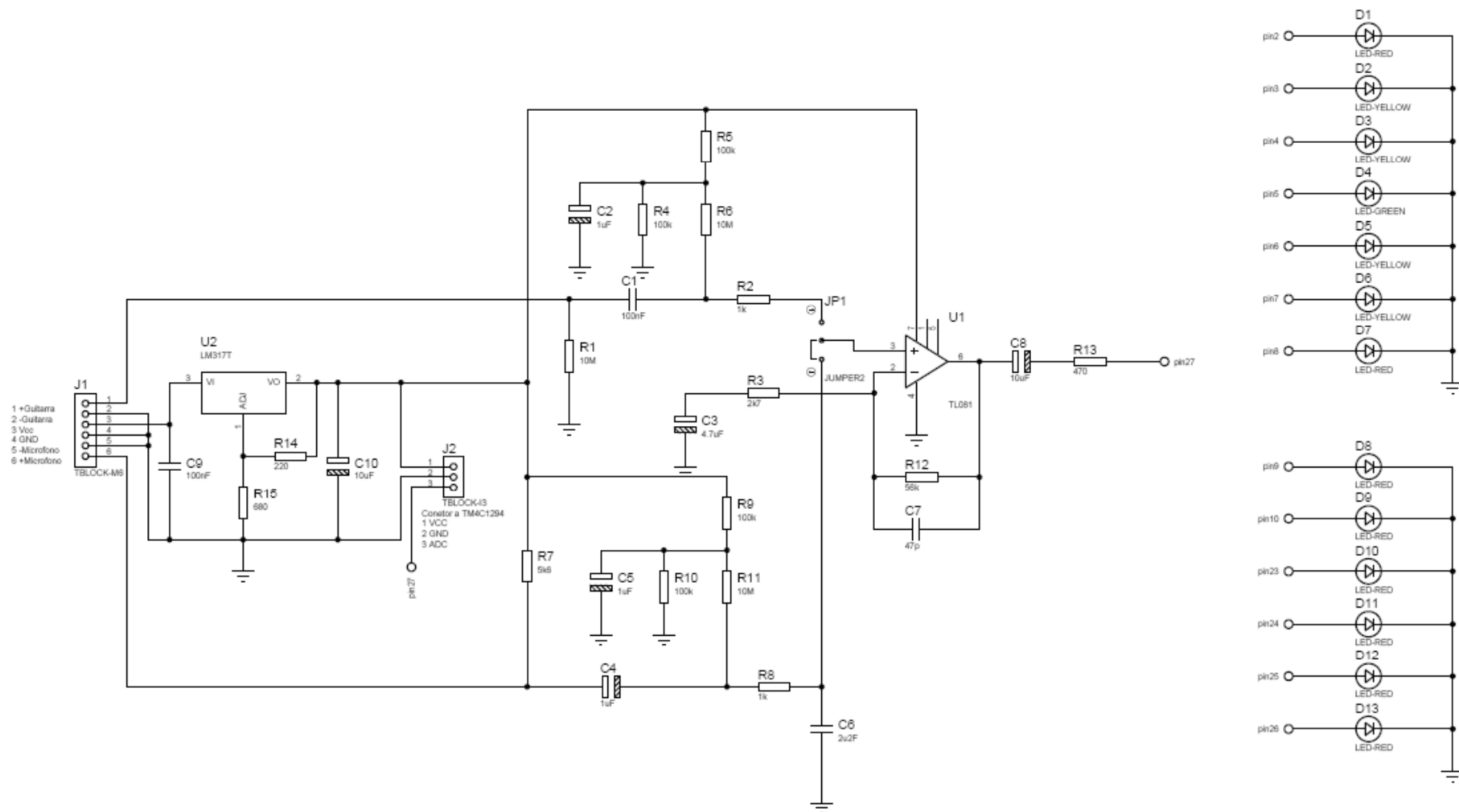
A continuación se adjuntan:

- Esquemas del circuito del afinador analógico completo.
- Esquema del circuito del afinador digital.
- Código del afinador cromático digital.
- Layout del circuito del afinador cromático digital.
- Planos de la carcasa del afinador cromático digital.

### Anexo A: Esquemas del circuito del afinador analógico completo.



## Anexo B: Esquemas del circuito del afinador cromático digital completo.





## Anexo C: Código del afinador cromático digital.

### ANEXO C1: Código del programa principal

```
/*
Programa Afinador cromatico digital para guitarra
*/

#include <stdint.h>          // Libreria estandar de tipos enteros (utilizados en las librerias siguientes)
#include "Energia.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/adc.h"

#include "fix_fft.h"

/*
Definimos las salidas donde van a ir conectados los LEDs de la interfaz.
