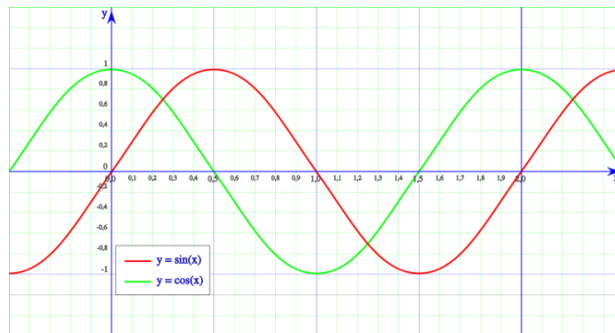
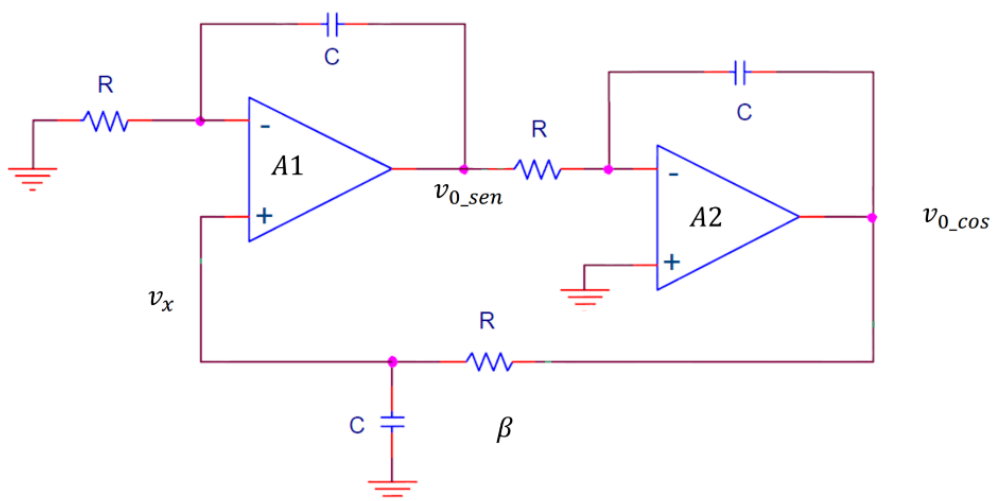


Práctica no. 3. Estudio Analítico de un Oscilador en Cuadratura. Caracterización Temporal y Espectral.

Los osciladores en cuadratura son muy útiles en electrónica ya que, como veremos, entre muchas aplicaciones sirven para realizar operaciones trigonométricas, construir moduladores o demoduladores, transmitir señales de audio estereofónicas o transmitir la información de la televisión digital terrestre. Estos osciladores, también denominados ‘generadores seno-coseno’ poseen dos salidas estrictamente senoidales desplazadas o desfasadas 90° ó $\frac{\pi}{2}$. Si pensamos en dos funciones seno (roja) y coseno (verde) de amplitud unitaria, el aspecto de estas funciones sería el que muestra la figura.



Vamos a estudiar el circuito de un oscilador en cuadratura formado por dos amplificadores operacionales funcionando como integradores y una red pasiva RC. Este circuito tiene un comportamiento real que se aproxima bastante al planteamiento teórico si los amplificadores operacionales lineales que utiliza tienden al comportamiento ideal de muy alta ganancia en lazo abierto e impedancia de entrada infinito. Igualmente, los valores resistivos y capacitivos deberán ser lo más iguales posibles.



La solución teórica se encuentra resuelta en el apartado 6.3.3. Ampliaremos aquí el estudio añadiendo algunas conclusiones de interés práctico.

