



UNIVERSIDAD COMPLUTENSE MADRID

Proyecto de Innovación

Convocatoria 2019/2020

Proyecto N° 283

Integración de la formación teórica y experimental en el área de la Electrónica mediante el desarrollo de una plataforma de demostración del comportamiento real de los circuitos desarrollados en la docencia teórica

Responsable: D. Enrique San Andrés Serrano

Facultad de CC. Físicas

Dpto. Estructura de la Materia, Física Térmica y Electrónica

Objetivos propuestos en la presentación del proyecto:

Una de las deficiencias que hemos constatado a lo largo de los años de docencia en asignaturas aplicadas de Electrónica es el excesivo carácter teórico de los problemas que se plantean a los alumnos en las clases de pizarra. Aunque existen créditos de laboratorio en bastantes asignaturas, estos no son suficientes para que el alumno se enfrente a un problema real con garantías de éxito. Los alumnos llegan, en casi todos los casos, con una ausencia total de experimentación lo que implica dedicar casi todos los créditos de laboratorio a que alcancen una mínima destreza en el manejo de los aparatos. Solamente algunos han realizado algunos circuitos de forma autodidacta y generalmente con unos medios muy limitados. Incluso estos últimos no suelen enfrentar correctamente el desafío que supone diseñar correctamente un circuito electrónico puesto que simplemente montan esquemas obtenidos en revistas o bien en *youtube* sin reflexionar sobre las razones del diseño.

Algunos de los problemas detectados en los alumnos y que pretendemos afrontar con este PIMCD son:

- Desconocimiento de las características óptimas de los diversos circuitos integrados para el propósito del circuito. No es un problema sencillo decidir que circuito integrado se debe usar y los alumnos se pierden en la maraña de fabricantes y características puesto que no todos los fabricantes usan, en sus folletos explicativos, la misma nomenclatura para las características de estos. En los problemas que usualmente se plantean tanto en las clases como en los libros docentes todos los componentes son ideales y además no existen efectos parásitos. Es muy importante la presencia de estos efectos no buscados puesto que frecuentemente son capaces de arruinar un buen diseño.
- No son capaces de analizar el efecto de las dispersiones de las características de los dispositivos en el resultado final del circuito. Aunque los fabricantes informan de que los valores dados en las hojas de características tienen una determinada dispersión, el análisis de los efectos es frecuentemente no lineal y por tanto muy difícil de obtener analíticamente. Para ello dentro de este proyecto se hace énfasis en la simulación por ordenador teniendo en cuenta estas dispersiones, empleando el análisis de Montecarlo y el análisis en el caso peor.
- Se pretende también que los alumnos se familiaricen con el diseño de placas de circuito impreso. Para ello se ha empleado el programa *Eagle* incidiendo en la limpieza del diseño; es decir el trazado de líneas de la mínima longitud para evitar inductancias parásitas, suficientemente separadas para evitar capacidades y suficientemente anchas para minimizar las resistencias. Por otra parte se ha buscado que visualicen cómo del diseño realizado en el ordenador se pasa a la placa física mediante medios de grabado ácido. No era nuestra pretensión llegar a fabricar placas PCB profesionales, que requieren técnicas que no tenemos en nuestro laboratorio de alumnos, pero que se den cuenta que, con medios relativamente simples, se puede llegar a placas operativas.

Los objetivos específicos por tanto fueron:

1. Desarrollar una metodología común (definiendo conexiones estándar entrada/salida, alimentación, topología del circuito, etc) para cada uno de los tipos de circuitos (circuitos DC, AC, circuitos de potencia, etc.) empleados en las diferentes asignaturas, esencialmente en Electrónica Analógica, aunque se extenderá a otras asignaturas. Se intentará que los prototipos compartan una topología homogénea, para simplificar su caracterización.

2. Fabricar placas prototipo para los circuitos ejemplo estudiados en clase o propuestos en las relaciones de problemas, montadas y optimizadas para permitir la medida de su comportamiento eléctrico.

Para ello se planteó un proyecto que involucra a la totalidad de los estamentos universitarios (PDI, además de estudiantes y PAS) en la docencia práctica de la electrónica, y que tiene vocación de mantenerse en el tiempo para conseguir un impacto real en la adquisición de conocimientos y competencias por parte de los alumnos.

Objetivos alcanzados

Con los objetivos propuestos en mente se buscaron problemas ya planteados y se afrontaron con los propósitos reseñados. Cada una de las experiencias tiene un documento de introducción extenso y detallado, que complementa los conocimientos de la parte teórica de la asignatura, y que está enfocado a la práctica. También se ha hecho una introducción sobre los efectos parásitos e indeseados de los componentes pasivos así como sobre los amplificadores operacionales.

Desafortunadamente el proceso de construcción de las placas quedó interrumpido por el confinamiento al que nos vimos sometidos desde principios de marzo debido a la pandemia que nos asola. El propósito original era haber finalizado 10 placas hacia finales de abril para que los alumnos pudieran experimentar con ellas en el mes de mayo.

Hasta ese momento se habían redactado dos documentos de introducción generales: una sobre componentes pasivos y otra sobre amplificadores operacionales, se había preparado la documentación para 6 experimentos y se habían construido 4 placas totalmente funcionales y estaban otras dos en proceso; una de ellas ya diseñada y la otra con el circuito comprobado a falta del diseño de la placa. A continuación, se listan los 6 experimentos que se pudieron realizar y el grado de completitud de ellos.

1. Amplificador de instrumentación: completo, con placa operativa comprobada y documento de introducción.
2. Medida de temperatura con PTC (*Positive Temperature Coefficient*): completo; con placa operativa comprobada y documento de introducción.
3. Filtro pasa banda con circuito GIC (*Generalized Impedance Converter*): completo; con placa operativa comprobada y documento de introducción.
4. El amplificador síncrono o *lock-in amplifier*: completo; con placa operativa comprobada y documento de introducción.
5. Oscilador con cristal de cuarzo: comprobado el funcionamiento y hecho el documento de introducción pero a falta la placa de circuito impreso
6. Oscilador de relajación: solamente está diseñado el experimento y la placa pero falta construirla y comprobar el funcionamiento. La introducción está hecha.

Este proyecto estaba pensado para comprobar el resultado de esta forma de aprendizaje básicamente en dos asignaturas: Instrumentación Electrónica del Grado en Física y Electrónica Analógica en el Grado de Ingeniería Electrónica de Comunicaciones. Las dos asignaturas son cursadas en el segundo cuatrimestre pero son muy diferentes en objetivo; por una parte la asignatura del Grado en Físicas pertenece al módulo transversal y es optativa. El número de alumnos que eligen esta asignatura es bastante reducido, habiéndose matriculado en ella 16 alumnos. El perfil más habitual es de un alumno interesado en la física experimental que comprende que en los momentos actuales casi cualquier tipo de medida implica el uso de equipos electrónicos avanzados. Comprenden que si el experimento es delicado (y todos los experimentos interesantes son delicados) una correcta elección de los instrumentos electrónicos de medida y un correcto conocimiento de su funcionamiento y conexión son claves para el éxito. Hemos visto muchas veces, en experimentos físicos, cómo el desconocimiento de los equipos de medida lleva a estrepitosos fracasos. Por tanto, en el caso de esta asignatura, se hace énfasis en las medidas y captura de los datos, tanto de forma analógica como digital. Dado que esta asignatura resulta complicada a los físicos, su elección implica un grado importante de interés por su parte y habitualmente son alumnos muy responsables, lo que se advierte en la tasa de éxito.

En el caso de los alumnos de la asignatura de Electrónica Analógica, el caso es diferente. La dispersión del interés es muy notable. Al ser asignatura obligatoria se diferencia claramente entre los alumnos vocacionales y los que simplemente la quieren aprobar sin tener demasiado interés y dedicándole el mínimo trabajo. Esto hace que las notas sean considerablemente más dispersas que con la asignatura de Instrumentación Electrónica, siendo el valor medio considerablemente más bajo.

Debido al confinamiento fue imposible terminar de preparar los 10 experimentos que nos habíamos propuesto, y, sobre todo, los alumnos no pudieron trabajar con ellos en el laboratorio, por lo que no ha sido posible comprobar el impacto que este proyecto de innovación podría tener sobre los alumnos. Esta falta de contacto con los alumnos nos ha obligado a cambiar la metodología. Se propuso que los alumnos estudiaran la documentación, investigaran autónomamente y posteriormente hicieran una presentación por ellos mismos de estos circuitos, preferiblemente en video aunque se aceptó la presentación en *power point* e incluso, en algunos casos cuando los alumnos estaban muy presionados por exceso de asignaturas, en un documento pdf.

Metodología empleada en el proyecto (1 folio)

Como ya se ha explicado anteriormente, por las causas de sobra conocidas, fue del todo imposible afrontar el proyecto de innovación tal como estaba propuesto en su origen. A cambio, dado que no fue posible que los alumnos trabajaran con las placas que se llegaron a fabricar, se les propusieron una serie de temas que listamos a continuación para cada una de las asignaturas, que tuvieron que investigar detalladamente y exponer. Se observará que existen temas repetidos, pero el grado de profundidad requerido va a ser muy distinto para los alumnos del grado en Físicas que para los del grado en Ingeniería Electrónica; siendo superior en estos últimos puesto que forma parte nuclear de su título:

Temas propuestos en la asignatura Electrónica Analógica:

- 1.- El "*lock-in amplifier*" o amplificador síncrono.
- 2.- Amplificadores de instrumentación y otros amplificadores compuestos.
- 3.- Amplificadores Norton y OTA (amplificador de transconductancia).
- 4.- Amplificadores CFA (realimentación por corriente).
- 5.- Elementos pasivos.
- 6.- Control automático de ganancia (CAG).
- 7.- Síntesis digital de generadores de onda (DDS).
- 8.- Filtros de capacidades conmutadas.
- 9.- Filtros activos: comparación de estructuras.
- 10.- Multiplicadores analógicos.
- 11.- Osciladores a cristal.
- 12.- Osciladores de relajación.
- 13.- *Phase locked loop* (PLL) o lazos de enganche de fase.
- 14.- Señales y ruido.
- 15.- Osciladores controlados por tensión (VCO).

Temas propuestos en la asignatura de Instrumentación Electrónica

- 1.- Las inductancias y sus aplicaciones.
- 2.- Medida de la temperatura.
- 3.- Amplificadores de instrumentación (AI).
- 4.- Filtros activos y pasivos.
- 5.- El amplificador síncrono (*lock-in amplifier*).
- 6.- Conversores analógico/digital.
- 7.- El sistema completo de adquisición de datos.

La entrega del tema escogido por el alumno debía ser preferentemente en vídeo. El tema entregado se valoraba junto con otras actividades de evaluación continua y era discutido con algún profesor en una entrevista personal.

Los vídeos, *power points* y pdfs de los temas se han subido en el campus virtual para que los demás alumnos puedan acceder, tanto de este curso como de cursos próximos; para ello se les ha pedido a los autores la autorización para su difusión, que, en todos los casos, ha sido concedida. Estos vídeos serán un complemento muy útil para la comprensión de los futuros experimentos con las placas de caracterización.

Recursos humanos

El personal que ha participado en el proyecto, recogido en la memoria original, es el siguiente:

- D. Enrique San Andrés Serrano (Responsable del proyecto) TU
- D. Germán González Díaz. CU
- D. Álvaro del Prado Millán. TU
- D. Javier Olea Ariza. PAD
- D. Antonio Paz López. PAS (Técnico de Laboratorio)
- D. Fernando Herrera Fernández. PAS (Técnico de Laboratorio)
- D. Daniel Caudevilla Gutiérrez. Estudiante de doctorado.

Todos son personal del Departamento de Estructura de la Materia, Física Térmica y Electrónica, implicados directamente en la docencia de asignaturas vinculadas con la Electrónica. Se comprueba que en la ejecución del proyecto han intervenido tres estamentos; 1 estudiante, 2 PAS y 4 PDI. Por desgracia, a pesar de que el diseño y la fabricación de las placas se propuso como TFG, no hubo alumnos que lo solicitaran, aunque este hubiera sido un camino muy enriquecedor. Obviamente los 4 PDI han determinado cuales serían los problemas más interesantes que deberían realizarse en las placas. Existe una manifiesta diferencia de intereses entre los alumnos de las dos asignaturas referidas y que ya se ha comentado antes. En el caso de la asignatura de Instrumentación Electrónica se ha optado por problemas de medida que se pueden presentar en un laboratorio para físicos; en particular medidas de bajos niveles de tensión o de corriente o de medidas inmersas en ruido. Por otra parte los problemas para los ingenieros Electrónicos tienen en consideración que su asignatura de Electrónica Analógica no es finalista y que tiene que sentar bases de otras asignaturas esenciales de la titulación como las asignaturas de comunicaciones, que son ya finalistas. Por tanto, tenemos que hacer énfasis en temas como osciladores, filtros, etc.

El prof. Javier Olea es experto en asignaturas de comunicaciones y ha aconsejado a los otros tres PDI sobre los problemas a escoger. Los profesores Enrique San Andrés y Álvaro del Prado se han distribuido la escritura de las introducciones.

Los dos miembros del PAS han colaborado de forma diferente. Por una parte, Fernando Herrera ha realizado las placas diseñadas transfiriendo el diseño realizado esencialmente por Germán González sobre las placas PCB. Antonio Paz es el responsable del mantenimiento de los aparatos de laboratorio de alumnos, donde deberían haberse ejecutado los experimentos. Además, mantiene el inventario de circuitos y demás componentes necesarios en estos experimentos.

Finalmente, el alumno Daniel Caudevilla nos ha servido como puente de interacción entre el mundo del PDI y las vivencias del alumnado, que en alguno de los casos están ya muy alejados en el tiempo. Daniel ha criticado constructivamente alguno de nuestros diseños, sugiriendo otras formas de expresión y de interpretación.

Desarrollo de las actividades

La existencia del proyecto les fue comunicada a los alumnos de las asignaturas de Electrónica Analógica y de Instrumentación Electrónica al comienzo de las asignaturas. Ambas pertenecen al segundo cuatrimestre. Se solicitó a los alumnos que se distribuyeran libremente en parejas. En el caso de la asignatura de Electrónica Analógica estas parejas lo serían tanto para este proyecto educativo como para las prácticas de laboratorio.

Como ya se ha citado anteriormente, al principio del confinamiento teníamos 4 experimentos preparados y dos en proceso. Hasta ese momento solamente una pareja de alumnos de la asignatura Instrumentación Electrónica había comenzado a involucrarse en este proyecto, eligiendo el tema del GIC (*Generalized Impedance Converter*) y ya les habíamos entregado la placa y explicado cómo iban a tener que realizar las medidas en el Laboratorio de Electrónica. Sin embargo, estos alumnos no tuvieron tiempo ni siquiera de acudir al laboratorio y por tanto devolvieron la placa al acabar el confinamiento.

A continuación, y a través de contactos virtuales a través del campus se les explicó la nueva estrategia, consistente en el análisis teórico del mismo problema y su presentación en videos con duración entre media hora y 40 minutos. En este caso y forzados por las circunstancias el trabajo se realizaría y presentaría unipersonalmente. Evidentemente también formaría parte de la evaluación continua

En general la respuesta de los alumnos ha sido bastante positiva. En el caso de la asignatura de Instrumentación electrónica presentaron el trabajo 13 alumnos de los 18 posibles obteniendo una nota media de 7.25 sobre 10 y ningún suspenso. En el caso de la asignatura de Electrónica Analógica, presentaron el trabajo 30 alumnos de los 38 matriculados. La nota media es de un 6.94 y solamente dos alumnos suspendieron en esta parte de la evaluación por no alcanzar sus trabajos un nivel aceptable.

Las razones de los suspensos fueron, en ambos casos, la copia descarada de referencias bibliografía sin citarlas. No se pretende que los alumnos desarrollen sus propias teorías, evidentemente, pero sí que interioricen el contenido de varias referencias y lo expresen a su modo. En uno de los casos rechazados había copiado literalmente el texto y figuras de un trabajo publicado en la Universidad de Cantabria y en el otro caso, aún más flagrante, lo había copiado de un texto inglés con el agravante de usar un traductor automático, perfectamente detectable por los errores en determinadas palabras polisémicas. Por el lado positivo, es notable reseñar que varios de los alumnos se han preocupado por los antecedentes históricos del tema que tenían que desarrollar, investigando incluso las biografías de sus inventores. En algunos pocos casos los alumnos han realizado algún tipo de montaje experimental como apoyo a la parte teórica usando medios caseros. Por poner un ejemplo, uno de los alumnos usa un termómetro digital con sonda PTC calibrando esta con las temperaturas clásicas de calibrado, es decir los puntos de cambio de fase del agua.

Para la asignación de los trabajos los alumnos pudieron elegir libremente el tema, con la limitación de un máximo de tres alumnos que podían elegir el mismo tema.

En la asignatura de Electrónica Analógica, de los 30 trabajos presentados 18 fueron vídeos y 12 presentaron el trabajo en pdf. En general los videos están mejor realizados y contienen más información que los trabajos presentados en pdf, excepto en el caso de una alumna que presenta un trabajo sobre PLL (*phase locked loop*) que supera con mucho otros dos trabajos sobre el mismo tema presentados en video.

Se cubrieron todos los temas siendo el menos elegido el del *Lock-in Amplifier* (amplificador síncrono) que solo fue realizado por un alumno.

En la asignatura de Instrumentación Electrónica se presentaron 13 trabajos, 12 de ellos en Junio y 1 en Septiembre. De la misma forma que en el caso de la asignatura de Electrónica Analógica, el tema menos solicitado fue el del amplificador síncrono que solo fue elegido por una alumna. Es importante reseñar que en esta asignatura dos alumnos propusieron temas distintos a los que nosotros ofrecimos pero que, por diversas razones, les interesaba desarrollar. Dado que los dos temas tenían bastante relación con la asignatura la propuesta de los alumnos fue aceptada. Uno de los temas era el conversor analógico digital sigma delta. Este conversor es muy específico para grabaciones de música y fue propuesto y excelentemente desarrollado por una alumna con especial interés en este campo. El segundo tema propuesto por un alumno fue el análisis de cámaras térmicas, influido seguramente por la popularidad que han alcanzado estas cámaras en relación con la pandemia. En esta asignatura todas las presentaciones fueron en vídeo excepto una que lo fue en PDF.

Entre los temas presentados en ambas asignaturas y dado que bastantes se repiten, para no sobrecargar de información se seleccionarán los mejores, y éstos se cargarán en el campus virtual como apoyo permanente a la docencia. Creemos que la presentación de los temas a los alumnos por parte de sus compañeros del curso anterior va a ser muy bien aceptada y puede ser un estímulo en cursos venideros.

Finalmente reseñar que tanto el Anexo como todos los trabajos ordenados por temas están recogidos en una carpeta de Google Drive accesible para todos los miembros de la comunidad UCM a través del [enlace siguiente](#).

ANEXO

Indice del anexo

1.- Introducción

1.1.- Presentación del PIE

1.2.- Asignaturas

1.3.- Trabajo en el proyecto durante el confinamiento

1.3.1.- Temas propuestos en la asignatura Electrónica Analógica

1.3.1.1.- El "lock-in amplifier" o amplificador síncrono

1.3.1.2.- Amplificadores de instrumentación y otros amplificadores compuestos

1.3.1.3.- Amplificadores Norton y OTA (amplificador de transconductancia)

1.3.1.4.- Amplificadores CFA (realimentación por corriente)

1.3.1.5.- Elementos pasivos

1.3.1.6.- Control automático de ganancia (CAG)

1.3.1.7.- Síntesis digital de generadores de onda (DDS)

1.3.1.8.- Filtros de capacidades conmutadas

1.3.1.9.- Filtros activos: comparación de estructuras

1.3.1.10.- Multiplicadores analógicos

1.3.1.11.- Osciladores a cristal

1.3.1.12.- Osciladores de relajación

1.3.1.13.- Phase locked loop (PLL) o lazos de enganche de fase

1.3.1.14.- Señales y ruido

1.3.1.15.- Osciladores controlados por tensión (VCO)

1.3.2.- Temas propuestos en la asignatura de Instrumentación Electrónica

1.3.2.1.- Las inductancias y sus aplicaciones

1.3.2.2.- Medida de la temperatura:

1.3.2.3.- Amplificadores de instrumentación (AI):

1.3.2.4.- Filtros activos y pasivos

1.3.2.5.- El amplificador síncrono (lock-in amplifier)

1.3.2.6.- Conversores analógico/digital

1.3.2.7.- El sistema completo de adquisición de datos

2.- Temas introductorios de carácter general

2.1- Los componentes pasivos (C y L) o cuando un elemento de circuito no se comporta como tú crees

2.1.1.-Inductancias

2.1.1.1.- Medidas de una bobina

2.1.1.2.- Medida de un hilo simple:

2.1.1.3.- La importancia de una inductancia en un circuito electrónico

2.1.2.- Condensadores

2.1.2.1.- Tipos de condensadores

2.1.2.2.- Medida de un condensador de papel (Faco 1uF)

2.1.2.3.- Medida de un condensador cerámico.

2.1.2.4.- Medida de un condensador electrolítico

2.2.- Introducción teórica sobre los amplificadores operacionales reales

2.2.1.- Sobre los amplificadores operacionales

2.2.2.- Sobre los amplificadores operacionales VFA

2.2.3.- Tipos de amplificadores operacionales

- 2.2.4.- Análisis detallado de las corrientes de polarización:
- 2.2.5.- Sobre los amplificadores CFA
- 2.2.6.- El amplificador operacional de transconductancia (OTA)
- 2.2.7.- El amplificador Norton
- 2.2.8.- Amplificadores compuestos
 - 2.2.8.1.- Amplificadores de instrumentación
 - 2.2.8.2.- Otros amplificadores compuestos
- 2.2.9.- Fabricantes de amplificadores operacionales y amplificadores de instrumentación.

3.-Placas de demostración de los problemas propuestos

- 3.1.- El amplificador de instrumentación
 - 3.1.1.- Introducción
 - 3.1.2.- Simulación PSPICE
 - 3.1.3.- Montaje experimental:
 - 3.1.4.- Medidas a realizar:
- 3.2.- Medida de temperatura con un PTC
 - 3.2.1.-Introducción:
 - 3.2.2.-Montaje experimental
 - 3.2.3.- Simulación de errores con PSPICE
 - 3.2.4.- Otras cuestiones y medidas a realizar
- 3.3.- Filtro pasa banda con un circuito GIC (Generalized Impedance Converter)
 - 3.3.1.-Introducción
 - 3.3.2.-Montaje experimental
 - 3.3.3.- Simulación PSPICE
 - 3.3.4.- Medidas a realizar
 - 3.3.5.- Apéndice: estudio detallado del circuito de Antoniou
 - 3.3.5.1.- Expresiones analíticas
- 3.4.- El amplificador síncrono o lock-in amplifier
 - 3.4.1.- Introducción teórica
 - 3.4.1.1.-¿Que hay dentro de un amplificador lock-in?
 - 3.4.1.2.-El lock-in como reductor de ruido
 - 3.4.1.3.- El lock-in con sistemas no lineales
 - 3.4.1.4.- Ruido y amplificador lock-in
 - 3.4.1.5.- El lock-in como derivador
 - 3.4.1.6.- Sobre el circuito multiplicador
 - 3.4.1.7.- La elección de la frecuencia en un amplificador síncrono
 - 3.4.1.8.- Reserva dinámica
 - 3.4.1.9.- Analógico frente a digital
 - 3.4.2.- Montaje experimental
 - 3.4.2.1.- El lock-in de Brookdeal
 - 3.4.2.2.- Experimentos con lock-in
 - 3.4.2.2.1.- Detección de la emisión de un led con un fotodiodo
 - 3.4.2.2.2.- Medida de la velocidad del sonido
- 3.5.-Osciladores y generadores de onda sinusoidales
 - 3.5.1.- Introducción teórica:
 - 3.5.1.1.- Concepto de oscilador

- 3.5.1.1.1- Ecuación de van der Pol
- 3.5.1.1.2.- Criterio de Barkhausen
- 3.5.1.2.- Circuitos prácticos de osciladores sinusoidales
 - 3.5.1.2.1.- Oscilador de deriva de fase
 - 3.5.1.2.2.- Oscilador de puente de Wien
 - 3.5.1.2.2.1.-Distorsión del oscilador de puente de Wien
 - 3.5.1.2.3.- Osciladores de Hartley y Colpitts:
 - 3.5.1.2.4- Osciladores piezoeléctricos
 - 3.5.1.2.4.1.- Oscilador de cristal de cuarzo
- 3.5.1.3.- Generadores de onda sinusoidales
 - 3.5.1.3.1.- Conformación de una onda triangular
 - 3.5.1.3.2.- El sintetizador DDS
- 3.5.2.- Montaje de un oscilador de cristal de cuarzo
 - 3.5.2.1.- Circuito oscilador
 - 3.5.2.2.- Resultados preliminares
 - 3.5.2.3.- La física del cristal de cuarzo
- 3.6.- Osciladores de relajación
 - 3.6.1.- Introducción teórica
 - 3.6.1.1.-Osciladores básicos con transistores
 - 3.6.1.1.1.- El oscilador más simple
 - 3.6.1.1.2.- Oscilador con un solo condensador
 - 3.6.1.2.- Osciladores de relajación basados en comparadores regenerativos
 - 3.6.1.2.1.- Comparadores:
 - 3.6.1.2.2.-Comparadores regenerativos
 - 3.6.1.2.3.- Circuito oscilador de relajación basado en un comprador regenerativo
 - 3.6.1.3.- El trigger de Schmitt
 - 3.6.2.- Montaje experimental

1.- Introducción

1.1.- Presentación del PIE

Una de las deficiencias que hemos constatado a lo largo de los años de docencia en asignaturas aplicadas de Electrónica es el excesivo carácter teórico de los problemas que se plantean a los alumnos en las clases de pizarra. Aunque existen créditos de laboratorio en bastantes asignaturas, estos no son suficientes para que el alumno se enfrente a un problema real con garantías de éxito. Los alumnos llegan, en casi todos los casos, con una ausencia total de experimentación lo que implica dedicar casi todos los créditos de laboratorio a que alcancen una mínima destreza en el manejo de los aparatos. Solamente algunos han realizado algunos circuitos de forma autodidacta y generalmente con unos medios muy limitados. Incluso estos últimos no suelen enfrentar correctamente el desafío que supone diseñar correctamente un circuito electrónico puesto que simplemente montan esquemas obtenidos en revistas o bien en youtube sin pensar en las razones del diseño.

Algunos de los problemas detectados en los alumnos y que pretendemos afrontar con este PIE son:

- Desconocimiento de las características óptimas de los diversos circuitos integrados para el propósito del circuito. No es un problema sencillo decidir que circuito integrado se debe usar y los alumnos se pierden en la maraña de fabricantes y características puesto que no todos los fabricantes usan, en sus folletos explicativos, la misma nomenclatura para las características de estos. En los problemas que usualmente se plantean tanto en las clases como en los libros docentes todos los componentes son ideales y además no existen efectos parásitos. Es muy importante la presencia de estos efectos no buscados puesto que frecuentemente son capaces de arruinar incluso un buen diseño.
- No son capaces de analizar el efecto de las dispersiones de las características en el resultado final. Aunque los fabricantes informan de que los valores dados en las hojas de características tienen una determinada dispersión el análisis de los efectos es frecuentemente no lineal y muy difícil de obtener analíticamente. Para ello se hace énfasis en la simulación por ordenador teniendo en cuenta estas dispersiones mediante el análisis de Montecarlo o el análisis en el caso peor.
- Se pretende también que los alumnos se familiaricen con el diseño de placas de circuito impreso. Para ello se usará el programa Eagle incidiendo en la limpieza del diseño; es decir el trazado de líneas de la mínima longitud para evitar inductancias parásitas, suficientemente separadas para evitar capacidades y suficientemente anchas para minimizar las resistencias. Por otra parte verán como del diseño realizado en el ordenador se pasa a la placa física mediante medios de grabado ácido. No es nuestra pretensión llegar a fabricar placas pcb profesionales, que requieren técnicas que no tenemos en nuestro laboratorio de alumnos, pero que se den cuenta que, con medios relativamente simples, se puede llegar a placas operativas.

Con estas ideas en mente se buscaron problemas ya planteados y se afrontaron con los propósitos reseñados. Cada una de las experiencias tiene una introducción teórica amplia, que complementa los conocimientos de la parte teórica de la asignatura y que está enfocada a la práctica. También se ha hecho una introducción sobre los efectos parásitos e indeseados de los componentes pasivos así como sobre los amplificadores operacionales.

Desafortunadamente el proceso de construcción de las placas quedó interrumpido por el confinamiento al que nos vimos sometidos desde principios de Marzo debido a la pandemia que nos

asola. El propósito original era haber finalizado 10 placas hacia finales de Abril para que los alumnos pudieran experimentar con ellas en el mes de Mayo.

Hasta ese momento se habían redactado dos introducciones teóricas generales, una sobre componentes pasivos y otra sobre amplificadores operacionales, las introducciones teóricas sobre 6 experimentos y se habían construido 4 placas totalmente funcionales y estaban otras dos en proceso; una de ellas ya diseñada y otro circuito comprobado a falta del diseño de la placa.

1.2.- Asignaturas

Este proyecto estaba pensado para comprobar el resultado de esta forma de aprendizaje en dos asignaturas: Instrumentación Electrónica del grado en Física y Electrónica Analógica en el grado de Ingeniería Electrónica. Las dos asignaturas son muy diferentes; por una parte la asignatura del grado en Físicas pertenece al módulo transversal y es optativa. El número de alumnos que eligen esta asignatura es bastante reducido, habiéndose matriculado en ella 16 alumnos. El perfil más habitual es de un alumno interesado en la física experimental que comprende que en los momentos actuales casi cualquier tipo de medida implica el uso de equipos electrónicos avanzados. Comprenden que si el experimento es delicado (y todos los experimentos interesantes son delicados) una correcta elección de los instrumentos electrónicos de medida y un correcto conocimiento de su funcionamiento y conexión son claves para el éxito. Hemos visto muchas veces, en experimentos físicos, cómo el desconocimiento de los equipos de medida lleva a estrepitosos fracasos. Por tanto, en el caso de esta asignatura, se hace énfasis en las medidas y captura de los datos, tanto de forma analógica como digital. Dado que esta asignatura resulta complicada a los físicos, su elección implica un grado importante de interés por su parte y habitualmente son alumnos muy responsables, lo que se advierte en la tasa de éxito.

En el caso de los alumnos de la asignatura de Electrónica Analógica, el caso es y diferente. La dispersión del interés es muy notable. Al ser asignatura optativa se diferencia claramente entre los alumnos vocacionales y los que simplemente la quieren aprobar sin tener demasiado interés y dedicándole el mínimo trabajo. Esto hace que las notas sean considerablemente más dispersas que con la asignatura de Instrumentación electrónica, siendo el valor medio considerablemente más bajo.

1.3.- Trabajo en el proyecto durante el confinamiento

Debido al confinamiento fue imposible acabar los 10 experimentos que nos habíamos propuesto e incluso fue imposible comprobar el resultado que este proyecto de innovación iba a tener sobre los alumnos. Esta falta de contacto con los alumnos nos ha obligado a cambiar la estrategia. Se propuso que los alumnos hicieran una presentación por ellos mismos de estos circuitos, preferiblemente en video aunque se aceptó la presentación en power point e incluso, en algunos casos cuando los alumnos estaban muy presionados por exceso de asignaturas, en pdf.

Para ello se propusieron una serie de temas que listamos a continuación para cada una de las asignaturas. Se observará que existen temas repetidos pero el grado de profundidad requerido va a ser muy distinto para los alumnos del grado en Físicas que para los del grado en Ingeniería Electrónica; siendo superior en estos últimos puesto que forma parte nuclear de su título.

1.3.1.- Temas propuestos en la asignatura Electrónica Analógica

1.3.1.1.- El “lock-in amplifier” o amplificador síncrono

Las técnicas síncronas de detección de una señal son posiblemente las mejores a la hora de hacer medidas de precisión cuando se trata de eliminar ruido. El amplificador síncrono o "loc-in" es un equipo que es ubicuo en los laboratorios de investigación de todo el mundo

Se pretende que el alumno entienda el funcionamiento de este equipo, en particular la reducción de ruido que produce y entienda las especificaciones de los fabricantes que, a veces, son muy confusas. Actualmente existe una controversia entre los "lok-in" analógicos y digitales y el alumno debe, al menos, entender las prestaciones de ambos. Finalmente debe analizar las posibilidades de construir uno basado en los circuitos integrados comerciales.

1.3.1.2.- Amplificadores de instrumentación y otros amplificadores compuestos

Se pretende que el alumno analice las estructuras formadas por más de un amplificador operacional y que se combinan para obtener mejores prestaciones en cuanto a precisión, respuesta en frecuencia, impedancias de entrada etc.

1.3.1.3.- Amplificadores Norton y OTA (amplificador de transconductancia)

Se pretende que el alumno analice las estructuras internas de estos amplificadores poniendo de manifiesto sus ventajas e inconvenientes frente al amplificador operacional clásico y encontrando aplicaciones específicas para estos circuitos

1.3.1.4.- Amplificadores CFA (realimentación por corriente)

Se pretende que el alumno analice la estructura interna de estos amplificadores encontrando las ventajas e inconvenientes frente al operacional clásico y encontrando aplicaciones específicas

1.3.1.5.- Elementos pasivos

Los elementos pasivos de un circuito (resistencias, condensadores e inductancias) no son nunca tan ideales como parece. Si bien las resistencias y los condensadores son componentes fáciles de encontrar con las prestaciones adecuadas, las inductancias son bastante más complicadas y frecuentemente tienen que ser autoconstruidas.

Se pretende que el alumno analice la forma de construir las inductancias dependiendo de la aplicación deseada que puede variar enormemente. Variables que, entre otras, pueden incidir en el diseño son:

- Inductancias para radiofrecuencia o para baja frecuencia
- Inductancias con núcleo o sin núcleo y material de este
- Corriente máxima por la inductancia y saturación
- Influencia de la resistencia parásita y de la capacidad parásita

Dada la complejidad del objeto a estudio el alumno puede optar por alguno de los objetivos antes reseñados limitando el estudio por ejemplo a inductancias para radiofrecuencia o inductancias de potencia para fuentes conmutadas

1.3.1.6.- Control automático de ganancia (CAG)

En determinadas aplicaciones de los amplificadores interesa no que la ganancia del amplificador sea constante como es el caso habitual sino que la tensión de salida sea constante independientemente de que la entrada varíe. Imaginemos por ejemplo un receptor de radio en un vehículo; la señal de entrada varía en función de la lejanía del vehículo de la emisora y, con un amplificador de ganancia constante, el conductor se vería obligado a variar esta de forma constante. Un CAG cambia la ganancia para que el volumen sea constante

Se pretende que el alumno investigue las distintas formas de conseguir este control de la ganancia

1.3.1.7.- Síntesis digital de generadores de onda (DDS)

Los generadores sinusoidales sintetizados digitalmente se han vuelto muy populares en los últimos años y, de hecho, están sustituyendo a los osciladores clásicos debido a su altísima precisión en la determinación de la frecuencia y a su bajo coste.

Se pretende que el alumno analice la estructura de estos sistemas y compare sus prestaciones con los osciladores tradicionales como el de puente de Wien.

1.3.1.8.- Filtros de capacidades conmutadas

Los filtros de capacidades conmutadas tienen grandes ventajas sobre los filtros analógicos clásicos; en particular su facilidad para su sintonización a frecuencias variables. Sin embargo tienen algunas complejidades dada su naturaleza mixta analógica/digital.

Se pretende que el alumno entienda el funcionamiento de estos circuitos, analice las disponibilidades que hay en el mercado y los compare con los filtros activos analógicos más habituales.

1.3.1.9.- Filtros activos: comparación de estructuras

Existen muchas formas de realizar filtros activos usando amplificadores operacionales, de forma que habida cuenta de su prácticamente nula impedancia de salida pueden ser encadenados para conseguir filtros muy selectivos.

Se pretende que el alumno analice las distintas estructuras posibles (Sallen y Key, variables de estado, filtros GIC etc) encontrando ventajas e inconvenientes de cada uno

1.3.1.10.- Multiplicadores analógicos

Los multiplicadores son sistemas no lineales. Existen circuitos específicos para tener precisión en la operación, basados en convertidores logarítmicos y circuitos basados en la célula de Gilbert. La dificultad de los primeros es que solamente trabajan en un cuadrante mientras que los segundos son multiplicadores de 4 cuadrantes.

Se pretende que el alumno estudie la estructura de las dos posibilidades, analizando ventajas e inconvenientes y que haga una revisión de las aplicaciones de estos circuitos multiplicadores.

El libro de Gray recomendado para la asignatura describe muy bien la célula de Gilbert

1.3.1.11.- Osciladores a cristal

El cristal de cuarzo tiene unas propiedades piezoeléctricas que producen unas resonancias eléctricas extremadamente estables. Esta propiedad se usa para generar oscilaciones de mucha precisión de una forma bastante sencilla. Existen osciladores pensados para generar ondas sinusoidales y osciladores que generan ondas cuadradas.

Se pretende que el alumno entienda los mecanismos de resonancia y analice los diferentes circuitos que se pueden encontrar en la bibliografía haciendo énfasis en la precisión y estabilidad de la frecuencia

1.3.1.12.- Osciladores de relajación

Un oscilador de relajación es un circuito que produce ondas cuadradas o triangulares de una frecuencia determinada que, usualmente, puede ser controlada por una tensión. Aparte de su uso como relojes digitales, son la base de circuitos VCO sinusoidales.

Se pretende que al alumno analice los osciladores de relajación partiendo de los más simples construidos con transistores a los más complejos controlados por tensión. El análisis tendrá en cuenta la estabilidad en la frecuencia, la posibilidad de controlar el ciclo de trabajo y la facilidad para conseguir una onda triangular de forma precisa

1.3.1.13.- Phase locked loop (PLL) o lazos de enganche de fase

Los circuitos PLL pueden multiplicar la frecuencia de una onda siendo esenciales en la generación de frecuencias múltiples a partir de una determinada. Se usan en osciladores controlados en frecuencia y en la demodulación de FM así como en otros muchos sistemas

El alumno debe entender el funcionamiento y revisar las distintas opciones que existen, así como sus aplicaciones

1.3.1.14.- Señales y ruido

El ruido está siempre presente en cualquier medida o sistema electrónico y limita la capacidad de detectar determinadas señales.

Se pretende que el alumno entienda los orígenes de este ruido, las diversas componentes que tiene y su distribución en frecuencias. Además que comprenda como, en una medida electrónica, existe una correlación entre precisión y tiempo de medida

1.3.1.15.- Osciladores controlados por tensión (VCO)

Los circuitos VCO son osciladores analógicos sinusoidales cuya frecuencia se puede variar en función de una determinada tensión. Se parte de una tensión triangular y se conforma la onda mediante un circuito no lineal para obtener la señal sinusoidal,

Se espera del alumno que entienda el proceso y analice las distintas maneras de conformar la onda. También debe analizar los circuitos específicos que existen en el mercado.

1.3.2.- Temas propuestos en la asignatura de Instrumentación Electrónica

1.3.2.1.- Las inductancias y sus aplicaciones

- Inductancia de una bobina: bobinas sin núcleo y con núcleo magnético. Materiales para el núcleo

- Aplicaciones de las inductancias en la medida: sensores de flujo magnético, sensores Hall, LTVD, transformadores de corriente etc

Bibliografía básica: capítulo sobre los elementos pasivos en los Temas Avanzados cargados en el campus virtual. Libro Signal conditioning (está en el campus virtual)

1.3.2.2.- Medida de la temperatura:

- Sensores de temperatura: Termopar, NTC (termistor), PTC (resistencia de platino), diodos etc
- Electrónica de medida dependiendo del sensor
- Medidas a 4 hilos

- Linealización

Bibliografía básica: Signal conditioning (está en el campus virtual)

1.3.2.3.- Amplificadores de instrumentación (AI):

- Concepto y ventajas del AI. Rechazo al modo común
- Errores debido al desajuste de resistencias.
- Amplificadores de instrumentación integrados: revisión de los circuitos integrados comerciales

Bibliografía básica: Capítulo de amplificadores operacionales en Temas Avanzados, práctica sobre amplificador de instrumentación en las prácticas propuestas antes del coronavirus y el libro Op Amp Applications Handbook cargado en el campus virtual.

1.3.2.4.- Filtros activos y pasivos

- Comparación entre filtros activos y pasivos
- Filtros activos: comparación de las distintas estructuras teniendo en cuenta ventajas e inconvenientes de cada una. Filtros de Sallen y Key, filtros GIC, variables de estado etc

Bibliografía básica: Temas avanzados, Op Amp Applications Handbook cargado en el campus virtual

1.3.2.5.- El amplificador síncrono (lock-in amplifier)

- Idea básica del amplificador síncrono. Reducción de ruido
- Uso del amplificador síncrono en diversas aplicaciones: medida de fase, obtención de la derivada de una señal, armónicos etc
- Especificaciones comerciales de un amplificador síncrono. Analógico frente a digital

Bibliografía básica: Temas avanzados y prácticas del campus virtual

1.3.2.6.- Conversores analógico/digital

- Análisis de las distintas estructuras para la conversión analógico-digital en función de su precisión, velocidad etc
- Circuitos integrados comerciales

Bibliografía básica: Storey, libro Signal conditioning cargado en el campus virtual y folletos informativos de los fabricantes

1.3.2.7.- El sistema completo de adquisición de datos

- Concepto de sistema de adquisición de datos
- Multicanalización. Circuito muestreador-retenedor (sample and hold)
- Teorema del muestreo

Bibliografía básica: Storey, libro Signal conditioning cargado en el campus virtual

2.- Temas introductorios de carácter general

2.1- Los componentes pasivos (C y L) o cuando un elemento de circuito no se comporta como tú crees

Incluso en circuitos perfectamente diseñados suceden fallos catastróficos cuyas causas son difíciles de detectar. Frecuentemente estos fallos provienen de que determinados componentes no son lo que parecen ser. Para aclarar esto voy a presentar serie de medidas sobre algunos componentes sencillos para ver como para determinadas frecuencias sus características varían con respecto a las nominales.

Las medidas se han realizado con un analizador de impedancias Hewlett Packard es capaz de medir en un intervalo de frecuencias que va desde 5Hz a 13MHz.



Figura 2.1.1: equipo de medida

2.1.1.-Inductancias

2.1.1.1.- Medidas de una bobina

La bobina medida consiste en un arrollamiento de cable sobre un núcleo de ferrita toroidal como se ve en la imagen de la figura 2.1.1. En la figura 2.1.2 se listan los resultados de la medida.

La figura 2.1.3 representa el módulo de la impedancia y la figura 2.1.4 el ángulo, ambos en función de la frecuencia.

La reactancia (parte imaginaria de la impedancia) se representa en la figura 2.1.5. Esta reactancia dividida por la frecuencia es, en teoría, la inductancia representada en la figura 2.1.6. Se observa que se trata de una inductancia de aproximadamente 440 μ H que mantiene su valor hasta unos 2MHz. A partir de este punto la interpretación como inductancia nos llevaría a un desplome de su valor y a valores negativos. De hecho, por encima de esta frecuencia se comportaría más como una capacidad del orden de 10pF, tal como se ve en la figura 2.1.8. La parte real de la impedancia, representada en la figura 2.1.7, debería ser independiente de la frecuencia si se tratara de una simple resistencia, sin embargo vemos que depende fuertemente de esta, lo cual indica o bien que no es simplemente una resistencia o que está afectada por el efecto pelicular (skin) o ambas cosas. Mientras la inductancia se mantiene constante parece lógico pensar que el efecto de incremento de la resistencia se debe al efecto pelicular

frec	modulo	fase grados	fase radiane	Rcal	X cal	L	C
100	0.30082054	70.1796189	1.22486542	0.102	0.283	4.50E-04	-0.56238496
1000	2.83334784	86.4791677	1.50934621	0.174	2.828	4.50E-04	-0.05627827
1.00E+04	2.81E+01	8.80E+01	1.53555451	0.99	28.08	4.47E-04	-0.00566791
1.00E+05	2.96E+02	6.46E+01	1.12681335	127	267	4.25E-04	-0.00059609
1.00E+06	2.86E+03	7.25E+01	1.26609461	857	2725	4.34E-04	-5.8405E-05
2.00E+06	8.42E+03	3.99E+01	0.69625896	6460	5400	4.30E-04	-2.9473E-05
2.10E+06	9.24E+03	3.37E+01	0.58740218	7690	5120	3.88E-04	-3.1085E-05
2.20E+06	1.00E+04	2.67E+01	0.46543173	8960	4500	3.26E-04	-3.5368E-05
2.30E+06	1.07E+04	1.89E+01	0.32911419	10160	3470	2.40E-04	-4.5866E-05
2.40E+06	1.13E+04	1.05E+01	0.183311	11090	2056	1.36E-04	-7.741E-05
2.50E+06	1.16E+04	1.79E+00	0.03125062	11580	362	2.30E-05	-0.00043965
2.60E+06	1.16E+04	-6.87E+00	-0.11995853	11540	-1391	-8.51E-05	0.00011442
2.70E+06	1.14E+04	-1.51E+01	-0.26419235	11016	-2980	-1.76E-04	5.3408E-05
2.80E+06	1.10E+04	-2.27E+01	-0.39653876	10150	-4250	-2.42E-04	3.7448E-05
2.90E+06	1.05E+04	-2.95E+01	-0.51469686	9124	-5160	-2.83E-04	3.0844E-05
3.00E+06	9.90E+03	-3.54E+01	-0.61825395	8070	-5740	-3.05E-04	2.7727E-05
3.50E+06	7.26E+03	-5.50E+01	-0.96063457	4160	-5950	-2.71E-04	2.6749E-05
4.00E+06	5.56E+03	-6.50E+01	-1.13449508	2350	-5040	-2.01E-04	3.1578E-05
5.00E+06	3.76E+03	-7.43E+01	-1.29614895	1020	-3620	-1.15E-04	4.3965E-05
6.00E+06	2.85E+03	-7.86E+01	-1.37098947	565	-2790	-7.40E-05	5.7045E-05
7.00E+06	2.29E+03	-8.09E+01	-1.4111058	364	-2260	-5.14E-05	7.0423E-05
1.00E+07	1.54E+03	-7.74E+01	-1.3504339	336	-1500	-2.39E-05	0.0001061

Figura 2.1.2: Tabla de valores medidos de la inductancia

La parte real de la impedancia, representada en la figura 2.1.7, debería ser independiente de la frecuencia si se tratara de una simple resistencia, sin embargo vemos que depende fuertemente de esta, lo cual indica o bien que no es simplemente una resistencia o que está afectada por el efecto pelicular (skin) o ambas cosas. Mientras la inductancia se mantiene constante parece lógico pensar que el efecto de incremento de la resistencia se debe al efecto pelicular

pero para valores cercanos al megahercio aparecen otras interpretaciones porque el efecto pelicular no puede producir una caída en la parte real de la impedancia.

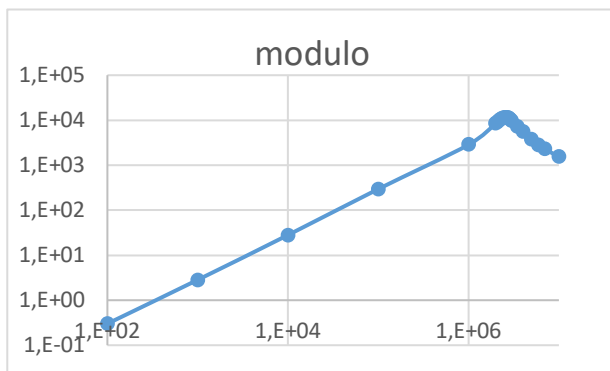


Figura 2.3: Módulo de la impedancia

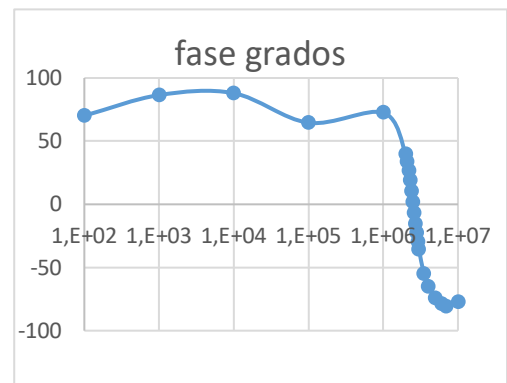


Figura 2.4: fase de la impedancia

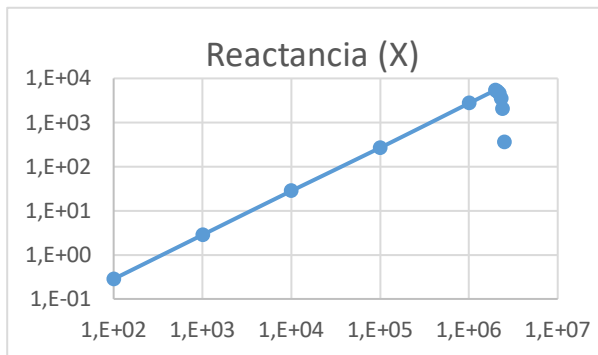


Figura 2.5: Reactancia

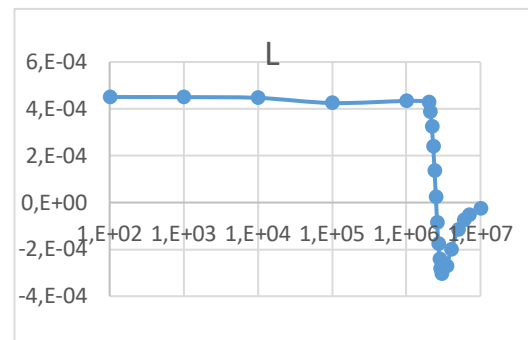


Figura 2.6: Inductancia

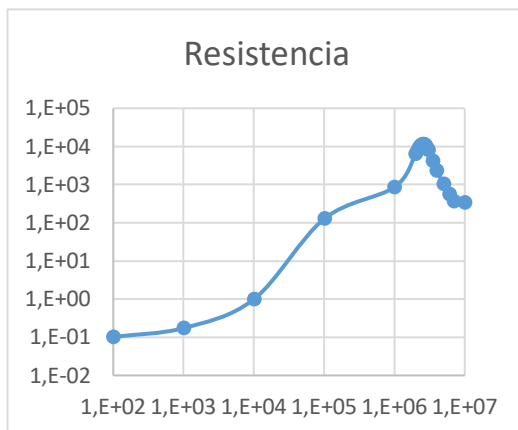


Figura 2.1.7: Resistencia

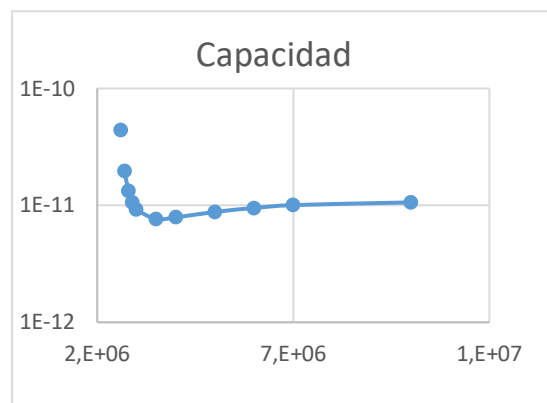


Figura 2.1.8: Capacidad

Dado que la parte imaginaria de la impedancia cambia de signo a altas frecuencias, podríamos suponer un circuito equivalente de parámetros concentrados como el de la figura 2.1.9 y calcular ahora como sería visto por el analizador de impedancias.