Afinxxx indican el estado de la afinacion, representando AfinBBB una afinación por debajo de la nota y
AfinSSS asobreafinacion.
*/

#define AfinBBB 2
#define AfinBB 3
#define AfinB 4
#define Afin 5
#define AfinS 6
#define AfinSS 7
#define AfinSSS 8

#define Cuerda_E 9
#define Cuerda_A 10
#define Cuerda_D 23
#define Cuerda_G 24
#define Cuerda_B 25
#define Cuerda_E8 26

//Definimos el pin de entrada de la señal acondicionada
#define ANALOG_IN 27

//Variables del proceso de afinación y calculo de la FFT
int real[nPts];
int imag[nPts];
int IntervaloAdquisicion;
int frecuencia;

// Frecuencia correcta de la cuerda tocada
int FrecCorrecta;

void setup()
{
  Serial.begin(115200);
  delay(500);          // Esperamos a que comience el serial monitor de Energia
```



```
//ADC configuracion
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0); // Habilitamos perifericos
ROM_ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0); // Configuramos
disparo y prioridad
ROM_ADCHardwareOversampleConfigure(ADC0_BASE,0); // Configuramos el oversampling por
HW del ADC
ROM_ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 3); // Habilitamos la adquisicion
ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 3); // Limpia interrupcion de adquisicion

analogReadResolution(ANALOG_RESOLUTION);

//Configuracion de LEDS
pinMode(AfinBBB,OUTPUT);
pinMode(AfinBB,OUTPUT);
pinMode(AfinB,OUTPUT);
pinMode(Afin,OUTPUT);
pinMode(AfinS,OUTPUT);
pinMode(AfinSS,OUTPUT);
pinMode(AfinSSS,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_E,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_A,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_D,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_G,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_B,OUTPUT);
pinMode(Cuerda_E8,OUTPUT);

//Secuencia de LEDS (comprobación de que todas las indicaciones funcionan correctamente)
digitalWrite(Cuerda_E8,1);
digitalWrite(Cuerda_B,1);
digitalWrite(Cuerda_G,1);
digitalWrite(Cuerda_D,1);
digitalWrite(Cuerda_A,1);
digitalWrite(Cuerda_E,1);
digitalWrite(AfinBBB,1);
digitalWrite(AfinSSS,1);
delay(500);
Apagado_LEDS();
digitalWrite(AfinBB,1);
digitalWrite(AfinSS,1);
delay(500);
Apagado_LEDS();
digitalWrite(AfinB,1);
digitalWrite(AfinS,1);
delay(500);
Apagado_LEDS();
digitalWrite(Afin,1);
delay(500);
Apagado_LEDS();

//***** Calculo del intervalo *****
int IntervaloNoCorregido = 500000/hiFreq;
long InicioTiempo = micros();
```



```
for(int i = 0; i < nPts; i++){          // Determina el tiempo del intervalo sin correccion
    real[i] = lectura(ANALOG_IN);
    delayMicroseconds(IntervaloNoCorregido); // Intervalo de adquisicion sin ajustar
}
long FinTiempo = micros();
int TiempoTotal = (int)(FinTiempo - InicioTiempo);
int TiempoEsperado = nPts * IntervaloNoCorregido;
int TiempoError = TiempoTotal - TiempoEsperado;
IntervaloAdqsicion = IntervaloNoCorregido - TiempoError/nPts;
}

void loop()
{
    int i;
    for (i=0; i<nPts; i++) {          // Lee ADC nPts veces a la frecuencia de hiFreq [kHz]
        real[i] = lectura(ANALOG_IN);
        delayMicroseconds(IntervaloAdqsicion); // Ajuste del intervalo de adquisicion
    }

    // Limpiamos la parte imaginaria, ya que solo utilizaremos la componente real
    for( i=0; i<nPts; i++) imag[i] = 0;

    //***** Filtrado de señal *****

    for (i = 1; i < nPts; i++)
    {
        int gain = 1;
        real[i] = (gain * real[i] + real[i-1])/(1+gain);
    }

    // Realizamos la FFT de la señal en real[i]
    fix_fft(real, imag, LOG2N, 0);

    for ( i = 0; i < nPts/2; i++)      // Calculamos la intensidad de la señal
    {
        real[i] =sqrt((long)real[i] * (long)real[i] + (long)imag[i] * (long)imag[i]);
    }

    int peakHz = 0;
    int peaki = 0;