De acuerdo con el análisis de las condiciones de oscilación y siguiendo el método explicado en el apartado 6.2.2., abrimos el circuito en un punto que posea una impedancia infinito (Nodo v_x). A partir de aquí observamos dos amplificadores con ganancia $A1$ y $A2$ y una red pasiva β . Desglosando las funciones de transferencia en cada elemento tendremos:

$$A1(s) = \frac{v_{o_{senx}}(s)}{v_x(s)} = 1 + \frac{\frac{1}{Cs}}{R} = \frac{1 + RCs}{RCs} \quad (1)$$

$$A2(s) = \frac{v_{o_{cos}}(s)}{v_{o_{sen}}(s)} = -\frac{\frac{1}{Cs}}{R} = -\frac{1}{RCs} \quad (2)$$

$$\beta(s) = \frac{v_{o_{cos}}(s)}{v_x(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{1}{1 + RCs} \quad (3)$$

La ganancia de lazo será:

$$A\beta(s) = A1(s) \cdot A2(s) \cdot \beta(s) = \frac{1 + RCs}{RCs} \cdot \frac{-1}{RCs} \cdot \frac{1}{1 + RCs} = -\frac{1}{(RCs)^2} \quad (4)$$

Observemos que, si sustituimos la variable s por $j\omega$, la parte imaginaria desaparece y tenemos un polo doble que solo tiene parte real. Los polos son reales y positivos, por lo que el circuito no es estable (en efecto, es un oscilador). Desde el punto de vista de la teoría de control, para que un sistema lineal sea estable es necesario que sus polos y sus ceros se encuentren todos en la parte negativa de plano complejo. En este caso no ocurre porque el dispositivo es inestable y oscila.

Este circuito tiene la propiedad de que su ganancia de lazo es un número real siendo la parte imaginaria cero cumpliéndose los criterios de Barkhausen en sentido estricto. La ganancia es unidad siempre, no puede modificarse, y la frecuencia de corte se deduce de una ganancia de lazo que estrictamente real. Particularizando la ganancia de lazo a la frecuencia de oscilación ω_0 tenemos:

$$A\beta(\omega_0) = -\frac{1}{(RCj\omega_0)^2} = \frac{1}{(RC\omega_0)^2} = 1 \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5)$$

Vamos a estudiar analíticamente el circuito en términos de algunos parámetros que caracterizan a un oscilador descritos en el apartado 6.1:

1. Frecuencia de oscilación. Análisis temporal. Estudio de la variabilidad en la frecuencia de salida (jitter) y en la fase (ruido de fase).
2. Nivel de armónicos. Análisis espectral. Cálculo de la distorsión armónica de las señales senoidales generadas.
3. Pushing: Estudio del cambio en la frecuencia propia de oscilación al cambiar los niveles de alimentación.

Para ello, vamos a realizar una simulación considerando los dos amplificadores operacionales que se encuentran en el integrado tipo LM358 (OPAMP.OLB) de la firma Texas Instruments.

Vamos a hacer nuestro estudio simulado con los siguientes valores nominales para las tres resistencias y los tres condensadores: $R = 2200\Omega$ y $C = 56nF$. [En el punto 1 de la Hoja de Resultados se muestran los valores para hacer la simulación y que después usaremos en el laboratorio. Los cálculos son sencillos y se pueden realizar en el laboratorio.](#)

Debemos hacer constar aquí que los valores reales de resistencias y condensadores que utilizaremos en la práctica no serán estrictamente iguales ni entre ellos ni tendrán los valores nominales. Las resistencias tienen una dispersión del 5% entorno a su valor nominal y los condensadores tienen una dispersión del 20% entorno a su valor nominal. Teniendo en cuenta estas dispersiones, la resistencia nominal $R = 2200\Omega$ tendrá un valor real que oscila entre $2200\Omega + 5\% = 2310\Omega$ y $2200\Omega - 5\% = 2090\Omega$; es decir, $2090\Omega \leq R_{Nom} = 2200\Omega \leq 2310\Omega$. Por otro lado, el condensador tendrá una dispersión del $\pm 20\%$; es decir, $44.8nF \leq C_{Nom} = 56nF \leq 67.2nF$.