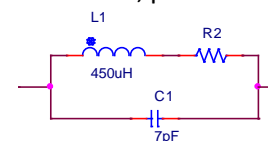


Figura 2.1.9: Circuito equivalente de bobina de bobina

El problema, en principio podría resolverse con PSPICE, pero en este programa no es sencillo simular una resistencia dependiente de la

frecuencia por lo que se ha preferido usar Excel (que nos permite trabajar con números complejos) y resolver la fórmula de la impedancia de este circuito, es decir

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C} \quad [1]$$

Si se utiliza para la resistencia el valor encontrado a baja frecuencia el resultado es el que se presenta en las figuras 2.1.10 y 2.1.11, donde se observa el fenómeno de resonancia en el valor de la inductancia pero bastante diferente al medido. Por otra parte la parte real de la impedancia simulada es muy diferente, a la medida.

Está claro que no se puede encontrar un buen ajuste si no se tiene en cuenta la variación de la resistencia con la frecuencia por el efecto pelicular. El cálculo es prácticamente imposible puesto que sobre el espesor "skin" no solo influye el flujo magnético que pasa por esa sección del hilo, sino

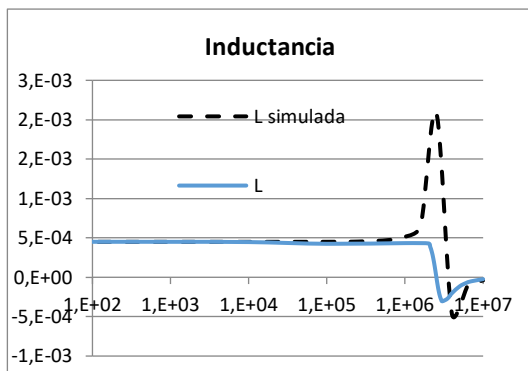


Figura 2.1.10: Interpretación como una inductancia

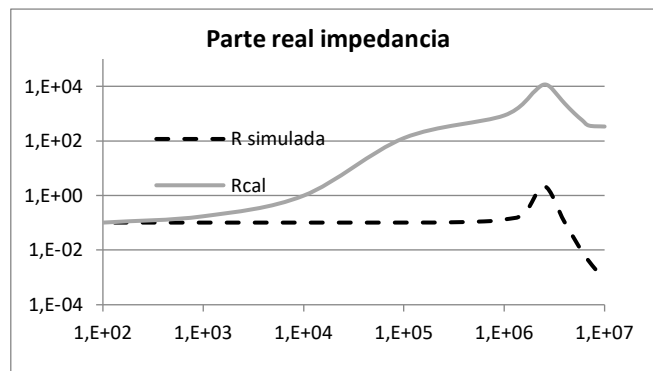


Figura 2.1.11: Parte real de la impedancia

también los flujos inducidos por la misma corriente en todos los tramos de la bobina. Por lo tanto para simular la variación de la resistencia tenemos que ajustarlo empíricamente en la zona en la que creamos que la parte real de la impedancia es igual a la resistencia, es decir donde la capacidad todavía no ha empezado a influir y la parte imaginaria es proporcional a la frecuencia (lo que a su vez indica que es asimilable a una inductancia).

Empíricamente se ha encontrado un ajuste a la resistencia como $R=3.5 \times 10^{-6} \omega^{-1.45} + 0.102 \Omega$. Usando este valor podemos ahora simular la ecuación anterior encontrando los resultados de las figuras 2.1.12 y 2.1.13 donde los valores experimentales se representan por símbolos.

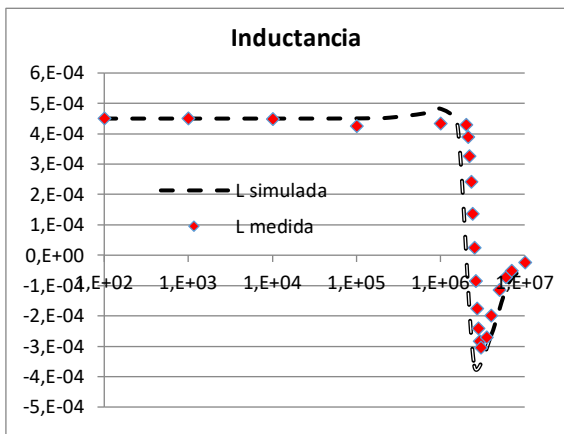


Figura 2.1.12: Simulación de la inductancia.

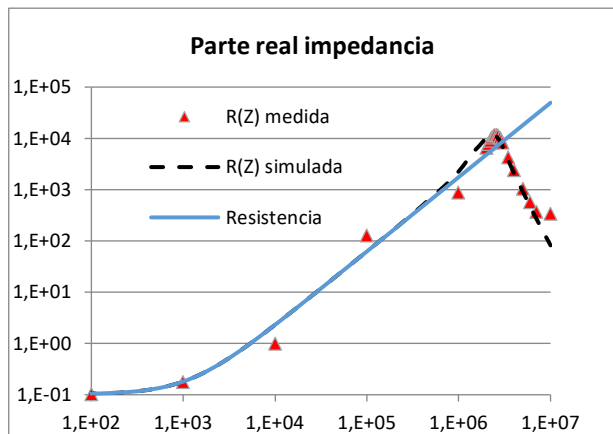


Figura 2.1.13: Simulación de la parte real de la impedancia

La inductancia de la figura 2.1.12 se ha calculado como la parte imaginaria de la impedancia dividida por la frecuencia. En la figura 2.1.13 se ha dibujado, aparte de las partes reales de la impedancia medida y simulada la resistencia variable con la frecuencia que se ha utilizado para la simulación. Puede verse como coincide con la parte real de la impedancia hasta valores cercanos a 1MHz. Sin embargo para valores superiores la resistencia sigue subiendo y la parte real de la impedancia disminuye. Con los valores tomados para la resistencia se ve como el ajuste es bastante bueno, quedando claro que el circuito equivalente es bastante realista. La inductancia bajo estudio solo se comporta como tal hasta frecuencias de 1MHz y más delante se comporta como un condensador. La resistencia equivalente de esta inductancia, que es de una décima de ohmio para bajas frecuencias aumenta hasta 1KΩ para la frecuencia máxima en la que este componente de circuito se comporta como inductancia.

2.1.1.2.- Medida de un hilo simple:

Midiendo en configuración serie la impedancia de un hilo de unos 30cm de longitud y un grosor aproximado de 0,5mm obtenemos los resultados presentados en la figura 2.1.14. El analizador de impedancias no ha podido medir reactancias para frecuencias inferiores al kilociclo. La columna de inductancias se ha obtenido dividiendo la reactancia por la frecuencia presuponiendo que el hilo se comporta como una resistencia en serie con una inductancia. Estos resultados se presentan en forma gráfica en las figuras 2.1.15 y 2.1.16

Frecuencia	R (resistencia)	X (reactancia)	L (inductancia)
5.E+00	1.60E-02		
1.E+01	2.10E-02		
1.E+02	2.30E-02		
1.E+03	2.40E-02	0.0026	4.14E-07
1.E+04	2.40E-02	0.026	4.14E-07
1.E+05	2.60E-02	0.263	4.19E-07
1.E+06	6.40E-02	2.555	4.07E-07
1.E+07	3.20E-01	25.56	4.07E-07

Figura 2.1.14: Tabla de los valores obtenidos para la medida de un hilo

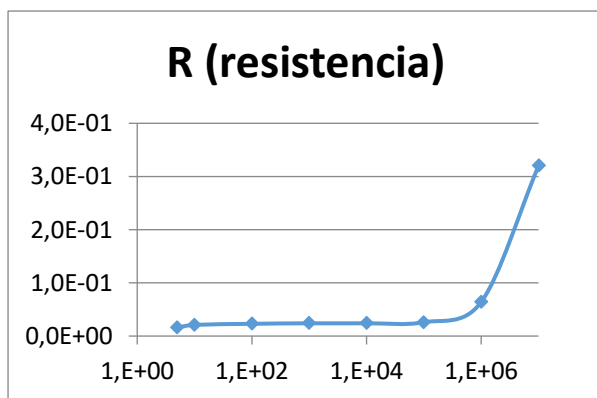


Figura 2.1.15: Resistencia

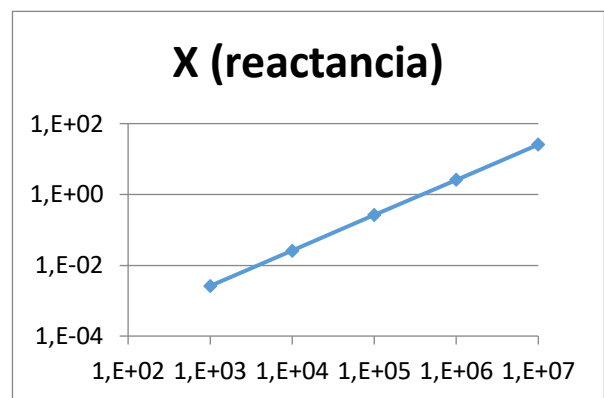


Figura 2.1.16: reactancia

Se comprueba, por una parte, que efectivamente la inductancia es constante (reactancia lineal con la frecuencia, es decir pendiente 1 en un diagrama doble logarítmico) y que la resistencia se mantiene prácticamente constante hasta frecuencias del orden del MHz, que es donde empieza a aparecer el efecto pelicular para hilos de cobre de ese diámetro.

La inductancia de un hilo puede ponerse de forma empírica como

$$L = 0,2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 0,75 \right) \quad [2]$$

donde l es la longitud del hilo y d su diámetro. Si l y d se expresan en milímetros se obtendrá L en nanohenrios. Sustituyendo los valores geométricos del hilo se obtiene una L de 421nH. De la misma forma sustituyendo los mismos valores en el cálculo de la resistencia obtenemos una R de 26mΩ.

2.1.1.3.- La importancia de una inductancia en un circuito electrónico

Está claro que si queremos construir una bobina para un circuito sintonizado de radiofrecuencia el problema no es trivial puesto que, en realidad y si la frecuencia es suficientemente alta, puede ser que estemos en la parte capacitiva y no en la inductiva. Eso es tan frecuente que el diseño de bobinas es todo un arte. Afortunadamente, en estos momentos, tenemos otras alternativas como veremos en uno de los circuitos propuestos en este texto. Sin embargo los problemas asociados con la presencia de inductancias no esperadas va bastante más lejos y llega a ser un auténtico dolor de cabeza en circuitos conmutados con transistores MOS. Es bien sabido que estos transistores son ideales para conmutar altas corrientes y que, puesto que tienen un comportamiento capacitivo en su puerta debemos usar generadores con bajas impedancias de salida. Supongamos que tenemos una fuente de tensión de 10V que alimenta una carga de 1Ω, es decir que, como máximo, van a pasar 10 amperios por ella y va a disipar un máximo de 100W. Para controlar la potencia entregada a la carga sabemos que podemos usar un MOS en conmutación, de forma que controlando el ciclo de trabajo de la onda cuadrada controlaremos la potencia media entregada a la carga. Decidimos que generaremos una onda de frecuencia 500kHz, es decir período 2μs y controlando su ciclo de trabajo controlaremos la potencia media. Elegimos un transistor IRFM260 de International Rectifiers, que según sus hojas características es muy apropiado. Listo a continuación sus parámetros más importantes para nuestro fin:

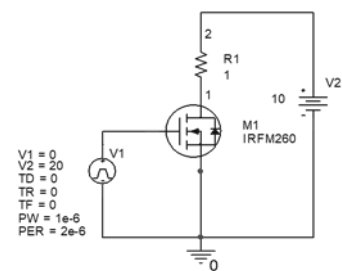


Figura 2.1.17: Montaje simple para controlar la potencia

$R_{S(on)}=60m\Omega$, $I_{D(contenido)}=35A$, $I_{D(pulsado)}=140A$, $W_{max}=250W$, $V_{gs}=\pm 20V$; V_{th} entre 2 y 4V, Rise time=120ns, $R_{th}=0.71^{\circ}C/W$ (0.50 $^{\circ}C/W$ J-C y 0.21 $^{\circ}C/W$ C-Sink)

Con los datos anteriores creemos tener todo controlado. Colocamos el transistor en un radiador fuera de la caja para que esté bien ventilado y estimamos que la potencia que se va a disipar en el transistor en el peor de los casos, que es cuando esté todo el tiempo el transistor dando la corriente, va a ser $R_{S(on)} * I_{D(max)}^2 = 6W$. Sabemos que en realidad la potencia va a ser algo mayor porque en los flancos de conmutación se gasta potencia al no ser instantáneos.

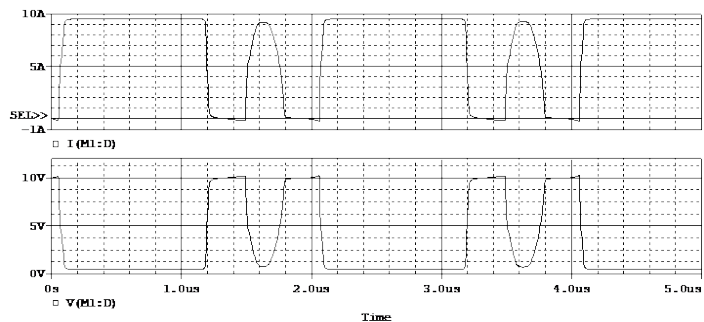


Figura 18: Resultado de la conmutación. Gráfica superior corriente, inferior tensión

Con todos estos cálculos hacemos un montaje simple como el que aparece en la figura 2.1.17 y ponemos el ciclo de trabajo al 50%. Sin embargo cuando comprobamos con un osciloscopio midiendo la tensión en el drenador nos vamos a encontrar con lo que se presenta en la figura 2.1.18. Sorprendentemente, cuando el transistor está cortado y la tensión en el drenador se suponía 10V vuelve a caer casi a 0V para después volver a 10. Además esta caída es relativamente suave lo que

implica una transición lenta desde el estado OFF al ON y otra vez desde el ON al OFF. Esto significa, por una parte, que no estamos controlando correctamente la potencia entregada a la carga, que debería ser el 50% dado el ciclo de trabajo y que además el transistor está, casi con seguridad, disipando demasiada potencia. Si simulamos la potencia en el transistor nos encontramos con la gráfica de la figura 2.1.19 en la que se presenta en la parte superior la potencia instantánea y en la inferior la potencia media, que en definitiva va a ser la responsable del calentamiento del dispositivo. La potencia instantánea es meramente teórica puesto que seguramente la fuente de continua es incapaz de dar las corrientes necesarias, pero la potencia media es muy posible. Esta potencia media es de 146W, lo que, dependiendo del radiador usado para el transistor, será probablemente catastrófico.

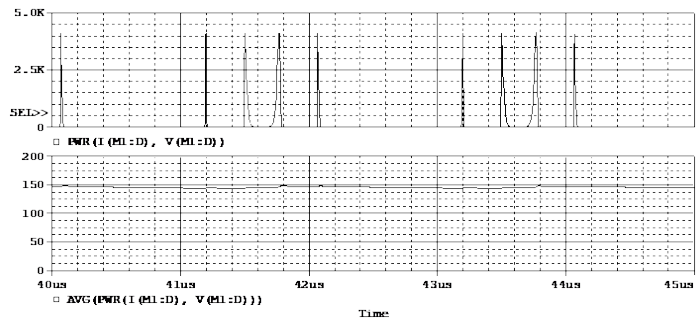


Figura 2.1.19: potencia instantánea (superior) y potencia media (inferior) disipadas en el transistor

La razón del desastre, que desde luego no es sencilla de encontrar experimentalmente, está en la inductancia de la conexión que une el generador con la puerta del transistor. Normalmente se piensa que, dado que la puerta no consume corriente, la pista de unión puede hacerse delgada y, además, como hemos instalado el transistor en un radiador hemos usado un cable fino para unir la puerta a la

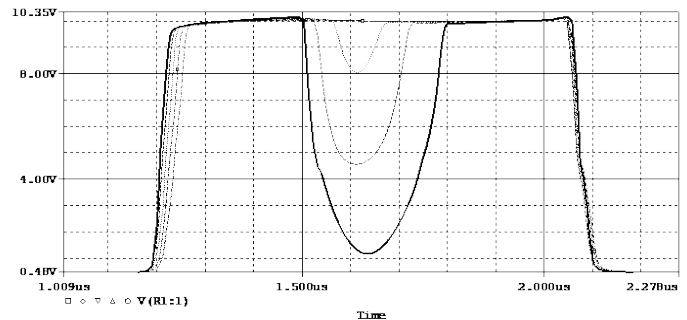


Figura 2.1.20: Simulación de la tensión de drenador en el corte con resistencias en serie con la puerta de 0 a 5Ω. El valle más profundo es para 0Ω

placa PCB. La expresión empírica de la inductancia de un hilo aislado [2] es directamente dependiente de la longitud del hilo e inversamente proporcional a su espesor. Por tanto, y con valores razonables de estas dimensiones podemos tener una inductancia en la conexión de 1μH. La capacidad de la puerta de este transistor es de 5.1nF lo que nos lleva a un circuito resonante a 2.22MHz, es decir con un periodo de 0.35μs, que es aproximadamente donde aparece el valle en la tensión de drenador. La solución puede ser bajar la inductancia acortando los hilos y haciéndolos más gruesos pero, en caso de que no se pueda, una buena opción es colocar una resistencia en serie en el hilo de la puerta, lo más cerca posible de esta. Con la resistencia la oscilación responsable del desastre se amortigua. No es conveniente poner resistencias grandes porque eso suele conllevar un flanco de subida más lento y por tanto disipación en el transistor. La figura 2.1.21 presenta la simulación con resistencias de 0 a 5Ω de uno en uno. Se ve como a partir de 3Ω ya tenemos la

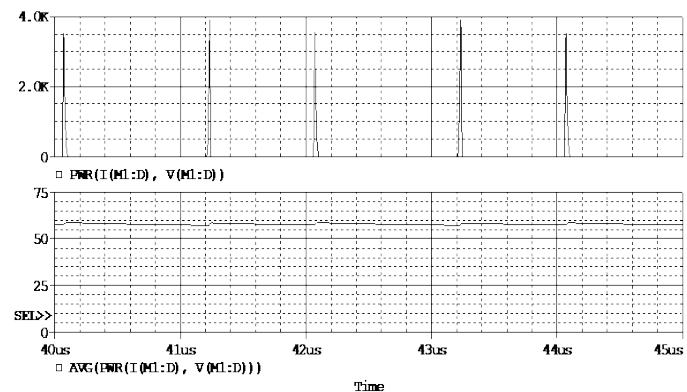


Figura 2.1.21: Potencia instantánea (arriba) y potencia media (abajo) con resistencia de 3 Ω

meseta sin la muesca aunque el flanco de subida se ha enlentecido ligeramente.

La gráfica 2.1.21 presenta la potencia instantánea y la potencia media disipada en el transistor. Como vemos la potencia instantánea aparece ahora solamente en los flancos del pulso del generador y la potencia media ha bajado a 57W, en cualquier caso mucho mayor que la potencia ideal que sería de 6W, aunque, ciertamente, esa potencia tan pequeña es imposible. De hecho la simulación ideal sin inductancia en el cable ni resistencia en serie nos lleva a una potencia media disipada de 40W, por lo que queda claro que el incremento debido a la presencia de la resistencia que hace que el flanco de subida sea más lento es de 17W. Evidentemente, si queremos una menor potencia disipada la única solución que nos queda es usar un transistor que conmute más rápido.

Este ejemplo pone de manifiesto dos puntos muy importantes: primero, hay que tener en cuenta todos los elementos parásitos porque pueden llevar a situaciones muy desafortunadas y segundo, la simulación nos engaña; la realidad es el circuito, no el simulador. Quiero hacer constar que este es un ejemplo real del que tengo experiencia directa; nada inventado.

2.1.2.- Condensadores

Mientras que la inductancia es un elemento difícil de encontrar comercialmente con las prestaciones necesarias y frecuentemente tendremos que construirlo, los condensadores son difícilmente realizables pero pueden encontrarse en infinidad de formas y valores en el mercado. Sin embargo hay que conocer muy bien todas sus características para que el circuito que se pretende desarrollar funcione adecuadamente. Como primera medida hay que conocer, obviamente, su capacidad y su tensión máxima de funcionamiento, pero también es importante conocer sus características constructivas y el dieléctrico que incorporan. Por esa razón damos a continuación un breve resumen de sus características.

	Clasificación general	Tipo	Dieléctrico	Permitividad	Comentarios		
Polarizados	Electrolíticos	Aluminio	Oxido de aluminio (Al2O3)	9,6	Gran capacidad, mala respuesta en frecuencia. Solo se pueden usar a frecuencias inferiores a unos kHz. Un error en la polaridad o exceso de tensión provocan explosiones		
		Tántalo	Pentóxido de Tántalo (Ta2O5)	26			
		Niobio	Pentóxido de Niobio (Nb2O5)	4,2			
	Supercondensadores		Doble capa Hemholtz		Máxima capacidad (hasta cientos de F) pero baja tensión		
No polarizados	Película	Papel	Papel	3,5 a 5,5			
		Plásticos	Polipropileno (PP)		2,2	Muy bajo coeficiente pérdidas, muy populares	
			Políester (PET)		3,3		
			Polietileno (PEN)		3		
			Sulfuro de Polipropileno (PPS)		3		
			Teflón (PTFE)		2		Mínimo coeficiente de pérdidas
		Cerámicos	Clase 1	(paraeléctricos)	12 a 40	Muy bajo coeficiente pérdidas	
			Clase 2	(ferroeléctricos)	200 a 14000	Pérdidas elevadas y mal coeficiente de temperatura. Alta tensión	
		Otros diversos	Aire			1	
			Vacío			1	El coeficiente de pérdidas más pequeño de todos
Vidrio				5 a 10			
Mica	Mica			5 a 8			
	SF6	Hexafloruro de azufre					
	SiO2	Dióxido de Silicio			Tecnología microelectrónica		

Figura 2.1.22: cuadro resumen de los diferentes condensadores existentes en el mercado

2.1.2.1.- Tipos de condensadores

En la figura 2.1.22 se presentan algunos tipos de condensadores más o menos comunes. Aparte de la capacidad y la máxima tensión de funcionamiento hay varios parámetros que tienen que ser considerados, dependiendo de la aplicación:

ESR: Resistencia equivalente serie: resistencia debida a las placas metálicas, contactos y conexiones al exterior. Para aplicaciones de conmutación, donde el condensador debe cargarse y descargarse rápidamente, es esencial que este parámetro sea lo menor posible.

ESL: Inductancia equivalente serie: inductancia debida a contactos y cables. Puede ser un factor limitante en alta frecuencia

Resistencia de fugas (Rf): modela las fugas de corriente a través del dieléctrico y a través de su encapsulado

Tiempo de relajación dieléctrica: cuando la frecuencia es elevada los dipolos que se generan en el aislante empiezan a retrasarse respecto a las variaciones de campo eléctrico y el condensador empieza a perder capacidad. El hecho de la aparición de un desfase implica la aparición de una impedancia en fase con la tensión (es decir resistiva) que no debe confundirse con la corriente de fugas referida en el punto anterior. Desde luego esta es una explicación somera de un problema complejo pero no es este el lugar para una explicación más detallada.

Con toda esta información, es evidente que el circuito equivalente de un condensador puede ponerse como el representado en la figura 2.1.23. En la mayoría de los condensadores comerciales la resistencia de fugas es muy alta y no necesita ser considerada a efectos prácticos y por otra parte la relajación dieléctrica se da a frecuencias muy altas. De hecho la resonancia entre la capacidad C y la inductancia ESL es el factor determinante de la máxima frecuencia de uso posible del condensador, dándose la relajación dieléctrica para frecuencias mucho mayores. De acuerdo con el circuito anterior y si la resistencia de fugas es suficientemente alta como para que la corriente por ella sea despreciable podemos escribir la impedancia del condensador como:

$$Z = ESR + j(\omega ESL - 1/\omega C) \quad [3]$$

Los fabricantes no suelen dar estas informaciones de forma detallada, pero por ejemplo Vishay da la gráfica de la figura 2.1.24 para sus condensadores de polipropileno. Si tomamos, por ejemplo, el condensador de 1µF vemos que hasta algo menos de 1MHz su impedancia decae prácticamente con pendiente 1 (diagrama doble logarítmico), es decir corresponde exclusivamente al término capacitivo de la ecuación [3] mientras que a partir de 2MHz aumenta, también con pendiente 1, debido al término inductivo. De los valores de esta segunda parte de la gráfica se deduce un valor de ESL de 65nH. El valor del mínimo de la curva, cuando la parte resistiva y la inductiva se cancelan es, justamente, el valor de ESR, que en este caso es 0.12Ω. Una simulación con estos valores

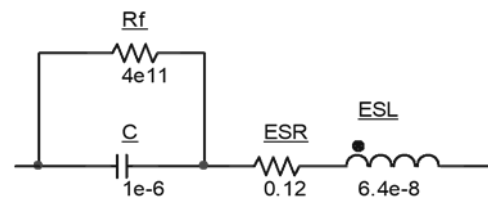


Figura 2.23: circuito equivalente de un condensador

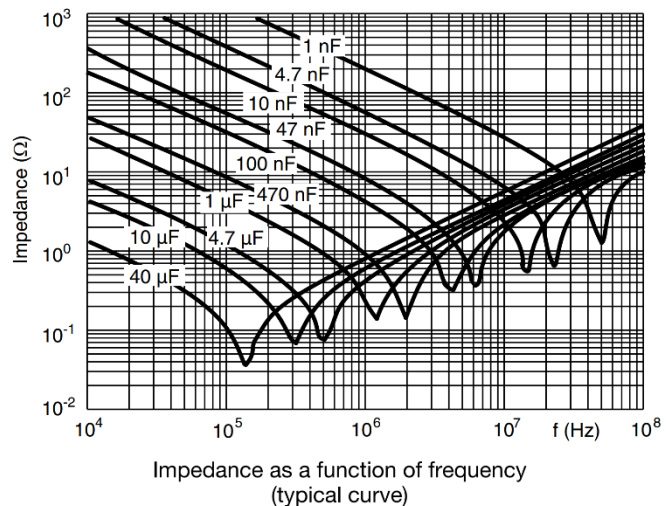


Figura 2.1.24: Impedancia de condensadores de polipropileno de Vishay

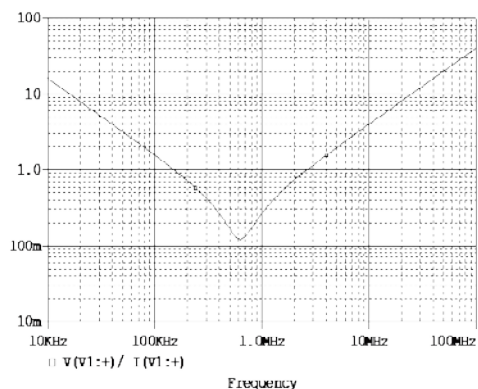


Figura 2.1.25: simulación de un condensador de 1µF

y el circuito de la figura 2.1.23 nos lleva a la gráfica de la figura 2.1.25, que es totalmente similar a la figura 2.1.24.

De la gráfica de la figura 1.1.24 se deduce que el término inductivo es esencialmente constante, independientemente de la capacidad y que, por otra parte, la ESR crece de forma monótona y casi lineal con la capacidad. El valor de la resistencia de fugas, que puede ser interesante en aplicaciones de circuitos muestreadores/retenedores (sample and hold) no suele darse como tal. Sin embargo puede aparecer el valor de RC en segundos, que nos mediría el tiempo en el que la capacidad, una vez cargada, decaería su voltaje en 1/e. En el caso del condensador referido a 20°C ese valor es de $4 \cdot 10^5$ s, (es decir 4.6 días) lo que nos llevaría a una resistencia de fugas de $4 \cdot 10^{11} \Omega$. Este valor es extremadamente grande y, en general, un condensador se descarga más por fugas de los circuitos o bien por la impedancia del voltímetro que mide la tensión.

Los condensadores electrolíticos, por su particular construcción, son algo más difíciles de simular. De forma resumida su construcción se presenta en la figura 2.26. El condensador está formado por dos hojas enrolladas de aluminio, una de ellas, el ánodo, ha sido oxidada previamente con un espesor que va a determinar la capacidad del condensador. Entre las dos placas se inserta una hoja de un material absorbente empapado de un electrolito conductor. Ahora tenemos tres capacidades: el óxido en el ánodo, la capacidad del electrolito, que estará en paralelo con su resistencia y la capacidad entre electrolito y cátodo. Además tendremos la resistencia serie del conjunto de los hilos y las hojas metálicas y la inductancia también correspondiente a estos elementos. En realidad, si se quisiera precisar más deberían aparecer resistencias en paralelo, de fugas, en los condensadores de ánodo y de cátodo, pero su efecto va a ser despreciable.

Es fácil de demostrar que a impedancia del condensador es ahora:

$$Z = R_s + \frac{R_e}{1 + (\omega C_e R_e)^2} + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega(C_a + C_c)} - \frac{\omega C_a R_e^2}{1 + (\omega C_e R_e)^2} \right) \quad [4]$$

Cuya forma depende fuertemente de los valores de las constantes. Para un condensador habitual la forma del módulo de la impedancia se representa en la figura 2.1.27.

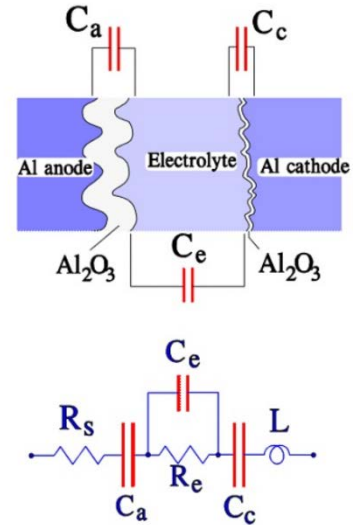


Figura 2.1.26: estructura simplificada y modelo equivalente de un condensador electrolítico

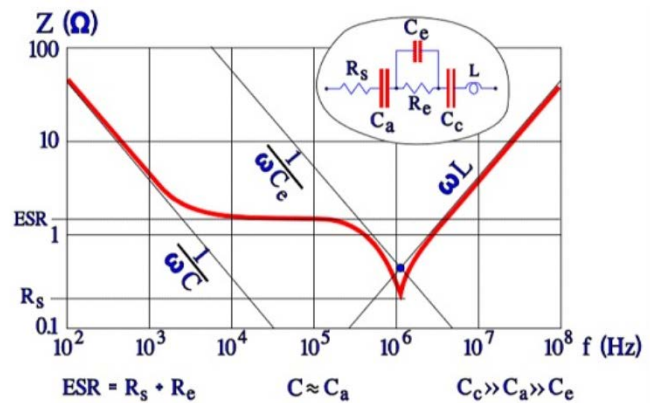


Figura 2.1.27: Módulo de la impedancia de un condensador electrolítico

2.1.2.2.- Medida de un condensador de papel (Faco 1uF)

A pesar de que en textos básicos se insiste en que un condensador debe medirse en configuración paralelo, es decir medir conductancia y susceptancia (partes real e imaginaria de la conductancia) es mejor medir la impedancia (es decir en serie), como se deduce de la figura 2.1.23. De esta forma los datos son mucho más fácilmente interpretables. En la figura 2.1.28 se presentan los datos medidos de la impedancia de un condensador de papel de 1uF. Las medidas se han realizado equiespaciadas en el logaritmo de la frecuencia.

La representación gráfica de estos valores se presenta en la figura 2.1.29.

En esta figura se han representado los datos obtenidos junto a los resultados de simular el condensador de acuerdo con el modelo equivalente de la figura 2.1.23. Los parámetros del ajuste son:

$C = 1.00\mu\text{F}$

$\text{ESR} = 21.5\text{m}\Omega$

$L = 15\text{nH}$

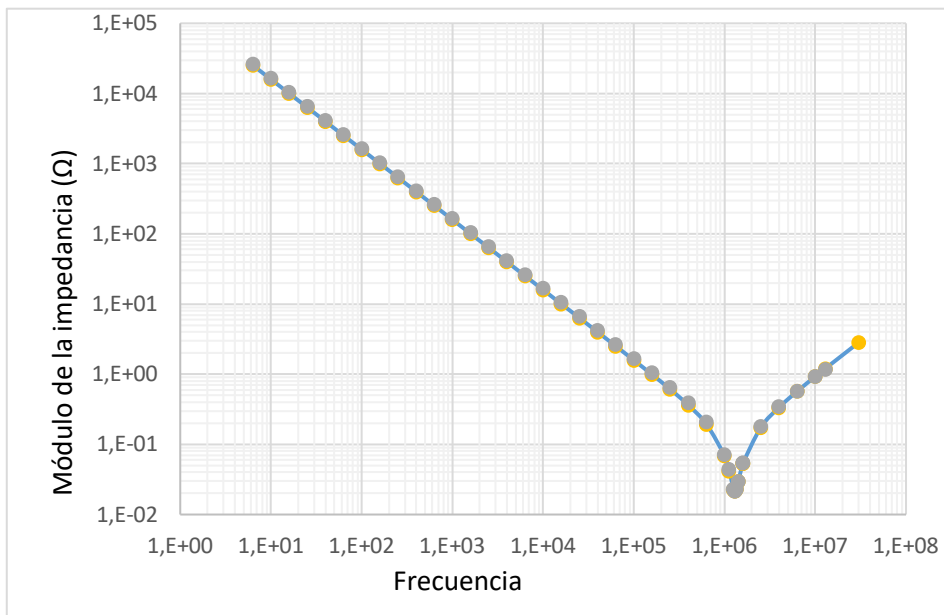


Figura 2.1.28: datos del módulo de la impedancia de un condensador

Figura 2.1.29: Representación gráfica del módulo de la impedancia de un condensador

Como se ve el ajuste entre el modelo y los resultados experimentales es excelente, justificando de esta forma que el límite en frecuencia para el cual el componente deja de funcionar como condensador, aproximadamente 600KHz, depende esencialmente de la componente inductiva. A partir de aproximadamente 3MHz en vez de tratarse de un condensador es una inductancia perfecta, lo que queda de manifiesto por la pendiente +1 en la representación doblemente logarítmica.

El hecho de esta fuerte dependencia con la inductancia nos llevó a realizar la misma medida pero uniendo el condensador al medidor de impedancias no directamente, como se hizo en el caso anterior si no con dos pequeños cables de 3cm en cada uno de los terminales. En la figura 2.1.30 se representan comparativamente los dos resultados obtenidos y el ajuste de dichos datos al modelo.

En la figura la línea más gruesa corresponde a la medida con los dos pequeños cables conectados al condensador. Puede verse como el ajuste sigue siendo perfecto, pero el hecho de que a alta frecuencia siga teniendo pendiente +1 con impedancias más altas implica la presencia de una inductancia extra que, obviamente, corresponde a los cables. Por otra parte, la impedancia del mínimo es más alta, lo que implica también un incremento en la ESR. La frecuencia de trabajo máxima como condensador ha quedado reducida a 300KHz.

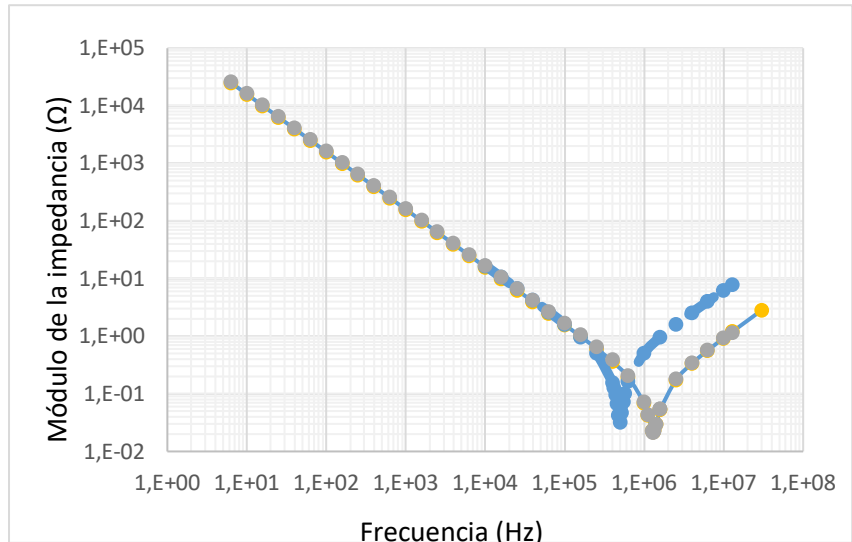


Figura 2.30: Módulo de la impedancia para el condensador directamente conectado al medidor de impedancias (línea fina continua) y conectado con dos cables (línea gruesa discontinua)

Los parámetros de ajuste ahora son:

$$C=1.00\mu\text{F}$$

$$\text{ESR}= 31.9\text{m}\Omega$$

$$L= 100\text{nH}$$

Lo que en principio parecía no tener importancia en una medida, como es la presencia de dos hilos de 3cm en serie con el condensador ha hecho que el componente disminuya su máxima frecuencia de funcionamiento de 600kHz a 300KHz.

2.1.2.3.- Medida de un condensador cerámico.

Los condensadores cerámicos se usan en aplicaciones de alta frecuencia porque su componente inductiva es muy pequeña y también en aplicaciones de alta tensión porque, dada su elevada permitividad dieléctrica, pueden construirse con los electrodos suficientemente separados como para que no se supere el campo de ruptura dieléctrica. En este último caso son bastante voluminosos y, por supuesto, caros. En la gráfica de la figura 2.1.31 se representa el módulo de la impedancia de un condensador de 500pF nominales con tensión de trabajo de hasta 40kV. Se ve como el condensador

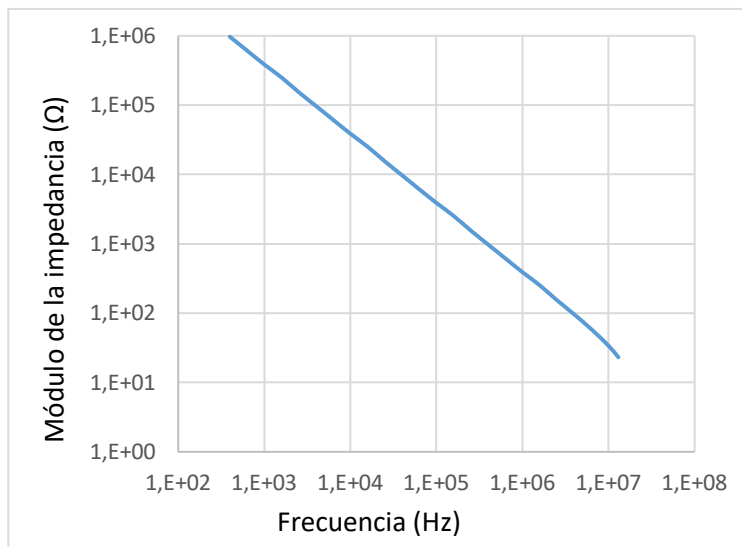


Figura 2.1.31: Módulo e la impedancia de un condensador cerámico de alta tensión

no tiene prácticamente componente inductiva, dentro de los

márgenes de medida (hasta 13MHz) aunque parece observarse una mínima desviación de la recta de pendiente -1 en los últimos puntos. Esta componente inductiva podría deberse simplemente a las conexiones que, aunque se procuraron hacer lo más cercanas al aparato de medida tenían algún centímetro de longitud. Sin embargo este condensador no es muy preciso porque nominalmente debería tener 500pF y el cálculo basado en el módulo de la impedancia nos lleva a un valor constante de 410pF.

2.1.2.4.- Medida de un condensador electrolítico

Los condensadores electrolíticos tienen la más alta densidad volúmica de capacidad, pero, sin embargo, presentan frecuencias máximas de funcionamiento muy bajas. Por otra parte, como ya se ha dicho, son bastante más difíciles de modelar debido a su compleja estructura interna. La figura 2.1.32 presenta los datos medidos de un condensador electrolítico de 100uF y su representación gráfica aparece en la figura 2.1.33.

El modelo se ajusta muy bien a las medidas, aunque no tanto como en el condensador de papel medido anteriormente. Los parámetros de ajuste con referencia a la ecuación 3 y a la figura 2.1.26 son los siguientes:

$$C_a = 110\mu\text{F}$$

$$R_s = 0.27\Omega$$

$$C_e = 600\mu\text{F}$$

$$R_e = 0.22\Omega$$

$$L_s = 21\text{nH}$$

Cuando el fabricante especifica la capacidad se está refiriendo a C_a , puesto que C_s está oculta, a frecuencias bajas por R_e . Vemos como existe una dispersión del 10% en el valor de la capacidad, lo que es bastante habitual en este tipo de condensadores. La ESR total de este condensador es la suma de R_s y R_e .

De la figura 2.1.33 queda claro que este condensador no va a funcionar como tal a frecuencias superiores a unos 4kHz. Es muy frecuente encontrar circuitos en los que aparece un condensador electrolítico de cientos de microfaradios y en paralelo un condensador no electrolítico de algún microfaradio o de cientos de nanofaradios. Si no se tiene experiencia en componentes electrónicos no se entiende, puesto que los condensadores en paralelo suman las capacidades ¿Qué sentido

Figura 2.1.32: Módulo de la impedancia de un condensador electrolítico

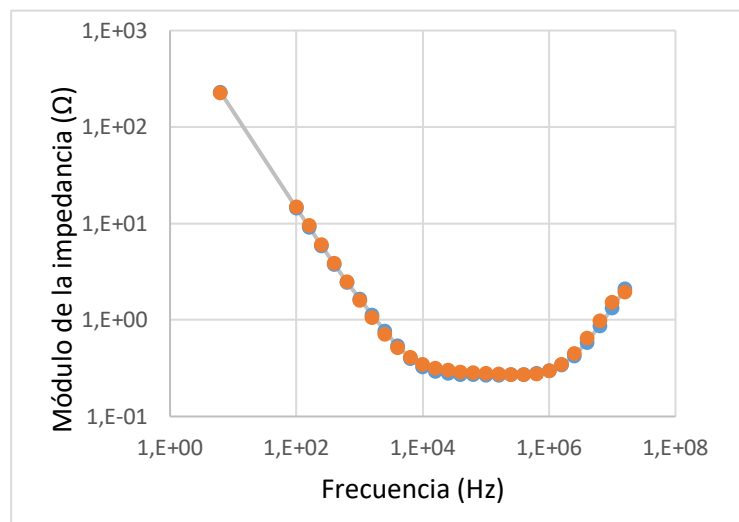


Figura 2.1.33: módulo de la impedancia de un condensador electrolítico. Medidas y ajuste al modelo

tiene poner uno muy grande en paralelo con otro más pequeño? La respuesta ahora es obvia; el condensador electrolítico pierde toda su capacidad demasiado rápido y hay que mantener alguna capacidad en alta frecuencia, papel del que se encarga el segundo condensador.

La ESR de un condensador electrolítico es un parámetro esencial si el condensador va a cargarse y descargarse con relativa rapidez, como ocurre, por ejemplo, en las fuentes conmutadas. Una ESR como la del condensador medido (aproximadamente medio ohmio) produce una importante disipación si las corrientes de carga son del orden de amperios. Esto hace que, por una parte se pierda potencial y por otra exista un calentamiento del dispositivo. Lo más negativo del asunto es que los condensadores electrolíticos si se sobrecalientan suelen explotar, a veces con consecuencias catastróficas e incluso peligrosas. Por tanto la ESR es un parámetro a tener muy en cuenta en los diseños conmutados.

Referencias

<https://passive-components.eu/capacitors-electrolytic-capacitors/>

2.2 Introducción teórica sobre los amplificadores operacionales reales

2.2.1.- Sobre los amplificadores operacionales

Se presupone que el lector tiene ya un cierto conocimiento sobre el concepto de amplificador operacional. La realidad, cuando uno se enfrenta a un diseño con amplificadores operacionales y quiere cierta precisión, es que hay que tener un conocimiento algo más profundo que el que se obtiene de la lectura de un texto de carácter general. Pretendemos en este capítulo profundizar en este conocimiento.

Aunque habitualmente solo se considera un tipo de amplificadores operacionales realmente hay que distinguir cuatro tipos: el llamado VFA (otras veces VFO) que son las siglas de "Voltage Feedback Amplifier" (u Operational), el llamado CFA (otras veces CFO) que son las siglas de "Current Feedback Amplifier" (u Operational), el operacional de transconductancia (OTA) y el amplificador Norton. Aunque a veces se confunden porque la estructura de la realimentación es la misma y la ganancia, en determinadas circunstancias, es también la misma, tanto la estructura interna como las aplicaciones son bastante diferentes. El VFA es un amplificador pensado, generalmente, para aplicaciones de baja frecuencia (cientos de kilohertzios como máximo) y mucha precisión mientras que el CFA está desarrollado específicamente para aplicaciones de alta frecuencia pudiendo llegar incluso a GHz. Tanto el OTA como el amplificador Norton son bastante menos frecuentes pero tienen aplicaciones muy interesantes, sobre todo en alta frecuencia, modulación y multicanalización (multiplexing)

El tratamiento de estos amplificadores se hará por separado, incidiendo mucho más en los VFA puesto que son los que tienen mayores aplicaciones en la instrumentación.

2.2.2 Sobre los amplificadores operacionales VFA

Aunque en principio parece que todos los amplificadores operacionales de este tipo son iguales, esto no es así y de la elección del amplificador operacional va a depender que una determinada aplicación funcione o no. Por otra parte el valor de las resistencias y demás componentes que se usen en un circuito están mediatizadas por la elección del operacional. Aunque en principio esta elección tiene mucha latitud sí que influye notablemente en la precisión que se desee obtener.

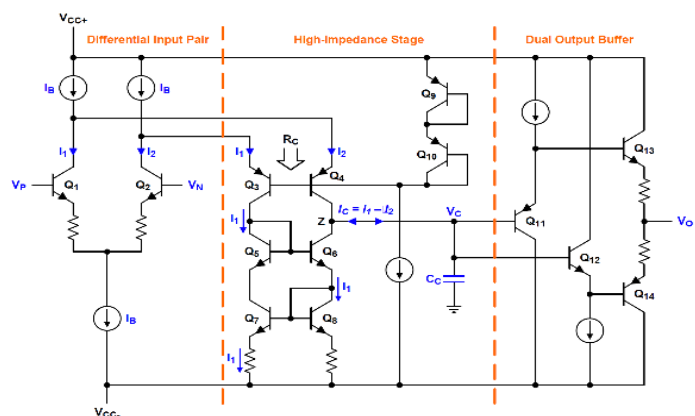


Figura 2.2.1: Estructura típica simplificada de un amplificador operacional VFA

Internamente un amplificador operacional VFA está constituido por un par diferencial de entrada con fuente de corriente en los emisores (también conocido en la bibliografía como "long paired tail"), una etapa de amplificación de tensión y una última etapa para aumentar la corriente de salida. La estructura típica simplificada se representa en la figura 2.2.1

En la figura 2.2.2 se presenta un circuito equivalente PSPICE de un amplificador operacional genérico, supuesto lineal. El módulo E1 corresponde con un amplificador operacional VFA ideal, es decir una fuente de tensión ideal con entrada diferencial. Los demás elementos presentes en el circuito representan las desviaciones sobre la idealidad. Los valores corresponden, aproximadamente, a los del amplificador 741, de propósito general.

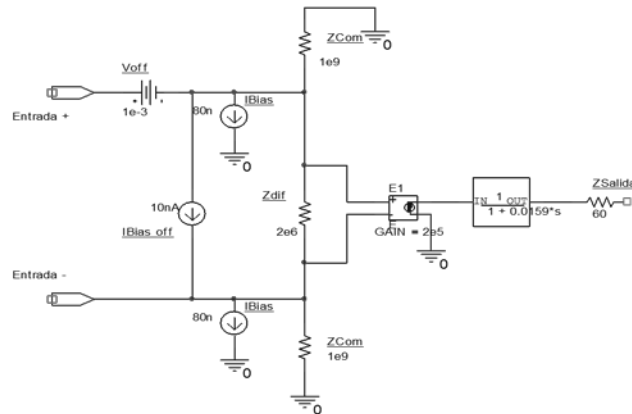


Figura 2.2.2: Modelo equivalente lineal del amplificador operacional

En la tabla 1 se listan los valores de los parámetros para algunos amplificadores operacionales de este tipo.

		IBIAS	Zin	GdB	Slew	BW	polo fc	Input cap	Zout	Voffset	Ioffset	CMRRdB	dVoff/dT	Zcomun
LF356N	JFET	3,00E-11	1,00E+12	106	7,5E+06	5,0E+06	2,50E+01	3,0E-12		3,00E-03	3,00E-12	100	5,00E-06	
LM741	Bipolar	8,00E-08	2,00E+06	106	5,0E+05					1,00E-03	2,00E-08	95		
LM741A	Bipolar	3,00E-08	6,00E+06		7,0E+05	1,5E+06	3,00E+01			8,00E-04	3,00E-09	95	1,50E-05	
OP07	ultra low offset	1,20E-09	5,00E+07	114	3,0E+05	6,0E+05	1,20E+00		60	3,00E-05	5,00E-10	123		
OP27	precision	1,00E-08	6,00E+06	125	2,8E+06	8,0E+06	4,44E+00		70	1,00E-05	7,00E-09	126	4,00E-07	2,00E+09
OP177F	ultraprecisión	1,20E-09	4,50E+07	142	3,0E+05	6,0E+05	5,00E-02		60	1,00E-05	3,00E-10	140	3,00E-07	2,00E+11
TL064	JFET-Input	3,00E-11	1,00E+12	76	3,5E+06	1,0E+06	1,67E+02			3,00E-03	5,00E-12	86	1,00E-05	
AD817	High speed	3,30E-06	3,00E+05	72	2,5E+08	3,5E+07	8,75E+03	1,5E-12	8	5,00E-04	2,50E-08	120	1,00E-05	
ADA4522-1	Deriva cero	5,00E-11	3,00E+04	145	1,4E+06	2,7E+06	1,52E-01	7,0E-12	4	7,00E-07	8,00E-11	155	2,50E-09	1,00E+11

Tabla 1: valores de los parámetros para varios amplificadores VFA

El significado de los parámetros es el siguiente:

IBias: corriente de polarización de la etapa diferencial de entrada. Interesa que sea lo menor posible y en este concepto los mejores son los amplificadores con entrada JFET. De los que tienen entrada bipolar tanto el OP07 como el OP177 tienen valores muy bajos debido a la particular configuración de entrada que cancela, casi en su totalidad, la corriente de polarización.

