

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

Trabajo Práctico N° 5

Laboratorio de Electrónica - 2019

Grupo 1:

Galdeman, Agustín Ignacio
Gaytan, Joaquín Oscar
Kammann, Lucas Agustín
Maselli, Carlos Javier

Profesores:

Cossutta, Pablo Martín
Weill, María Alejandra
Salvati, Matías Damián

20 de noviembre de 2019

Índice

1. Medición de distorsión armónica	3
Mediciones	3
Análisis de resultados	4
Conclusiones	5
2. Medición de una señal cuadrada	5
Análisis teórico	5
Diagrama espectral de señales	5
Simulación del espectro de señales	7
Mediciones	8
Análisis de los resultados	9
3. Modulación de señal con AM	10
Mediciones	10
Análisis de los resultados	13
4. Modulación de señal con FM	14
Mediciones	14
Análisis de los resultados	16
5. Espectro de radiofrecuencias de Argentina	16
6. Espectro electromagnético de FM	16
7. Señal de televisión en Argentina	17
8. Medición de señales sinc y tren de pulsos	18
Análisis teórico	18
Diagramas espectrales	18
Mediciones	20
Análisis de los resultados	20

1. Medición de distorsión armónica

El objetivo de esta sección es realizar la medición de la distorsión armónica total de los generadores de funciones disponibles, para lo cual será necesario generar una señal senoidal de $f = 800kHz$ con $350mV_{pp}$ de amplitud, y utilizando el analizador de espectro, observar el contenido espectral de la onda generada y obtener a partir de ello la magnitud de las componentes espectrales.

Esto última, implica hacer el cálculo de la Ec. 1. Donde la potencia de los armónicos se mide directamente en unidades de dBm, y se obtiene la potencia correspondiente a cada armónico.

$$THD = \frac{\sum_{i=1}^n P_i}{P_0} \quad (1)$$

Mediciones

En las Figs. 1, 2 y 3 se pueden observar las mediciones realizadas para el espectro de la onda senoidal antes descrita, en los casos de tres marcas de generadores senoidales, de forma tal que luego utilizando la opción Marker del analizador de espectro, se obtienen mediciones de cada uno de los armónicos en una cantidad finita hasta que la amplitud o magnitud no produce cambio apreciable en el valor de THD, o no se miden más armónicos.