Por tanto, si no conocemos los valores exactos de las resistencias y los condensadores, podemos calcular el rango de frecuencias en el que se encontrará el circuito cuando funcione en el laboratorio:

Frecuencia máxima:

$$f_{0_Max} = \frac{1}{2\pi \cdot 2090\Omega \cdot 44.8 \cdot 10^{-12}F} = 1700 \text{ Hz} \quad (6)$$

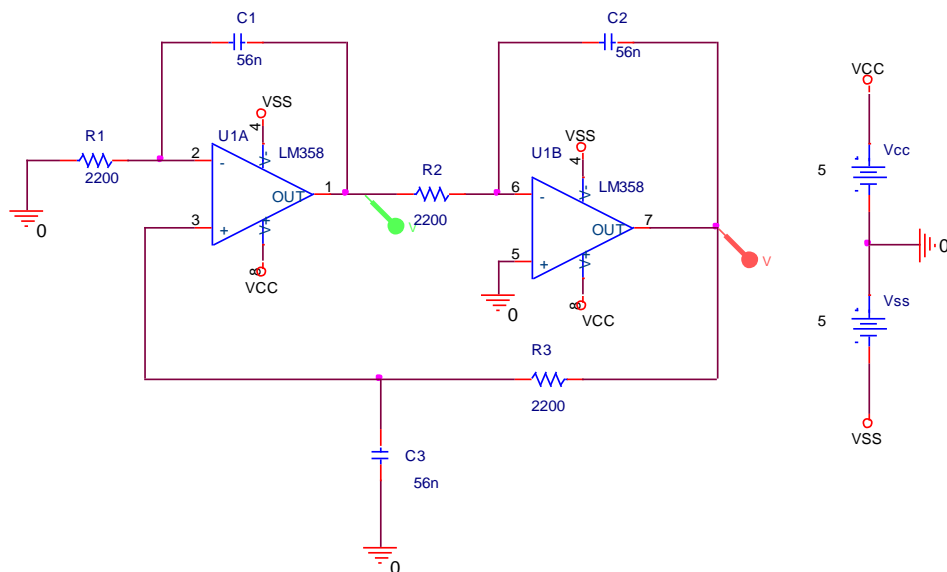
Frecuencia Nominal:

$$f_{0_Nom} = \frac{1}{2\pi \cdot 2200\Omega \cdot 56 \cdot 10^{-12}F} = 1292 \text{ Hz} \quad (7)$$

Frecuencia Mínima:

$$f_{0_Min} = \frac{1}{2\pi \cdot 2310\Omega \cdot 67.2 \cdot 10^{-12}F} = 1025 \text{ Hz} \quad (8)$$

Llevando los datos al simulador con los valores nominales. En la hoja de resultados se muestran otros valores nominales que se utilizarán en el laboratorio y con los que haremos nuestros cálculos:



Para hacer la simulación temporal en circuitos osciladores, hemos de tener en cuenta algunas cuestiones que condicionan un buen resultado.

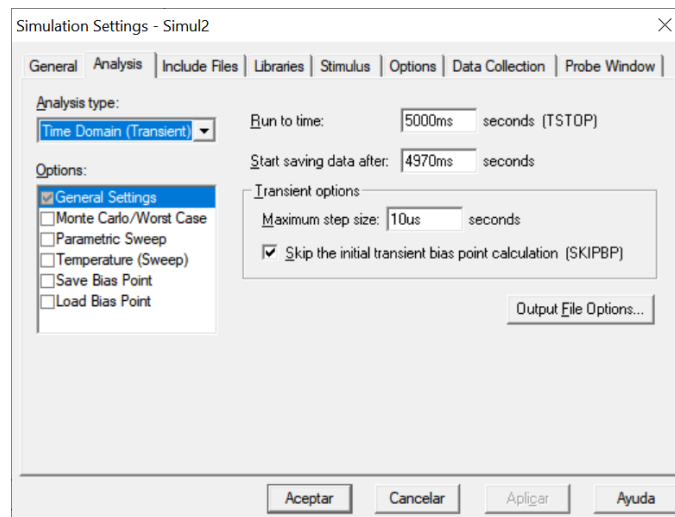
1. Hay que tener en cuenta que el oscilador es un circuito inestable y que los procesos de oscilación en el laboratorio se inician aparentemente de forma espontánea, pero son debidos a la presencia de inestabilidades que en general son de tipo térmico. Es decir, un ruido por el movimiento térmico de los electrones, es el que inicia el proceso de oscilación que parte de valores microscópicos hasta hacerse visibles. Esto ocurre en milisegundos.
2. En el simulador, también es un proceso ruidoso (ruido de cuantificación en los cálculos), el que inicia el proceso que a veces, puede durar bastante tiempo (algunos segundos), tiempo hasta alcanzar los valores deseados.
3. A veces, el proceso de convergencia en la solución no funciona y tenemos que alterar algún valor en el circuito para que se produzca la solución y la oscilación.

