

UNIVERSIDAD DE



VALLADOLID

E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Circuitos integrados para la generación de formas de onda arbitraria: una perspectiva desde el 8038 hasta la actualidad

Autor:

Dña. Sara Hoyos Alonso

Tutor:

D. Luis Quintanilla Sierra

Valladolid, 17 de Mayo de 2016

TÍTULO: Circuitos integrados para la generación de formas de onda arbitraria: una perspectiva desde el 8038 hasta la actualidad

AUTOR: Dña. Sara Hoyos Alonso

TUTOR: D. Luis Quintanilla Sierra

DEPARTAMENTO: Departamento de Electricidad y Electrónica.

TRIBUNAL

PRESIDENTE: Dña. Lourdes Enríquez Giraudo

VOCAL: D. Luis Quintanilla Sierra

SECRETARIO: Dña. Ruth Pinacho Gómez

SUPLENTE: D. Emiliano Rubio García

SUPLENTE: D. Héctor García García

Resumen

Los circuitos integrados para la generación de forma de onda son sistemas de vital importancia tanto durante el diseño de sistemas electrónicos como durante la verificación de los mismos.

Este trabajo de fin de grado ha tratado de estudiar la evolución de estos dispositivos a lo largo del tiempo partiendo del popular ICL8038.

Para comenzar, hemos realizado un exhaustivo análisis del clásico generador analógico ICL8038, a partir del cual hemos ido analizado los cambios en los principios de funcionamiento de los generadores analógicos. Finalmente, hemos dado una visión general de sus actuales sustitutos digitales, los sintetizadores.

Objetivos

El objetivo de este trabajo es el estudio de la evolución de los circuitos integrados para la generación de forma de onda utilizando como punto de partida el integrado ICL8038.

Un generador es un sistema capaz de producir una señal a su salida teniendo como única “entrada” la línea de alimentación. Las características de la señal de salida (forma de onda, frecuencia, tensión ...) pueden establecerse en valores fijos o se pueden controlar dentro de unos límites especificados.

Además de estudiar su funcionamiento de forma teórica, hemos caracterizado tres integrados situados en diferentes puntos de la línea evolutiva de los generadores. El primero en la línea temporal ha sido el circuito integrado de partida: el ICL8038. A continuación, perteneciente al conjunto de generadores analógicos sucesores del ICL8038, el XR2206. Y finalmente, perteneciente al grupo de los generadores digitales sustitutos de los analógicos a día de hoy, el AD9833.

Estructura

Este trabajo está estructurado en cinco capítulos.

El capítulo 1 está dedicado a dar una visión general de los generadores de formas de onda, su clasificación y aplicaciones. Además explica, para el caso de los generadores analógicos, los bloques que los componen y el funcionamiento de estos bloques. Finalmente, se dan unas breves notaciones teóricas de algunas las modulaciones realizables mediante los circuitos caracterizados en capítulos posteriores.

El capítulo 2 está dedicado al circuito integrado ICL8038. Dividido en dos secciones, la primera se centra en un análisis interno, mientras que en la segunda realizamos una caracterización del mismo.

En el capítulo 3 se analizan dos generadores analógicos alternativos al ICL8038: el XR8038A y el XR2206. Dado que el primero no presenta grandes cambios frente al ICL8038 su análisis es muy superficial. Por otra parte, el segundo es analizado en profundidad a nivel teórico siendo también caracterizado mediante simulación.

El capítulo 4 está dedicado a los generadores digitales. En este capítulo se explican su funcionamiento, bloques funcionales y características. Además, se realiza la caracterización de un integrado de esta clase mediante simulación: el AD9833.

Por último, en el capítulo 5 se presentarán las conclusiones obtenidas tras la realización de este trabajo de fin de grado, así como las posibles líneas de trabajo futuras.

Contenido

Índice de figuras	IX
Lista de acrónimos	XIV
Capítulo 1. Introducción a los generadores integrados	1
1.1. Clasificación de los generadores (2).....	2
1.2. El generador como modulador (7) (8)	5
1.2.1. AM.....	5
1.2.2. FM	6
1.2.3. FSK.....	9
1.3. Generadores analógicos de funciones de audiofrecuencia.....	11
1.3.1. Estructura general	13
Capítulo 2. ICL8038	21
2.1. VCO (9)	22
2.2. Conformador de onda	25
2.3. Caracterización del generador	29
2.3.1. Generación de ondas simétricas a frecuencia fija.....	29
2.3.2. Generación de ondas no simétricas a distintas frecuencias	37
2.3.3. Modulación en frecuencia (7) (8).....	41
2.3.4. Análisis de las tolerancias de los componentes discretos utilizados.....	47
Capítulo 3. Generadores analógicos alternativos al ICL8038	49
3.1. XR8038A (4)	49
3.2. XR2206 (5) (7) (9).....	51
3.2.1. VCO	52
3.2.2. Conformador	53
3.2.3. Modulador AM (12).....	56

3.2.4. Caracterización	58
Capítulo 4. Generadores integrados digitales	83
4.1. Principio de operación y bloques funcionales (2) (13) (14).....	84
4.2. AD9833.....	87
4.2.1. Caracterización del AD9833 mediante ADIsimDDS (15)	89
Capítulo 5. Conclusiones y líneas de trabajo futuras	93
Bibliografía.....	95
Apéndice A. Data Sheet.....	97
Apéndice B. Tina v8-Industrial.....	99
Apéndice C. Macromodelo del XR2206	103
Apéndice D. ADIsimDDS (15)	107

Índice de figuras

FIGURA 1-1 GENERACIÓN DE AM. (7)	6
FIGURA 1-2 ESPECTROS DE SEÑAL MODULADA FM OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN CON MATLAB PARA ÍNDICES DE MODULACIÓN 4 Y 0.4.....	9
FIGURA 1-3 RESPUESTA TEMPORAL DE LA SEÑAL MODULADA FSK S(T) OBTENIDA MEDIANTE SIMULACIÓN CON MATLAB CON $F_c=1000$ HZ, $A_c = 1V$ Y $\Delta F = 400$ HZ FRENTE A LA MODULADORA M(T).	11
FIGURA 1-4 ESTRUCTURA GENERAL DE UN GENERADOR DE FORMAS DE ONDA.	13
FIGURA 1-5 ESQUEMA Y SEÑALES GENERADAS DE UN VCO DE CONDENSADOR ATERRIZADO. (9).....	14
FIGURA 1-6 ESQUEMA SIMPLIFICADO CARGA Y DESCARGA DE CONDENSADOR.....	15
FIGURA 1-7 ESQUEMA Y SEÑALES GENERADAS DE UN VCO DE EMISOR ACOPLADO. (7).....	16
FIGURA 2-1 DIAGRAMA DEL VCO DEL ICL8038. (9)	22
FIGURA 2-2 CONFORMADOR DE PUNTO DE RUPTURA DE LA ONDA DEL ICL8038. (9).....	25
FIGURA 2-3 ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL CONFORMADOR DE PUNTO DE RUPTURA DE LA ONDA DEL ICL8038.	26
FIGURA 2-4 CIRCUITO EQUIVALENTE A QUE SE REDUCE EL CONFORMADOR DE PUNTO DE RUPTURA DE LA ONDA PARA TENSIONES DE ENTRADA LIGERAMENTE SUPERIORES A $V_{cc}/2$	27
FIGURA 2-5 A: ESQUEMA DE SIMULACIÓN DEL ICL8038. B: ESQUEMA REAL DEL ICLO8038. (3)	29
FIGURA 2-6 ESQUEMA DE GENERACIÓN DE ONDAS A FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> FIJO. (3).....	30
FIGURA 2-7 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS GENERADAS CON FRECUENCIA 1 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> 0.5. A Y B: ONDA CUADRADA DE 1.18 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> DE 0.49 QUE OSCILA ENTRE ± 6.06 V. C: ONDAS CUADRADA Y TRIANGULAR DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . D: ONDA TRIANGULAR QUE OSCILA ENTRE -1.93 Y 2 V. E: ONDAS TRIANGULAR Y SINUSOIDAL DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . F: ONDA SINUSOIDAL QUE OSCILA ENTRE 1.37 Y -1.34 V.....	33
FIGURA 2-8 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS GENERADAS CON FRECUENCIA 150 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> 0.5. A Y B: ONDA CUADRADA DE 132.9 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> DE 0.41 QUE OSCILA ENTRE 6.06 Y -6.19 V. C: ONDAS CUADRADA Y TRIANGULAR DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . D: ONDA TRIANGULAR QUE OSCILA ENTRE -2.47 Y 2.16 V. E: ONDAS TRIANGULAR Y SINUSOIDAL DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . F: ONDA SINUSOIDAL QUE OSCILA ENTRE 1.42 Y -1.45 V. . 34	
FIGURA 2-9 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS ONDAS SINUSOIDALES DE 1 KHZ (A) Y 150 KHZ (B). 35	
FIGURA 2-10 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS GENERADAS CON FRECUENCIA 1 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> 0.2. A Y B: ONDA CUADRADA DE 1.14 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> DE 0.17 QUE OSCILA ENTRE ± 6 V. C: ONDAS CUADRADA Y TRIANGULAR DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . D: ONDA	

TRIANGULAR QUE OSCILA ENTRE -1.9 Y 1.94 V. E: ONDAS TRIANGULAR Y SINUSOIDAL DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . F: ONDA SINUSOIDAL.	39
FIGURA 2-11 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS GENERADAS CON FRECUENCIA 1 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> 0.8. A Y B: ONDA CUADRADA DE 1.2 KHZ Y <i>DUTTY-CYCLE</i> DE 0.79 QUE OSCILA ENTRE 6.06 Y -5.94 V. C: ONDAS CUADRADA Y TRIANGULAR DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . D: ONDA TRIANGULAR QUE OSCILA ENTRE -1.87 Y 1.94 V. E: ONDAS TRIANGULAR Y SINUSOIDAL DE MISMA FRECUENCIA Y <i>DUTTY-CYCLE</i> . F: ONDA SINUSOIDAL.	40
FIGURA 2-12 ESQUEMA PARA MODULACIÓN FM CON PEQUEÑAS DESVIACIONES DE FRECUENCIA. (3).	42
FIGURA 2-13 ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL CIRCUITO EQUIVALENTE EN PEQUEÑA SEÑAL UTILIZADO PARA EL CÁLCULO DE LA RESISTENCIA DE ENTRADA DEL ICL8038.	43
FIGURA 2-14 ESQUEMA PARA MODULACIÓN FM CON GRANDES DESVIACIONES DE FRECUENCIA O BARRIDO DE FRECUENCIA. (3)	44
FIGURA 2-15 ONDA SINUSOIDAL PORTADORA DE 150 KHZ.	44
FIGURA 2-16 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE FM DE "BANDA ANCHA". A: ESPECTRO COMPLETO, B: RÉPLICAS DEL ESPECTRO.	46
FIGURA 2-17 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE FM DE "BANDA ESTRECHA".	46
FIGURA 3-1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO INTEGRADO XR8038A. (4)	50
FIGURA 3-2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO INTEGRADO XR2206. (7)	52
FIGURA 3-3 ESQUEMA DE ACONDICIONADOR LOGARÍTMICO DE ONDA Y CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA ASOCIADA. (9)	53
FIGURA 3-4 ESQUEMA DE CONFORMADOR LOGARÍTMICO DE ONDA.....	55
FIGURA 3-5 SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA OBTENIDAS MEDIANTE SIMULACIÓN CON TINA 8-INDUSTRIAL. LA SEÑAL DE ENTRADA ES TRIANGULAR CON FRECUENCIA 1KHZ Y AMPLITUD 5 V.	56
FIGURA 3-6 CELDA MULTIPLICADORA DE GILBERT.	57
FIGURA 3-7 ESQUEMA DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL XR2206 EN EL CUAL SE INDICA LA POSICIÓN DE LA CELDA MULTIPLICADORA DE GILBERT. (5)	57
FIGURA 3-8 CIRCUITO BÁSICO DE SIMULACIÓN. (5)	59
FIGURA 3-9 TENSIÓN DE PICO DE LAS ONDAS SINUSOIDAL Y TRIANGULAR GENERADAS EN FUNCIÓN DE R3. (5)	59
FIGURA 3-10 CIRCUITO PARA GENERACIÓN DE ONDA SINUSOIDAL/TRIANGULAR Y CUADRADA.	60
FIGURA 3-11 ESTRUCTURA INTERNA DEL MACROMODELO DEL XR2206 EN TINA V8-INDUSTRIAL CON DETALLE DE LA MODIFICACIÓN DEL <i>DUTTY-CYCLE</i>	61
FIGURA 3-12 ESQUEMA PARA GENERACIÓN DE ONDA SIMÉTRICA CON TINA V8-INDUSTRIAL.	62

FIGURA 3-13 RESPUESTA TEMPORAL DE LA ONDA SINUSOIDAL DE FRECUENCIA 1 KHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5, OSCILANTE ENTRE LAS TENSIONES 4.23 Y 7.76 V GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	65
FIGURA 3-14 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA ONDA SINUSOIDAL DE FRECUENCIA 1 KHZ GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	65
FIGURA 3-15 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS SINUSOIDAL Y CUADRADA DE FRECUENCIA 1 KHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5 GENERADAS MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	66
FIGURA 3-16 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS TRIANGULAR Y CUADRADA DE FRECUENCIA 1 KHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5 GENERADAS MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	66
FIGURA 3-17 RESPUESTA TEMPORAL DE LA ONDA TRIANGULAR DE FRECUENCIA 1 KHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5, OSCILANTE ENTRE LAS TENSIONES 1.61 Y 10.39 V GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	67
FIGURA 3-18 RESPUESTA TEMPORAL DE LA ONDA SINUSOIDAL DE FRECUENCIA 1 MHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5, OSCILANTE ENTRE LAS TENSIONES 4.24 Y 7.76 V GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	67
FIGURA 3-19 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS SINUSOIDAL Y CUADRADA DE FRECUENCIA 1 MHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5 GENERADAS MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	68
FIGURA 3-20 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA ONDA SINUSOIDAL DE FRECUENCIA 1 MHZ GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	68
FIGURA 3-21 RESPUESTA TEMPORAL DE LAS ONDAS TRIANGULAR Y CUADRADA DE FRECUENCIA 1 MHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5 GENERADAS MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	69
FIGURA 3-22 RESPUESTA TEMPORAL DE LA ONDA TRIANGULAR DE FRECUENCIA 1 MHZ Y DUTTY-CYCLE 0.5, OSCILANTE ENTRE LAS TENSIONES 1.64 Y 10.37 V GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.	69
FIGURA 3-23 RESPUESTA TEMPORAL DE LA ONDA TRIANGULAR DE FRECUENCIA 1 KHZ Y DISTINTO <i>DUTTY-CYCLE</i> EN CADA FIGURA: 0.01 (A), 0.3 (B), 0.6 (C) Y 0.99 (D) GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V8-INDUSTRIAL.....	71
FIGURA 3-24 ESQUEMA DE CONEXIÓN DEL XR2206 PARA MODULACIÓN EN FRECUENCIA. (5)	73
FIGURA 3-25 ESQUEMA DE GENERACIÓN DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA MEDIANTE TINA V8-INDUSTRIAL.....	75
FIGURA 3-26 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA SEÑAL MODULADA FM DE "BANDA ESTRECHA" CON $M=0.15$, $F_c=150$ KHZ Y $F_m=5$ KHZ GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V-8 INDUSTRIAL ...	75
FIGURA 3-27 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA SEÑAL MODULADA FM DE "BANDA ANCHA" CON $M=1.5$, $F_c=150$ KHZ Y $F_m=5$ KHZ GENERADA MEDIANTE EL SIMULADOR TINA V-8 INDUSTRIAL.....	76
FIGURA 3-28 AMPLITUD DE SALIDA NORMALIZADA VS TENSIÓN APLICADA AL PIN 1. (5)	77

FIGURA 3-29 ESQUEMA DE SIMULACIÓN PARA GENERACIÓN DE MODULACIÓN AM MEDIANTE TINA V-8-INDUSTRIAL.....	78
FIGURA 3-30 MODULACIÓN AM CON PORTADORA DE 10 KHZ Y MODULADORA DE 500 HZ OSCILANDO EN EL RANGO [2,6] V.....	79
FIGURA 3-31 MODULACIÓN AM CON PORTADORA DE 10 KHZ Y MODULADORA DE 500 HZ OSCILANDO EN EL RANGO [6,10] V.....	79
FIGURA 3-32 ESQUEMA PARA LA GENERACIÓN DE MODULACIÓN FSK. (5).....	80
FIGURA 3-33 ESQUEMA DE GENERACIÓN DE MODULACIÓN FSK MEDIANTE TINA V8-INDUSTRIAL.	81
FIGURA 3-34 VISUALIZACIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO DE LA SEÑAL MODULADORA CUADRADA DE FRECUENCIA 500 HZ OSCILANTE ENTRE 0 Y 3 V; Y DE LA SEÑAL MODULADA FSK.	81
FIGURA 3-35 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA SEÑAL MODULADA FSK CON $F_c = 1500$ HZ Y $\Delta F = 500$ HZ.....	82
FIGURA 4-1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DDS.....	84
FIGURA 4-2 GENERACIÓN DE UNA SINUSOIDE A PARTIR DE LOS VALORES ALMACENADOS DE UN PERIODO. (2).....	85
FIGURA 4-3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AD9833. (18)	87
FIGURA 4-4 RESPUESTA EN FRECUENCIA Y TEMPORAL DE LAS ONDAS DE 1 KHZ (A) Y 150 KHZ (B) SIMULADAS MEDIANTE ADISIMDDS.....	90
FIGURA 5-1 MENÚ DE CONFIGURACIÓN DEL GENERADOR DE TENSIÓN DE TINA V8-INDUSTRIAL.....	99
FIGURA 5-2 CONFIGURACIÓN DEL CURSOR "MODULACIÓN" PARA OBSERVAR LA RESPUESTA TEMPORAL EN ESE PUNTO DEL CIRCUITO MEDIANTE ANÁLISIS TRANSITORIO CON TINA V8-INDUSTRIAL.	100
FIGURA 5-3 CUADRO DE CONFIGURACIÓN DEL ANÁLISIS TRANSITORIO EN TINA V8-INDUSTRIAL.	100
FIGURA 5-4 CUADRO DE CONFIGURACIÓN DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER DE UNA RESPUESTA TEMPORAL EN TINA V8-INDUSTRIAL.....	101
FIGURA 5-5 A) SÍMBOLO DEL MACROMODELO DEL XR2206 B) SÍMBOLO DEL INTEGRADO XR2206. (5)	103
FIGURA 5-6 ESTRUCTURA INTERNA DEL MACROMODELO DEL XR2206 EN TINA V8-INDUSTRIAL.....	104
FIGURA 5-7 DETALLE DEL VCO DE LA ESTRUCTURA DEL MACROMODELO Y PARÁMETRO DE CONFIGURACIÓN DEL <i>DUTTY-CYCLE</i> MEDIANTE TINA V8-INDUSTRIA.	105
FIGURA 5-8 INTERFAZ DEL SOFTWARE DE SIMULACIÓN PARA CIRCUITOS INTEGRADOS BASADOS EN DDS DE ANALOG DEVIDES ADISIMDDS.....	108
FIGURA 5-9 RESPUESTAS EN FRECUENCIA Y TEMPORAL RESULTADO DE LA SIMULACIÓN CON ADISIMDDS.	108

Índice de tablas

TABLA 1-1 CLASIFICACIÓN DE LOS GENERADORES EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL GENERADA.....	3
TABLA 1-2 RANGO DE FRECUENCIAS DE GENERACIÓN DE LOS GENERADORES ANALIZADOS. (3) (4) (5) (6)	3
TABLA 1-3 EJEMPLO DE USO DE LAS FORMAS DE ONDA GENERADAS.	12
TABLA 1-4 DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA TÍPICA MÍNIMA EN LOS GENERADORES CONSIDERADOS. (3) (4) (5) (6)	12
TABLA 2-1 TDH PARA EL TONO DE 1 KHZ.....	36
TABLA 2-2 TDH PARA EL TONO DE 150 KHZ.....	36
TABLA 2-3 VALORES DE COMPONENTES UTILIZADOS PARA EL MONTAJE DE GENERACIÓN DE ONDAS ASIMÉTRICAS.	38
TABLA 2-4 MEDIA, DESVIACIÓN Y PORCENTAJE DE DESVIACIÓN DE LOS COMPONENTES DISCRETOS UTILIZADOS.....	48
TABLA 3-1 VALORES DE COMPONENTES UTILIZADOS PARA LA SIMULACIÓN DE GENERACIÓN DE ONDAS SIMÉTRICAS.	62
TABLA 4-1 F_{CLK} A UTILIZAR PARA LA GENERACIÓN DE LAS DIFERENTES FRECUENCIAS DE SALIDA Y RESOLUCIÓN EN FRECUENCIA ASOCIADA.....	90
TABLA 5-1 POTENCIA DE LA SEÑAL EN LAS DIFERENTES MEZCLAS DE FRECUENCIAS OBTENIDA MEDIANTE ADISIMDDS.	108

Lista de acrónimos

E.T.S.I.T.	Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación.
AF	Audiofrecuencia.
RF	Radiofrecuencia.
FM	<i>Frequency Modulation</i> o modulación en frecuencia.
AM	<i>Amplitude Modulation</i> o modulación en amplitud.
FSK	<i>Frequency shift keying</i> o modulación por desplazamiento de frecuencia.
VCO	<i>Voltage controlled oscillator</i> u oscilador controlado por tensión.
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> o convertidor analógico digital.
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> o distorsión total harmónica.
VTC	<i>Voltage Transfer Characteristic</i> o <i>característica de transferencia de tensión</i> .
DDS	<i>Direct Digital Synthesis</i> o <i>síntesis digital directa</i> .
GMSK	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i> o modulación por desplazamiento mínimo gaussiano.
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> o modulación por desplazamiento de fase cuaternaria.
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> o modulación por desplazamiento de fase.
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> o Transformada rápida de Fourier.

Capítulo 1. Introducción a los generadores integrados

Definición. Un generador es un sistema capaz de producir una señal a su salida teniendo como única “entrada” la línea de alimentación. Las características de la señal de salida (forma de onda, frecuencia, tensión ...) pueden establecerse en valores fijos o se pueden controlar dentro de unos límites especificados.

Una de las principales aplicaciones de los generadores integrados es su utilización durante el diseño y desarrollo de sistemas electrónicos tanto para verificar su funcionamiento como para generar la señal requerida por algún bloque funcional del sistema. Otras aplicaciones van enfocadas a la realización de pruebas y tareas de mantenimiento. Por ejemplo, estos generadores son utilizados para obtener la respuesta en frecuencia o la respuesta temporal de amplificadores, llevar a cabo análisis de linealidad, caracterizar y sintonizar filtros, estudiar la sintonía de receptores o caracterizar materiales y componentes a distintas frecuencias.

Para el estudio de cualquier generador debemos considerar las principales características de la señal generada: (1)

- La frecuencia de la señal, que debe ser estable y conocida con exactitud.
- La amplitud, que debe ser controlable en un rango de valores que vaya desde valores muy pequeños hasta valores relativamente altos.
- La linealidad de la señal generada.
- La forma de onda de la señal, que debe ser seleccionable.

Estos requisitos son generales para todo tipo de generadores y hay muchas variaciones de los mismos para tipos concretos de generadores.

1.1. Clasificación de los generadores (2)

Podemos clasificar los generadores de señal en función de dos criterios fundamentales: el rango de frecuencias seleccionables y las formas de onda que permiten obtener. Además, podemos incluir una nueva clasificación en función del método de generación.

a) Según el rango de frecuencias generadas.

Según las frecuencias generadas podemos distinguir tres grupos principales:

- Generadores de audiofrecuencia (AF): abarcan el rango desde menos de 0.01 Hz hasta 1 MHz o 10 MHz
- Generadores de radiofrecuencia (RF): desde una frecuencia mínima de 1kHz a 10 kHz hasta una frecuencia máxima de 520 kHz a 4 GHz.
- Generadores de señales de microondas: desde 10 MHz hasta 50 GHz.

Es importante notar que el denominativo *audiofrecuencia* viene dado por el hecho de que estos generadores utilizan técnica similares a las utilizadas por los equipos de audio y no porque su rango de frecuencias sea el del audio (20 Hz - 20 kHz).

Clasificación	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
Audiofrecuencia (AF)	0.01 Hz	1 a 10 MHz
Radiofrecuencia (RF)	1 a 10 kHz	520 kHz a 4 GHz
Microondas	10 MHz	50 GHz

Tabla 1-1 Clasificación de los generadores en función de la frecuencia de la señal generada.

En función de esta clasificación (Tabla 1-1), los generadores integrados analizados en este estudio se encuentran dentro de rango de los generadores de audiofrecuencia, siendo la frecuencia mínima generada 0.001 Hz (por el ICL8038, XR8038A y el NTE864) y la máxima 1MHz (alcanzada por el XR2206) tal y como vemos en la Tabla 1-2.

Integrado	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
ICL8038	0.001 Hz	300 kHz
XR8038A	0.001 Hz	200 kHz
XR2206	0.01 Hz	1 MHz
NTE864	0.001 Hz	200 kHz

Tabla 1-2 Rango de frecuencias de generación de los generadores analizados. (3) (4) (5) (6)

b) Según la forma de onda de la salida.

Este criterio permite dividir los generadores en multitud de subgrupos. En la bibliografía encontramos referencias a *generadores de funciones o de formas de onda* (triangular, cuadrada, senoide); *generadores de señales* (senoide con modulación), *osciladores* (senoide con amplitud y/o frecuencia fijas) y *generadores de barrido* (modulación en frecuencia lenta y cíclica); *generadores de pulsos* (pulsos, señal cuadrada); *generadores de ruido* (señales eléctricas aleatorias);

generadores de palabras digitales y datos; generadores de ondas con forma arbitraria; etc...

En función de este criterio, los generadores analizados en este estudio son *generadores de funciones* o *de forma de onda*. Sin embargo, su funcionalidad no se limita a la generación de ondas triangulares, cuadradas y sinusoidales; si no que también permiten la generación de onda de diente de sierra y pulsos; así como la generación de barridos, modulación en frecuencia (FM) y, en algunos casos, en amplitud (AM) y modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK). Estas diferencias se deben a que esta clasificación es puramente teórica, y los circuitos reales tienden a aumentar su utilidad y versatilidad.

c) Según el método de generación.

Este último criterio divide, a grandes rasgos, los generadores en analógicos y digitales. Los analógicos, se basan en la utilización de un VCO (oscilador controlado por tensión) para la generación de las señales, mientras que los digitales se basan en la conversión de la señal, ya almacenada en una memoria, del dominio digital al analógico. Nuestro estudio se centra fundamentalmente en los generadores analógicos, si bien en el capítulo 4 de este trabajo daremos una visión general de los digitales (sintetizadores) que en la práctica ya han sustituido a los analógicos y haremos una comparativa con los primeros.

1.2. El generador como modulador (7) (8)

En el apartado anterior se dijo que algunos generadores permiten, en aras de aumentar su versatilidad, la generación de modulaciones como son la modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM) y modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK). En este apartado realizaremos un breve descripción teórica de estas modulaciones, que más adelante simularemos mediante integrados concretos.

1.2.1. AM

La modulación en amplitud es un tipo de modulación analógica. Definimos la modulación en amplitud como el proceso por el cual una señal portadora modifica su amplitud para el transporte de información contenida en la señal moduladora.

La portadora utilizada es una onda sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c de la forma:

$$c(t) = A_c \sin(2 \pi f_c t)$$

Esta portadora modificará su amplitud en función de una señal de información $m(t)$, siendo la señal modulada obtenida:

$$s(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \sin(2 \pi f_c t) = [1 + k_a m(t)] c(t)$$

donde k_a es la sensibilidad del modulador a la variación de la amplitud de la portadora. Viene dado por la siguiente expresión:

$$k_a = \frac{\Delta V_c}{\Delta V_m}$$

La Figura 1-1 ilustra la generación de la modulación. Vemos que cuando no hay señal moduladora la señal modulada contiene únicamente la portadora, mientras que cuando existe señal moduladora la amplitud de la onda modulada varía según la misma. Es importante notar que lo único que varía es la amplitud, conservando la onda modulada la frecuencia de la portadora.

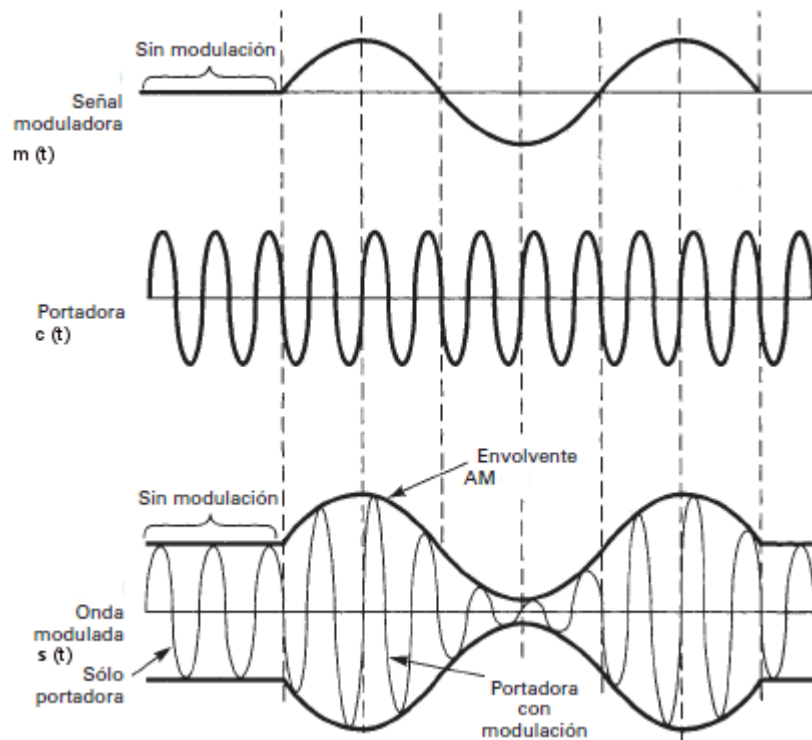


Figura 1-1 Generación de AM. (7)

1.2.2. FM

La modulación en frecuencia es un tipo de modulación angular analógica. Definimos la modulación angular como el proceso por el cual el ángulo de fase de una señal portadora es modificado para el transporte de información contenida en la señal moduladora.

La portadora utilizada es una onda sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c de la forma:

$$c(t) = A_c \sin(2 \pi f_c t)$$

Esta portadora modifica el ángulo de fase, de forma que una expresión analítica de la señal con modulación angular es como sigue:

$$s(t) = A_m \sin(2 \pi f_c t + \theta(t))$$

La característica de la portadora que varía de forma directa con la amplitud de la moduladora determina el tipo de modulación angular utilizada. Puede ser de fase (PM) o de frecuencia (FM). En el caso que nos ocupa (modulación en frecuencia o FM) es la frecuencia de la portadora la que varía de forma directa con la moduladora. Supondremos que la señal moduladora, $m(t)$, corresponde a un tono puro, de manera que su forma viene dada por la expresión:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

La señal modulada o modulación puede escribirse como:

$$s(t) = A_c \sin[2\pi f_c t + \int \theta'(t)]$$

donde $\theta'(t)$ indica la desviación instantánea de frecuencia ($\theta'(t) = d\theta(t)/dt$). Sus unidades son rad/s o Hz.

La desviación instantánea de frecuencia es proporcional a la amplitud de la moduladora, expresándose se la forma:

$$\theta'(t) = K_1 m(t) = K_1 A_m \cos(2\pi f_m t)$$

siendo K_1 la sensibilidad del modulador a la variación de frecuencia de la portadora. Es decir, la ganancia de la función de transferencia salida-entrada del modulador que relaciona los cambios de frecuencia en la señal de salida con respecto a los cambios de amplitud en la señal de entrada. Viene dada por la siguiente expresión:

$$K_1 \equiv \frac{\Delta w_c}{\Delta V_m} \left(\frac{\text{rad/s}}{V} \right)$$

La expresión desarrollada de la señal modulada será entonces:

$$s(t) = A_c \sin \left[2\pi f_c t + \int \theta'(t) \right] = A_c \sin \left[2\pi f_c t + \frac{K_1 A_m}{w_m} \sin(2\pi f_m t) \right] =$$

$$A_c \sin[2\pi f_c t + m \sin(2\pi f_m t)] \quad (1)$$

donde m es la desviación máxima de fase, denominada también índice de modulación.

$$[m] \equiv \left[\frac{K_1 A_m}{w_m} \right] = \frac{\frac{\text{rad}}{\text{s}} V}{\text{rad}} = (\text{adimensional}) \quad (2)$$

Dependiendo del valor de m , distinguimos dos tipos de modulación de frecuencia: modulación de “banda ancha” y modulación de “banda estrecha”.

a) Modulación FM de “banda estrecha” ($m \ll 1$).

Desarrollamos mediante identidades trigonométricas la expresión (1) de la modulación y llegamos a la siguiente:

$$s(t) = A_c [\sin(2\pi f_c t) \cos(m \sin(2\pi f_m t)) + \cos(2\pi f_c t) \sin(m \sin(2\pi f_m t))] \quad (3)$$

Si $m \ll 1$, es posible realizar las siguientes aproximaciones:

$$\begin{aligned} \cos(m \sin(2\pi f_m t)) &\cong \cos(0) = 1 \\ \sin(m \sin(2\pi f_m t)) &\cong m \sin(2\pi f_m t) \end{aligned}$$

De forma que la señal modulada resulta:

$$\begin{aligned} s(t) &\cong A_c [\sin(2\pi f_c t) + m \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_m t)] = \\ &A_c \left[\sin(2\pi f_c t) + \frac{m}{2} \{ \sin(2\pi (f_c + f_m) t) - \sin(2\pi (f_c - f_m) t) \} \right] \end{aligned}$$

Por lo que el espectro de la señal se sitúa en f_c y $f_c \pm f_m$: una frecuencia central y dos tonos laterales.

b) Modulación FM de “banda ancha” ($m \gg 1$).

Si $m \gg 1$, tenemos que considerar la expresión completa de $s(t)$ (Ecuación 3). La frecuencia de la moduladora se multiplica por la de la portadora, de forma que aparecen réplicas en el espectro dispuestas en $f_c \pm n f_m$, $n = 0, 1, 2, \dots$

En la Figura 1-2 vemos el resultado de simular con Matlab la modulación FM con una portadora de amplitud 2 V y frecuencia 50 kHz y una moduladora de frecuencia 5 kHz para distintos índices de modulación. Es inmediato observar que

el ancho de banda para valores grandes de m (modulación de “banda ancha”) es mucho mayor que para valores pequeños (modulación de “banda estrecha”).

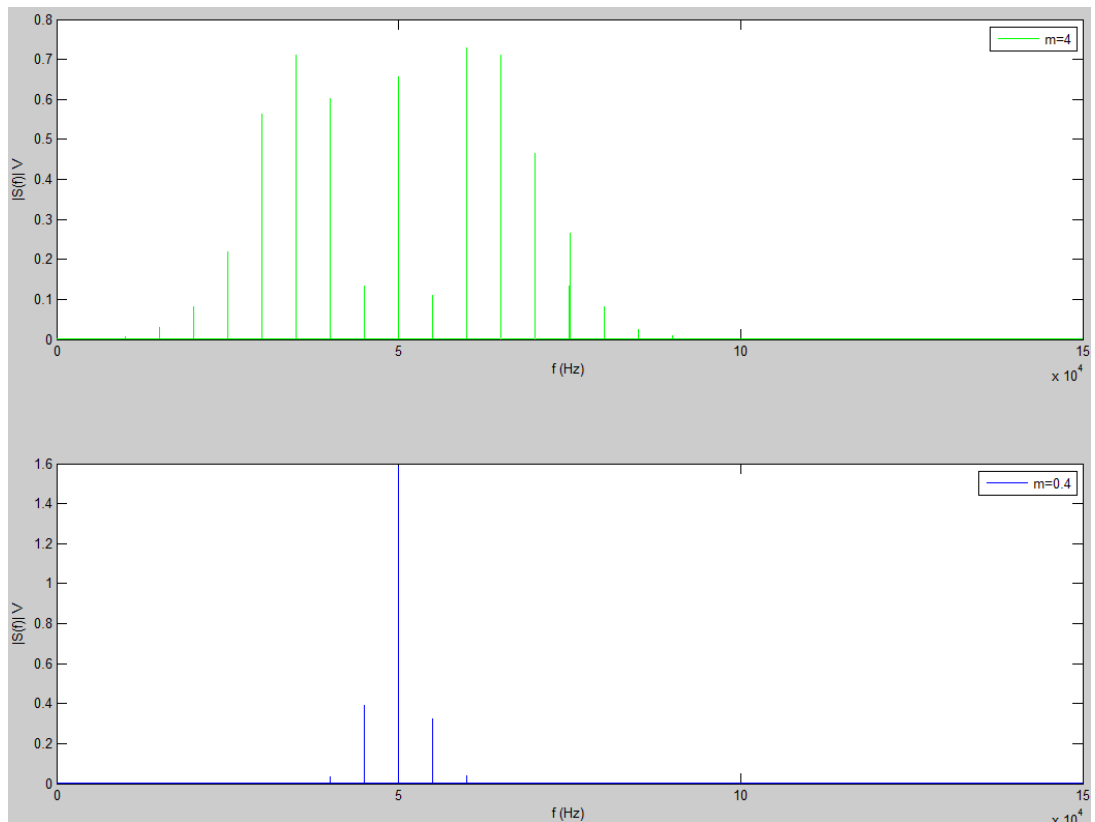


Figura 1-2 Espectros de señal modulada FM obtenidos mediante simulación con Matlab para índices de modulación 4 y 0.4.