Ioff: la discrepancia entre las dos corrientes de polarización correspondientes a las dos entradas. Dado que esta fuente de corriente conecta ambas entradas el valor debe ser la mitad de lo que aparece en la hoja de datos del circuito. No puede ser corregida

Zin: impedancia de entrada en modo diferencial. En este concepto los operacionales con entrada JFET son los mejores. A pesar de que el OP07 y el OP177 cancelan las corrientes de polarización introduciendo dos fuentes de corriente en la entrada, la impedancia de entrada no ha aumentado. Normalmente el comportamiento de esta impedancia es puramente resistivo, aunque algunos fabricantes informan de la aparición de una pequeña capacidad en paralelo.

G(dB): ganancia en lazo abierto expresada en decibelios. Está definida para continua y solamente se mantiene para frecuencias muy bajas. Esta ganancia empieza a disminuir a la frecuencia del polo dominante, como se discutirá más adelante.

Slew rate: la máxima pendiente que un amplificador puede tolerar manteniendo su comportamiento lineal. Está expresada en V/s. Por encima de esta velocidad de variación de la tensión no se puede cargar el condensador interno del polo dominante y aparece una fuerte distorsión.

BW(Hz): aunque frecuentemente se alude a este parámetro como el producto de la ganancia por el ancho de banda esto sólo es cierto en la parte de caída a 20dB/década de la respuesta en frecuencia. Es más fácil de considerar este parámetro como la frecuencia a la que la ganancia en lazo abierto es de 0dB, es decir, de 1

Polo fc: la frecuencia en Hz a la que se presenta el polo dominante. Se obtiene simplemente como BW/G. Se entiende que hasta esa frecuencia la ganancia se mantiene constante y que a partir de ella tendremos una caída en el módulo de ganancia de 20dB/década

Zo: impedancia de salida. Normalmente es real, por tanto una resistencia. Hay que tener en cuenta que habitualmente los fabricantes prevén una limitación de la corriente para proteger al circuito, por tanto esta impedancia es la que presenta la salida, siempre y cuando no se supere la corriente máxima. No todos los fabricantes dan esta información.

Voff: la tensión de continua que habría que añadir en una de las entradas y que hace que la salida sea nula cuando la entrada es también nula. Esta tensión proviene de la propia construcción del amplificador operacional. En casi todos los operacionales está previsto un método para corregir esta tensión.

dVoff/dT: variación de la tensión Voff cuando varía la temperatura. Esta variación no puede ser corregida mediante un simple potenciómetro como lo es la tensión Voff y es uno de los factores que pone el límite máximo a la ganancia que se puede obtener con el amplificador realimentado.

ZCom: impedancia de entrada en modo común, es decir la impedancia que se ve desde cada una de las entradas a tierra. Solamente algunos fabricantes dan esta información. La desigualdad de estas impedancias puede modelar el rechazo al modo común CMRR

CMRR (common mode rejection ratio): se define como el cociente entre la ganancia en modo común (es decir la tensión de salida dividida por la tensión de entrada común) entre la ganancia diferencial. Este número se expresa en dB y es negativo aunque suele aparecer como positivo en las hojas características de los amplificadores, lo que simplemente indicaría una definición inversa a la que hemos hecho anteriormente.

Evidentemente el circuito propuesto en la figura 2.2.2, no tendrá en cuenta posibles no linealidades de la ganancia, puesto que es un circuito lineal. En general estas no linealidades no son importantes aunque pueden analizarse, tanto en la simulación como en la realidad, a través de la distorsión (esto es fácil en la simulación, pero bastante más difícil en la realidad si no se dispone de una instrumentación específica, que es bastante cara)

En el circuito, el módulo de Laplace que aparece detrás del amplificador ideal simula el polo dominante y debe introducirse en el denominador el inverso de la frecuencia del polo en radianes multiplicando a la variable "s". El polo dominante es controlado por un condensador interno para lograr la estabilidad del circuito realimentado a costa de perder respuesta en frecuencia. Los primeros amplificadores como el 709 no tenían esta compensación y presentaban una caída de 40dB/década lo que implicaba posibles comportamientos oscilatorios.

Con respecto a la tensión de offset esta puede aparecer con cualquiera de las polaridades, por lo que se debe hacer una simulación con ambas. Si el offset ha sido corregido solo se tendrá en cuenta su variación con la temperatura, para lo cual, obviamente, hay que saber a priori los límites que estableceremos para esta. El mismo razonamiento sirve para la corriente Ioffset.

Desde un punto de vista general y a la vista de la tabla anterior parece claro que no existe un ganador absoluto. Los amplificadores con JFET tienen bajísimas corrientes de entrada y unos valores muy altos de la impedancia diferencial, pero sin embargo su tensión de offset es la mayor. Por otra parte un amplificador con muy bajo offset, bajas corrientes de polarización y gran ganancia como es el OP177 tiene el peor ancho de banda de todos los presentados.

Como ejemplo se presenta en la figura 2.2.3 una comparación de la respuesta en frecuencia del OP177 (línea continua) frente al popular 741 (línea de puntos), demostrando que a partir de, aproximadamente 2Hz funciona mejor, en cuanto respuesta en frecuencia, el último. Sin embargo si hacemos un amplificador inversor de ganancia 100 con 10K Ω de resistencia de entrada y 1M Ω de realimentación, el margen de variación de la tensión de salida del OP177 es de $\pm 100\mu\text{V}$ y sin embargo la salida del 741 varía desde +170mV a -31mV cuando el offset va de -1mV a 1mV. El hecho de la falta de simetría en la salida del 741 se debe a la influencia de las corrientes de polarización. De hecho el ajuste de cero, que suele hacerse con un potenciómetro, no solamente ajusta la tensión de offset, sino también otros efectos.

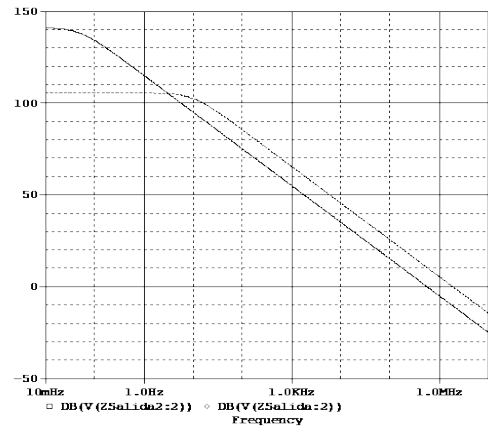


Figura 2.2.3: Módulo del diagrama de Bode que compara la respuesta del amplificador operacional OP177 (línea continua) con la del amplificador 741

2.2.2.1.- Tipos de amplificadores operacionales

Los amplificadores suelen subdividirse en varias categorías que se listan a continuación:

- Amplificadores de propósito general: cuando no se necesitan los requerimientos específicos de las otras categorías. Un ejemplo puede ser el conocido 741, cuya estructura fue diseñada en el año 1978 por Dave Fullagar en Fairchild Semiconductors. El diseño es continuación del 702 y 709 diseñados por uno de los mejores diseñadores de la época, el conocido Bob Widlar. Este amplificador ha demostrado unas características de fiabilidad y seguridad que hacen que siga siendo uno de los más utilizados. Es prácticamente indestructible, pero sin embargo no tiene las características eléctricas de los más modernos.
- Amplificadores de alta corriente de salida: En general los amplificadores operacionales tienen la corriente de salida limitada a unos pocos miliamperios, lo cual suele ser suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Sin embargo para atacar cargas pequeñas a veces se necesitan más corrientes. Típicamente se considera alta corriente cuando superan la centena de miliamperios. Un ejemplo es el TLV4110 de Texas Instruments con entrada JFET y que proporciona corrientes de hasta 300mA a la salida aunque lo paga con un rechazo al modo común de solo 63dB o el LA6500 de ON Semiconductor que tiene una corriente de salida de 1A pero está bastante limitado en todas las demás características. Como veremos más adelante esta característica de alta corriente de salida es más frecuente en los amplificadores CFA
- Amplificadores de alta velocidad: se considera de alta velocidad cuando superan un ancho de banda de unos 50MHz medido como la frecuencia a la que la ganancia del amplificador se hace uno. Un ejemplo de amplificador de alta velocidad es el LTC6253-7 que, según su hoja de datos, alcanza un ancho de banda de 2GHz. Sin embargo su impedancia de entrada diferencial es solamente de 7.2k Ω
- Amplificadores de alta tensión: la alimentación de un operacional puede hacerse simétrica (caso habitual) o solo desde una fuente. En el caso de alimentación simétrica los potenciales máximos típicos están en $\pm 15\text{V}$ o $\pm 18\text{V}$ Sin embargo existen diseños capaces de llegar a \pm

- 100V e incluso más. Son, desde luego, poco comunes. Un ejemplo es el ADHV4702-1 de Analog Devices que admite, entre fuente positiva y negativa hasta 220V
- Amplificadores JFET y MOSFET: Los amplificadores operacionales se desarrollaron en principio con transistores bipolares pero al poco tiempo empezaron a aparecer etapas de entrada JFET y MOSFET que tienen impedancias de entrada muy superiores así como corrientes de polarización muy inferiores y en estos dos parámetros son imbatibles por los transistores bipolares. Sin embargo, sus tensiones de desplazamiento de cero son superiores.
 - Amplificadores de baja corriente de polarización: no hay que confundir las corrientes de polarización con la impedancia de entrada. Las corrientes de polarización son las corrientes de continua que necesitan los transistores del par diferencial de entrada para funcionar mientras que la impedancia de entrada es un concepto que implica la variación de la corriente cuando varía la tensión. Por ejemplo el circuito ADA4522-1, ya referido en la tabla 1, tiene una corriente de polarización muy baja, de 50pA, pero su impedancia de entrada es solamente de 30kΩ. En principio los amplificadores JFET tienen muy bajas corrientes de polarización y alta impedancia de entrada, pero tienen peor precisión y estabilidad que los bipolares, quien a su vez tienen corrientes de polarización mucho mayores. Sin embargo existen familias de operacionales que inyectan desde el mismo circuito las corrientes de polarización necesarias para el funcionamiento haciendo mucho más pequeñas las que hay que introducir desde el exterior. Un ejemplo es el OP177, que aún a baja corriente de polarización y gran precisión. Se entiende que un amplificador operacional tiene baja corriente de polarización cuando su valor está por debajo de los 100pA y algunos como el LT6268-10 de entrada CMOS tienen corrientes solamente de algunos femtoamperios.
 - Bajo ruido: amplificadores que permiten trabajar con generadores de alta impedancia limitando el ruido a la salida, típicamente por debajo de $10\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$
 - Amplificadores de baja potencia: usados cuando se requiere que el equipo esté alimentado por baterías. La necesidad de operar con bajas corrientes de alimentación tiene bastantes contrapartidas en casi todos los demás parámetros. Es importante reseñar que las necesidades de los equipos alimentados por baterías hacen que se esté tendiendo cada vez más a operar con bajas tensiones de alimentación y por este motivo se desarrollan circuitos específicos, como por ejemplo el NCS2001 de ON semiconductors que puede trabajar con tensiones tan bajas como 0.9V
 - Amplificadores de precisión: aquellos amplificadores con tensiones de offset en el orden de decenas de microvoltio, frente a tensiones del orden de los milivoltios, como es el caso del 741. Aun cuando frecuentemente el amplificador operacional tiene una forma de corregir esta tensión, lo que no se puede corregir es su variación con la temperatura. En cualquier caso, esta variación es siempre mucho menor si se parte ya de valores muy pequeños de tensión de offset.
 - Amplificadores rail a rail: se denomina rail a la tensión de alimentación, tanto positiva como negativa. Un amplificador se denomina rail to rail cuando o bien la entrada o bien la salida o ambas pueden alcanzar prácticamente a las tensiones de alimentación, y en el caso relativo a las entradas incluso superarlas ligeramente. Esto exige un diseño específico y como ejemplo tomaremos el amplificador de Toshiba TA75S01F cuyo esquema se representa en la figura 2.2.4. En este caso se trata de un

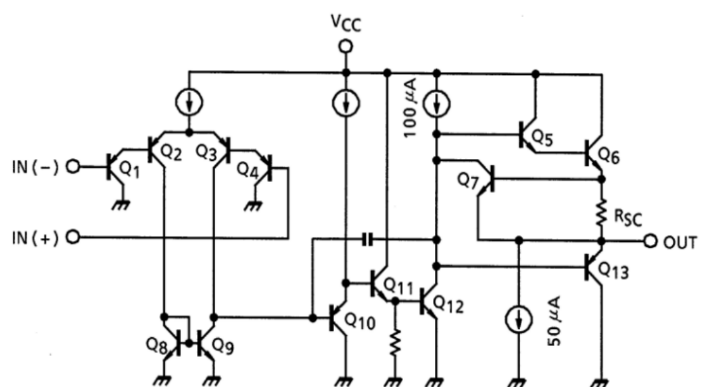


Figura 2.2.4: Amplificador con entrada "rail to rail"

amplificador que usa una sola fuente de alimentación y en el cual la utilización de transistores PNP en la entrada permite que las entradas puedan ser ligeramente negativas, hasta -300mV

- Amplificadores de deriva nula: en un intento de eliminar las derivas térmicas a la salida se han desarrollado técnicas de troceado (chopper) y auto cero e incluso mixtas. Con estas técnicas se corrige el “offset” de la entrada de forma que se llegan a obtener valores tan bajos como microvoltios en la salida con entrada nula. Además la variación de la tensión de desplazamiento de cero con la temperatura llega a ser tan baja como nanovoltios por grado. Estas técnicas prácticamente eliminan el ruido 1/f. La técnica de “chopper”, cuyo esquema de bloques se representa en la figura 2.2.5, consiste esencialmente en modular en alterna con el “chopper” CH1 la señal que se quiere amplificar (V_{in}) antes de que entre en el amplificador operacional. La salida de este operacional tendrá dos componentes: uno de alterna debido a la señal a amplificar y uno de continua debido al offset (V_{os}). Si ahora demodulamos sincronamente esta señal en el “chopper” CH2 y se pasa por un filtro paso bajo obtendremos a la salida una tensión de continua que es solamente sensible a la señal de entrada.

Figura 2.2.5: Esquema de bloques de un amplificador sin deriva de 0

La técnica de auto cero consiste en medir la tensión de “offset” con las entradas cortocircuitadas y almacenar este valor en un condensador. Posteriormente se conectan las entradas a la señal a amplificar y se resta la tensión de offset anteriormente medida. Obviamente esto implica una división en el tiempo diseñando un ciclo para medir el offset y otro para realizar la medida con la corrección de cero. Un esquema de esta idea se presenta en la figura 2.2.6.

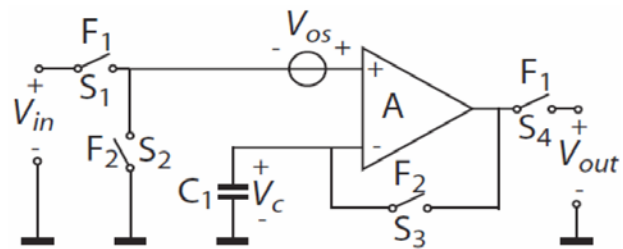


Figura 2.2.6: esquema conceptual de amplificador con auto cero

Durante el ciclo de medida del offset (F2) los interruptores S2 y S3 están cerrados y S1 y S4 abiertos. La tensión de salida, que es igual a V_{os} , carga el condensador C_1 . En el siguiente ciclo (F1) con S2 y S3 abiertos y S1 y S4 cerrados la señal se amplifica restándosele la tensión de offset previamente almacenada en C_1 . Evidentemente a la salida tendremos que colocar un filtro pasa baja.

En cualquiera de las dos opciones, la frecuencia del reloj que controla los interruptores tiene que ser más alta que la máxima frecuencia esperable en la entrada para no producir fenómenos de “aliasing” por lo que, en general, ambos sistemas de corrección del desplazamiento de cero son bastante lentos y no son aplicables, al menos directamente, para amplificadores de alta frecuencia. Por ejemplo el circuito “chopper” ADA4522 de Analog Devices logra una tensión de desplazamiento de cero de solamente de $0.7\mu V$ y su deriva térmica de $2.5nV/^\circ C$, tiene un alto rechazo al modo común y alta ganancia, pero la impedancia de entrada diferencial cae hasta solamente $30k\Omega$ y el ancho de banda a $3MHz$

2.2.2.2.- Análisis detallado de las corrientes de polarización:

Las corrientes de polarización son, simplificando bastante, las corrientes de base de los transistores que conforman el par diferencial de entrada del amplificador operacional. Por esta razón son siempre inferiores si los transistores de entrada son JFET o MOSFET. Estas corrientes deben fluir siempre, lo que obliga a que ambas entradas tengan que tener alguna conexión que les permita el paso de corriente continua. Por esa razón un circuito amplificador de alterna como el que se representa en la

figura 2.2.7 no puede funcionar. El transistor que está en la entrada positiva del par diferencial estará siempre cortado.

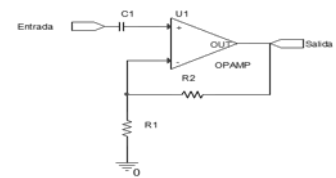


Figura 2.2.7: Fallo en un diseño de un amplificador de alterna

La consecuencia de la presencia de las corrientes de polarización es que van a forzar una tensión continua a la salida incluso cuando la tensión de entrada es 0 y además, como veremos en el circuito siguiente, esa tensión dependerá de la resistencia de salida del generador que alimenta al circuito. Supongamos un amplificador ideal excepto en las corrientes de polarización que, tal como se representa en la figura 2.2.8, se realimenta como amplificador no inversor y cuya fuente de excitación es un generador de impedancia de salida puramente resistiva R. Supongamos también que el generador permite el paso de corriente continua (en caso de no ser así estaríamos en la situación de la figura 2.2.7). Cuando el generador tiene una tensión nula deberíamos esperar una salida también nula, pero un cálculo de esa tensión, teniendo en cuenta solamente la corriente de polarización y no la tensión de offset, nos lleva a:

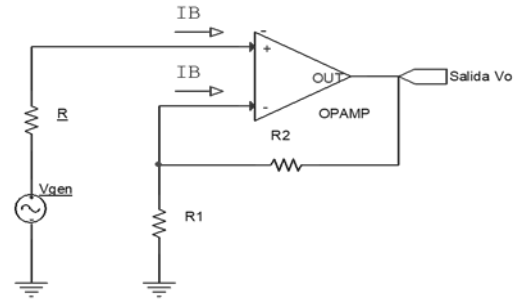


Figura 2.2.8: Efecto de la impedancia de salida del generador en el desplazamiento de 0 de la salida

$$V_+ = V_- \quad \frac{V_0 + R \cdot I_B}{R_2} = I_B - \frac{R \cdot I_B}{R_1} \quad \text{y} \quad V_0 = -R \cdot I_B \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 I_B \quad [1]$$

Es evidente, por tanto que aparece una desviación de 0 a la salida que únicamente se cancela, de acuerdo con la ecuación anterior, cuando R se iguala al paralelo de R_1 y R_2 , es decir $R=R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Este resultado se expresa generalmente diciendo que la resistencia en continua que se observa desde la entrada + y la entrada - al potencial 0 debe ser la misma. Debe quedar claro por una parte que es en continua y por otra parte que el camino a potencial cero no es lo mismo que al potencial de tierra. En el circuito anterior, la salida de baja impedancia del operacional provee el camino a potencial 0 de la resistencia R_2 .

En el caso, como el anterior, de que las dos resistencias sean iguales, los dos potenciales de las entradas no son ya 0, como sería si no hubiera corriente de polarización; ahora ambas tienen, en ausencia de señal, un potencial $-R I_B$. Este potencial se reflejaría en la salida como $-R I_B \cdot G_{dif} / CMRR$, potencial que ya es despreciable si el amplificador tiene un CMRR alto, como suele ser el caso.

Volviendo al amplificador de alterna de la figura 2.2.7 la solución para permitir el paso de la corriente de polarización sería la representada en la figura 2.2.9. Evidentemente, si no queremos sobrecargar al generador, R_3 debe ser bastante mayor que R_{gen} , lo que a su vez obliga a R_1 y a R_2 . El inconveniente de este montaje es la evidente limitación de la impedancia de entrada producida por la presencia de R_3 .

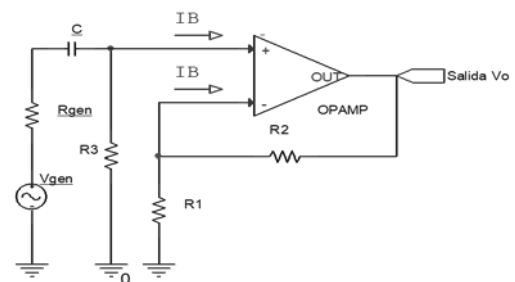


Figura 2.2.9: Amplificador de alterna correctamente conectado

Una simulación realizada con el circuito de la figura 2.2.2 con los parámetros del amplificador 741 con resistencia $R_2=1M\Omega$ y $R_1=10K\Omega$ y teniendo en cuenta solamente las corrientes de polarización nos lleva a un desplazamiento en la salida de 80mV si no colocamos la resistencia R_3 y de 0 si colocamos el adecuado paralelo, es decir $9.9K\Omega$.

El mismo razonamiento hecho hasta aquí es válido para el amplificador no inversor.

Las corrientes de polarización pueden ser entrantes o salientes. Es fácil de diferenciar estos signos si se conoce el circuito interno del operacional. Si los transistores son NPN serán entrantes y en caso contrario salientes. Sin embargo en circuitos operacionales de precisión basados en transistores bipolares, como por ejemplo toda la familia OP de Analog Devices la corriente de polarización aparece en las hojas de datos con el signo \pm . Esto se debe a que, con el fin de minimizar estas corrientes, tiene incluido dentro del propio circuito dos fuentes de corriente conectadas a las bases, de valor muy similar al esperado de las corrientes de polarización, de forma que esta corriente viene suministrada por el propio circuito. El hecho de no poder igualar la fuente de corriente con la de polarización de forma exacta hace que aparezcan errores que pueden ser entrantes o salientes.

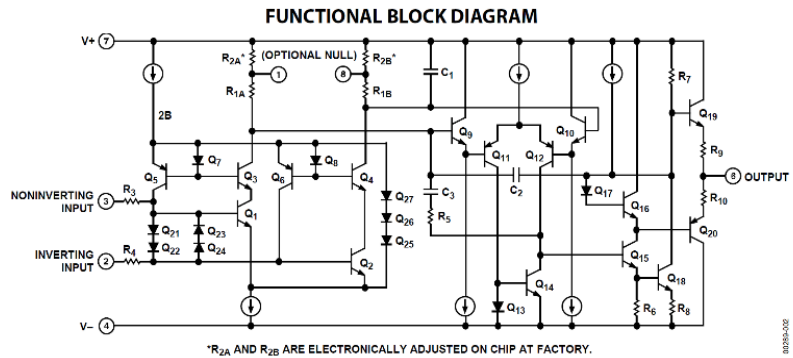


Figura 2.2.10: Esquema simplificado del amplificador operacional de precisión OP177

En el esquema de la figura 2.2.10, perteneciente al amplificador OP177 los transistores Q5 y Q6 suministran desde su colector (fuente de corriente) las corrientes a las bases de Q1 y Q2 que son los transistores de entrada. Para igualar las corrientes se usa la configuración cascode Q1-Q3 y Q2-Q4 (en esta configuración cada pareja de transistores tienen aproximadamente la misma corriente de colector y por tanto de base). Q4 y Q6 están configurados como espejos de corriente controlados por el transistor Q8, así como Q3 y Q5 lo hacen comandados por el transistor Q7. Los transistores Q27, 26 y 25 obligan a que la tensión colector base de Q1 y Q2 sean prácticamente 0.

2.2.3.- Sobre los amplificadores CFA

Un esquema simplificado de un amplificador con realimentación por corriente se presenta en la figura 2.2.11. El CVA, como el VFA tiene, también, dos entradas, positiva y negativa, que aluden al desfase de la salida con respecto a estas entradas. Sin embargo, de forma contraria al VFA las dos entradas son completamente diferentes. La referida como entrada $-$ es en realidad una salida que emite una corriente igual o muy similar a la que pasa por la entrada $+$. Por defecto se supone, entonces, que la corriente de salida por la entrada $-$ es igual a la de la entrada $+$. Mientras que la entrada $+$ tiene una elevada impedancia de entrada puesto que va conectada a la base de uno o más transistores, la entrada $-$ tiene muy baja impedancia y va conectada a los emisores de los mismos transistores. La corriente de entrada se replica con espejos de

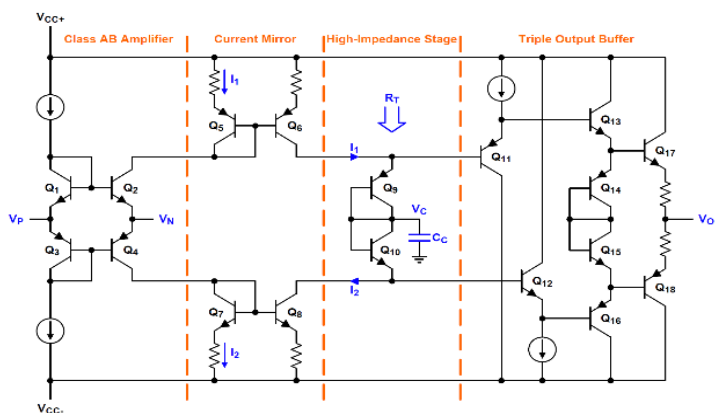


Figura 2.2.11: Estructura típica de un amplificador CFA

corriente sobre un circuito de alta impedancia (colectores de transistores). Esta impedancia la llamamos T y por tanto el potencial que en este punto de alta impedancia se desarrolla es Ti donde i es la corriente de entrada. Finalmente este potencial, a través de un amplificador de tensión, que suele tener ganancia 1, se lleva a la salida. Obviamente este amplificador final tendrá una elevada impedancia de entrada y una baja de salida. Por tanto, el parámetro que caracteriza al amplificador CFA es el valor de T en ohmios y como relaciona la tensión de salida con la corriente de entrada le llamaremos transimpedancia.

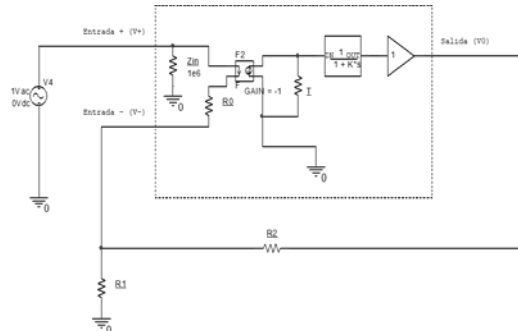


Figura 2.2.12: Circuito equivalente lineal de un amplificador operacional con realimentación por corriente (CFA)

La figura 2.2.12 representa un modelo equivalente lineal de PSPICE de un CFA. R_0 representa la impedancia de salida en los emisores de los transistores que se conectan a la entrada -. El módulo F2 representa la esencia del CFA, es decir un generador de corriente activado por corriente y de ganancia 1, es decir se corresponde con la etapa de entrada de la figura 2.2.11. El signo de esta ganancia se pone negativo para que se mantenga la fase entre la salida y la entrada. La resistencia T modela la impedancia de salida del nodo de alta impedancia. El módulo de Laplace incluido entre el punto de alta impedancia y el amplificador de salida dará cuenta de la respuesta en frecuencia del amplificador.

La configuración de realimentación de la figura es la configuración no inversora. Para encontrar la respuesta del circuito escribiremos las siguientes relaciones:

$$i = \frac{V_{in} - V_-}{R_0} \quad V_0 = T(s) \cdot i \quad V_- = R_1 \left(\frac{V_0 - V_-}{R_2} + i \right) \quad [2]$$

Donde hemos llamado i a la corriente de entrada, V_{in} a la tensión de la entrada + y $T(s)$ sería el producto de la transresistencia T por la función que impone el polo, es decir por la función de transferencia del módulo de Laplace.

Después de un poco de álgebra se puede llegar a:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{T(s)} \left(1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_2} \right)} \quad [3]$$

Si la impedancia de la entrada negativa R_0 es menor que las resistencias R_1 y R_2 esta expresión tiende a:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{T(s)}} \quad [4]$$

y si $T(s)$ es lo suficientemente grande, la ganancia es simplemente $1 + R_2/R_1$, es decir la misma fórmula que en el caso de un amplificador operacional VFA.

La ecuación [4] tiende a la ganancia ideal si R_2 es mucho más pequeña que $T(s)$, es decir que cuando la frecuencia aumenta y $T(s)$ disminuye deja de ser ideal solamente en función de R_2 y no de R_1 ; por tanto la respuesta en frecuencia de la ganancia no depende, esencialmente, de R_1 , excepto que este valor se haga comparable a R_0 y entonces las condiciones para pasar de [3] a [4] no se cumplan. Este

comportamiento hace que la respuesta en frecuencia del circuito no dependa de R_1 en tanto que $R_1 \gg R_0$ o lo que es lo mismo, la posición del polo no depende de la ganancia en tanto que R_2 se mantenga constante. Este comportamiento es notablemente diferente a lo que sucede con un amplificador VFA en el cual la ganancia en lazo cerrado de la configuración no inversora es de la forma:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{A(s)}} \quad [5]$$

En esta ecuación $A(s)$ es la ganancia, dependiente de la frecuencia, del amplificador operacional. Se ve claramente como el denominador depende del cociente entre la ganancia ideal en lazo cerrado y la ganancia del amplificador en lazo abierto y por tanto el polo de la configuración realimentada depende de la ganancia que se quiera obtener en lazo cerrado. Es inmediato demostrar que en este segundo caso se conserva el producto ganancia por ancho de banda mientras que en el caso del CFA no.

La figura 2.2.13 presenta el módulo de la ganancia de un CFA que tiene una resistencia R_2 de 1000Ω y 4 resistencias R_1 para obtener cuatro ganancias. Las resistencias R_1 son infinito (es decir sin resistencia) para ganancia 1, 111.1Ω para ganancia 10, 10.1Ω para ganancia 100 y 1.001Ω para ganancia 1000. Los parámetros del modelo equivalente que se han usado son: $Z_{in}=1M\Omega$, $R_0=10\Omega$, $T=100K\Omega$ y un polo a $1MHz$. Se observa que la frecuencia del polo resultante en lazo cerrado no varía para ganancias de 1, 10 y 100 pero si lo hace para 1000 puesto que, en este caso, R_1 ya no es mayor que R_0 y por tanto habría que aplicar la ecuación [3] y no la [4] con lo cual la respuesta en frecuencia es ya dependiente de R_1 .

La figura 2.2.14 representa el diagrama de bode de la magnitud de la ganancia para una resistencia R_1 de 100Ω (valor que es mayor que R_0) y con 4 valores de la resistencia R_2 : 0 para ganancia teórica de 1, 900Ω para ganancia teórica de 10, $9.9K\Omega$ para ganancia teórica de 100 y $99.9K\Omega$ para ganancia teórica de 1000. Se observa como no se alcanza el valor de 60dB puesto que ahora tampoco se cumple que la transresistencia T sea mayor que R_2 ni siquiera a baja

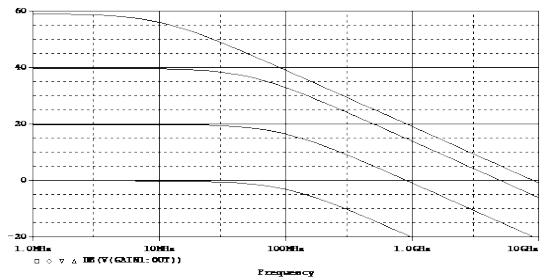


Figura 2.2.13: Diagrama de Bode del módulo de la ganancia de un CFA variando la resistencia R_1

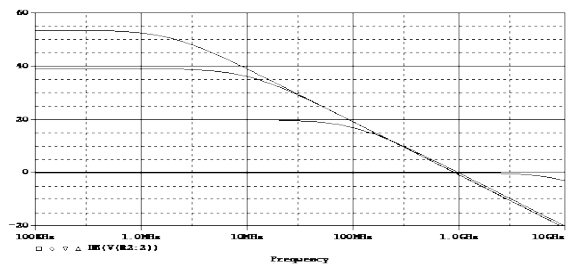


Figura 2.2.14: Diagrama de Bode del módulo de la ganancia para cuatro valores de la resistencia R_2

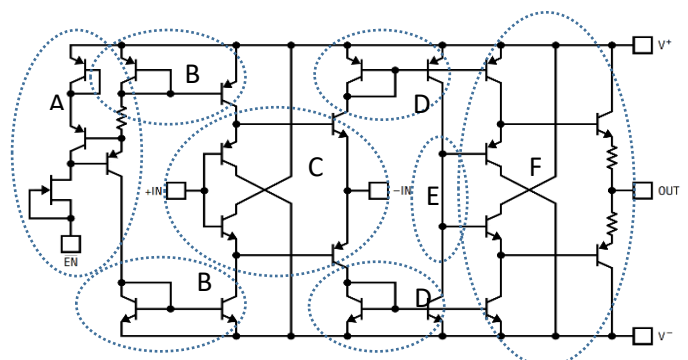


Figura 2.2.15: Esquema simplificado de un CFA (LT1398)

frecuencia. El comportamiento ahora es similar al de un VFA, es decir se conserva el producto ganancia por ancho de banda.

En la figura 2.2.15 se presenta el diagrama simplificado del amplificador LT1398 de Linear Technology (ahora perteneciente a Analog Devices). La parte A del circuito es la red de polarización que va a forzar la corriente de la etapa de entrada a través de los dos espejos B. La entrada "EN" en este módulo sirve para deshabilitar el circuito en caso necesario. La parte C es el módulo de las entradas positiva y negativa. Se ve claramente como la entrada positiva va a las bases de una pareja de transistores complementarios mientras que la salida se obtiene de emisores también de un par complementario; en realidad la corriente de salida será el desequilibrio entre las corrientes de emisor de este segundo par de transistores complementarios. Esas corrientes se transfieren mediante los espejos D al nodo de alta impedancia E que se configura como dos transistores unidos por su colector. Finalmente la tensión en el nodo E se envía a la salida a través de un adaptador de impedancias F.

Una simulación PSPICE del amplificador LT1398 realimentado con las mismas resistencias que las usadas con el modelo lineal en la figura 2.2.13 y variando la resistencia R1 da como resultado el diagrama de Bode que se presenta en la figura 2.2.16. Claramente existen otros factores no considerados en el modelo equivalente, el cual tiene solamente valor didáctico. Se aprecia para altas frecuencias una caída de 40dB/década no considerada en el modelo equivalente, pero que al estar por debajo de 0dB no compromete la estabilidad. La figura 2.2.17 representa el diagrama de Bode variando la resistencia R2 con los mismos valores que los referidos para la figura 2.2.14. En esta figura se ve una resonancia que no aparecía en el modelo lineal.

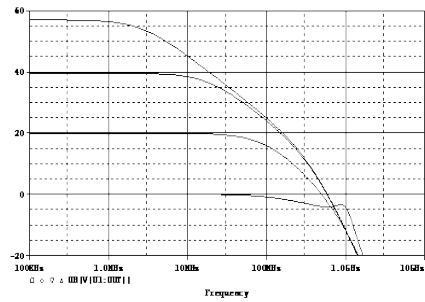


Figura 2.2.16: Diagrama de Bode del módulo de la ganancia del amplificador LT1398

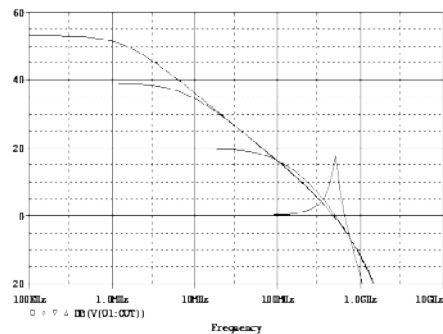


Figura 2.2.17: Diagrama de Bode del módulo de la ganancia del amplificador LT1398 realimentado con los mismos valores de las resistencias de la figura 13

2.2.4- El amplificador operacional de transconductancia (OTA)

El amplificador de transconductancia tiene una entrada diferencial y una salida como fuente de corriente, de tal forma que se caracteriza por su transconductancia. Un diagrama de bloques se presenta en la figura 2.2.18. La etapa de entrada es la típica de un diferencial alimentado por una fuente de corriente con la diferencia frente a un operacional VFA de que la corriente de la fuente en los emisores es controlable desde el exterior. Las corrientes de los dos transistores del par se conectan a dos espejos (Y y Z) y finalmente se restan en un tercer espejo (X). La corriente de salida será la diferencia de estas dos corrientes y como la salida de los espejos se hace por colectores de transistores, esta se comporta como una fuente de corriente. Un esquema

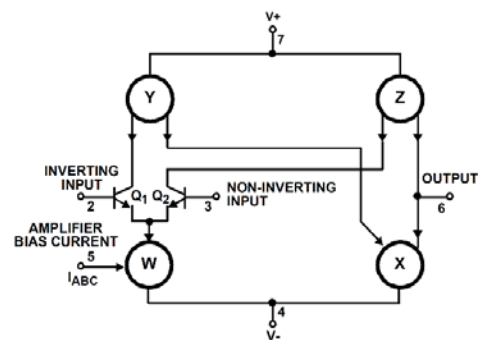


Figura 2.2.18: Diagrama de bloques de un amplificador operacional de transconductancia

algo más detallado se presenta en la figura 2.2.19. Los diodos representados en la figura son en realidad transdiodos, es decir transistores conectados como diodos. Mientras que los espejos de los transistores NPN son simples, los espejos de los PNP son del tipo Wilson, más elaborados, teniendo en cuenta las peores prestaciones de estos transistores. Dada la estructura de este amplificador, la transconductancia será simplemente la del par diferencial y por tanto $I_{out}=19.2 \cdot I_{ABC} \cdot V_{dif}$ donde I_{ABC} es la corriente por el terminal de control (5 en la figura) que es, a través de un espejo, la corriente en los emisores del par y V_{dif} es la tensión diferencial en la entrada. La impedancia de salida de la fuente será el paralelo de las impedancias de salida de los transistores Q9 y Q10 que depende del efecto Early de estos transistores.

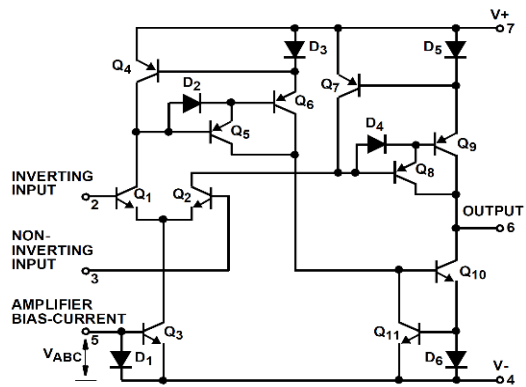


Figura 2.2.19: Esquema de un amplificador OTA (CA3080)

El OTA tiene varias ventajas inherentes a su estructura: por una parte pueden ponerse dos OTAs conectando la salida en paralelo, lo que es muy útil en circuitos de multiplexado y por otra parte al depender la corriente de salida del producto de dos magnitudes es fácil diseñar circuitos de modulación.

El circuito que se ha tomado como ejemplo ya no se fabrica, pero existen variantes modificadas, esencialmente para mejorar la linealidad, como son el NE5517, OPA860 o LM13700. Se ha tomado el esquema del CA3080 por simplicidad.

2.2.5.- El amplificador Norton

El amplificador Norton o amplificador de transresistencia es, en cierto modo, el inverso del OTA. En este caso las variables de entrada son corrientes y la salida es en tensión. Un esquema simplificado aparece en la figura 2.2.20. La entrada positiva fuerza un espejo de corriente formado por el diodo (transdiodo) y el transistor Q3. La diferencia de corrientes entre la entrada positiva y negativa se lleva a al transistor Q1 que está, junto con el transistor Q2, formando una configuración cascode con carga activa. La tensión de este cascode será la tensión de salida después de atravesar un adaptador de impedancias formado por Q4 y Q5. La configuración cascode con carga activa dota a este amplificador de una gran ganancia transresistiva junto a una muy buena respuesta en frecuencia, típica de esta configuración. El potencial referido en la figura como V_{bias} es de aproximadamente 3 veces la tensión base emisor de los transistores, con lo que el transistor Q1, que es el encargado de la amplificación en corriente trabaja con una tensión colector emisor muy reducida disminuyendo el término capacitivo. El transistor Q2, en configuración de base común amplifica la tensión.

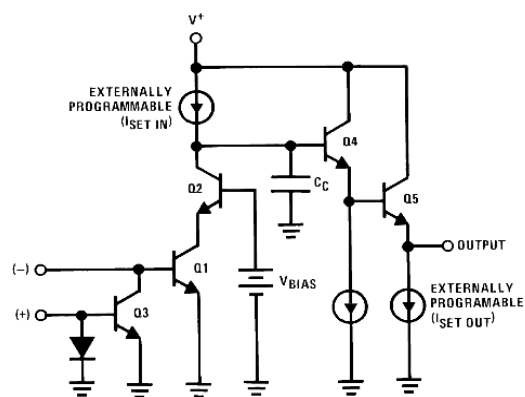


Figura 2.2.20: Esquema de un amplificador Norton

Tanto la corriente de la carga activa del cascode, como la corriente de la etapa de salida son programables exteriormente, lo que dota a este amplificador de una gran versatilidad. Un esquema más completo del amplificador LM359 de Texas Instruments se presenta en la figura 2.2.21. Este amplificador es doble, pero el circuito de polarización es único para los dos amplificadores. Se observa, en este circuito la presencia de un condensador interno de compensación, así como una resistencia de limitación de la corriente de salida.

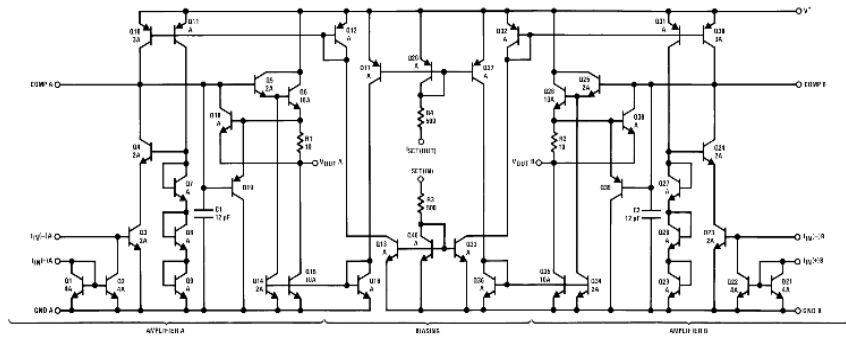


Figura 2.2.21: esquema detallado del amplificador Norton LM359

Este amplificador es doble, pero el circuito de polarización es único para los dos amplificadores. Se observa, en este circuito la presencia de un condensador interno de compensación, así como una resistencia de limitación de la corriente de salida.

Los amplificadores Norton se usan, de una forma muy similar a los típicos amplificadores operacionales VFA, para aplicaciones de alta frecuencia. Como curiosidad hay que explicar que el nombre de este amplificador no proviene, como podría parecer, del teorema de Norton de teoría de circuitos, si no de su creador Dave Norton, quien diseñó este circuito en el año 1975

2.2.6.- Amplificadores compuestos

Analizaremos a continuación algunas estructuras compuestas de más de un amplificador operacional

2.2.6.1.- Amplificadores de instrumentación

Los amplificadores de instrumentación son amplificadores de tensión con entrada diferencial que consiguen ganancias estables de hasta 10.000 teniendo una elevada impedancia de entrada, sobre todo si las etapas de entrada son JFET. Suelen usarse para aplicaciones de medida en baja frecuencia o en DC y de ahí su nombre. El circuito equivalente lineal es el mismo que para el amplificador operacional. Pueden ser diseñados en PCB partiendo de operacionales discretos o bien conseguirse integrados. En general y excepto para aplicaciones muy particulares, los integrados presentan mejor comportamiento.

La estructura más conocida del amplificador de instrumentación es la que se representa en la figura 2.2.22. Consiste en una primera etapa de entrada diferencial y salida diferencial seguida de una segunda etapa que hace la resta y produce una salida en modo común. La resistencia R_6 es externa al circuito y determina la ganancia de la primera etapa. La segunda etapa tendrá una ganancia R_3/R_2 y es fija. La gran ventaja de este circuito es que determina la ganancia con una sola resistencia. Por otra parte la segunda etapa no tiene errores debido

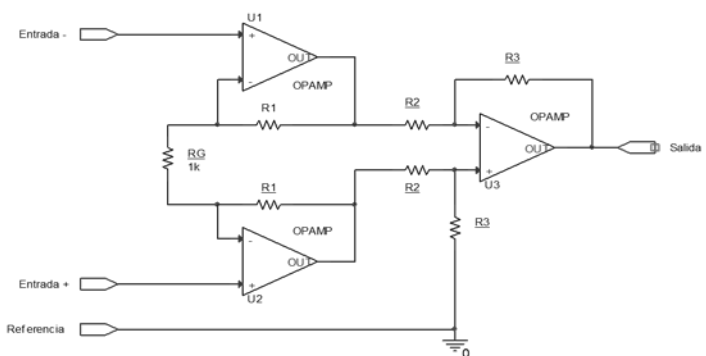


Figura 2.2.22: Estructura más habitual del amplificador de instrumentación

a las corrientes de polarización, puesto que las resistencias en continua vistas desde las dos entradas son iguales.

La tensión de salida del circuito es

$$V_o = (V_+ - V_-) \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \frac{R_3}{R_2} \quad [6]$$

La anterior ecuación presupone que las dos resistencias R1, las dos R2 y las dos R3 son idénticas. De la precisión de las anteriores igualdades va a depender el rechazo al modo común del amplificador; de hecho para que esta cifra sea alta, la precisión de las resistencias debe estar en el orden del 0.01%, lo que complica y encarece bastante el montaje.

Si bien, como se ha comentado anteriormente, la segunda etapa del esquema presentado en la figura 2.2.22 tiene compensadas las corrientes de polarización, no sucede de la misma forma en la primera. Por tanto habrá que tener en cuenta el error que producen estas corrientes, que será dependiente de la resistencia en continua que se vea desde cada una de las entradas.

Como primera precaución hay que prever el camino de paso de estas corrientes de polarización. Cada una de las entradas tiene que tener un camino hacia tierra que permita este paso. Por supuesto, de la misma forma que aparece en la figura 2.2.6, ninguna de las entradas puede estar desacopladas en DC mediante un condensador, pero además circuitos como el de la figura 2.2.23 tampoco son operativos puesto que no es posible que entren las corrientes de polarización en ambas entradas (o salgan si es el caso). La solución es añadir resistencias que vayan desde cada una de las entradas a tierra como se representa en la figura 2.2.24. Otra cuestión será discutir el valor de estas resistencias.

El potencial de referencia suele ser el potencial de tierra, aunque puede ponerse otro cualquiera teniendo en cuenta que ahora la tensión de salida estará referida a ese potencial. Dependiendo de la aplicación, será más o menos interesante poner una o las dos resistencias de drenaje pero en el caso de que el generador que se quiere amplificar tenga desacoplo en continua, es decir la salida sea a través de condensador es necesario poner ambas. La presencia de ambas resistencias implica una disminución de la impedancia de entrada vista desde el generador. Un caso erróneo

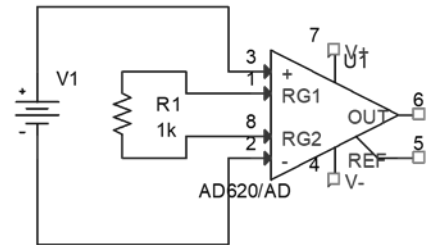


Figura 2.2.23: Amplificador de instrumentación sin camino posible para las corrientes de polarización

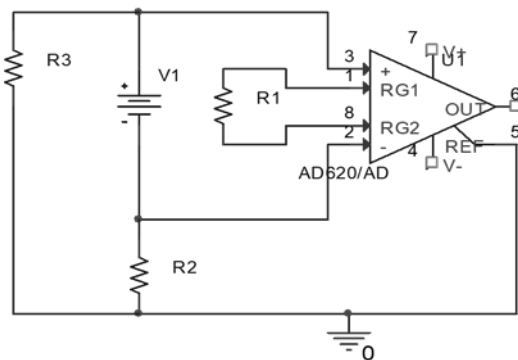


Figura 2.2.24: Amplificador de instrumentación con resistencias de drenaje de IBias

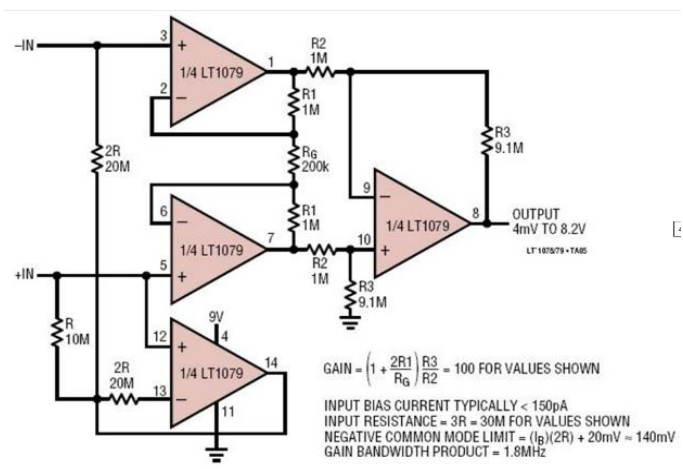


Figura 2.2.25: Cancelación de las corrientes de polarización con un cuarto amplificador operacional

muy frecuente es cuando se quiere medir la temperatura con un termopar y se usa el circuito de la figura 2.2.23.