Para el circuito propuesto, garantizamos la oscilación en el simulador con el siguiente procedimiento:

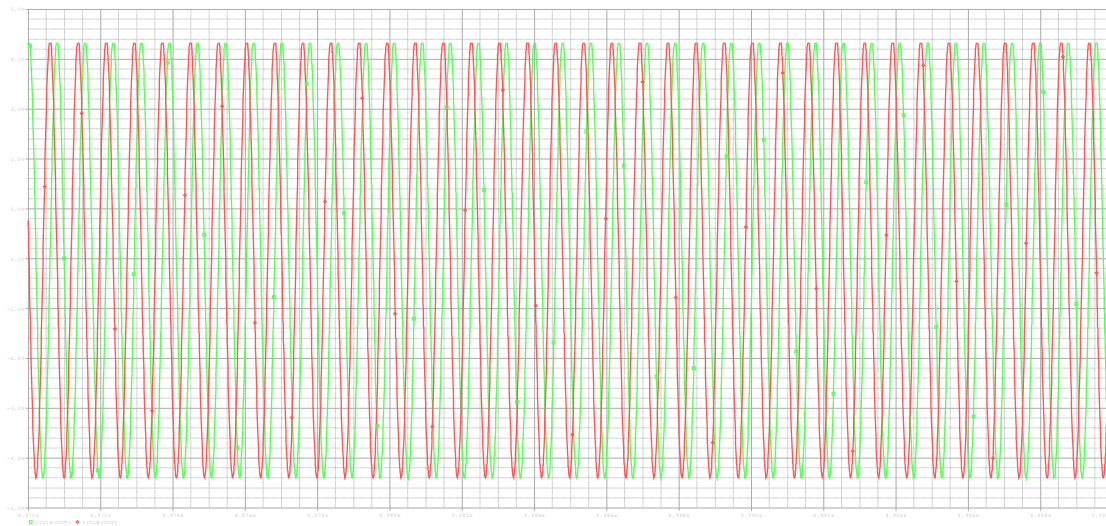
- Trazar los resultados del simulador tras esperar un cierto tiempo de cálculo. En el perfil de simulación se muestra un tiempo de cálculo de 5 segundos (5000ms), almacenando en memoria sólo los últimos 30ms.
- En las opciones 'Transient options' tenemos que definir un pequeño intervalo máximo de cálculo (si trabajamos al nivel del milisegundo, el intervalo de cálculo máximo (Maximum step size), lo bajamos al orden del microsegundo. Por ejemplo, 10us. Cuanto más pequeño sea el tiempo máximo de cálculo mas precisión

tendremos y más tiempo de CPU tardará en ejecutarse. No obstante, para hacer un buen análisis espectral es necesario precisar el intervalo de tiempo.

- Finalmente, no permitimos que el simulador calcule inicialmente el punto de polarización del circuito para que parta de un punto de polarización arbitrario con lo que facilitamos la inestabilidad y la solución correcta. Para ello, activamos la pestaña: 'Skip the initial Transient bias point calculation'.