1.2.3. FSK

La modulación por desplazamiento de frecuencia es un tipo de modulación digital. Definimos la modulación por desplazamiento de frecuencia como el proceso por el cual una portadora modifica su frecuencia en función de la señal moduladora.

La portadora utilizada es una onda sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c de la forma:

$$c(t) = A_c \sin(2 \pi f_c t)$$

Mientras que la señal moduladora es una señal binaria que varía entre dos valores distintos de tensión.

Una expresión analítica de la señal con modulación por desplazamiento de fase es como sigue:

$$s(t) = A_c \sin(2\pi [f_c + m(t)\Delta f] t)$$

con A_c y f_c la amplitud y frecuencia de la portadora, $m(t)$ la señal moduladora y Δf la desviación máxima de frecuencia.

De acuerdo con esta definición, el corrimiento máximo de frecuencia es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal portadora. Asumiendo que la señal moduladora es una forma de onda binaria normalizada ($m(t) = \pm 1$), la señal modulada oscilará entre las frecuencias $f_c \pm \Delta f$.

La Figura 1-3 ilustra la generación de la modulación para una $f_c = 1\text{kHz}$ y $\Delta f = 400\text{ Hz}$, con $A_c = 1\text{V}$. Vemos que cuando la señal moduladora vale 1 la modulada presenta la frecuencia máxima ($f_c + \Delta f = 1400\text{ Hz}$), mientras que cuando vale -1 la modulada presenta la frecuencia mínima ($f_c - \Delta f = 600\text{ Hz}$). Es importante notar que lo único que varía es la frecuencia y además entre dos valores fijos, mientras que la amplitud de la señal modulada permanece constante. Las frecuencias entre las cuales oscile vendrán dadas por el diseño concreto del modulador.

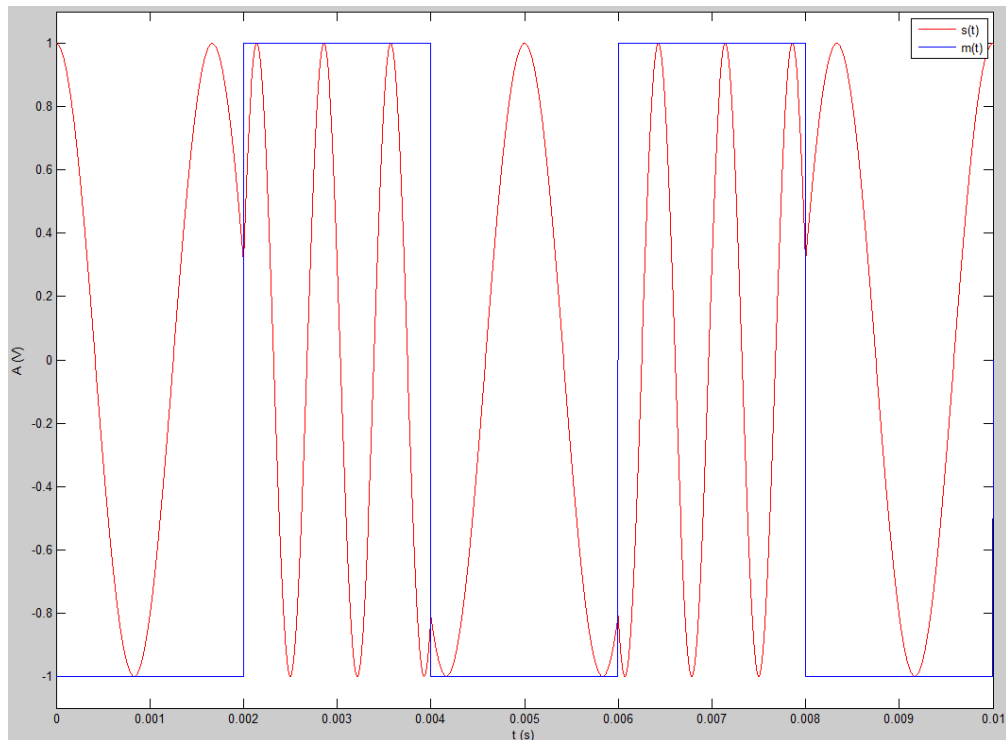


Figura 1-3 Respuesta temporal de la señal modulada FSK $s(t)$ obtenida mediante simulación con Matlab con $f_c=1$ kHz, $A_c = 1$ V y $\Delta f = 400$ Hz frente a la moduladora $m(t)$.

1.3. Generadores analógicos de funciones de audiofrecuencia

Como ya vimos en el apartado 1.1, nuestro estudio se centra en los generadores analógicos de funciones en el rango de la audiofrecuencia.

El tercer calificativo, de audiofrecuencia, hace referencia al rango de frecuencias de las señales generadas (0.01Hz a 10 MHz). El segundo, de funciones, determina que estos dispositivos producen señales que pueden describirse mediante fórmulas matemáticas simples o funciones. Y el primero, analógicos, determina el método de generación que analizaremos a continuación.

En este tipo de generadores se tiende a priorizar la versatilidad a la exactitud. Es decir, se relajan criterios de especificaciones tales como la distorsión frente al hecho de que el dispositivo sea capaz de generar varios tipos de funciones, como son la sinusoidal,

triangular, cuadrada, pulso y diente de sierra. De esta forma, un mismo dispositivo permite la realización de varios tipos de estudios, tal y como muestra la siguiente tabla (Tabla 1-3).

Forma de onda	Ejemplo de uso:
Sinusoidal	Obtención de la respuesta en frecuencia.
Triangular	Estudios de linealidad.
Cuadrada	Análisis de respuesta transitoria.
Pulso	Obtención de la respuesta al impulso, cuya <i>TF</i> (Transformada de Fourier) da la función de transferencia del circuito.
Diente de sierra	Determinación de las características de un DAC (<i>Digital to Analog Converter</i>).

Tabla 1-3 Ejemplo de uso de las formas de onda generadas.

Un parámetro para cuantificar la exactitud de estos dispositivos es la distorsión total armónica (THD), la cual veremos en todas las hojas de especificaciones de los integrados estudiados (Tabla 1-4). Este parámetro, que tomaremos referenciado para una señal sinusoidal, da cuenta de la relación entre el contenido armónico de la señal y el tono fundamental. Típicamente estará alrededor del 0.25 %. Esto significa que la energía de todas las componentes armónicas es del orden del 0.25 % de la energía de la componente fundamental.

Integrado	ICL8038	XR8038A	XR2206	NTE864
THD (%)	0.8	0.3	0.4	0.5

Tabla 1-4 Distorsión total armónica típica mínima en los generadores considerados. (3) (4) (5) (6)

1.3.1. Estructura general

Un generador de ondas está formado por tres bloques básicos: un VCO, un conformador de onda (“shaper”) y, opcionalmente, un modulador AM. (Figura 1-4) (7)

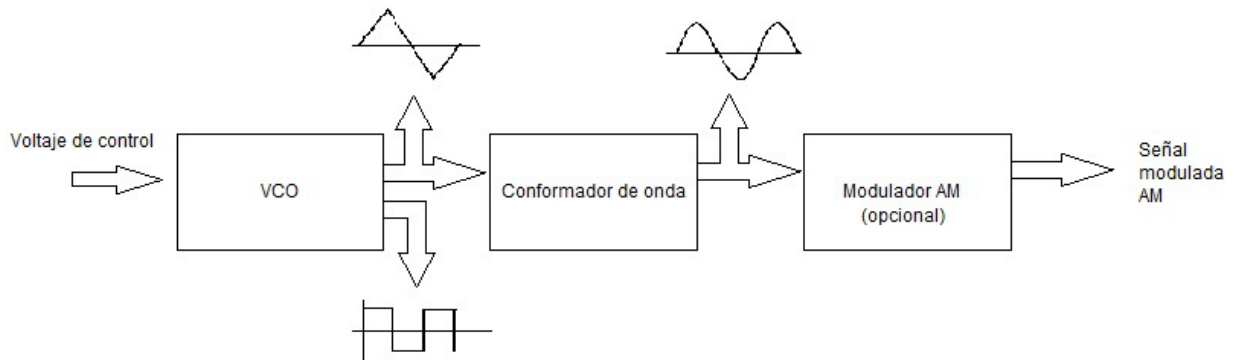


Figura 1-4 Estructura general de un generador de formas de onda.

El VCO genera las ondas periódicas básicas (onda triangular y cuadrada). Este dispositivo puede seguir típicamente dos configuraciones: condensador aterrizado y emisor acoplado. Ambas configuraciones serán analizadas más adelante. A continuación, el conformador de onda convierte la señal triangular en una señal sinusoidal. Finalmente, el modulador AM modula la senoide a su entrada, siendo este bloque opcional.

Es importante notar que aunque en la mayoría de los generadores es posible obtener de forma simultánea las tres señales básicas (triangular, cuadrada y senoide), tal y como muestra el esquema de la Figura 1-4, esto no será así en todos los casos. Esto ocurre por ejemplo en el integrado XR2206, analizado en la sección 3.2 de este trabajo, en el cual deberemos escoger entre la onda sinusoidal y la triangular.

A continuación realizaremos un análisis detallado de los tres bloques fundamentales que componen el generador según el esquema de la Figura 1-4.

1.1.1.1 VCO

En esta sección analizaremos las dos configuraciones más frecuentes de VCO utilizadas en los generadores de funciones: el VCO de condensador aterrizado y el VCO de emisor acoplado.

1) VCO de condensador aterrizado (9)

Estos circuitos se basan en el principio de carga y descarga de un condensador conectado a tierra a velocidades controladas por fuentes de corriente programables. Este circuito es capaz de generar las ondas triangular y cuadrada. Analicemos su comportamiento en base a la Figura 1-5.

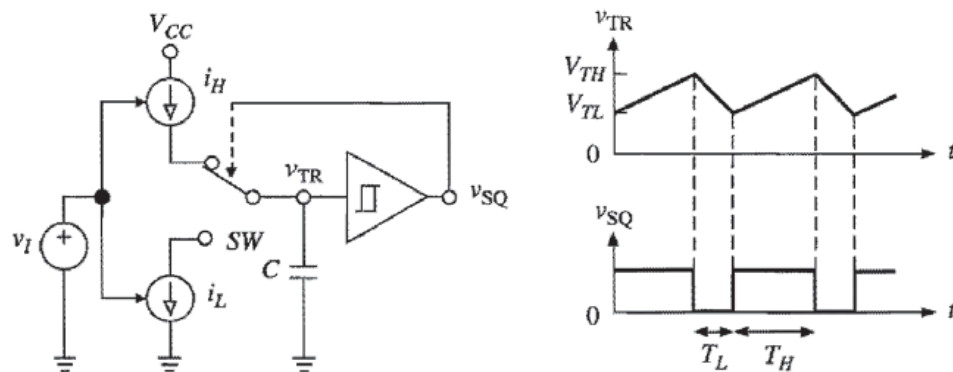


Figura 1-5 Esquema y señales generadas de un VCO de condensador aterrizado. (9)

A partir de la figura, observamos que cuando el interruptor SW está hacia arriba C se carga con una corriente i_H , generándose en V_{TR} una rampa ascendente. Esta tendencia se mantiene hasta que se alcanza el umbral superior del disparador de Schmitt (V_{TH} en la gráfica) que cambia su estado y mueve el interruptor hacia abajo. En este punto el condensador comienza a descargarse con una corriente i_L , hasta que V_{TR} alcance el umbral inferior del disparador de Schmitt (V_{TL} en la gráfica) generando un nuevo cambio de estado y volviendo a empezar el ciclo.

Las velocidades de carga y descarga, y por tanto los tiempos y la simetría de las ondas generadas, dependen de las corrientes que cargan y descargan el condensador. Para que este parámetro sea configurable es necesario utilizar fuentes de corriente programables, en este caso controladas por tensión.

Analicemos esta dependencia suponiendo un condensador ideal a partir de un esquema simplificado (Figura 1-6).

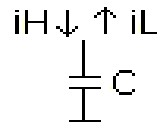


Figura 1-6 Esquema simplificado carga y descarga de condensador.

Hipótesis: condensador ideal. $i(t) = C \frac{dv}{dt}$

Carga del condensador.

$$i(t) = iH$$

$$v(t) = vTL + \frac{vTH - vTL}{TH} t$$

$$iH = C \frac{vTH - vTL}{TH} \rightarrow TH = C \frac{vTH - vTL}{iH}$$

Descarga del condensador.

$$i(t) = -iL$$

$$v(t) = vTH - \frac{vTH - vTL}{TL} t$$

$$-iL = -C \frac{vTH - vTL}{TL} \rightarrow TL = C \frac{vTH - vTL}{iL}$$

El período de la señal generada viene dado por:

$$T = TL + TH = C \frac{vTH - vTL}{iH} + C \frac{vTH - vTL}{iL} = C [vTH - vTL] \frac{iL + iH}{iL iH}$$

Por lo que la frecuencia también es configurable mediante las intensidades:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{C [vTH - vTL] [iL + iH]} = k f(iL, iH)$$

La frecuencia de la señal generada viene dada por: una constante k que depende del condensador del VCO y el rango del comparador de Schmitt; así como por una función de las corrientes de carga y descarga del condensador (configurables). Además, la simetría de la señal viene dada por la relación entre las corrientes; generándose señales simétricas (triangular y cuadrada) para corrientes iguales y señales no simétricas (diente de sierra y tren de pulsos) para corrientes distintas.

Este tipo de esquema es utilizado por el circuito integrado base de este trabajo, el ICL8038, analizado con más detalle en el capítulo 2.

2) VCO de emisor acoplado (7)

Este oscilador se basa en la carga y descarga de un condensador flotante a corrientes controladas por tensión. Este oscilador es capaz de generar las ondas cuadrada, triangular y de rampa lineal. La Figura 1-7 muestra el esquema simplificado de este tipo de generador.

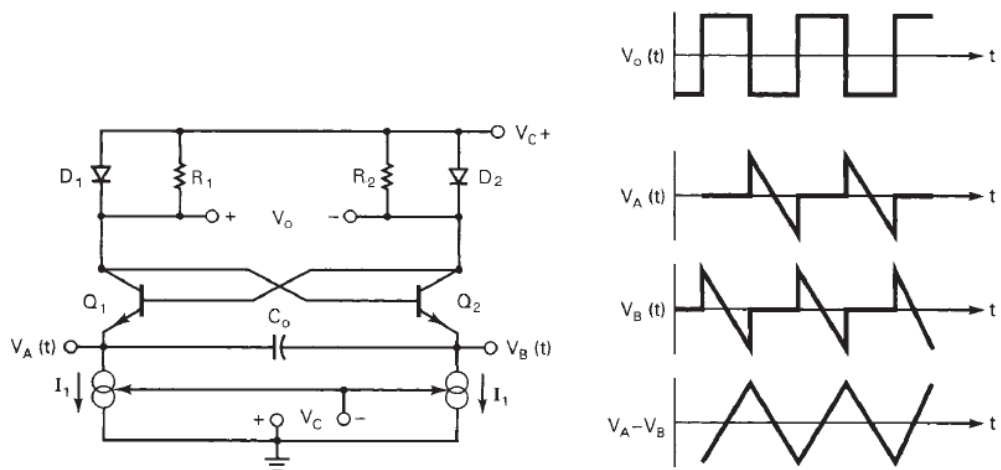


Figura 1-7 Esquema y señales generadas de un VCO de emisor acoplado. (7)

La alternancia carga/descarga del condensador viene dada por la activación y desactivación de los pares diodo transistor D_1 Q_1 y D_2 Q_2 respectivamente. Es decir, cuando el transistor Q_1 y el diodo D_1 conducen no lo hacen el transistor Q_2 y el diodo D_2 , y viceversa. Esta carga y descarga

alternativa ocurre a una velocidad dependiente de la intensidad I_1 , fijada mediante un voltaje de control V_c . Analicemos su funcionamiento más detalladamente a partir de la figura.

En la primera mitad del período ($V_B = 0$) nos encontramos en el caso en que Q_2 y D_2 conducen, no así Q_1 y D_1 . En este momento V_o^+ es un nodo flotante (asumiendo corriente de base nula), de forma que tiene una tensión igual a la de control V_c^+ . C_o se descarga por el nodo A, de forma que V_A disminuye linealmente con pendiente $(-I_1/C_o)$. Esto ocurre hasta que la tensión en el nodo A es suficiente pequeña para que Q_1 conduzca. En ese momento V_o^+ deja de ser un nodo flotante y cambia su tensión a V_c^+ menos la caída de tensión provocada por D_1 (que pasa también a conducir). Esto provoca que Q_2 y D_2 dejen de conducir. Para la segunda mitad del período se da el mismo proceso nodo B, de forma que las formas de onda observadas en A y B son idénticas y retardadas medio período. Tomando A y B como salida diferencial se obtiene la onda triangular, mientras que la variación en los colectores causada por la alternancia conducción/corte da lugar a la onda cuadrada de voltaje pico a pico dos veces la tensión base-emisor.

Tras este análisis resulta evidente que la frecuencia de la onda generada dependerá de la velocidad de carga y descarga del condensador, es decir, de C_o e I_1 . Por tanto es posible controlar la frecuencia de la onda generada mediante la utilización de fuentes de corriente controladas por tensión. Esta tensión de control fijará también los valores de amplitud de las ondas generadas.

Realizaremos un análisis más concreto de la fijación de las frecuencias en el capítulo 3 en el apartado dedicado al generador de funciones XR2206, claro ejemplo de la utilización de este tipo de VCO.

1.1.1.2 Conformador de onda (2) (9) (10) (3)

El conformador es un circuito de generación de funciones de tipo no lineal basado en diodos o transistores que permite obtener una onda sinusoidal a su salida mediante la aplicación a su entrada de una onda triangular. En esencia, el principio de funcionamiento consiste en que el circuito proporciona diferentes ganancias a diferentes partes de la señal de entrada, de forma que es capaz de “redondear” la onda triangular de entrada para obtener una onda sinusoidal; o lo que es lo mismo, modifica la pendiente de la función de transferencia del circuito en función del nivel de señal de entrada.

Si bien es posible la obtención de ondas sinusoidales de forma directa mediante el uso de osciladores, el uso de conformadores es preferido debido a que los VCO responsables de generar la onda triangular posteriormente sintetizada ofrecen rangos de sintonización de frecuencias mayores que los osciladores y a que la formación de ondas no lineales llevada a cabo por el conformador es independiente de la frecuencia de la onda de entrada triangular.

A continuación analizaremos dos de los conformadores utilizados en dos de los integrados estudiados en este trabajo:

- Conformador de punto de ruptura de onda. (ICL8038)
- Conformador logarítmico de forma de onda. (XR2206)

1) Conformador de punto de ruptura de onda

El conformador de punto de ruptura de onda recibe este nombre porque utiliza una serie de puntos de ruptura a niveles de tensión de entrada concretos diseñados para satisfacer una VTC (*Voltage Transfer Characteristic*) mediante una aproximación lineal por partes de la onda de entrada.

Este conformador es el utilizado por el circuito integrado base de nuestro estudio, el generador ICL8038. Es por ello que realizaremos un análisis detallado del mismo en el capítulo 2 de este trabajo, dedicado a dicho integrado.

2) Conformador logarítmico de forma de onda

El conformador de onda logarítmico explota las características no lineales de los transistores para obtener la onda sinusoidal a partir de un par diferencial con emisor degenerado.

Este conformador es utilizado por el generador de onda integrado XR2206, analizado en el capítulo 3.

1.1.1.3 Modulador AM (7) (11)

El modulador AM permite obtener una señal modulada en amplitud utilizando como portadora la onda sinusoidal obtenida por el VCO y el conformador del integrado y como portadora una señal aplicada de forma externa. Tal y como vimos en el apartado 1.2.1, esta modulación modifica la amplitud de la portadora en función de una la señal de información, de forma que la modulación viene dada por la expresión:

$$s(t) = [1 + ka m(t)] c(t)$$

donde ka es la sensibilidad del modulador a la variación de la amplitud de la portadora.

Recordada la expresión de la modulación en amplitud, pasamos a ver cómo será la implementación de la misma a nivel electrónico. Lo primero es indicar que nuestro modulador será un sistema no lineal, con dos entradas y una salida. La primera entrada corresponde a la portadora (onda sinusoidal) y la segunda a la señal moduladora, que contendrá la información a modular. En la salida tendremos la onda modulada.

Si bien existen muchas configuraciones para moduladores, en especial para circuitos de transmisión, nosotros nos centraremos en los moduladores AM en circuito integrado lineal, siendo este caso el que nos ocupa.

Los generadores de funciones en circuito integrado lineal usan un multiplicador para hacer la multiplicación de las señales. Estos moduladores integrados ofrecen una excelente estabilidad de frecuencia, características simétricas de modulación, miniaturización de los circuitos, menos componentes, inmunidad a la temperatura y simplicidad en el diseño y localización de fallos. Aunque también tienen desventajas, como son la limitación en el rango de frecuencias de la portadora y la susceptibilidad a las fluctuaciones en la alimentación del integrado.

De los circuitos integrados analizados es el XR2206 el único que ofrece la posibilidad de la modulación AM. Veremos un ejemplo de su funcionamiento en el apartado dedicado al mismo en el capítulo 3.

Capítulo 2. ICL8038

El generador de formas de onda ICL8038 (Intersil) es un circuito integrado monolítico¹ capaz de generar con alta precisión ondas sinusoidales, cuadradas, triangulares, diente de sierra y pulso utilizando un mínimo de componentes externos. Las ondas sinusoidal, triangular y cuadrada son accesibles simultáneamente por diferentes pines. Tanto la frecuencia como el *dutty cycle*² de las ondas generadas es seleccionable mediante los componentes externos (resistencias y condensadores) y una tensión de control. Los rangos de selección son de 0.001 Hz a 300 kHz para la frecuencia y de 2% a 98% para el *dutty cycle*. Además, permite realizar modulación en frecuencia. (3)

Volviendo al esquema genérico de los generadores, visto en el capítulo 1 (Figura 1-4), observamos que este generador sólo cuenta con dos de los bloques indicados en el mismo: el VCO y el conformador, pues no cuenta con la opción de realizar modulación AM.

Analicemos pues las dos etapas que lo forman.

¹ Circuito monolítico: fabricado en un único monocristal de material semiconductor. De manera amplia, un monocristal de un material se caracteriza por una red cristalina continua, con orientación cristalográfica única y bien definida. El monocristal más utilizado en circuitos integrados es el silicio, aunque también se usan otros como el germanio, arseniuro de galio, silicio-germanio ...

² *Dutty cycle* o ciclo de trabajo: relación entre el tiempo en que una señal se encuentra en nivel "alto" y el período de la misma. $D \equiv tH / T$

2.1. VCO (9)

El VCO es de tipo condensador aterrizado, del cual realizamos un análisis genérico en el capítulo 1. Como ya vimos, este VCO se basa en el principio de carga y descarga de un condensador conectado a tierra a velocidades controladas por generadores de corriente programables. Analicemos su implementación concreta en el integrado que nos ocupa, mostrada en la Figura 2-1.

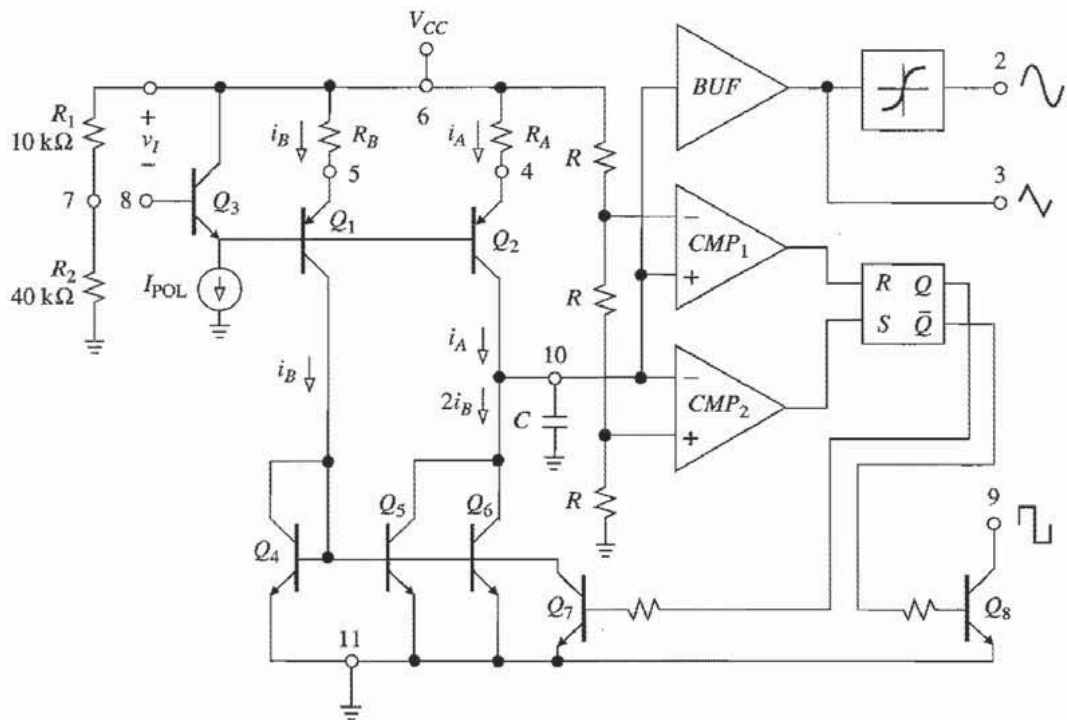


Figura 2-1 Diagrama del VCO del ICL8038. (9)

Las corrientes principales que determinan la temporización del circuito (y que por tanto determinarán la frecuencia) son i_A e i_B , las cuales vienen determinadas por la tensión de control suministrada V_I y las resistencias externas R_A y R_B (Ecuaciones 4 y 5). Además, la relación entre las corrientes vendrá dada por la relación entre las resistencias, y por tanto el *duty cycle* de la onda generada (Ecuación 6).

$$(4) V_I + V_{be} = i_A R_A + V_{be} \rightarrow i_A = V_I / R_A$$

$$(5) V_I + V_{be} = i_B R_B + V_{be} \rightarrow i_B = V_I / R_B$$

$$(6) i_A R_A + V_{be} = i_B R_B + V_{be} \rightarrow i_A R_A = i_B R_B$$

Mientras que i_A alimenta de forma directa a C, i_B es amplificada por el espejo de corriente formado por Q₄, Q₅ y Q₆. De forma que la corriente a través de C resulta:

$$i_C = i_A - 2 i_B$$

La variación de esta corriente y, por tanto, la alternancia carga/descarga del condensador viene dada por la desactivación/activación del espejo de corriente mediante la activación/desactivación del transistor Q₇, cuya base es realimentada por la salida de onda cuadrada. Esta onda cuadrada se genera en función de la salida de un *flip-flop* que cambia su estado según la salida de dos comparadores con una de sus entradas a la tensión en C.

Analicemos lo que ocurre en un período de la onda triangular para ver su funcionamiento.

Veamos primero el estado de los comparadores. El comparador 1 tiene su patilla positiva a $V_C(t)$ (tensión almacenada en C), mientras que en la negativa se establece mediante un divisor de tensión una tensión umbral de $2 V_{CC}/3$. Por otra parte, el comparador 2 tiene su patilla negativa a $V_C(t)$, mientras que en la positiva se establece una tensión de $V_{CC}/3$.

$$V_{cmp1}^- = V_{CC} \frac{2R}{3R} = 2 V_{CC}/3$$

$$V_{cmp2}^+ = V_{CC} \frac{R}{3R} = V_{CC}/3$$

Supongamos ahora que inicialmente Q₇ se encuentra activo (el estado del *flip-flop* es 0). En esta situación C se carga con corriente i_A . Esta situación se mantiene hasta que $V_C(t)$ alcanza el valor de $2 V_{CC}/3$, lo que activa el comparador 1, resetea el *flip-flop*, desactiva Q₇ y activa el espejo de corriente. La activación de espejo de corriente hace que el condensador comience a descargarse con corriente $2 i_B - i_A$, positiva suponiendo que $(2 i_B) \geq i_A$. Este estado se mantiene hasta que $V_C(t)$ alcanza el valor de $V_{CC}/3$, lo que activa el comparador 2, actualiza el estado del *flip-flop* a "1", activa Q₇ y desactiva el espejo de corriente. Esto hace que el condensador comience de nuevo a cargarse, repitiéndose el ciclo.

Visto el funcionamiento desarrollamos para obtener la expresión de la frecuencia.

El tiempo de carga viene dado por: $t_H = C \Delta V / i_A$

Y el de descarga por: $tL = C \Delta V / (2 i_B - i_A)$

Con $\Delta V = V_{cc}/3$

De forma que el periodo es: $T = tL + tH = \frac{C \Delta V}{2 i_B - i_A} + \frac{C \Delta V}{i_A} = C \Delta V \frac{2 i_B}{2 i_B i_A - i_A^2}$

Sustituyendo por las ecuaciones (4) y (5), que establecen la relación de las corrientes con las resistencias externas R_A y R_B , obtenemos la siguiente expresión para el período:

$$T = C \Delta V \frac{2 V_I / R_B}{(2 V_I^2 / R_A R_B) - (V_I^2 / R_A^2)} = C \Delta V \frac{2}{V_I} \frac{1}{(2/R_A) - (R_B/R_A^2)} = \frac{C \Delta V R_A}{V_I} \frac{2 R_A}{2 R_A - R_B}$$

De forma que la expresión de la frecuencia en términos de las variables controlables por el diseñador (V_I , R_A y R_B) resulta:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{3 V_I}{C V_{cc} R_A} \frac{2 R_A - R_B}{2 R_A} = \frac{3 V_I}{C V_{cc} R_A} \left(1 - \frac{R_B}{2 R_A}\right) \quad (7)$$

El otro parámetro configurable de la onda generada es el *duty-cycle*; obtengamos su expresión para el circuito que nos ocupa.

Partiendo de la definición $D \equiv tH/T$, definimos sus partes utilizando la expresión obtenida para el periodo, la expresión para tH y la ecuación (4).

$$tH = C \Delta V / i_A = \frac{C \Delta V R_A}{V_I}$$

$$T = \frac{C \Delta V R_A}{V_I} \frac{2 R_A}{2 R_A - R_B}$$

De forma que la expresión para el *duty-cycle* en términos de las variables controlables (V_I , R_A y R_B) resulta:

$$D \equiv \frac{tH}{T} = \frac{2 R_A - R_B}{2 R_A} = \left(1 - \frac{R_B}{2 R_A}\right) \quad (8)$$

Si $R_A = R_B$, el circuito genera ondas simétricas ($D = 0.5$), cuya frecuencia vendrá dada por la expresión simplificada:

$$f = \frac{3 V_I}{C V_{cc} R_A} 0.5 = k f (V_I)$$

Dependiente únicamente de la tensión de control, asumiendo valores dados para la tensión de polarización y el condensador externo.

2.2. Conformador de onda

El conformador utilizado es un conformador de punto de ruptura de onda que, como ya dijimos en el apartado 1.1.1.2, recibe este nombre por utilizar una serie de puntos de ruptura en niveles de tensión de entrada concretos diseñados para satisfacer una VTC (*Voltage Transfer Characteristic*) mediante una aproximación lineal por tramos de la onda de entrada. La Figura 2-2 muestra su esquema.

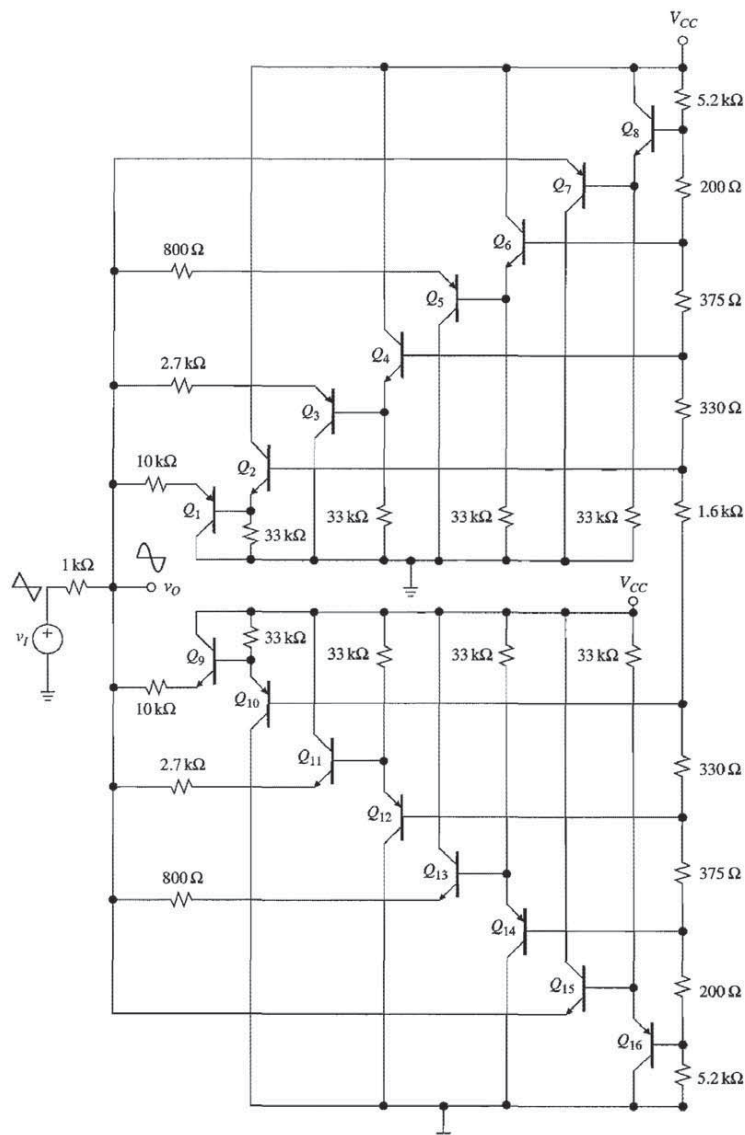


Figura 2-2 Conformador de punto de ruptura de la onda del ICL8038. (9)

El circuito de la figura está diseñado para transformar ondas triangulares que alternan su tensión entre $\frac{1}{3}V_{CC}$ y $\frac{2}{3}V_{CC}$. La red de resistencias de la derecha

fija unas tensiones en las bases de los transistores pares, que se encuentran polarizados en activa y, por tanto, siempre conducen. Esta conducción establece una tensión fija en las bases de los transistores impares (cuyo estado de polarización irá variando). Teniendo esto en cuenta y calculando las tensiones fijadas en las bases de los transistores pares resulta el siguiente esquema simplificado (Figura 2-3), sobre el cual continuaremos la explicación.

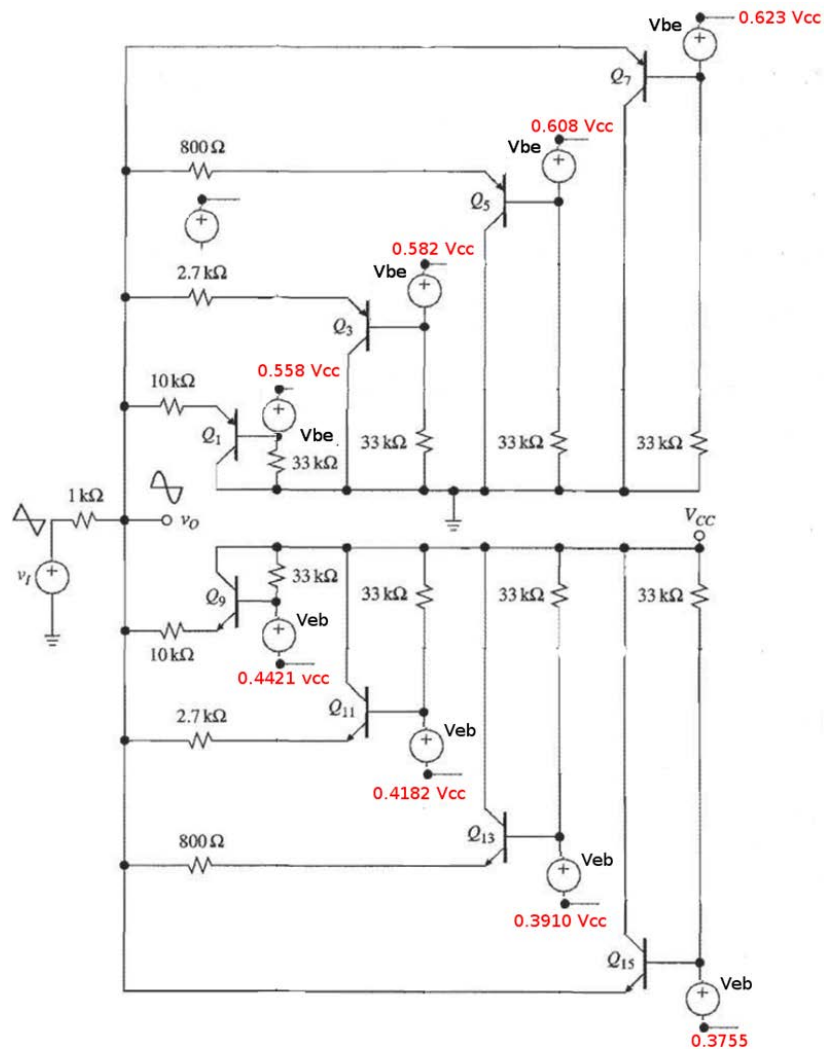


Figura 2-3 Esquema simplificado del conformador de punto de ruptura de la onda del ICL8038.