Normalmente las corrientes de polarización son lo suficientemente bajas como para que no existan problemas, sin embargo existen circuitos que eliminan estas corrientes, como el representado en la figura 2.2.25 extraído de la hoja de características del amplificador LT1079

Se puede demostrar que el cuarto amplificador de instrumentación cancela de forma efectiva las corrientes de polarización siempre y cuando los amplificadores sean idénticos. Sin embargo se penaliza la impedancia de entrada diferencial que será de $30M\Omega$

Cuando se quieren amplificar señales pequeñas con modo común y el generador está relativamente lejos del amplificador es imprescindible usar cables coaxiales. Estos cables presentan fugas de corriente (aunque pequeñas) pero sobre todo una capacidad del orden de cien picofaradios por metro. En el caso de que los generadores de señal tengan una impedancia alta el tiempo de carga de la capacidad pueda ser importante. Una solución es poner la pantalla del coaxial al potencial intermedio de la tensión diferencial, consiguiendo que la diferencia de potencial entre el cable interno y la malla sea despreciable, lo que puede conseguirse con el circuito de la figura 2.2.26.

El amplificador operacional U2 coloca estas pantallas a la mitad del potencial diferencial con una baja impedancia de salida. Frecuentemente, para proteger el operacional se puede poner una pequeña resistencia en serie con la salida y de esa forma evitar una posible conexión a tierra de la malla.

Existen múltiples variaciones de este esquema, pero uno de los más interesantes es el uso de cables triaxiales que se representa en la figura 2.2.27 y que tienen una tercera malla conectada a tierra. Algunos amplificadores de instrumentación tienen el amplificador operacional integrado y por lo tanto tienen una salida extra para el apantallamiento (guard).

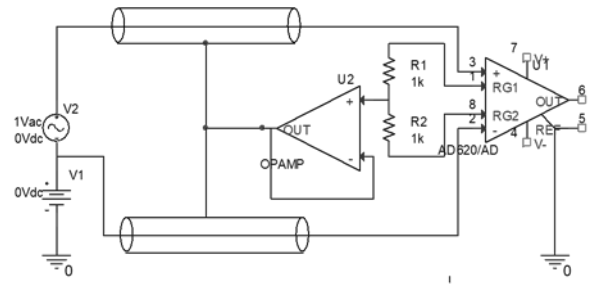


Figura 2.2.26: Apantallamiento para evitar fugas de corriente

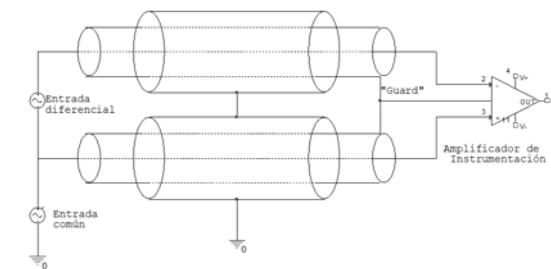


Figura 2.2.27: Conexiones triaxiales

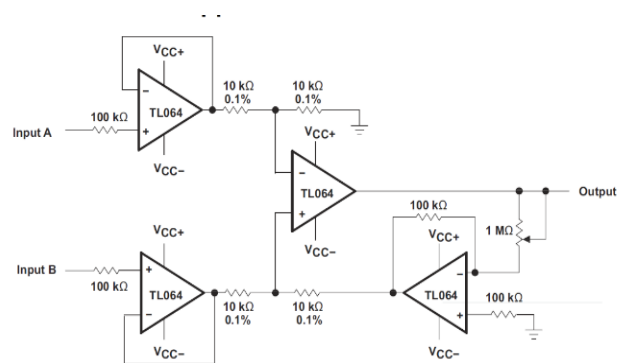


Figura 2.2.28: Amplificador de instrumentación

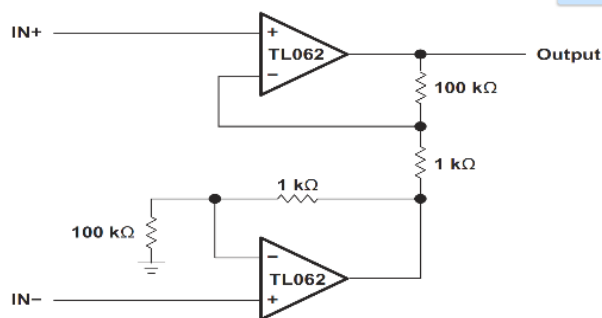


Figura 2.2.29: Amplificador de instrumentación

Esta configuración de amplificador de instrumentación no es única. Las figuras 2.2.28 y 2.2.29 presentan otras dos configuraciones posibles. En el circuito de la figura 2.2.28 se verifica que $V_0 = \alpha(V_B - V_A)$ donde α es la relación entre la resistencia variable y la resistencia de 100K Ω .

En el circuito de la figura 2.2.29 se verifica $V_0 = 101(V_{in+} - V_{in-})$. Claramente este circuito es inferior en prestaciones a los dos anteriores. Un ejemplo de este circuito es el integrado INA126 de Texas Instruments

2.2.6.2.- Otros amplificadores compuestos

Frecuentemente se usa un conjunto de dos o más amplificadores operacionales para poder conseguir prestaciones que no podrían conseguirse solamente con uno. En el ejemplo de la figura 2.2.30 se usa un amplificador VFA de precisión con entrada JFET ADA4637-1 seguido de un CFA ADA4870 que tiene una corriente de salida de 1A. El circuito, con su realimentación, tiene bajas corrientes de polarización y alta impedancia de entrada como corresponde a su entrada JFET, una ganancia de 10, ancho de banda aprox. 20MHz y una corriente de salida 1A. Estas prestaciones son imposibles con un solo amplificador.

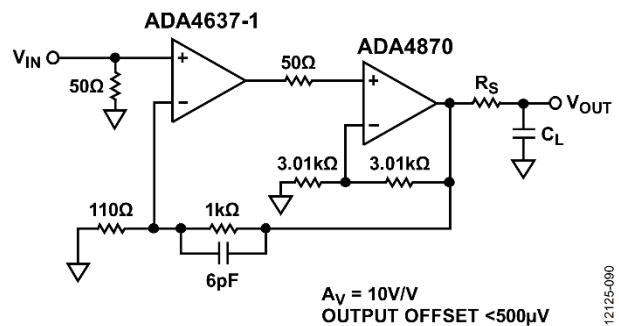


Figura 2.2.30: amplificador VFA y CFA en cascada

Otra de las estructuras que aparecen con cierta frecuencia son los amplificadores compuestos por un amplificador con auto cero y un amplificador de alta frecuencia como aparece dibujado en la figura 2.2.31. En amplificador de auto cero integra la tensión en el nodo negativo detectando la deriva de cero que es posteriormente restada al operacional de alta frecuencia. De esta forma el segundo operacional verá corregido su offset mientras mantiene su alto ancho de banda.

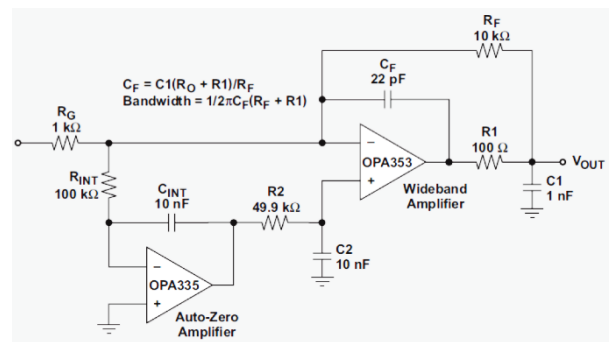


Figura 2.2.31: Amplificador compuesto de alta frecuencia con corrección dinámica de cero

Una situación parecida aparece en la figura 2.2.32. En este caso los dos amplificadores, idénticos, son de precisión. La corrección, que es desde luego inferior a la que se presenta en la figura 2.2.31, se basa en que el circuito A1 tiene baja ganancia y por lo tanto menor influencia en el offset que el amplificador A2, sobre el que recae el peso de la amplificación.

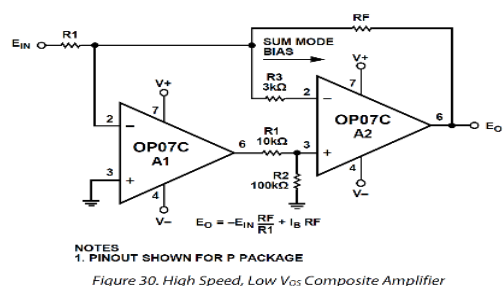


Figura 2.2.32: Amplificador compuesto de alta frecuencia con corrección dinámica de cero

2.2.7.- Fabricantes de amplificadores operacionales y amplificadores de instrumentación.

A continuación se listan una serie de fabricantes de amplificadores operacionales y de instrumentación. Estas empresas cambian bastante debido a procesos de compra, absorción y, en algunos casos “joint ventures”, de forma que nombres que fabricantes que hace algunos pocos años eran líderes de mercado han desaparecido. Se listan a continuación algunos de los más importantes y las compañías previas absorbidas. En algunos casos el fabricante sigue poniendo en el mercado los circuitos con los nombres antigua

Analog devices (absorbe a Linear Technology)

Infineon, empresa de raíz alemana, ex filial de Siemens

Maxim (absorbe a Dallas semiconductors)

NXP semiconductors, holandesa nacida de Philips ha absorbido a Freescale que a su vez era una rama de Motorola

Texas Instruments. Compra National semiconductors en 2011 y Burr Brown en 2000

ST Microelectronics, empresa de raíz francesa

Renesas: “joint venture” de Hitachi y Mitsubishi. Compra Intersil en 2017

ON semiconductors (onsemi): “spin off” de Motorola compra Fairchild en 2016 y en abril de 2019 compra Global Foundries

Referencias

Walt Jung. Op Amp Applications Handbook. Analog Devices Series. 2005

Ron Mancini (Editor) Op Amps for everyone. Design reference. Second edition. Texas Instruments 2003

<https://www.renesas.com/eu/en/www/doc/application-note/an1993.pdf>

F. Witte, K.A.A. Makinwa, J. Huijsing, Dynamic Offset Compensated CMOS Amplifiers, Springer, 2009.

3.-Placas de demostración de los problemas propuestos

3.1.- El amplificador de instrumentación

3.1.1.- Introducción

En el problema 4 del tema 3 se propone un tipo específico de amplificador conocido como amplificador de instrumentación. Se propone ahora analizar con mucho más detalle sus características analizando un montaje real para ver su capacidad de amplificación así como otras características. Para ello se contará con una placa específicamente diseñada sobre las que se realzarán las medidas

Este montaje con tres amplificadores operacionales se caracteriza por tener una entrada diferencial con una alta impedancia de entrada. Dependiendo de los amplificadores usados se pueden conseguir elevadas impedancias de entrada, alto rechazo al modo común y ganancias altas y estables. Una de sus mayores ventajas es que la ganancia se controla con una sola resistencia. Como su nombre indica es muy utilizado en circuitos de medida.

El esquema básico se presenta en la figura 3.1.1. En un circuito real $R_2=R_3$, $R_4=R_5$ y $R_6=R_7$ aunque se han puesto distintos nombres para su simulación en PSPICE. Para conseguir un buen rechazo al modo común las resistencias deben ser lo más iguales posible, es decir, tienen que tener la máxima precisión.

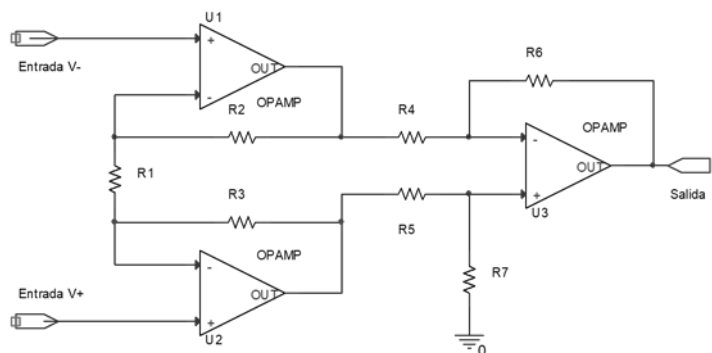


Figura 3.1.1: Esquema básico de un amplificador de instrumentación

Es fácil demostrar que la tensión de salida puede ponerse como: $V_0=(V_+-V_-)(1+2R_2/R_1)R_6/R_4$

La resistencia R_1 controla la ganancia del circuito de forma inversa, es decir que cuanto menor es su valor la ganancia aumenta. Típicamente la ganancia se produce esencialmente en las etapas de entrada, mientras que la de salida tiene menor ganancia y está fundamentalmente dedicada a obtener la diferencia de las dos anteriores.

En ejemplo que vamos a estudiar se pretende hacer un amplificador que tenga ganancias de 10, 100 y 1000 con tres valores diferentes de la resistencia R_1 . El cálculo ha de ser cuidadoso para que no se obtengan ni resistencias especialmente pequeñas que sobrecargarían los amplificadores operacionales ni demasiado grandes porque son difíciles de encontrar y además producen ruido.

Supongamos por ejemplo que ponemos como R_4 1K Ω y R_6 3.3K Ω que son valores fáciles de encontrar en resistencias de precisión del 1%. Supongamos también que fijamos el valor de R_2 en 15K Ω . Esto nos lleva a un valor de R_1 de 99.32 Ω para la ganancia 1000, 1023 Ω para la ganancia 100 y 14.77K Ω para la ganancia 10. Los valores obtenidos están razonablemente próximos a valores comerciales de las resistencias de precisión de 100 Ω , 1000 Ω y 15K Ω . Si se quisiera mayor precisión deberíamos colocar potenciómetros de precisión en vez de resistencias. Con los valores reales de las resistencias las ganancias serán de 993, 102.3 y 9.9 respectivamente.

3.1.2.- Simulación PSPICE

El circuito se va a simular con PSPICE usando un amplificador operacional OP07, que es un circuito de precisión construido con transistores bipolares y con el cero ajustado de fábrica.

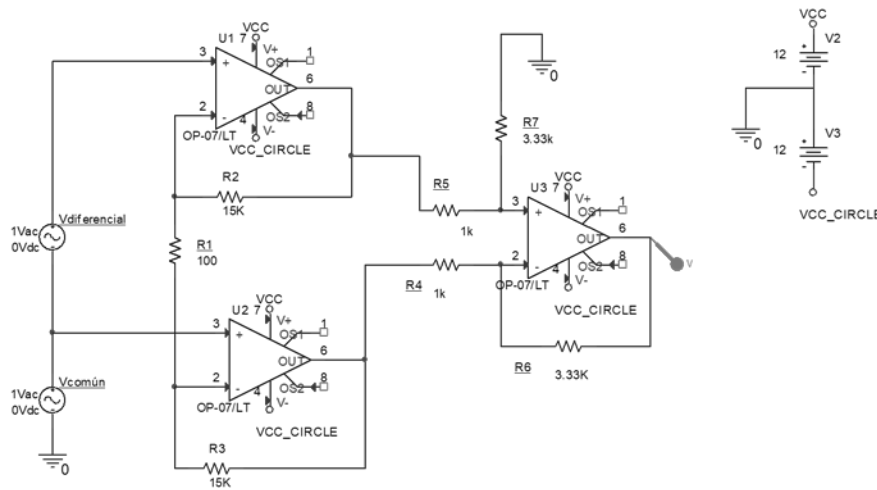


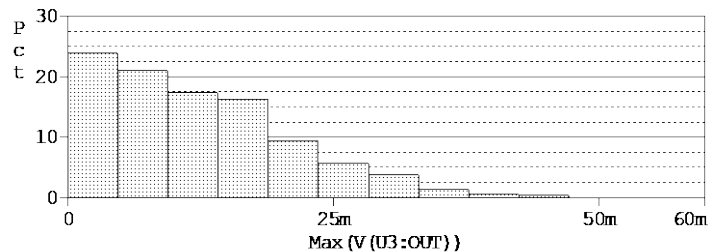
Figura 3.1.2: Circuito para simular con PSPICE

Como puede verse se han usado dos generadores, uno para el modo diferencial y otro para estudiar el modo común.

Para simular el modo diferencial pondremos el generador del modo común a 0V. Las ganancias obtenidas en la simulación son prácticamente idénticas a las teóricas y solamente se encuentra una discrepancia para la ganancia mayor que disminuye de 993 a 992.7, es decir una diferencia prácticamente inapreciable. Sin embargo los anchos de banda, como era de prever, cambian notablemente obteniéndose 1.93KHz para la ganancia máxima, 18.6KHz para la media y 113.8KHz para la ganancia teórica de 10. Puede observarse como el producto ganancia ancho de banda, que en algunos textos aparece como constante, no lo es, habiendo una importante diferencia entre los casos extremos.

Para la simulación en modo común pondremos el generador diferencial a 0 y 1V en el generador en modo común. Se obtienen tensiones de salida en modo común de 1.52μV lo que nos llevaría, en el mejor de los casos, a un rechazo al modo común de 176dB

Este valor del rechazo al modo común es meramente teórico puesto que, como sabemos depende de la igualdad de los pares de resistencias antes citados. PSPICE los considera idénticos, pero sabemos que eso no es cierto. Para calcular un valor más real tendremos que tener en cuenta las variaciones de las resistencias. Como se ha dicho supondremos que tenemos unas resistencias del 1% de precisión con distribución gaussiana. Si hacemos un análisis estadístico del valor de la

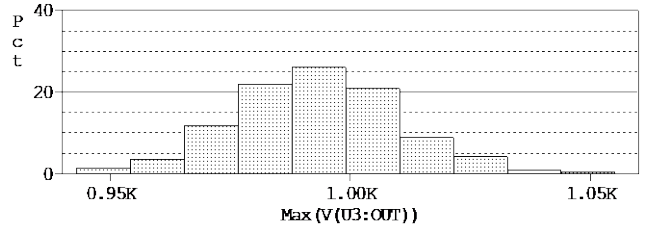


n samples	= 1000	10th %ile	= 0.00207314
n divisions	= 10	median	= 0.0107416
mean	= 0.0122799	90th %ile	= 0.0250601
sigma	= 0.00897847	maximum	= 0.0471836
minimum	= 1.58028e-006	3*sigma	= 0.0269354

Figura 3.1.3.- Histograma de la ganancia en modo común

tensión de salida con entrada en modo común de 1V (en definitiva la ganancia en modo común), en baja frecuencia, nos encontraremos con un histograma como el representado en la figura 3.1.3.

Para este análisis se han realizado 1000 simulaciones usando el método de Montecarlo. Vemos que el 90% de los posibles circuitos realizados con resistencias del 1% tienen una ganancia en modo común menor de 25mV, muy lejos de los 1.52μV teóricos. Por tanto, en el mejor de los casos (es decir cuando la ganancia diferencial es máxima) el rechazo al modo común será de 92dB, mucho peor que los 176dB teóricos.



n samples	= 1000	10th %ile	= 970.524
n divisions	= 10	median	= 992.59
mean	= 992.838	90th %ile	= 1014.59
sigma	= 17.1907	maximum	= 1055.16
minimum	= 943.054	3*sigma	= 51.5721

Figura 3.1.4.- Histograma de la ganancia

La misma operación sobre la ganancia, para el caso de su valor máximo, nos da el histograma de la figura 3.1.4 donde se observa un valor medio para la ganancia de 992 y estando el 80% de los valores comprendidos entre 970 y 1014, es decir con una dispersión de aproximadamente el 2%

3.1.3.- Montaje experimental:

El esquema del circuito realizado se presenta en la figura 3.1.5. Las 3 resistencias que determinan la ganancia se seleccionan mediante puentes (jumpers) y se ha previsto además el ajuste de cero de los amplificadores operacionales mediante potenciómetros de 10kΩ. Los potenciómetros se ajustarán secuencialmente manteniendo las entradas cortocircuitadas.

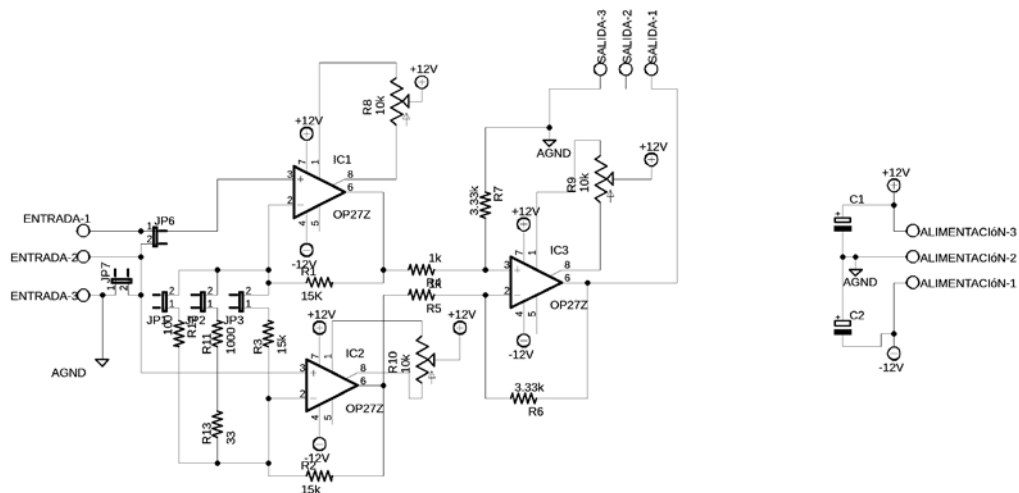


Figura 3.1.5: Circuito montado en la placa

La placa, realizada con el programa Eagle, se representa en la figura 3.1.6. La representación está hecha desde la cara superior y se supone transparente.

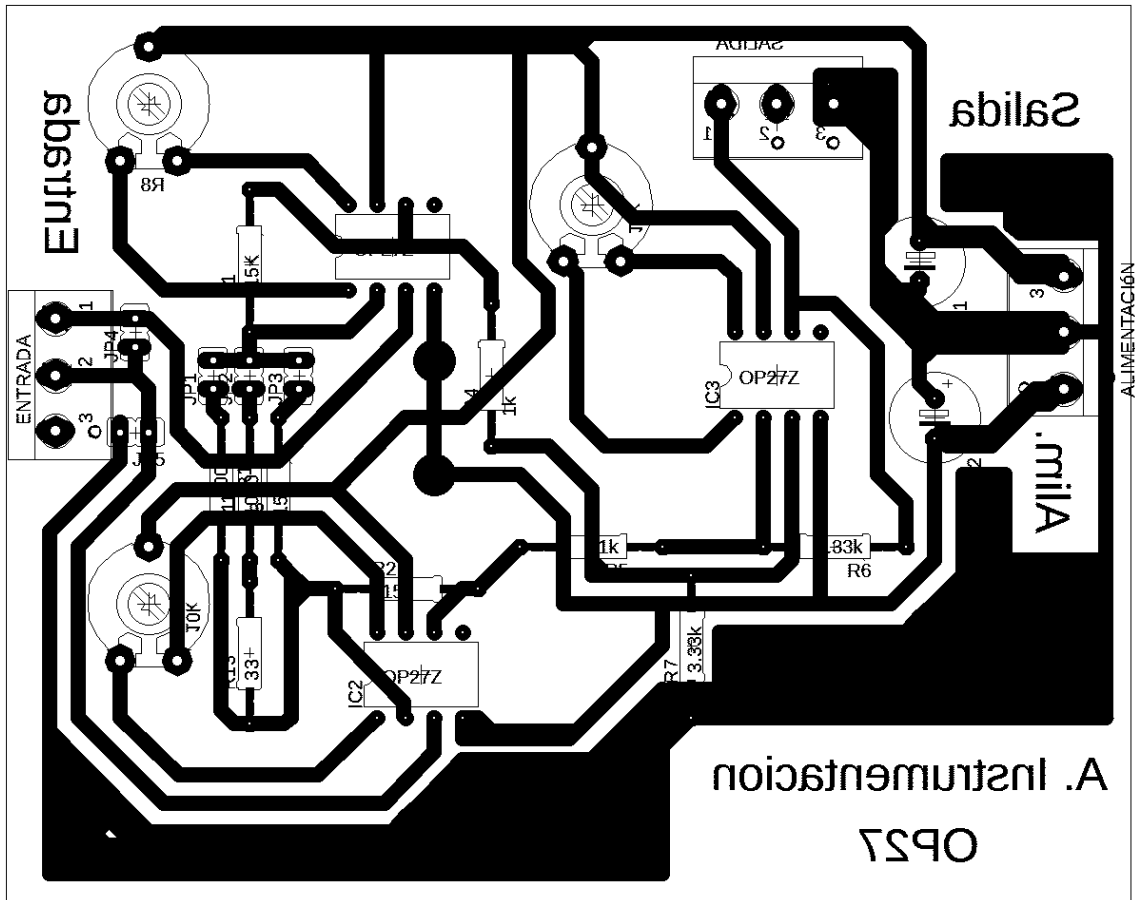


Figura 3.1.6: placa de circuito impreso

La entrada se realiza por el conector de la izquierda, siendo los terminales 1 y 2 las entradas diferenciales y la tres la tierra. La salida es el conector superior siendo el activo el 1 y la tierra el 3. La alimentación (+-12V) es el conector derecho.

Se han añadido dos puentes que permiten unir las dos entradas diferenciales y conectarlas a tierra. Estos puentes se usarán para el ajuste de cero, que se lleva a cabo con los potenciómetros de 10K Ω . La figura 3.1.7 presenta la placa ya construida y el transformador que se describirá más adelante.

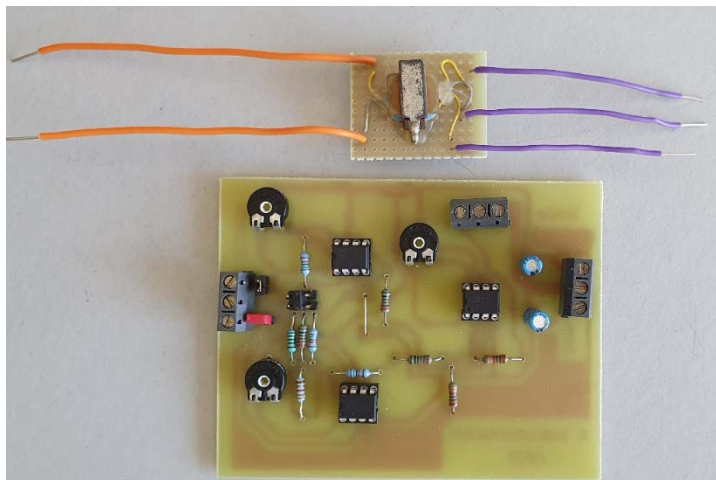


Figura 3.1.7: fotografía de la placa construida y del transformador de señal

3.1.4.- Medidas a realizar:

- a) Se medirá primero la ganancia diferencial poniendo el modo común a 0 usando el puente inferior. Se medirá en alterna habiendo puesto previamente el cero de los amplificadores. Se obtendrá el diagrama de bode de amplitud para cada una de las tres ganancias y se verificará si se cumple la relación de constancia del producto ganancia por ancho de banda
- b) Se medirá la ganancia en modo común colocando el puente que une las entradas diferenciales. Se determinará esta ganancia para cada una de las tres ganancias diferenciales. También se realizará el diagrama de Bode. Teniendo ya la ganancia en modo diferencial y modo común se puede calcular el rechazo al modo común, que como es bien sabido se define como $20\log(G_{dif}/G_{común})$. Contrastar estos valores con las predicciones teóricas.
- c) Se comprobará, también en alterna, el funcionamiento del circuito cuando tiene entrada diferencial y común. Para ello se usarán dos generadores, uno como diferencial y otro como común. Como ambos generadores tienen una tierra común no pueden conectarse simplemente en serie puesto que implicaría un cortocircuito al generador en modo común. Para solventar este problema se usará el transformador que se incluye. El circuito a usar se representa en la figura 3.1.8. Evidentemente, antes de proceder al montaje hay que caracterizar al transformador, especialmente en lo que se refiere a su ganancia y su ancho de banda. El transformador realiza una flotación de tierra. La idea es usar dos frecuencias distintas en los generadores de forma que al observar la salida no se vea la frecuencia del generador en modo común.
- d) El amplificador de instrumentación no se usa solamente para señales variables con el tiempo, sino también en DC. El problema ahora es mucho más complejo puesto que las fluctuaciones del potencial de continua van a poner un límite a las posibilidades del amplificador. Analizar las fluctuaciones de la salida sin entrada.
- e) En lo que se refiere al comportamiento en continua es clave la estabilidad del operacional, lo que habitualmente también compromete a la respuesta en frecuencia. El amplificador operacional OP177 es, nominalmente más estable que el OP27. Se pide realizar el mismo estudio con este amplificador operacional y analizar los resultados.

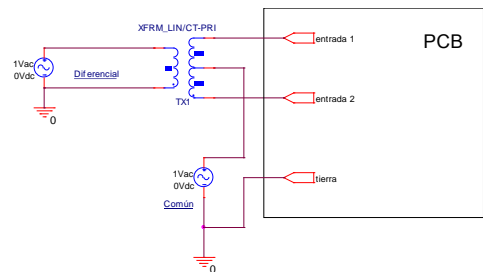


Figura 3.1.8: montaje del transformador para medir con modo común y modo diferencial

3.2.- Medida de temperatura con un PTC

3.2.1.-Introducción:

En el problema 12 del tema 3 se propone un circuito para medir temperatura basado en un sensor resistivo de platino. En esta práctica se pretende analizar el circuito con detalle, calculando y midiendo su precisión y las posibles mejoras que pueden introducirse. Para ello se dispone de una placa construida específicamente; el alumno deberá entender los problemas experimentales que aparecen, calibrar el medidor obteniendo sus errores y proponer posibles mejoras.

El circuito básico se reproduce en la figura 3.2.1

Entre el material suministrado existe una resistencia PTC. Una primera calibración que podría hacerse es comprobar el coeficiente de temperatura de la PTC. Aceptando que para 0 grados centígrados la resistencia vale 100 ohmios podemos calcular el coeficiente de temperatura midiendo la resistencia para temperaturas superiores. Sin embargo es fácil de comprobar que vamos a necesitar un medidor de precisión puesto que por cada grado el aumento de la resistencia es de 0.38Ω que tenemos que medir sobre los 100 originales. La ventaja del circuito propuesto es que se elimina el modo común, es decir en este caso la presencia de los 100Ω usando un montaje diferencial.

Para calibrar la temperatura del PTC usaremos un circuito integrado LM35 que, una vez polarizado, suministra una tensión de $10\text{mV}/^\circ\text{C}$. Colocaremos el integrado y el PTC en contacto térmico dentro de un bloque de latón que se suministra y mediremos la resistencia del PTC con un óhmetro de 5 dígitos de precisión. Con ello verificaremos el coeficiente de temperatura del PTC.

3.2.2.-Montaje experimental

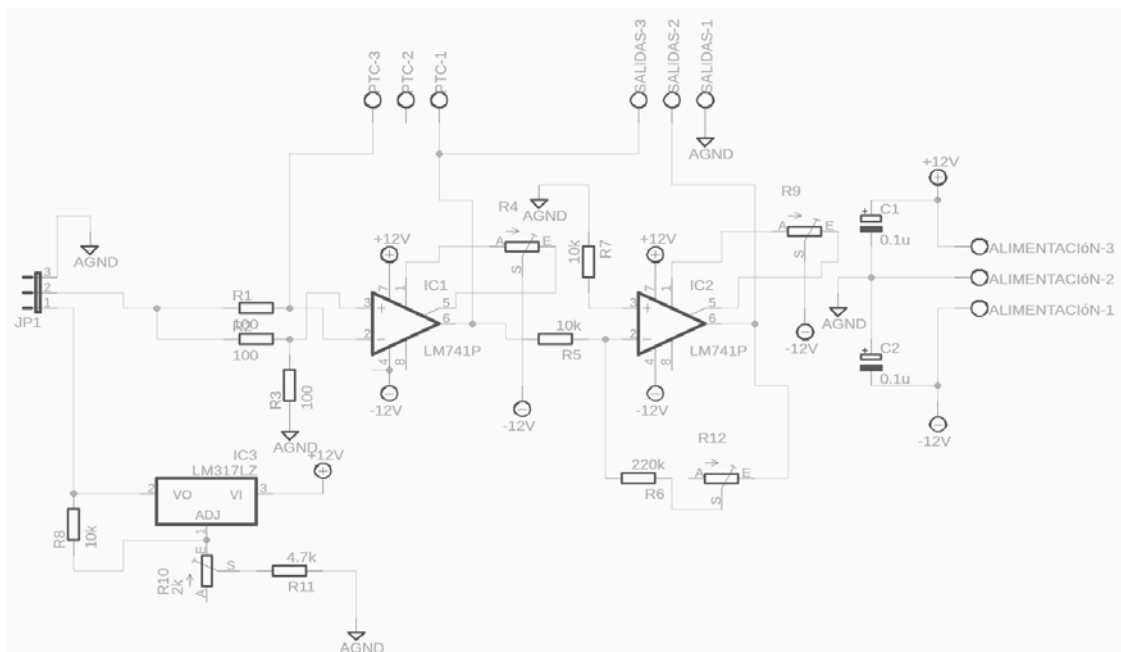


Figura 3.2.2: circuito completo

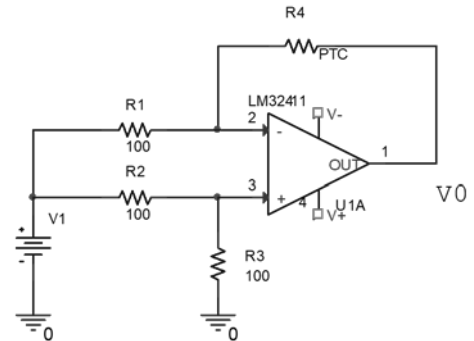


Figura 3.2.1: circuito básico

El circuito total se representa en la figura 3.2.2 y la placa de circuito impreso en la figura 3.2.3. La fotografía de la figura 3.2.4 presenta el montaje completo donde se incluye el bloque isoterma de latón para calibrar la PTC

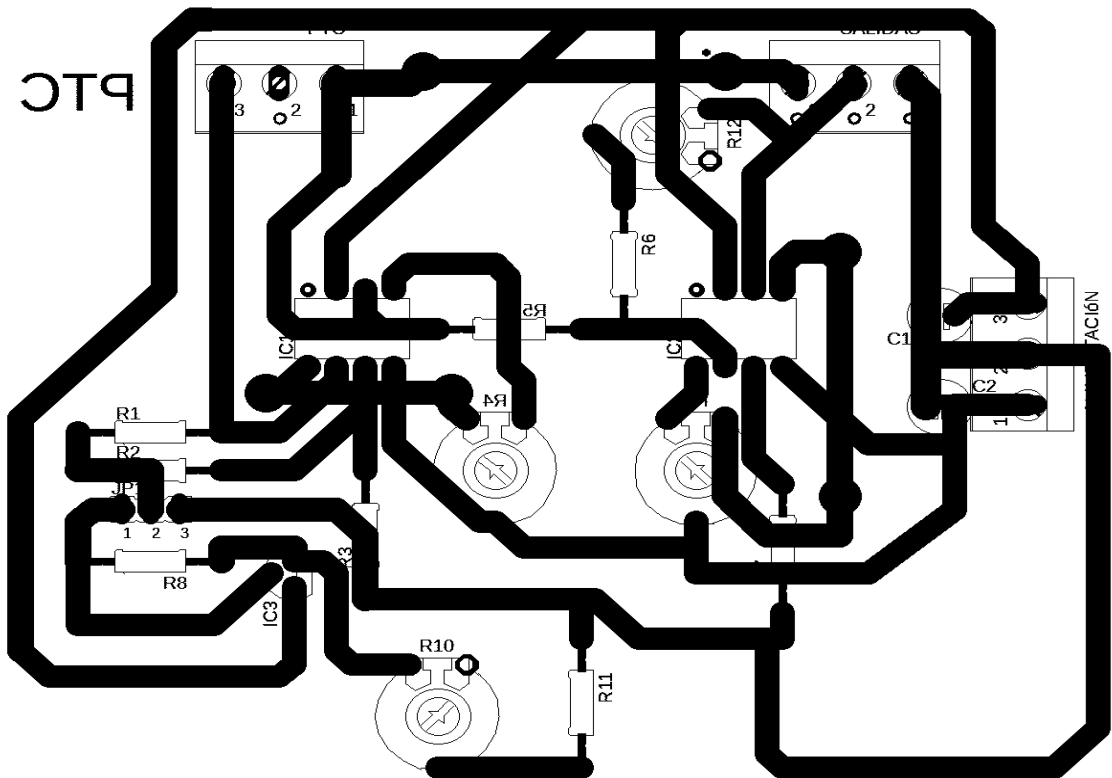


Figura 3.2.3: placa de circuito impreso

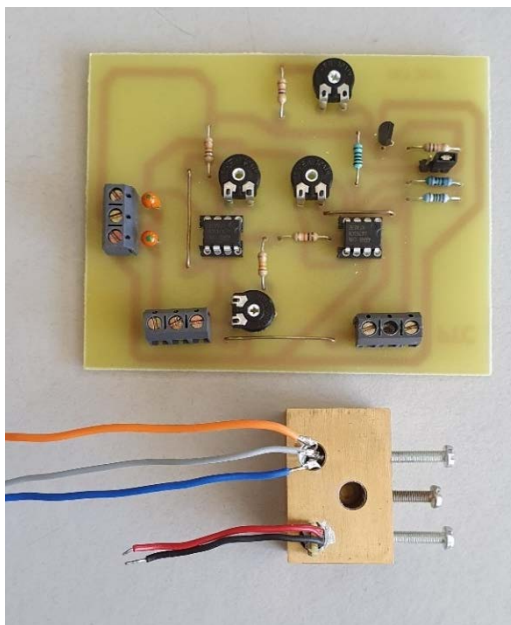


Figura 3.2.4: placa realizada y bloque isoterma con la PTC y el integrado LM35

Para generar los 2V con precisión y sin ruido se ha usado un circuito integrado LM317LZ que tiene una tensión de referencia de 1.25V. Para conseguir los 2V se coloca una resistencia fija de 10K (R8) y una asociación serie de una resistencia fija (R11) y una variable (R10). Para entender el circuito es esencial descargarse las instrucciones de este integrado.

El puente de tres terminales a la salida de este integrado se usa para o bien poner a 0 las entradas para el ajuste de cero de las salidas (puente a la derecha) y moviendo los potenciómetros R4 y R12 o bien para conectar los 2V (puente a la izquierda). El PTC se conecta en los terminales 1 y 3 del conector superior izquierdo de la figura 3.2.3. El segundo operacional realiza la inversión de signo y provee la ganancia necesaria para obtener los 10mV/°C. Para ello se moverá el potenciómetro R12

Las resistencias R1, R2 y R3 han de ser de precisión para evitar errores. En el caso de nuestra placa se han elegido para que sean iguales con un 0.02% de precisión midiendo múltiples resistencias del 1%

hasta encontrar tres iguales. El proceso de calibrado consistirá primero en una puesta a 0 de los operacionales usando el anteriormente referido puente y después, en la salida del primer operacional se medirá la tensión, teniendo en cuenta la temperatura del PTC y se obtendrá la dependencia con la temperatura de este PTC.

3.2.3.- Simulación de errores con PSPICE

Se ha simulado el circuito suponiendo diferente precisión en las resistencias. El resultado con resistencias del 1% de precisión y simulación Montecarlo con distribución gaussiana y 2000 casos se presenta en la figura 3.2.5.

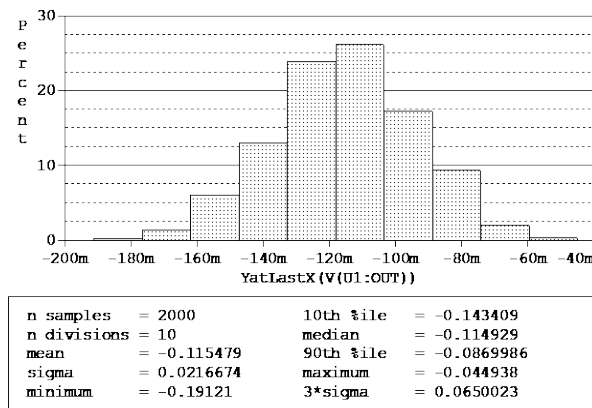


Figura 3.2.5: historama con resistencias del 1% de precisión

La misma simulación pero con resistencias del 0.1% de precisión se presenta en la figura 3.2.6 y con el 0.01% en la figura 3.2.7

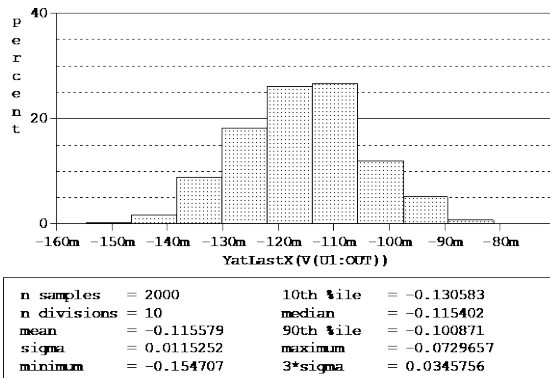


Figura 3.2.6: histograma con resistencias del 0.1% de precisión

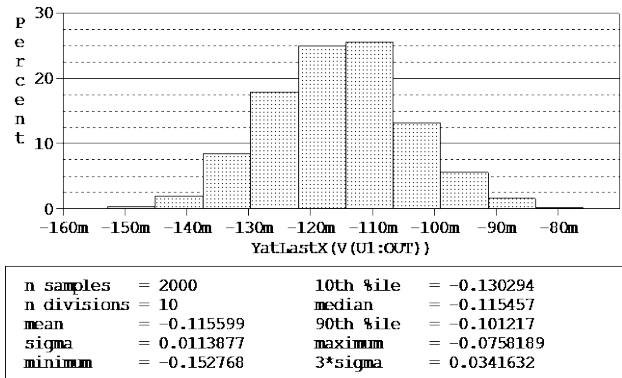


Figura 3.2.7: histograma con resistencias del 0.01% de precisión

Se deduce de estas gráficas que el error con resistencias del 1% de precisión tomando valores del 10% al 90% es del 24% y si bajamos al 0.1% de precisión sería el 13%, valor que no se mejora prácticamente aunque lleguemos al 0.01% de precisión en las resistencias.

En principio parece extraño que una simulación con un amplificador operacional ideal y teniendo resistencias con precisión del 1% nos de errores del orden del 24%; sin embargo esto es así. Para demostrarlo podemos ir a las ecuaciones de este circuito sin presuponer igualdad en las resistencias. Teniendo en cuenta la idealidad del operacional podemos escribir:

$$\frac{2 - 2 \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{R_1} = \frac{2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} - V_0}{R_{PTC}}$$

Donde R_{PTC} es la resistencia del sensor de temperatura.

Operando llegaremos a

$$V_0 = \frac{2}{R_2 + R_3} \left(R_3 - R_{PTC} \frac{R_2}{R_1} \right)$$

No es sencillo en esta ecuación determinar cuál es el caso peor pero podemos hacer un análisis de sensibilidad en PSPICE quien nos pondrá de manifiesto que R_1 y R_3 tienen los coeficientes de sensibilidad de signo opuesto al de R_2 . Supongamos que estamos a 0°C y por lo tanto la resistencia PTC tiene un valor de 100Ω; supongamos, para calcular el caso peor, que R_1 y R_3 valen 101Ω y R_2 99Ω, es decir una dispersión del 1% en la dirección del caso peor. Es inmediato calcular que la tensión de salida, en vez de ser cero, vale 29.8mV lo que equivale a una temperatura de 7.74°C. Si lo hacemos de forma inversa tendremos como resultado -30.2mV, que equivale a una temperatura de -7.84°C. Vemos como efectivamente el error es muy grande.

La simulación de estos dos casos en PSPICE nos lleva exactamente a los mismos valores calculados matemáticamente. Si lo hacemos suponiendo una temperatura de 30°C las oscilaciones de temperatura irían en el caso peor desde 21.66 a 38.45°C

Es evidente, entonces la necesidad de resistencias de mayor precisión. Para resistencias del 0.1% el error es ya de aproximadamente +0.78°C que es asumible. En cualquier caso usaremos resistencias iguales medidas una a una y emparejadas con aproximadamente el 0,05% de precisión. Es importante reseñar que existen comercialmente resistencias de 100Ω con 0.01% de precisión e incluso mejores pero tienen el inconveniente de ser bastante caras.

Un problema que se hace evidente al usar el circuito es el autocalentamiento de la resistencia PTC. Si seguimos usando 2V como tensión de referencia la corriente que pasa por el TC es de 10mA, lo que implica una potencia desarrollada del orden de 10mW. No sabemos cuál es la resistencia térmica del PTC, pero, por ejemplo, una resistencia térmica de 100°C/W, que es posible, implicaría un incremento de 1 grado debido al autocalentamiento. En previsión de este error se podría disminuir la tensión de referencia a la mínima que puede obtenerse del circuito LM317, que es de 1.25V. Con esta disminución la corriente sería 6.255mA y la potencia de 3.9mW, minimizándose el problema. En cualquier caso, si ahora usamos el PTC en contacto térmico con un bloque isoterms, el calentamiento es totalmente despreciable. El cambio de la tensión de referencia hará que tengamos que cambiar la ganancia de la segunda etapa.

3.2.4.- Otras cuestiones y medidas a realizar:

El alumno deberá preocuparse de:

- La posible influencia de las corrientes de polarización a la entrada del amplificador operacional.
- Si la corriente máxima con la que tiene que trabajar el amplificador operacional está en el margen permitido por el dispositivo
- Calibrar el sistema completo atendiendo a la precisión de la medida y en particular a la linealidad

- La estabilidad en el tiempo de la medida
- La precisión requerida en la fuente de tensión de 2V para que este parámetro no influya en la precisión de la medida
- El ruido eléctrico en la salida del circuito y estudiar si sería razonable la utilización de un filtro paso bajo para mejorar la precisión de la medida

Existen otros circuitos que pueden usarse para medir la temperatura con PTC y que tienen alta precisión. Como se ha visto en este guion, el problema esencial de medida aparece, como sucede muy frecuentemente, por la presencia de un modo común, en este caso los 100Ω que tenemos que eliminar con la máxima precisión. Evidentemente un amplificador de instrumentación podría usarse con este propósito. Discutir ventajas e inconvenientes.

Otro problema añadido en el circuito propuesto es que no puede hacerse la medida de la resistencia del PTC (que es en definitiva lo que hace el circuito) a 4 hilos puesto que no está separada la corriente de la tensión. Esto sí que podría realizarse con un amplificador de instrumentación. Si la medida se hace a 2 hilos, la resistencia de los hilos no puede separarse de la resistencia de la PTC, lo que lleva a errores de cero.

3.3.- Filtro pasa banda con un circuito GIC (Generalized Impedance Converter)

3.3.1.-Introducción:

Frecuentemente me he preguntado cómo mi Iphone es capaz de sintonizar las emisoras de radio. En principio, para detectar una onda electromagnética, se necesita un circuito sintonizado LC, de forma que su frecuencia de resonancia ($\omega = 1/\sqrt{LC}$) sea la misma que la de la frecuencia emisora. Esto es totalmente ineludible y fue demostrado ya en 1887 por Heinrich Hertz usando dos circuitos sintonizados, uno para emitir las ondas predichas por Maxwell y otro para recibirlas. Esta experiencia magistral le hubiera, sin duda, hecho merecedor de un premio Nobel si dichos premios hubieran existido en esos años y si, desgraciadamente, Hertz no hubiera muerto a los 37 años.

El grave problema es que la inductancia (bobina) no cabe, de ninguna forma, en mi Iphone. Entre los años 1960 y 1970 se desarrollaron varios circuitos que pueden emular a una inductancia sin que esta físicamente exista. Probablemente el circuito más logrado se deba a A. Antoniou, que es el que vamos a usar. Consiste en lograr invertir la expresión de la impedancia de un condensador, que como sabemos es $1/j\omega C$ de forma que al invertirse pasa a ser $j\omega C$, es decir la forma de impedancia que corresponde a una inductancia. La enorme ventaja es que todos los componentes usados pueden miniaturizarse hasta extremos increíbles, lo que no sucede con una bobina. Para hacer la inversión de la impedancia se usarán dos amplificadores operacionales. Este tipo de estrategia no sólo puede usarse para emular una inductancia a partir de un condensador si no que puede lograrse la inversión de cualquier impedancia. De forma genérica se llamó a este tipo de circuitos *General Impedance Converters* o GIC.

El circuito sintonizado basado en GIC consigue realizar filtros con factor de calidad Q mucho mejores que otras topologías. Un filtro bicuadrático paso banda consigue valores de Q en el orden de alguna decena, como máximo. Es posible conseguir valores cercanos a la centena usando circuitos GIC. Esto no solo es relevante a la hora de sintonizar una onda electromagnética, si no que será esencial a la hora de realizar sistemas de medida en los que hay que eliminar el ruido. Un equipo de medida incorpora tanto más ruido cuanto su ancho de banda es mayor. Sistemáticamente he encontrado que en muchos trabajos experimentales el investigador piensa que su medida es mejor porque usa un ancho de banda más grande. Los equipos de gran ancho de banda son mucho más caros y se asocia compulsivamente más caro con mejor. Para explicar esto supongamos que tenemos una señal alterna de $10\mu V$ con frecuencia de 1KHz que medimos con un caro amplificador de ancho de banda 1MHz y que produce un ruido de $\frac{5nV}{\sqrt{Hz}}$, que es un valor ciertamente bajo. El ruido que tendremos será de 5mV por lo que la medida es imposible. Supongamos ahora que introducimos un filtro de $Q=100$ a la frecuencia de la medida. El ruido ahora será $\frac{5nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{\frac{1000}{100}}$ es decir de 15.8nV. Obviamente el usar un equipo de ancho de banda de 1MHz es totalmente inútil.

En la asignatura de Instrumentación Electrónica se propone este circuito en el problema 14 del tema III y en la asignatura de Electrónica Analógica se corresponde con el problema 18 del capítulo de Amplificadores operacionales. Se pretende que el alumno entienda correctamente el circuito y realice medidas del ancho de banda en una placa de circuito impreso construida específicamente.

3.3.2.-Montaje experimental

En esta práctica se pretende realizar un filtro pasa banda LC pero sin inductancia, de una forma similar a la que se usa para recepción de ondas electromagnéticas; sin embargo lo haremos en baja frecuencia para que se pueda caracterizar el circuito resonante con los equipos del laboratorio. Es importante reseñar que, probablemente, sea más difícil hacerlo en baja frecuencia que en radiofrecuencia.