Rodando el simulador obtenemos el siguiente resultado:



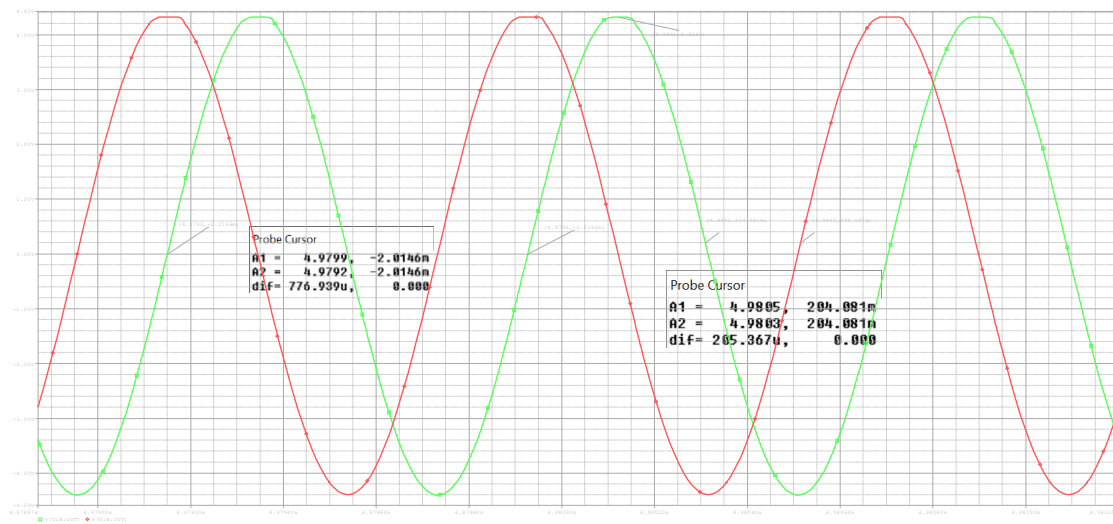
Hemos representado más de 30 ciclos de oscilación con el objeto de realizar posteriormente un adecuado análisis espectral. Realizando un zoom sobre el trazado podemos ver el aspecto de las señales que deberán ser senoidales.

- **Medidas en el dominio del Tiempo.**

En el dominio temporal, para calcular la frecuencia de las señales, debemos medir sus correspondientes periodos y calcular su inversa. Para medir la diferencia de fase, hemos de medir la distancia temporal entre dos características repetitivas en ambas señales (por ejemplo, la distancia temporal cruces por cero), y calcular la proporción angular conociendo que en un periodo transcurren 2π radianes o 360° grados.

En el gráfico ampliado se ve mejor la morfología de la señal senoidal generada, mostrándose claramente una pequeña distorsión en la forma de la senoide en sus máximos positivos que, comparados con los negativos, aparecen un poco achatados. La amplitud de salida debería ser unitaria pero el proceso de oscilación tiende a crecer hasta que alcanza una situación estable, casi siempre, por la no linealidad del amplificador operacional en su salida (tensión de salida máxima). En nuestro caso tenemos una amplitud no calculable de:

$$\text{Amplitud} = 4.314 \text{ Voltios} \quad (9)$$



Para evitar hacer las medidas en zonas distorsionadas elegimos medir con los cursores en los cruces por cero:

$$\text{Periodo: } 776.939\mu\text{s} \quad (10)$$

$$\text{Frecuencia: } \frac{1}{776.939 \cdot 10^{-6}} = 1287\text{Hz}$$

Resultado que comparado con la frecuencia nominal de 1292Hz es muy aceptable (0.39%).


La diferencia de fase la calculamos sabiendo que en un periodo tenemos una fase de 360°.

$$\text{Diferencia de fase} = \frac{360 \cdot 205.367\mu s}{776.939\mu s} = 95.1^\circ \quad (11)$$

95.1° frente a 90° tenemos un error del 5.3%.