Dada la simetría del circuito, nos limitaremos únicamente a describir el funcionamiento de su mitad superior.

El funcionamiento consta de tres fases en las cuales se activan y desactivan los transistores impares (los considerados en el modelo simplificado de la Figura 2-3) en función de la magnitud de la onda de entrada:

- i. Cuando la entrada tiene una tensión de $\frac{V_{cc}}{2}$ todos los transistores se encuentran en su zona de corte, la entrada ve un circuito abierto y por tanto $V_o = V_{in}$.
- ii. A medida que la tensión en la entrada aumenta se van activando los transistores pnp (situados en la mitad superior del circuito), lo que va modificando la pendiente de la función de transferencia, que ahora es del tipo $V_o = m V_i$. Veamos un ejemplo con el transistor bipolar con el punto de ruptura más bajo, Q_1 . (Figura 2-4)

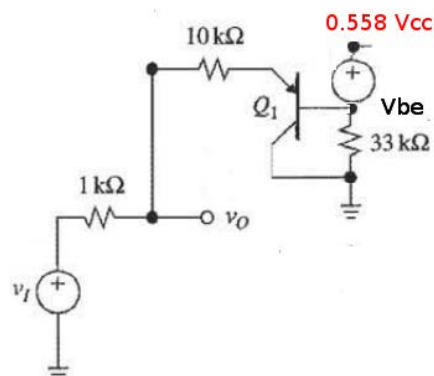


Figura 2-4 Circuito equivalente a que se reduce el conformador de punto de ruptura de la onda para tensiones de entrada ligeramente superiores a $V_{cc}/2$.

Escribimos el voltaje en la base como:

$$V_b = 0.558 V_{cc} - V_{be}$$

De forma que asumiendo que Q_1 conduce la tensión en su emisor sería:

$$V_e = V_b - (-V_{be}) = 0.558 V_{cc}$$

Es decir, para que conduzca la tensión en el emisor (dependiente de V_{in}) debe ser mayor que $0.558 V_{cc}$, siendo esta la tensión de ruptura fijada por la red de resistencias. Cuando conduce, la función de transferencia viene dada por un divisor de tensión : $V_o = \frac{10k}{1k+10k} V_{in}$, de la forma anteriormente predicha. A medida que V_{in} aumenta y se van activando consecutivamente Q_3 , Q_5 y Q_7 el divisor de tensión va evolucionando y con ello la pendiente de la función de transferencia.

Una vez la entrada ha alcanzado su tensión máxima y comienza a disminuir, se van desactivando los transistores hasta que se vuelve a la situación descrita en el punto i.

- iii. Durante el segundo ciclo de la onda triangula la tensión toma valores entre $\frac{V_{cc}}{2}$ y $\frac{V_{cc}}{3}$. A medida que la tensión disminuye, de forma equivalente a como ocurría en la mitad superior del circuito, se van activando los transistores npn de la mitad inferior del circuito variando la pendiente de la función de transferencia a medida que se van alcanzando las tensiones de ruptura fijadas por la red de resistencia y una vez alcanzada la tensión mínima se van desactivando a medida que sube la tensión hasta volver a la situación descrita en el punto i.

2.3. Caracterización del generador

Una vez analizado su funcionamiento de forma teórica procedemos a verificarlo en el laboratorio. Las caracterizaciones a realizar serán:

- Generación de ondas simétricas a frecuencia fija.
- Generación de ondas no simétricas a frecuencia fija.
- Modulación en frecuencia.

El esquema del integrado utilizado para los esquemas de simulación es el utilizado en la Figura 2-5 A, siendo el esquema de la Figura 2-5 B el que contiene la distribución detallada de los pines.

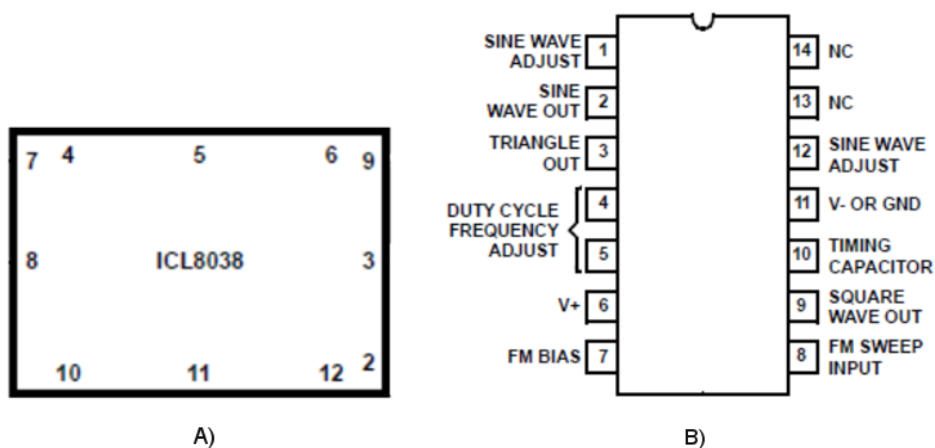


Figura 2-5 A: Esquema de simulación del ICL8038. B: Esquema real del ICL8038. (3)

2.3.1. Generación de ondas simétricas a frecuencia fija

Para utilizar el integrado ICL8038 como generador de formas de onda de frecuencia y *dutty-cycle* fijo utilizaremos el esquema de la Figura 2-6.

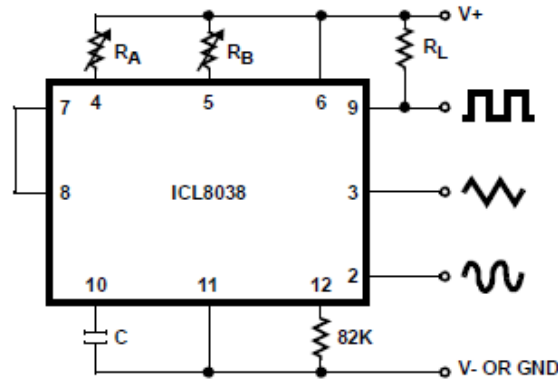


Figura 2-6 Esquema de generación de ondas a frecuencia y *dutty-cycle* fijo. (3)

Comenzaremos por ajustar el *dutty-cycle* de las ondas generadas. En este primer experimento generaremos ondas simétricas, por lo que deberemos ajustarlo a un valor de 0.5. El *dutty-cycle* es ajustable mediante las resistencias externas R_A y R_B , tal y como vimos en el apartado 2.1, y viene dado por la siguiente ecuación:

$$D \equiv \frac{t_H}{T} = \frac{2R_A - R_B}{2R_A} = \left(1 - \frac{R_B}{2R_A}\right) \quad (8)$$

Por tanto, para generación de ondas simétricas utilizaremos $R_A = R_B$, utilizando en nuestro caso un valor de 10 k Ω .

Por otra parte, para simulaciones a una frecuencia constante resultará muy cómodo referenciar el voltaje de control V_I al voltaje de alimentación. Para ello basta con cortocircuitar los pines 7 y 8, tal y como ya aparece en la Figura 2-6. De esta forma el voltaje V_I vendrá dado por el divisor de tensión entre R_1 y R_2 como podemos ver en la Figura 2-1. Mediante estos ajustes el voltaje de control será de la forma:

$$V_I = V_I^+ - V_I^- = V_{CC} - \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{CC} = \frac{V_{CC}}{5}$$

Aplicando estas restricciones a la ecuación de ajuste de la frecuencia simulada (7), obtenida en el apartado 2.1, obtendremos la siguiente ecuación para el ajuste de la frecuencia:

$$f = \frac{3V_I}{C V_{CC} R_A} \cdot 0.5 = \frac{3}{5 C R_A} \cdot 0.5 = \frac{0.3}{C R_A} \quad (9)$$

Existe entonces un amplio rango de combinaciones $R_A C$ disponibles para la obtención de diferentes frecuencias de salida. Sin embargo, debemos añadir una restricción a esta elección; ya que el fabricante aconseja trabajar con corrientes dentro del rango $1\mu A$ a $1mA$ para disminuir los errores de funcionamiento. Esta corriente vendrá dada en función de R_A por la siguiente ecuación:

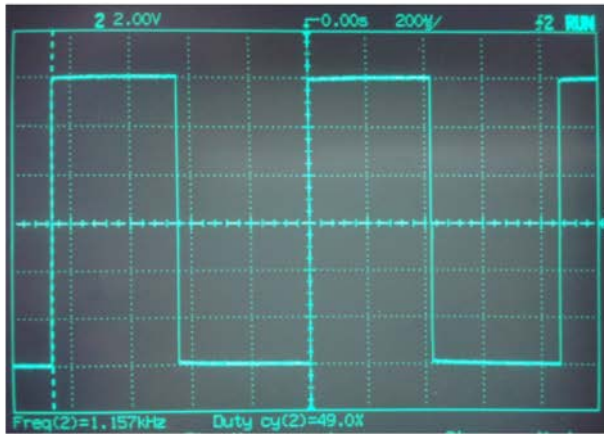
$$i_{Amax} = \frac{V_L}{R_A} = \frac{V_{CC}}{5R_A} \quad (10)$$

En el laboratorio hemos generado ondas simétricas ($D=0.5$) de 1 kHz y 150 kHz . En ambos casos hemos utilizado $R_A = R_B = 10\text{ k}\Omega$, valor que cumple la restricción para la corriente impuesta por la ecuación (10) siendo $i_{Amax} = 0.12\text{ mA} \in (1\mu A, 1\text{ mA})$. A partir de la ecuación (9) hemos obtenido los valores para C en cada caso: 30 nF para 1 kHz y 200 pF para 150 kHz .

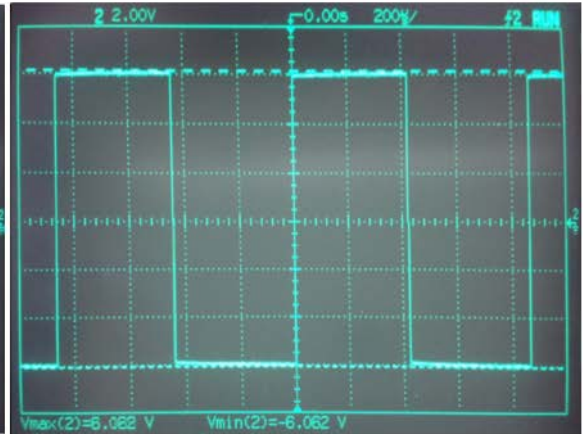
En cuanto a la alimentación, el generador puede operar con una fuente de corriente simple (10 a 30 V) o con una fuente dual (± 5 a $\pm 15\text{ V}$). En nuestro caso utilizaremos una fuente dual con un valor de $\pm 6\text{ V}$, de forma que las ondas triangulares generadas tomarán valores entre $\pm 2\text{ V}$ ($1/3$ y $2/3$ de V , respectivamente) y las cuadradas entre $\pm 6\text{ V}$; tal y como podemos observar en las Figura 2-7 B y D para 1 kHz y en las Figuras 2-8 B y D para 150 kHz , respectivamente. Además, para reducir la distorsión de la senoide generada el fabricante recomienda utilizar una resistencia de $82\text{ k}\Omega$ entre los pines 11 y 12. Utilizaremos para ello una resistencia variable, de forma que podamos ajustar su valor para obtener la menos distorsión posible.

En la Figura 2-7 observamos la respuesta temporal de las formas de onda simétricas generadas con frecuencia 1 kHz . Las Figura 2-7 A y B muestran la respuesta temporal de la onda cuadrada. La A nos verifica que dicha onda tiene una frecuencia de 1.16 kHz y presenta un *duty-cycle* de 0.49 ; mientras que la B nos permite comprobar que la onda oscila aproximadamente entre las tensiones de alimentación $\pm 6\text{ V}$ (en concreto entre $\pm 6.06\text{ V}$). Las Figura 2-7 C y E nos permiten verificar que las diferentes formas de onda generadas tienen la misma frecuencia y *duty-cycle*. Finalmente, las Figura 2-7 D y F nos permite ver los valores de tensión entre los que oscilan las ondas generadas: $\pm 2\text{ V}$ aproximadamente (-1.93 y 2 V) para la triangular, y 1.37 y -1.34 V para la sinusoidal.

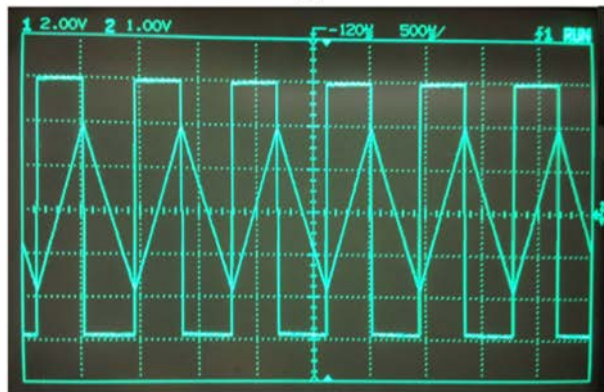
Por otra parte, la Figura 2-8 nos muestra la respuesta temporal de las formas de onda simétricas generadas con frecuencia 150 kHz. Las Figura 2-8 A y B muestran la respuesta temporal de la onda cuadrada. La A nos verifica que dicha onda tiene una frecuencia de 132.9 kHz y presenta un *dutty-cycle* de 0.41; mientras que la B nos permite comprobar que la onda oscila aproximadamente entre las tensiones de alimentación ± 6 V (en concreto entre 6.06 y -6.19 V). Las Figura 2-8 C y E nos permiten verificar que todas las ondas generadas tienen la misma frecuencia y *dutty-cycle*. Finalmente, las Figura 2-8 D y F nos permiten ver los valores de tensión entre los que oscilan las ondas generadas: ± 2 V aproximadamente (2.16 y -2.47 V) para la triangular, y 1.422 y -1.453 V para la sinusoidal. Cabe añadir que es posible observar que las ondas de 150 kHz presentan una distorsión evidente, la cual cuantificaremos mediante el análisis en frecuencia.



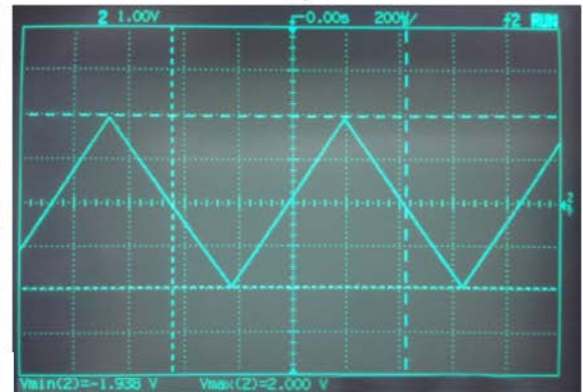
A)



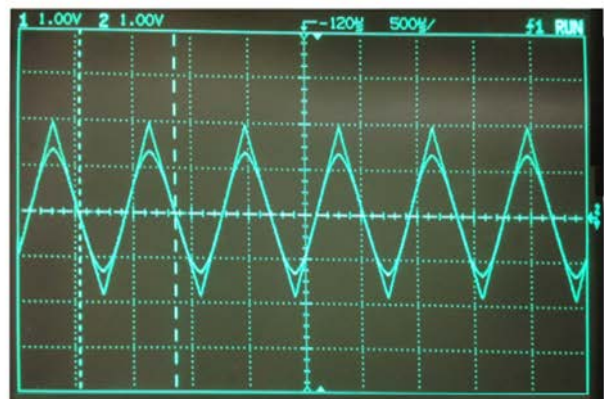
B)



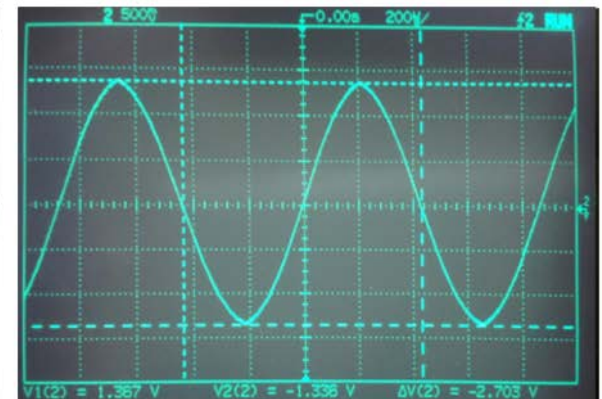
C)



D)

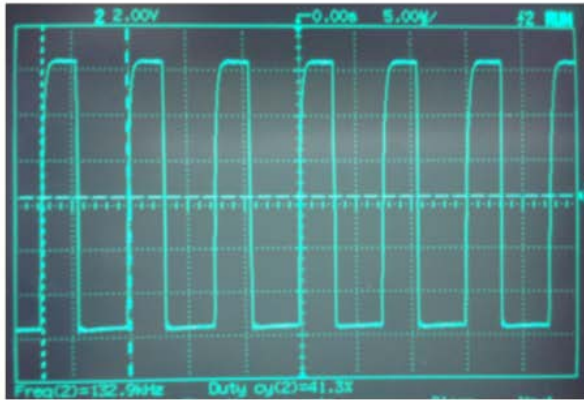


E)

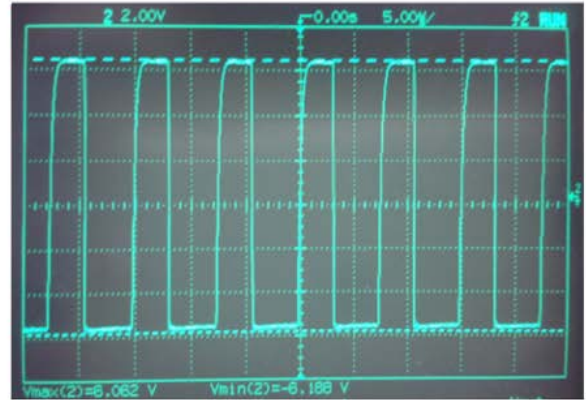


F)

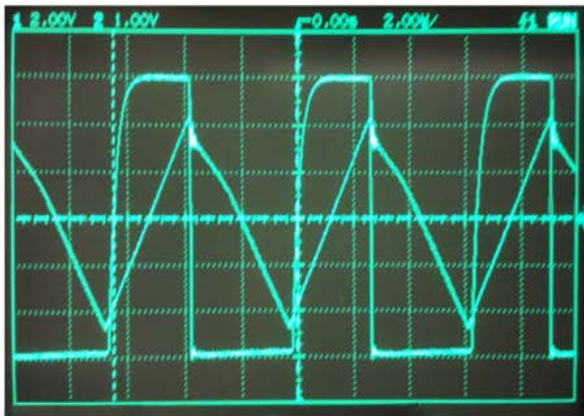
Figura 2-7 Respuesta temporal de las ondas generadas con frecuencia 1 kHz y duty-cycle 0.5. A y B: onda cuadrada de 1.6 kHz y *duty-cycle* de 0.49 que oscila entre ± 6.06 V. C: ondas cuadrada y triangular de misma frecuencia y *duty-cycle*. D: onda triangular que oscila entre -1.93 y 2 V. E: ondas triangular y sinusoidal de misma frecuencia y *duty-cycle*. F: onda sinusoidal que oscila entre 1.37 y -1.34 V.



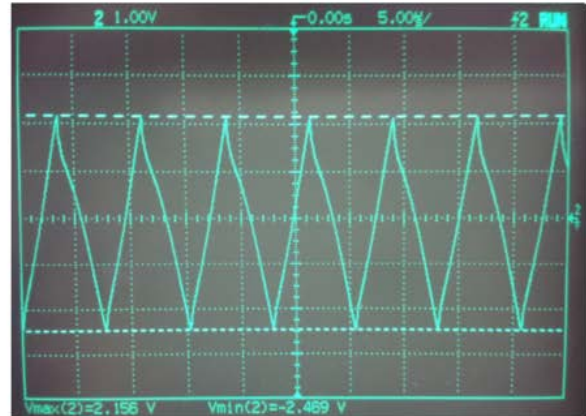
A)



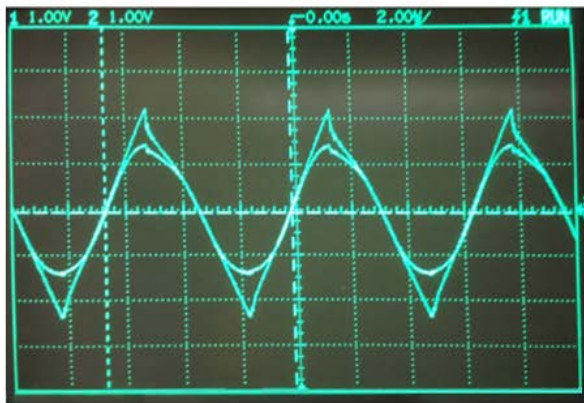
B)



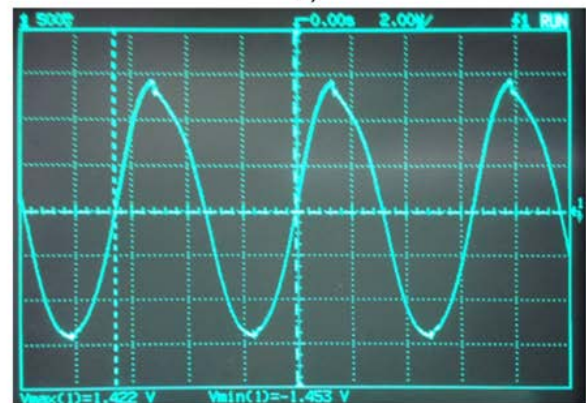
C)



D)



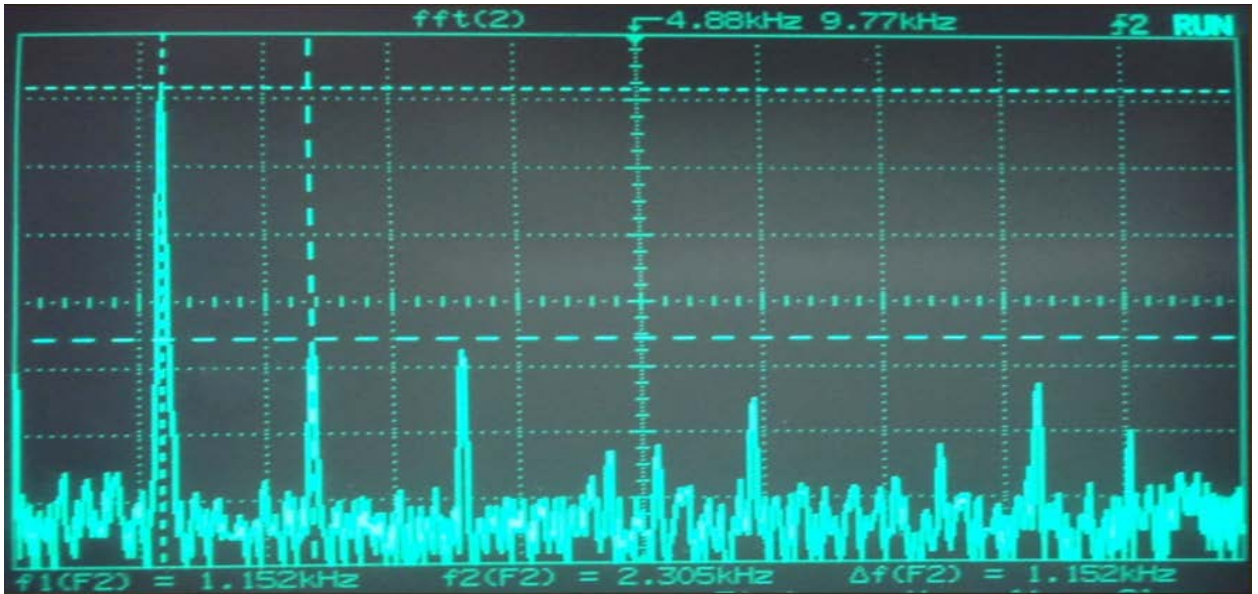
E)



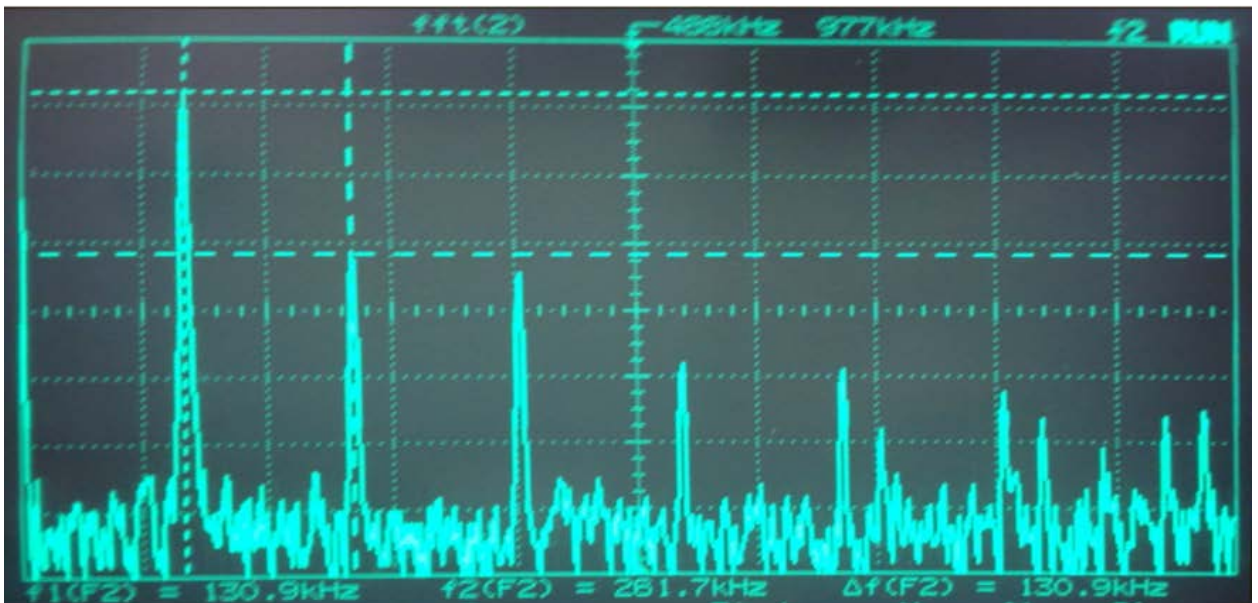
F)

Figura 2-8 Respuesta temporal de las ondas generadas con frecuencia 150 kHz y *duty-cycle* 0.5. A y B: onda cuadrada de 132.9 kHz y *duty-cycle* de 0.41 que oscila entre 6.06 y -6.19 V. C: ondas cuadrada y triangular de misma frecuencia y *duty-cycle*. D: onda triangular que oscila entre -2.47 y 2.16 V. E: ondas triangular y sinusoidal de misma frecuencia y *duty-cycle*. F: onda sinusoidal que oscila entre 1.42 y -1.45 V.

Para completar la descripción de los tonos generados, mostramos a continuación su evolución en el dominio de la frecuencia (Figura 2-9). A partir de la respuesta en frecuencia de los tonos generados calculamos la distorsión total armónica, que cuantifica la distorsión presente en la señal generada. Observamos la respuesta en frecuencia para el tono de 1 kHz en la Figura 2-9 A y en la Figura 2-9 B para el tono de 150 kHz para un mismo nivel de amplitud de la señal de entrada (1 V).



A)



B)

Figura 2-9 Respuesta en frecuencia de las ondas sinusoidales de 1 kHz (A) y 150 kHz (B).

A partir de la Figura 2-9 tomamos los valores de potencia en la frecuencia fundamental y sus armónicos. La potencia del cuarto armónico presenta ya valores de un orden de magnitud suficientemente pequeños (tal y como podemos observar en la Tabla 2-1 y la Tabla 2-2 , que recogen los valores de potencia medidos para 1 kHz y 150 kHz), por lo que optaremos por descartar los armónicos del cuarto en adelante para el cálculo del TDH. Utilizaremos para ello la siguiente ecuación:

$$TDH (\%) = 100 \times \sqrt{(A_1/A_0)^2 + (A_2/A_0)^2}$$

Las Tabla 2-1 y la Tabla 2-2 (para el tono de 1 kHz y 150 kHz, respectivamente) muestran los valores de potencia tomados hasta el cuarto armónico así como el TDH obtenido (calculado teniendo en cuenta sólo hasta el tercer armónico). Es importante notar que si bien las frecuencias fundamentales teóricas son 1 kHz y 150 kHz (siendo 2 kHz y 300 kHz las frecuencias teóricas del segundo armónico, y 3 kHz y 450 kHz las frecuencias teóricas del tercer armónico) en los resultados experimentales no aparecen de forma exacta. Esto se justifica por el hecho de que los componentes utilizados presentan una cierta tolerancia, de forma que los valores de resistencia y capacidad utilizados para los cálculos no son exactamente los utilizados para la simulación. Analizaremos la tolerancia de los componentes utilizados tanto en esta sección como en las siguientes en el apartado 2.3.4.

	Frecuencia (Hz)	Potencia (dBV)	Amplitud (V)
Tono	1152	0	1
2º Armónico	2304	-38,12	0,01241652
3º Armónico	3456	-40,31	0,00964939
4º Armónico	4608	-54,38	0,00190985
TDH (%)	1,57		

Tabla 2-1 TDH para el tono de 1 kHz.

	Frecuencia (Hz)	Potencia (dBV)	Amplitud (V)
Tono	130900	0	1
2º Armónico	261800	-24,06	0,06266139
3º Armónico	392700	-26,88	0,04528976
4º Armónico	523600	-40,31	0,00964939
TDH (%)	7,73		

Tabla 2-2 TDH para el tono de 150 kHz.

En la generación del tono de 1 kHz obtenemos una medida experimental del TDH del 1.57 % (Tabla 2-1). Esta medida se ajusta al TDH típico especificado en el *datasheet*, de un 2%. No así en el caso de la generación del tono de 150 kHz, donde obtenemos un TDH del 7.73% (Tabla 2-2). Esta medida es mayor que el máximo especificado en el *datasheet* (5%) y es la menor que hemos conseguido variando la resistencia de 82 k Ω responsable de la disminución de la distorsión. La variación de esta resistencia ha permitido mejorar el TDH observado para la onda de 150 kHz, pero no ha causado variación en el TDH de la onda de 1 kHz.

La obtención de un TDH experimental tan alto se debe a que el ajuste en los componentes externos utilizados no ha sido todo lo exacto que se precisaba a causa de las tolerancias de los mismos. Además, debemos tener en cuenta que los cálculos realizados para determinar los componentes externos a utilizar han sido hechos bajo la suposición de un comportamiento lineal de los diferentes bloques del circuito. Esta hipótesis es falsa, principalmente en el conformador y a medida que aumentamos la frecuencia; si bien la hemos tenido en cuenta por simplicidad. Pese a esto, hemos logrado verificar que es posible obtener un TDH del 2% para el caso de la señal de 1 kHz.

2.3.2. Generación de ondas no simétricas a distintas frecuencias

Nuestro objetivo ahora será generar ondas de frecuencia fija con distintos valores de *duty-cycle*. Para ello utilizaremos el mismo circuito que el mostrado en el apartado 2.3.1 (Figura 2-6).

En este caso generaremos ondas no simétricas, es decir, de *duty-cycle* distinto de 0.5. Es por ello que en este caso, a diferencia de como ocurría en el apartado anterior, los valores de las resistencias R_A y R_B serán distintos.

Utilizaremos las mismas tensiones de alimentación y comenzaremos fijando R_A en función de la restricción del apartado anterior para la corriente ($R_A = 10 \text{ k}\Omega$). Llegados a

este punto, procedemos a fijar el valor de R_B en función del *duty-cycle* requerido. Recurriremos para ello a la ecuación del *duty-cycle* (8):

$$D = \left(1 - \frac{R_B}{2 R_A}\right) \rightarrow R_B = (1 - D)2 R_A \quad (11)$$

Finalmente, determinaremos el valor del condensador para la frecuencia que se desea generar a partir de la ecuación (7). Es importante notar que la tensión de control sigue siendo dependiente de V_{CC} , con valor $V_{CC}/5$.

$$f = \frac{3 V_I}{C V_{CC} R_A} \left(1 - \frac{R_B}{2 R_A}\right) \rightarrow C = \frac{3}{5 f R_A} \left(1 - \frac{R_B}{2 R_A}\right) \quad (12)$$

En el laboratorio hemos generado ondas 1 kHz con *duty-cycle* de 0.2 y 0.8. En ambos casos, hemos utilizado un valor de $R_A = 10 \text{ k}\Omega$, valor que cumple la restricción para la corriente i_A impuesta por la ecuación (8) siendo $i_{Amax} = 0.12 \text{ mA} \in (1 \mu\text{A}, 1 \text{ mA})$. Dado que para la generación de onda asimétrica $i_A \neq i_B$, será necesario comprobar que i_B cumple también la restricción de corriente. Obtenemos el valor de i_B despejando a partir de las ecuaciones (4) y (5), de forma que:

$$i_B = i_A \frac{R_A}{R_B}$$

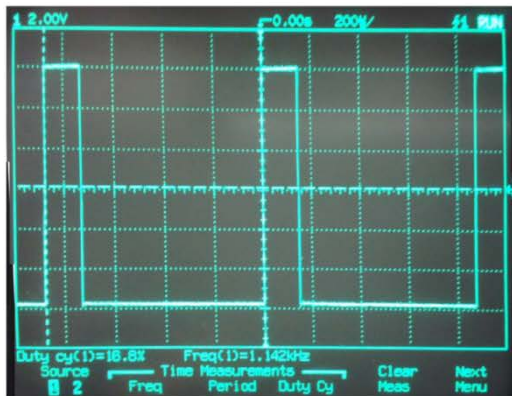
A partir de la ecuación (11) hemos obtenido los valores para R_B y, a continuación, los valores para C a partir de la ecuación (12). La Tabla 2-3 recoge los valores utilizados para el montaje, así como el valor de i_B para cada valor de R_B de forma que verificamos que se cumple aproximadamente la restricción recomendada $i_B \in (1 \mu\text{A}, 1 \text{ mA})$.

Frecuencia (Hz)	<i>Duty-cycle</i>	R_B (k Ω)	C (nF)	i_B
1000	0.2	16	12	0.75 μA
1000	0.8	4	48	0.3 mA

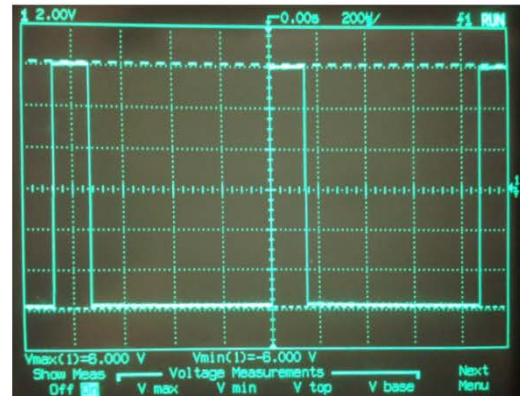
Tabla 2-3 Valores de componentes utilizados para el montaje de generación de ondas asimétricas.

La Figura 2-10 y la Figura 2-11 muestran las ondas generadas para *duty-cycle* 0.2 y 0.8, respectivamente. La Figura 2-10 A nos verifica que la onda generada tiene una frecuencia de 1.14 kHz y un *duty-cycle* de 0.17; mientras que la Figura 2-11 A nos verifica que la onda generada tiene una frecuencia de 1.2 kHz y un *duty-cycle* de 0.79.