Antes de abordar esta práctica hay que leer el problema 12 de amplificadores operacionales y la explicación detallada del GIC que se adjunta al final.

Se pretende realizar el filtro para frecuencias centrales de 100Hz y 1 y 10KHz cambiando los condensadores. Para ello se va a usar un circuito GIC (General Impedance Converter) que nos va a convertir un condensador en una inductancia. El circuito que vamos a montar se representa en la figura 3.3.1 y la placa resultante en la figura 3.3.2. Como se ve en la figura 3.2.1 el circuito GIC tiene tres condensadores para fijar cada una de las frecuencias que se seleccionarán mediante puentes. Las resistencias R6 y R7, en serie, determinan la agudeza del filtro mientras que la resistencia variable R1.1 es un ajuste fino de la frecuencia central.

3.3.3.- Simulación PSPICE

Los resultados de simulación PSPICE de este circuito se representan en la figura 3.3.3 para las tres frecuencias. La resistencia R6 se ha mantenido en 100KΩ en los tres casos y la resistencia R1.1 más la R1.2 en 10KΩ. Puede observarse como el pico se hace más agudo para la frecuencia máxima aunque su amplitud ha disminuido.

En la figura 3.3.4 se representa lo que sucede en la simulación si la resistencia fija R6 se elimina y se queda solo la resistencia fija de 1KΩ; los filtros pierden factor de calidad Q, sobre todo a 100Hz,

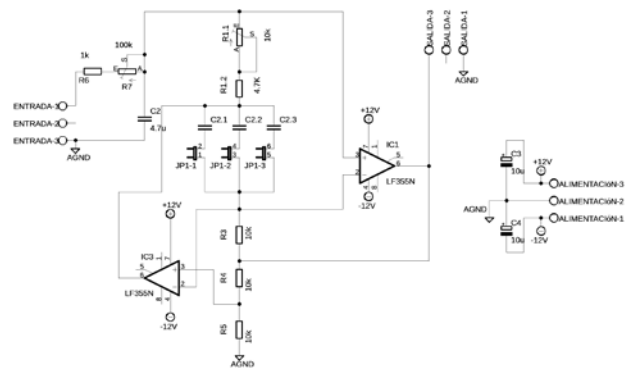


Figura 3.3.1: circuito del filtro paso banda con GIC

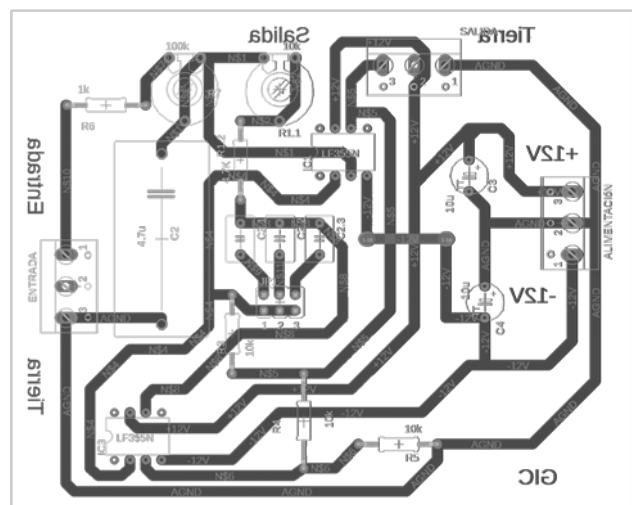


Figura 3.3.2: placa del circuito

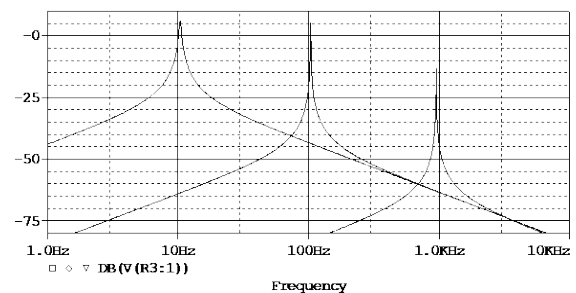


Figura 3.3.3: simulación con R6=100K

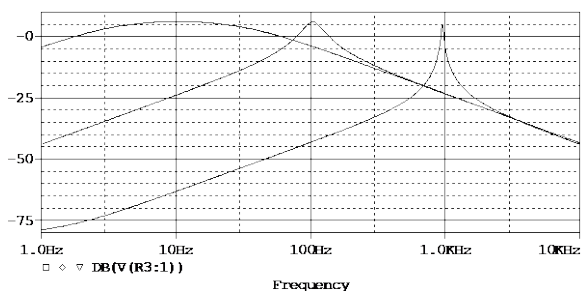


Figura 3.3.4: simulación con R6=1K

pero el filtro de 1KHz mejora su ganancia. Por lo tanto hay que jugar con esta resistencia en función del factor Q y la ganancia deseados

3.3.4.- Medidas a realizar:

- Que estudie detalladamente el problema 12
- Que verifique que el circuito funciona efectivamente como filtro sintonizable introduciendo una onda cuadrada en la entrada y viendo como aparecen todos sus armónicos al ser sintonizados
- Que lea el apéndice que sigue a esta página si quiere ampliar sus conocimientos sobre este circuito.

3.3.5.- Apéndice: estudio detallado del circuito de Antoniou

La teoría del GIC (figura 3.3.5) predice la impedancia de entrada del circuito en función de la relación entre 5 impedancias suponiendo que los amplificadores operacionales son ideales pero, con esta teoría simple, no podemos saber exactamente cuáles son los valores óptimos de los componentes; solamente su relación.

Supongamos que queremos generar una inductancia a partir de un condensador. Dado que la expresión ideal de la impedancia es

$$Z = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad [1]$$

tendremos que poner el condensador en las posiciones 2 o 4. Supongamos que le ponemos en la posición 2 y que queremos tener 0.1H. Supongamos además que las otras cuatro impedancias son resistencias de igual valor R. Entonces

$$Z = j\omega CR^2 \quad \text{y} \quad L = CR^2 \quad [2]$$

La pregunta ahora es cómo elegir C y R para que el circuito se comporte como una inductancia en el margen de frecuencias más amplio posible. La elección óptima va a depender del amplificador operacional que usemos, pero no solo de la respuesta en frecuencia. El análisis teórico es bastante complicado y vamos a acercarnos a la solución mediante la simulación.

Supongamos amplificadores operacionales 741. Si tomáramos, por ejemplo una C de 1nF las R necesarias serían de 10KΩ. Vamos a ver entre que frecuencias funcionaría. Los resultados de la simulación se presentan en la figura 3.3.6.

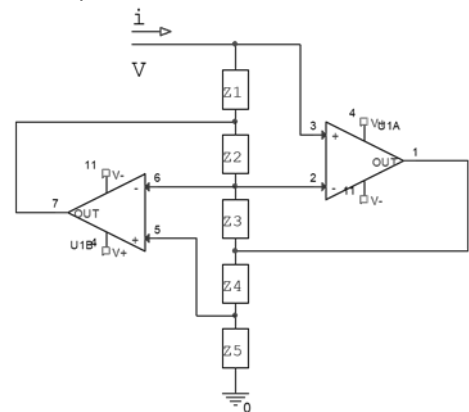


Figura 3.3.5: circuito GIC teórico

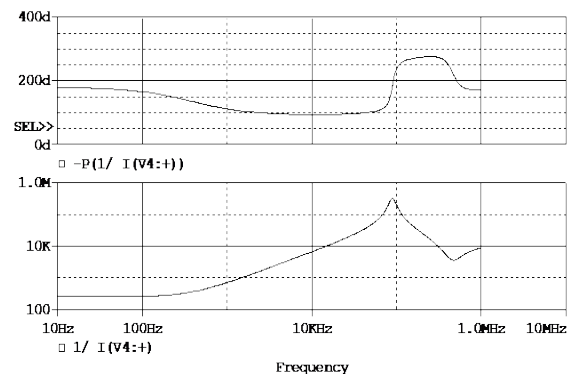


Figura 3.3.6: Módulo de la impedancia y fase par 1nF y 10KΩ

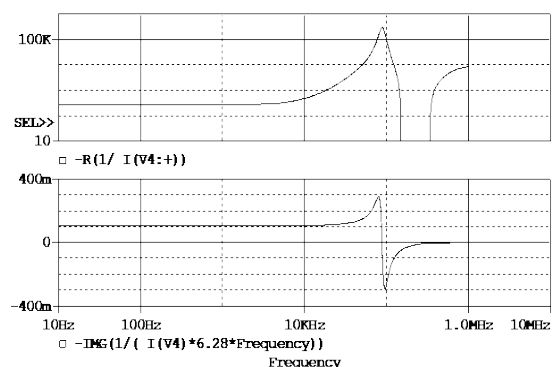


Figura 7: inductancia y resistencia para 1nF y 10K

En la parte de abajo se ha representado el módulo de la impedancia y en la parte de arriba la fase. Como el módulo de la impedancia ($L\omega$) se ha representado en un eje doble logarítmico una inductancia pura debería habernos llevado a una recta de pendiente 1 y la fase debería haber sido siempre 90° . Vemos que esto solo se cumple en un reducido margen, aproximadamente de 600Hz a 60KHz. La razón de nuestro fallo a frecuencias altas está, con casi total seguridad, relacionado con la respuesta en frecuencia del operacional. ¿Pero por qué falla en baja frecuencia?

Si en vez de representar módulo y fase representamos parte real e imaginaria de la capacidad vemos el resultado en la figura 3.3.7. La parte inferior representa la parte imaginaria de la impedancia dividida por ω , es decir la inductancia. El valor de la inductancia obtenido es de 0.105H, es decir con un error del 5%, lo cual parece razonable. Sin embargo no debería haber aparecido nada en la parte real de la impedancia y, sin embargo, aparece una resistencia de 262Ω , que además crece a partir de 10kHz llegando a valer $20k\Omega$ para 60kHz como se ve en la parte superior de la misma figura. La existencia de una parte real va a hacer que el desfase a bajas frecuencias, cuando el término $L\omega$ es pequeño, no sea $+90^\circ$, es decir que no se comporta como una inductancia pura. Por otra parte, si se desea construir un filtro pasa banda con esta inductancia la Q del filtro (su factor de calidad) va a ser muy afectada, sobre todo a altas frecuencias que es cuando la parte real de la impedancia crece muy notablemente.

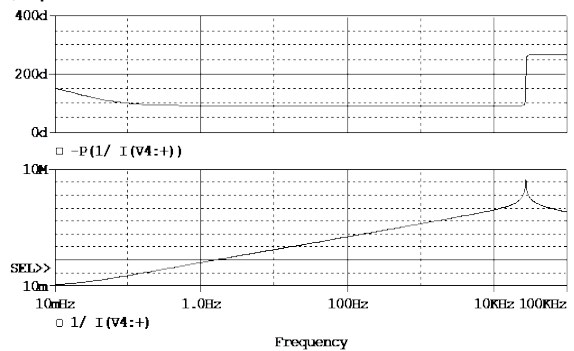


Figura 3.3.8: Módulo de la impedancia y fase para 100nF y 1KΩ

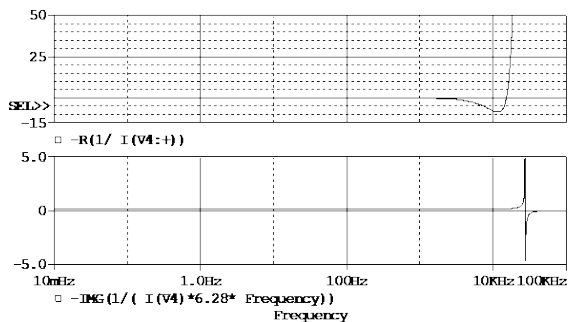


Figura 9: Inductancia y resistencia para 100nF y 1KΩ

Supongamos ahora, por comparación, que cambiamos las resistencias y el condensador. Si ponemos un condensador de 100nF las resistencias deben ser de $1k\Omega$ los resultados similares a los anteriores se representan en las figuras 3.3.8 y 3.3.9 donde se observa un comportamiento inductivo desde 27mHz a 20KHz.

Se observa en la parte inferior de la figura 3.3.9 como la inductancia, que tiene un valor ahora de 0.1004, es decir con mucho menos error que en el caso anterior, se mantiene constante, apareciendo una resonancia muy fuerte en 1.61MHz. La parte resistiva se mantiene también constante con un valor muy pequeño, de $11.55m\Omega$ hasta 3.2kHz, donde aparece una resistencia negativa. Valores negativos de la resistencia pueden producir oscilaciones en el circuito, por lo que sería aconsejable no superar esta frecuencia.

Usando ahora 100Ω de resistencia y $10\mu F$ de capacidad el margen de funcionamiento como inductancia iría desde 5mHz a 3KHz, pero empiezan a aparecer resistencias negativas antes de los 100Hz.

3.3.5.1.- Expresiones analíticas

El cálculo analítico de la impedancia del GIC teniendo en cuenta todos los parámetros no ideales del operacional es prácticamente imposible. Supondremos, por ahora, que las corrientes de entrada

siguen siendo nulas, pero que la diferencia de tensiones en las entradas ya no es despreciable y que la salida del operacional tiene un desfase, que estará determinado por su polo dominante.

La red pasiva del convertor de impedancias puede ponerse como la representada en la figura 3.3.10, donde G es la ganancia (compleja) del amplificador operacional y ε1 y ε2 son las diferencias de potencial a la entrada de los operacionales. Esos valores se reflejarán a la salida como Gε1 y Gε2. Supondremos que la ganancia de los operacionales es la misma, puesto que ambos trabajan a la misma frecuencia.

Podemos escribir las siguientes ecuaciones:

$$I = \frac{V - G\epsilon_2}{Z_1} \quad Z = \frac{VZ_1}{V - G\epsilon_2} \quad [2]$$

$$\frac{G\epsilon_2 - V + \epsilon_1}{Z_2} = \frac{V - \epsilon_1 - G\epsilon_1}{Z_3} \quad [3]$$

$$\frac{G\epsilon_1 - V + \epsilon_1 - \epsilon_2}{Z_4} = \frac{V - \epsilon_1 + \epsilon_2}{Z_5} \quad [4]$$

Donde I es la corriente de entrada (es decir en el punto de potencial V) y Z la impedancia vista en el mismo punto. En la ecuación [3] las impedancias desaparecen puesto que hemos supuesto a priori que son iguales.

Después de algunos cálculos podemos llegar a:

$$Z = \frac{Z_1(G + 2) \left\{ G + \frac{2}{G + 2} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3} (1 + G) \right) \right\}}{2 \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3} (1 + G) \right) (1 + G) - G \frac{Z_2}{Z_3} (G + 2)} \quad [5]$$

Si a pesar de que la ganancia del operacional está cayendo, seguimos suponiendo que es mucho mayor que 2, podemos simplificar la ecuación anterior llegando a:

$$Z = Z_1 \frac{Z_3 G + 2Z_2}{GZ_2 + 2Z_3} \quad [6]$$

En el caso en que $Z_3 G$ fuera $\gg 2Z_2$ y $GZ_2 \gg 2Z_3$ la expresión a la que se llega es la misma en la que el amplificador operacional es ideal. A altas frecuencias la impedancia Z_2 , que es la impedancia del condensador, disminuye como $1/\omega$ y la primera desigualdad se cumple fácilmente pero la segunda no.

Los amplificadores operacionales tienen compensación de polo dominante y por tanto la expresión de su ganancia en circuito abierto puede ponerse como

$$G = \frac{G_o}{1 + j\omega/\omega_c} \quad [7]$$

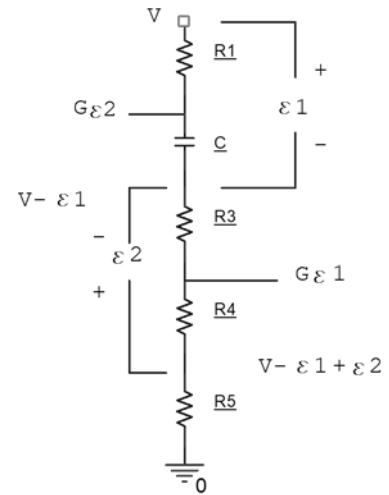


Figura 3.3.10: potenciales en la red de impedancias

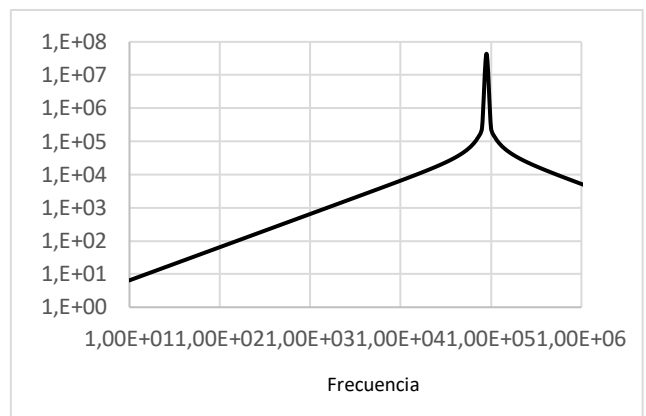


Figura 3.3.11: módulo de la impedancia (comparativa con la figura 3.3.6)

Sustituyendo los valores para 1nF y 10kΩ y sabiendo que el operacional 741 tiene una ganancia a baja frecuencia de 105dB y un polo a 10Hz obtenemos los resultados de las figuras 3.3.11 y 3.3.12. La figura 3.3.11 representa el módulo de la impedancia en escala doble logarítmica (la misma que en la parte inferior de la figura 3.3.6. La parte real de la impedancia se presenta en la figura 3.3.12.

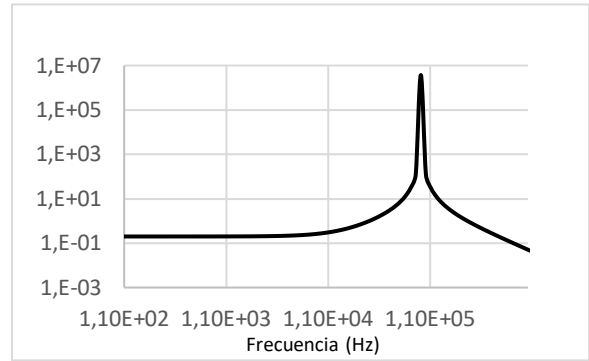


Figura 3.3.12: parte real de la impedancia (comparativa con la parte superior de la figura 7)

Cuando se comparan las figuras 3.3.10 y 3.3.11 con las 3.3.6 y 3.3.7 se observa que, mientras que la frecuencia de resonancia ha sido correctamente predicha, el valor de la resistencia a baja frecuencia ha sido fuertemente subestimado. Sin embargo ha aparecido un término real en la impedancia del circuito, término que no está en las ecuaciones ideales y que, como hemos visto, justifica que exista una frecuencia por debajo de la cual el comportamiento del GIC no es puramente inductivo.

Se han simulado por PSPICE el circuito con varios amplificadores operacionales de diferente tipo, siempre manteniendo 1nF de capacidad y 10KΩ de resistencias, y se presenta la siguiente tabla comparativa

Modelo	F.minima	F. máxima	Resis.	Déc.	G(dB)	BW(Hz)	observaciones
741	600Hz	60KHz	262Ω	2	106	2MHz	General, BJT
OP07	80Hz	136KHz	52Ω	3.23	114	0.6MHz	Precisión, BJT
OP177	3.8Hz	40KHz	3.1Ω	4.02	142	0.3MHz	Ultraprecisión BJT
LF356	1.5KHz	150KHz	1KΩ	2	106	5MHz	JFET
LT1226	13KHz	1.7MHz	6KΩ	2.11	103	1GHz	Alta velocidad BJT

Se ve claramente como el amplificador operacional que mantiene la inductancia durante un intervalo de frecuencia mayor es el OP177, que es un amplificador de ultraprecisión y que tiene la ganancia máxima. Sin embargo, como su ancho de banda es el más reducido la máxima frecuencia que alcanza es bastante baja. El operacional de esta lista que alcanza mayor frecuencia es el LT1226, que tiene una frecuencia de ganancia 1 de 1GHz. Está claro, entonces, que el mayor margen dinámico lo obtienen los amplificadores de gran ganancia, mientras que la mayor frecuencia lo obtienen los de alta velocidad, aunque su margen dinámico es bastante reducido.

Variación en Z1: de la ecuación [6] se desprende que el valor de Z1 (resistencia en nuestro caso) no altera el margen dinámico de la medida, cambiando solamente el valor de la inductancia. Para verificarlo se ha hecho la simulación que se presenta en la figura 3.3.13 en la que se han usado resistencias de 1K, 10K y 100K y se ha representado el módulo de la inductancia frente a la frecuencia en doble logarítmico. Se ve como solamente ha cambiado la inductancia.

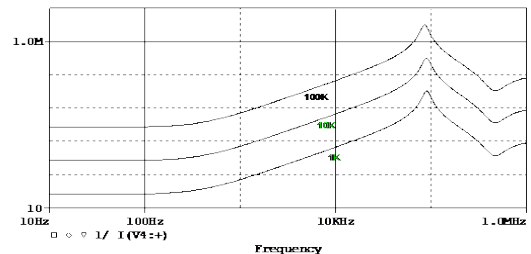


Figura 3.3.13: Módulo de la impedancia para tres valores de la resistencia en la posición Z1

Posición del condensador: en principio y según las ecuaciones ideales, si se quiere conseguir una inductancia, es irrelevante que el condensador esté en la posición Z2 o Z4. Sin embargo las características no ideales hacen que esto no sea así. La figura 3.3.14 presenta el módulo de la

inductancia frente a la frecuencia para estos dos casos y se ve como el límite de alta frecuencia ha variado, siendo claramente preferible la posición en Z2

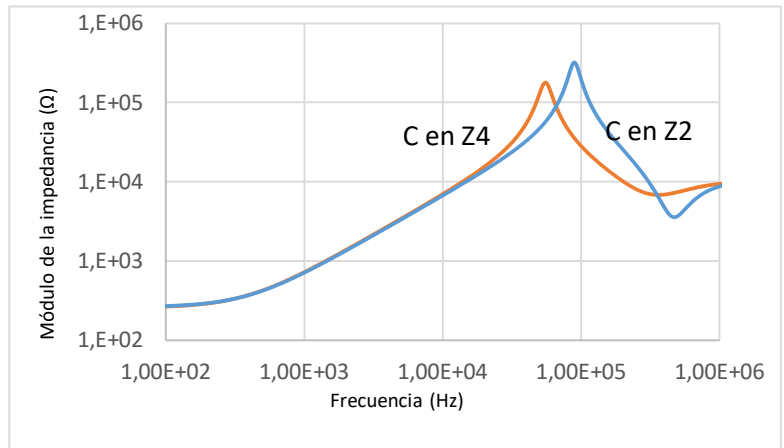


Figura 3.3.14: Módulo de la impedancia poniendo el condensador en posiciones Z2 y Z4

Referencias:

A. S. Sedra and K. C. Smith, Microelectronic CIRCUITS, Fifth Edition. Oxford University Press, 2007.

A. Antoniou, "Negative-impedance converters using operational amplifiers," *Electronics Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 88-89, June 1965

Mas trabajos de Antoniou pueden encontrarse su página web de la Universidad de Victoria, en Canadá <https://www.ece.uvic.ca/~andreas/>

3.4.1.- Introducción

La mejor traducción de lock-in es amplificador síncrono y es un equipo ubicuo en laboratorios de física en los que se necesita detectar y medir magnitudes pequeñas. He preguntado a muchos usuarios que es un "lock-in amplifier" y he recibido respuestas bastante diversas: unos dicen que es un sistema de medida que elimina ruido, otros que se usa para obtener la derivada de una señal, otros que es un voltímetro vectorial, otros para obtener los armónicos de una señal y alguna otra más. Todas son ciertas, lo que da una idea de la versatilidad de este equipo. Dada esta situación, creo que lo mejor es describir su principio de funcionamiento, yendo desde lo más sencillo a lo más complicado.

3.4.1.1.-¿Que hay dentro de un amplificador lock-in?

Supongamos que tenemos un experimento que, en principio, suponemos que es lineal y lo excitamos con un generador sinusoidal con tensión $V_i \text{sen}(\omega t)$. Dado que el sistema es lineal la salida será de la forma $V_0 \text{sen}(\omega t + \phi)$, es decir varía la amplitud y se introduce un desfase. Mientras que la magnitud es fácilmente medible, no es así con la fase.

Los primeros amplificadores lock-in usaban un circuito como el de la figura 3.4.1 para detectar tanto magnitud como fase. Para ello se multiplica la señal de salida por la de entrada desfasada y posteriormente se pasa ese producto por un filtro paso bajo de frecuencia de corte ω_c . Finalmente se lee la tensión de salida del filtro.

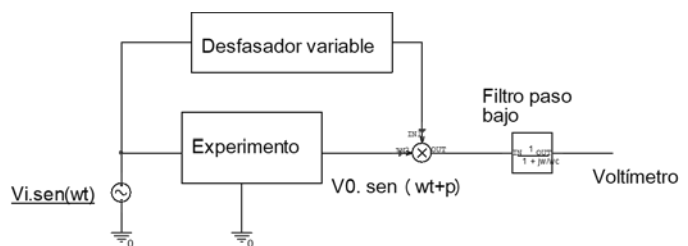


Figura 3.4.1: lock-in simple

El desfasador podía cambiar la fase de forma continua de 0 a 90° y en algunos casos invertirla. Supongamos primero que el desfasador estaba a 0°. La salida del multiplicador V_m se puede poner como:

$$V_m = V_0 \text{sen}(\omega t + \phi) \cdot V_i \text{sen}(\omega t) = \frac{1}{2} V_0 V_i [\cos(\phi) - \cos(2\omega t + \phi)] \quad [1]$$

Si la frecuencia del filtro (aquí le hemos supuesto de primer orden pero puede ser más complejo) es lo suficientemente baja frente a la frecuencia de trabajo el voltímetro de lectura nos daría el valor de

$$V_{vf} = \frac{1}{2} V_0 V_i \cos(\phi) \quad [2]$$

Evidentemente no conocemos ni V_i ni ϕ pero ahora podemos variar el desfase. Una primera forma es variar el desfase hasta encontrar un máximo en la salida; en ese momento la tensión leída será $V_f = \frac{1}{2} V_0 V_i$ y el desfase lo sacaremos del dial graduado del desfasador.

Otra forma, más precisa, es cambiar 90° la fase del desfasador (para lo cual solían llevar un conmutador), de forma que ahora tendríamos

$$V_{vc} = \frac{1}{2} V_0 V_i \text{sen}(\phi) \quad [3]$$

La lectura de la ecuación 2 se llama tensión en fase y la 3 tensión en cuadratura. Es inmediato, teniendo las dos lecturas, obtener V_i y (ϕ) .

Una realización más moderna de uno de estos equipos se representa en la figura 3.4.2:

En esta realización se lee de forma inmediata el módulo y el argumento (fase) de la señal de salida, es decir $\frac{1}{2}V_0V_i$ y φ .

Con esta explicación queda claro que un lock-in puede usarse como voltímetro vectorial.

Un lock-in puede simularse por PSPICE usando el circuito de la figura 3.4.3 donde el cuadrado

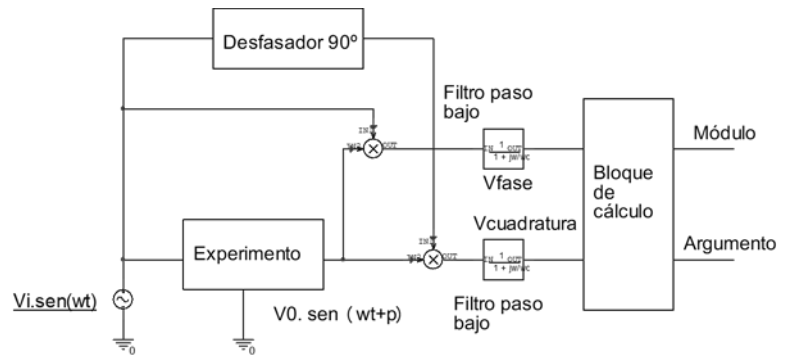


Figura 3.4.2: lock-in doble

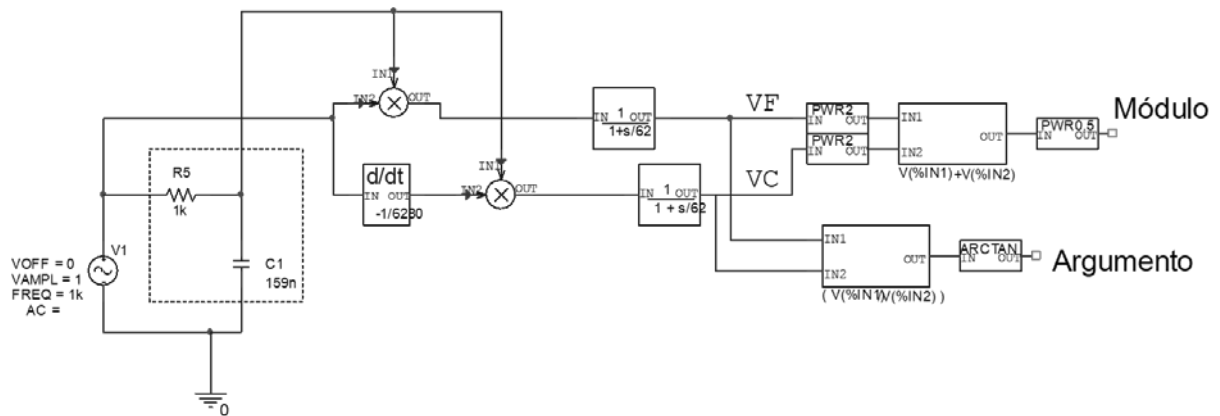


Figura 3.4.3: esquema de simulación PSPICE de un amplificador lock-in doble

enmarcado entre líneas punteadas sería el circuito a medir.

El experimento en este caso es sencillo. Se trata de un circuito RC paso bajo que, para la frecuencia de la medida (1KHz), desfasa 45° ($\pi/4$) y tiene una atenuación de $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Por tanto el módulo esperado es $\frac{1}{2\sqrt{2}}$ dado que la tensión de excitación se ha supuesto 1V. Por supuesto, la fase será de 45° . La figura 3.4.4 representa el resultado de la simulación donde la fase se ha representado en radianes sobre la misma escala de la tensión de salida. Es evidente

que para rechazar la frecuencia doble tenemos que poner los filtros pasa baja a frecuencias de corte muy inferiores a la frecuencia de medida. En este caso el filtro está a una frecuencia de corte de 62 radianes, es decir 10Hz. Todavía se ve en la simulación un pequeño rizado a 2KHz. Dada la presencia del filtro paso bajo debemos esperar al menos $1/\omega_c$ para realizar la medida, tiempo que el filtro necesita para llegar a un estado estacionario.

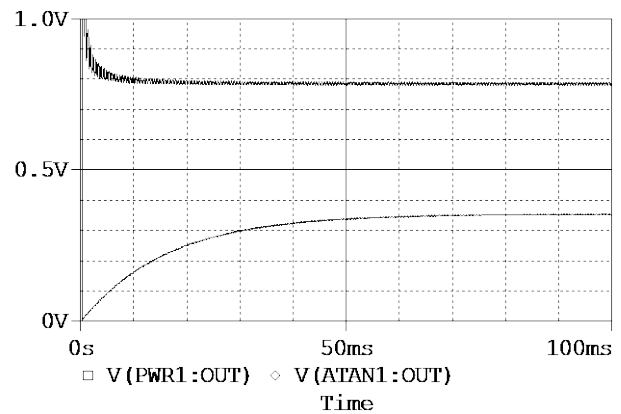


Figura 3.4.4: módulo (parte inferior) y argumento en radianes (parte superior) del circuito simulado

3.4.1.2.-El lock-in como reductor de ruido

La utilización más frecuente de un lock-in es la reducción de ruido en una medida. El ruido puede provenir de varias fuentes, no es este el sitio para tratarlo, pero tiene siempre una característica de incoherencia con nuestra fuente de señal.

Supongamos que en el circuito anterior, además de la frecuencia ω aparece un ruido, por ejemplo a 50Hz (lo cual es muy típico debido a las alimentaciones y a las interferencias de la red). Ahora vamos a colocar esa fuente en serie con la salida del circuito. Supongamos que la interferencia tiene una magnitud de 2V de pico, es decir mayor que la señal de excitación. El resultado de la simulación se presenta en la figura 3.4.5, donde se ve que los valores del módulo y argumento son iguales a los medidos sin fuente de ruido. Sin embargo hemos tenido que disminuir la frecuencia de corte de 10Hz en el caso sin ruido a 1Hz para evitar que nos aparezca un rizado excesivo en la salida. Obviamente esto nos lleva a necesitar más tiempo de medida, prácticamente 1s. Vemos como la presencia de una señal incoherente con la de medida es rechazada por el circuito de medida.

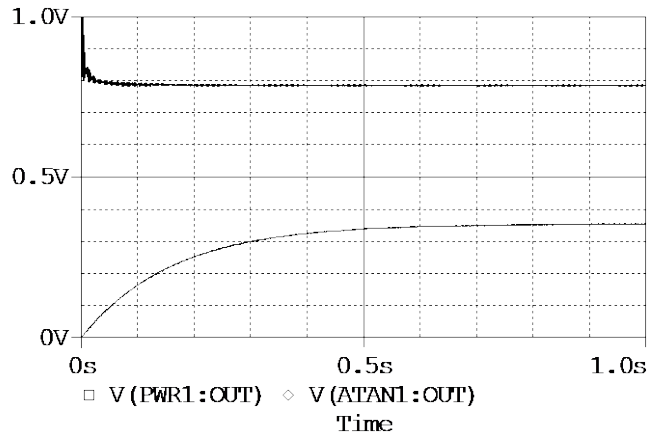


Figura 3.4.5: Módulo y fase con un ruido de 50Hz

De acuerdo con la fórmula del producto de 2 funciones armónicas, ahora tendremos, aparte de las coherentes, señales a 1KHz + 50Hz (señal suma de frecuencias) y de 1KHz-50Hz (señal diferencia de frecuencias). Estas frecuencias están bastante alejadas de la frecuencia de corte y por lo tanto no aparecen

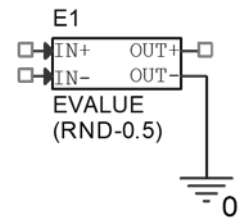


Figura 3.4.6: generador de ruido aleatorio PSPICE

El problema del ruido no es, ni mucho menos, tan sencillo. PSPICE tiene una forma de introducir ruido en un circuito a través de la función RND (random).

Esta función genera potenciales arbitrarios entre 0 y 1V y aparece en la biblioteca ABM como EVALUE. Hay que cambiar la operación a RND-0.5 si se quiere tener un ruido centrado en cero tal como aparece en la figura 3.4.6. Las entradas no se conectan. El ruido que genera no es blanco y decae con la frecuencia (pero no como $1/f$). Tanto la frecuencia máxima de ruido como la separación

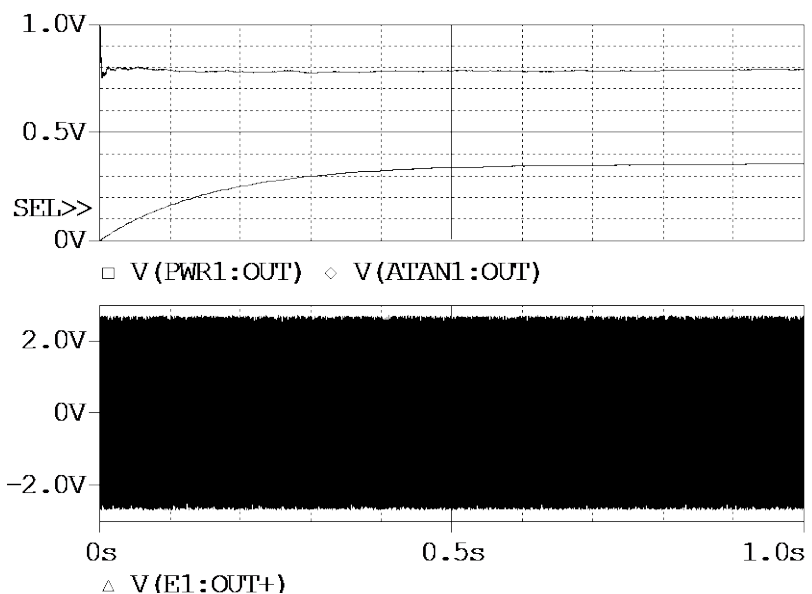


Figura 3.4.7: en la parte de abajo la señal a medir más el ruido y en parte de arriba el módulo y la fase medidos

temporal de los puntos generados dependen del parámetro “maximum step size” que aparece en el perfil de simulación; por supuesto estamos trabajando en “transient”. Si ahora incluimos en nuestra simulación la fuente de ruido la salida del sistema nos quedará como se representa en la figura 3.4.7. Hemos usado los mismos valores que en el caso anterior y el filtro pasa bajo de 1Hz. El paso máximo de la simulación es de 1us, lo que implica un ancho de banda de ruido de 500KHz y una separación entre los puntos aleatorios de 0.915us.

El ruido introducido es superior a 2V de pico, mientras que la señal es solamente de 1V. Sin embargo, el lock-in amplifier ha logrado extraer el módulo y el argumento, que son idénticos a los de la figura 3.4.4 y 3.4.5.

La figura 3.4.8 presenta la salida en cuando el ruido es 40 veces mayor que la señal. El resultado de esta medida podría haberse mejorado disminuyendo la frecuencia de corte del filtro paso bajo.

Es evidente en el lock-in que existe una correlación básica entre reducción de ruido y tiempo de medida. Si queremos mucha precisión tenemos que disminuir el filtro paso bajo, lo que conlleva un tiempo de medida del orden de varias veces $1/f$ donde f es la frecuencia de corte del filtro. El lock-in amplifier no se aparta de la relación precisión tiempo, que es el factor limitante (por abajo) del universo de medida.

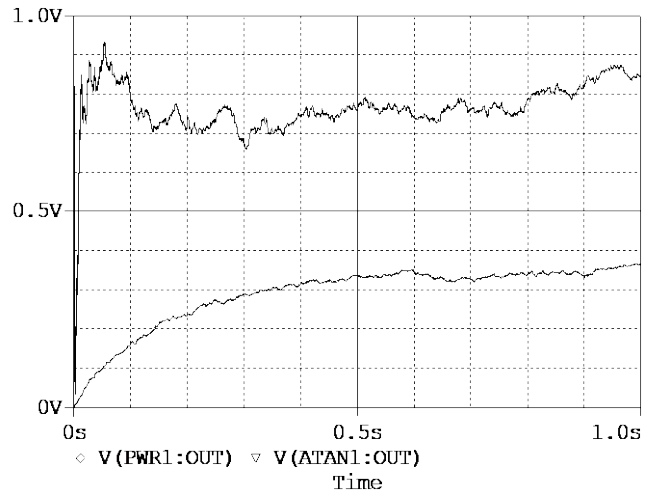


Figura 3.4.8: ruido presente en los valores del módulo y la fase cuando la señal de ruido es de 40V de pico

3.4.1.3.- El lock-in con sistemas no lineales

Una presunción que hemos hecho desde el principio es que el sistema a medir es lineal, y por tanto la salida es puramente senoidal sin distorsión o con la posible distorsión del oscilador que, si es bueno, es despreciable.

En el caso de que el sistema no sea lineal, podemos tener una medida de los armónicos si en vez de multiplicar la salida del experimento por $\sin(\omega t)$, la multiplicamos por $\sin(2\omega t)$ para encontrar el primer armónico (frecuencia doble) o $\sin(3\omega t)$ para encontrar el segundo armónico (frecuencia triple) etc. El problema es que la generación de las frecuencias múltiplo tiene que ser coherente con el generador que alimenta al experimento, es decir tienen que mantener la fase. Para resolver este problema se usan los circuitos conocidos como Phase Locked Loop (PLL). Un PLL genera una señal

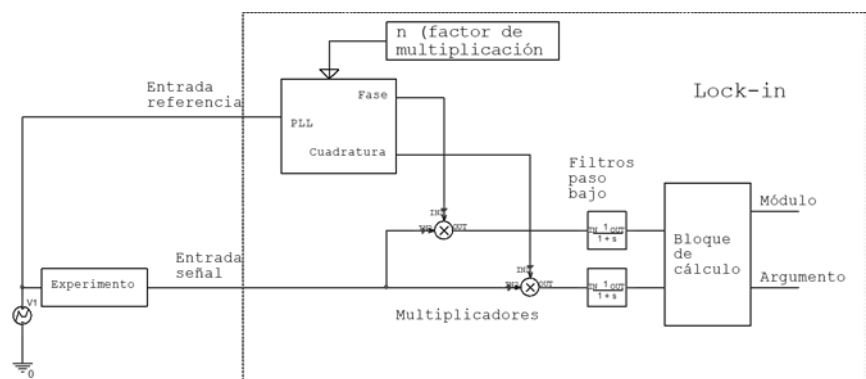


Figura 3.4.9: Amplificador lock-in con circuitos PLL

que puede ser igual a la original o un múltiplo entero de ella. Por esta razón los amplificadores lock-in de últimas generaciones siempre incorporan PLL. Un esquema de bloques de un lock-in de este tipo se presenta en la figura 3.4.9

Ahora la señal de excitación no tiene por qué ser sinusoidal puesto que el PLL generará dos funciones sinusoidales síncronas con el generador, estando desfasadas 90° entre ellas. Dependiendo del factor de multiplicación la frecuencia de estas señales será la misma o cualquier frecuencia múltiplo (hasta el armónico 99 en algunos lock-in). Dependiendo de este parámetro “n” podemos obtener información de la respuesta del sistema a los armónicos, detectando si el sistema bajo test es o no es lineal.

Si la señal de entrada es sinusoidal el lock-in detectará, en función de n, todos los armónicos generados por la no linealidad del experimento. Si partimos de una onda no sinusoidal como excitadora del experimento el lock-in detectará, en función de n, la respuesta del sistema a los distintos armónicos del generador.

3.4.1.4.- Ruido y amplificador lock-in

Desde el punto de vista del dominio de la frecuencia la multiplicación de cualquier forma de onda por una función senoidal implica una traslación en frecuencia justamente en el valor de la frecuencia de la onda senoidal. En ese sentido, lo que un amplificador lock-in realiza es trasladar la señal de salida del experimento a frecuencia 0 y medir la componente en baja frecuencia limitando el ancho de banda tanto como se quiera. La reducción de ruido está determinada por el ancho de banda del filtro paso bajo que se use.

En un sentido inverso puede decirse que lo que hemos realizado es la traslación de nuestro filtro paso bajo a un filtro paso banda centrado en la frecuencia del experimento. Si eso es así la pregunta es ¿por qué no realizar simplemente un filtro paso banda centrado en la frecuencia de entrada?. Es evidente que cuanto mayor sea la Q del filtro paso banda mayor va a ser la reducción de ruido pero filtros con Q mayor de 100 y que mantengan estable la frecuencia central son prácticamente irrealizables.

Supongamos que tenemos una señal de 10μV a una frecuencia de 10KHz que proviene de un sistema con ruido blanco de $\frac{5\mu V}{\sqrt{Hz}}$ y con ancho de banda de 100KHz. El ruido total generado es de 1.6mV y por lo tanto la señal de 10μV es totalmente indetectable. Si ahora pasamos esta señal por un filtro paso banda centrado a 10KHz y con Q=100 tendremos un ruido de $\frac{5\mu V}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{\frac{f_0}{Q}} = 50\mu V$ mientras que la señal sigue siendo de 10μV. Para llegar a obtener un ruido de, digamos 1μV necesitamos una Q de 400, o lo que es lo mismo un ancho de banda de 25Hz lo cual es irrealizable.

Sin embargo, no existe problema para realizar un filtro paso bajo de, por ejemplo, 0.01Hz para colocarlo a la salida del multiplicador de un lock-in, con lo que el ruido habría quedado reducido a 0.5μV, es decir que ahora la relación señal/ruido es de 20.

3.4.1.5.- El lock-in como derivador

Supongamos un sistema físico en el que la respuesta en tensión depende de un parámetro que podemos modular. Por ejemplo supongamos un experimento en el que queremos medir la absorción de luz A por un determinado medio. Sabemos que la absorción depende de la longitud de onda con que es iluminada la muestra, es decir A(λ). Disponemos de un equipo que traslada un potencial V a una

determinada longitud de onda λ , lo que podemos escribir de forma simplificada como $\lambda=K_1V$. Supondremos además que la iluminación que le llega a la muestra I_0 no depende de la longitud de onda. El sistema de medida tiene además un detector, de respuesta plana en longitud de onda que nos da una tensión $V_0=K_2I$ donde I es la intensidad luminosa que alcanza al detector. Por tanto podemos poner $V_0=K_2 \cdot I_0 \cdot A(\lambda)=K_2 \cdot I_0 \cdot A(K_1V)$.

Para concretar todos estos datos supongamos todas las constantes igual a 1 y también I_0 igual a 1. Supongamos además que la absorción tiene un pico a una determinada longitud de onda λ_p y que podemos modelar como $A(V)=\exp-(V-V_p)^2$ donde V_p es el potencial que se corresponde con la longitud de onda del pico .

El sistema simplificado se puede modelar fácilmente en PSPICE tal y como aparece en la figura 3.4.10 donde se ha añadido un generador de ruido para simular la realidad de la medida. La figura 3.4.11 representa el pico más el ruido. Generalmente se desea conocer con precisión la posición del pico de absorción, lo que no resulta fácil debido al ruido del sistema. Una forma más precisa sería detectando la posición de la derivada cuando pasa por cero, eliminando además el ruido. Para ello vamos a modular en longitud de onda al generador luminoso introduciendo una pequeña variación alterna sobre el potencial V y usaremos esa misma señal para introducirla en el canal de referencia del lock-in. Una representación simplificada aparece en la figura 3.4.12. Solo se ha representado en canal en fase puesto que, como el sistema simulado no tiene desfase, no nos hace falta el canal en cuadratura. En un caso real habrá que variar el desfase para hacer máximo el valor del canal en fase.

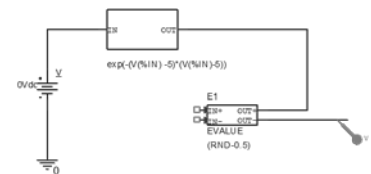


Figura 3.4.10: sistema físico

La señal de alterna sinusoidal que se ha añadido en serie con la tensión que determina la λ del sistema modulará a esta y debe ser lo suficientemente pequeña como para que, dentro de ese entorno de variación, el sistema pueda considerarse lineal.

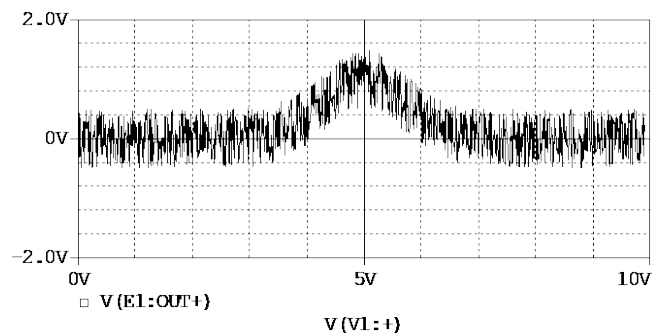


Figura 3.4.11: amplitud del pico más el ruido

Ahora tendremos que la tensión detectada, suponiendo que todas las constantes son 1 como ya se ha dicho antes será, haciendo un desarrollo en serie:

$$A(V + \Delta V \text{sen}(\omega t)) = A(V) + \frac{dA(V)}{dV} \Delta V \text{sen}(\omega t) + \text{términos sucesivos} \quad [4]$$

Si ΔV es suficientemente pequeño nos podemos quedar solamente con el término en primera derivada.

Después de multiplicado por la misma función senoidal y pasado por un filtro de paso bajo lo suficientemente estrecho como para eliminar el ruido obtendremos como salida

$$V_0 = 1/2 \frac{dA(V)}{dV} \Delta V^2 \quad [5]$$

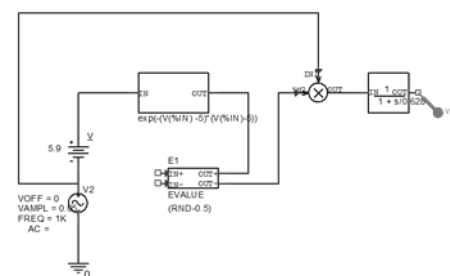


Figura 3.4.12: sistema para la detección de la derivada

Es decir una magnitud que es proporcional a la derivada. En el caso que nos ocupa $\Delta V=50\text{mV}$ y la frecuencia es de 1KHz . El resultado de la simulación de la derivada se presenta en la figura 3.4.13. Hay que tener en cuenta que cada uno de los puntos de esta última gráfica corresponde con una simulación temporal en la que se va variando el potencial V . La línea continua es la salida calculada según la ecuación [5].

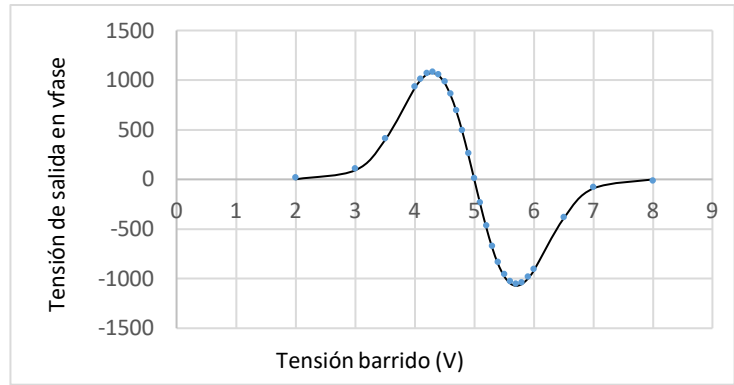


Figura 3.4.13: representación de la derivada con eliminación del ruido

La posición del filtro paso bajo es determinante a la hora de reducir el ruido y debe ser bastante inferior a la frecuencia del generador de alterna. Por último hay que reseñar que, en principio, la frecuencia de la señal de alterna no es relevante, en tanto en cuanto el sistema de conversión de V a longitud de onda y el receptor respondan correctamente a dicha frecuencia.

En esta última figura el ruido ha desaparecido y, además, la posición del máximo se determina con total precisión en el paso por cero de la derivada.

3.4.1.6.- Sobre el circuito multiplicador

La multiplicación de dos señales analógicas ha sido un problema de difícil solución en electrónica. En el caso que nos ocupa tenemos que multiplicar en los cuatro cuadrantes, es decir que las señales a multiplicar pueden tener, ambas, tanto signo positivo como negativo. Desde hace algunos años se usa la célula de Gilbert que es, de momento, la topología con menor distorsión.