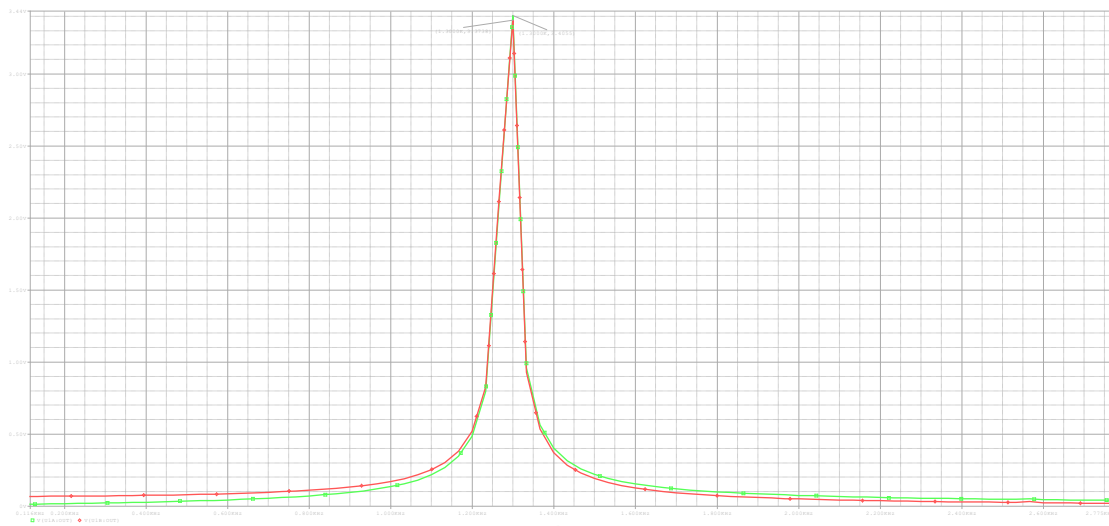
Medidas en el dominio de la Frecuencia.

En el dominio frecuencial el simulador nos permite calcular la transformada rápida de Fourier (FFT Fast Fourier Transform). Con este algoritmo podemos ver el espectro de amplitudes, pero perdemos la información sobre las fases. Así, la medida de diferencias de fases se restringe solo al dominio del tiempo.

Calculando la transformada de Fourier vamos a poder analizar la calidad morfológica de las señales (en nuestro caso, sinusoides), pudiendo observar el nivel de armónicos y la distorsión armónica. Manteniendo la señal completa de 30 ciclos en la pantalla, pulsamos la opción FFT:  obteniéndose lo siguiente:




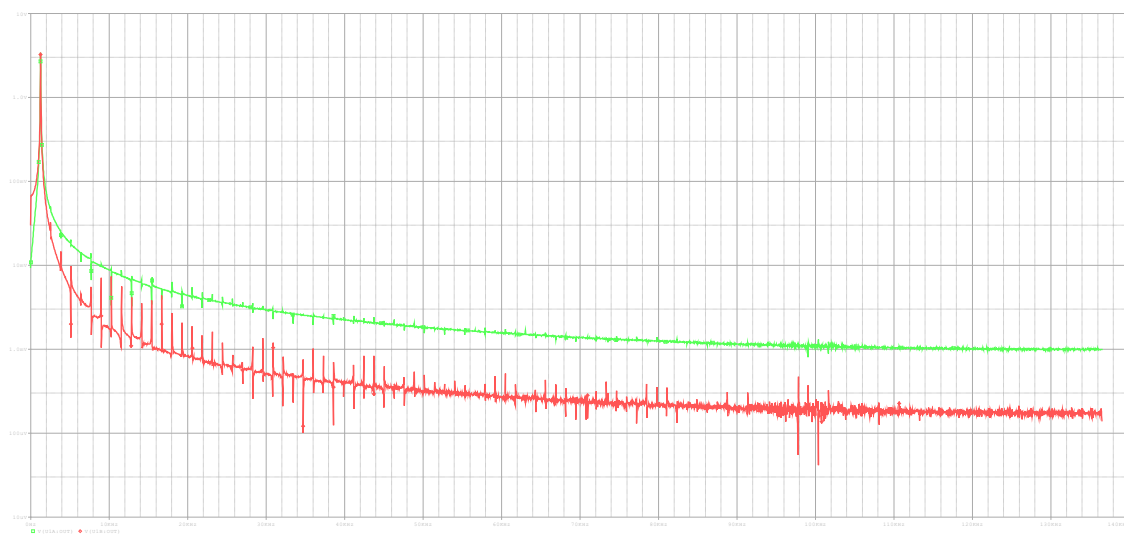
Se pueden ver los espectros de las dos señales superpuestas que podemos analizar por separado tras hacer un zoom en la zona de interés:



Vemos que ambas señales tienen un máximo en la frecuencia de 1.300Hz (a una distancia de 8Hz de la calculada), y una amplitud máxima prácticamente iguales e igual a 3.4 Voltios. Esta amplitud debería de coincidir, aparentemente, con la medida realizada en el dominio del tiempo si las sinusoides fueran ideales. Si existe alguna distorsión armónica, la amplitud máxima de la señal temporal se distribuye entre los distintos armónicos y entonces, la amplitud del primer armónico no suele coincidir con la amplitud de la senoide en el dominio del tiempo.

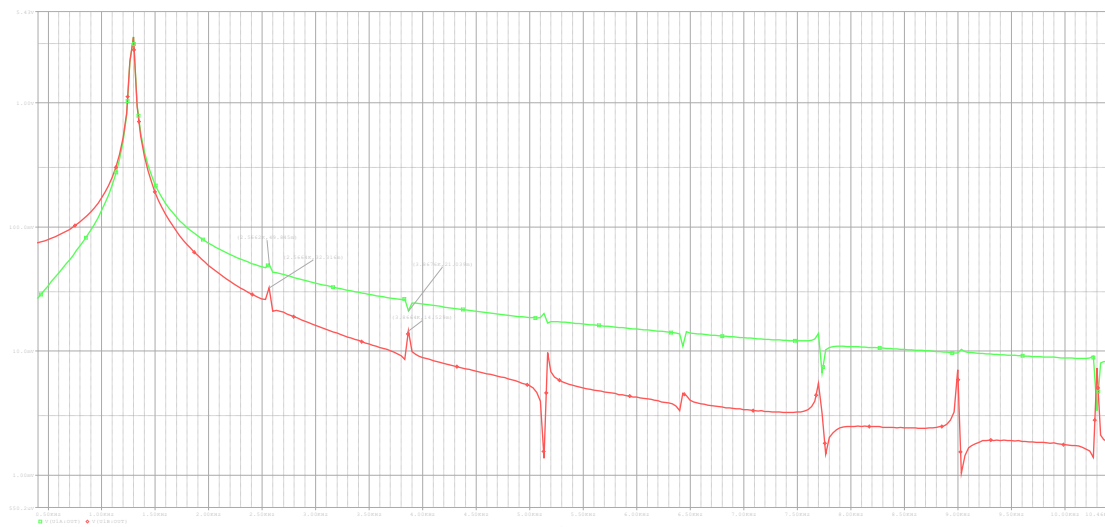
Con una distribución de amplitudes lineal, no se suelen apreciar las componentes de distorsión armónica, porque éstas suelen ser de una amplitud pequeña comparada con la amplitud del primer armónico. Para poder observar la posible distorsión, es conveniente trabajar en una escala de amplitudes logarítmica.