    for (i = 1; i < nPts/2; i++) {      // bin 0 holds the summation - not peak
        if (real[i] > peakHz) {
            peakHz = real[i];
            peaki = i;
        }
    }

    //Calculamos la frecuencia de la señal
    frecuencia = (peaki * FREQ_RESOLUTION) - FREQ_RESOLUTION/2;

    //Presentamos los datos por el serial monitor
    Serial.print ("Tamano de muestra : ");
```





```
Serial.println (nPts);
Serial.print ("Frec. max.      : ");
Serial.print (hiFreq);
Serial.println (" Hz");
Serial.print ("Resolucion      : ");
Serial.print (FREQ_RESOLUTION);
Serial.println (" Hz");
Serial.print ("Frec. detectada  : ");
Serial.println (frecuencia);
Serial.println ("");

Comp_Frec();
Comp_Cuerda();
}

//Funcion para apagar los LEDs innecesarios
void ApagadoRestoLEDs(int LED1, int LED2,int LED3,int LED4,int LED5)
{
digitalWrite(LED1,0);
digitalWrite(LED2,0);
digitalWrite(LED3,0);
digitalWrite(LED4,0);
digitalWrite(LED5,0);
}

/*
Funcion para buscar la cuerda cuya frecuencia sea mas próxima a la calculada en la FFT y encender el
LED que lo indique
*/
void Comp_Cuerda()
{
if(frecuencia>70&frecuencia<=97){
ApagadoRestoLEDs(Cuerda_A,Cuerda_D,Cuerda_G,Cuerda_B,Cuerda_E8);
digitalWrite(Cuerda_E,1);
FrecCorrecta = 82.4;
}
if(frecuencia>97&frecuencia<=129){
ApagadoRestoLEDs(Cuerda_E,Cuerda_D,Cuerda_G,Cuerda_B,Cuerda_E8);
digitalWrite(Cuerda_A,1);
FrecCorrecta = 110;
}
if(frecuencia>=129&frecuencia<171){
ApagadoRestoLEDs(Cuerda_E,Cuerda_A,Cuerda_G,Cuerda_B,Cuerda_E8);
digitalWrite(Cuerda_D,1);
FrecCorrecta = 146.8;
}
if(frecuencia>=171&frecuencia<222){
ApagadoRestoLEDs(Cuerda_E,Cuerda_A,Cuerda_D,Cuerda_B,Cuerda_E8);
digitalWrite(Cuerda_G,1);
FrecCorrecta = 196;
}
}
```



```
if(frecuencia>=222&frecuencia<288){
  ApagadoRestoLEDs(Cuerda_E,Cuerda_A,Cuerda_D,Cuerda_G,Cuerda_E8);
  digitalWrite(Cuerda_B,1);
  FrecCorrecta = 246.9;
}
if(frecuencia>=288){
  ApagadoRestoLEDs(Cuerda_E,Cuerda_A,Cuerda_D,Cuerda_G,Cuerda_B);
  digitalWrite(Cuerda_E8,1);
  FrecCorrecta = 329.6;
}
}

//Funcion para indicar el error en la afinacion
void Comp_Frec()
{
  Apagado_LEDS();

  if(frecuencia>FrecCorrecta+1){
    digitalWrite(AfinS,1);
  }
  if(frecuencia>FrecCorrecta+4){
    digitalWrite(AfinSS,1);
  }
  if(frecuencia>FrecCorrecta+6){
    digitalWrite(AfinSSS,1);
  }
  if(frecuencia<FrecCorrecta-1){
    digitalWrite(AfinB,1);
  }
  if(frecuencia<FrecCorrecta-4){
    digitalWrite(AfinBB,1);
  }
  if(frecuencia<FrecCorrecta-6){
    digitalWrite(AfinBBB,1);
  }
  if(frecuencia>=FrecCorrecta-1&frecuencia<=FrecCorrecta+1){
    digitalWrite(Afin,1);
  }
}

//Funcion para apagar todos los LEDs
void Apagado_LEDS()
{
  digitalWrite(Cuerda_E8,0);
  digitalWrite(Cuerda_B,0);
  digitalWrite(Cuerda_G,0);
  digitalWrite(Cuerda_D,0);
  digitalWrite(Cuerda_A,0);
  digitalWrite(Cuerda_E,0);
  digitalWrite(AfinBBB,0);
  digitalWrite(AfinSSS,0);
  digitalWrite(AfinBB,0);
}
```



```
digitalWrite(AfinSS,0);
digitalWrite(AfinB,0);
digitalWrite(AfinS,0);
digitalWrite(Afin,0);
}

// MISEA-UC3M 2014-15
// Programa base
// Proyectos Experimentales I
// Proyectos Experimentales II
// Copy Right Universidad Carlos III de Madrid

//Funcion para la adquisición de datos en el ADC que sustituye a la nativa analogRead(sensorPin)

uint16_t lectura(uint8_t pin)
{
    uint16_t value[1];
    uint32_t channel = digitalPinToADCIn(pin);

    ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 3, 0, channel | ADC_CTL_IE | ADC_CTL_END); //
    This function configures the ADC for one step of a sample sequence.
    if (channel == NOT_ON_ADC)
    { //invalid ADC pin
        return 0;
    }
    ROM_ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 3); // Causes a processor trigger for a sample sequence.
    while(!ROM_ADCIntStatus(ADC0_BASE, 3, false))
    { //Gets the current interrupt status.