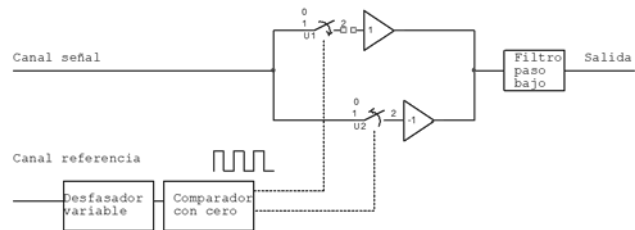


Figura 3.4.14:: esquema de un lock-in con conmutadores

Otra posibilidad que ha venido usándose durante muchos años con éxito consiste en sustituir el multiplicador por un conmutador que multiplica la señal de entrada al lock-in por $+1$ y -1 sincronamente con el canal de referencia. Este circuito es mucho más sencillo, aunque permite el paso de armónicos como veremos. Un esquema de concepto aparece en la figura 3.3.14.

El canal de referencia toma la señal que proviene generalmente de un oscilador externo y después de pasar por un desfasador calibrado se compara con cero generando una onda cuadrada. Esta onda dirige a la señal a medir alternativamente a un amplificador de ganancia 1 o de ganancia -1 . A veces el conmutador está después de los amplificadores. A todos los efectos es como si hubiéramos multiplicado la señal de entrada por una onda cuadrada desfasada. El desarrollo en serie de Fourier de la onda cuadrada tiene un fundamental a la frecuencia de la onda y amplitud $4/\pi$ y todos los armónicos impares con menor amplitud. Por tanto podemos poner que la señal antes del filtro es de la forma:

$$\frac{4}{\pi} \left\{ \text{sen}\omega t + \frac{1}{3} \text{sen}3\omega t + \frac{1}{5} \text{sen}5\omega t + \dots \right\} \cdot A \cdot \text{sen}(\omega t + \phi) \quad [6]$$

Después de pasar por el filtro paso bajo el resultado va a ser $\frac{4A}{2\pi} \cos(\phi)$ donde A es la amplitud de la señal sinusoidal de entrada y ϕ es el desfase. Evidentemente puede hacerse un lock-in doble de la misma forma a la que hemos visto en el apartado VII-1 y calcular el módulo y el argumento, es decir A y ϕ sin tener que mover el desfase.

El multiplicador por ± 1 es mucho más lineal que los multiplicadores analógicos, pero tiene el grave problema de que todos los armónicos impares de la señal de entrada pueden pasar a la salida puesto que serán trasladados a frecuencia cero y

por tanto producir un error. Por otra parte frecuencias del ruido de la misma frecuencia que los armónicos impares de la señal de referencia también pasarán a la salida aunque al ser incoherentes con el generador serán muy atenuadas. La figura 3.4.15 representa en el dominio del tiempo el resultado de la multiplicación de una señal senoidal por la señal de referencia para un desfase 0 (línea continua) y para desfases de 45 y 90°. El valor medio de estas señales será máximo cuando el desfase es 0 y cero cuando el desfase sea de 90°.

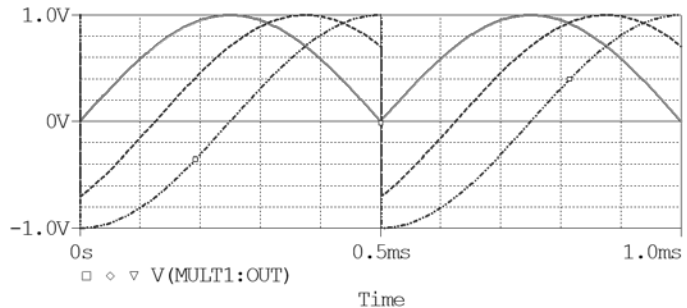


Figura 3.4.15: representación de la multiplicación en el dominio del tiempo

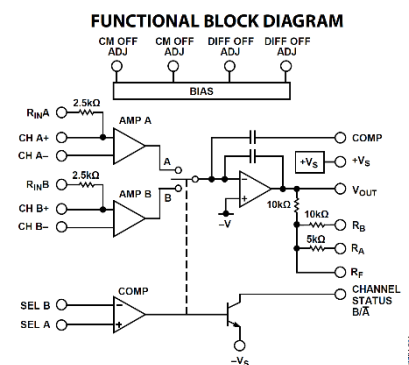


Figura 3.4.16: esquema de bloques de un circuito integrado AD630

A pesar de sus inconvenientes este tipo de detección de fase es ampliamente utilizado. En la figura 3.4.16 se presenta un esquema de bloques del circuito AD630 de Analog Devices especialmente concebido para desarrollar un amplificador lock-in. Como puede verse su estructura responde a la idea de multiplicación por onda cuadrada. En el circuito se integra el comparador para generar la onda cuadrada a partir de la de referencia.

La misma compañía, Analog Devices, fabrica otro circuito integrado en el que integra todas las funciones del amplificador síncrono, incluido un procesamiento digital de la señal. En la figura 3.4.17 se presenta un diagrama de bloques del circuito ADA2200, que está basado en el mismo principio de multiplicación por ± 1

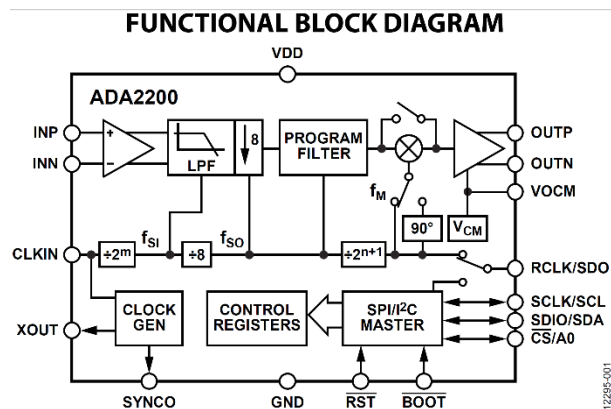


Figura 3.4.17: esquema de bloques de un circuito integrado ADA2200

3.4.1.7.- La elección de la frecuencia en un amplificador síncrono

Como se ha visto hasta ahora, la frecuencia de la señal puede ser un parámetro esencial fijado por las necesidades del experimento o bien puede ser un parámetro mudo, es decir que no relevante, en

principio para conseguir los propósitos del experimento. Supongamos, por ejemplo, el caso de querer determinar la sensibilidad de un determinado semiconductor frente a la longitud de onda de una radiación luminosa. Supongamos, por supuesto, que esta sensibilidad es pequeña y necesitamos discriminar la tensión generada en el semiconductor frente al ruido. Un esquema de concepto posible se representa en la figura 3.4.18 donde la fuente luminosa está formada por un espectrómetro que puede variar la longitud de onda. Para poder utilizar la detección síncrona tenemos que convertir la señal luminosa en alterna, lo que puede conseguirse con un obturador rotatorio conocido como “chopper” que genera además, con un fototransistor, la señal de referencia. La cuestión importante es ¿Cuál es la frecuencia óptima del troceado de la señal?.

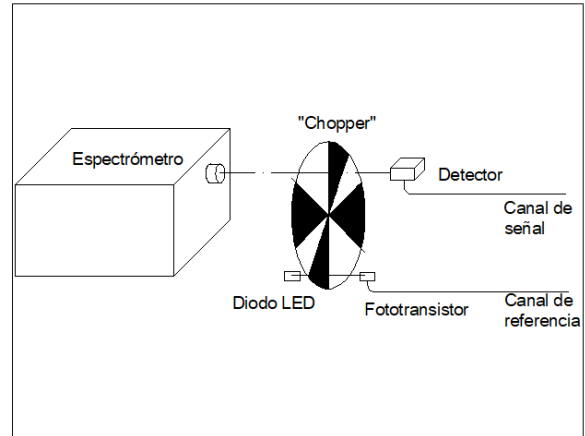


Figura 3.4.18: montaje experimental

Para determinar esto tenemos dos límites en la frecuencia, uno superior y otro inferior. El límite superior lo determina la respuesta en frecuencia del detector, frecuencia que obviamente no se puede superar. El límite inferior lo determina la densidad espectral de ruido. Es perfectamente conocido que la densidad espectral de ruido es muy alta a frecuencias baja y decae en su potencia como $1/f$ hasta llegar a un límite en que se mantiene constante. El ruido en este límite, a partir del cual la densidad espectral es constante es conocido como ruido blanco (dada su naturaleza espectral) o ruido de Johnson y es inevitable. La figura 3.4.19

representa la densidad espectral de ruido. Aparecen bandas de ruido que están relacionadas con las interferencias que se producen por la red eléctrica y sus armónicos (50Hz, 100Hz etc). En el caso particular de las medidas ópticas hay que huir de los 100Hz porque los tubos fluorescentes producen su iluminación a esta frecuencia (el doble de la de la red).

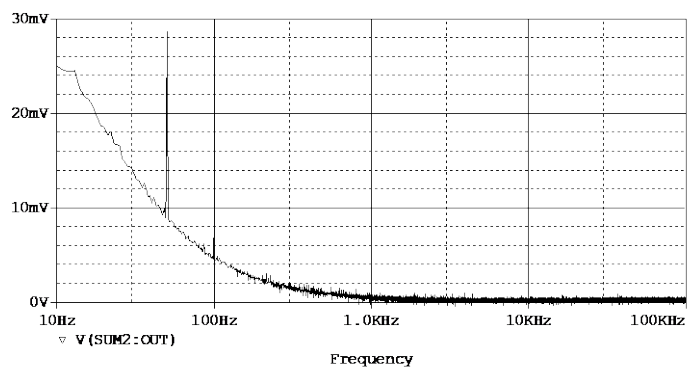


Figura 3.4.19: Densidad espectral de ruido

Por tanto la frecuencia óptima estará comprendida entre estos dos límites. El hecho de poder, en algunos casos, elegir la frecuencia de trabajo en el amplificador síncrono es un factor de mejora añadido; hemos transferido nuestro agudo filtro pasa banda a un filtro paso bajo por el hecho de multiplicar la señal por la referencia y además lo hemos hecho sin tener los inconvenientes del ruido en exceso que aparece para las bajas frecuencias.

El concepto de modulación de una señal continua y su demodulación síncrona, es decir en otras palabras la traslación de la señal a frecuencias donde el ruido es mínimo, es un concepto muy utilizado para medir señales DC en ambientes ruidosos y con mucha precisión. En el tema de amplificadores operacionales se trata un tipo de amplificador conocido como “amplificador operacional chopper” en el que la señal de continua se trocea, se amplifica en alterna y después se demodula síncronamente con el generador que se ha usado para trocearla. Este sistema, bien diseñado para evitar picos de conmutación, obtiene los mejores resultados en cuanto a precisión puesto que evita el ruido de baja

frecuencia, deriva de componentes etc. Normalmente este tipo de amplificadores tienen un ancho de banda bastante reducido debido a la necesidad de tener un filtro paso bajo para evitar las frecuencias dobles. Será justamente ese filtro el que, desde el punto de vista del dominio de la frecuencia, el que se traslade a la frecuencia del troceado.

3.4.1.8.- Reserva dinámica

Se denomina reserva dinámica a la relación en dB entre la cantidad de ruido tolerable por el sistema y la máxima señal determinística que podemos medir. Por ejemplo si estamos midiendo en una escala de $1\mu\text{V}$ y el máximo ruido que no nos produce saturación en el sistema es de 1mV diremos que la reserva dinámica es de 60dB. La mayor limitación de la reserva dinámica se produce en el detector sensible de fase, es decir en el multiplicador. Si la salida de esta parte del circuito tiene un desplazamiento de 0 (offset) este valor de continua no será eliminado por el filtro paso bajo y causará un error en la medida. Este offset puede ser corregido en ausencia de señal, pero puede variar bien por cambios en la temperatura o porque el ruido sature al multiplicador.

Aumentar la ganancia del amplificador de señal a la entrada del lock-in no mejora la reserva dinámica puesto que, si bien aumenta la señal, también aumenta el ruido. La ganancia de estos amplificadores debe mantenerse limitada a un valor justo antes de que el ruido sature al multiplicador y, si se requiere, amplificar la señal después de pasado el filtro. La amplificación a posteriori del filtro tampoco puede hacerse indefinidamente grande puesto que también se amplificará el offset del multiplicador.

La única manera de incrementar la reserva dinámica es filtrando la señal de entrada con un filtro que atenúe el ruido pero no la señal. Cuanto más cerremos la banda de frecuencia en la entrada alrededor de la frecuencia de medida menos ruido tendremos en el multiplicador. Sin embargo si ajustamos demasiado las frecuencias esquina del filtro introduciremos desfases no deseados en la frecuencia de medida. Por esta razón es muy importante filtrar adecuadamente la entrada al lock-in y de hecho se introducen filtros que automáticamente se centran sobre la frecuencia de referencia.

3.4.1.9.- Analógico frente a digital

Con la aparición de convertidores analógico/digital rápidos y de precisión se han desarrollado amplificadores síncronos digitales. La idea es realizar la conversión a digital tanto de la señal de entrada como de la señal de referencia y realizar la multiplicación y el filtrado digitalmente. La mayor ventaja del sistema digital frente al analógico es que el primero no tiene los problemas de offset en la multiplicación que tiene el segundo y consecuentemente su reserva dinámica es mejor. Sin embargo el muestreo de la señal en el convertidor analógico digital tiene que ser muy cuidadoso para evitar picos y se necesita incorporar un filtro previo "anti aliasing", es decir para que la reconstrucción de la señal sea correcta.

Típicamente un amplificador lock-in analógico tiene una reserva dinámica entre 60 y 80dB mientras que en el caso digital se superan los 100dB, llegando en algunos casos hasta 130dB

3.4.2.- Montaje experimental

3.4.2.1.- El lock-in de Brookdeal

Se trata de un amplificador lock/in totalmente analógico y modular que, aunque tiene muchos años, funciona bastante bien y es muy útil a nivel académico

Se compone de 4 módulos que se describen a continuación

- a) Preamplificador de bajo ruido (fig. 3.4.20). De izquierda a derecha tenemos el control de la impedancia de entrada, normal o baja. Elegir en principio la normal porque es la que está protegida. Conector BNC de entrada.



Figura 3.4.20: Preamplificador de bajo ruido

- Ganancia en dB a saltos de 10dB y con potenciómetro fino
Conmutadores para elegir la frecuencia de corte del filtro de entrada. Filtro pasa alta (el izquierdo) y pasa baja (el derecho)
“Meter damping” para evitar saltos bruscos de la aguja. Debe estar en ON
Conmutador de filtro: para activar o desactivar los filtros paso alto y paso bajo
Medidor en voltios o dB
Conector BNC de salida.

Los mismos conectores se repiten en la parte trasera

- b) Filtro coherente (fig. 3.4.21):



Figura 3.4.21: filtro coherente

- Se trata de un filtro pasa banda que se sintoniza automáticamente a la frecuencia del experimento a través de la unidad de referencia (se explica esta unidad más adelante). Por tanto tiene entrada y salida y además la conexión para la referencia.

- c) La unidad de referencia (fig. 3.4.22) toma la señal de referencia, la convierte en cuadrada y la desfasa. De izquierda a derecha de la foto tenemos:



Figura 3.4.22: Unidad de referencia

- Conector BNC que tendrá que unirse a la señal de referencia. Tiene un conmutador para funcionamiento automático o manual; en caso manual con tres

escalas para ajustarse al nivel de la señal de referencia. Si se enciende el piloto luminoso es que la señal no se está sincronizando. Dos conmutadores, uno para la pendiente positiva o negativa y otro para desacoplar la tensión continua

En el centro está el conmutador para sincronizarse sobre el segundo armónico, útil para determinar la linealidad del experimento

A la derecha tenemos la parte relativa al desfase con un potenciómetro que desfasa de 0 a 90° y dos conmutadores que añaden 90 o 180°. Tiene dos salidas, con señal en fase y con señal desfasada 90°.

Los mismos BNC se repiten a la salida

- d) Unidad PSD o Phase Sensitive Detector (fig 3.4.23). Este amplificador funciona por el principio de multiplicación por +1 que se describe en el apartado 3.4.1.6.

De izquierda a derecha tenemos el medidor de aguja y el conector BNC de salida (no se suele usar). A continuación un ajuste de cero que se usará raramente y, desde luego, siempre sin señal de entrada. Es sensible únicamente en la escala más pequeña del lock-in y corresponde con el "offset" del amplificador que está después del filtro paso bajo.



Figura 3.4.23: Detector sensible de fase (PSD)

A continuación tenemos la ganancia del amplificador referido que nos da un fondo de escala de 1, 3 o 10V. El siguiente conmutador invierte el signo de la medida.

Si seguimos hacia la derecha tenemos el filtro paso bajo con un conmutador que nos determina su constante de tiempo hasta 10s y un conmutador que nos permite desconectarlo y poner uno exterior. Evidentemente si queremos reducir el ruido tendremos que ponerlo en "interno". Finalmente tenemos la posibilidad de seleccionar dos referencias A y B con un conmutador y dos conectores BNC. Al lado tenemos el conector de entrada de señal.

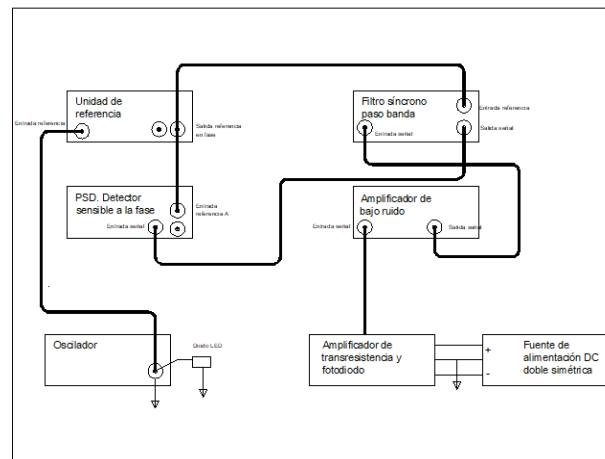


Figura 3.4.24: Conexión de los distintos módulos

Todos los conectores se repiten en la parte trasera

Conexiones entre los módulos:

En la figura 3.4.24 se representa la conexión entre los distintos módulos para realizar una experiencia de modulación de la luz de un diodo LED y su detección con un fotodiodo.

3.4.2.2.- Experimentos con lock-in

3.4.2.2.1.- Detección de la emisión de un led con un fotodiodo

En este experimento se modulará la luz de un diodo LED infrarrojo mediante un oscilador y se detectará con un fotodiodo también infrarrojo. Vamos a modular de forma sinusoidal al diodo LED usando un oscilador que superpone un valor de continua al de alterna. Para detectar la luz usaremos un

amplificador de transresistencia como el representado en la figura 3.4.25. Este amplificador tiene una ganancia transresistiva (en ohmios puesto que es tensión de salida frente a corriente de entrada) de 10^5 , 10^6 o $10^7 \Omega$ seleccionables con puentes. Hay dos juegos de puentes, de forma que siempre tendremos que tener seleccionada la misma resistencia en la realimentación negativa y en la entrada positiva para cancelar las corrientes de polarización (ver descripción del amplificador operacional en el tema correspondiente). Comenzaremos siempre con la menor ganancia. La conexión del oscilador y de el lock-in se representa en la figura anterior.

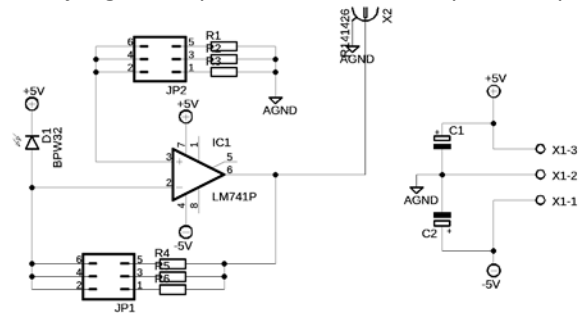


Figura 3.4.25: amplificador de transresistencia

Primero conectaremos un osciloscopio a la salida del amplificador de transresistencia y acercaremos el diodo LED para ver si, tanto este como el fotodiodo y el amplificador, funcionan correctamente. Se moverá la amplitud de salida del oscilador como la tensión de desplazamiento de cero (offset) hasta conseguir que la tensión de salida del amplificador de transresistencia sea muy aproximadamente sinusoidal.

En estas condiciones podemos ajustar el desfase hasta que logremos un máximo en la aguja del PSD, lo que nos determinará que la señal está ahora en fase. Ahora alejamos el diodo LED del fotodiodo hasta que en el osciloscopio desaparezca la señal y se observe solo ruido. Si amplificamos la señal del módulo de entrada del lock-in veremos que todavía sigue detectando señal, lo que se hace evidente si tapamos momentáneamente el diodo LED.

Experimentar hasta qué punto el lock-in es capaz de detectar la iluminación del diodo LED rotando este para que no apunte directamente al fotodiodo. Experimentar también observando la reflexión en un papel. Téngase en cuenta que, como la señal es infrarroja, no veremos nada a simple vista.

En la figura 3.4.26 se representa el circuito total montado incluyendo la parte de modulación del LED. En la 3.4.27 se presenta la placa de circuito impreso correspondiente y la figura 3.4.28 es una fotografía del montaje resultante.

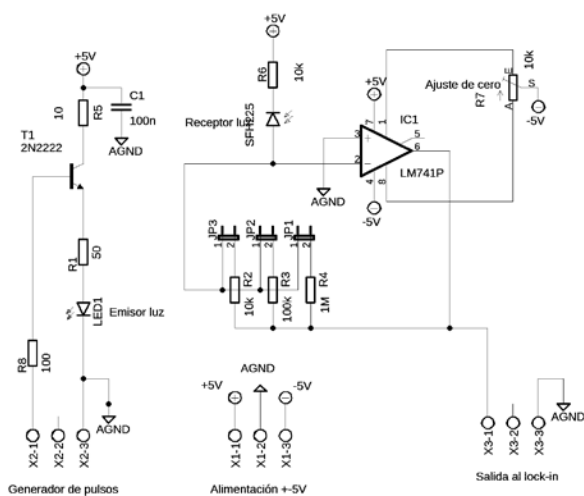


Figura 3.4.26: Esquema del circuito total

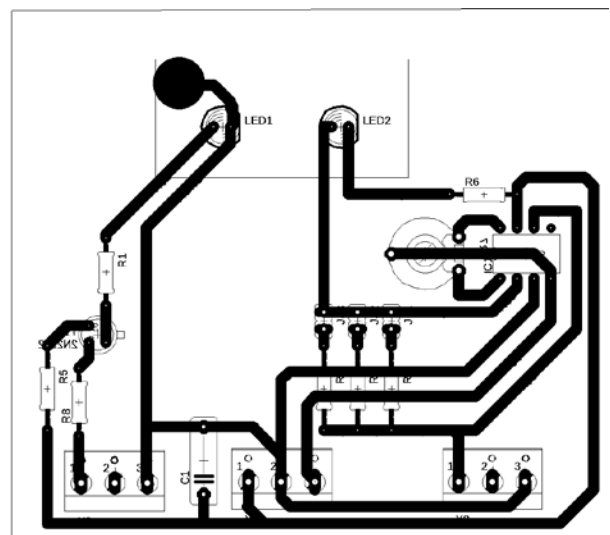


Figura 3.4.27: placa de circuito impreso

3.4.2.2.2.- Medida de la velocidad del sonido

En este experimento determinaremos la longitud de onda de una señal sonora en la frecuencia de los ultrasonidos (alrededor de 40KHz) y a partir de ella determinaremos la velocidad del sonido

Para ello partimos de dos sensores de ultrasonidos piezoeléctricos que funcionan bidireccionalmente, es decir ambos pueden funcionar como generadores o detectores indistintamente. Una fotografía de estos generadores/detectores se presenta en la figura 3.4.29. Ambos tienen conectores BNC, de forma que su conexión al lock-in y al oscilador es inmediata. Uno de los sensores irá directo al oscilador, en este caso sin tensión de desplazamiento de cero y en principio, conectaremos el otro a un osciloscopio para observar la señal. Si conectamos la señal del oscilador al segundo canal del osciloscopio veremos dos señales sinusoidales cuyo desfase es función de la posición relativa de ambos sensores. Realmente los sensores ultrasónicos son tan efectivos que el desfase puede medirse directamente en el osciloscopio. Si variamos lentamente un sensor con respecto al otro encontraremos que el desfase va cambiando. El incremento de distancia entre dos situaciones consecutivas en las que el desfase sea igual (por ejemplo dos máximos coincidentes) es la longitud de onda correspondiente a la onda sonora cuya frecuencia sea la marcada por el generador.



Figura 3.4.29: generadores/detectores de ultrasonidos

Se puede variar la frecuencia del oscilador para ver como la longitud de onda cambia con la frecuencia, pero hemos de tener en cuenta que la amplitud de oscilación del ultrasonido generado y detectado cambia mucho con la frecuencia puesto que tienen una frecuencia de resonancia.

Si ahora hacemos el mismo experimento con el lock-in observaremos que se puede detectar el ultrasonido incluso a distancias muy grandes, cuando el osciloscopio ha dejado de detectar ninguna señal.

Es inmediato que la velocidad del sonido será entonces $v = \lambda \cdot f$ y con los significados habituales de los símbolos. La figura 3.4.30 presenta el montaje instrumental. En el caso representado se hace rebotar el sonido en una placa metálica.

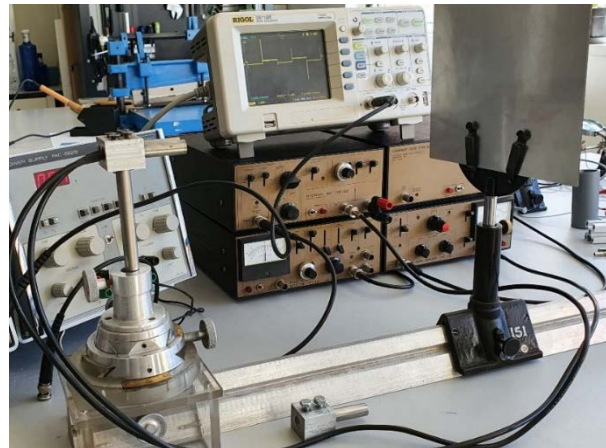


Figura 3.4.30: montaje instrumental para medir la velocidad del sonido

3.5.-Osciladores y generadores de onda sinusoidales

3.5.1.- Introducción teórica:

Los osciladores y los generadores de onda son una parte básica de la instrumentación de laboratorio, pero además son, en sí mismos, un desafío intelectual nada sencillo de resolver. Mientras que, en principio, parecería que los osciladores son circuitos lineales, en realidad no lo son. Un oscilador puede asimilarse al péndulo de un reloj; este siempre oscila a la misma frecuencia independientemente de la amplitud y en principio de forma armónica. Sin embargo sabemos que el rozamiento, bien con su pivote o bien con el aire que le rodea, antes o después va a parar su movimiento. Para que la oscilación sea mantenida hay que dar la energía suficiente al sistema para compensar la pérdida por rozamiento. Esta energía, que en un reloj de péndulo es entregada por la rueda de escape a través del áncora implica necesariamente una alteración de la linealidad por una parte y por otra define la amplitud de la oscilación conseguida. Si el sistema fuera lineal y teniendo en cuenta que en física no se puede de ninguna manera conseguir dos magnitudes iguales llegamos a una situación un tanto absurda: si la energía entregada es menor que la pérdida por rozamiento la amplitud original decrecería hasta que el péndulo se parase. Si la energía entregada es mayor la amplitud del péndulo crecería indefinidamente.

Solamente se puede llegar a una situación de equilibrio en la amplitud de oscilación si la entrega de energía es no lineal, es decir es mayor para bajas oscilaciones y menor cuando estas oscilaciones aumentan. Una primera consecuencia de la no linealidad es que el período de oscilación ya no está determinado exclusivamente por la longitud del péndulo (a través de la conocida ley $T = 2\pi\sqrt{l/g}$), sino que es alterada por la presencia de los pequeños golpecitos que recibe el áncora en cada batido. Es fácil de comprender que siempre el término no lineal va a ralentizar la oscilación.

Otro punto importante para generar una oscilación estable es que el sistema se base en una resonancia, es decir en alguna propiedad intrínseca a un sistema mecánico (o electrónico). En el caso del péndulo es el intercambio entre energía cinética y potencial lo que provoca que las amplitudes de oscilación dependan, al menos teóricamente, de una propiedad perfectamente estable como es la longitud del péndulo (y desde luego la fuerza de la gravedad). Cualquier intento de fabricar una oscilación que no esté basada en una resonancia está condenada al fracaso.

En el campo de la electrónica nos encontramos también con el mismo problema; la definición de la no idealidad. En este capítulo veremos los distintos criterios de oscilación y los osciladores realimentados. Hay dos formas más de generar las ondas sinusoidales que se escapan del criterio de los osciladores: la generación de funciones sinusoidales conformando no linealmente una onda triangular y la generación digital. En estos dos últimos casos más que definirlos como osciladores deberían llamarse generadores de onda.

También discutiremos las diferencias entre el oscilador sinusoidal (pequeñas no linealidades) frente a los osciladores de relajación, en los que la onda generada se parece más a una onda cuadrada que a una sinusoidal. Sin embargo el estudio de los osciladores de relajación lo dejaremos para otro capítulo.

3.5.1.1.- Concepto de oscilador

3.5.1.1.1.- Ecuación de van der Pol

Es bien conocido que la ecuación ideal del oscilador es:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -Kx \quad [1]$$

Cuya solución es armónica con frecuencia $\omega = 1/\sqrt{K}$.

Esta ecuación, si bien define la frecuencia, no define la amplitud y por tanto cualquier amplitud de la función armónica satisface la ecuación. El problema será encontrar un método que fije la amplitud de la oscilación.

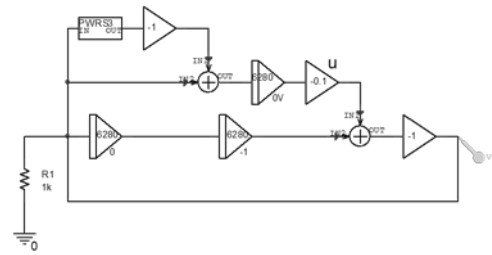


Figura 3.5.1: Circuito de van der Pol con integradores

En 1927 Balthasar van der Pol que trabajaba para Philips propuso una ecuación que ha sido muy estudiada y aplicada en numerosos campos de la física. La idea es que en un oscilador real siempre existen componentes no lineales que, frecuentemente, afectan a la primera derivada. La ecuación que propuso es:

$$\frac{d^2x}{dt^2} - \mu(1 - x^2) \frac{dx}{dt} + x = 0 \quad [2]$$

Donde μ es el coeficiente que determinará la no idealidad del oscilador y x es una función del tiempo, que en nuestro caso será la tensión en un circuito.

La solución de esta ecuación es compleja y se suele resolver para el caso de μ muy pequeña (oscilador casi sinusoidal) o en el caso de μ grande donde el oscilador se separa mucho de la idealidad produciendo señales complicadas. En este caso el oscilador se llama oscilador de relajación.

Una posibilidad para entender el oscilador es la simulación PSPICE usando los módulos de la biblioteca ABM. El problema de trabajar con derivadores es que son muy inestables y amplifican el ruido. Si se integra la ecuación podemos llegar sin problemas a:

$$x = - \int \left[\int x dt \right] dt + \mu \int \left(x - \frac{x^3}{3} \right) dt \quad [3]$$

Ecuación que puede simularse como se representa en la figura 3.5.11. En esta figura la resistencia R1 no tiene más significado que definir el potencial cero.

En el caso de $\mu=0$ estamos frente al oscilador ideal. Los dos integradores tienen una ganancia de 6280, es decir $2\pi \cdot 1000$ por lo que la frecuencia de oscilación será de 1000Hz. En estas condiciones cada integrador tiene ganancia 1 para 1KHz. Las condiciones iniciales de los integradores se tienen que poner de forma que no tengamos valor de continua.

La salida del oscilador es puramente sinusoidal. Usualmente se representa el diagrama de fase, es decir el valor de la salida y su derivada o alternativamente su integral respectivamente en los ejes Y y X. En el caso ideal el diagrama

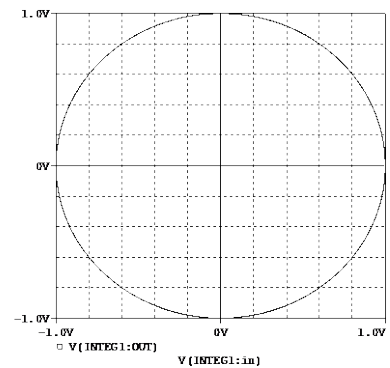


Figura 3.5.2: ciclo límite en el diagrama de fases para $\mu=0$

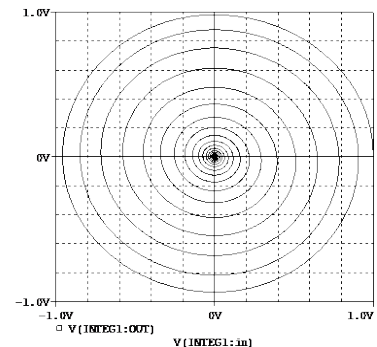


Figura 3.5.3: ciclo límite para $\mu=+0.1$

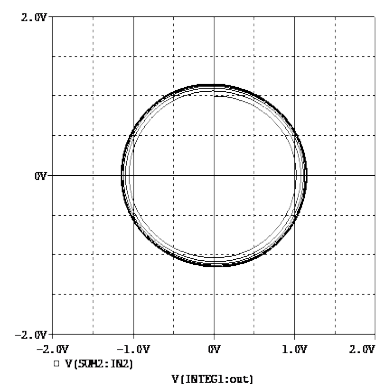


Figura 3.5.4: ciclo límite para $\mu=-0.1$

de fase es el que se representa en la figura 3.5.2, es decir un círculo. Un oscilador estable tiene que presentar una figura cerrada en este diagrama, figura que se conoce como ciclo límite.

Si el valor de μ es positivo el oscilador tiende a apagarse y el resultado es un ciclo abierto que tiende a X e Y igual a 0. La figura 3.5.3 representa el apagado de un oscilador que tiene un factor μ de +0.1.

Para el caso de μ pequeña y negativa el oscilador aumenta la amplitud del oscilador manteniendo una forma de onda prácticamente sinusoidal con un ciclo límite prácticamente circular (figura 3.5.4), aunque la transformada de Fourier demuestra la presencia de armónicos impares (figura 3.5.5). Esta es la situación habitual en un oscilador puesto que el caso de $\mu=0$ es irrealizable en la práctica dado que los elementos resistivos del circuito ideal harán siempre que la oscilación desaparezca.

En el caso de μ grande el ciclo límite deja de ser circular y tiende a ser cada vez más cuadrado produciendo una onda que ya no es sinusoidal. La figura 3.5.6 representa el ciclo límite para $\mu=-10$, la figura 3.5.7 la forma de onda y la figura 3.5.8 el espectro de Fourier de dicha onda.

La ecuación de van der Pol explica muy claramente cómo se pasa de un oscilador sinusoidal a un oscilador de relajación. Mientras que en el caso de la oscilación sinusoidal la frecuencia está determinada por la constante k de la ecuación [1] o por los valores de las constantes de proporcionalidad de los integradores de la figura 3.5.1, en el caso del oscilador de relajación la frecuencia disminuye en tanto que el valor de μ aumenta. Este efecto es conocido como la depresión de la frecuencia siendo en el caso de la figura 3.5.8 de 300Hz.

3.5.1.1.2.- Criterio de Barkhausen

En el año 1921 Heinrich Barkhausen propuso un criterio de oscilación basado en la realimentación y que es condición necesaria para encontrar oscilaciones, aunque no suficiente. Supongamos un circuito realimentado como el de la figura 3.5.9 formado por un amplificador de ganancia A, no dependiente de la frecuencia y una red de realimentación con una función de transferencia dependiente de la frecuencia $B(j\omega)$. Sea la tensión de entrada v_i . Después de pasar por el amplificador y la red de realimentación la tensión obtenida será $A \cdot v_i \cdot B(j\omega)$. Cuando se cierra el interruptor esta tensión será la entrada del circuito y se obtendrá oscilación si se verifica que es igual a v_i en magnitud y fase, es decir cuando el módulo de $A \cdot B(j\omega)$ es igual a 1 y su fase es 0. Esto debe verificarse para una sola frecuencia. Por tanto el circuito oscilará siempre que para una determinada frecuencia se verifique:

$$|A \cdot B(j\omega)| = 1 \quad \angle A \cdot B(j\omega) = 0 \quad [4]$$

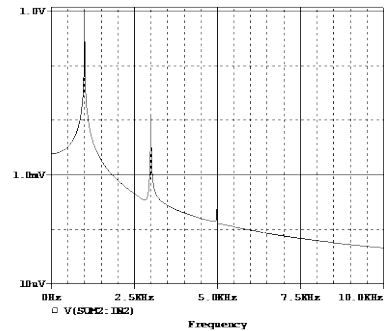


Figura 3.5.5: espectro de Fourier de la onda generada en la salida para $\mu=-0.1$

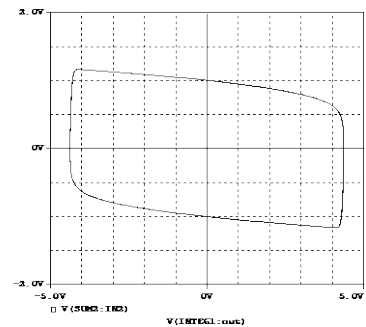


Figura 3.5.6: ciclo límite para $\mu=-10$

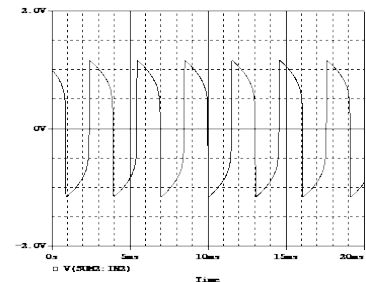


Figura 3.5.7: forma de onda para $\mu=-10$

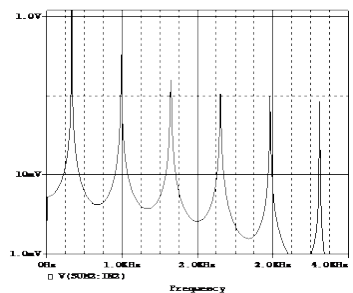


Figura 3.5.8: transformada de Fourier de la forma de onda para $\mu=-10$

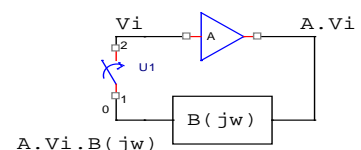


Figura 3.5.9: circuito realimentado

Que es el conocido criterio de Barkhausen. Queda entonces claro que, dado que el amplificador A, al no depender de la frecuencia, o no desfasa o desfasa 180° (inversor), la red de realimentación debe desfasar $2n\pi$ en el primer caso o $\pi+2n\pi$ en el segundo.

Este criterio obedece, necesariamente, a la ecuación [1]. Supongamos un amplificador inversor; la red de realimentación debe desfasar 180° , lo que en el dominio del tiempo equivale a una derivada de segundo orden para una función armónica y por tanto cumple el término de la izquierda de la citada ecuación. El signo negativo del término de la derecha lo impone el hecho de que el amplificador es inversor. Nuevamente el criterio de Barkhausen no define la amplitud de la oscilación puesto que sus condiciones pueden ser cumplidas para cualquier amplitud. Tal y como pasaba con la ecuación de van der Pol serán las no linealidades del circuito las que definan esa amplitud.

La realización de un oscilador perfecto según el criterio de Barkhausen (como con cualquier otro criterio) es imposible. De entrada obtener $|A \cdot B(j\omega)| = 1$ no es realizable. Por mucho que se intente este producto será o ligeramente mayor que uno o ligeramente inferior. Si es mayor, significa que la amplitud de la oscilación aumentará indefinidamente con el tiempo hasta obtener valores infinitos que son afísicos y si es menor la posible oscilación que existiese se apagará con el tiempo. En el caso de que el producto sea mayor que uno solamente mecanismos no lineales pararán ese incremento por lo que el análisis de las no linealidades del circuito será determinante de la amplitud de oscilación, lo mismo que sucedía en el caso del oscilador de van der Pol.

Por otra parte existe un problema básico desde un punto de vista experimental. ¿Quién genera la frecuencia de oscilación? La respuesta es el ruido. Sabemos que en todo circuito eléctrico existe un ruido, es decir una oscilación en los potenciales debido a la naturaleza no determinística de la corriente que a su vez está asociada al hecho de las distribuciones estadísticas de las concentraciones de portadores y sus velocidades. Este ruido, incluso en el mejor de los casos tiene un espectro blanco, es decir contiene todas las frecuencias. Si la condición de Barkhausen se cumpliera de forma estricta el ruido no se amplificaría y su magnitud seguiría siendo muy pequeña. Es necesario que el módulo de $A \cdot B(j\omega)$ sea algo mayor que 1 para que, con suficiente tiempo, la oscilación se amplifique.

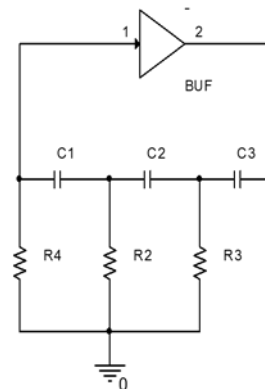


Figura 3.5.10: oscilador de deriva de fase

3.5.1.2.- Circuitos prácticos de osciladores sinusoidales

3.5.1.2.1.- Oscilador de deriva de fase

El oscilador de deriva de fase se basa en un amplificador inversor y una red RC que produzca otra variación de 180° en la fase para una determinada frecuencia. La estructura se representa en la figura 3.5.10 y su realización con amplificador operacional en la figura 3.5.11

Obsérvese que la tercera resistencia es la de entrada del amplificador. Puesto que la entrada negativa equivale a un potencial nulo, esta resistencia es vista por la red de realimentación como si estuviera conectada a tierra. La frecuencia de oscilación, según el criterio de Barkhausen,

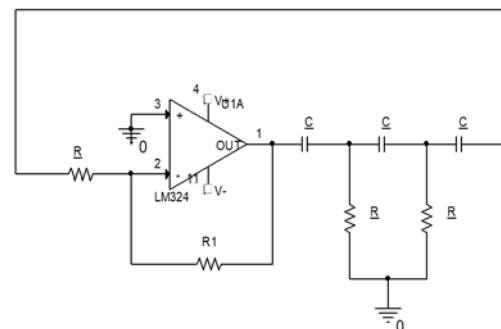


Figura 3.5.11: realización del oscilador de deriva de fase con amplificador operacional

será aquella en que la red de realimentación tenga un desfase de 180° entre v_o (salida de la red de realimentación) y v_s (salida del amplificador).

Si llamamos Z_c a la impedancia del condensador y usando el equivalente Thevenin, podemos ir reduciendo la red de la siguiente forma:

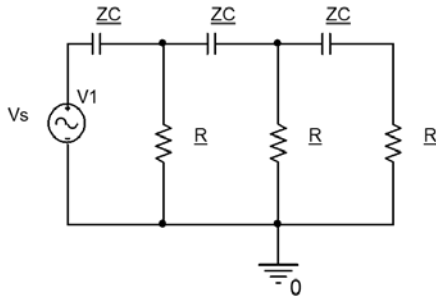


Figura 3.5.12. Red original

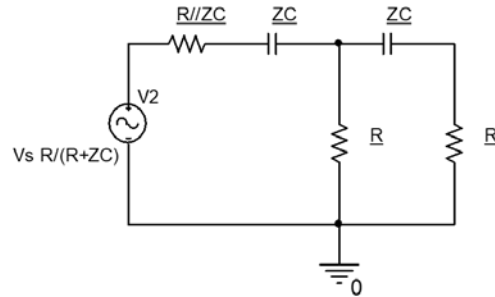


Figura 3.5.13: primer equivalente Thevenin

Si llamamos $v_A = v_s \frac{R}{R+Z_C}$ y $Z_A = R // Z_C + Z_C$, y volviendo a usar Thevenin, nos queda reducido al circuito representado en la figura 3.5.14, de donde:

$$v_o = V_A \frac{R}{R+Z_A} \cdot \frac{R}{R+Z_C+R//Z_A}$$

sustituyendo V_A y Z_A por sus valores tendremos:

$$\frac{v_o}{v_s} = f = \frac{R^3}{Z_C^3 + Z_C^2 5R + Z_C 6R^2 + R^3}$$

y sustituyendo $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$:

$$f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{j(\omega CR)^3}{(6(\omega CR)^2 - 1) + j((\omega CR)^3 - 5\omega CR)}$$

tenemos que buscar la frecuencia en que f es real y negativa, es decir

$$1 = 6(\omega CR)^2 \quad \text{para que sea real} \Rightarrow \omega_o = \frac{1}{CR\sqrt{6}}$$

para esta frecuencia

$$f = \frac{(\omega_o CR)^3}{(\omega_o CR)^3 - 5\omega_o CR} = -\frac{1}{29}$$

el signo negativo implica que efectivamente desfase 180° .

La ganancia del amplificador debe ser -29 para cumplir el criterio Barkhausen; por lo tanto, $R_1=29R$.

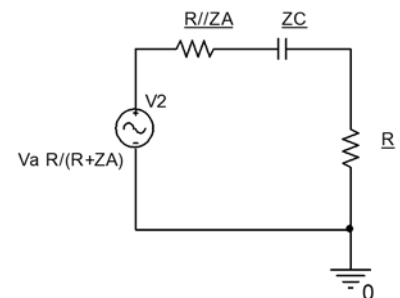


Figura 3.5.14: circuito final

3.5.1.2.2.- Oscilador de puente de Wien:

El oscilador de puente de Wien recibe su nombre porque utiliza una red de realimentación que está extraída de un circuito puente para la medida de impedancias que fue propuesto por Max Wien en 1891. Se usa una agrupación CR en serie con otra idéntica en paralelo y se demostrará que existe una frecuencia para la que el desfase entre entrada y salida es nulo. Consecuentemente hay que usar un amplificador no inversor. El circuito típico se presenta en la figura 3.5.15

La ganancia del amplificador será $G = 1 + R_1/R_2$. Por otra parte, teniendo en cuenta que la impedancia de entrada del operacional es infinita:

$$\frac{v_i}{v_o} = \frac{R // Z_C}{R + Z_C + R // Z_C} = \frac{RZ_C}{3RZ_C + Z_C^2 + R}$$

Sustituyendo

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow \frac{v_i}{v_o} = \frac{R}{3R + j\left(\omega CR^2 - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Para que esta expresión sea real debe verificarse que $\omega = 1/CR$, que sería la frecuencia de resonancia; para esta frecuencia la atenuación de la red es 1/3 por lo que la ganancia debe ser igual o mayor que 3 para cumplir el criterio de Barkhausen.

3.5.3.2.1.- La distorsión en el oscilador de puente de Wien

Obviamente la distorsión que se produce en un oscilador tiene que ver, como ya se ha dicho, en las componentes no lineales que tiene un determinado circuito. Vamos a analizar con algún detalle como es la distorsión en un oscilador de puente de Wien (aunque es aplicable a cualquier oscilador) y como se puede minimizar, ya que evitar no se puede.

Supongamos un oscilador como el de la figura 15 y supongamos $C=10\text{nF}$ y $R=15.93\text{K}\Omega$. Si escogemos $R_2=10\text{K}\Omega$ la resistencia R_1 debe ser, al menos, $20\text{K}\Omega$. Idealmente (PSPICE es ideal en este aspecto) con $20\text{K}\Omega$ y si sacamos del equilibrio al oscilador la salida debería ser perfectamente sinusoidal y mantenerse en amplitud con una frecuencia de 1KHz . El espectro de Fourier de la onda a la salida se representa en la figura 3.5.16 de donde se deduce una onda perfectamente sinusoidal.

Sin embargo, sabemos que con una ganancia justamente de 3 en el mundo real este circuito no va a funcionar. Supongamos que en vez de poner $20\text{K}\Omega$

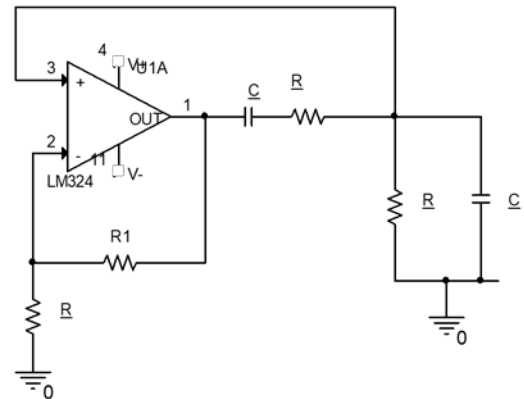


Figura 3.5.15: oscilador de puente de Wien

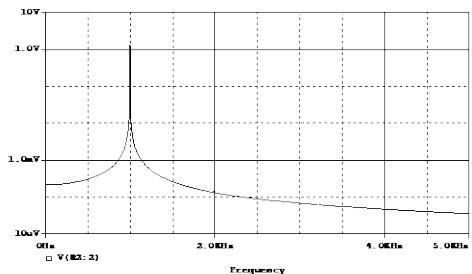


Figura 3.5.16: espectro de Fourier del oscilador ideal

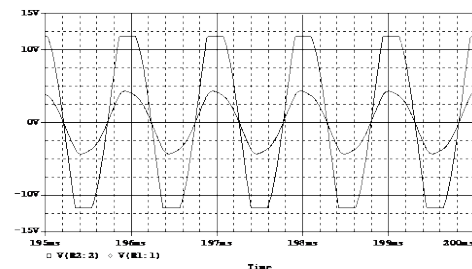


Figura 3.5.17: salida del amplificador operacional y del filtro para una ganancia de 3.2. La señal de mayor amplitud es la salida del operacional

colocamos $22K\Omega$ (es decir una ganancia de 3.2). Ahora el oscilador tenderá a aumentar la tensión de salida hasta que encuentre un funcionamiento no lineal en algún componente. El único elemento no lineal es el amplificador operacional que, cuando la señal se acerque a la tensión de alimentación se va a saturar. La forma de la tensión de salida se representa en la figura 3.5.17 donde hemos tomado la tensión a la salida del operacional y en el punto intermedio entre los elementos RC serie y paralelo.