Si quitamos el zoom sobre el espectro y pulsamos en la escala logarítmica (Log Y axis):  el aspecto que toma el espectro es diferente:



La escala logarítmica de amplitudes nos permite observar los intervalos en los que la amplitud es pequeña a la vez que el espectro muestra realzados los posibles

armónicos que componen la señal senoidal periódica no ideal. Haciendo un zoom entorno al armónico fundamental tenemos:



Observemos que en la escala entre 1mV y 100mV existen una serie de pequeños picos en el espectro que indican el grado de distorsión armónica que tienen las dos señales senoidales generadas. Estos pequeños picos se encuentran situados en zonas que son múltiplos enteros de la frecuencia del armónico fundamental. Por ejemplo, en el espectro de la señal coseno (rojo), se observa un pico de una amplitud de 32.3mV situado a una frecuencia de $2.566\text{Hz} \cong 2 \cdot 1300\text{Hz}$; es decir, se trata del segundo armónico (distorsión), que tiene la señal coseno. Por otro lado, en la señal seno (verde), se observa también un segundo armónico en la misma frecuencia $2566\text{Hz} \cong 2 \cdot 1300\text{Hz}$ con una amplitud de 49.8mV. Igualmente, se observan también terceros, cuartos y quintos armónicos con amplitudes menores.

Para calcular la distorsión armónica de una señal hemos de ir a la definición que se hizo en el Tema 5 de Fundamentos de Electrónica, expresiones 5.11 y 5.12 que repetimos aquí.

La distorsión armónica mide el grado de perturbación que aparece en una señal periódica debida a la aparición de componentes espectrales que esta señal no tiene originalmente y que son introducidas por las no linealidades del circuito. En el caso de señales senoidales, nos tendría que aparecer un solo armónico en la frecuencia de la señal senoidal y ninguna perturbación en el espectro, sino una curva monótona decreciente.

La distorsión se mide frente a un armónico concreto y su perturbación o mediante un parámetro global que mide la media geométrica de la distorsión introducida por 'n' armónicos.

Analíticamente, la distorsión armónica generada por el armónico n es:

$$D_n = \frac{A_n}{A_1} \cdot 100\% \quad (12)$$

Por otro lado, la distorsión armónica total es:

$$D_T = \sqrt{\sum_{n=2} D_n^2} \cdot 100\% \quad (13)$$

En nuestro caso concreto, la distorsión de la señal coseno debida al segundo armónico es:

$$D_{2_cos} = \frac{32.31 \cdot 10^{-3} \text{ Voltios}}{3.4 \text{ Voltios}} \cdot 100\% = 0.95\% \quad (14)$$

Y la distorsión de la señal seno debida al tercer armónico es:

$$D_{2_sen} = \frac{21.039 \cdot 10^{-3} \text{ Voltios}}{3.4 \text{ Voltios}} \cdot 100\% = 0.62\% \quad (15)$$

- **Medida del ‘Pushing’ o la perturbación en la frecuencia debido a la alimentación.**

En algunos circuitos osciladores, la frecuencia de oscilación se ve afectada por la alimentación generándose una perturbación en la frecuencia conocida como fenómeno Pushing. Este fenómeno es nefasto para determinadas aplicaciones en las que se requiere una frecuencia estable (por ejemplo, medida de tiempos exacta, sincronismo con otras señales que tienen la misma frecuencia, controles de fase en comunicaciones, etc.).

Para estudiar el efecto del cambio en la frecuencia debido a cambios en la alimentación, podemos probar el funcionamiento del circuito dentro de un rango de alimentaciones.

En el circuito propuesto y a nivel de simulación teórica, no encontramos cambios en la frecuencia de salida con los cambios de alimentación. El circuito empieza a oscilar a partir de una alimentación simétrica de $\pm 1.8 \text{ Voltios}$ con una frecuencia de 1300Hz (análisis espectral), que se mantiene constante hasta la alimentación máxima de $\pm 5 \text{ Voltios}$.

- **Medida del Ruido de fase o jitter.**

El ruido de fase es otra perturbación que debe vigilarse en el diseño de osciladores. Esta perturbación afecta a pequeñas perturbaciones en la frecuencia y pequeñas oscilaciones entorno a la fase (desviación de la frecuencia frente a la frecuencia nominal), provocadas por ruido de diversas naturalezas. En el simulador no es posible hacer un estudio específico del jitter sin antes estudiar quién lo origina y como actúa perturbando el circuito. En el laboratorio veremos si existen perturbaciones en la fase generada por el oscilador.