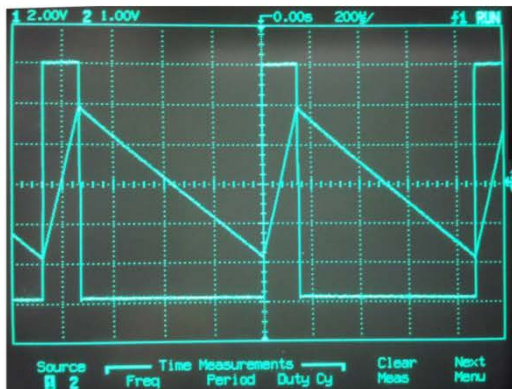
Para ambos casos, las figuras C y E nos muestran que todas las formas de onda comparten la misma frecuencia y *duty-cycle*. Recurriendo en ambos casos a las figuras B y D, observamos que el rango de las tensiones de las ondas generadas continúa siendo el mismo que en el caso de las ondas simétricas: ± 2 V para la onda triangular y ± 6 V para la onda cuadrada, tal y como vimos en el apartado anterior. Queda verificado, pues, el correcto funcionamiento de este integrado como generador de ondas no simétricas de frecuencia fija.



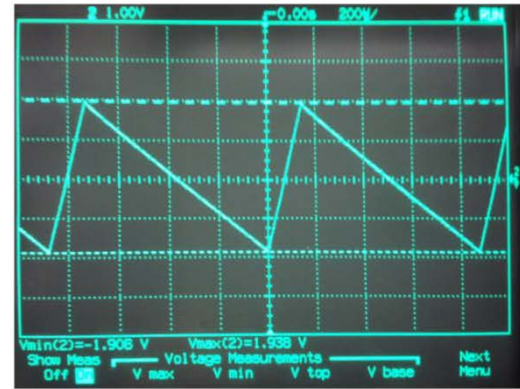
A)



B)



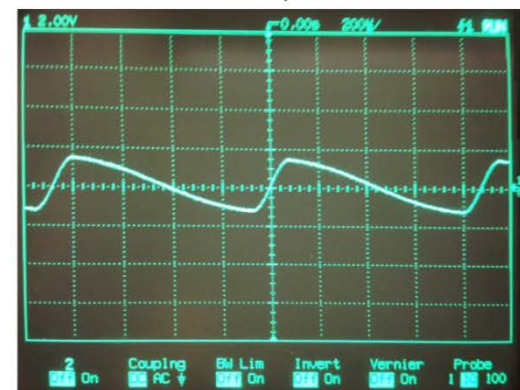
C)



D)

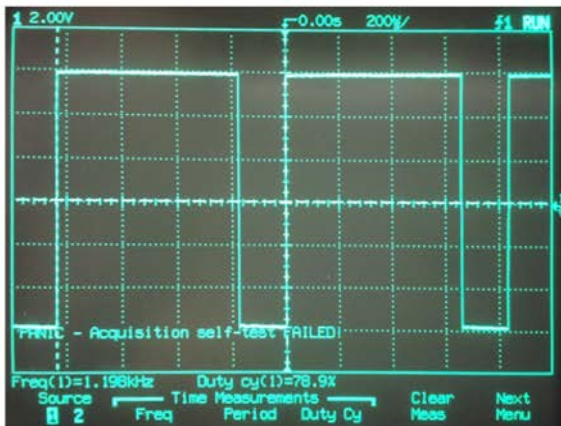


E)

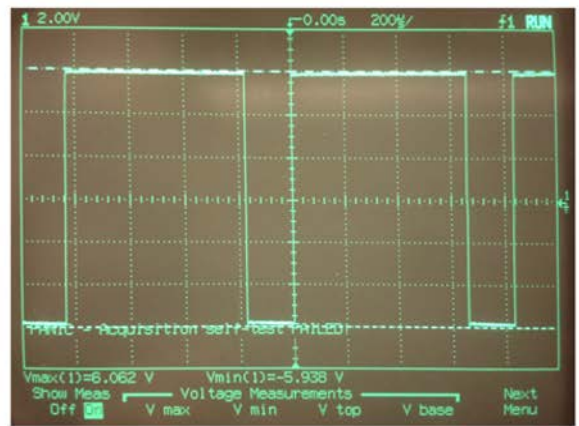


F)

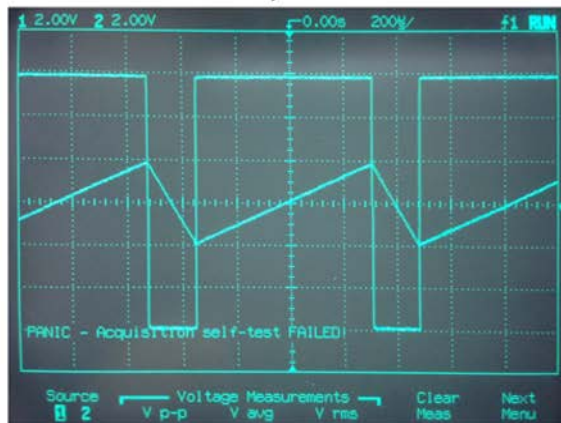
Figura 2-10 Respuesta temporal de las ondas generadas con frecuencia 1 kHz y *duty-cycle* 0.2. A y B: onda cuadrada de 1.14 kHz y *duty-cycle* de 0.17 que oscila entre ± 6 V. C: ondas cuadrada y triangular de misma frecuencia y *duty-cycle*. D: onda triangular que oscila entre -1.9 y 1.94 V. E: ondas triangular y sinusoidal de misma frecuencia y *duty-cycle*. F: onda sinusoidal.



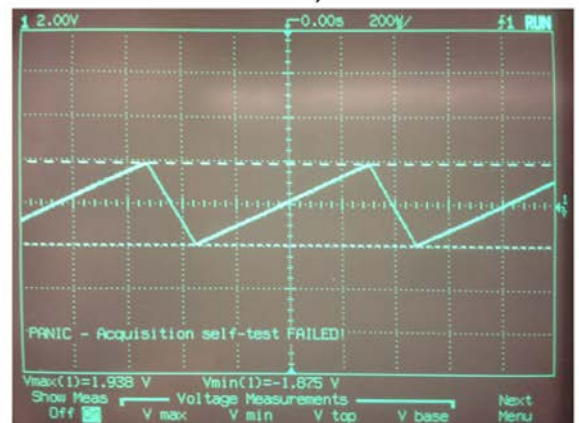
A)



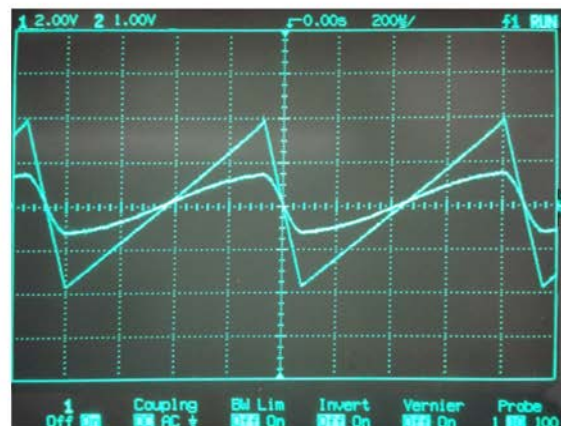
B)



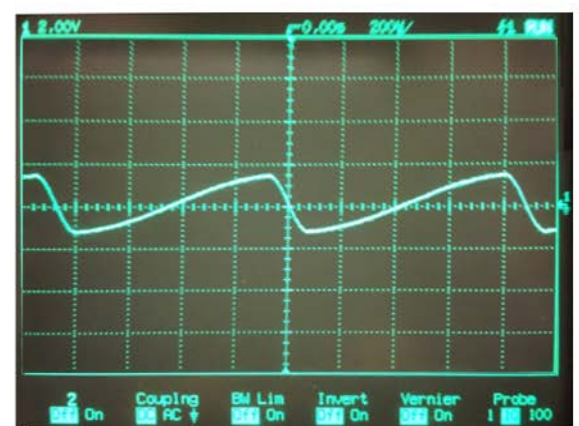
C)



D)



E)



F)

Figura 2-11 Respuesta temporal de las ondas generadas con frecuencia 1 kHz y *duty-cycle* 0.8. A y B: onda cuadrada de 1.2 kHz y *duty-cycle* de 0.79 que oscila entre 6.06 y -5.94 V. C: ondas cuadrada y triangular de misma frecuencia y *duty-cycle*. D: onda triangular que oscila entre -1.87 y 1.94 V. E: ondas triangular y sinusoidal de misma frecuencia y *duty-cycle*. F: onda sinusoidal.

2.3.3. Modulación en frecuencia (7) (8)

Tal y como vimos en el apartado 1.2.2, la modulación en frecuencia consiste en la variación de la frecuencia de una portadora sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c en función de una señal de información $m(t)$. La señal modulada vendrá dada por la expresión:

$$s(t) = A_c \sin[2 \pi f_c t + m \sin(2 \pi f_m t)]$$

donde m es la desviación máxima de fase o índice de modulación.

En el caso que nos ocupa, la onda sinusoidal portadora es generada por el VCO, por lo que su amplitud A_c y frecuencia f_c son controlables mediante la tensión de control.

Dependiendo del valor de m , distinguimos dos tipos de modulación de frecuencia: modulación de “banda ancha” y modulación de “banda estrecha”.

c) Modulación FM de “banda estrecha” ($m \ll 1$).

Un índice de modulación pequeño permite la realización de una serie de aproximaciones, como ya vimos, de forma que la señal modulada viene dada por la expresión:

$$s(t) \cong A_c \left[\sin(2 \pi f_c t) + \frac{m}{2} \{ \sin(2 \pi (f_c + f_m) t) - \sin(2 \pi (f_c - f_m) t) \} \right]$$

De forma que el espectro de la señal se sitúa en f_c y $f_c \pm f_m$: una frecuencia central y dos tonos laterales.

d) Modulación FM de “banda ancha” ($m \gg 1$).

Para $m \gg 1$, no será posible la realización de ninguna aproximación. De forma que la frecuencia de la moduladora se multiplica por la de la portadora, dando lugar a la aparición de réplicas en el espectro dispuestas en $f_c \pm n f_m, n = 0, 1, 2 \dots$

Centrémonos ahora en obtener experimentalmente este tipo de modulación mediante el ICL8038. En este integrado que nos ocupa, la frecuencia de la forma de onda generada es función directa de la tensión de control V_I , tensión diferencial tomada entre la tensión de alimentación y la tensión aplicada en el pin 8 del integrado. Esto permite que sea posible variar la frecuencia de la señal generada variando la tensión en este pin y, por tanto, que sea posible realizar modulación en frecuencia.

Para pequeñas desviaciones de frecuencia (en torno al 10%) la señal moduladora puede aplicarse directamente en el pin 8 previo desacoplo de la señal DC mediante un condensador, tal y como vemos en la Figura 2-12. La resistencia R_x no es estrictamente necesaria, si bien puede utilizarse para incrementar la resistencia de entrada como demostraremos a continuación.

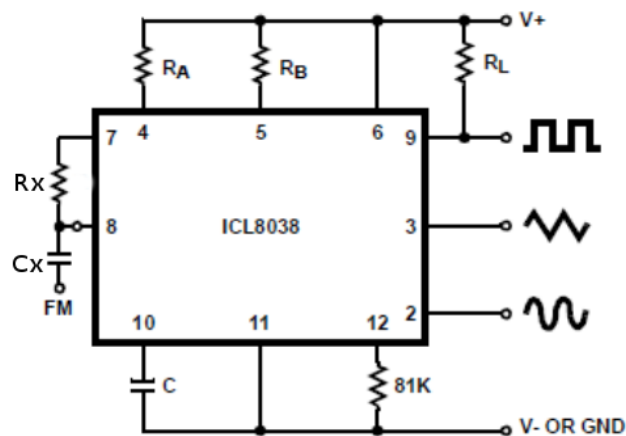


Figura 2-12 Esquema para modulación FM con pequeñas desviaciones de frecuencia. (3)

A partir de la Figura 2-12 extraemos el siguiente esquema simplificado para el cálculo de la resistencia de entrada considerada:

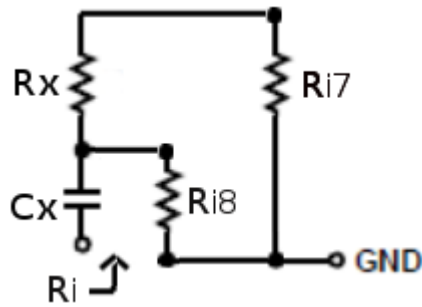


Figura 2-13 Esquema simplificado del circuito equivalente en pequeña señal utilizado para el cálculo de la resistencia de entrada del ICL8038.

siendo R_{i7} y R_{i8} las resistencias de entrada vistas desde los pines 7 y 8. De forma que inicialmente consideraríamos la resistencia de entrada como:

$$R_i = (R_x + R_{i7}) || R_{i8}$$

Recurrimos a la Figura 2-1 para calcular las resistencias de entrada vistas desde los pines. Vista desde el pin 7 la resistencia de entrada es el paralelo entre R_1 y R_2 (de 10 k Ω y 40 k Ω), de forma que $R_{i7} = R_1 || R_2 = \frac{10 \times 40}{10+40} = 8$ k Ω . Para el pin 8, asumiendo corrientes de entrada nulas en los transistores, la resistencia de entrada es infinita. Bajo estas consideraciones la expresión de la resistencia de entrada se reduce a:

$$R_i = R_x + R_{i7} = R_x + 8 \text{ k}\Omega$$

de forma que la resistencia auxiliar R_x contribuye a incrementar la resistencia de entrada de 8 k Ω , aportando flexibilidad al diseñador a la hora de acoplar el circuito 8038 con una etapa anterior.

Para mayores desviaciones de frecuencia, la señal moduladora se aplica entre V_{CC} y el pin 8, tal y como vemos en la Figura 2-14.

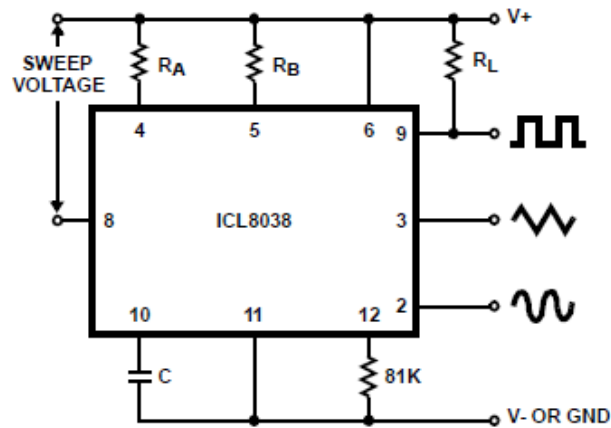


Figura 2-14 Esquema para modulación FM con grandes desviaciones de frecuencia o barrido de frecuencia. (3)

En el laboratorio hemos realizado la modulación FM con una portadora de 150 kHz y dos índices de modulación diferentes correspondientes a la generación de modulación de “banda ancha” y de “banda estrecha” ($m=4$ y $m=0.4$, respectivamente). En ambos casos, hemos recurrido inicialmente al montaje de la Figura 2-6 para verificar la correcta generación de la onda portadora, una senoide de frecuencia 150 kHz. Para su generación hemos utilizado $R_A = R_B$ de 10 k Ω y C de 200 pF. Verificamos su correcta generación, tal y como vemos en la Figura 2-15.

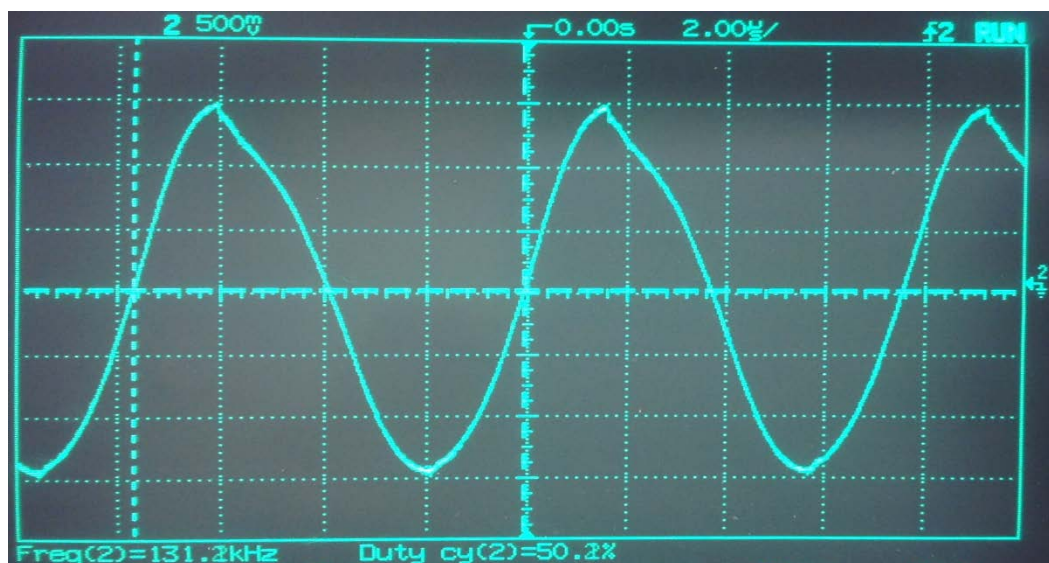


Figura 2-15 Onda sinusoidal portadora de 150 kHz.

Hecha esta comprobación, modificamos el esquema adaptándolo al de la Figura 2-12 para realizar la modulación. Introducimos para ello el filtro paso alto formado por R_x y C_x , de 10 k Ω y 100 nF, respectivamente. La función de este filtro es eliminar la posible componente continua de la señal de entrada. R_x suma su contribución a la resistencia de entrada de 8 k Ω , tal y como se explicó a partir del esquema de la Figura 2-13, de forma que el polo del filtro paso alto, f_{polo} , se encuentra a una frecuencia de 88 Hz, estimado usando la siguiente ecuación:

$$f_{polo} = \frac{1}{2 \pi C_x (R_i + R_x)}$$

A la entrada del filtro aplicaremos una señal moduladora de 5 kHz, cuya amplitud determinará el índice de modulación y, por tanto, el tipo de modulación. A partir de la definición de m (Ecuación 2):

$$A_m = 2 \pi f_m \frac{m}{K_1}$$

donde $K_1 = 10^5 \text{ rad/s V}$ y $f_m = 5 \text{ kHz}$. Como ya vimos, K_1 mide la ganancia de la función de transferencia salida-entrada del modulador que relaciona los cambios en la frecuencia de salida con respecto a los cambios de amplitud en la entrada ($K_1 \equiv \frac{\Delta \omega_c}{\Delta V_m} (\frac{\text{rad/s}}{\text{V}})$). Este parámetro ha sido estimado experimentalmente en el laboratorio variando la amplitud de la moduladora y viendo las variaciones provocadas en la frecuencia portadora. Para generar FM de “banda ancha” hemos utilizado $m=4$ ($A_m = 1\text{V}$), mientras que para generar FM de “banda estrecha” hemos utilizado $m=0.4$ ($A_m = 100 \text{ mV}$).

A continuación, la Figura 2-16 muestra la respuesta en frecuencia de la FM de “banda estrecha” ($m=0.4$) y la Figura 2-17 de la FM de “banda ancha” ($m=4$).

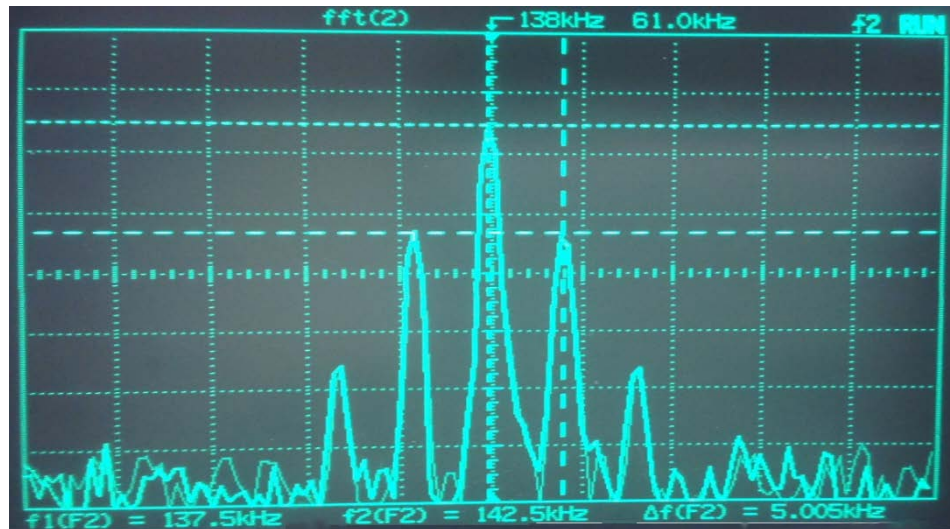
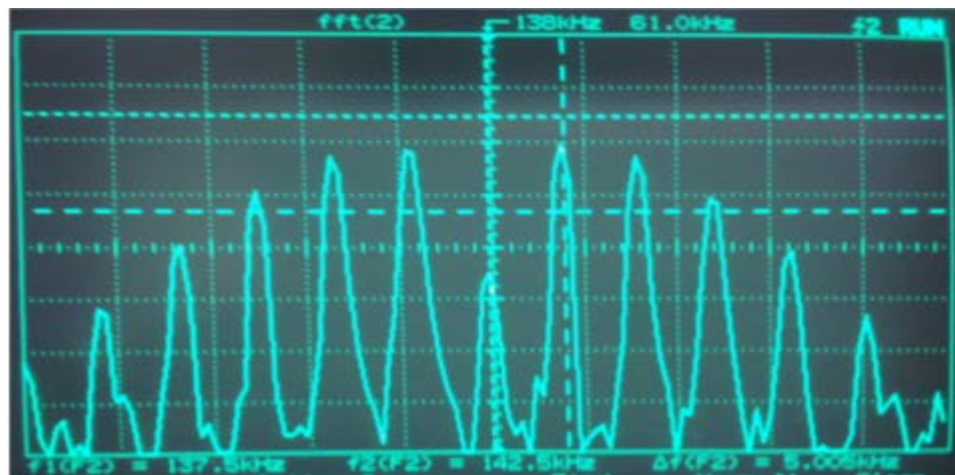
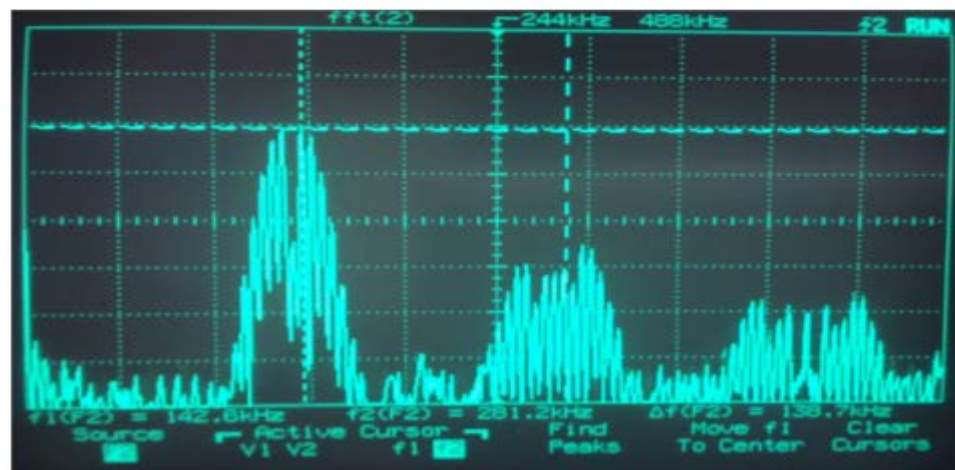


Figura 2-16 Respuesta en frecuencia de FM de "banda estrecha"



A)



B)

Figura 2-17 Respuesta en frecuencia de FM de "banda ancha".

A: espectro completo, B: réplicas del espectro.

Podemos observar que en la FM de “banda estrecha” (Figura 2-16) la potencia se concentra en la frecuencia de la portadora (150 kHz) y en dos bandas laterales (145 kHz y 155 kHz); mientras que en FM de “banda ancha” (Figura 2-17) la potencia se distribuye entre la portadora (150 kHz) y los armónicos junto con las réplicas del espectro completo.

2.3.4. Análisis de las tolerancias de los componentes discretos utilizados

En este apartado realizaremos un análisis simple de las tolerancias de los componentes externos (resistencias y condensadores) utilizados para la caracterización del circuito integrado ICL8038 realizada en las secciones anteriores. Para ello, analizaremos una muestra de 10 componentes de cada uno de los tipos de componentes utilizados y extraeremos su media y desviación estándar para estimar las posibles variaciones sobre el valor nominal de dichos componentes.

Es importante notar que hemos excluido de este estudio la resistencia de 82 kΩ utilizada para disminuir la distorsión. El motivo es que para su implementación hemos utilizado una resistencia variable de forma que su valor no depende de la precisión del componente, sino de la calidad de nuestro ajuste manual.

La media calculada es un promediado de los valores de la muestra, mientras que la desviación estándar nos limita el rango alrededor de la media en el cual se encuentra con una cierta probabilidad el valor de un componente. En nuestro caso calculamos la desviación estándar definida como:

$$\sigma \equiv \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n d_i^2}{n-1}}, n = 10$$

siendo d_i la desviación de cada uno de los componentes de la muestra con respecto al valor nominal.

Basándonos en esta definición podemos definir dos intervalos: $\bar{x} \pm \sigma$, que contiene el 68% de los componentes, y $\bar{x} \pm 2\sigma$, que contiene el 98% de los componentes.

La Tabla 2-4 recoge el valor medio, la desviación estándar y el porcentaje de desviación respecto al valor nominal del componente para cada uno de los componentes utilizados en la caracterización del ICL8038.

Valor nominal	Valor Medio	Desviación Estandar	Desviación (%)
10 k Ω	9,87 k Ω	0,15 k Ω	1,50
3,9 k Ω	3,88 k Ω	0,05 k Ω	1,25
100 Ω	98,80 Ω	1,36 Ω	1,36
15 k Ω	14,99 k Ω	0,09 k Ω	0,61
1 k Ω	0,98 k Ω	0,02 k Ω	1,83
15 nF	15,11 nF	0,53 nF	3,53
100 pF	101,70 pF	2,85 pF	2,85
100 nF	94,67 nF	5,98 nF	5,98
10 nF	10,16 nF	0,24 nF	2,43
2.2 nF	1,84 nF	0,38 nF	17,18
47 nF	47,10 nF	0,31 nF	0,66
1 nF	1,02 nF	0,03 nF	2,61

Tabla 2-4 Media, desviación y porcentaje de desviación de los componentes discretos utilizados.

Podemos observar que los componentes presentan un rango de variación en sus valores, de forma que quedan explicados los errores de precisión en la caracterización.

Estas imprecisiones debidas a las tolerancias de los componentes discretos que completan el circuito se reducirían notablemente si se implementaran mediante componentes integrados debido al “matching” entre componentes integrados de igual naturaleza que existe en la tecnología integrada.

Además de las tolerancias de los componentes, también deben tenerse en cuenta los elementos parásitos presentes en el propio encapsulado del integrado y en la placa donde se inserten los componentes.

Capítulo 3. Generadores analógicos alternativos al ICL8038

Si bien el circuito integrado ICL8038, analizado en el capítulo 2, ha sido uno de los generadores de forma de onda más utilizados, existen otros integrados que realizan la misma función. Algunos, como el XR8038A, aparecen como un replazo directo del ICL8038 cuando éste deja de fabricarse; mientras que otros, como el XR2206, el MAX038 o el NTE864, son una evolución del ICL8038.

En este capítulo analizaremos dos de ellos, el XR8038A y el XR2206, estableciendo además una comparativa con el ICL8038.

3.1. XR8038A (4)

El circuito integrado XR8038A es lanzado por EXAR en 1997 como replazo del popular ICL8038.

Al igual que el ICL8038, puede generar con alta precisión ondas sinusoidales, cuadradas, triangulares, diente de sierra y pulso con un mínimo de componentes externos. Permite acceder simultáneamente a las ondas sinusoidal, triangular y cuadrada, así como seleccionar el *duty-cycle* y la frecuencia de las ondas generadas mediante los componentes externos

(resistencias y condensadores) y una tensión de control. Los rangos de selección del *duty-cycle* son los mismos (de 2% a 98%), mientras que el rango de frecuencias seleccionables disminuye (de 0.001 Hz a 200 kHz, frente a la frecuencia máxima de 300 kHz que permitía generar el ICL8038). Además, permite realizar modulación en frecuencia.

Al igual que su predecesor, no permite la realización de modulación AM. De forma que cuenta sólo con dos de los bloques del esquema genérico de los generadores, visto en el capítulo 1 (Figura 1-4): el VCO y el conformador.

El VCO es también de condensador aterrizado, analizado en el apartado 1.1.1.1 de forma genérica y en más profundidad para el caso particular del ICL8038 en el apartado 2.1, tal y como podemos apreciar en el diagramas de bloques del integrado de la Figura 3-1 .

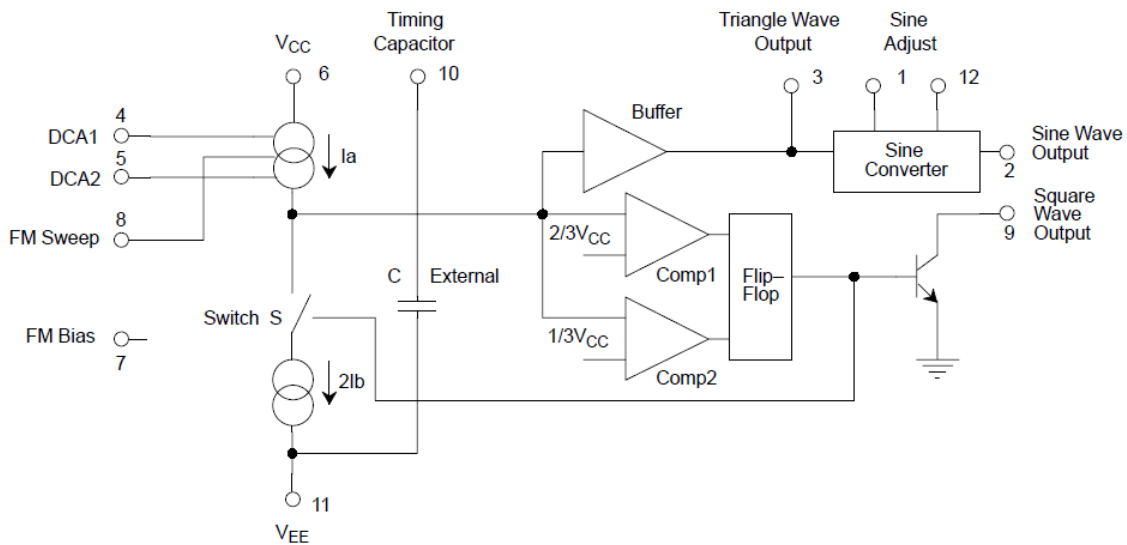


Figura 3-1 Diagrama de bloques del circuito integrado XR8038A. (4)

El conformador, al igual que en el caso del ICL8038 (apartado 2.2), está compuesto por una red no lineal de transistores que realizan una aproximación por tramos de la onda triangular aplicada a su entrada para obtener la señal sinusoidal en su salida.

Si bien este integrado no presenta novedades respecto a su predecesor, he querido incluirlo para remarcar la gran popularidad del ICL8038, el cual tuvo una importancia tal que al dejar de fabricarse fue remplazado por otro integrado idéntico que tuvo a su vez una gran utilización.

3.2. XR2206 (5) (7) (9)

El generador de formas de onda XR2206 (EXAR) es un circuito integrado monolítico capaz de generar con alta precisión ondas sinusoidales, cuadradas, triangulares, diente de sierra y pulso utilizando un mínimo de componentes externos. A diferencia del ICL8038, no es posible acceder a las ondas sinusoidal, triangular y cuadrada de forma simultánea. La onda cuadrada es accesible en todo momento, pero de entre la triangular y la sinusoidal sólo será accesible una de ellas. Tanto la frecuencia como el *dutty-cycle* de las ondas generadas son seleccionables mediante los componentes externos (resistencias y condensadores) y una tensión de control. Los rangos de selección son de 0.01 Hz a 1 MHz para la frecuencia y de 1% a 99% para el *dutty-cycle*. En ambos casos se aprecia una mejora con respecto al ICL8038 incrementándose el rango de frecuencias de forma considerable (0.001Hz-300kHz para el ICL8038) y afinándose el ajuste del *dutty-cycle* (2 a 98% para el ICL8038). Proporciona también una menor distorsión típica de la señal, del 0.5% frente al 2% del ICL8038.

En cuanto a la realización de modulación permite, no sólo la modulación en frecuencia, sino también la realización de modulación en amplitud y modulación por desplazamiento de frecuencia.

Este generador cuenta con los tres bloques indicados en el esquema genérico de un generador de funciones indicado en el capítulo 1 (Figura 1-4): VCO, conformador y modulador AM.

Procedamos a analizar estos bloques.

3.2.1. VCO

El VCO utilizado es de tipo emisor acoplado, del cual vimos un análisis en el capítulo 1. Tal y como vimos, la frecuencia de la onda generada dependerá de la velocidad de carga y descarga de un condensador externo C_0 , es decir, de la corriente de carga y descarga y del valor del condensador.

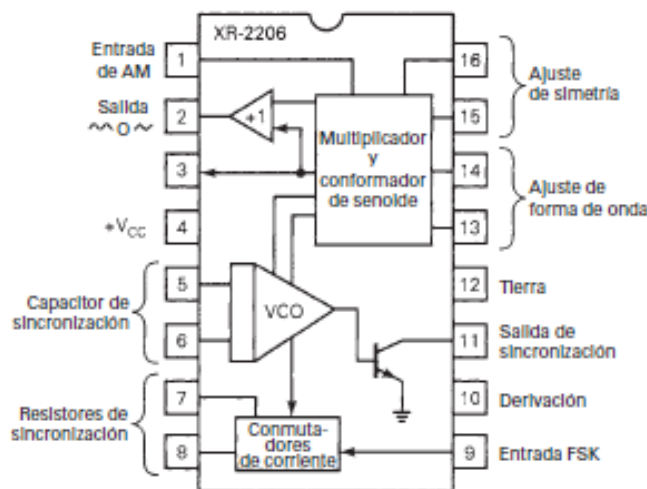


Figura 3-2 Diagrama de bloques del circuito integrado XR2206. (7)

El valor del condensador es escogido por el diseñador, mientras que la corriente es generada por una fuente de corriente controlada por tensión (tensión que también influirá en la amplitud de las ondas generadas). El diagrama de bloques del generador de la Figura 3-2 nos muestra que este integrado permite actuar sobre la fuente de corriente a través de 3 pines (7,8 y 9). Los terminales 7 y 8 corresponden a sendas resistencias a tierra, que se activarán o desactivarán en función de la tensión aplicada al pin 9. De esta forma es posible producir de forma independiente dos frecuencias de la forma:

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C_0} \quad f_2 = \frac{1}{R_2 C_0}$$

con R_1 la resistencia conectada al pin 7 y R_2 la conectada al pin 8.

De esta forma podremos alternar la frecuencia de la onda generada sin más que modificar la tensión en el pin 9, opción que no permitía el ICL8038. Así,

si el pin 9 se encuentra en circuito abierto y a una tensión mayor o igual de 2 V se generará la frecuencia f_1 , mientras que si es menor o igual a 1 V se generará f_2 . La posibilidad de alternar entre dos frecuencias permitirá la realización de modulación FSK, que realizaremos en el apartado de caracterización.

Cabe indicar que en la configuración básica para generación de ondas el pin 9 queda en circuito abierto de forma que es f_1 la frecuencia observada a la salida.

3.2.2. Conformador

El circuito integrado XR2206 utiliza un conformador logarítmico de forma de onda el cual, como ya vimos en el apartado 1.1.1.2, explota las características no lineales de los transistores para obtener la onda sinusoidal a partir de un par diferencial con emisor degenerado.

La siguiente figura muestra un esquema simplificado de este tipo de conformador, así como la señal sinusoidal obtenida en su salida para una entrada triangular y su característica de transferencia.