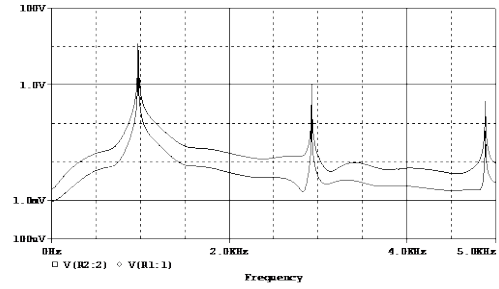


Figura 3.5.18: espectro de Fourier de las señales de la figura 3.5.17

Vemos como la salida del operacional ha sido limitada por la alimentación y que la salida después del filtro tiene también una distorsión. Un diagrama de Fourier de estas ondas se presenta en la figura 3.5.18. En esta figura se ve como aparecen los armónicos impares. El primer armónico tiene un valor de -20dB referido al fundamental (10 veces menos de amplitud). Por otra parte, se ve un ligero desplazamiento hacia frecuencias inferiores.

Un oscilador necesita tener una ganancia superior a la crítica para compensar tolerancias de componentes y derivas térmicas, pero esto va a forzar la aparición de distorsión. En el caso que estamos estudiando la no linealidad es muy brusca porque está debida a la saturación del operacional. La pregunta ahora sería: ¿Cómo podemos garantizar que el oscilador funcione en cualquier circunstancia y al mismo tiempo minimizar la distorsión?

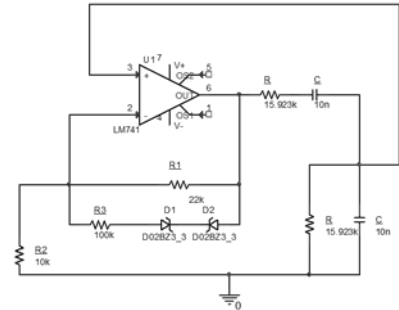


Figura 3.5.19: oscilador de puente de Wien con saturación controlada

Una solución que se emplea habitualmente es tratar de conseguir una no linealidad mucho más suave. En el caso anterior la ganancia del operacional realimentado pasa de 3.2 a 0 bruscamente. En el circuito de la figura 3.5.19 se introduce una saturación mucho más suave.

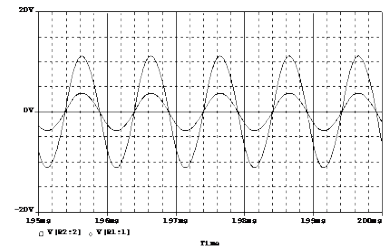


Figura 20: formas de onda para el oscilador con control de la no linealidad

La idea ahora es la siguiente: cuando la tensión a la salida del operacional aumenta y la caída en la resistencia R1 se hace mayor que la tensión de uno de los diodos Zener en inversa más la del otro en directa, la resistencia R3 queda en paralelo con R1. Como el paralelo de R3 y R1 ahora vale $18K\Omega$, la ganancia del amplificador ha caído a 2.8 y está por debajo de la ganancia crítica, con lo que la oscilación va a amortiguarse. Este efecto se da, dada la posición de los diodos Zener, para ambas polaridades. Los resultados se presentan en las figuras 3.5.20 y 3.5.21 que han de compararse con las 3.5.17 y 3.5.18.

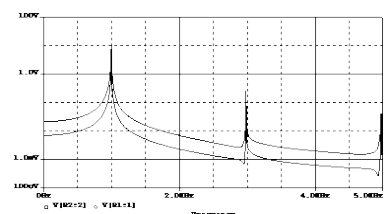


Figura 3.5.21: espectro de Fourier para las ondas de la figura 20

Vemos como las formas de onda son ahora mucho más sinusoidales y que el primer armónico tiene ahora, aproximadamente, -30dB con respecto al fundamental. Por otra parte, la frecuencia ha vuelto, prácticamente a 1kHz .

Esta forma de control de la no linealidad no es única y se han desarrollado numerosas estrategias. Una primera posibilidad es hacer todavía la saturación más suave introduciendo más diodos y resistencias. En algunos osciladores se usa un transistor JFET como resistencia variable en la realimentación y como tensión de puerta la propia señal de salida rectificada y filtrada, a modo de control automático de la ganancia.

Como ya se explicó al comienzo de este capítulo, una de las formas de ver intuitivamente la distorsión y la estabilidad de un oscilador es a través de su ciclo límite. En la figura 3.5.22 se representa el ciclo límite, a la derecha sin la limitación de los diodos Zener y a la izquierda con ellos. Se ve como el ciclo de la izquierda es mucho más circular que el de la derecha, aunque, desde luego, no es un círculo perfecto. Por otra parte, se ve como el arranque del oscilador con limitación suave es mucho más lento que el que tiene la limitación brusca. También se ve como la amplitud de la oscilación en el caso de la izquierda es claramente menor que en el de la derecha.

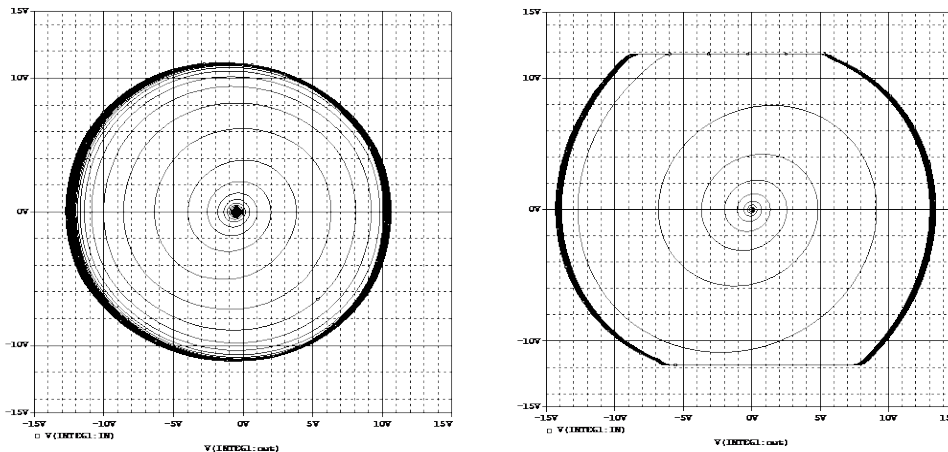


Figura 3.5.22: ciclos límite a la salida del amplificador operacional de puente de Wien para una ganancia de 3.2 con limitación de la no linealidad (izquierda) y sin ella (derecha)

3.5.1.2.3.- Osciladores de Hartley y Colpitts:

Tanto el oscilador de deriva de fase como el de fuente de Wien son particularmente adecuados para trabajar en el margen de audiofrecuencia. Sin embargo, en radiofrecuencia suelen usarse bobinas y circuitos resonantes LC en construcción de osciladores. En radiofrecuencia no se suelen usar amplificadores operacionales dado que su respuesta en frecuencia es limitada. Si usamos un solo transistor tendremos que usar la configuración en emisor común o base común para poder obtener ganancia. La mayor sencillez se consigue amplificando con una etapa de emisor común. Dado que esta etapa desfasa 180° , la red desfasadora debería desfasar también otros 180° . La forma genérica de estos osciladores se representa en la figura 3.5.23.

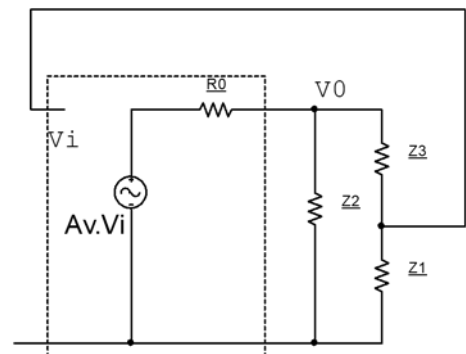


Figura 3.5.23: oscilador de radiofrecuencia

Si llamamos v_o a la salida del amplificador:

$$v_o = A_v \cdot \frac{Z_2 // (Z_3 + Z_1)}{R_0 + Z_2 // (Z_3 + Z_1)} \cdot v_i \quad \text{y}$$

$$v_i = v_o \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad \text{con lo que:}$$

$$v_o = A_v \cdot \frac{Z_2 // (Z_3 + Z_1)}{R_0 + Z_2 // (Z_3 + Z_1)} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \cdot v_o$$

Evidentemente la condición de oscilación será:

$$A_v \frac{Z_2 // (Z_3 + Z_1)}{R_0 + Z_2 // (Z_3 + Z_1)} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = 1$$

Operando

$$A_v \frac{Z_2 Z_1}{R_0 (Z_3 + Z_2 + Z_1) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} = 1$$

Llamando $Z_i = jX_i$ donde $X_i = L\omega$ si se trata de una bobina y $X_i = -1/C\omega$ si se trata de un condensador tendremos:

$$-A_v \frac{X_2 X_1}{jR_0 (X_3 + X_2 + X_1) - X_2 (X_1 + X_3)} = 1$$

Para que pueda existir oscilación el término de la izquierda debe ser real; es decir, la frecuencia de oscilación será aquella en que $X_1 + X_2 + X_3 = 0$. Para esta frecuencia la ganancia del lazo queda:

$$\frac{A_v \cdot X_1 X_2}{X_2 (X_3 + X_1)} = 1 \quad \text{y como} \quad X_1 + X_3 = -X_2 \quad \Rightarrow \quad -A_v \cdot \frac{X_1}{X_2} = 1$$

Si A_v es desfasador su valor será negativo (solución más sencilla puesto que implica sólo un paso amplificador) por lo que X_1 y X_2 deben ser del mismo signo (o bien 2 capacidades o 2 inductancias); como $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ implica que X_3 debe tener el signo contrario a las anteriores.

La solución con 2 condensadores y una inductancia se conoce como oscilador de Colpitts (figura 3.5.24) y con 2 inductancias y un condensador oscilador de Hartley (figura 3.5.25). En este último caso hay que tener cuidado con la presencia de la inductancia mutua entre las bobinas.

En las figuras referidas C6, C7 y C8 son condensadores de desacoplo para evitar que la corriente continua a través de las inductancias cambie el punto de operación del transistor

El análisis de los osciladores Hartley y Colpitts es bastante más complicado debido al efecto de carga de la impedancia de entrada del transistor (así como $R_1 // R_2$). Como estos osciladores se usan en alta frecuencia es necesario el uso del modelo en π completo (con $C\mu$), lo que implica que la impedancia de entrada no es totalmente resistiva.

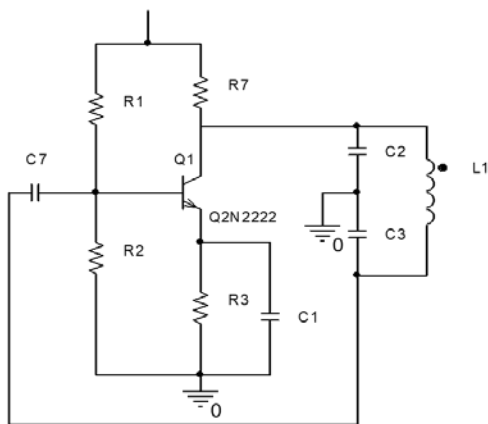


Figura 3.5.24: oscilador de Colpitts

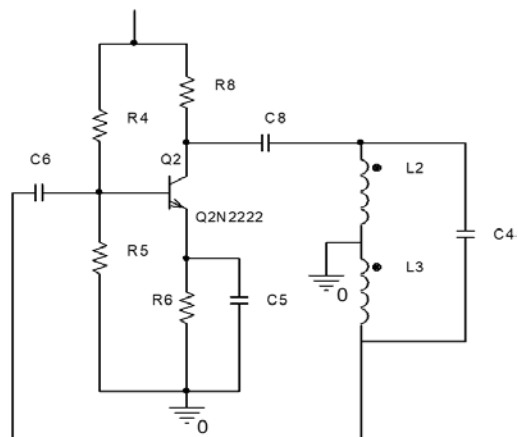


Figura 3.5.25: oscilador de Hartley

3.5.1.2.4.- Osciladores piezoeléctricos

Una posibilidad de estabilizar una oscilación es usar propiedades mecánicas de algunos sólidos piezoeléctricos. El más conocido es el cuarzo, pero también pueden usarse otros materiales como por ejemplo titanato de zirconio y plomo (PZT). A estos últimos se les conoce como resonadores cerámicos y tienen peores propiedades de tolerancia en la frecuencia. Típicamente un cristal de cuarzo nos puede fijar la frecuencia con una precisión de 0.001% mientras que un resonador cerámico solamente tiene un 0.5%; sin embargo, son más baratos.

Tanto los cristales de cuarzo como los resonadores cerámicos comparten el mismo circuito equivalente y los circuitos osciladores son prácticamente los mismos, por lo que trataremos solamente en detalle el oscilador de cuarzo.

3.5.1.2.4.1.- Oscilador de cristal de cuarzo

El cristal de cuarzo consiste en una fina lámina de cuarzo con dos electrodos metálicos evaporados en ambas superficies. Una fotografía de un cristal de cuarzo se presenta en la figura 3.5.26. El cuarzo tiene propiedades piezoeléctricas y presenta frecuencias de resonancia. Un circuito equivalente eléctrico se presenta en la figura 3.5.27 para un cristal de 4.032MHz

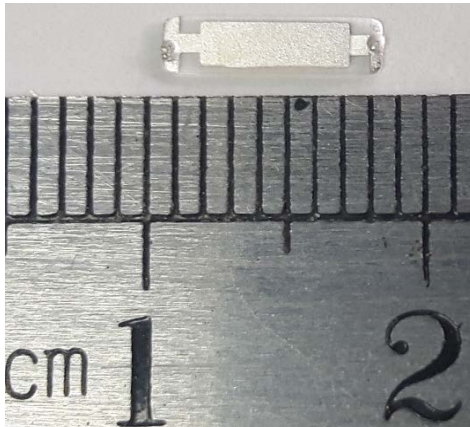


Figura 3.5.26: Tamaño del cristal de cuarzo

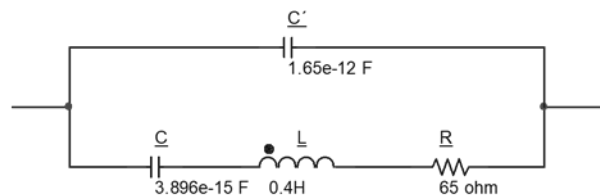


Figura 3.5.27: circuito equivalente del cristal de cuarzo

La parte serie de este circuito corresponde al cristal mientras que la capacidad paralelo C' corresponde a la capacidad de los electrodos evaporados y la permitividad del material. El valor total de la impedancia se puede poner como:

$$Z = \left(jL\omega + R + \frac{1}{j\omega C} \right) // \frac{1}{j\omega C'} = \frac{1 - LC\omega^2 + j\omega CR}{-R\omega^2 CC' + j(\omega(C + C') - \omega^3 LCC')}$$

normalmente R es despreciable, por lo que:

$$Z = \frac{1 - LC\omega^2}{j(\omega(C + C') - \omega^3 LCC')} = -j \frac{1 - LC\omega^2}{\omega(C + C') - \omega^3 LCC'}$$

y dividiendo por LC' :

$$Z = \frac{j}{\omega C'} \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \quad \text{con} \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{y} \quad \omega_p = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right)} = \frac{1}{\sqrt{LC_{ser}}}$$

Siendo C_{serie} la capacidad en serie de C y C' .

Puesto que C' es mucho mayor que C las frecuencias de resonancia serie y paralelo están muy próximas. La impedancia en la resonancia serie tiende a 0 siendo el mínimo el valor de R. Por otra parte, la impedancia paralelo tiende a infinito. La figura 3.5.28 representa el valor de la impedancia representando la línea continua valores medidos y la discontinua la simulación con los componentes

de la figura 3.5.27.

Como es fácil de deducir de la expresión final de la impedancia, esta es capacitiva en todo el margen de frecuencias, excepto en el tramo que va desde la frecuencia de resonancia serie a la resonancia paralelo donde el cambio de signo hace cambiar la impedancia a inductiva. La figura 3.5.29 presenta la fase de la impedancia observándose como pasa de -90° a $+90^\circ$ entre ambas resonancias. De la misma forma que en la figura anterior las líneas de puntos corresponden a la simulación y la línea continua a los datos tomados experimentalmente. En ambas figuras falta una parte de los datos cercana a la frecuencia de resonancia paralelo porque el medidor de impedancias es incapaz de tomar datos de valores tan altos.

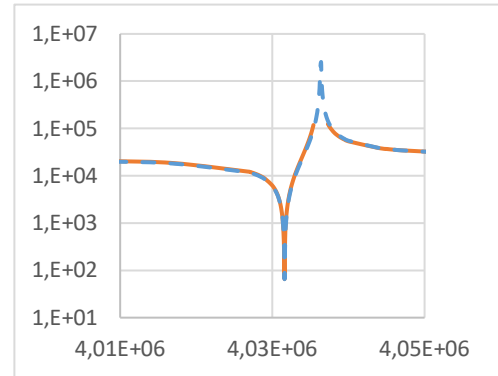


Figura 3.5.28: Módulo de la impedancia del cristal en la proximidad de las frecuencias de resonancia

La frecuencia de oscilación puede modificarse ligeramente añadiendo capacidades en serie y en paralelo. De hecho, los fabricantes determinan cual es la capacidad paralelo que debe añadirse a un cristal para que oscile a la frecuencia nominal.

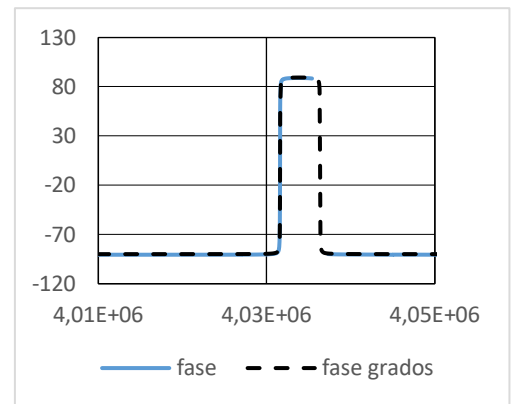


Figura 3.5.29: fase de la impedancia del cristal en las proximidades de las frecuencias de resonancia

Para construir un oscilador con un cristal de cuarzo se desarrolla un circuito resonante en el que el cuarzo se comporta como una inductancia. Dado que el valor de la inductancia equivalente cambia desde 0.134mH a 0.2H (es decir 1500veces) en el intervalo desde 4.0317 a 4.0360Mhz es relativamente sencillo forzar la resonancia. El circuito más usado fue desarrollado en 1923 por George W. Pierce y con tal nombre se le suele conocer, aunque en realidad es una variante del circuito de Colpitts. Un circuito práctico se presenta en la figura 3.5.30. El cristal junto con los condensadores C1 y C2 forman el circuito resonante. El transistor Q1 actúa como amplificador realimentando la señal del colector a la base. El transistor Q2 actúa como adaptador de impedancias para que la posible carga a la salida (incluido un simple osciloscopio) no modifique la frecuencia de oscilación. Los demás elementos son de polarización de los transistores.

Es importante reseñar que el cálculo no es nada sencillo puesto que en paralelo a C1 y C2 están las capacidades de entrada y de salida del transistor que modifican bastante el cálculo del circuito resonante. De todas formas, teniendo en cuenta la enorme variación de la inductancia en un margen tan estrecho el circuito suele oscilar incluso sin los condensadores. Si se quiere ajustar de forma precisa la frecuencia de oscilación se suele colocar un pequeño condensador variable (conocido como trimmer) en paralelo con el cristal.

El cristal de cuarzo, así como los resonadores cerámicos, presentan resonancias armónicas conocidas como sobretonos.

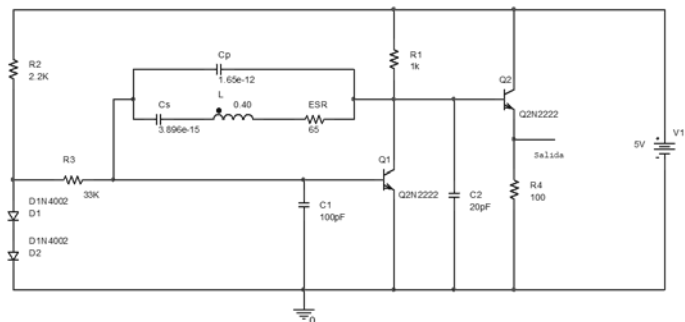


Figura 3.5.30: circuito oscilador Pierce con cristal de cuarzo

La gráfica 3.5.31 presenta la impedancia de un cristal extendiendo la frecuencia más allá de la resonancia fundamental. Puede verse como aparecen resonancias en múltiplos impares de la resonancia fundamental. En algunos casos estos sobretonos se usan para generar oscilaciones a frecuencias muy altas. La presencia de estas resonancias obliga a que si queremos trabajar con el fundamental y generar una función puramente sinusoidal es necesaria la utilización de un filtro paso bajo.

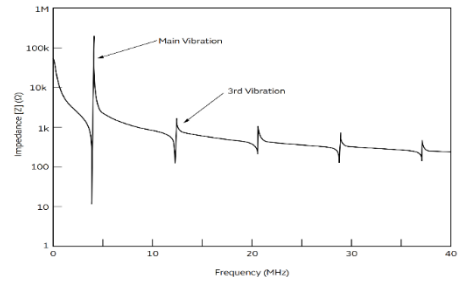


Figura 3.5.31: Sobretonos para un cristal de cuarzo

3.5.1.3.- Generadores de onda sinusoidales

La gran desventaja de los osciladores basados en el criterio de Barkhausen (es decir realimentados) es que deben aceptar un cierto grado de distorsión, que a veces es inaceptable en aplicaciones por ejemplo de alta fidelidad o de comunicaciones. Aunque la presencia de la distorsión es inevitable existen dos opciones que, además de tener menos distorsión, son mucho más versátiles a la hora de producir oscilaciones de frecuencia controlada por tensión, como por ejemplo si se quieren hacer barridos en frecuencia. Este tipo de osciladores de frecuencia variable y controlada generalmente por una tensión continua se denominan circuitos VCO (Voltage Controlled Oscillator)

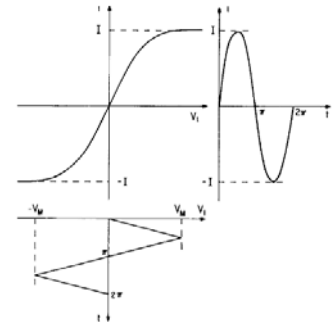


Figura 3.5.32: idea conceptual del conformador senoidal a partir de una onda triangular

3.5.1.3.1.- Generadores de onda por conformación de una onda triangular

La primera opción es obtener la función sinusoidal a partir de una onda triangular que se hace pasar por un circuito no lineal que simula la función seno. La onda triangular se obtiene fácilmente integrando una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%. Es mucho más problemático generar la función no lineal que la transforme en sinusoidal con baja distorsión. En la figura 3.5.32 se presenta la idea conceptual de este tipo de generadores sinusoidales por conformación de una onda triangular.

La función no lineal del conformador de onda se puede obtener de numerosas formas. La más conocida es la aproximación por tramos usando diodos o transistores y resistencias. Esta forma es bastante problemática respecto a las tensiones y pendientes en que cada uno de los tramos lineales debe aparecer y su cálculo es tedioso.

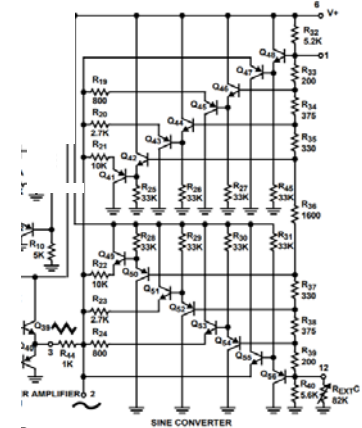


Figura 33: conformación de una onda triangular en senoidal (parte del circuito ICL8038)

El circuito integrado ICL 8038 (de antiguo diseño pero muy utilizado) usa esta idea. En la figura 3.5.33 se presenta la parte del circuito que conforma la onda. Se ha omitido, por claridad, la parte de generación de la onda triangular. La entrada triangular aparece en la entrada 3 y la salida senoidal en la 2. Con determinados ajustes externos la nota del fabricante asegura distorsión del orden del 1% y frecuencias de trabajo entre 1mHz y 300KHz.

Otra forma de generar la función seno se basa en el uso de un par diferencial con degeneración de emisor. Esta solución fue propuesta por Grebene y está descrita en el trabajo de Meyer referido al final del capítulo. Obtiene muy buenos resultados, con distorsiones tan bajas como 0.2% hasta frecuencias bastante altas. Para obtener esta precisión se necesita un par diferencial con características de los dos transistores lo más ajustadas posible. El circuito integrado XR-2206 de Exar funciona de esta forma.

3.5.1.3.2.- El sintetizador DDS

La posibilidad de generar la onda sinusoidal a partir de una onda triangular puede hacerse no solamente con técnicas analógicas, sino también con digitales. La idea se presenta en la figura 3.5.34 y recibe el nombre de DDS (Direct Digital Synthesis). Partimos de un reloj, típicamente un oscilador de cuarzo, que ataca a un contador binario que genera una secuencia de N bits. El bus de salida del contador serán las direcciones de una tabla de búsqueda en PROM que tiene almacenada la función seno. Por lo tanto, a la salida de la PROM tendremos los valores digitales discretizados de la función seno. Es evidente que el número de saltos discretos de esta función será de 2^N . Estos valores digitales se almacenan en un registro entre periodos del reloj antes de ser enviados a un convertor digital analógico que, en principio, debe tener tantos bits como bits tenga cada una de las celdas de memoria de la PROM. A la salida del D/A tendremos generada la función seno. Los valores de tensión a la salida estarán discretizados y por lo tanto tendrán componentes armónicos que pueden ser eliminados por un filtro paso bajo.

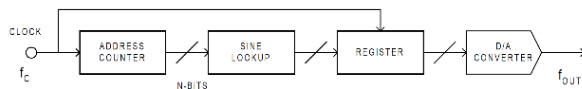


Figura 3.5.34: idea básica de la estructura de un sistema DDS

Con esta estructura la frecuencia de salida será $f_{out} = f_{clock} / 2^N$ y si queremos variarla tendremos que cambiar o bien la frecuencia del reloj o bien el módulo del contador. Variar la frecuencia del reloj sería volver al principio del problema y variar el módulo del contador presenta la complicación de tener que variar al mismo tiempo el direccionamiento de la tabla de búsqueda.

La opción que se toma es hacer saltar al contador varios pasos por cada pulso del reloj. Supongamos que introducimos un número M (tuning word) que nos indica el número de pasos que saltamos. Entonces la frecuencia de la señal resultante será $f_{out} = M \cdot f_{clock} / 2^N$. Para fijar ideas supongamos que la frecuencia del reloj es de 1MHz y que $N=12$, lo que implica 4096 saltos, del 0 al 4095 y que M es igual a 1. En esta situación obtendremos la mínima frecuencia, 244Hz. Si ahora $M=2$ obtendremos 488Hz aunque la cuenta sigue finalizando cuando el contador ha llegado al final de sus 12 bits y por tanto la tabla de búsqueda se ha recorrido hasta el final. Eso sí el número de discretizaciones se ha reducido a la mitad.

Según la teoría de Nyquist necesitamos al menos dos muestreos por ciclo, por lo que en teoría la máxima frecuencia de salida sería la mitad de la frecuencia del reloj, cuando M sea 2028. Sin embargo, la reconstrucción en este límite es bastante mala y no se suele llegar a valores tan altos.

Para eliminar las frecuencias espurias que van a aparecer debido al carácter discreto de las señales se tiene que utilizar, después del convertor analógico digital, un filtro pasa baja.

Un generador sinusoidal DDS puede realizarse usando un microcontrolador pero, dado que se necesitan varios ciclos de reloj para realizar cada operación, el resultado es que la frecuencia máxima obtenible es demasiado baja. Es preferible acudir a chips específicos que, en algunos casos llegan a trabajar con frecuencias de reloj de varios GHz. En la figura 3.5.35 se representa la estructura del DDS más sencillo del fabricante Analog Devices, referencia AD9837

Este circuito funciona con un reloj externo de hasta 16MHz, que habitualmente se consigue con un cristal de cuarzo. El núcleo central es el "Phase Accumulator" que es un contador de 28 bits que permite saltos en su conteo. Inmediatamente sabemos que la resolución en frecuencia de este circuito (si se usa el reloj de 16MHz) es de $16\text{MHz} / 2^{28}$ es decir 59mHz. La frecuencia máxima sería, de acuerdo con el criterio de Nyquist de 8MHz aunque, como ya se ha citado, en este caso la distorsión sería muy alta, por lo que si no queremos un alto grado de distorsión, nos tendremos que quedar en frecuencias

más baja, del orden del MHz.

El número de ciclos que se van a saltar en el contador se almacena en dos registros también de 28 bits que aparecen a la izquierda del diagrama con el nombre de “28 bit Freq0 Reg” y “28 bits Freq1 Reg”. Del valor almacenado en estos registros va a depender la frecuencia obtenida en la salida. Se puede elegir un registro u el otro mediante un multicanalizador. La idea de usar dos registros que pueden seleccionarse proporciona dos frecuencias de oscilación y es útil para conseguir FSK, es decir modulación por cambio de frecuencia.

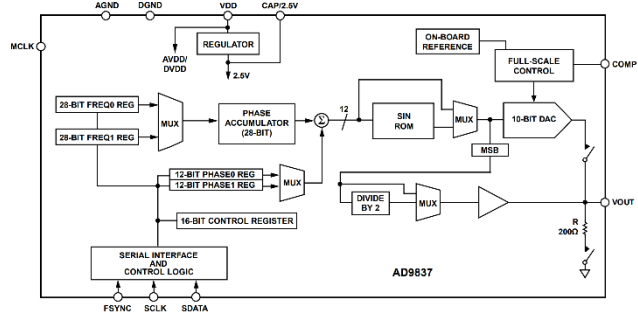


Figura 3.5.35: estructura interna del circuito AD9837

A la salida del “phase accumulator” se le puede añadir el contenido de otros registros, denominados “12Bit phase0 Reg” y “12Bit phase1 Reg” que producirán, dependiendo de cual sea el seleccionado, un desfase en la señal de salida.

La salida de la suma será el bus de direccionamiento de la tabla de búsqueda (SIN ROM en la figura). Para limitar el tamaño de la ROM se limita el número de bits a 12 antes de entrar en la tabla de búsqueda. El multicanalizador que está antes de la tabla de búsqueda permite dirigir hacia el convertor D/A bien la salida de la tabla o bien la salida del acumulador de fase permitiendo en el primer caso generar una función armónica y en el segundo caso una señal en rampa.

El converso D/A tiene un control de ganancia, permitiendo modular la salida en amplitud. Toda la información de control necesaria estará almacenada en un registro de control de 12 bits. Para rellenar todos los registros, tanto el de control como los dos registros de frecuencia y de fase así como el control de los multicanalizadores y la amplitud de la señal se usa un interfaz serie de 3 hilos según el protocolo SPI. Este protocolo es relativamente sencillo y se puede encontrar la información sin dificultad.

Como ya hemos dicho antes, en este circuito particular tenemos un contador de 28 bits y un reloj de hasta 16MHz. En el caso de que usemos 16MHz la frecuencia mínima sería de 59mHz cuando la palabra almacenada en el registro de frecuencia es 1 binario (los primeros 27 bits a 0 y el último en 1) y la máxima, según Nyquist de 8MHz que se obtendría para la palabra binaria formada por un 1 como MSB seguida de 27 ceros (800 0000 en hexadecimal). Si por ejemplo queremos 4 MHz tendríamos que usar la palabra hexadecimal 400 0000 o lo que es lo mismo en binario 0100 seguida de 24 ceros.

Se ve en el esquema de bloques como el bus de direccionamiento está truncado a solamente 12 bits, es decir vamos a barrer solamente 4096 puntos al generar la onda. Para ello se eliminan los 16 bits menos significativos. Aunque esto parece drástico no lo es tanto. Para hacernos una idea de lo que significa el truncamiento podemos suponer que la salida del acumulador de fase funciona como una rueda dentada de 268435456 dientes (2^{28}). Cuando el número almacenado en el registro de frecuencia es 1 (frecuencia mínima) se recorren todos los dientes, uno a uno, pero al eliminar los 16 bits menos significativos solo enviamos al D/A la información de 4096 dientes, es decir 1 de cada 65536. Supongamos ahora que en el registro de frecuencia tenemos el número binario 10; ahora nos saltamos 1 diente, por lo que el tiempo en recorrer la rueda es la mitad que en el caso anterior pero seguimos mandando información de 4096 puntos, es decir 1 de cada 32768 dientes. En el límite de la frecuencia de Nyquist la rueda salta instantáneamente 180 grados cambiando de 0 en el MSB y todos los demás bits a 1 a 1 en el MSB y todos los demás a 0 obteniendo una onda cuadrada. Eliminar ahora los 16 bits menos significativos tampoco implica nada.

El filtro final, después del convertor D/A no está incluido en el chip, puesto que depende del cristal

que se le quiera poner al oscilador. Si se quiere llegar a la frecuencia máxima (la mitad de la frecuencia del cristal) tenemos que tener en cuenta que ahora que la onda generada es cuadrada y para convertirla en sinusoidal necesitamos un filtro pasa baja de un orden bastante alto para eliminar totalmente sus armónicos del triple de la frecuencia. Usualmente se coloca un filtro de corte a la mitad de la frecuencia del cristal pero se limita la máxima frecuencia al menos a la mitad de la frecuencia de Nyquist, es decir a menos de la cuarta parte de la frecuencia del cristal. En esta situación el filtro no es tan exigente.

La presencia de armónicos en este tipo de generador de onda no es sencillo de calcular. Analog Devices tiene una página interactiva donde se simula la forma de onda y los armónicos en función de los parámetros elegidos. <https://www.analog.com › designtools › simdds>

Referencias

Pierce, George W. (October 1923), "Piezoelectric crystal resonators and crystal oscillators applied to the precision calibration of wavemeters", *Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, **59** (4): 81–106, [doi:10.2307/20026061](https://doi.org/10.2307/20026061)

Robert G. Meyer, Willy M. C. Sansen, Sik Lui, and Stefan Peeters. Ieee Journal of Solid-State Circuits, June 1976 <http://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee100/su06/lab/lab10-ProjectFinish/TheDifferentialPairAsTriangleSineWaveConverter.pdf>

A technical tutorial on digital signal synthesis. Ken Gentile and Rick Cushing. Analog Devices 1999

3.5.2.- Montaje de un oscilador de cristal de cuarzo

En la figura 3.5.36 puede verse una fotografía de un cristal de cuarzo de los usados en osciladores electrónicos al que se le ha eliminado la tapa superior. Puede observarse el electrodo superior evaporado sobre el cristal. Este es prácticamente transparente y deja ver parte del electrodo inferior. El tamaño del electrodo es ligeramente inferior al tamaño del cristal. Finalmente, los electrodos se conectan por a dos hilos que salen por la parte inferior del encapsulado.



Figura 3.5.36: fotografía de un cristal de cuarzo desencapsulado

El cristal de cuarzo, debido a sus propiedades piezoeléctricas, tiene frecuencias de resonancia. El cristal que hemos utilizado tiene una frecuencia nominal de 4.032MHz y se ha medido su impedancia desde 100kHz a 13MHz con los resultados que se presentan en las gráficas 3.5.37 y 3.5.38. La primera de estas gráficas representa el módulo de la impedancia mientras que la segunda representa la fase, ambas medidas en todo el margen de frecuencias reseñado.

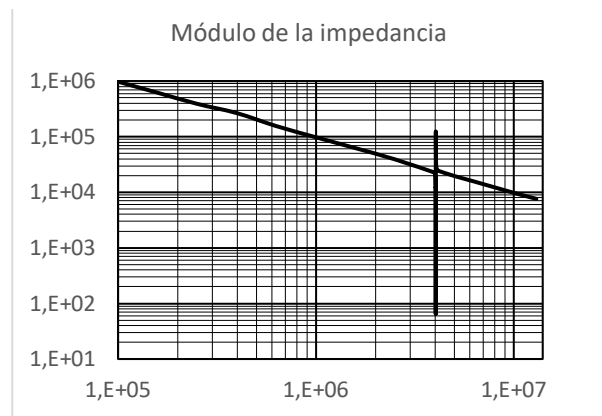


Figura 3.5.37: Módulo de la impedancia del cristal

Un análisis más detallado de estas gráficas así como el ajuste a su modelo equivalente se ha analizado en el punto 3.5.1.2.4.1 y en concreto en las gráficas 3.5.27 a 3.5.29



Figura 3.5.38: Fase de la impedancia del cristal

La frecuencia de oscilación puede modificarse ligeramente añadiendo capacidades en serie y en paralelo. De hecho, los fabricantes determinan cual es la capacidad paralelo que debe añadirse a un cristal para que oscile a la frecuencia nominal. En las gráficas 3.5.39 y 3.5.40 se representan estos efectos para una capacidad paralelo de 10pF y en la 3.5.41 y 3.5.42 para una capacidad serie de 1pF. En estas gráficas la línea naranja representa los valores sin capacidades y la negra añadiendo capacidades serie o paralelo.

Como puede apreciarse en las figuras el hecho de poner un condensador en paralelo mantiene la resonancia serie en su lugar y disminuye la frecuencia de la resonancia en paralelo. El valor del módulo de la impedancia en la resonancia paralelo disminuye. El efecto de la capacidad en paralelo es tanto mayor cuanto mayor es la capacidad

La impedancia en serie aumenta la frecuencia serie y mantiene la paralelo en su sitio. El efecto de la capacidad serie es tanto mayor cuanto menor es la capacidad. De hecho, capacidades por encima de 10pF prácticamente no se notan. El valor del mínimo de la resonancia serie aumenta.

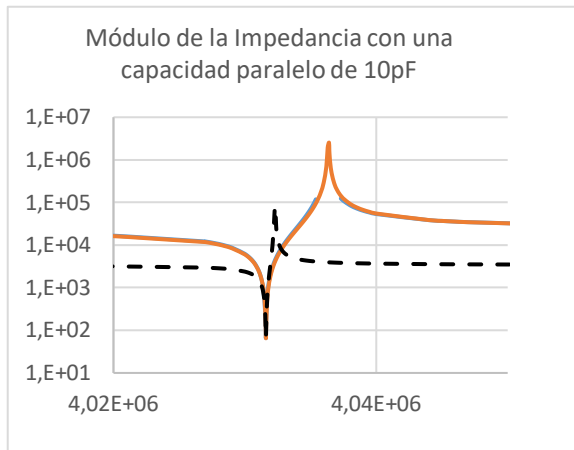


Figura 3.5.39: influencia de una capacidad en paralelo en la magnitud

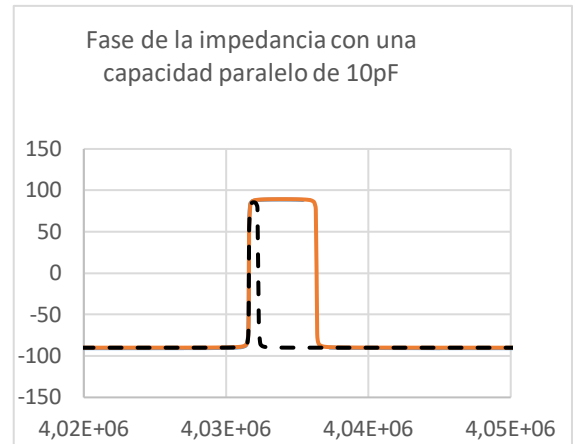


Figura 3.5.40: influencia de una capacidad en paralelo en la fase

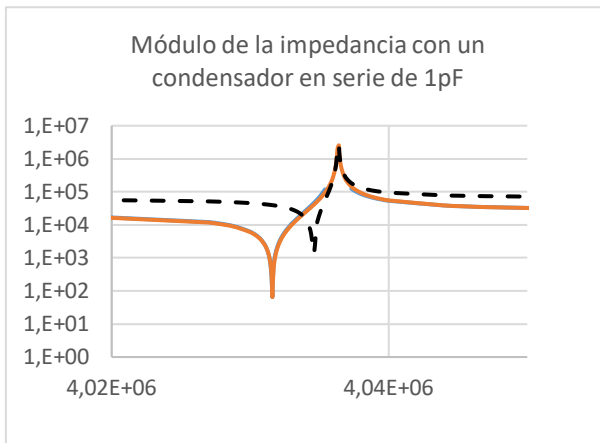


Figura 3.5.41: influencia de una capacidad en serie en la magnitud

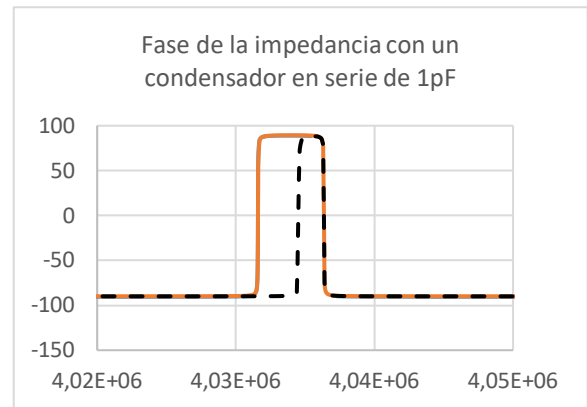


Figura 3.5.42: influencia de una capacidad en serie en la fase

3.5.2.1.- Circuito oscilador:

Existen numerosos circuitos que pueden oscilar, siempre que cumplan el criterio de Barkhausen. Prácticamente todos se basan en los esquemas de Colpitts o Pierce. La idea siempre es que el cristal se comporte de forma inductiva, es decir en una frecuencia comprendida entre las resonancias serie y paralelo, donde el desfase entre la tensión y la corriente es de 90 grados. Dado que un transistor provee un desfase de 0 o 180° dependiendo de si su salida es por emisor o colector será necesaria la existencia de alguna otra componente reactiva para lograr otros 90° y completar la realimentación en fase.

El circuito que se ha montado se representa en la figura 3.5.43 que tiene la estructura de Pierce.

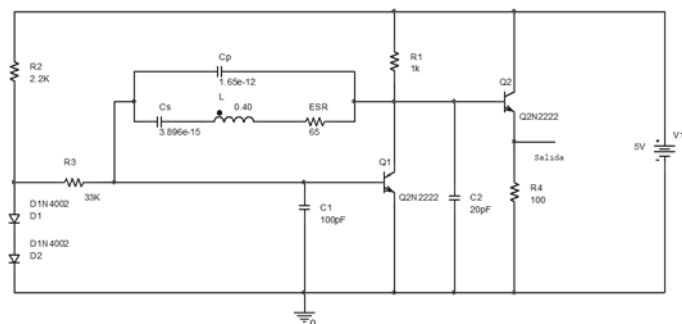


Figura 3.5.43: circuito oscilador

El transistor Q1 es propiamente el oscilador. El transistor Q2 funciona como adaptador de impedancias para evitar que los equipos de medida conectados a la salida influyan en la oscilación.

Las resistencias R2 y R3 y los diodos D1 y D2 forman el circuito de polarización, que está calculado para que el transistor Q1 esté centrado en la recta de carga. En continua, la carga es solamente la resistencia R1. Los condensadores C1 y C2 completan la realimentación, aunque como veremos, las capacidades internas del transistor son perfectamente suficientes.

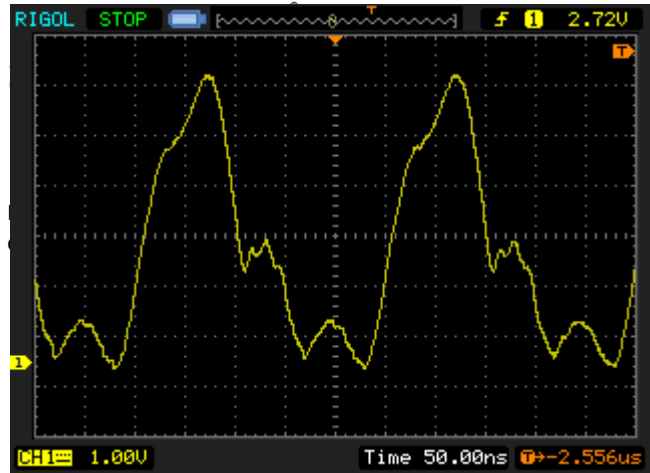


Figura 3.5.44: oscilación medida en la salida con osciloscopio digital

3.5.2.2.- Resultados preliminares

El circuito genera la forma de onda que se representa en la figura 3.5.44 con una frecuencia de oscilación de 4.031762Hz y en la que se observan claramente la presencia de armónicos. Si se varía la capacidad C1 la frecuencia disminuye ligeramente como corresponde con una capacidad serie, representándose el resultado en la figura 3.5.45. El hecho de que eliminando el condensador C1 el circuito siga oscilando se debe a la capacidad que tiene el transistor en su entrada.

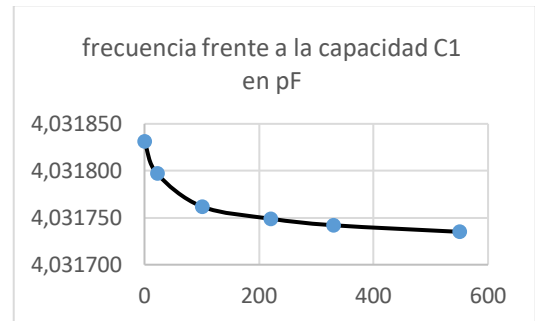


Figura 3.5.45: variación de la frecuencia de oscilación con el valor de la capacidad C1. Capacidad en pF y frecuencia en MHz

La presencia de armónicos (o sobretonos) se aprecia en la figura 3.5.46, que es la transformada de Fourier de la onda de la figura 3.5.44.

De acuerdo con las medidas realizadas de la impedancia del cristal, para la máxima frecuencia de oscilación, que se consigue sin la capacidad C1, el módulo de la impedancia vale 1.21kΩ y la fase es de +86.17 grados, punto que está a una frecuencia muy ligeramente superior a la resonancia serie que se alcanza en 4.031600MHz.

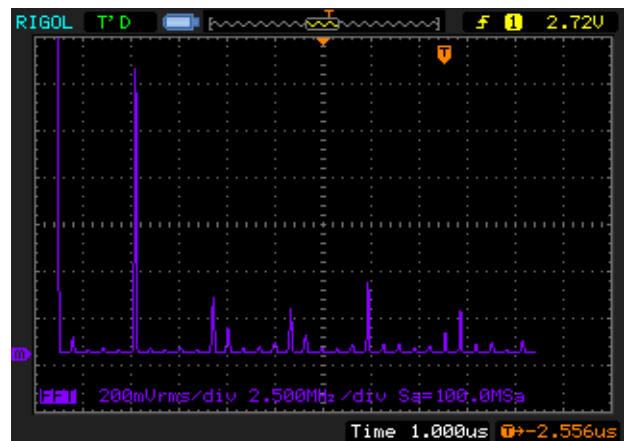


Figura 3.5.46: espectro de Fourier de la onda generada

Para alcanzar la frecuencia nominal de oscilación de 4.032000MHz se tiene que colocar un pequeño condensador (trimmer) en paralelo con el cristal.

Para analizar el circuito como realimentación positiva tenemos que determinar la ganancia del amplificador y la atenuación de la red de realimentación para ver si se cumplen las condiciones de oscilación. La mejor opción es trabajar con el modelo equivalente del transistor. Conociendo el punto de operación en continua PSPICE nos da los valores de los parámetros del circuito equivalente, circuito

con el que podemos ahora calcular la ganancia. El esquema equivalente del amplificador con sus valores se dibuja en la figura 3.5.47.

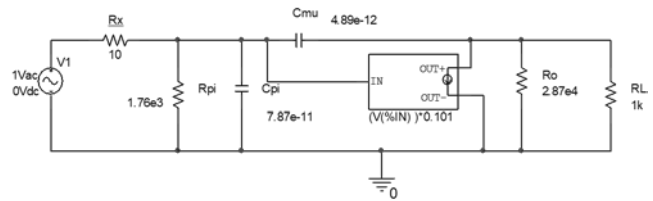


Figura 3.5.47: modelo equivalente del transistor y resistencia de carga

Se observa que para 4MHz el desfase del amplificador no es ya 180°, como corresponde a un amplificador en emisor común, si no 165°. Por otra parte, la ganancia es de 39.5dB, es decir 94. Hay que tener en cuenta que, puesto que el generador que hemos colocado a la entrada no tiene impedancia de entrada este desfase no tiene prácticamente en cuenta al condensador $C\pi$.

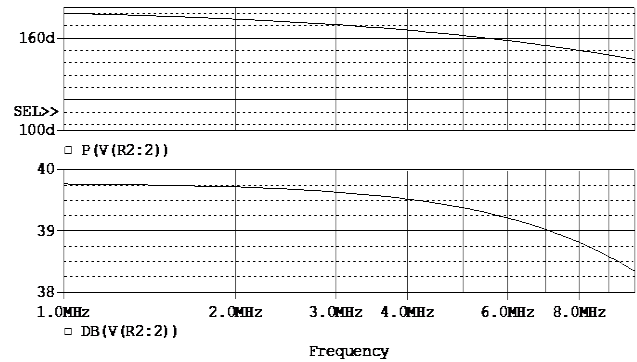


Figura 3.5.48: fase y ganancia del circuito amplificador

Si ahora consideramos que podemos poner el circuito realimentado como el representado en la figura 3.5.49, podemos escribir las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_o - V_{in}}{Z_c} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} \quad \text{y} \quad V_o = AV_{in} \quad [1]$$

Dado que la ganancia es suficientemente alta podemos suponer que la tensión de entrada es mucho menor que la de salida y por lo tanto

$$\frac{V_o}{Z_c} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} \quad \text{y por tanto} \quad A \frac{Z_{in}}{Z_c} = 1 \quad [2]$$

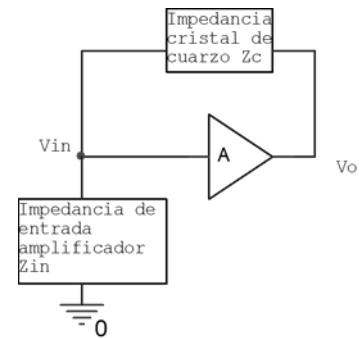


Figura 3.5.49: oscilador como circuito realimentado

Siendo esta última expresión la condición para la oscilación que, dado que tanto la ganancia como las impedancias son complejas, se puede expresar en módulo y fase como

$$\left| A \frac{Z_{in}}{Z_c} \right| \geq 1 \quad ; \quad \text{Fase} \left\{ A \frac{Z_{in}}{Z_c} \right\} = 2n\pi \quad n = 0,1, \dots \quad [3]$$

Que es el conocido criterio de Barhausen. Obsérvese que la condición estricta de que el módulo sea igual a 1 no puede darse en la realidad, por lo que la condición es que sea mayor que 1. Tiene que ser mayor para que el oscilador arranque, pero no demasiado grande porque ello nos llevaría a distorsiones. En razón a la fórmula anterior tendremos que conocer con precisión la impedancia de entrada del circuito y su dependencia con la frecuencia.