    }
    ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 3); //Clears sample sequence interrupt source.
    ROM_ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 3, (unsigned long*) value); //Gets the captured data for a
    sample sequence.
    return value[0];
}
```



## ANEXO C2: Código de la función fix\_fft.cpp.

```
#include "fix_fft.h"

/* fix_fft.c - Fixed-point in-place Fast Fourier Transform */
/*
All data are fixed-point int integers, in which -32768
to +32768 represent -1.0 to +1.0 respectively. Integer
arithmetic is used for speed, instead of the more natural
floating-point.
For the forward FFT (time -> freq), fixed scaling is
performed to prevent arithmetic overflow, and to map a 0dB
sine/cosine wave (i.e. amplitude = 32767) to two -6dB freq
coefficients. The return value is always 0.
For the inverse FFT (freq -> time), fixed scaling cannot be
done, as two 0dB coefficients would sum to a peak amplitude
of 64K, overflowing the 32k range of the fixed-point integers.
Thus, the fix_fft() routine performs variable scaling, and
returns a value which is the number of bits LEFT by which
the output must be shifted to get the actual amplitude
(i.e. if fix_fft() returns 3, each value of fr[] and fi[]
must be multiplied by 8 (2**3) for proper scaling.
Clearly, this cannot be done within fixed-point int
integers. In practice, if the result is to be used as a
filter, the scale_shift can usually be ignored, as the
result will be approximately correctly normalized as is.
Written by: Tom Roberts 11/8/89
Made portable: Malcolm Slaney 12/15/94 malcolm@interval.com
*/

#define N_WAVE 1024 /* full length of Sinewave[] */
#define LOG2_N_WAVE 10 /* log2(N_WAVE) */

const int Sinewave[N_WAVE-N_WAVE/4] = {
    0, 201, 402, 603, 804, 1005, 1206, 1406,
    1607, 1808, 2009, 2209, 2410, 2610, 2811, 3011,
    3211, 3411, 3611, 3811, 4011, 4210, 4409, 4608,
    4807, 5006, 5205, 5403, 5601, 5799, 5997, 6195,
    6392, 6589, 6786, 6982, 7179, 7375, 7571, 7766,
    7961, 8156, 8351, 8545, 8739, 8932, 9126, 9319,
    9511, 9703, 9895, 10087, 10278, 10469, 10659, 10849,