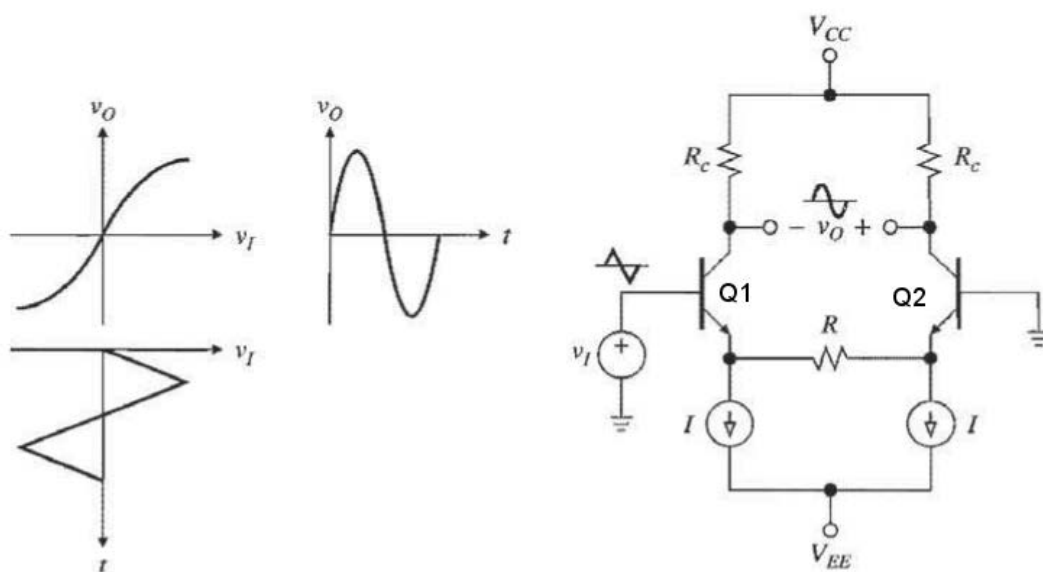


Figura 3-3 Esquema de acondicionador logarítmico de onda y característica de transferencia asociada. (9)

Su funcionamiento para la obtención de la onda sinusoidal consta de dos fases dependientes de la magnitud de la onda de entrada, analizadas en base al esquema de la Figura 3-3.

- i. Cuando la entrada es nula o presenta tensiones cercanas a 0, ambos transistores se encuentran trabajando en su zona activa. Planteamos las ecuaciones para el circuito, llamando i_1 e i_2 a las corrientes que circulan de colector a emisor (asociadas al transistor 1 y 2 respectivamente). Sea i_x la corriente que circula por R, asumiendo que va de izquierda a derecha. Suponemos además que los transistores son idénticos, lo que supone que la caída de tensión entre base y emisor es idéntica.

$$i_1 = i_x + I$$

$$i_2 = I - i_x$$

$$i_x = [(V_I - V_{be}) - (0 - V_{be})] / R = V_I / R$$

$$V_o^- = V_{cc} - i_1 R_c$$

$$V_o^+ = V_{cc} - i_2 R_c$$

$$V_o = V_o^+ - V_o^- = 2 i_x R_c = 2 \frac{R_c}{R} V_I$$

A la salida aparecerá la onda triangular con su pendiente ligeramente modificada. El rango de entrada para el cual ambos transistores trabajan en su zona activa es mayor a causa de la inclusión de la resistencia R entre los emisores.

- ii. Para tensiones fuera del rango de comportamiento lineal, uno de los transistores es llevado fuera de la región activa, lo que disminuye la ganancia y, por tanto, la pendiente con que se replica la señal de entrada en la salida. Esto da lugar a un “redondeo” de la señal triangular, generándose la onda sinusoidal a la salida.

Una configuración práctica de este esquema ha sido simulada con el software de diseño Tina v8-Industrial para verificar los detalles de su funcionamiento. En el esquema de la Figura 3-4 se ha añadido al esquema básico una red de resistencias en la entrada para disminuir la distorsión, así como un amplificador en configuración inversora a la salida. Este amplificador será necesario en los esquemas reales para adaptar la salida del par diferencial a los requerimientos del conformador de onda. La Figura 3-5 muestra las ondas de entrada y salida resultantes para una onda triangular de entrada de frecuencia 1kHz y amplitud 5 V.

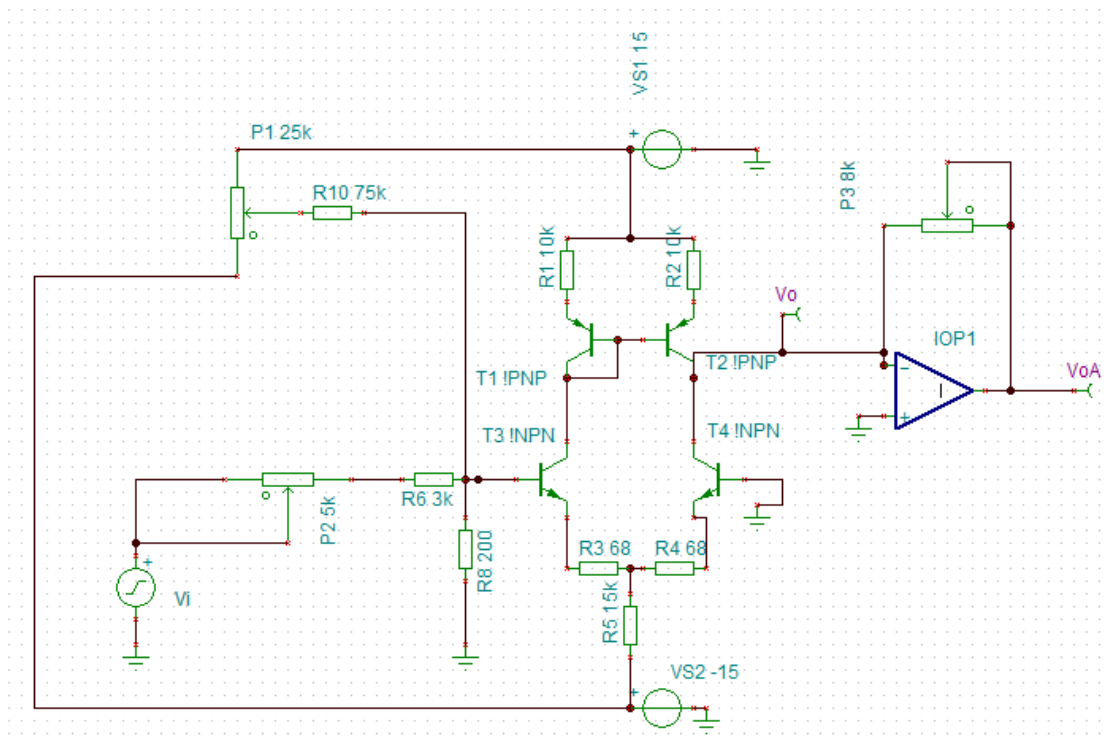


Figura 3-4 Esquema de conformador logarítmico de onda.

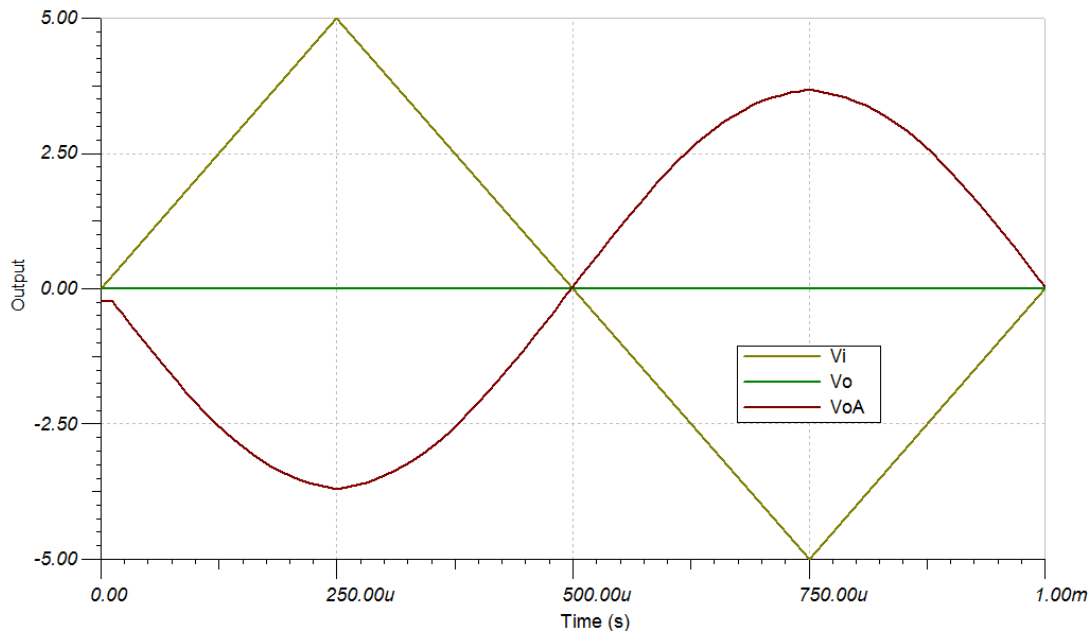


Figura 3-5 Señales de entrada y salida obtenidas mediante simulación con Tina v8-Industrial. La señal de entrada es triangular con frecuencia 1kHz y amplitud 5 V.

3.2.3. Modulador AM (12)

Explicado ya el concepto de modulación AM en el apartado 1.1.1.3, procedemos a analizar la forma concreta en que este integrado obtiene la señal modulada de la forma:

$$s(t) = [1 + k_a m(t)] c(t)$$

con k_a la sensibilidad del modulador, $m(t)$ la señal de información y $c(t)$ la señal portadora de tipo sinusoidal generada por el VCO.

El integrado XR2206 obtiene la señal modulada mediante la utilización de un multiplicador. El circuito utilizado para realizar dicha multiplicación es una celda multiplicadora de Gilbert (Figura 3-6).

Este circuito presenta en principio una característica de transferencia no lineal, del tipo:

$$\Delta I = I_{35} - I_{46} = I_{EE} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right)$$

Sin embargo, para tensiones V_1 y V_2 menores de V_T , el desarrollo en serie de Taylor de la $\tanh(x)$ permite la siguiente simplificación:

$$\tanh(x) = x + x^3/3 + \dots \cong x$$

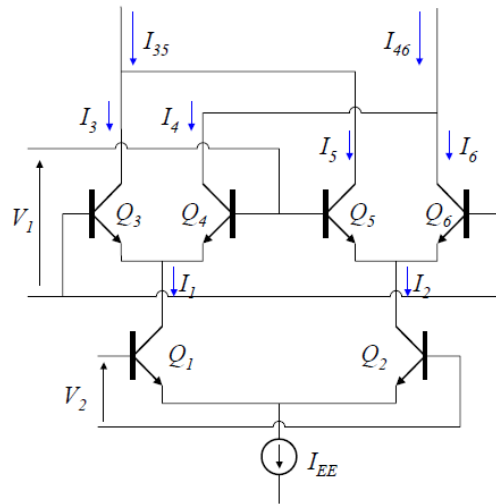


Figura 3-6 Celda multiplicadora de Gilbert.

Esta simplificación permite que el circuito actúe como un multiplicador analógico.

Dado que la restricción para las tensiones V_1 y V_2 es muy estricta, típicamente es necesario adaptar la señal de entrada para que se ajuste a dicha restricción para su correcto funcionamiento.

Localizamos este circuito base en el esquema del circuito equivalente de nuestro integrado en la Figura 3-7, donde V_1 y V_2 serán la onda sinusoidal portadora generada por nuestro VCO y la señal de información $m(t)$ introducida por el pin 1, respectivamente.

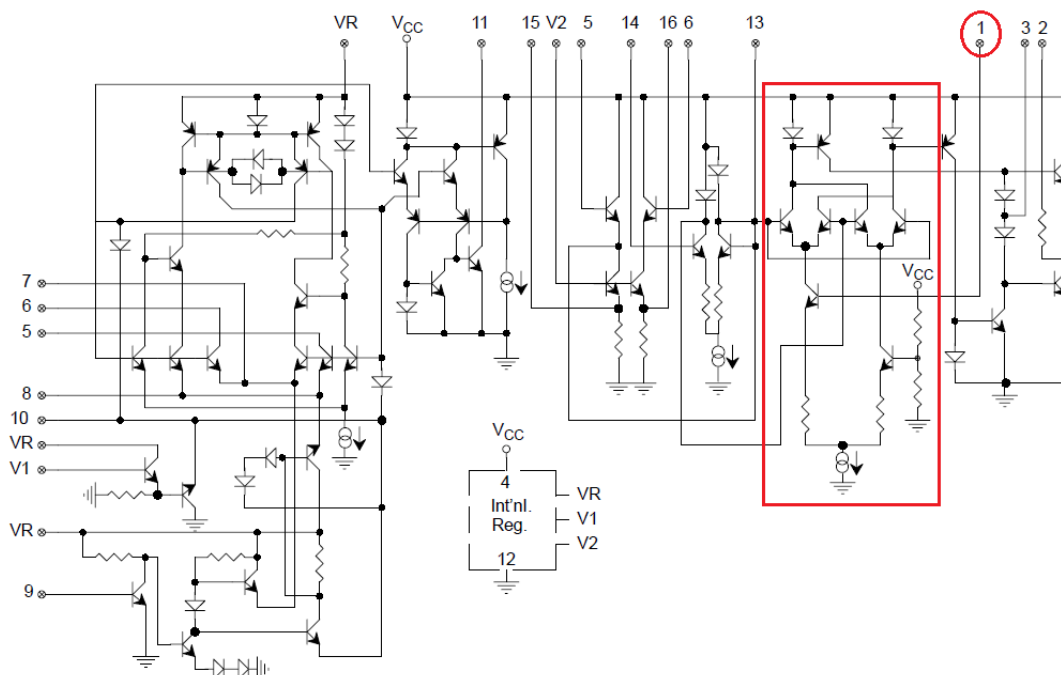


Figura 3-7 Esquema del circuito equivalente del XR2206 en el cual se indica la posición de la celda multiplicadora de Gilbert. (5)

3.2.4. Caracterización

Una vez analizado su funcionamiento de forma teórica procedemos a verificarlo mediante la utilización del software de diseño Tina v8–Industrial. Las caracterizaciones a realizar serán:

- Generación de ondas simétricas a frecuencia fija.
- Generación de ondas no simétricas a frecuencia fija.
- Modulación en frecuencia.
- Modulación AM.
- Modulación por desplazamiento de frecuencia.

Es importante indicar que el macromodelo del circuito integrado utilizado simula un comportamiento ideal del integrado en cuanto a la no linealidad del circuito, de forma que las ondas generadas no presentan distorsión a excepción de la causada por la saturación.

3.2.4.1 Generación de ondas simétricas a frecuencia fija

Como ya dijimos al inicio de esta sección, este integrado no permite acceder a las ondas sinusoidal, triangular y cuadrada de forma simultánea. La onda cuadrada es accesible en todo momento, pero de entre la triangular y la sinusoidal sólo será accesible una de ellas. Es por ello que será necesaria la realización de dos simulaciones diferentes para verificar la correcta generación de las tres formas de onda, tal y como hicimos para el ICL8038.

El circuito se alimenta con una fuente de tensión individual de 12 V, dentro del margen permitido por el circuito de 10 a 28 V. El nivel de continua sobre el cual oscilarán las ondas generadas dependerá de la tensión aplicada

al pin 3, en nuestro caso dentro del macromodelo se ha establecido que sea la mitad de la tensión de alimentación, en nuestro caso 6 V.

Al igual que como ocurría en el ICL8038, la onda cuadrada oscilará entre los valores de alimentación (0 y 12 V en este caso). Sin embargo, la amplitud máxima de las ondas sinusoidal y triangular será configurable, siendo dependiente de una resistencia externa (R_3 en el circuito de test básico mostrado en la Figura 3-8) de la forma que muestra la gráfica de la Figura 3-9 . En nuestro macromodelo esta resistencia no es accesible de forma que simularemos con la tensión establecida por el macromodelo, inicialmente desconocida. Cuando obtengamos las señales triangular y sinusoidal, podremos estimar el valor de R_3 usado en las simulaciones.

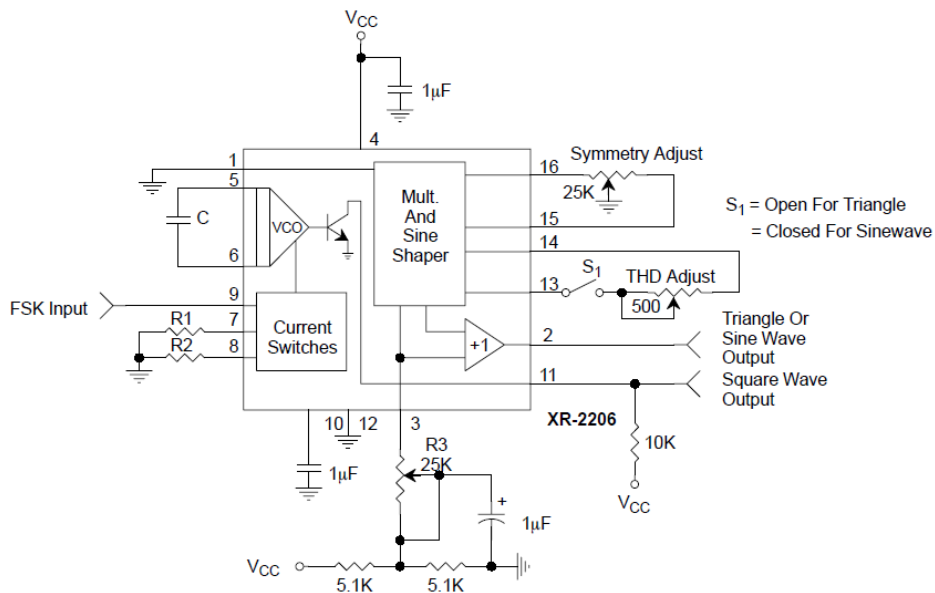


Figura 3-8 Circuito básico de simulación. (5)

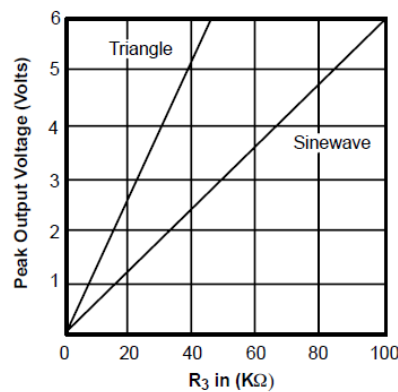


Figura 3-9 Tensión de pico de las ondas sinusoidal y triangular generadas en función de R_3 . (5)

El circuito utilizado para la simulación se muestra en la Figura 3-10. Observamos que aunque las ondas triangular y sinusoidal no son accesibles de forma simultánea, para pasar de generar una a otra basta con conectar los pines 13 y 14.

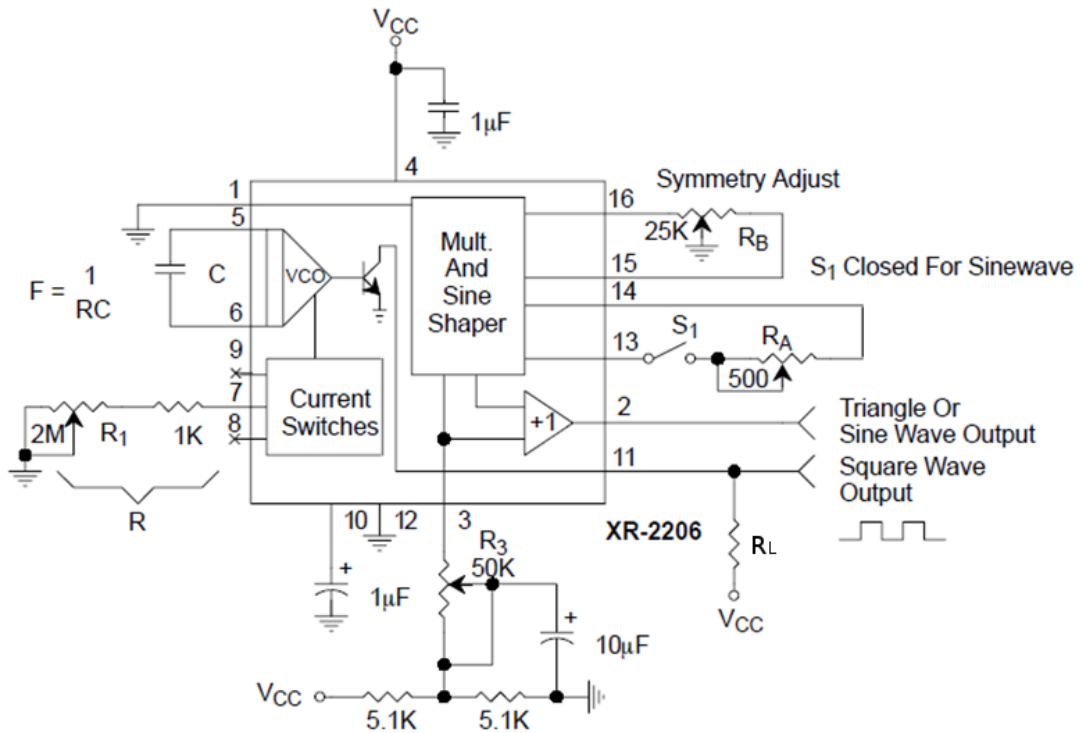


Figura 3-10 Circuito para generación de onda sinusoidal/triangular y cuadrada.

Los componentes externos variables son R_1 y C para el ajuste de la frecuencia, y R_A y R_B para el ajuste de la distorsión y el *duty-cycle* de la onda, respectivamente. La frecuencia viene dada por la expresión:

$$f = \frac{1}{RC}$$

siendo $R = R_1 + 1 \text{ k}\Omega$.

El fabricante recomienda la utilización de $C \in [1 \text{ nF}, 100 \text{ }\mu\text{F}]$ y $R \in [1 \text{ k}\Omega, 2 \text{ M}\Omega]$. Además nos indica que para el ajuste externo del *duty-cycle* y la distorsión debemos proceder según un orden. Primero estableceremos R_B en su valor medio (12.5 k Ω) y ajustaremos R_A hasta obtener la mínima distorsión posible. Hecho esto podremos variar R_B para obtener el *duty-cycle* deseado.

Sin embargo, tal y como se explica en Apéndice C, el ajuste del *dutty-cycle* en nuestro macromodelo vendrá dado por la modificación del parámetro *dutty cycle of output signal* del VCO del esquema asociado (Figura 3-11).

Para la simulación de onda simétrica que nos ocupa, fijaremos un *dutty-cycle* de 0.5. Además, optaremos por la utilización de un potenciómetro de 500Ω para R_A, tal y como muestra la Figura 3-10.

Es importante indicar que en la salida de la onda cuadrada se realiza una inversión adicional de forma el *dutty-cycle* medido será (1-D) (señal complementaria). Siendo D el *dutty-cycle* obtenido por simulación.

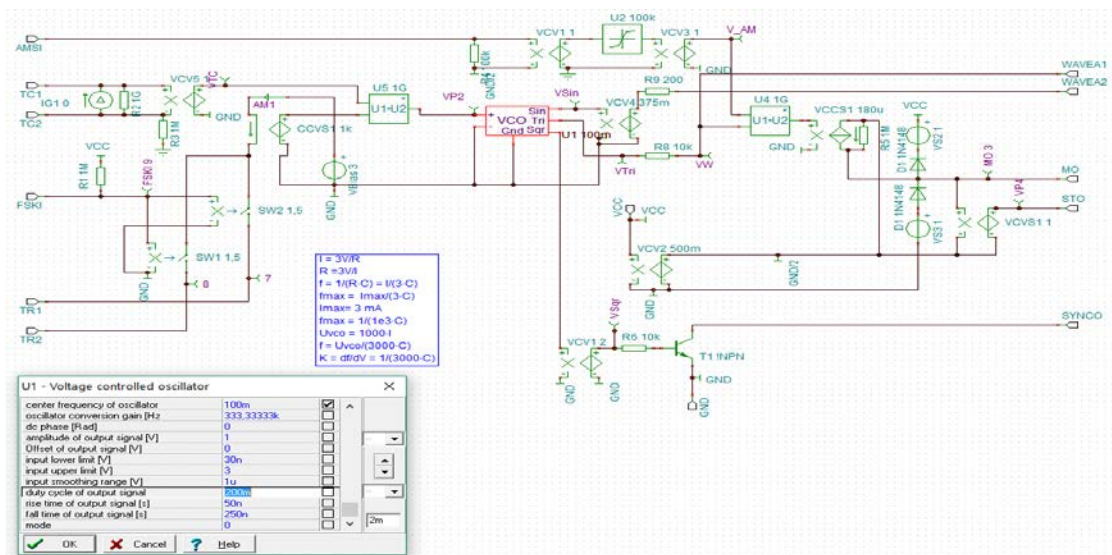


Figura 3-11 Estructura interna del macromodelo del XR2206 en Tina v8-Industrial con detalle de la modificación del *dutty-cycle*.

A la salida de la onda cuadrada suele cerrarse el circuito mediante una resistencia de carga R_L. Optaremos por la utilización de R_L = 1 kΩ para que la respuesta en frecuencia del inversor de salida no nos limite a altas frecuencias.

Explicado el método de simulación procedemos a simular el comportamiento del integrado como generador de onda simétrica.

La Figura 3-12 muestra el esquema simulado para la generación de onda simétrica sobre el cual variaremos los valores de C y R para ajustar la frecuencia. Además, el interruptor SW1 permitirá alternar en la salida del pin 2 (STO) la generación de onda sinusoidal y triangular, generándose la sinusoidal cuando está cerrado y la triangular cuando está abierto.

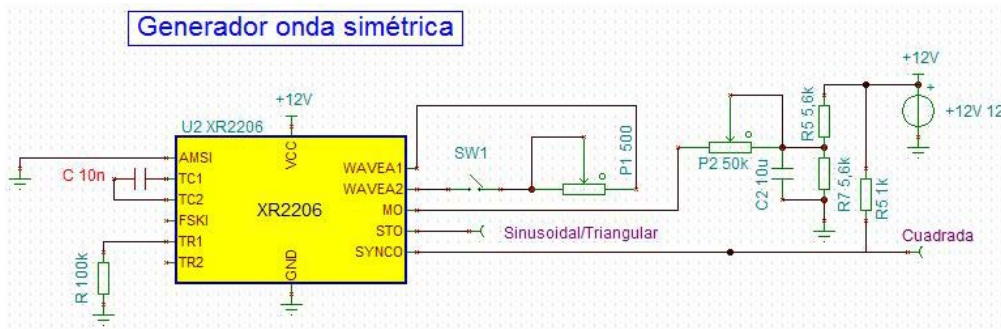


Figura 3-12 Esquema para generación de onda simétrica con Tina v8-Industrial.

Generamos ondas de baja y de alta frecuencia con el objetivo de verificar el correcto funcionamiento del integrado para todo su rango teórico, mucho mayor que el ICL8038 (de 0.01 Hz a 1 MHz frente a los 0.001 Hz a 300 kHz del ICL8038).

La Tabla 3-1 recoge los del valores de condensador y resistencia utilizados para las simulaciones de las frecuencias de 1 kHz y 1 MHz. En todos los casos los valores de la resistencia y el condensador asociados a la frecuencia se encuentran dentro de los límites recomendados por el fabricante: $C \in [1 \text{ nF}, 100 \text{ } \mu\text{F}]$ y $R \in [1 \text{ k}\Omega, 2 \text{ M}\Omega]$.

Frecuencia (kHz)	R (k Ω)	C (nF)
1	100	10
1000	1	1

Tabla 3-1 Valores de componentes utilizados para la simulación de generación de ondas simétricas.

En la Figura 3-13 observamos la respuesta temporal de la forma de onda sinusoidal simétrica generada con frecuencia 1 kHz. Esta onda oscila entre las tensiones 4.23 y 7.76 V ($V_{\text{pico}} = 1.77$ V). La Figura 3-14 muestra su respuesta en frecuencia, que nos verifica que la frecuencia generada es de 1 kHz.

La Figura 3-15 muestra la respuesta temporal de la onda cuadrada frente a la sinusoidal. Esta figura nos permite comprobar que la frecuencia generada continua siendo 1 kHz, así como verificar que la onda cuadrada oscila entre las tensiones de alimentación 0 y 12 V (en concreto entre 0 V y 12.04 V).

Por último, las Figura 3-16 y Figura 3-17 nos muestran la respuesta temporal de la onda triangular, en el primer caso conjunto con la cuadrada. La primera nos permite verificar que la frecuencia generada continúa siendo 1kHz, mientras que la segunda nos muestra que las tensiones entre las cuales oscila la onda triangular son 1.61 y 10.39 V ($V_{\text{pico}} = 4.39$ V).

En la Figura 3-18 observamos la respuesta temporal de la forma de onda sinusoidal simétrica generada con frecuencia 1 MHz. Esta onda oscila entre las tensiones 4.24 y 7.76 V ($V_{\text{pico}} = 1.76$ V). La Figura 3-20 muestra su respuesta en frecuencia, que nos verifica que la frecuencia generada es de 1 MHz.

La Figura 3-19 muestra la respuesta temporal de la onda cuadrada frente a la sinusoidal. Esta figura nos permite comprobar que la frecuencia generada continua siendo 1 MHz, así como verificar que la onda cuadrada oscila entre las tensiones de alimentación 0 y 12 V (en concreto entre 395.71 mV y 12.04 V).

Por último, las Figura 3-21 y Figura 3-22 nos muestran la respuesta temporal de la onda triangular, en el primer caso conjunto con la cuadrada. La primera nos permite verificar que la frecuencia generada continúa siendo 1 MHz, mientras que la segunda nos muestra que las tensiones entre las cuales oscila la onda son 1.64 y 10.37 V ($V_{\text{pico}} = 4.37$ V).

Observadas las tensiones entre las que oscilan las ondas triangular y cuadrada es posible estimar el valor de la resistencia R_3 , responsable de la fijación de estas tensiones. Como ya dijimos, en nuestro macromodelo esta resistencia no es accesible, pero dado que para ambas ondas obtenemos tensiones de pico en torno a 4.4 V para la onda triangular y 1.8 V para la sinusoidal es posible estimar a partir de la Figura 3-9 que esta resistencia tendrá un valor alrededor de 30 k Ω .

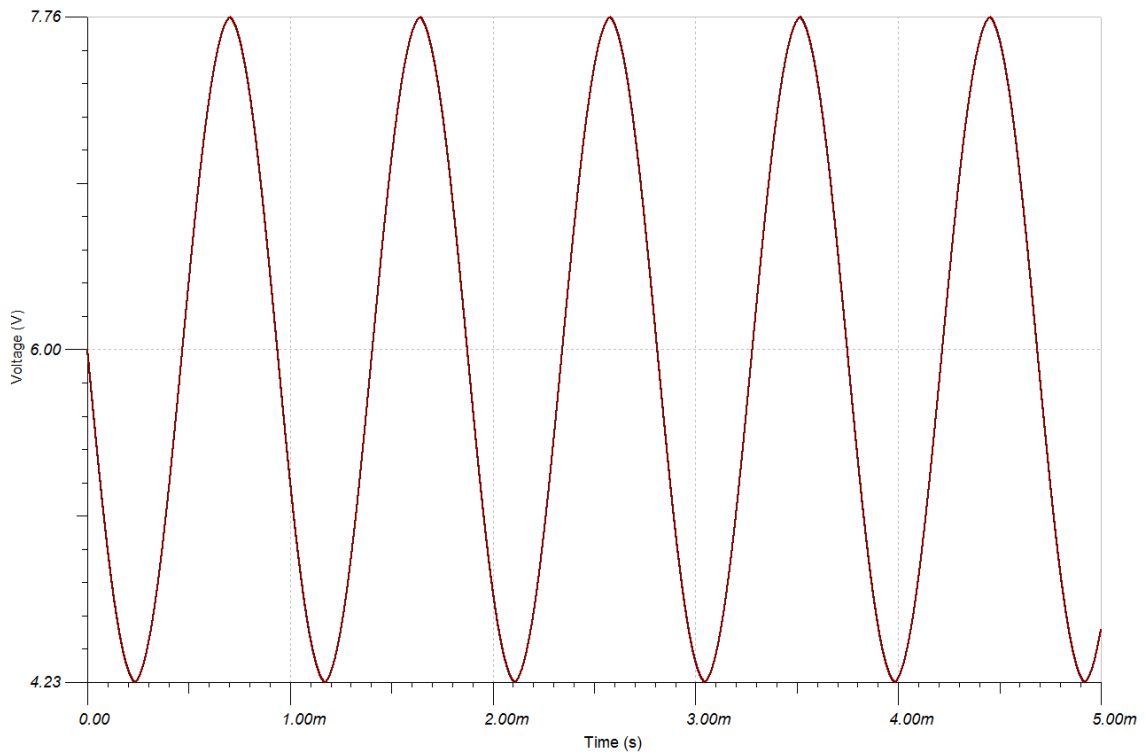


Figura 3-13 Respuesta temporal de la onda sinusoidal de frecuencia 1 kHz y dutty-cycle 0.5, oscilante entre las tensiones 4.23 y 7.76 V generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

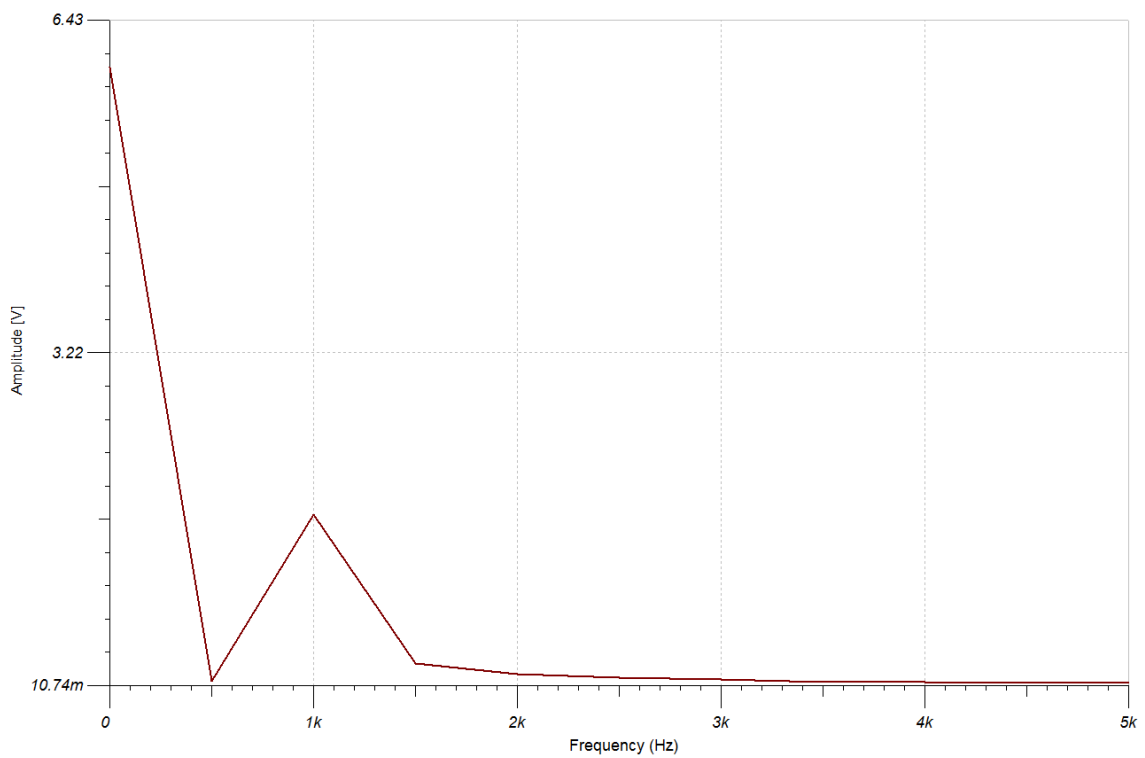


Figura 3-14 Respuesta en frecuencia de la onda sinusoidal de frecuencia 1 kHz generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

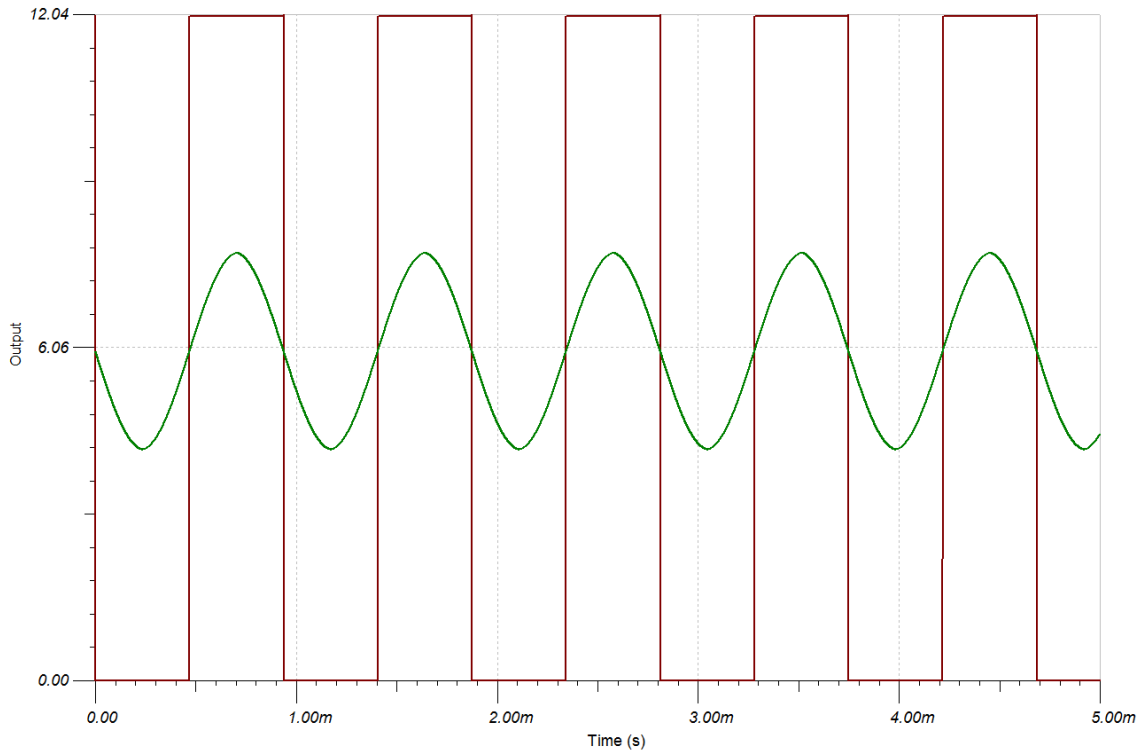


Figura 3-15 Respuesta temporal de las ondas sinusoidal y cuadrada de frecuencia 1 kHz y dutty-cycle 0.5 generadas mediante el simulador Tina v8-Industrial.