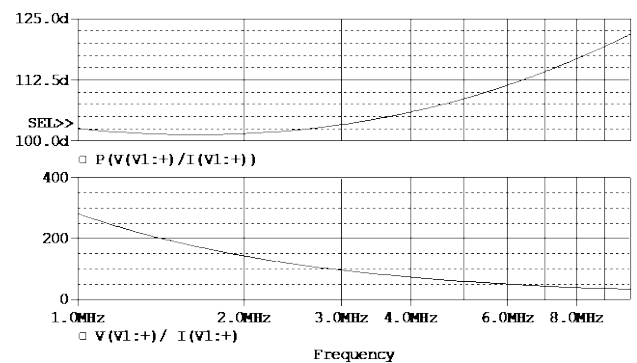


Figura 3.5.50: fase y módulo de la impedancia de entrada

En el caso de eliminar el condensador C1, la simulación de la impedancia de entrada, de acuerdo con la figura 3.5.47 nos lleva al resultado de la figura 3.5.50, donde representamos la fase y la ganancia del cociente de la tensión de entrada entre la corriente de entrada.

Si empezamos por los desfases, estos se irán sumando puesto que en la ecuación [3] están multiplicando o restando si están dividiendo. El amplificador retrasa 165 grados (figura 3.5.48), la impedancia de entrada retrasa 106 grados (figura 3.5.50) mientras que la red de realimentación, es decir el cristal, adelanta 86 grados para la frecuencia de oscilación. Dado que la impedancia del cristal está en el denominador con comportamiento inductivo pasaría a sumar al numerador con comportamiento capacitivo y por lo tanto tiene el mismo signo que los dos anteriores desfases. Por tanto, si sumamos los tres términos llegamos a un desfase total de 357 grados, que dadas las aproximaciones tomadas cumplirían el criterio de desfase 360 grados.

Con respecto al módulo tendremos 94 para la ganancia del amplificador, impedancia de entrada de 40Ω e impedancia del cristal de $1.21k\Omega$, con lo cual el término del módulo de la ecuación [3] nos daría 3.1, valor adecuado para que la oscilación arranque.

Hay que tener en cuenta que un oscilador fija su amplitud de salida en función de las no linealidades del amplificador (supuestos los elementos pasivos lineales). De hecho, en la ecuación lineal del oscilador no es posible encontrar la expresión de la amplitud puesto que cualquier amplitud verifica su ecuación. Necesariamente hay que añadir un término no lineal (ecuación de van der Pol) que en nuestro caso es el propio transistor. No es nada sencillo formular el término no lineal y por tanto tampoco es sencillo determinar cuál debería ser la amplitud de la oscilación. Sin embargo, la conclusión evidente es que la amplitud de la oscilación solo parará cuando encuentre alguna no linealidad que atenúe su crecimiento.

La figura 3.5.51 representa el montaje instrumental previo que se ha realizado y del que se han obtenido los valores explicados anteriormente. Pueden verse los dos transistores, el cristal de cuarzo y junto a él el condensador de ajuste de la frecuencia

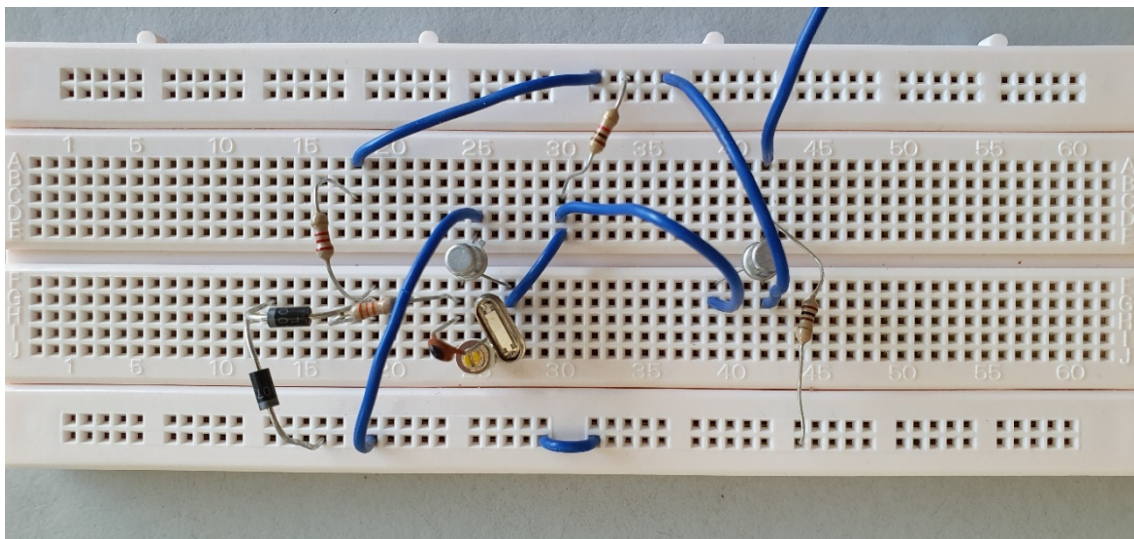


Figura 3.5.51: circuito oscilador en montaje provisional

3.5.2.3.- La física del cristal de cuarzo:

La principal aplicación de un cristal de cuarzo reside en la estabilización de los osciladores. De hecho, son los patrones de tiempo que se utilizan en los relojes digitales. Sin embargo, desde el punto de vista de un físico experimental existe otra aplicación sumamente interesante como son las microbalanzas de cuarzo. En la tecnología microelectrónica y en general en física de materiales se necesita conocer con precisión el espesor de capas de materiales evaporados en vacío. Estos espesores, con frecuencia son del orden de nanómetros y consecuentemente muy difíciles de medir. Una posibilidad conocida ya desde hace bastantes años es colocar un cristal de cuarzo al lado del sustrato sobre el que se va a depositar la capa y medir la frecuencia de oscilación.

Dado que la frecuencia depende de la masa del cristal, al depositar algo encima de él obviamente la masa cambiará y consecuentemente la frecuencia. Como la frecuencia es una magnitud que se puede medir con precisiones superiores a 1 parte en un millón se debe esperar el sistema sea muy sensible en la determinación de la masa. Conocida la masa, el espesor y la densidad del material con el que se está trabajando podemos llegar a conocer el espesor. Para ver la sensibilidad del proceso necesitamos conocer algo de la física de la oscilación del cuarzo.

Un análisis de las ecuaciones elásticas del cristal teniendo en cuenta la resonancia mecánica que está asociada al módulo de Young y a la masa del cristal permite llegar a demostrar que la frecuencia de oscilación puede ponerse como

$$\omega = \sqrt{\frac{Y}{M}} = \sqrt{\frac{Y}{t \cdot S_m \cdot \rho}} \quad [4]$$

Donde Y es el módulo de Young y M es la masa oscilante del cristal, es decir la masa total suponiendo que no existiera amortiguación en las conexiones de los electrodos. La masa será igual al espesor t por la densidad ρ y por toda la superficie del cristal que llamaremos S_m . Por otra parte, sabemos que la capacidad del paralelo es la capacidad debida a la superficie de los electrodos y al espesor del cristal, es decir

$$C_p = \frac{\epsilon \epsilon_0 \cdot S_e}{t} \quad [5]$$

Donde S_e designa la superficie de los electrodos.

La permitividad relativa de 3.8 y la densidad de 2.65gr/cm³. Sabemos además que la capacidad paralelo es de 1.65pF y la frecuencia de resonancia de 4.032MHz.

Midiendo las dimensiones del cristal obtenemos que el área total del cristal es de 8mm por 2.2mm. El área cubierta por los electrodos es de 5mm por 1.5mm. Una visión ampliada del cristal sin conexiones se ha representado en la figura 3.5.26. De la fórmula [5] podemos obtener que el espesor del cristal es de 0.153mm y de la fórmula [4] obtendremos que módulo elástico del conjunto del cristal más sus soportes es de 4.57GPa. Este valor es claramente inferior al módulo de Young del cuarzo, pero hay que tener en cuenta que el cuarzo es fuertemente anisótropo y además en una estructura tan pequeña los soportes limitan las oscilaciones.

Si queremos saber cuál es el cambio de masa depositada sobre el cristal que puede llegar a detectarse derivamos la expresión [4] y obtenemos

$$\frac{d\omega}{dM} = -0.5 \frac{\sqrt{Y}}{M^{3/2}} \quad [6]$$

Dividiendo por 2π obtendremos la variación de frecuencia con la masa depositada. Experimentalmente se encuentra que la estabilidad del oscilador está en el orden del hertzio por lo que el límite de detección estaría en $3.5 \times 10^{-12} \text{kg}$, es decir 3.5ng. Si el material depositado encima fuera, por ejemplo, aluminio, con una densidad de 2.7gr/cm^3 y se depositara sobre todo el cristal la sensibilidad en el espesor sería de 74nm.

Todos estos cálculos están realizados sobre un cristal que no está optimizado como microbalanza; las microbalanzas comerciales usan cristales de más área, típicamente casi 1cm^2 , espesores del orden de alguna décima de mm y al estar los soportes del cristal más alejados su módulo de vibración será probablemente más alto. La figura 3.5.52 representa un cristal de cuarzo de una microbalanza comercial. Trabaja a una frecuencia de 5MHz en vacío y va bajando cuando se deposita material. El círculo gris es el material depositado. Por otra parte, se pueden diseñar circuitos más complejos con algo más de estabilidad por lo que su sensibilidad es más alta llegando a detectar pocos nm de espesor

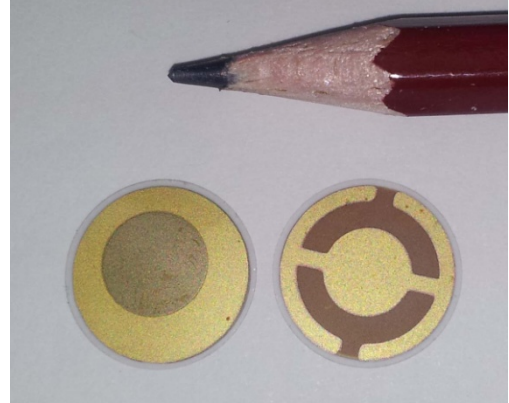


Figura 3.5.52: cristal de cuarzo típico de una microbalanza.

Un problema importante es aceptar que la densidad de una capa tan delgada es igual a la densidad del material en bloque, pero esa es otra película.

Referencias

Electronic Design September 07, 2012. Se puede acceder desde el enlace:
<https://www.electronicdesign.com/analog/fundamentals-crystal-oscillator-design>

3.6.- Osciladores de relajación

3.6.1.- Introducción teórica

La diferencia entre un oscilador sinusoidal y uno de relajación es que estos últimos están diseñados para obtener ondas cuadradas o bien triangulares. Hemos visto que, si la ganancia de un oscilador sinusoidal realimentado se hace muy grande, la forma de onda a la salida se parece a una onda cuadrada. Sin embargo, la idea de los osciladores de relajación es obtener una onda cuadrada (o triangular) perfecta, para lo cual se usan otras estrategias.

Un oscilador de relajación puede hacerse de múltiples maneras que van a depender de la frecuencia que queramos obtener, la precisión o bien la posibilidad de que la frecuencia sea controlada por una señal externa, casi siempre una tensión.

3.6.1.1.-Osciladores básicos con transistores

3.6.1.1.1.- El oscilador más simple

El oscilador más sencillo, de frecuencia fija, con transistores se presenta en la figura 3.6.1. Se trata de dos transistores conectados colector de uno con base del otro, dos condensadores y dos resistencias de polarización. En el caso en que nos ocupa vamos a hacer, por sencillez, el circuito simétrico, aunque no es necesario. Las resistencias de colector y de base se toman de forma que, sin condensadores, los transistores estén en saturación. En nuestro caso al tratarse de transistores 2N2222, cuya ganancia en corriente es superior a 150, hemos escogido una relación de resistencias de 100, lo que garantiza la saturación. En el caso en que no se saturaran el oscilador sigue funcionando, pero los niveles de la señal cuadrada no estarán tan bien definidos.

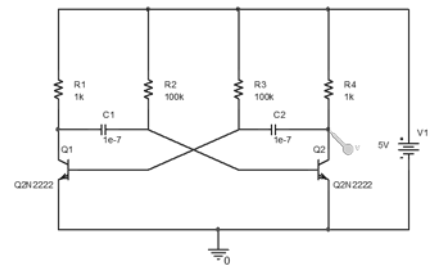


Figura 3.6.1: oscilador de relajación simple

Para explicar el funcionamiento supongamos primero que no están los condensadores. Como ya se ha dicho los transistores estarán saturados (aunque ligeramente) y la simulación nos da valores de tensión base emisor de 688mV y tensión colector emisor de 112mV. Si ahora conectamos los condensadores, estos verán una diferencia de tensión entre sus extremos de 576mV estando el positivo de cada uno hacia el colector y en negativo a la base. Esta situación es inestable.

Supongamos que uno de los condensadores cambia incrementalmente su tensión; por ejemplo supongamos que el condensador 1 disminuye su tensión debido al ruido, de forma que en vez de tener 576mV tiene 550mV. Como el transistor 1 sigue teniendo en el colector 112 mV, la tensión en la base del transistor 2 va a disminuir en 26mV. A su vez, esta disminución se traduce en una disminución exponencial de la corriente en la base de Q2 y por lo tanto la tensión en su colector aumentará. De forma instantánea la tensión en la base de Q1 aumenta introduciéndolo en una saturación más profunda que disminuye su tensión de colector y consecuentemente la tensión en la base de Q2 vuelve a disminuir y su tensión de colector a aumentar. Este proceso regenerativo va a hacer que el transistor Q2 llegue a una situación final de corte y la tensión del condensador C2 llegará a un valor que será de 5V en el extremo derecho y la tensión de saturación de Q1 en el extremo izquierdo; la simulación da un valor de 4.31V con polaridad opuesta a la anterior.

Ahora bien, en este tiempo que ha tardado el transistor Q2 en pasar al corte, toda la corriente que ha consumido en su base, y que proviene de la resistencia R1 carga también al condensador C1 y hay un

momento en que ambos condensadores tienen su máxima carga. Sin embargo, como ya no hay corriente en Q2 cuando este llega al corte, la resistencia R2 empieza a cargar al condensador C1 con la polaridad opuesta. Cuando el potencial en la unión entre C1 y R2 (la base de Q2) llegue otra vez a aproximadamente 0.6V el transistor Q2 volverá a conducir forzando a Q1 a cortarse.

Todas estas formas de onda se representan en la figura 3.6.2. Comenzando desde la parte inferior tenemos la tensión en el colector de Q2, en la parte intermedia las tensiones en los terminales de los condensadores (trazo continuo el condensador C1 y trazo a puntos el condensador C2) y en la parte superior la corriente en la resistencia R1.

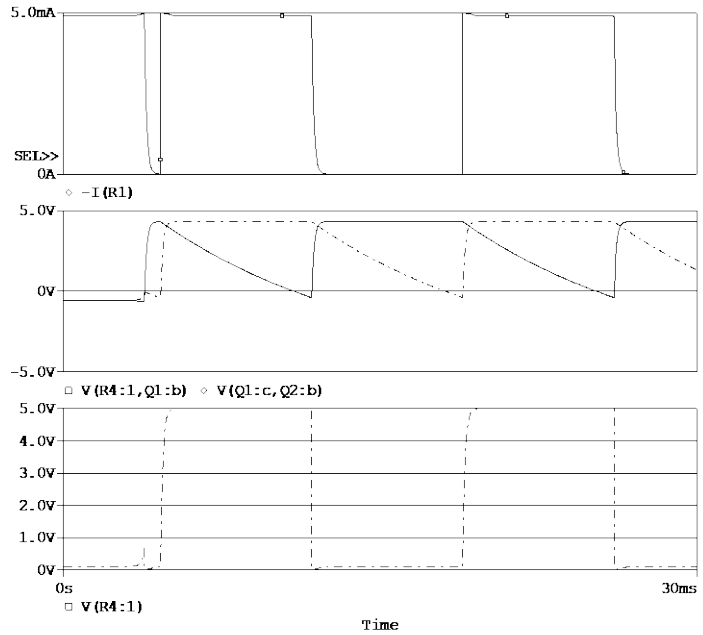


Figura 3.6.2: formas de onda del oscilador de relajación simple

En los condensadores se ha tomado como positivo el terminal más cercano al colector. Se ve como en el momento inicial ambos condensadores tienen un potencial negativo de -0.576V. El condensador C1 incrementa su potencial (disminuye su valor absoluto) y comienza a subir, lo que obliga a Q2 a ir al corte, lo que se ve claramente porque la tensión de colector se va hasta 5V y además el condensador C2 mantiene su máximo potencial. Pero cuando Q2 está en corte y por tanto ha desaparecido su corriente el condensador C1 comienza a descargarse (o cargarse en la dirección contraria) a través de R2. Cuando C1 vuelve a tener un potencial negativo igual al de origen, Q2 pasa a la saturación, lo que se observa en la caída de potencial en el colector de este transistor. Ahora será C2 el que empiece a descargarse y así sucesivamente.

Los tiempos de carga y descarga de los condensadores son totalmente diferentes, puesto que la carga se hace a través de 1KΩ y la descarga a través de 100KΩ. Podemos calcular el tiempo de descarga puesto que conocemos los límites del potencial en los condensadores que son de -390mV a 4.311V. Por otra parte, el potencial de saturación en los colectores de los transistores es de 113mV. El tiempo de descarga, que como se ve en la figura 2 corresponde al tiempo en la saturación de los transistores se puede calcular de acuerdo al circuito de la figura 3.6.3. Para que el condensador pase de los 4.311V iniciales a tener -0.390V tiene que verificar

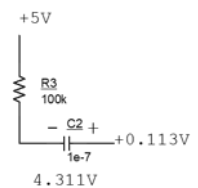


Figura 3.6.3: Circuito para calcular el tiempo de descarga

$$4.701 = 9.198 \left(1 - e^{t/10^{-2}} \right)$$

Que resuelto da 7.177mV. Pspice da un valor de 7.155mV.

3.6.1.1.2.- Oscilador con un solo condensador

El circuito anterior puede usarse para generar una frecuencia fija, pero es bastante difícil de controlar, de forma que no es útil si se quiere construir un VCO (Voltage Controlled Oscillator). Por otra parte, al entrar los transistores en saturación la carga extra almacenada en el transistor hace que no pueda usarse a altas frecuencias. Un circuito que mejora al anterior en ambos aspectos se presenta en la

figura 3.6.4. Además, como veremos, genera, al mismo tiempo que la señal cuadrada una señal triangular.

Para hacer el análisis de este circuito tenemos que comenzar por el transistor Q2 junto con las resistencias R4 y R5 (o bien con Q1 y las resistencias R1 y R3). Este circuito se conoce como el multiplicador de V_{BE} y tiene la propiedad de que, independientemente de la corriente que pase por él la caída de potencial entre colector y emisor es $(1+R4/R5)V_{BE}$. Por supuesto, si la corriente es nula la diferencia de potencial es también nula. Por tanto el potencial en el colector de Q3 (o de Q4) solo puede ser o bien 10V si el transistor está en corte o bien 5 veces V_{BE} . Si suponemos que la tensión base emisor vale aproximadamente 0.65V este último valor será de 6.75V.

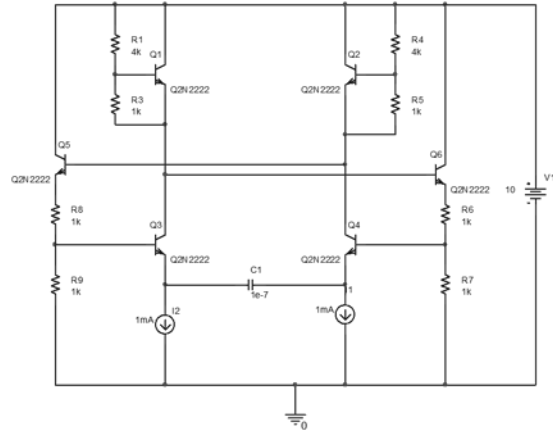


Figura 3.6.4: Oscilador de relajación con un solo condensador

La tensión en la base de Q3 (o Q4) se extraen de la tensión de colector del transistor simétrico, por lo que es fácil llegar a que valen o bien 4.675V o bien 3V.

Si suponemos que el transistor Q4 conduce, la tensión en su emisor será de muy aproximadamente 4V. Si suponemos a Q3 en corte la corriente que pasará por el emisor será de 2mA, uno que es forzado por la fuente de corriente 1 y otro miliamperio forzado por la fuente de corriente 2. Por lo tanto, el condensador empezará a cargarse y como su potencial en el extremo derecho se mantiene a 4V el potencial en el extremo izquierdo empezará a bajar. Ahora el transistor Q3, que estaba cortado empieza a ver como su potencial de emisor baja, mientras que el potencial en su base se mantiene fijo en 3V; por lo tanto llegará un momento en que empezará a conducir. Esto se consigue cuando el emisor de Q3 alcanza aproximadamente 2.5V. Cuando Q3 empieza a conducir el potencial de su colector, que era de 10V pasará a valer 6.7V e inmediatamente el potencial en la base de Q4 caerá a 3V, con lo que Q4 se corta. El condensador C1 empieza entonces a cargarse en la dirección opuesta a la anterior y el proceso continuará indefinidamente.

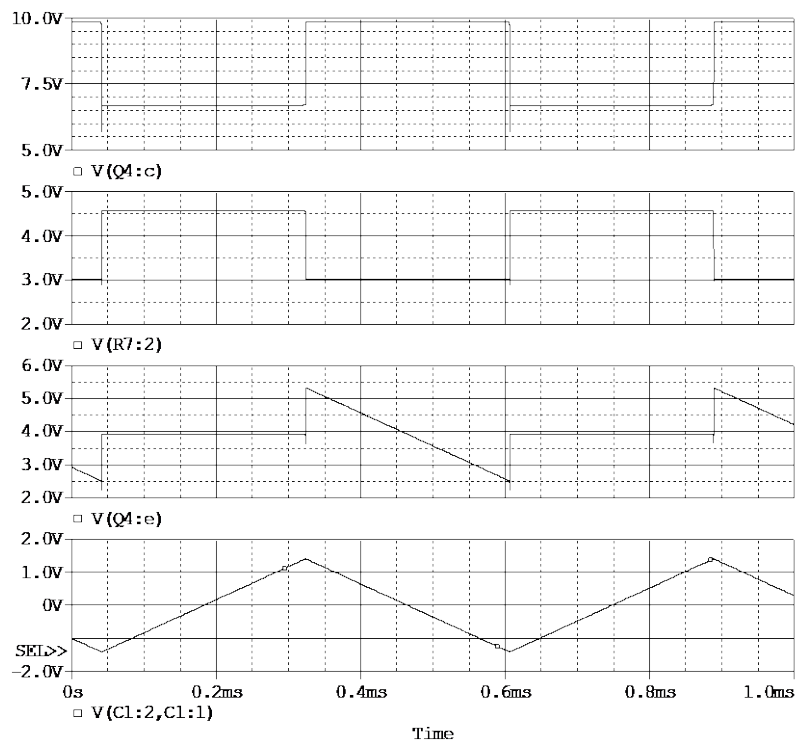


Figura 3.6.5: Formas de onda del oscilador de relajación de la figura 3.6.4

En la figura 3.6.5 se representan las formas de onda resultantes. Empezando por la de arriba tenemos la tensión en el colector de Q4 que, como vemos, oscila entre 6.75V cuando el transistor está conduciendo y 10V cuando se corta (tiempo 0.2ms y 0.5ms). La siguiente forma de onda corresponde a la tensión en su base que, para el mismo tiempo es de 4.65V en conducción y 3V en corte. El potencial en el emisor de este transistor es fijo a aproximadamente 4V en conducción y este potencial será el mismo que el del extremo derecho del condensador. Sin embargo, cuando el transistor pasa al corte el potencial en su emisor es ahora variable puesto que el condensador tendrá fijo el potencial a su izquierda. Finalmente se representa la tensión diferencial en el condensador que corresponde a una onda triangular debida a la carga y descarga de un condensador mediante fuentes de corriente.

Para calcular el tiempo de carga del condensador tenemos que tener en cuenta que el condensador en medio ciclo tiene que pasar de 4V en un lado y 2.5V en el otro a invertirse, es decir 2.5V en un lado y 4 en el otro; es decir cambia 3V en medio ciclo. Por tanto, el tiempo sería $t=V.C/I$, de donde se obtiene 0.3ms, muy próximo a los 0.28ms que se obtienen en PSPICE.

Este circuito es, obviamente, más complejo que el primero analizado ya que contiene 6 transistores y dos fuentes de corriente, pero sin embargo presenta 2 ventajas que son esenciales: por una parte, los transistores no entran en saturación y por otra puede controlarse la frecuencia de oscilación controlando las dos fuentes de corriente con espejos. Como ventaja adicional está el generar, al mismo tiempo que la onda cuadrada, una onda triangular perfecta; sin embargo, para obtener esta hay que usar un amplificador diferencial puesto que no se obtiene referida a tierra.

3.6.1.2.- Osciladores de relajación basados en comparadores regenerativos

Una forma frecuente de construir osciladores de relajación es la basada en circuitos con realimentación positiva. Este tipo de circuitos son conocidos de antiguo y fueron primero construidos con válvulas o transistores. Actualmente hay multitud de circuitos integrados que basan su estructura en este mismo tipo de circuitos. Para entender el concepto de comparador regenerativo es necesario previamente conocer el significado del comparador simple o no regenerativo

3.6.1.2.1.- Comparadores:

Un comparador ideal es un circuito con una función de transferencia como el de la figura 3.6.6:

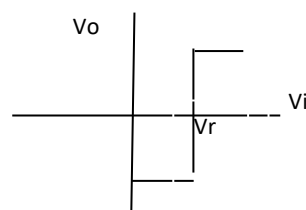


Figura 3.6.6: característica de transferencia de un comparador

es decir, solamente tiene dos valores a la salida que basculan dependiendo de si la entrada es mayor o menor que una tensión de referencia.

En principio un amplificador operacional en lazo abierto se comporta como un comparador tal como aparece en la figura 3.6.7. Dado que la ganancia es teóricamente infinita, si la tensión de entrada es superior a Vr la salida necesariamente estará al potencial de saturación positivo y si es menor estará en la saturación negativa. Si el amplificador tiene una ganancia finita existe una indeterminación para valores igual a la tensión de saturación dividido por la ganancia. El

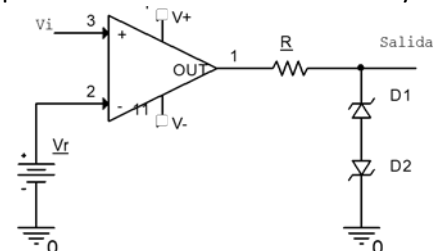


Figura 3.6.7: comparador con amplificador operacional y salida de tensión limitada

problema con un amplificador operacional normal es que al tener compensación de polo dominante su respuesta no es demasiado rápida. Para evitar estos problemas se desarrollan circuito de estructura interna similar a los operacionales pero sin compensación, por lo que el salto de una situación de comparación a la otra es bastante más rápido.

Las características eléctricas de un comparador son muy similares a las de un operacional, es decir tienen una gran ganancia y rápida respuesta en frecuencia teniendo además las características de corrientes de polarización, impedancia de entrada, rechazo al modo común etc que se definen de la misma forma que para el operacional. Por otra parte y como aspecto negativo, los niveles de salida dependerán de la tensión de alimentación y no están perfectamente definidos.

En la figura 3.6.7 se han fijado las salidas a un valor diferente añadiendo 2 diodos Zener, con lo que la tensión de salida V_o estaría comprendida entre $\pm(V_z+V_d)$ donde V_d es la caída en directa del diodo ($\cong 0.7V$).

3.6.1.2.2.-Comparadores regenerativos:

El principal problema de un comparador simple es el ruido de comparación. Supongamos que tenemos una señal de 3V con frecuencia de 1KHz y que la queremos comparar con potencial cero para generar una onda cuadrada. Sin embargo esta señal está afectada por un ruido indeseado que hemos simulado añadiendo un generador de 95KHz y 0.2V tal como aparece en la figura 3.6.8.

En principio esperamos que la salida sea una onda cuadrada con valores $\pm 5V$. Sin embargo, como se ve en el resultado de la simulación en la figura 3.6.9 en la salida del comparador aparecen unos saltos espurios debidos al ruido.

Dentro de la figura aparece una ampliación de la zona de comparación donde se ve como la señal salta arriba y abajo varias veces, cuando debería haber saltado una sola vez. Este problema es grave puesto que muchas veces se cuenta el número de flancos, sobre todo en circuitos digitales. Para evitar este problema se introducen los comparadores regenerativos que consisten esencialmente en comparadores con realimentación positiva.

Supongamos que queremos comparar una señal con potencial 0 y usamos el circuito de la figura 3.6.10. Este circuito corresponde a una realimentación serie-paralelo positiva con $f=R_2/(R_1+R_2)$ donde f es la red de realimentación

Para ver que la realimentación es + supongamos un estado inicial donde V_i y V_o son 0 (estado que veremos que es inestable). Si el ruido presente en el sistema hace ahora que V_i se desplace ligeramente hacia tensiones positivas: $V_i > 0$ implica que $V_o = -A_v(V_i) < 0$ y la entrada en la entrada + será $fV_o < 0$ lo que implica que la entrada neta es $V_i - fV_{out} > V_i$ por lo que la salida se hará más negativa y así

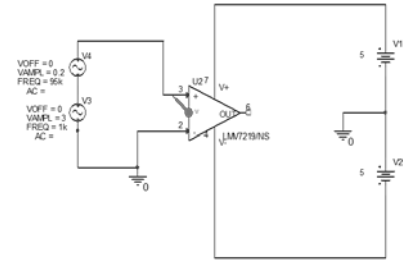


Figura 3.6.9: comparador afectado por ruido

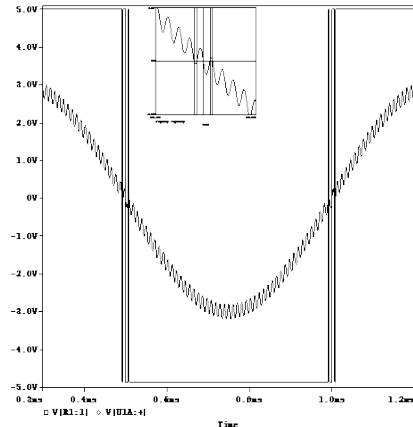


Figura 3.6.9: salida de un comparador afectado por ruido

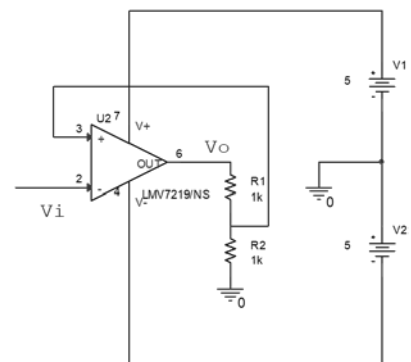


Figura 3.6.10: comparador regenerativo

sucesivamente hasta que se alcance la saturación negativa en la salida. En ese momento, la salida deja de ser proporcional a la diferencia en las entradas. La inversa sucede si el ruido desplaza la entrada hacia valores negativos.

Vemos entonces que la salida V_o solamente puede tener 2 valores estables que llamaremos $+V_s$ y $-V_s$.

Cuando la salida vale $+V_s$, la tensión en la pata + de entrada valdrá $+V_s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. La tensión de entrada al comparador vale

$V_i - V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ y para que sea consecuente con la salida

$$V_i - V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq 0 \quad \text{por lo que} \quad V_i \leq V_s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \geq 0 \Rightarrow$$

$$V_i \geq -V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Por tanto, la característica de transferencia será como la representada en la figura 3.6.11.

La diferencia entre los 2 puntos de basculamiento se conoce como histéresis y vale $\frac{2V_s R_2}{R_1 + R_2} = V_H$.

V_H puede ser reducida a 0, bien con $R_1 \rightarrow \infty$ ó $R_2 \rightarrow 0$, lo que significaría dejar al comparador sin la realimentación positiva.

El comparador regenerativo es inmune al ruido con tal que $V_H >$ tensión de ruido. A pesar de lo que podría parecer, la frecuencia de la onda cuadrada sigue siendo la misma aunque ahora aparece con un desplazamiento en la fase, tal como se representa en la figura 3.6.12.

La comparación no tiene por qué hacerse en un entorno de 0. Una posibilidad se representa en la figura 3.6.13. La tensión V_r controla el punto de comparación, puesto que:

$$V_T = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_r \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{donde} \quad V_o = \pm(V_z + V_d)$$

La característica de transferencia es la representa en la figura 3.6.14.

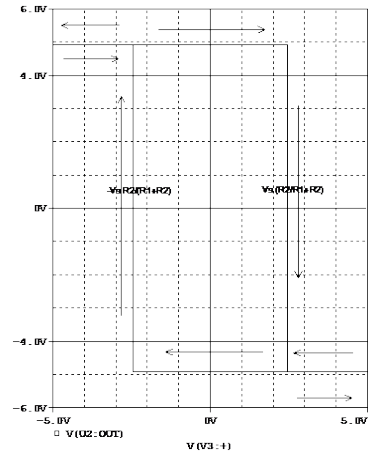


Figura 3.6.11: característica de transferencia de un comparador regenerativo

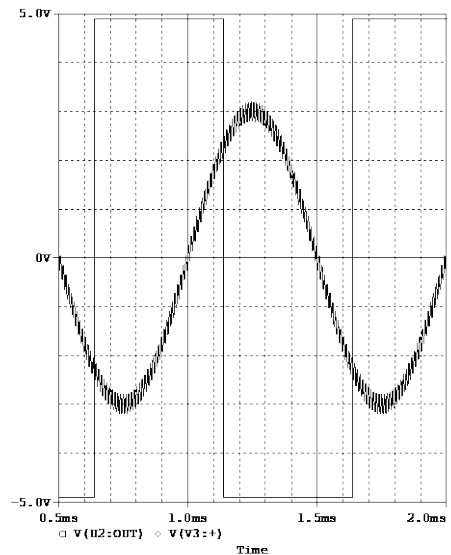


Figura 3.6.12: forma de onda a la salida de un comparador regenerativo

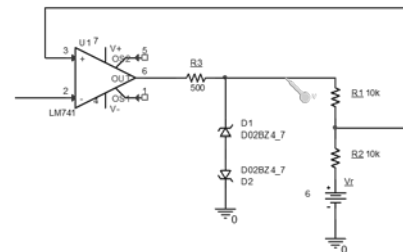


Figura 3.6.13: comparador con desplazamiento de cero

Los diodos Zener que se han colocado en la figura 12 tienen una tensión de ruptura de 4.67V, con lo que las tensiones en la salida (después de la resistencia R3) serán de +- 5.27V (4.67+0.6). El valor de la histéresis será también este mismo valor pero el centro se ha desplazado a 3V.

El comparador que hemos descrito es inversor, en el sentido de que para tensiones de entrada positivas, más allá del punto de conmutación, produce salidas negativas. Se puede realizar un comparador no inversor como se recoge en la figura 3.6.15. En este circuito los puntos de conmutación se encuentran como los potenciales de entrada V_i que hacen nulo el potencial del terminal no inversor del operacional. Es inmediato que se pueden encontrar como

$$-V_i + \frac{V_+ + V_i}{R_2 + R_1} R_1 \quad \text{y} \quad V_i + \frac{V_- - V_i}{R_2 + R_1} R_1$$

El ciclo recorrido, que se representa en la figura 3.6.16, es similar al de la figura 3.6.11, aunque con simetría especular relativa al eje X. La histéresis obtenida será de $2V \cdot R_1/R_2$ suponiendo V la tensión de alimentación simétrica. En el caso del ejemplo se ha supuesto que la tensión de alimentación es de 10V y que la resistencia R_2 era 5 veces superior a R_1 , por lo que la histéresis es de 4V. Evidentemente, en este circuito se puede usar también la limitación precisa de la tensión de salida, así como introducir un potencial en la entrada negativa para conseguir un desplazamiento de 0 de la histéresis.

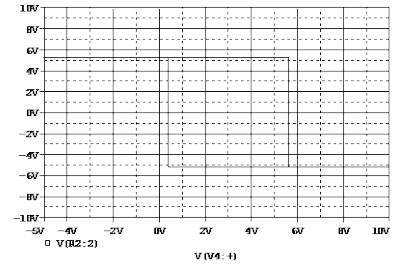


Figura 3.6.14: características del comparador con histéresis y desplazamiento

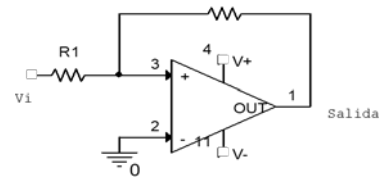


Figura 3.6.15: comparador regenerativo no inversor

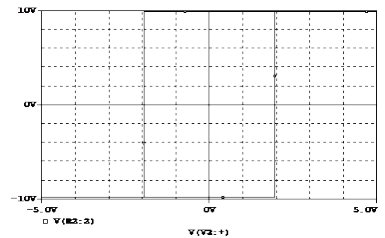


Figura 3.6.16: ciclo de histéresis para un comparador no inversor

3.6.1.2.3.- Circuito oscilador de relajación basado en un comparador regenerativo

El circuito de la figura 3.6.17 representa un oscilador de relajación construido con un amplificador operacional 741. Las resistencias R_1 y R_2 realimentan positivamente al amplificador, de forma que sus características corresponden a un comparador regenerativo con tensiones de conmutación aproximadamente +-5V, que es la mitad de la tensión de alimentación. La tensión de salida (terminal 6 del A.O) será de +-10V. Esta tensión carga al condensador C_1 hasta que este consiga 5 voltios, en cuyo momento basculará el conversor regenerativo. En el terminal del condensador se obtiene la típica forma exponencial de carga de un condensador y en la salida del A.O. una onda cuadrada.

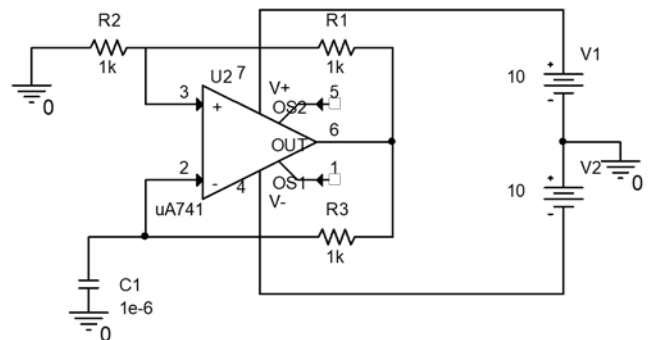


Figura 3.6.17: oscilador de relajación construido con comparador regenerativo

El comparador regenerativo recorre su ciclo de histéresis. Para calcular el tiempo de oscilación hay que tener en cuenta que el condensador se cargará de -5V a 5V a través de la resistencia de 1KΩ desde la tensión de salida de 10V. Como partimos de -5V y vamos hacia +10V teniendo un incremento del potencial en el condensador de 10V podemos poner:

$$V_{C3} = (10+5)(1 - \exp(-t/R_3C_1)) = 10$$

obteniéndose que el tiempo de carga del condensador es de 1.1ms. El ciclo total será el doble, es decir 2.2ms. El resultado de la simulación se presenta en la figura 3.6.18.

Una onda cuadrada asimétrica puede conseguirse haciendo que las constantes de tiempo de carga y descarga sean diferentes, como se representa en la figura 3.6.19. La figura 3.6.20 es el resultado de la simulación

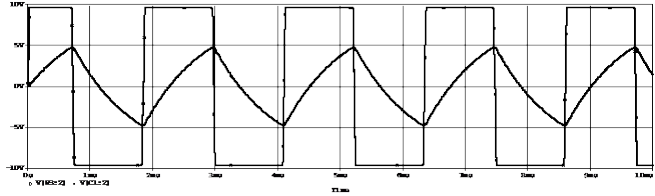


Figura 3.6.18: simulación del oscilador de relajación. Tensiones a la salida del operacional y en el condensador

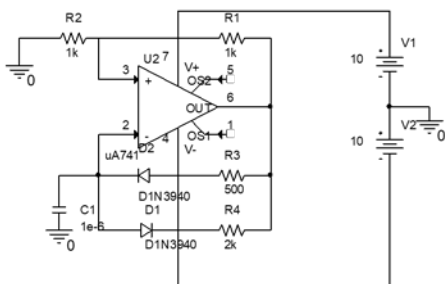


Figura 3.6.19: oscilador de relajación con tiempos diferentes para la carga y descarga

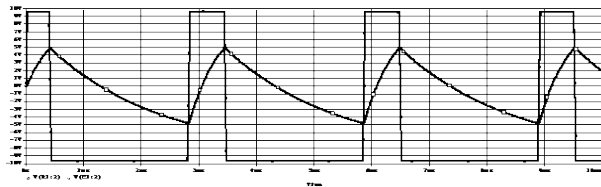


Figura 3.6.20: resultado de la simulación de la figura 3.6.19

3.6.1.3.- El trigger de Schmitt

El circuito más simple de comparador con histéresis y que es la base de todos los circuitos integrados que cumplan esta función es el conocido como "trigger de Schmitt" y se representa en la figura 3.6.21. Fue desarrollado en 1937 por Otto H. Schmitt con válvulas de vacío y su equivalente con transistores bipolares se representa en la figura 3.6.22 con valores típicos para las resistencias. Se compone de dos transistores que están acoplados mediante una resistencia común a ambos emisores. La salida se toma en el colector de Q2. Haremos primero un análisis sencillo suponiendo que la corriente por las bases de los transistores es despreciable.

Si la tensión de entrada es pequeña, el transistor Q1 estará en corte y por tanto el potencial en el colector de Q1 será aproximadamente 5 V puesto que la suma de R4 y R5 es mucho mayor que la resistencia de colector. Consecuentemente la tensión en la base de Q2 es de 2.5V y la tensión en el emisor de este transistor será $2.5 - 0.7V = 1.8V$. Con esta tensión en el emisor es evidente que Q1 está en corte.

La tensión en el colector de Q2 será $5V - I_{CQ2}R_3$ y si aceptamos que la corriente de emisor y colector son iguales $I_{CQ2} = I_{EQ2} = 1.8V/R_2 = 18mA$. Por tanto la tensión en el colector será de 1.4V. Este será el nivel bajo de la salida.

Esta situación se mantendrá hasta que el transistor Q1 empiece a conducir, lo que se verificará cuando la tensión de entrada en la base (hemos supuesto la

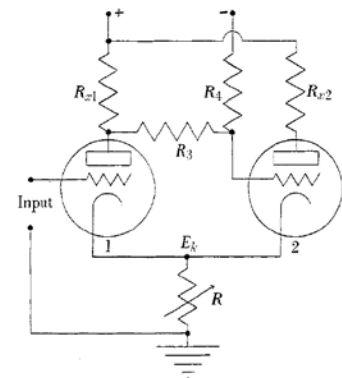


Fig. 1. Thermionic trigger circuit

Figura 3.6.21: Circuito de disparo de Schmitt

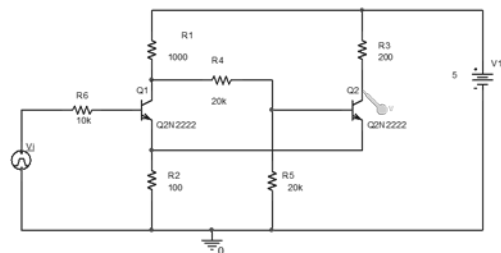


Figura 3.6.22: comparador regenerativo de Schmitt

corriente de base despreciable y por tanto la tensión en la base de Q1 será la tensión de entrada) supere a la de emisor en aproximadamente 0.6V. Por lo tanto el cambio a conducción de Q1 se dará para 2.4V.

Cuando Q1 empieza a conducir su tensión de colector ya no será de 5v y disminuirá. Rápidamente el transistor Q2 ve desaparecer su potencial de base y llegará al corte, con lo cual el potencial de su colector subirá a 5V.

Por lo tanto tenemos una situación en la que cuando vamos de potencial bajo a alto en la entrada saltamos en el colector de Q2 de 1.4V a 5V cuando el potencial de entrada es de 2.4V.

Supongamos que ahora vamos hacia abajo, desde 5V a 0V en la entrada. Como Q2 está cortado, el potencial en la resistencia R2 será el de entrada menos 0.7V y el potencial de colector de Q1 empieza a disminuir. Cuando el potencial en la base de Q2 (que es aproximadamente la mitad del potencial en el colector de Q1) sea 0.7V mayor que el potencial en R2, Q2 se activará, volcando de nuevo la situación.

Podemos escribir:

$$V_{R2} = V_i - 0.7 ; I_{EQ1} = I_{CQ1} = \frac{V_i - 0.7}{R_2}; V_{CQ1} = 5 - R_1 \frac{V_i - 0.7}{R_2}$$

Y la condición del salto de arriba hacia abajo será

$$V_{BQ2} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} V_{CQ1} \geq (V_i - 0.7) + 0.7 = V_i$$

Que resuelto para nuestro caso nos da un potencial de 1V para Vi. Por lo tanto cuando vamos desde 5V hacia 0 el cambio se da para 1V.

Tenemos por lo tanto un salto de abajo hacia arriba a 2.4V y un salto de arriba hacia abajo a 1V y por tanto una histéresis de 1.4V.

Si simulamos este comportamiento nos encontramos con el ciclo de histéresis que se representa en la figura 3.6.23

Aunque si encontramos un ciclo de histéresis los valores no son los previstos. La razón, obvia por otra parte, está en las resistencias R4 y R5. Si estas resistencias son grandes no cargan al transistor Q1 pero sin embargo la corriente que pasa por ellos es pequeña y por lo tanto tendremos que considerar el efecto de la corriente de base de Q2. Si bajamos los valores de R4 y R5 para que su corriente sea mucho mayor que la corriente de base de Q1 tendremos que cargar excesivamente el colector de Q1.

Un cálculo teniendo en cuenta las corrientes de base, y por tanto ya dependientes de la ganancia en corriente de los transistores (hFE) nos lleva, después de un cálculo algo laborioso, a:

$$V_{i\ off-on} = \frac{5h_{FE}R_2 + 0.6(R_4 + R_1)}{\frac{R_1 + R_4 + R_5}{R_5}h_{FE}R_2 + (R_4 + R_1)} = 1.69V$$

$$V_{i\ on-off} = 0.7 + R_2 \frac{5 - 0.2}{R_1 + R_2} = 1.13V$$

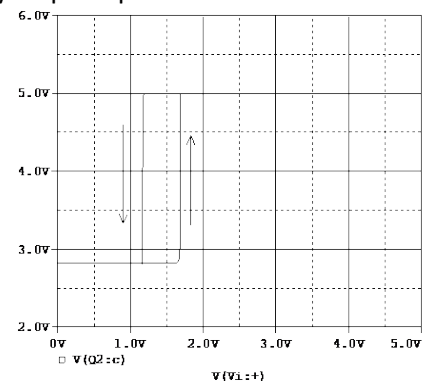


Figura 3.6.23: ciclo de histéresis

Los 0.2V provienen de la saturación del transistor Q1. Estos valores obtenidos son exactos a los de la simulación si esta se hace sin tener en cuenta la resistencia de base de Q1 (R6). Sin embargo, si esta resistencia no se coloca, la corriente de la base de Q1 es alta cuando este transistor está en saturación (salida en alto) y para limitarla hay que colocar esta resistencia. Los niveles de salto son modificados por esta resistencia por lo que no puede ser muy alta teniendo que llegar a un compromiso. Los cálculos analíticos se vuelven muy laboriosos por lo que es casi imprescindible resolverlo por simulación.

Las aplicaciones de este circuito son múltiples. No me resisto a copiar una frase Schmitt extraída de su trabajo original del año 37

Uses for the circuit are at once obvious. It may be used to control thermostats, refrigeration, lighting, chemical reactions; all using the adjustable differential trigger in conjunction with some source of potential which varies continuously with the phenomenon to be controlled. It gives convenient accept-reject indication for mass production checking and provides convenient photoelectric selection and counting. In other cases its fast action is the specially attractive feature. In cathode-ray oscillography it provides convenient sweep circuit synchronization, while in the laboratory- it provides an easy method for producing rectangular A.C. waves of any desired frequency and phase and, in another application, acts as a frequency meter more linear than one of the thyratron type, and one immune to locking.

Referencias

A thermionic trigger. Otto H. Schmitt. J Sci. Instrum 15 24 1937

3.6.2.- Montaje experimental

El circuito que se propone como estudio a los alumnos consiste en un oscilador de relajación construido con tres amplificadores operacionales con la ventaja de que produce tanto ondas cuadradas como triangulares. La idea diferenciadora con el clásico oscilador de relajación es que en vez de cargar el condensador desde una resistencia le cargaremos con una fuente de corriente. En el circuito de la figura 3.6.24 el primer amplificador a la izquierda es un comparador regenerativo, el segundo es un integrador y el tercero desfasa 180 grados la salida del segundo antes de devolver la señal al primer operacional. Como la salida del comparador (primer operacional) es necesariamente una onda cuadrada, su integración nos va a proporcionar la onda triangular.

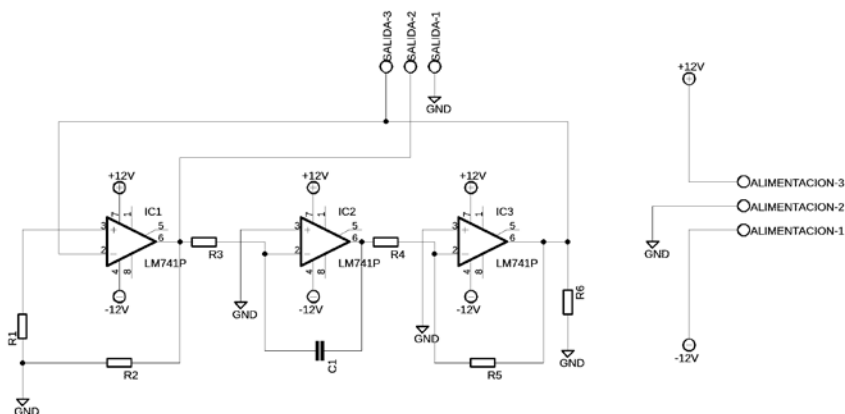


Figura 3.6.24: Oscilador de relajación con 3 amplificadores operacionales