    11038, 11227, 11416, 11604, 11792, 11980, 12166, 12353,
    12539, 12724, 12909, 13094, 13278, 13462, 13645, 13827,
    14009, 14191, 14372, 14552, 14732, 14911, 15090, 15268,
    15446, 15623, 15799, 15975, 16150, 16325, 16499, 16672,
    16845, 17017, 17189, 17360, 17530, 17699, 17868, 18036,
    18204, 18371, 18537, 18702, 18867, 19031, 19194, 19357,
    19519, 19680, 19840, 20000, 20159, 20317, 20474, 20631,
    20787, 20942, 21096, 21249, 21402, 21554, 21705, 21855,
    22004, 22153, 22301, 22448, 22594, 22739, 22883, 23027,
    23169, 23311, 23452, 23592, 23731, 23869, 24006, 24143,
    24278, 24413, 24546, 24679, 24811, 24942, 25072, 25201,
    25329, 25456, 25582, 25707, 25831, 25954, 26077, 26198,
```



26318, 26437, 26556, 26673, 26789, 26905, 27019, 27132,  
27244, 27355, 27466, 27575, 27683, 27790, 27896, 28001,  
28105, 28208, 28309, 28410, 28510, 28608, 28706, 28802,  
28897, 28992, 29085, 29177, 29268, 29358, 29446, 29534,  
29621, 29706, 29790, 29873, 29955, 30036, 30116, 30195,  
30272, 30349, 30424, 30498, 30571, 30643, 30713, 30783,  
30851, 30918, 30984, 31049, 31113, 31175, 31236, 31297,  
31356, 31413, 31470, 31525, 31580, 31633, 31684, 31735,  
31785, 31833, 31880, 31926, 31970, 32014, 32056, 32097,  
32137, 32176, 32213, 32249, 32284, 32318, 32350, 32382,  
32412, 32441, 32468, 32495, 32520, 32544, 32567, 32588,  
32609, 32628, 32646, 32662, 32678, 32692, 32705, 32717,  
32727, 32736, 32744, 32751, 32757, 32761, 32764, 32766,  
32767, 32766, 32764, 32761, 32757, 32751, 32744, 32736,  
32727, 32717, 32705, 32692, 32678, 32662, 32646, 32628,  
32609, 32588, 32567, 32544, 32520, 32495, 32468, 32441,  
32412, 32382, 32350, 32318, 32284, 32249, 32213, 32176,  
32137, 32097, 32056, 32014, 31970, 31926, 31880, 31833,  
31785, 31735, 31684, 31633, 31580, 31525, 31470, 31413,  
31356, 31297, 31236, 31175, 31113, 31049, 30984, 30918,  
30851, 30783, 30713, 30643, 30571, 30498, 30424, 30349,  
30272, 30195, 30116, 30036, 29955, 29873, 29790, 29706,  
29621, 29534, 29446, 29358, 29268, 29177, 29085, 28992,  
28897, 28802, 28706, 28608, 28510, 28410, 28309, 28208,  
28105, 28001, 27896, 27790, 27683, 27575, 27466, 27355,  