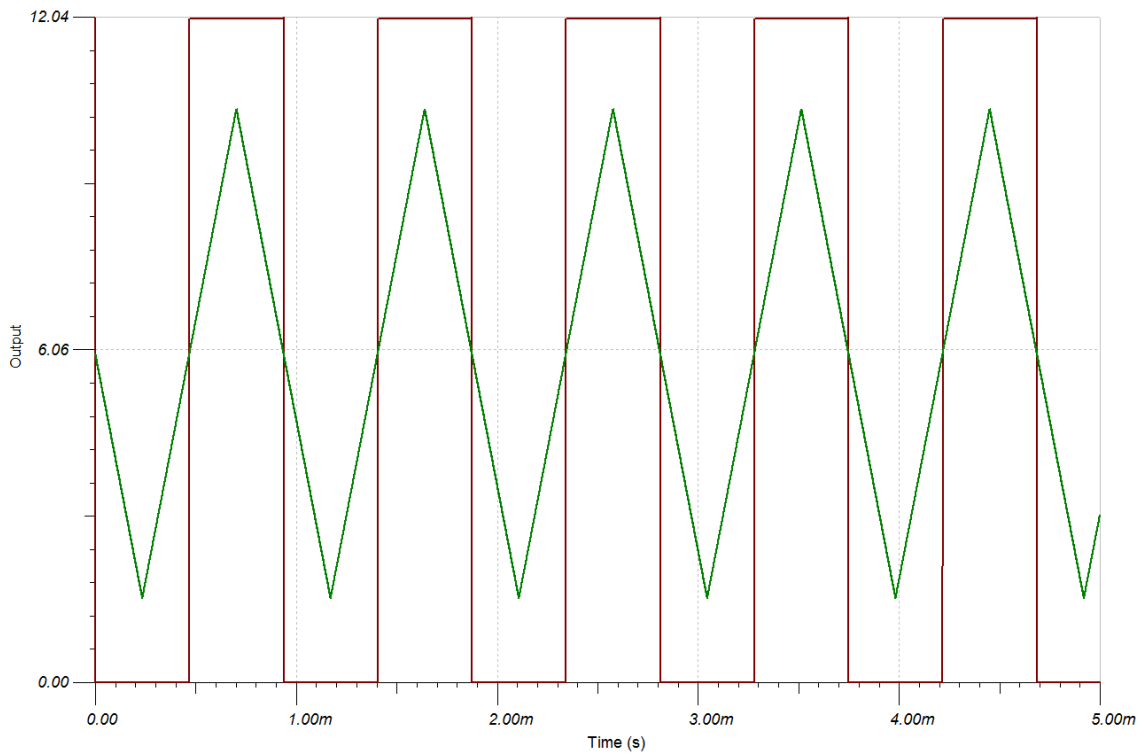


Figura 3-16 Respuesta temporal de las ondas triangular y cuadrada de frecuencia 1 kHz y dutty-cycle 0.5 generadas mediante el simulador Tina v8-Industrial.

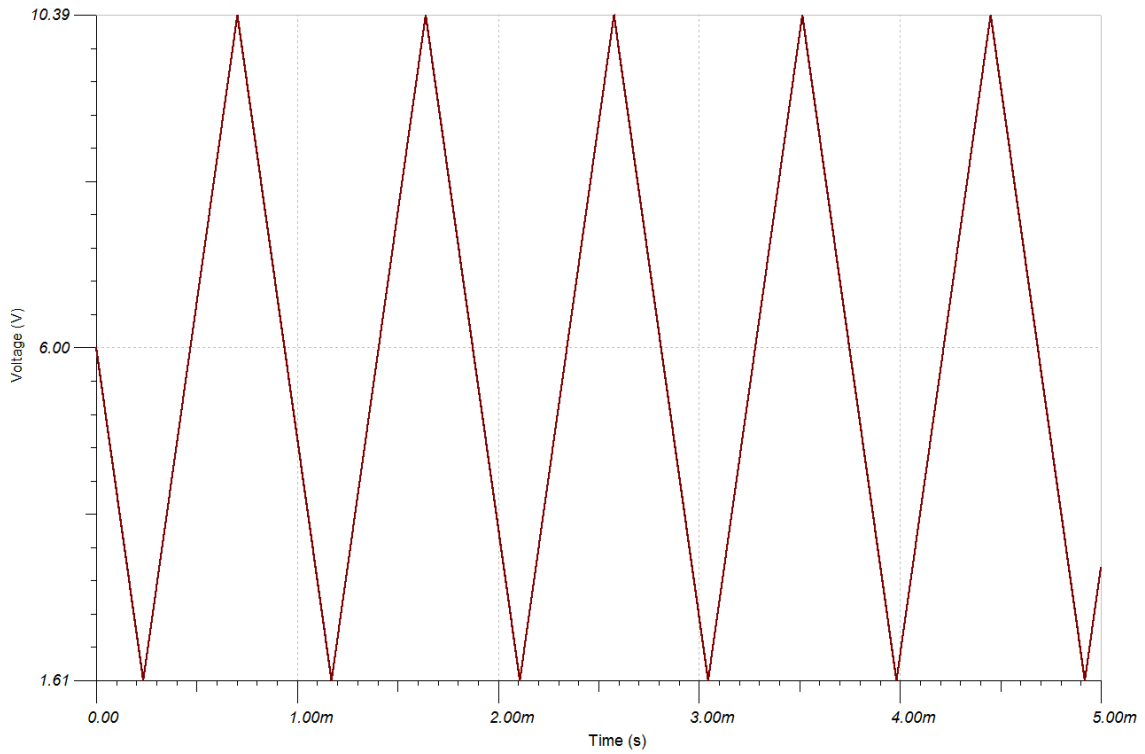


Figura 3-17 Respuesta temporal de la onda triangular de frecuencia 1 kHz y dutty-cycle 0.5, oscilante entre las tensiones 1.61 y 10.39 V generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

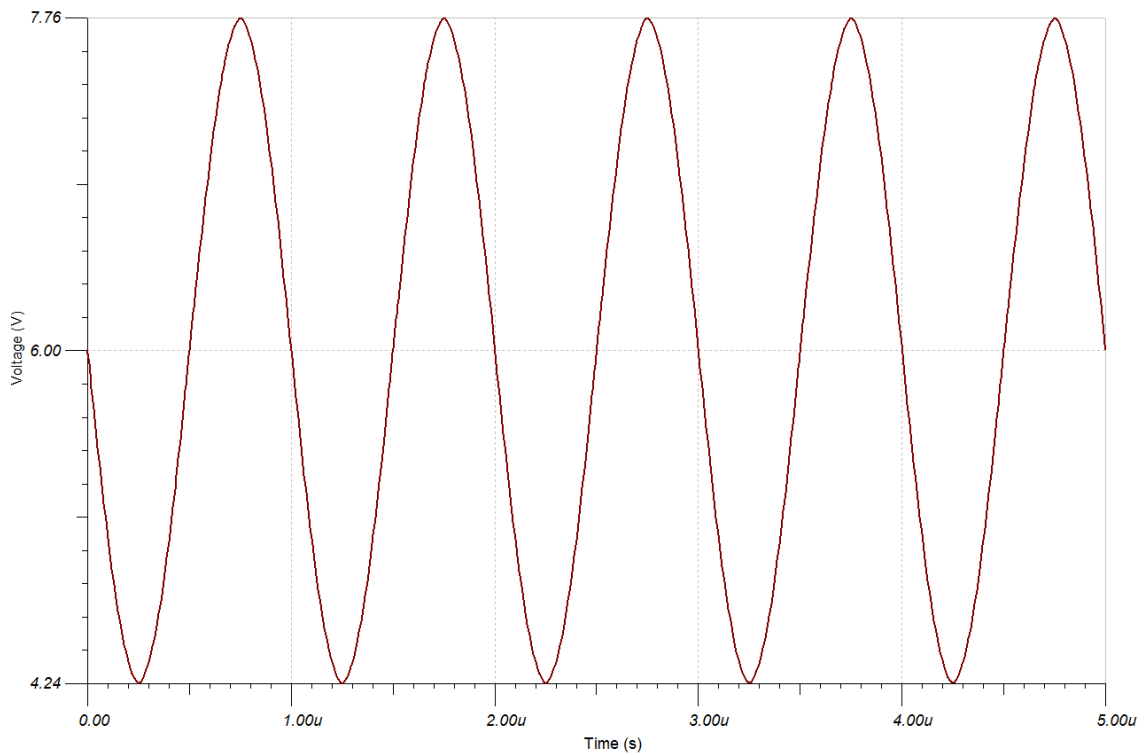


Figura 3-18 Respuesta temporal de la onda sinusoidal de frecuencia 1 MHz y dutty-cycle 0.5, oscilante entre las tensiones 4.24 y 7.76 V generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

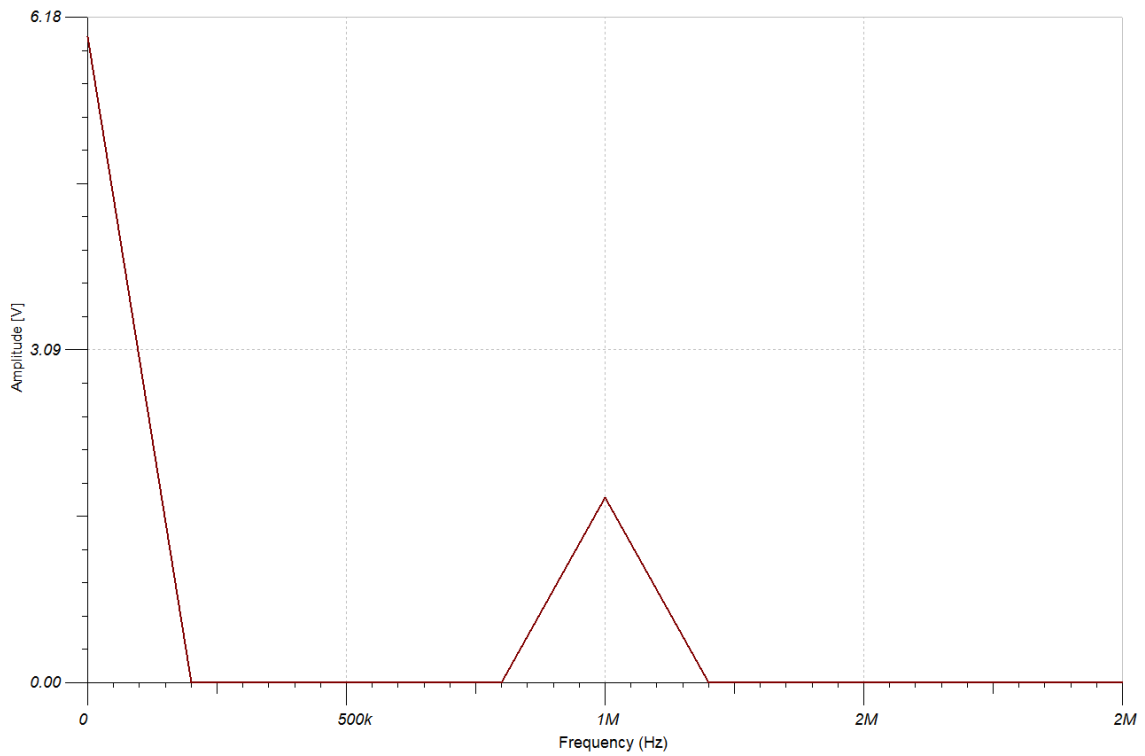


Figura 3-19 Respuesta en frecuencia de la onda sinusoidal de frecuencia 1 MHz generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

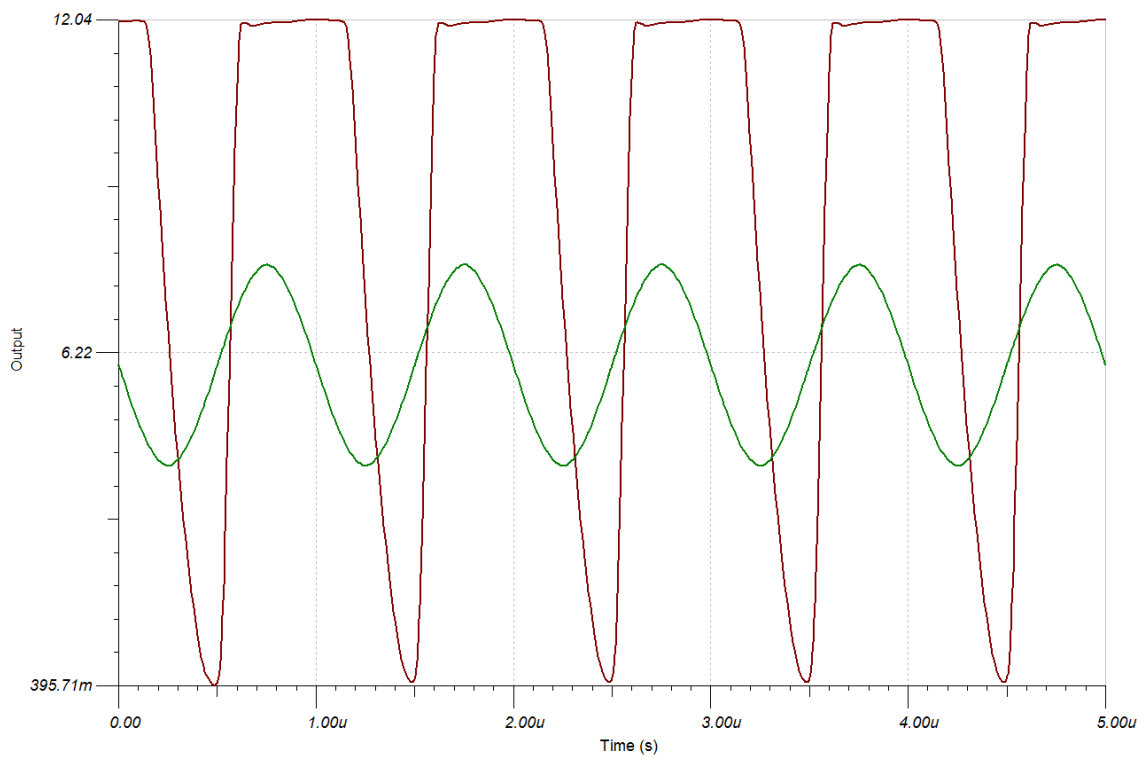


Figura 3-20 Respuesta temporal de las ondas sinusoidal y cuadrada de frecuencia 1 MHz y dutty-cycle 0.5 generadas mediante el simulador Tina v8-Industrial.

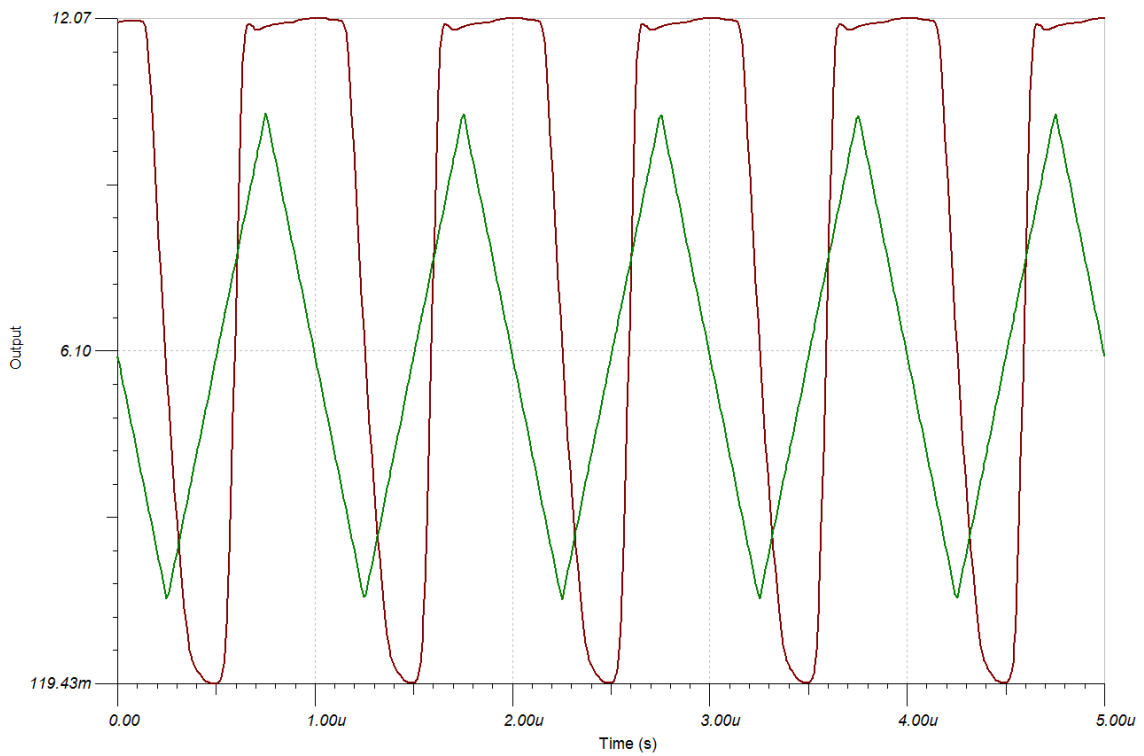


Figura 3-21 Respuesta temporal de las ondas triangular y cuadrada de frecuencia 1 MHz y dutty-cycle 0.5 generadas mediante el simulador Tina v8-Industrial.

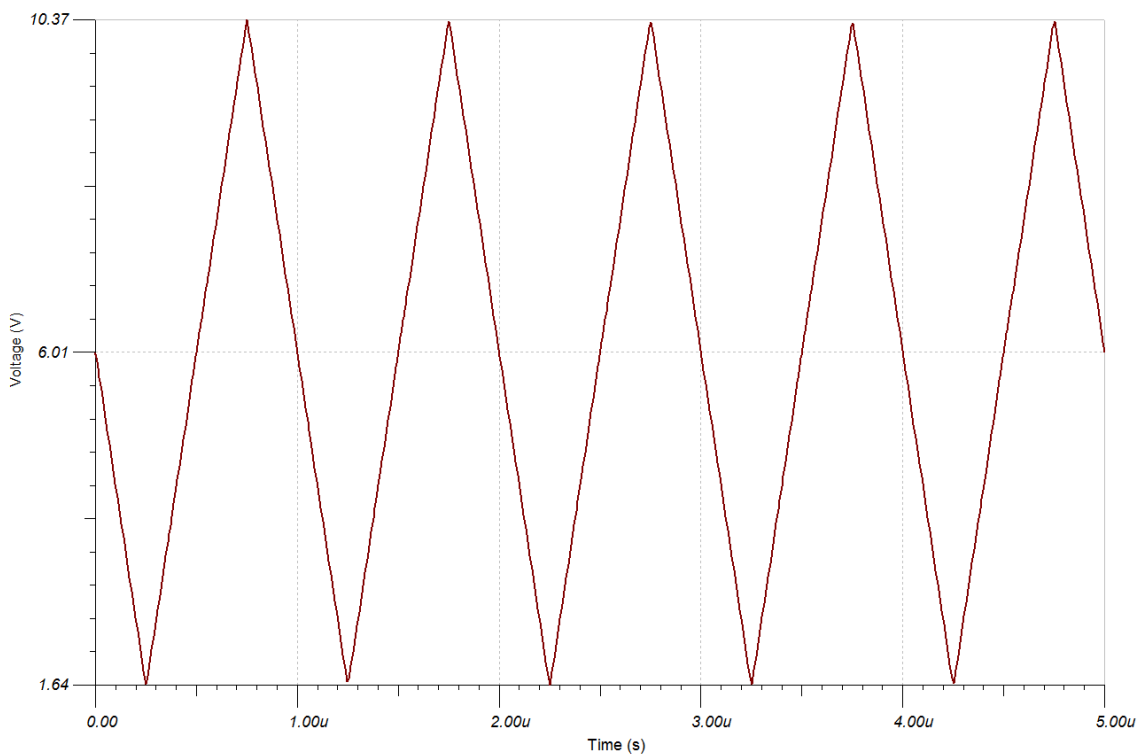


Figura 3-22 Respuesta temporal de la onda triangular de frecuencia 1 MHz y dutty-cycle 0.5, oscilante entre las tensiones 1.64 y 10.37 V generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

3.2.4.2 Generación de ondas no simétricas a frecuencia fija

Tal y como vimos en la sección anterior, la variación del *dutty-cycle* vendría dada por la variación de una resistencia R_B situada entre los pines 15 y 16. Sin embargo, debido al macromodelo del componente utilizado, esta resistencia no es accesible y para variar el *dutty-cycle* simplemente deberemos variar el parámetro del VCO del esquema asociado (Figura 3-11). Este parámetro es el “dutty cycle of output signal”, siendo el *dutty-cycle* hasta ahora considerado.

En este apartado verificamos la correcta generación de las ondas dentro del rango de *dutty-cycle* especificado por el fabricante (de 1 a 99 %). Para ello, generaremos una señal triangular con una frecuencia de 1 kHz (utilizando los componentes externos $R=100\text{ k}\Omega$, $C=10\text{ nF}$ y $R_L=1\text{ k}\Omega$) con *dutty-cycle* de 1, 30, 60 y 99%.

El circuito de simulación será pues el mismo que en el caso de onda simétrica, mostrado en la Figura 3-12 de apartado anterior.

Las Figura 3-23 A, B, C y D muestran la respuesta temporal de la onda triangular de 1 kHz con *dutty-cycle* del 1%, 30%, 60% y 99% respectivamente. Recordemos que para medir el *dutty-cycle* de una onda triangular tomamos el tiempo de subida respecto al período.

Queda, pues, verificada por simulación la correcta generación de las ondas dentro del rango de *dutty-cycle* indicado por el fabricante, del 1 al 99%.

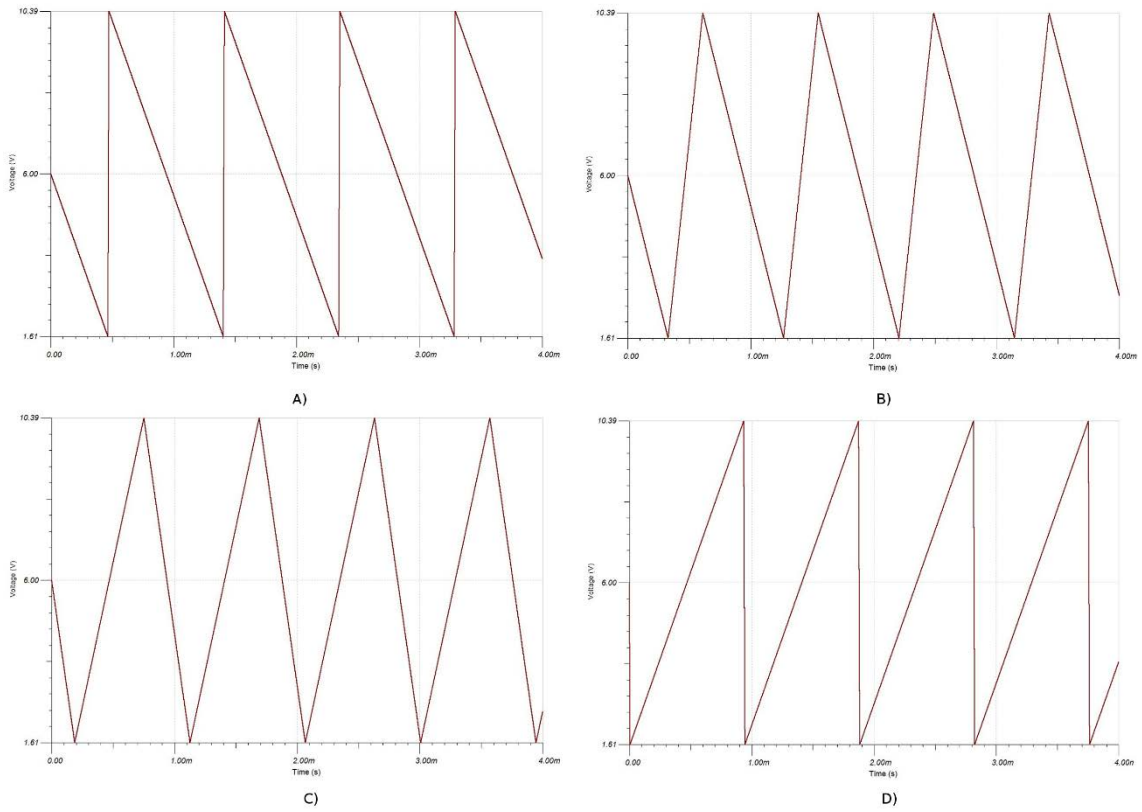


Figura 3-23 Respuesta temporal de la onda triangular de frecuencia 1 kHz y distinto *duty-cycle* en cada figura: 0.01 (A), 0.3 (B), 0.6 (C) y 0.99 (D) generada mediante el simulador Tina v8-Industrial.

3.2.4.3 Modulación en frecuencia

Tal y como vimos en el apartado 1.2.2, la señal modulada en frecuencia viene dada por la expresión:

$$s(t) = A_c \sin[2 \pi f_c t + m \sin(2 \pi f_m t)]$$

siendo m el índice de modulación. De acuerdo con este índice distinguimos entre modulación de “banda ancha” y modulación de “banda estrecha”:

a) Modulación FM de “banda estrecha” ($m \ll 1$).

Un índice de modulación pequeño permite la realización de una serie de aproximaciones, vistas en el apartado 1.2.2, que dan lugar a la expresión para la señal modulada:

$$s(t) \cong A_c \left[\sin(2 \pi f_c t) + \frac{m}{2} \{ \sin(2 \pi (f_c + f_m) t) - \sin(2 \pi (f_c - f_m) t) \} \right]$$

De forma que el espectro de la señal se sitúa en f_c y $f_c \pm f_m$: una frecuencia central y dos tonos laterales.

b) Modulación FM de “banda ancha” ($m \gg 1$).

Por el contrario, la utilización de un índice de modulación grande no permite la realización de aproximaciones, siendo la expresión de la señal modulada la expresión completa:

$$s(t) = A_c [\sin(2 \pi f_c t) \cos(m \sin(2 \pi f_m t)) + \cos(2 \pi f_c t) \sin(m \sin(2 \pi f_m t))]$$

En este caso, la frecuencia de la moduladora se multiplica por la de la portadora, de forma que aparecen réplicas en el espectro dispuestas en $f_c \pm n f_m, n = 0, 1, 2 \dots$

Recordado el aspecto teórico de esta modulación procedemos a generarla mediante el integrado XR2206.

Realizaremos la modulación para dos índices distintos: “banda estrecha” con $m=0.15$ y “banda ancha” con $m=1.5$. Usaremos una portadora de 150 kHz y una moduladora de 5 kHz.

La generación de modulación FM se basa en la utilización del circuito base para la generación de señal sinusoidal utilizado en el apartado 3.2.4.1 (Figura 3-10). Dado que en este circuito la frecuencia de la señal en la salida será función de la intensidad I_T , la cual puede cambiarse mediante la variación de una tensión de control, la realización de la modulación pasará por la utilización de la señal moduladora como tensión de control, tal y como muestra la Figura 3-24.

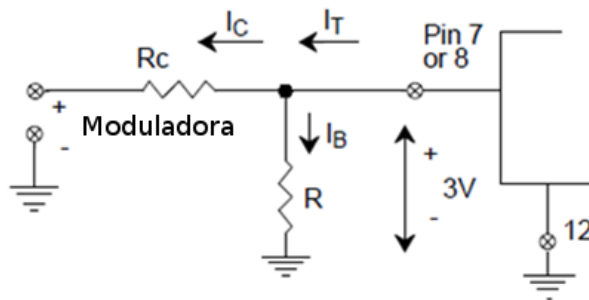


Figura 3-24 Esquema de conexión del XR2206 para modulación en frecuencia. (5)

La corriente de salida del pin de temporización utilizado, I_T , está limitada a un valor máximo de 3 mA para el correcto funcionamiento del circuito. La expresión de esta corriente en términos de los componentes es:

$$I_T(mA) = \frac{f(Hz) C (\mu F)}{320}$$

Teniendo en cuenta esta limitación para la corriente, obtendremos un rango para el valor del condensador utilizado en función de la frecuencia de la portadora, asumiendo que las desviaciones de frecuencia en torno a la portadora no son significativas:

$$C < 0.32 \frac{3(mA)}{f_c}$$

En nuestro caso donde $f_c = 150 \text{ kHz}$: $C \in [1, 6.4 \text{ nF}]$, ya que el límite inferior del 1 nF para el valor del condensador indicado por el fabricante sigue vigente.

Esta condición para la corriente supondrá también una limitación sobre las resistencias R y R_C utilizadas. Calculémosla en ausencia de señal, en esta situación la tensión entre las resistencias es de 3V (tal y como indica la Figura 3-24), siendo esta la tensión interna existente entre los pines 7 y 12 según el fabricante. Bajo estas condiciones la intensidad viene dada por $3V/(R_C || R)$, siendo la limitación para las resistencias:

$$(R_C || R) > 1 \text{ k}\Omega$$

Teniendo en cuenta estas restricciones y la expresión para la frecuencia $f_c = \frac{1}{C(R || R_C)}$, obtenemos los valores de C , R y R_C para una frecuencia de portadora de 150 kHz. Los valores utilizados serán $C=3.5 \text{ nF}$ y $R=R_C = 4.05 \text{ kHz}$.

Queda por fijar la amplitud de la moduladora, responsable del índice de modulación m . Este índice se define como:

$$m = \frac{K_1 A_m}{2\pi f_m}$$

El fabricante nos proporciona la siguiente expresión para la ganancia de la conversión K_1 :

$$K_1 = 0.32/R_C C$$

a partir de la cual y, en combinación con la definición del índice de modulación, podemos extraer la siguiente expresión para la amplitud de la moduladora en función de índice de modulación deseado:

$$A_m = m \frac{2\pi f_m R_C C}{0.32}$$

Realizaremos la modulación para índices de modulación 0.15 y 1.5, “banda estrecha” y “banda ancha” respectivamente. La amplitud de la

moduladora será entonces de 209 mV y 2.09 V para índice de modulación 0.15 y 1.5, respectivamente.

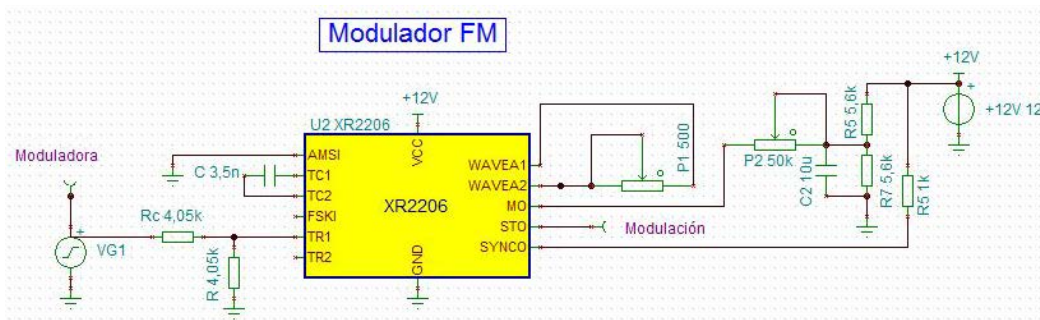


Figura 3-25 Esquema de generación de modulación en frecuencia mediante Tina v8-Industrial.

La Figura 3-25 muestra el esquema utilizado para la simulación de modulación FM. Mientras que la Figura 3-26 y la Figura 3-27 muestran la respuesta en frecuencia de la modulación para los índices 0.15 y 1.5, respectivamente. Es inmediato observar que la modulación de “banda estrecha” ($m=0.15$) concentra su potencia en la frecuencia portadora y en las dos bandas laterales, mientras que la modulación de “banda ancha” ($m=1.5$) reparte esta frecuencia entre la portadora y las frecuencias de la forma $f_c \pm n f_m$, $n = 1, 2, 3 \dots$

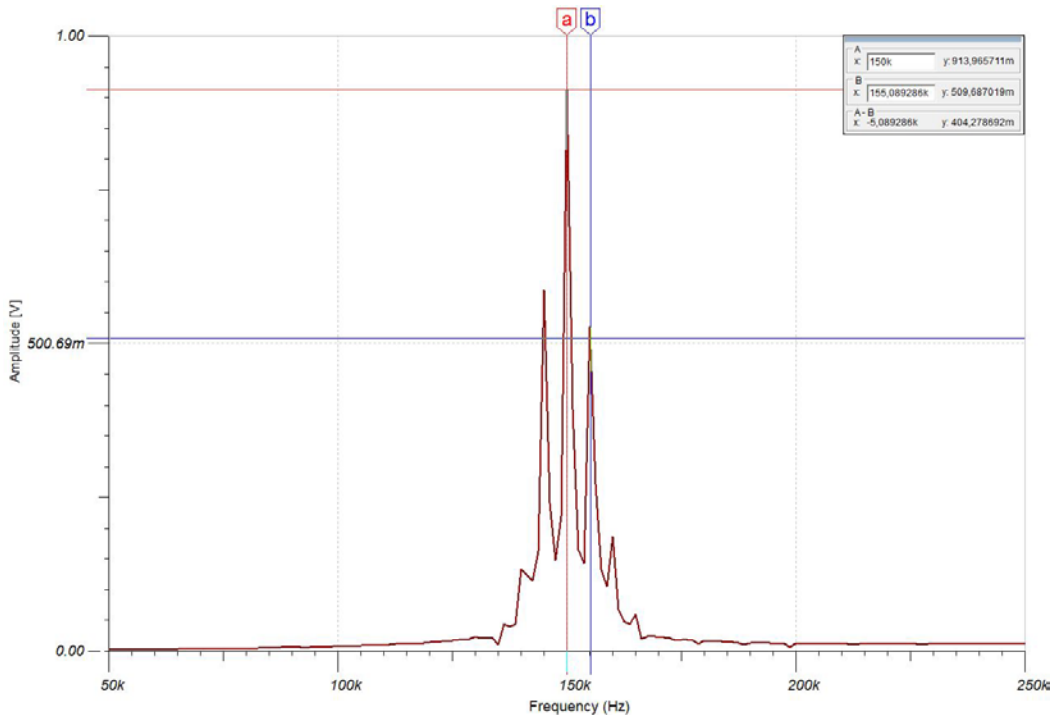


Figura 3-26 Respuesta en frecuencia de la señal modulada FM de "banda estrecha" con $m=0.15$, $f_c=150$ kHz y $f_m=5$ kHz generada mediante el simulador Tina v-8 Industrial.

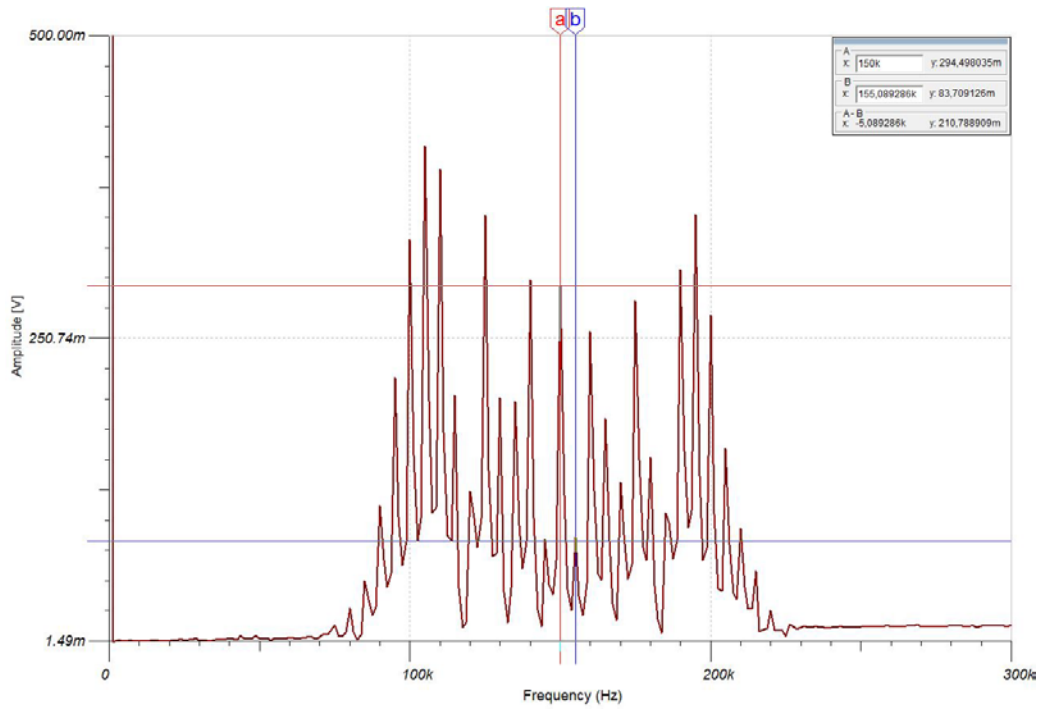


Figura 3-27 Respuesta en frecuencia de la señal modulada FM de "banda ancha" con $m=1.5$, $f_c=150$ kHz y $f_m=5$ kHz generada mediante el simulador Tina v-8 Industrial.