27244, 27132, 27019, 26905, 26789, 26673, 26556, 26437,  
26318, 26198, 26077, 25954, 25831, 25707, 25582, 25456,  
25329, 25201, 25072, 24942, 24811, 24679, 24546, 24413,  
24278, 24143, 24006, 23869, 23731, 23592, 23452, 23311,  
23169, 23027, 22883, 22739, 22594, 22448, 22301, 22153,  
22004, 21855, 21705, 21554, 21402, 21249, 21096, 20942,  
20787, 20631, 20474, 20317, 20159, 20000, 19840, 19680,  
19519, 19357, 19194, 19031, 18867, 18702, 18537, 18371,  
18204, 18036, 17868, 17699, 17530, 17360, 17189, 17017,  
16845, 16672, 16499, 16325, 16150, 15975, 15799, 15623,  
15446, 15268, 15090, 14911, 14732, 14552, 14372, 14191,  
14009, 13827, 13645, 13462, 13278, 13094, 12909, 12724,  
12539, 12353, 12166, 11980, 11792, 11604, 11416, 11227,  
11038, 10849, 10659, 10469, 10278, 10087, 9895, 9703,  
9511, 9319, 9126, 8932, 8739, 8545, 8351, 8156,  
7961, 7766, 7571, 7375, 7179, 6982, 6786, 6589,  
6392, 6195, 5997, 5799, 5601, 5403, 5205, 5006,  
4807, 4608, 4409, 4210, 4011, 3811, 3611, 3411,  
3211, 3011, 2811, 2610, 2410, 2209, 2009, 1808,  
1607, 1406, 1206, 1005, 804, 603, 402, 201,  
0, -201, -402, -603, -804, -1005, -1206, -1406,  
-1607, -1808, -2009, -2209, -2410, -2610, -2811, -3011,  
-3211, -3411, -3611, -3811, -4011, -4210, -4409, -4608,  
-4807, -5006, -5205, -5403, -5601, -5799, -5997, -6195,  
-6392, -6589, -6786, -6982, -7179, -7375, -7571, -7766,  
-7961, -8156, -8351, -8545, -8739, -8932, -9126, -9319,  
-9511, -9703, -9895, -10087, -10278, -10469, -10659, -10849,



```
-11038, -11227, -11416, -11604, -11792, -11980, -12166, -12353,  
-12539, -12724, -12909, -13094, -13278, -13462, -13645, -13827,  
-14009, -14191, -14372, -14552, -14732, -14911, -15090, -15268,  
-15446, -15623, -15799, -15975, -16150, -16325, -16499, -16672,  
-16845, -17017, -17189, -17360, -17530, -17699, -17868, -18036,  
-18204, -18371, -18537, -18702, -18867, -19031, -19194, -19357,  
-19519, -19680, -19840, -20000, -20159, -20317, -20474, -20631,  
-20787, -20942, -21096, -21249, -21402, -21554, -21705, -21855,  
-22004, -22153, -22301, -22448, -22594, -22739, -22883, -23027,  