3.2.4.4 Modulación AM

Tal y como vimos en el apartado 1.2.1, la modulación en amplitud viene dada por la expresión:

$$s(t) = [1 + k_a m(t)] c(t)$$

siendo $c(t)$ una portadora sinusoidal de amplitud A_c y frecuencia f_c , $m(t)$ la señal moduladora y k_a la sensibilidad del modulador a la variación de la amplitud de la portadora.

El XR2206 es capaz de realizar esta modulación mediante la utilización de un multiplicador.

Para la realización de esta modulación recurrimos nuevamente al circuito básico de generación de onda sinusoidal (Figura 3-10). Nuestro primer paso será utilizar esta configuración para la generación de la portadora, generada por el VCO del integrado. Utilizaremos una portadora de 10 kHz, de forma que los componentes externos tomarán los valores: $R = 100 \text{ k}\Omega$ y $C = 10 \text{ nF}$, tal y como explicamos en el apartado 3.2.4.1.

Verificada la correcta generación de la portadora modificaremos el circuito para la realización de la modulación.

En este integrado la amplitud de la salida varía de la forma:

$$A = k A_o$$

siendo k un índice entre 0 y 1 determinado por la tensión aplicada al pin 1, tal y como muestra la Figura 3-28 donde k es el "Normal Output Amplitude". Es importante notar que en la configuración estándar para generación de onda sinusoidal este pin se encuentra conectado a tierra de forma que $k=1$ y la amplitud a la salida es A_o ; amplitud fijada por la resistencia externa R_3 .

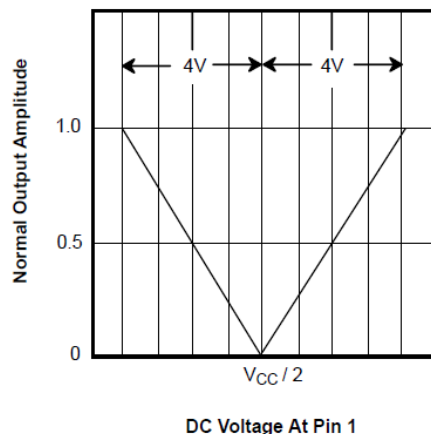


Figura 3-28 Amplitud de salida normalizada vs tensión aplicada al pin 1. (5)

A la vista del gráfico, podremos trabajar en dos rangos diferentes para la aplicación de la señal moduladora: $[\frac{V_{cc}}{2} - 4, \frac{V_{cc}}{2}]$ o $[\frac{V_{cc}}{2}, \frac{V_{cc}}{2} + 4]$ V. En consecuencia, para que nuestra señal moduladora aplicada al pin 1 dé lugar a la variación a lo largo de todo el posible rango de amplitudes deberá estar centrada en el punto medio de uno de los rangos y oscilar con amplitud 2V.

La Figura 3-29 muestra el esquema de simulación utilizado. Mientras que las Figura 3-30 y Figura 3-31 muestran la señal moduladora oscilando en el rango [2,6] y [6,10] V, respectivamente. También se incluye la señal modulada obtenida para una señal moduladora de 500 Hz.

A la vista de los resultados, es indiferente trabajar en uno u otro rango de tensiones para la variación para la amplitud de la moduladora. Indicar que la frecuencia de la portadora permanece constante variando únicamente su amplitud, siendo el valor máximo de esta el mismo que el obtenido en el apartado 3.2.4.1 para la generación de señal sinusoidal simétrica. Esto es lógico, ya que la amplitud máxima se logra al aplicar una tensión nula al pin 1, siendo esta la configuración estándar para la generación de onda simétrica.

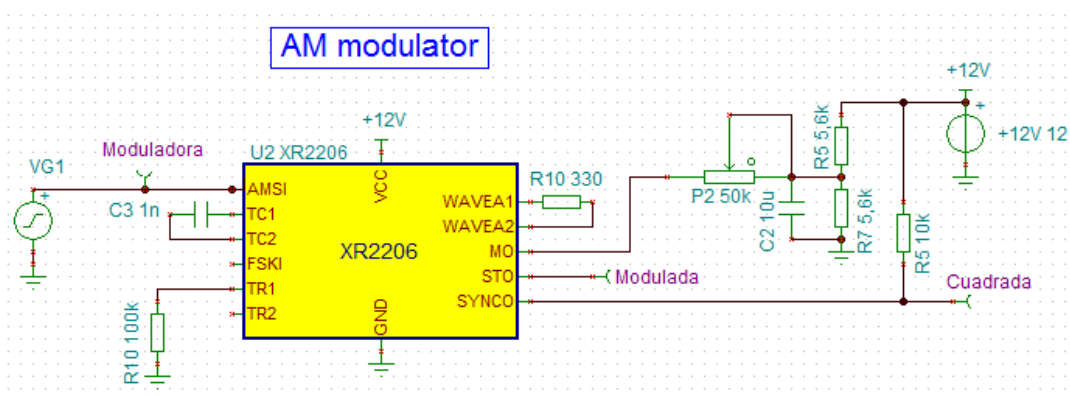


Figura 3-29 Esquema de simulación para generación de modulación AM mediante Tina v-8-Industrial.

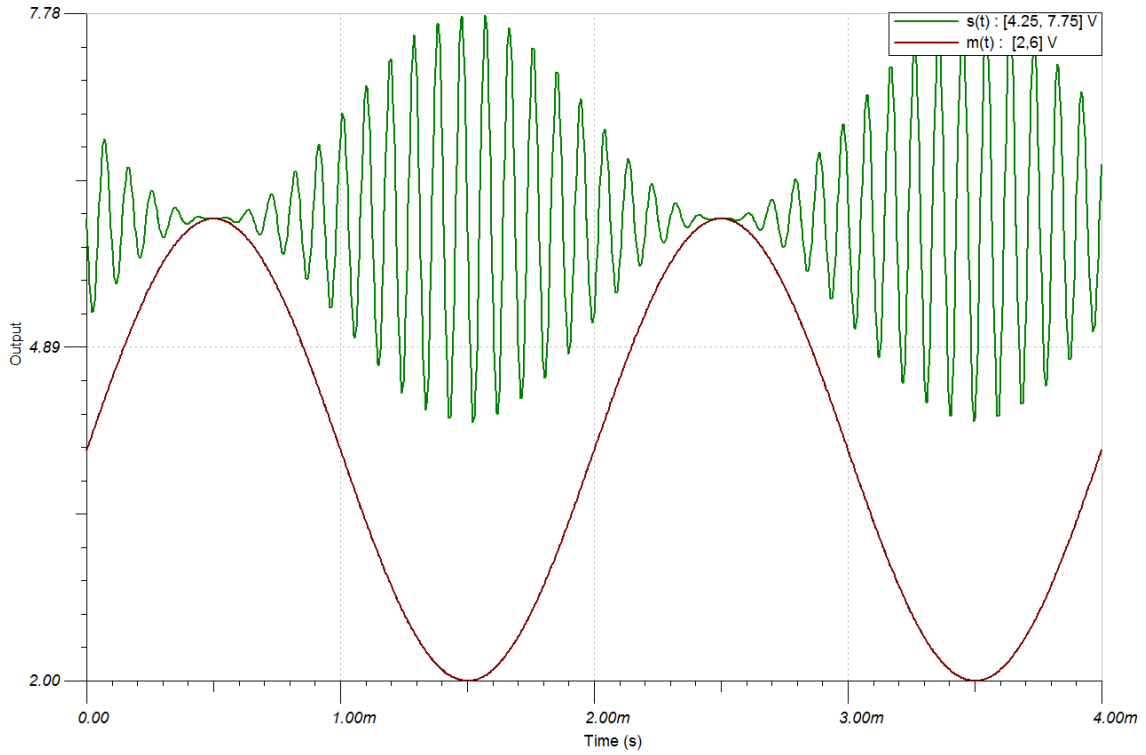


Figura 3-30 Modulación AM con portadora de 10 kHz y moduladora de 500 Hz oscilando en el rango [2,6] V.

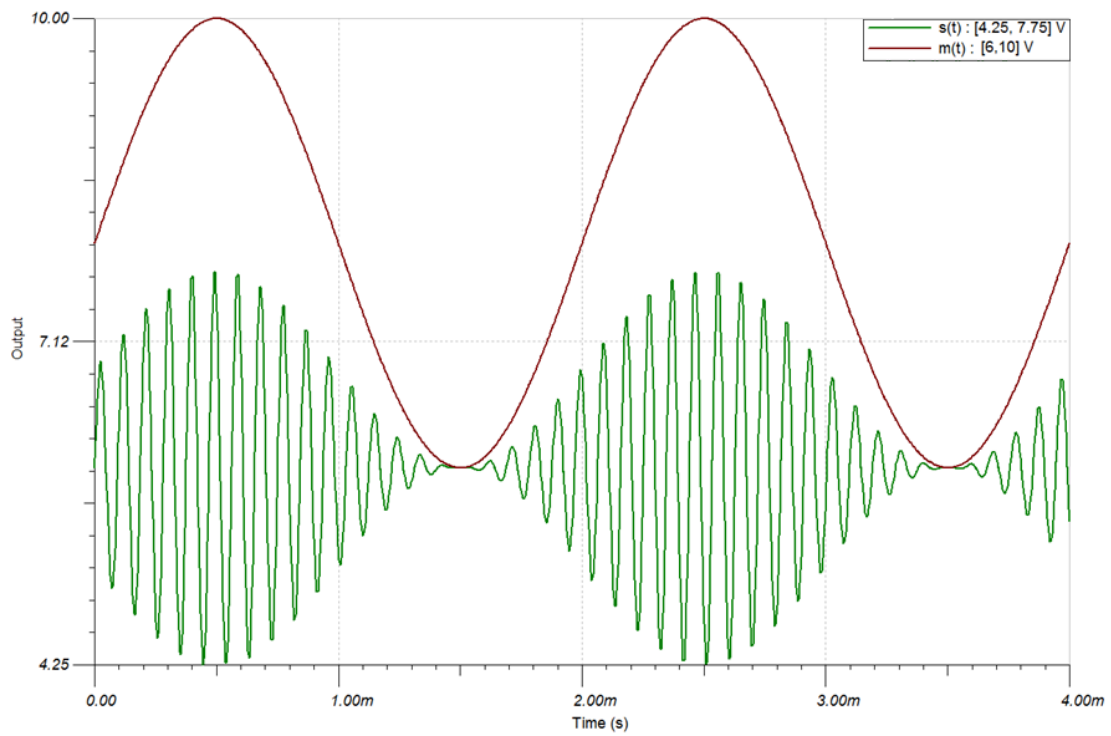


Figura 3-31 Modulación AM con portadora de 10 kHz y moduladora de 500 Hz oscilando en el rango [6,10] V.

3.2.4.5 Modulación por desplazamiento de frecuencia

Tal y como vimos en el apartado 1.2.3, la modulación por desplazamiento de frecuencia es una modulación de tipo digital consistente en la variación de la frecuencia de una señal portadora en función de una señal de información de tipo binario.

Una expresión analítica de la señal con modulación por desplazamiento de fase es como sigue:

$$s(t) = A_c \cos(2 \pi [f_c + m(t) \Delta f] t)$$

donde A_c y f_c son la amplitud y frecuencia de la portadora, respectivamente, $m(t)$ es la señal moduladora y, finalmente, Δf es la desviación (o desplazamiento) máxima de frecuencia.

Recordado el aspecto teórico de la modulación procedemos a generarla mediante el integrado XR2206.

La posibilidad de generar este tipo de modulación es una de las mejoras de este integrado frente al circuito base de este trabajo, el ICL8038.

La generación de este tipo de modulación está basada en la capacidad del alternar la generación de dos frecuencias independientes fijadas las resistencias ubicadas en los pines 7 y 8, alternables a la salida mediante la variación de tensión en el pin 9 (ver apartado 3.2.1). El siguiente sistema de ecuaciones determina la frecuencia a la salida, siendo V_m (moduladora) la tensión aplicada al pin 9:

$$f = \begin{cases} f_1 = 1/CR_1, & V_m \geq 2V \\ f_2 = 1/CR_2, & V_m \leq 1V \end{cases}$$

La Figura 3-32 muestra el esquema para generar la modulación.

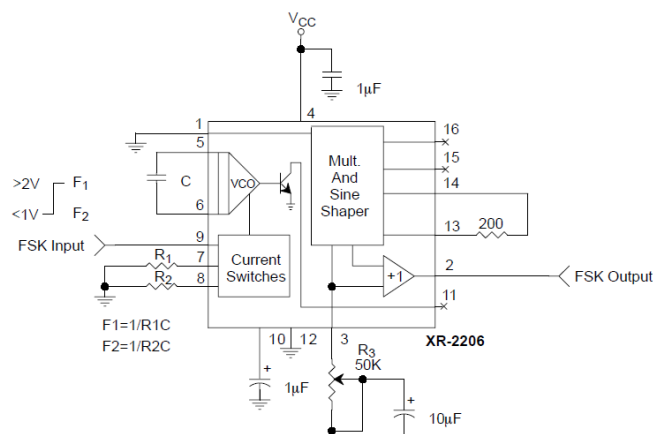


Figura 3-32 Esquema para la generación de modulación FSK. (5)

Para la simulación hemos optado por la utilización de una frecuencia de portadora de 1500 Hz con un desplazamiento de frecuencia de 500 Hz, de forma que las frecuencias f_1 y f_2 generadas por nuestro integrado son 1 kHz y 2 kHz, respectivamente. Por ello, los componentes externos utilizados han sido: $C = 10$ nF, $R_1 = 100$ k Ω y $R_2 = 50$ k Ω . La Figura 3-33 muestra el esquema simulado.

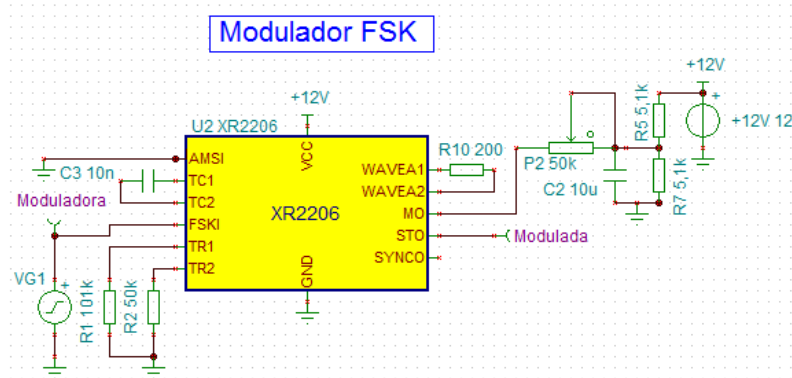


Figura 3-33 Esquema de generación de modulación FSK mediante Tina v8-Industrial.

Por otra parte, hemos optado por la utilización de una señal moduladora cuadrada de frecuencia 500 Hz oscilante entre 0 y 3 V, de forma que al simularlo vemos claramente en el dominio del tiempo la alternancia entre las frecuencias en la señal modulada de salida (Figura 3-34). Observamos que la señal modulada varía únicamente su frecuencia y que los valores entre los cuales oscila son los mismos observados anteriormente en la generación de onda sinusoidal en el apartado 3.2.4.

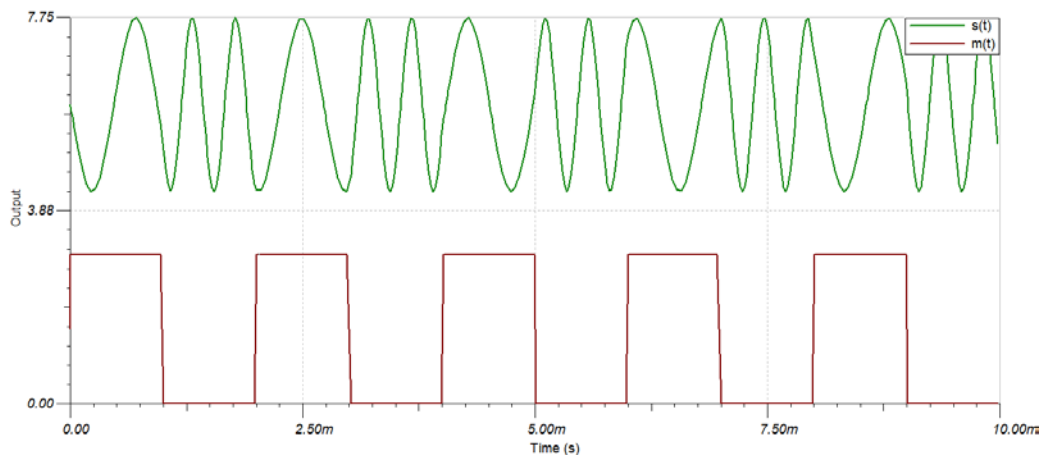


Figura 3-34 Visualización en el dominio del tiempo de la señal moduladora cuadrada de frecuencia 500 Hz oscilante entre 0 y 3 V; y de la señal modulada FSK.

Finalmente, hemos visualizado el espectro de la señal modulada (Figura 3-35). Observamos que la mayor parte de la potencia se concentra en la portadora y en las dos bandas laterales a $f_c \pm \Delta f$. Además, aparecen replicas en las frecuencias de la forma $f_c \pm n \Delta f$, $n=1,2,3\dots$

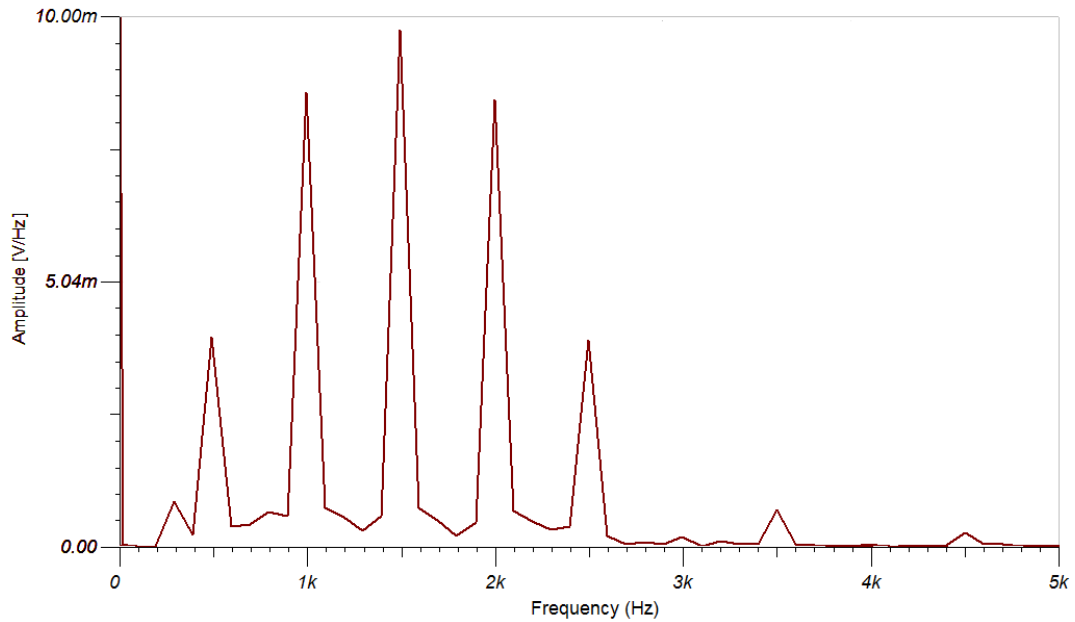


Figura 3-35 Respuesta en frecuencia de la señal modulada FSK con $f_c = 1500$ Hz y $\Delta f = 500$ Hz.

Capítulo 4. Generadores integrados digitales

Si bien los generadores integrados han sido tradicionalmente implementados mediante generadores analógicos, actualmente todos los modelos que han sido tan ampliamente utilizados como son los analizados en los dos capítulos anteriores se encuentran obsoletos. Este tipo de generadores ha sido sustituido por generadores de tipo digital, de los cuales únicamente daremos una visión general en este capítulo.

Los motivos de su sustitución han sido las grandes ventajas que los generadores digitales presentan frente a sus predecesores: además de permitir la generación de las formas de onda estándar en un rango de frecuencias mucho más amplio (12.5 MHz de frecuencia máxima para el AD9833 de tipo digital, frente a 1 MHz del XR2206 analógico) y con un TDH menor (0.5 % en el AD9833 frente al típico 1% de los analógicos), son capaces de generar un número ilimitado de formas de onda así como reproducir, modificar o combinar señales previamente digitalizadas con otros instrumentos, como pueda ser un osciloscopio. Presentan además una mayor resolución tanto en amplitud como en frecuencia, dependiente del número de bits del bloque acumulador de fase, tal y como veremos al analizar su arquitectura.

Este capítulo se divide en dos secciones claramente diferenciadas. En la primera, explicaremos el principio de operación y los bloques funcionales de este

tipo de generadores, mientras que en la segunda realizaremos la caracterización de un modelo concreto disponible comercialmente: el AD9833.

4.1. Principio de operación y bloques funcionales (2) (13) (14)

Los generadores digitales se basan en la utilización de un sintetizador de frecuencia. Un sintetizador es un dispositivo cuya frecuencia de salida f es un múltiplo racional de una frecuencia de referencia, f_{clk} , determinada:

$$f = n f_{clk}, n \in Z$$

Al obtener la frecuencia de salida a partir de una frecuencia patrón muy estable, en vez de hacerlo a partir de las variaciones de frecuencia de un oscilador, se obtiene una señal con frecuencia seleccionable y variable dentro de un amplio rango y con alta resolución.

Hay 3 tipos de sintetizadores: de síntesis directa, de síntesis indirecta y de síntesis digital directa (DDS). Los generadores digitales se basan en la síntesis digital directa.

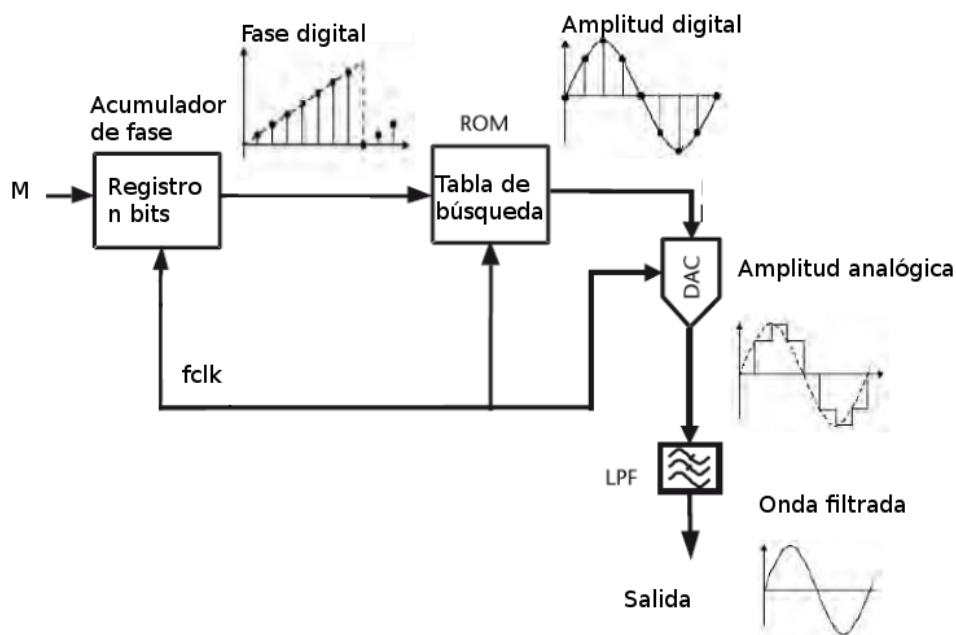


Figura 4-1 Diagrama de bloques del DDS.

La DDS consiste en obtener digitalmente las muestras de la señal deseada y aplicarlas a un DAC (*Digital to Analog Converter*) y a un filtro paso bajo (Figura 4-1). Estas muestras se encuentran almacenadas en una tabla de búsqueda (memoria ROM). Las muestras se encuentran equiespaciadas en el tiempo y abarcan un período de la señal, tal y como muestra la Figura 4-2. Estas son leídas en función de una frecuencia de reloj fija (f_{clk}), de forma que será la cadencia de lectura la que determine la frecuencia de la señal de salida. Es decir, si la cadencia de lectura es 1 (son leídas todas las muestras almacenadas), el tiempo necesario para generar la señal será mayor que si leemos una de cada M muestras, de forma que la frecuencia de la señal generada será M veces mayor en el segundo caso. La frecuencia de salida será entonces seleccionada digitalmente mediante la selección de M. Además, la frecuencia de salida conservará la estabilidad de la frecuencia de referencia, ya que es ésta la que dicta el instante en el que se hace la lectura.

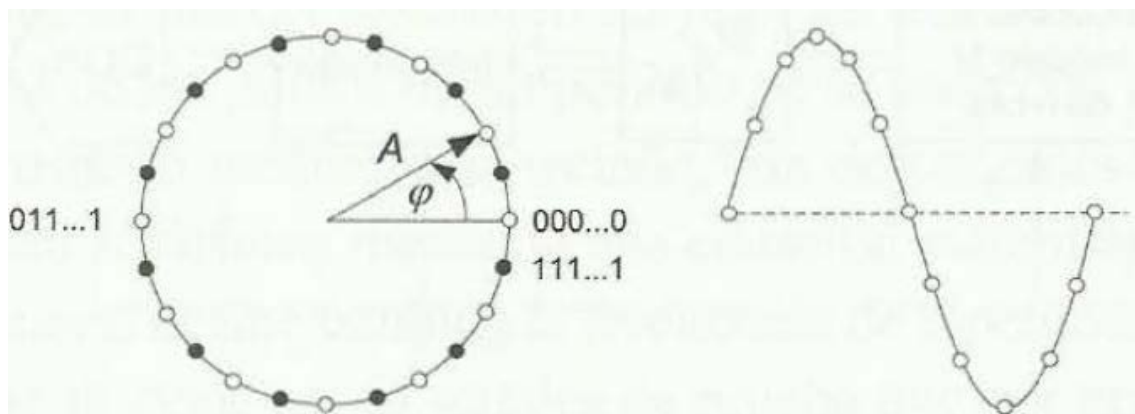


Figura 4-2 Generación de una senoide a partir de los valores almacenados de un período. (2)

Típicamente, la señal almacenada en la ROM es una onda sinusoidal. Esta señal se muestrea en función de su fase, ya que aunque la onda sinusoidal no es lineal con el tiempo, la variación del ángulo computado respecto del tiempo sí que lo es, tal y como muestra la Figura 4-2.

La Figura 4-1 muestra el esquema básico de un sintetizador digital directo. Este consta de un acumulador de fase, una memoria ROM, un DAC y un filtro paso bajo.

El acumulador de fase es un registro digital que determina la fase de la muestra que se va a extraer. Se trata de un registro de n bits (2^n valores) que se va incrementando con una cadencia M . La relación entre el número de muestras almacenadas y la cadencia de lectura M nos da el número de muestras utilizadas para la representación de un periodo, de la forma: $2^n/M$. Por tanto, teniendo en cuenta que el tiempo de lectura de una muestra viene dado por $1/f_{clk}$, la frecuencia de la señal de salida vendrá dada por la expresión:

$$f = M \frac{f_{clk}}{2^n}$$

La tabla de búsqueda es una ROM que contiene la amplitud de las muestras de un período de una señal sinusoidal mapeadas en función de la fase. Es importante notar que para la generación de señal, en aras de cumplir el criterio de Nyquist, será necesario usar al menos dos muestras de cada ciclo.

Para la generación de las otras dos ondas básicas (triangular y cuadrada) no es necesario almacenar muestras de las mismas en la ROM. En el caso de generación de la onda triangular, la salida del acumulador de fase será transferida directamente al DAC, mientras que en el caso de la generación de onda cuadrada esta salida será transferida a un comparador.

Para continuar con la generación de la onda sinusoidal, el DAC recibe la palabra digital devuelta por la ROM con la información de la tensión de la muestra y la traduce al dominio analógico. Finalmente, para eliminar las componentes en frecuencia parásitas aparecidas durante el proceso, se realiza un filtrado paso bajo.

La resolución en amplitud dependerá, pues, de la longitud de palabra de la ROM, mientras que la resolución en frecuencia será función del número de bits del acumulador y de la f_{clk} .

4.2. AD9833

El circuito integrado AD9833 (Analog Devices) es un generador de formas de onda de baja potencia programable capaz de generar ondas sinusoidales, triangulares y cuadradas. Además es capaz de generar multitud de modulaciones digitales basadas en desplazamientos de fase y frecuencia, como son: FSK, GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) y PSK (Phase Shift Keying). Todas estas modulaciones son fácilmente implementables gracias a que tanto la frecuencia de salida como la fase son programables vía software y no necesita de componentes externos.

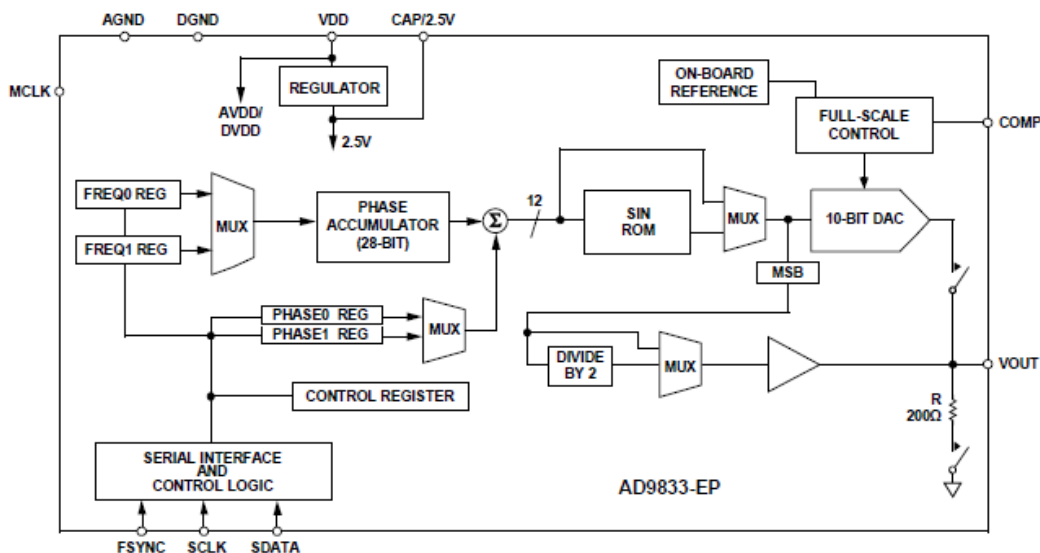


Figura 4-3 Diagrama de bloques del AD9833. (18)

Los registros del integrado son de 28 bits, y tiene una frecuencia de reloj (utilizada como frecuencia de referencia) variable de 0.1 Hz a 25 MHz. Esto implica que su máxima resolución en frecuencia será de 4 mHz, calculada a partir de la definición:

$$\Delta f \equiv \frac{f_{clk}}{2^n}$$

siendo f_{clk} la frecuencia de referencia y n el número de bits del registro del acumulador de fase.

El rango de frecuencias generadas comprende desde los 0 Hz a los 12.5 MHz, siendo la resolución mayor (Δf menor) para la generación de frecuencias menores.

Este dispositivo es escrito vía 3 interfaces en serie y es compatible con los DSP y los microcontroladores estándar. Además opera con una fuente de alimentación entre 2.3 y 5.5 V.

Por otra parte, este dispositivo permite apagar partes del mismo que no están siendo utilizadas en un momento concreto, de forma que se minimiza el consumo de corriente en esa parte. Por ejemplo, es posible apagar el DAC cuando a la salida estamos generando la frecuencia de reloj.

La Figura 4-3 muestra su diagrama de bloques, en el cual es posible apreciar los bloques fundamentales descritos en el esquema de la Figura 4-1.

Tal y como explicamos en el apartado anterior, el acumulador de fase escala el rango de la fase $[0, 2\pi]$ en una serie de palabras digitales de forma que la fase digitalizada se encuentra en el rango $[0, 2^{28}-1]$. La entrada del acumulador (M), responsable de la frecuencia generada a la salida, puede provenir de dos registros diferentes de 28 bits: *FREQ0 REG* o *FREQ1 REG*. Esto permitirá que sea posible variar la frecuencia a la salida y, por tanto, la generación de modulación FSK. La frecuencia a la salida del circuito vendrá dada por la expresión:

$$f = \text{FREQREG} \frac{f_{clk}}{2^n}$$

donde el contenido del registro seleccionado es el incremento M indicado en la expresión genérica. Este valor pertenecerá al rango $[0, 2^{28}-1]$.

Obtenida la fase correspondiente a la del acumulador, es posible variarla mediante la suma de dos offsets diferentes provenientes de los registros PHASE0 REG y PHASE1 REG de 12 bits. El contenido de estos registros se suma a los bits más significativos de la salida del acumulador. Esto permitirá la variación de la fase de la onda generada y, por consiguiente, la realización de modulación por desplazamiento de fase (PSK).

En función de la onda base a generar, la salida del acumulador de fase tomará tres vías diferentes. Este dato puede utilizarse para la lectura de la ROM y generación de la onda sinusoidal, pasarse directamente al DAC para la generación de la onda triangular, o introducirse en un comparador para la generación de la onda cuadrada.

4.2.1. Caracterización del AD9833 mediante ADIsimDDS (15)

Debido a la complejidad de los sintetizadores para su caracterización es necesario contar con una placa de pruebas conectada a nuestro ordenador o bien recurrir a la herramienta de simulación para diseño ADIsimDDS proporcionada por el fabricante y que está analizada en el Apéndice D.

Con objeto de establecer una comparativa con la caracterización del ICL8038, simularemos la generación de ondas sinusoidales de 1 kHz y 150 kHz, obteniendo su TDH.

Además, para verificar el rango de resolución de frecuencia indicado por el fabricante (4-100 mHz), calcularemos la resolución en cada caso, incluyendo también la resolución en frecuencia para la generación de la frecuencia de salida máxima de 12.5 MHz.

El propio software nos indicará la frecuencia f_{clk} óptima para la generación de la frecuencia de salida deseada, cumpliéndose siempre la restricción de Nyquist. La Tabla 4-1 recoge para cada frecuencia la f_{clk} a utilizar, así como la resolución en frecuencia conseguida en cada caso, calculada mediante la expresión:

$$\Delta f = \frac{f_{clk}}{2^n}, \quad n = 28$$

f (kHz)	f_{clk} (MHz)	Δf (mHz)
1	1	3.7
150	12	4.5
12500	25	93.1

Tabla 4-1 f_{clk} a utilizar para la generación de las diferentes frecuencias de salida y resolución en frecuencia asociada.

Es inmediato observar que, tal y como ya dijimos, la resolución en frecuencia disminuye a medida que generamos frecuencias mayores. Los valores calculados coinciden con los predichos por el fabricante, que indicaba un resolución de 100 mHz para una frecuencia de referencia de 25 MHz.

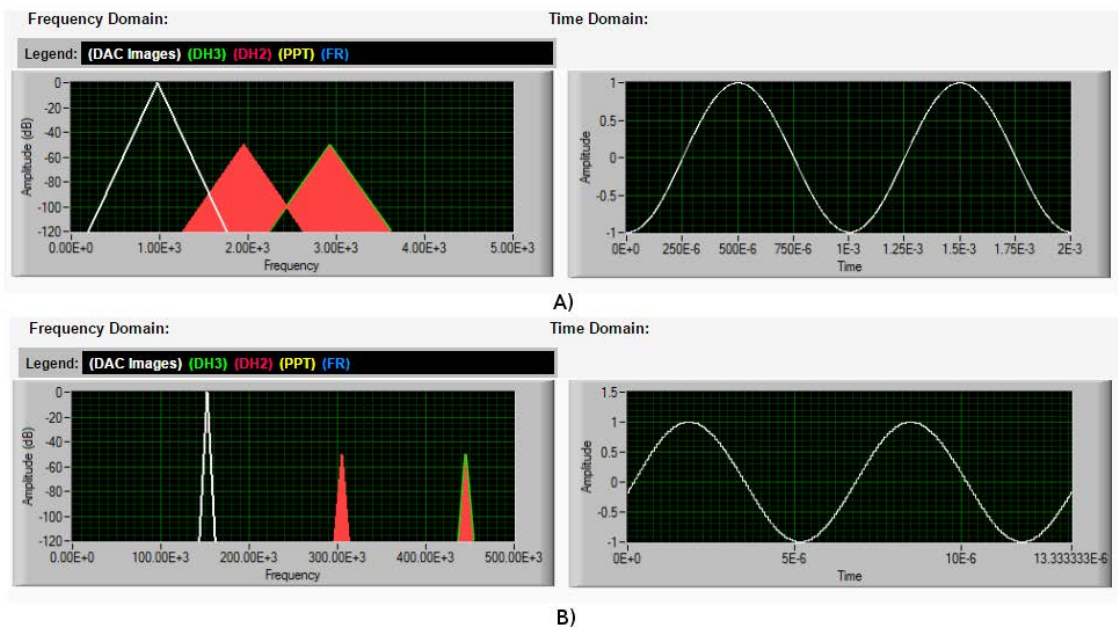


Figura 4-4 Respuesta en frecuencia y temporal de las ondas de 1 kHz (A) y 150 kHz (B) simuladas mediante ADIsimDDS.

La Figura 4-4 muestra la respuesta en frecuencia y temporal de las dos ondas sinusoidales generadas. En ambos casos, la senoide oscila entre las

tensiones ± 1 V, variable vía software. En la respuesta en frecuencia es posible ver el tono fundamental, así como el segundo y el tercer armónico correspondientes. Las Tablas 4-2 y 4-3 muestran la potencia de estos tonos para el caso de generación de tono de 1 kHz y 150 kHz, respectivamente, así como el TDH obtenido en cada caso. Así, se obtiene un TDH del orden de 0.45 %, calculado de forma equivalente a como se hizo en el apartado 2.3.1 para el ICL8038. Puede concluirse que la distorsión armónica resultante es considerablemente inferior a la obtenida mediante los generadores analógicos.

	Frecuencia (kHz)	Potencia (dBc)	Amplitud (V)
Tono	1	-0,000014	0,99999839
2º Armónico	2	-50,000014	0,00316227
3º Armónico	3	-50,000014	0,00316227
TDH (%)	0,45		

Tabla 4-2 Potencia del tono de 1 kHz y sus armónicos y TDH resultante asociado.

	Frecuencia (kHz)	Potencia (dBc)	Amplitud (V)
Tono	150	-0,002233	0,99974295
2º Armónico	300	-50,002233	0,00316146
3º Armónico	450	-50,002233	0,00316146
TDH (%)	0,45		

Tabla 4-3 Potencia del tono de 150 kHz y sus armónicos y TDH resultante asociado.

Capítulo 5. Conclusiones y líneas de trabajo futuras

En este capítulo se presentan las conclusiones extraídas durante el desarrollo de este trabajo, junto con las posibles líneas de continuación del mismo.

Los objetivos planteados al inicio de este trabajo se han ido cumpliendo a lo largo de la realización del mismo. Se ha comprendido qué es un generador y cuál es el funcionamiento de cada uno de sus bloques tanto en el caso analógico como en el digital. Además, se ha profundizado en la estructura interna de cada uno de estos bloques para diferentes generadores analógicos. También se ha adquirido soltura en la caracterización de circuitos integrados, tanto de forma real como mediante simulación.

En cuanto a los resultados experimentales y simulados, han permitido comprobar las mejoras en el funcionamiento de los generadores integrados a medida que han ido evolucionando en el tiempo. Estos resultados nos han permitido concluir que los actuales generadores digitales presentan un mejor comportamiento en multitud de aspectos: presentan una menor distorsión armónica, un mayor rango de frecuencias, mejor resolución, un mayor rango de

configuración del *dutty-cycle*... Pero además, y es importante destacarlo, son programables y pueden trabajar con DSP; lo que amplía su funcionalidad.

Líneas de trabajo futuras

Durante este trabajo se ha realizado un análisis muy en profundidad de los generadores analógicos. Sin embargo, los generadores digitales han sido analizados de forma superficial.

Dado que actualmente los generadores analógicos se encuentran obsoletos y son los digitales los utilizados, resultaría muy interesante analizarlos más en profundidad. En este análisis incluiría: estudio de la estructura interna de cada uno de los bloques funcionales y simulación mediante su programación utilizando una placa de pruebas.

Bibliografía

1. **Cooper, William D. and Helfrick, Albert D.** *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición.* s.l. : Pearson. Prentice Hall, 1991, ISBN: 968-880-236-0.
2. **Pallás Arany, Ramón.** *Instrumentos electrónicos básicos.* s.l. : Marcombo S.A., 2006, ISBN: 84-267-1390-4.
3. **Hoja de características del encapsulado ICL8038.** Abril 2001.
4. **Hoja de características del encapsulado XR8038A.** Junio 1997.
5. **Hoja de características del encapsulado XR2206.** Junio 1997.
6. **Hoja de características del encapsulado NTE864.**
7. **Tomasi, Wayne.** *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. 4ªEd.* s.l. : Pearson Educación, 2003, ISBN: 970-26-0316-1.
8. **Haykin, Simon.** *Communication Systems, 4th Edition.* s.l. : John Wiley & Sons, INC., 2001, ISBN: 0-471-17869-1.
9. **Franco, Sergio.** *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos. 3ªEd.* s.l. : Mc Graw Hill, 2005, ISBN: 10: 970-10-4595-5.
10. **Fiore, James M.** *Amplificadores operacionales y circuitos integrados.* s.l. : Thomson., 2002, ISBN: 84-9732-099-9.

11. Haykin, Simon and Moher, Michael. *Introduction to Analog and Digital Communications. 2ªEd.* s.l. : JOHN WILEY & SONS, INC., 2007, ISBN-10 0-471-43222-9.
12. Razavi, Behzad. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits.* s.l. : McGraw-Hill., 2001, ISBN: 0-07-118815-0.
13. Sierra Pérez, Manuel. *Electrónica de comunicaciones.* s.l. : Pearson Prentice Hall., 2003, ISBN:978-8420536743.
14. Rogers, John, Plett, Calvin and Dai, Foster. *Integrated Circuit Design for High-Speed Frequency Synthesis.* s.l. : Artech House., 2006, ISBN:978-1580539821.
15. Design Tools ADIsimDDS, Analog Devices. [Online] <http://www.analog.com/designtools/en/simdds/dtddsmain.aspx>.
16. Hambley, Allan R. *Electrónica. 2ªEd.* s.l. : Pearson Educación., 2001, ISBN: 84-205-2999-0 .
17. *Diseño y construcción de un audiometro computarizado.* Gallego B., Hugo A., LLamosa R., Luis Enrique and Orozco G., Hoover. 24, Mayo 2004, Scientia et Technica Año X, pp. 119-124.
18. *Hoja de características del encapsulado AD9833-EP.* 2013.

Apéndice A. Data Sheet

- Hoja de características del circuito integrado ICL8038, Abril 2001.
Disponible en la web:
<https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/icl8/icl8038.pdf>
- Hoja de características del circuito integrado XR8038A, Junio 1997.
Disponible en la web:
<http://electronic-engineering.ch/radiocontrol/datasheets/xr8038.pdf>
- Hoja de características del circuito integrado XR2206, Junio 1997.
Disponible en la web:
https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf
- Hoja de características del circuito integrado NTE864.
Disponible en la web:
<http://www.nteinc.com/specs/800to899/pdf/nte864.pdf>
- Hoja de características del circuito integrado AD9833, 2013.
Disponible en la web:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD9833.pdf>

Apéndice B. Tina v8-Industrial

La *suite* de diseño Tina es un potente paquete de software para el análisis, diseño y testeo a tiempo real de circuitos electrónicos analógicos, digitales, VHDL, MCU y mixtos, así como de los *layouts* de sus PCBs.

El motivo de su utilización es la disponibilidad del macromodelo del XR2206 específico para este software. La no existencia de otros macromodelo genéricos es debida a que este integrado se encuentra ya obsoleto y el fabricante no lo proporciona.

Las utilidades del software utilizadas han sido el análisis transitorio y el análisis de Fourier.

El modo transitorio de Tina permite calcular la respuesta del circuito para una forma de onda de entrada seleccionable y configurable. El bloque generador (Figura 5-1) permite seleccionar la forma de onda (triangular, sinusoidal, cuadrada, pulso...) y en cada caso determinar el valor de los parámetros asociados a cada forma de onda, como son la amplitud, la frecuencia y la fase para el caso de la onda sinusoidal mostrada como ejemplo.

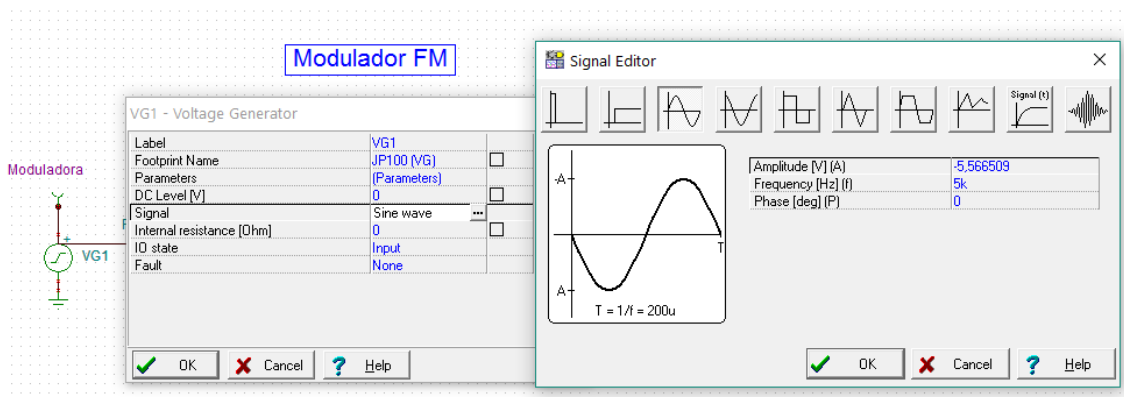


Figura 5-1 Menú de configuración del generador de tensión de Tina v8-Industrial.

En los puntos del circuito en los cuales se desee observar la respuesta temporal deberá situarse un cursor (Figura 5-2). Este cursor llevará asociada una etiqueta y podrá activarse o desactivarse en función de si queremos ver su salida.

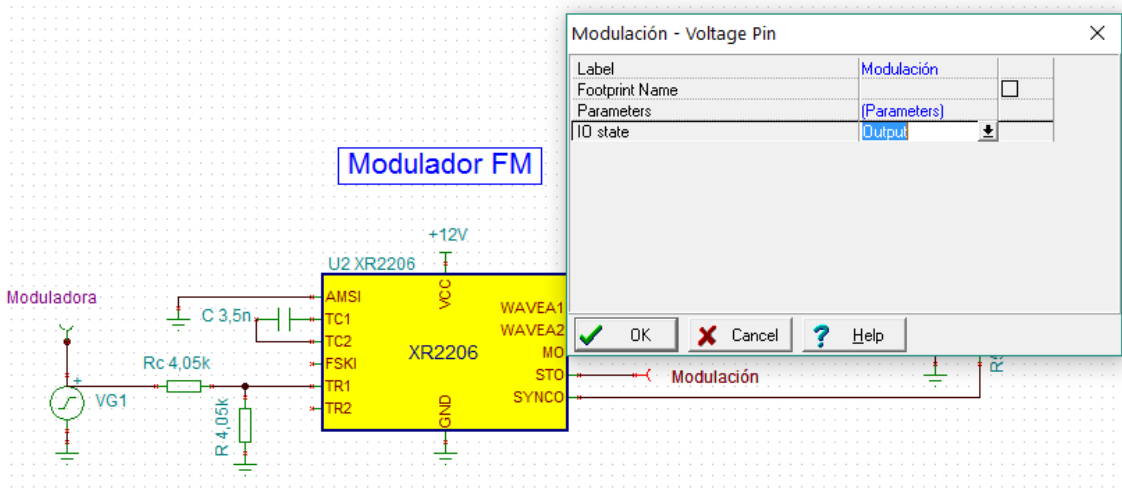


Figura 5-2 Configuración del cursor "Modulación" para observar la respuesta temporal en ese punto del circuito mediante análisis transitorio con Tina v8-Industrial.

Para lanzar la simulación accederemos al menú *Analysis* → *Transient*. Aparecerá un cuadro de configuración de la simulación (Figura 5-3). Este cuadro nos permitirá configurar el tiempo de la simulación, así como indicar el tipo de simulación transitoria a realizar y si se desea observar la excitación del circuito.

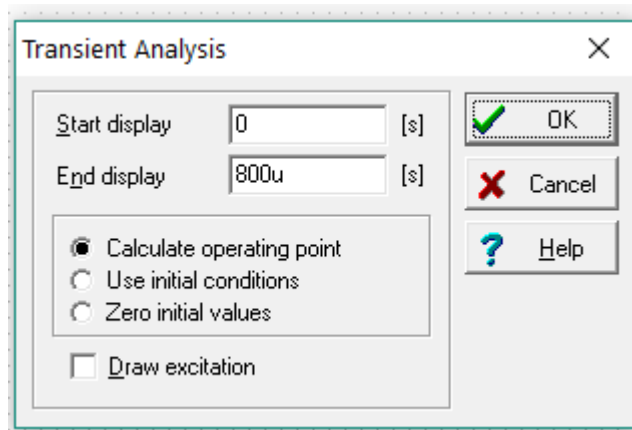


Figura 5-3 Cuadro de configuración del análisis transitorio en Tina v8-Industrial.

Una vez obtenida la respuesta en el tiempo podremos realizar su transformada de Fourier seleccionando la onda y seleccionando con el botón derecho del ratón *Fourier Spectrum*. Esto desplegará una ventana de configuración de la transformada de Fourier a realizar (Figura 5-4). En esta ventana podremos configurar el tiempo de muestreo, el rango de frecuencias consideradas, el número de muestras, el tiempo de ventana a utilizar para filtrar la respuesta, el modo y los diagramas a visualizar. En nuestro caso hemos utilizado el diagrama de la amplitud. Dado que el programa realiza una FFT (Fast Fourier Transform) en aras de minimizar la carga computacional, el número de muestras utilizadas deberá ser potencia de 2.

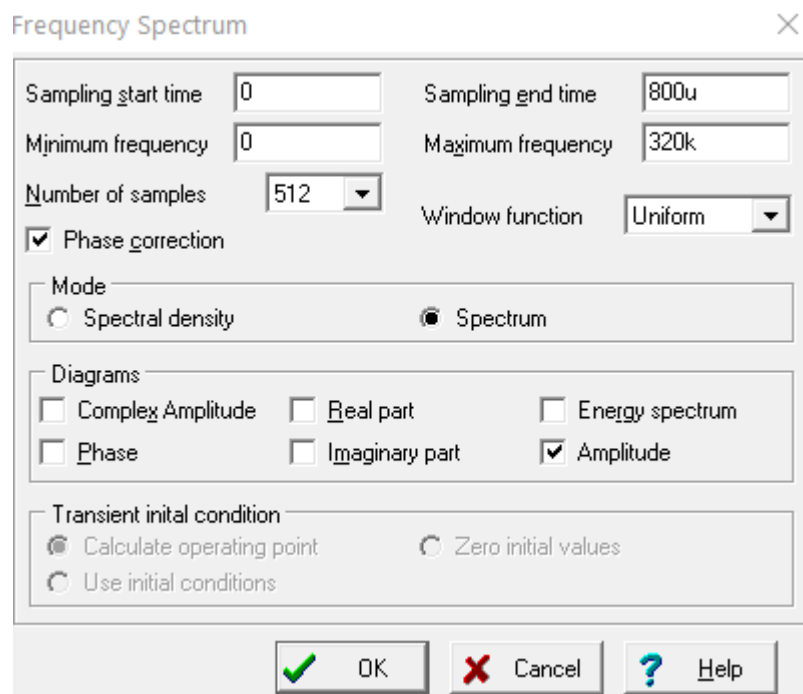


Figura 5-4 Cuadro de configuración de la transformada de Fourier de una respuesta temporal en Tina v8-Industrial.

En todos los diagramas visualizados será posible la utilización de cursores para realizar mediciones, ajustar los ejes y operar las respuestas visualizadas (entre otros).

Apéndice C. Macromodelo del XR2206

En este apéndice vamos a realizar un análisis más en profundidad del macromodelo del XR2206 utilizado para su caracterización en el apartado 3.2.de este trabajo.

La Figura 5-5 muestra el símbolo del macromodelo (A) y del integrado (B). Es inmediato observar que el macromodelo no ofrece acceso a todos los pines del integrado, omitiéndose los pines 10, 15 y 16. Los pines 15 y 16 son fundamentales en la generación de onda ya que la resistencia situada entre ellos determinará el *duty-cycle* de la onda generada. En el análisis del interior del macromodelo veremos cómo éste permite su configuración de forma interna.

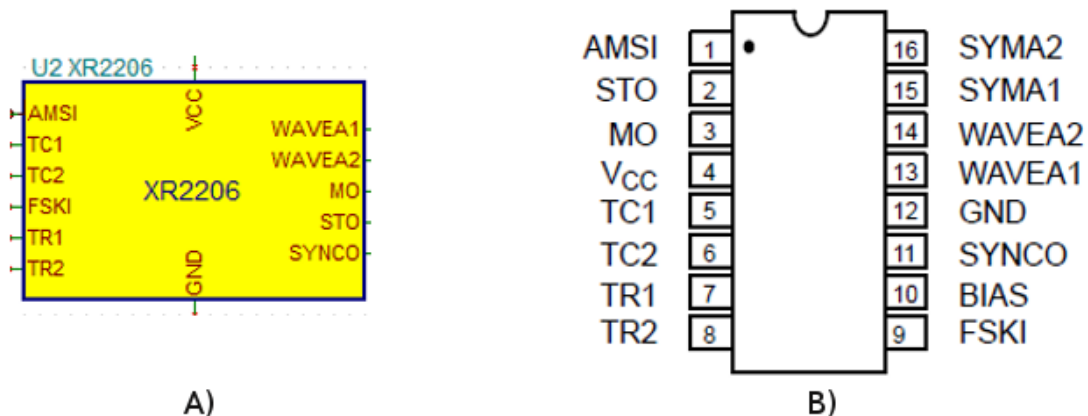


Figura 5-5 A) Símbolo del macromodelo del XR2206 B) Símbolo del integrado XR2206. (5)

Los bloques de los cuales se compone el XR2206 y que deberán ser implementados en el macromodelo son: el VCO, el conformador y el multiplicador.

La Figura 5-6 muestra la estructura interna del macromodelo.

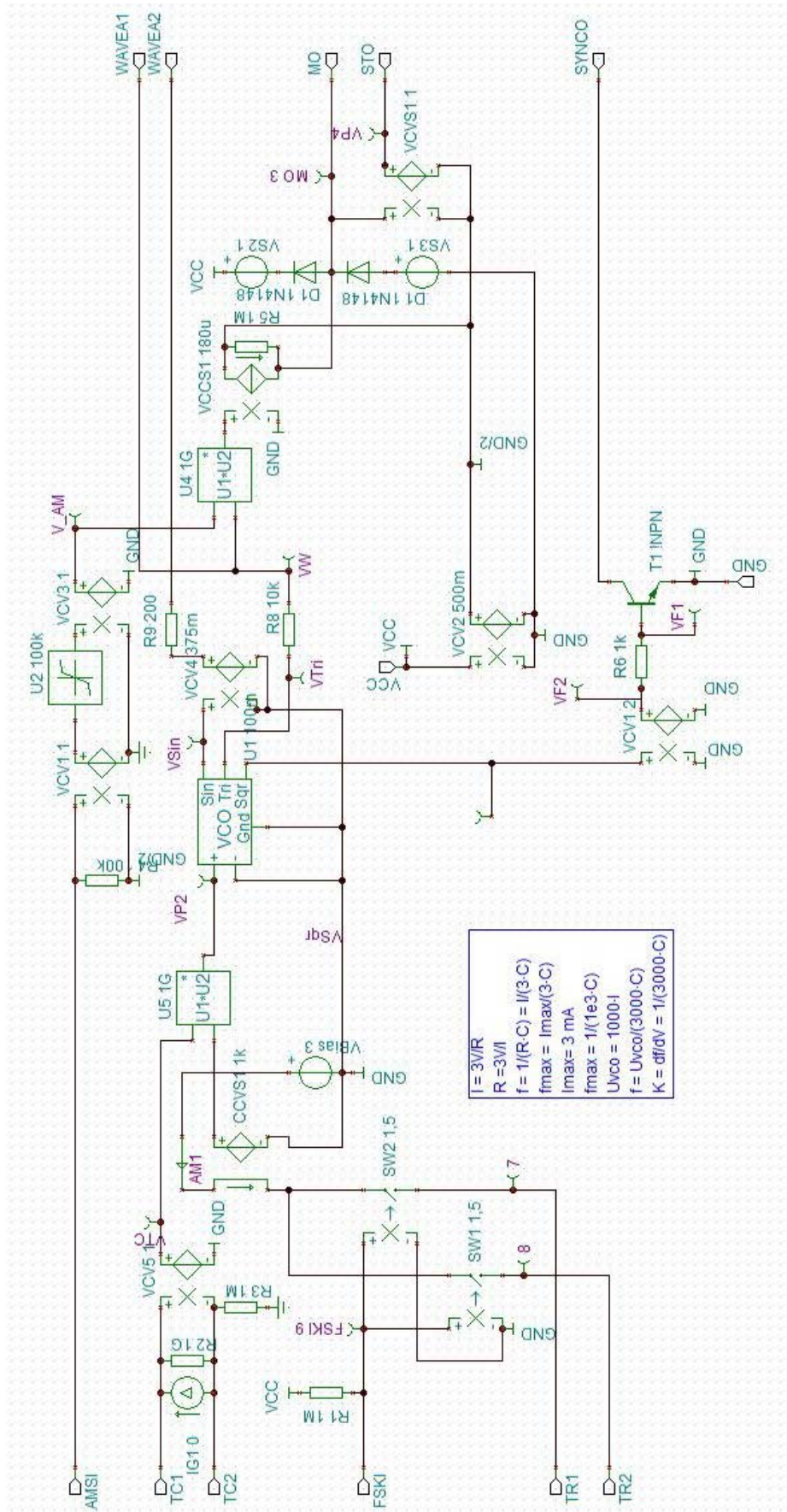


Figura 5-6 Estructura interna del macromodelo del XR2206 en Tina v8-Industrial.

Tanto el VCO como el conformador son implementados mediante una caja negra (Figura 5-7) a cuya salida obtendremos la onda sinusoidal, triangular y cuadrada de amplitud 1 V para la frecuencia fijada por los componentes externos (resistencias y condensadores). El *duty-cycle* de las ondas generadas será configurable mediante uno de los parámetros de esta caja negra, el *duty-cycle of output signal*, ya que como ya dijimos los pines responsables de la configuración de este parámetro no son accesibles en el macromodelo. Es importante notar que esta caja negra sólo generará las ondas cuadrada y triangular con *duty-cycle* configurable; permaneciendo la sinusoidal con un *duty-cycle* constante de 0.5.

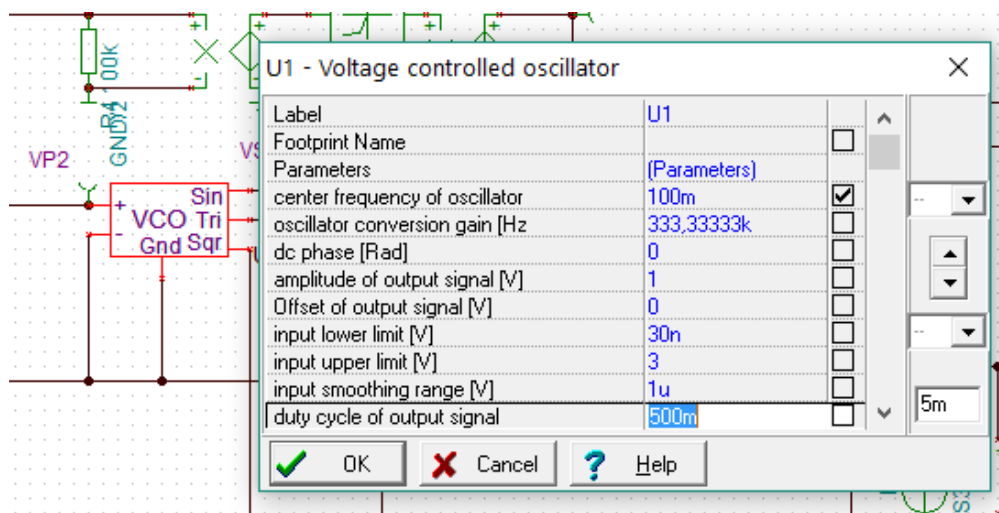


Figura 5-7 Detalle del VCO de la estructura del macromodelo y parámetro de configuración del *duty-cycle* mediante Tina v8-Industria.

Las tres formas de onda pasarán por una fase amplificadora para adaptarlas a los valores de tensión fijados por el usuario mediante las tensiones de alimentación. Además, la onda cuadrada atravesará una etapa inversora implementada en el macromodelo mediante un transistor bjt de forma que a la salida tendremos la onda invertida; tal y como ocurre en el integrado real.

El multiplicador, utilizado para la generación de modulación AM, es implementado mediante una caja negra que simula un multiplicador ideal. Para la generación de la modulación AM el macromodelo multiplica la señal sinusoidal obtenida directamente del VCO (sin amplificar) por la moduladora introducida por el usuario. Será posteriormente cuando se añada a la señal modulada una componente en continua y sea amplificada, para adaptar el rango de la señal a la salida al fijado por las tensiones de alimentación.

Para la generación de la modulación por desplazamiento de frecuencia, el macromodelo utiliza dos interruptores controlables por la moduladora. Estos interruptores conectan y desconectan de forma alterna los pines 7 y 8 al VCO. Recordemos que cada uno de estos pines lleva conectado de forma externa una resistencia que determina la frecuencia generada por el circuito.

La generación de modulación FM no precisará de ningún otro esquema adicional ya que su generación vendrá dada por la variación de forma externa de la resistencia conectada al pin 7, de forma que el VCO simplemente modificará la frecuencia de la onda generada a su salida en función de la resistencia conectada.

Apéndice D. ADIsimDDS (15)

ADIsimDDS es una herramienta de simulación en línea basada en LabView proporcionada por Analog Devices para la evaluación de los circuitos integrados basados en DDS de la marca.

La herramienta permite al usuario la selección del dispositivo a simular así como la introducción de las condiciones de operación deseadas. Es importante notar que la herramienta utiliza ecuaciones matemáticas para aproximar el comportamiento del dispositivo seleccionado y que no calcula todos los posibles errores. Además, sólo permite la generación de la onda sinusoidal. Es por ello que el fabricante indica que para la realización de un diseño esta herramienta nunca podrá sustituir a las pruebas con el hardware real.

La Figura 5-8 muestra la interfaz de simulación. Los parámetros a determinar para la simulación son:

- *Select DDS*
Selección del circuito integrado a simular.
- *Ref Clock Frequency*
Introducción de la frecuencia de reloj deseada.
- *Desired Output Frequency*
Introducción de la frecuencia de la señal de salida. Es importante notar que para el cumplimiento del criterio de Nyquist esta frecuencia debe ser como máximo la mitad de la frecuencia de reloj, si bien el fabricante determina que sea como máximo el 40% de la misma.
- *Ref Clock Multiplier*
Multiplicador de la frecuencia de reloj.

DisplaySpurData

Select DDS: AD9833 [Need Help?](#)

Ref Clock Frequency: 25 MHz

Desired Output Frequency: 8.1 kHz

Ref Clock Multiplier: Bypass (no multiplier)

Actual Output Frequency: 8.099918282032kHz

Frequency Tuning Word: 00153BD

hex bin dec

[Run Model](#)

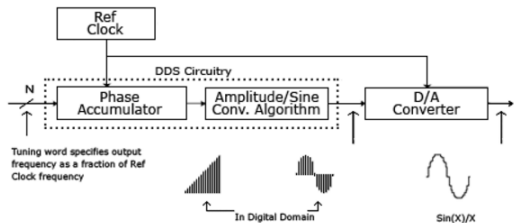


Figura 5-8 Interfaz del software de simulación para circuitos integrados basados en DDS de Analog Devides ADIsimDDS.

Determinados los parámetros de simulación, el software te indica la frecuencia real que será observada a la salida así como la palabra a introducir en el dispositivo real para lograr esta configuración.

Al ejecutar la simulación es posible observar la respuesta en frecuencia y en tiempo (con y sin el filtrado final) así como la respuesta del filtro. El software cuenta también con un log que nos informará de posibles fallos en la simulación tales como el incumplimiento del criterio de Nyquist y nos indica cómo solucionarlos (Figura 5-9).

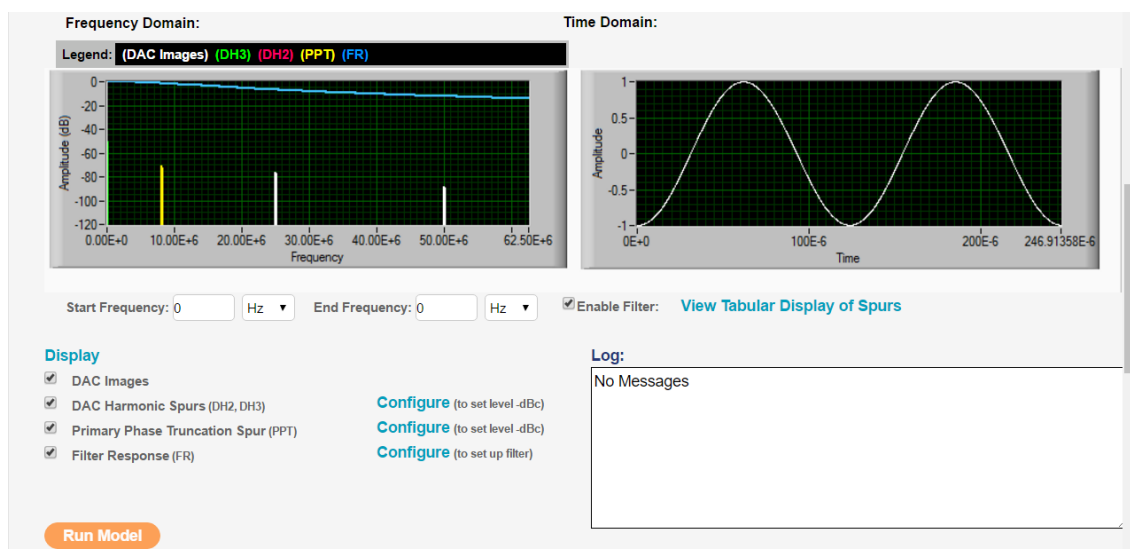


Figura 5-9 Respuestas en frecuencia y temporal resultado de la simulación con ADIsimDDS.

Por último, es posible desplegar una tabla con los valores de potencia en las combinaciones típicas entre frecuencias, esto es los armónicos y los espurios debidos a la mezcla entre la señal de referencia y la generada, tal y como muestra la Tabla 5-1.

Tabular Display of Spurs [\(hide\)](#) [\(top\)](#) KEY: f1 = Desired Output Frequency, f2 = Ref Clock, PPT Spur = Primary Phase Truncation Spur

DAC Images			DAC Harmonics 2nd Order			DAC Harmonics 3rd Order			Other Spurs		
Formula	Frequency (Hz)	Attenuation (dBc)	Formula	Frequency (Hz)	Attenuation (dBc)	Formula	Frequency (Hz)	Attenuation (dBc)	Name	Frequency (Hz)	Attenuation (dBc)
f1	8.100000E+3	-0.000001	2f1	1.620000E+4	-50.000001	3f1	2.430000E+4	-50.000001	PPT	8.177567E+6	-71.461736
f2-f1	2.499190E+7	-69.786287	f2-2f1	2.498380E+7	-119.786287	f2-3f1	2.497570E+7	-119.786287			
f2+f1	2.500810E+7	-69.791915	f2+2f1	2.501620E+7	-119.791915	f2+3f1	2.502430E+7	-119.791915			
2f2-f1	4.999190E+7	-75.808294	2f2-2f1	4.998380E+7	-125.808294	2f2-3f1	4.997570E+7	-125.808294			
2f2+f1	5.000810E+7	-75.811108	2f2+2f1	5.001620E+7	-125.811108	2f2+3f1	5.002430E+7	-125.811108			
3f2-f1	7.499190E+7	-79.330588	3f2-2f1	7.498380E+7	-129.330588	3f2-3f1	7.497570E+7	-129.330588			
3f2+f1	7.500810E+7	-79.332464	3f2+2f1	7.501620E+7	-129.332464	3f2+3f1	7.502430E+7	-129.332464			
4f2-f1	9.999190E+7	-81.829598	4f2-2f1	9.998380E+7	-131.829598	4f2-3f1	9.997570E+7	-131.829598			
4f2+f1	1.000081E+8	-81.831005	4f2+2f1	1.000162E+8	-131.831005	4f2+3f1	1.000243E+8	-131.831005			
5f2-f1	1.249919E+8	-83.767939	5f2-2f1	1.249838E+8	-133.767939	5f2-3f1	1.249757E+8	-133.767939			
5f2+f1	1.250081E+8	-83.769064	5f2+2f1	1.250162E+8	-133.769064	5f2+3f1	1.250243E+8	-133.769064			
6f2-f1	1.499919E+8	-85.351657	6f2-2f1	1.499838E+8	-135.351657	6f2-3f1	1.499757E+8	-135.351657			
6f2+f1	1.500081E+8	-85.352595	6f2+2f1	1.500162E+8	-135.352595	6f2+3f1	1.500243E+8	-135.352595			
7f2-f1	1.749919E+8	-86.690660	7f2-2f1	1.749838E+8	-136.690660	7f2-3f1	1.749757E+8	-136.690660			
7f2+f1	1.750081E+8	-86.691464	7f2+2f1	1.750162E+8	-136.691464	7f2+3f1	1.750243E+8	-136.691464			
8f2-f1	1.999919E+8	-87.850549	8f2-2f1	1.999838E+8	-137.850549	8f2-3f1	1.999757E+8	-137.850549			
8f2+f1	2.000081E+8	-87.851253	8f2+2f1	2.000162E+8	-137.851253	8f2+3f1	2.000243E+8	-137.851253			
9f2-f1	2.249919E+8	-88.873639	9f2-2f1	2.249838E+8	-138.873639	9f2-3f1	2.249757E+8	-138.873639			
9f2+f1	2.250081E+8	-88.874264	9f2+2f1	2.250162E+8	-138.874264	9f2+3f1	2.250243E+8	-138.874264			
10f2-f1	2.499919E+8	-89.788820	10f2-2f1	2.499838E+8	-139.788820	10f2-3f1	2.499757E+8	-139.788820			
10f2+f1	2.500081E+8	-89.789383	10f2+2f1	2.500162E+8	-139.789383	10f2+3f1	2.500243E+8	-139.789383			
11f2-f1	2.749919E+8	-90.616699	11f2-2f1	2.749838E+8	-140.616699	11f2-3f1	2.749757E+8	-140.616699			
11f2+f1	2.750081E+8	-90.617211	11f2+2f1	2.750162E+8	-140.617211	11f2+3f1	2.750243E+8	-140.617211			
12f2-f1	2.999919E+8	-91.372492	12f2-2f1	2.999838E+8	-141.372492	12f2-3f1	2.999757E+8	-141.372492			
12f2+f1	3.000081E+8	-91.372961	12f2+2f1	3.000162E+8	-141.372961	12f2+3f1	3.000243E+8	-141.372961			
13f2-f1	3.249919E+8	-92.067752	13f2-2f1	3.249838E+8	-142.067752	13f2-3f1	3.249757E+8	-142.067752			
13f2+f1	3.250081E+8	-92.068185	13f2+2f1	3.250162E+8	-142.068185	13f2+3f1	3.250243E+8	-142.068185			
14f2-f1	3.499919E+8	-92.711461	14f2-2f1	3.499838E+8	-142.711461	14f2-3f1	3.499757E+8	-142.711461			
14f2+f1	3.500081E+8	-92.711863	14f2+2f1	3.500162E+8	-142.711863	14f2+3f1	3.500243E+8	-142.711863			
15f2-f1	3.749919E+8	-93.310739	15f2-2f1	3.749838E+8	-143.310739	15f2-3f1	3.749757E+8	-143.310739			

Tabla 5-1 Potencia de la señal en las diferentes mezclas de frecuencias obtenida mediante ADIsimDDS.