-23169, -23311, -23452, -23592, -23731, -23869, -24006, -24143,  
-24278, -24413, -24546, -24679, -24811, -24942, -25072, -25201,  
-25329, -25456, -25582, -25707, -25831, -25954, -26077, -26198,  
-26318, -26437, -26556, -26673, -26789, -26905, -27019, -27132,  
-27244, -27355, -27466, -27575, -27683, -27790, -27896, -28001,  
-28105, -28208, -28309, -28410, -28510, -28608, -28706, -28802,  
-28897, -28992, -29085, -29177, -29268, -29358, -29446, -29534,  
-29621, -29706, -29790, -29873, -29955, -30036, -30116, -30195,  
-30272, -30349, -30424, -30498, -30571, -30643, -30713, -30783,  
-30851, -30918, -30984, -31049, -31113, -31175, -31236, -31297,  
-31356, -31413, -31470, -31525, -31580, -31633, -31684, -31735,  
-31785, -31833, -31880, -31926, -31970, -32014, -32056, -32097,  
-32137, -32176, -32213, -32249, -32284, -32318, -32350, -32382,  
-32412, -32441, -32468, -32495, -32520, -32544, -32567, -32588,  
-32609, -32628, -32646, -32662, -32678, -32692, -32705, -32717,  
-32727, -32736, -32744, -32751, -32757, -32761, -32764, -32766,  
};
```

```
inline int FIX_MPY(int a, int b)  
{  
    /* shift right one less bit (i.e. 15-1) */  
    int c = ((int)a * (int)b) >> 14;  
    /* last bit shifted out = rounding-bit */  
    b = c & 0x01;  
    /* last shift + rounding bit */  
    a = (c >> 1) + b;  
    return a;  
}
```

```
int fix_fft(int fr[], int fi[], int m, int inverse)  
{  
    int mr, nn, i, j, l, k, istep, n, scale, shift;  
    int qr, qi, tr, ti, wr, wi;  
  
    n = 1 << m;  
  
    /* max FFT size = N_WAVE */  
    if (n > N_WAVE)  
        return -1;  
  
    mr = 0;  
    nn = n - 1;  
    scale = 0;
```



```
/* decimation in time - re-order data */
for (m=1; m<=nn; ++m) {
  l = n;
  do {
    l >>= 1;
  } while (mr+l > nn);
  mr = (mr & (l-1)) + 1;

  if (mr <= m)
    continue;
  tr = fr[m];
  fr[m] = fr[mr];
  fr[mr] = tr;
  ti = fi[m];
  fi[m] = fi[mr];
  fi[mr] = ti;
}

l = 1;
k = LOG2_N_WAVE-1;
while (l < n) {
  if (inverse) {
    /* variable scaling, depending upon data */
    shift = 0;
    for (i=0; i<n; ++i) {
      j = fr[i];
      if (j < 0)
        j = -j;
      m = fi[i];
      if (m < 0)
        m = -m;
      if (j > 16383 || m > 16383) {
        shift = 1;
        break;
      }
    }
    if (shift)
      ++scale;
  }
  else {

    shift = 1;
  }

  istep = 1 << 1;
  for (m=0; m<l; ++m) {
    j = m << k;
    /* 0 <= j < N_WAVE/2 */
    wr = Sinewave[j+N_WAVE/4];
    wi = -Sinewave[j];
    if (inverse)
```

```
    wi = -wi;
    if (shift) {
        wr >>= 1;
        wi >>= 1;
    }
    for (i=m; i<n; i+=istep) {
        j = i + 1;
        tr = FIX_MPY(wr,fr[j]) - FIX_MPY(wi,fi[j]);
        ti = FIX_MPY(wr,fi[j]) + FIX_MPY(wi,fr[j]);
        qr = fr[i];
        qi = fi[i];
        if (shift) {
            qr >>= 1;
            qi >>= 1;
        }
        fr[j] = qr - tr;
        fi[j] = qi - ti;
        fr[i] = qr + tr;
        fi[i] = qi + ti;
    }
}
--k;
l = istep;
}
return scale;
}
```

```
int fix_fftr(int f[], int m, int inverse)
{
    int i, n = 1<<(m-1), scale = 0;
    int tt, *fr=f, *fi=&f[nPts];
    if (inverse)
        scale = fix_fft(fi, fr, m-1, inverse);
    for (i=1; i<nPts; i+=2) {
        tt = f[n+i-1];
        f[n+i-1] = f[i];
        f[i] = tt;
    }
    if (!inverse)
        scale = fix_fft(fi, fr, m-1, inverse);
    return scale;
}
```





### ANEXO C3: Código de la función fix\_fft.h

```
#ifndef fix_fft_h
#define fix_fft_h
#include <Energia.h>

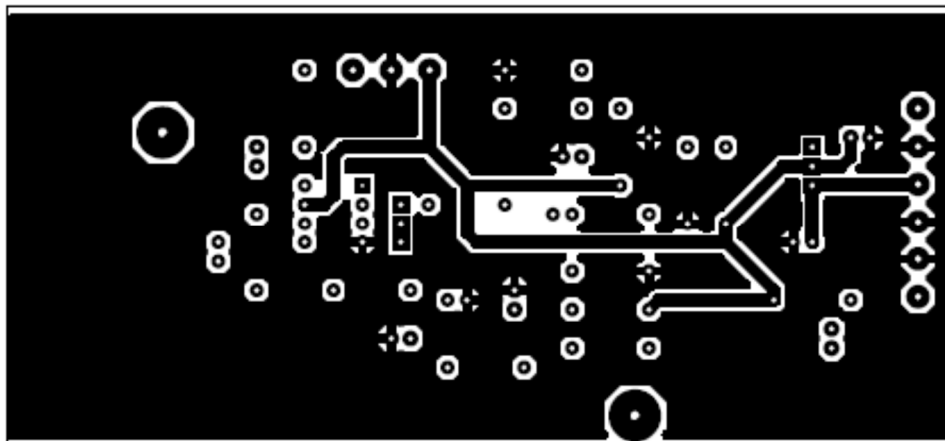
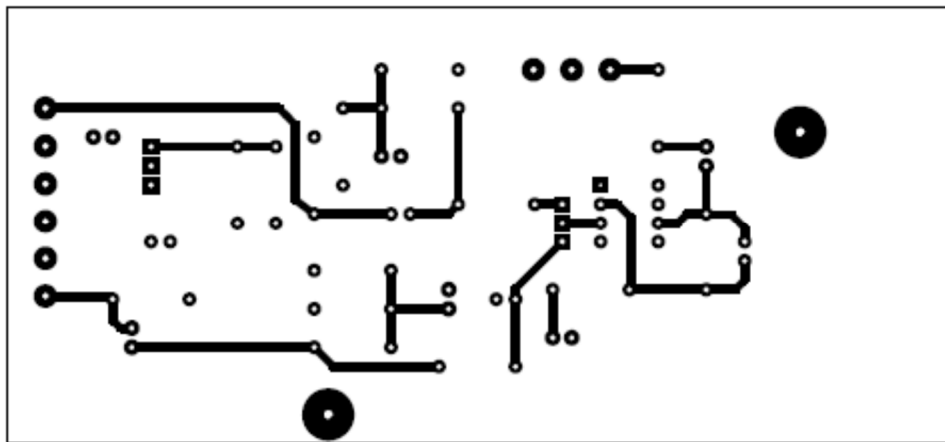
#define LOG2N      10 //log2 del numero de puntos
#define FREQ_RESOLUTION 1 //Resolución en Hz
#define ANALOG_RESOLUTION 12

const int nPts = pow(2,LOG2N);
const int hiFreq = FREQ_RESOLUTION * (nPts/2 - 1);

inline int FIX_MPY(int a, int b);
int fix_fft(int fr[], int fi[], int m, int inverse);
int fix_fftr(int f[], int m, int inverse);

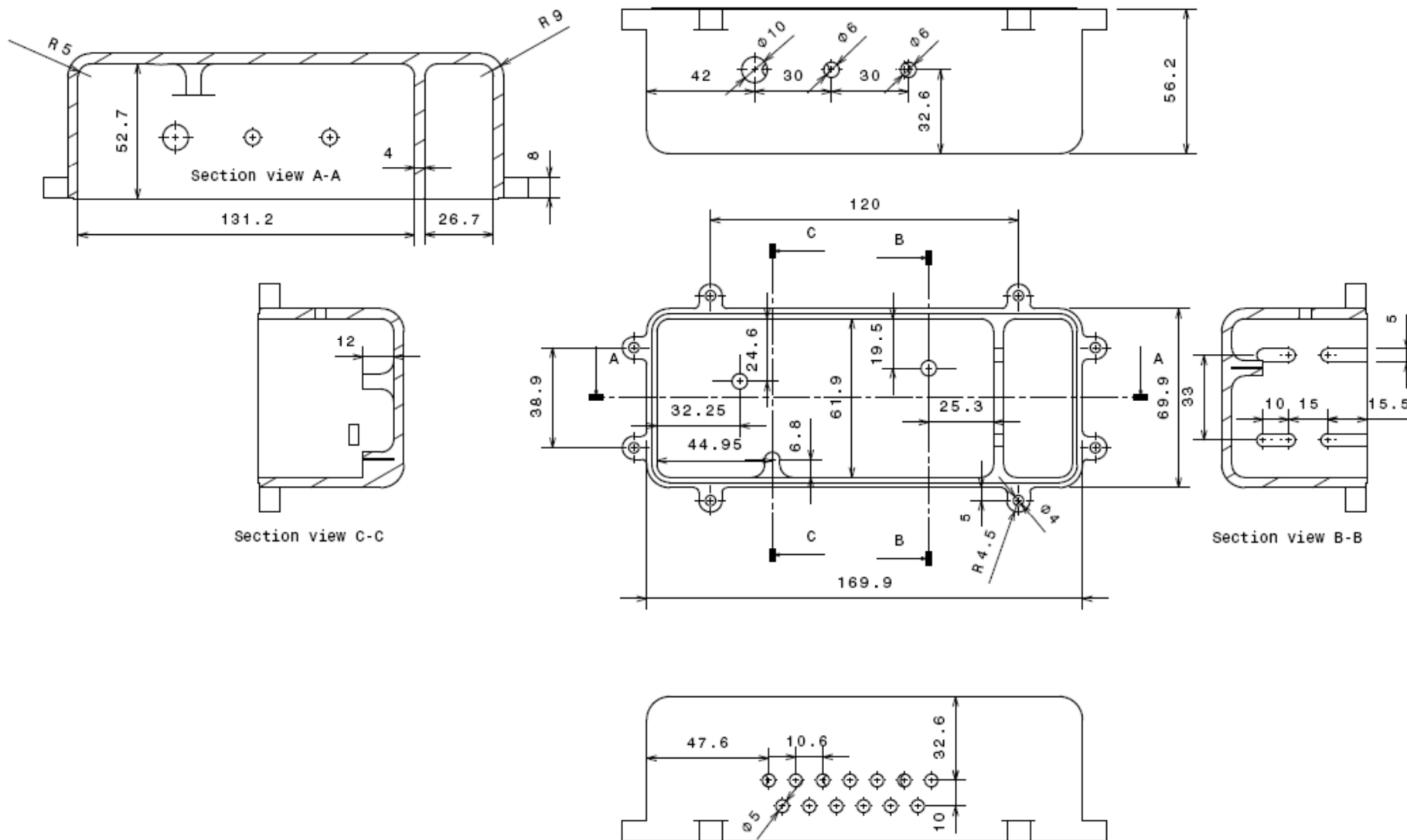
#endif
```

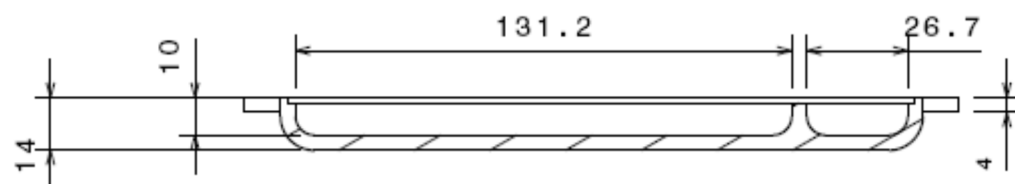
## Anexo D: Layout del circuito del afinador cromático digital.



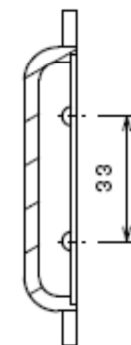
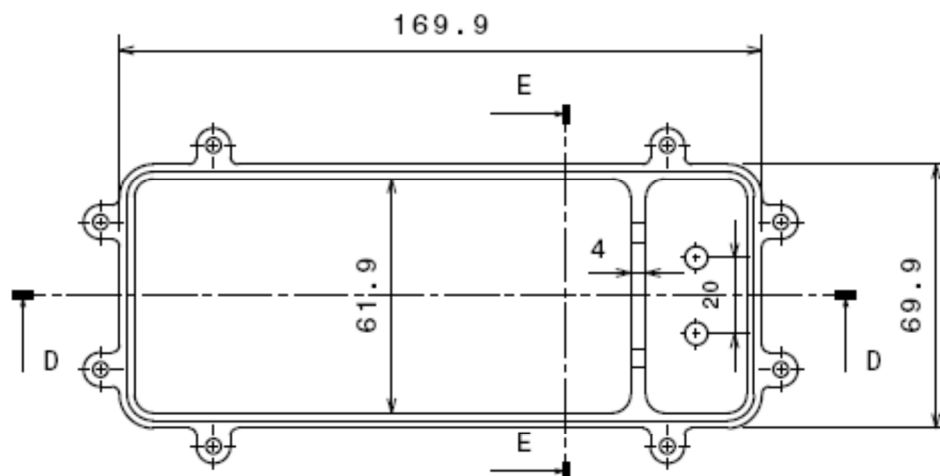


## **Anexo E: Planos de la carcasa del afinador cromático digital.**





Section view D-D



Section view E-E