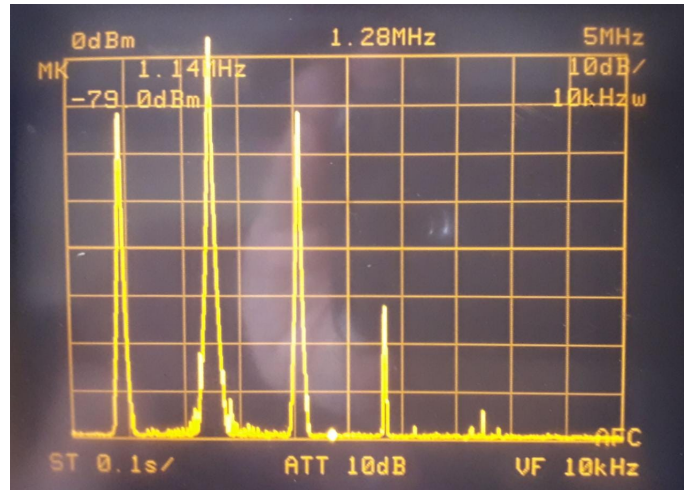


Figura 1: Espectro de onda senoidal de generador Agilent

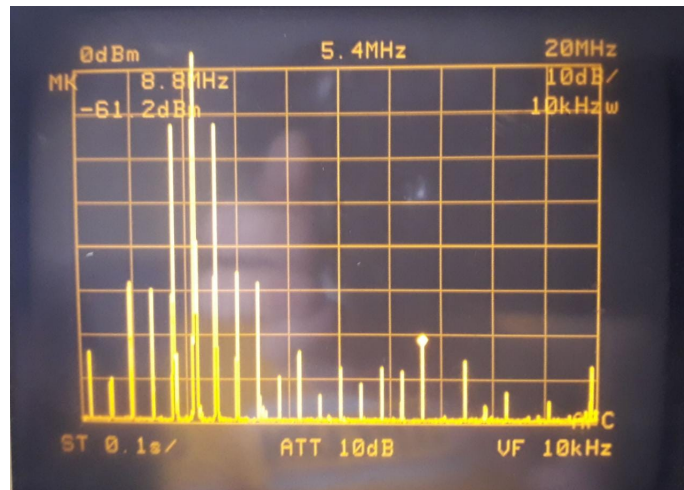


Figura 2: Espectro de onda senoidal de generador GW Instek

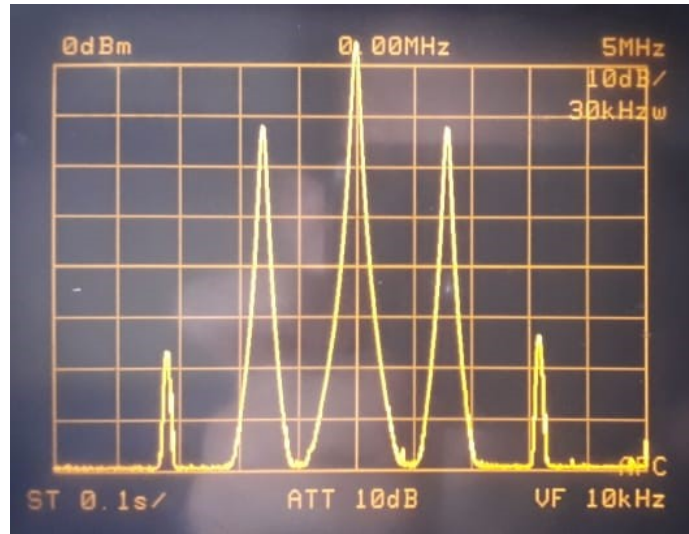


Figura 3: Espectro de onda senoidal de generador Picotest

Fundamental [dBm]	Primer armónico [dBm]	THD_P [%]
-11	-51,8	0,0083 %

Tabla 1: THD del generador Agilent

f_o	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°	8°	9°	THD_P [%]
-12	-45,2	-47,2	-70	-62,6	-77	-65,8	-79,4	-67,2	-61	0,081 %

Tabla 2: THD del generador GW Instek, mediciones en dBm

Fundamental [dBm]	Primer armónico [dBm]	THD_P [%]
-11,8	-53,4	0,0069 %

Tabla 3: THD del generador Picotest

Análisis de resultados

En los resultados obtenidos de las mediciones de THD para cada uno de los generadores, en primer lugar se puede realizar una comparación que denota la calidad de tales instrumentos o equipos. En primer lugar, tanto el Picotest como el Agilent tienen una distorsión armónica baja, al punto en que sólo es apreciable en baja magnitud el primer armónico siguiente al fundamental. Por otro lado, el generador GW Instek posee una gran cantidad de armónicos y con ello una distorsión armónica casi 10 veces mayor que los otros.

Los resultados obtenidos para el THD calculado en función de las potencias, dan valores que se encuentren por debajo de los establecido por la hoja de datos en tres órdenes de magnitud, por ello se llegó a la conclusión de que los valores dados por el fabricante están calculados en función del valor RMS de los armónicos. Según los fabricantes, el THD del Agilent debería estar en torno al 0,04 %, el del GW Instek en torno al 1 % y para el Picotest debajo de 0,06 %. Se atribuyen las diferencias entre las hojas de datos de los fabricantes y los resultados obtenidos, al uso diario y el tiempo de vida que llevan estos equipos.

Conclusiones

Se pudo observar que en relación, la distorsión armónica del GW Instek es peor que la del Picotest, y la de este es peor que la del Agilent, según cada fabricante. Esta es una de las razones, por las cuales se pueden observar diferencias de precios entre tales marcas.

2. Medición de una señal cuadrada

Análisis teórico

Diagrama espectral de señales

Señal tren de pulsos: Sea $x(t)$ un tren de pulsos, esto es, una señal periódica de período T con un duty cycle o ciclo de trabajo definido como DC . Luego, para no perder generalidad, se analiza para cualquier valor donde $0 < DC < 1$. Por definición, el tren de pulsos es una onda cuadrada que se repite periódicamente y no tiene ciclos negativos. Se desea analizar el diagrama espectral de la señal para lo cual se busca su transformada de Fourier para hallar la distribución de la potencia de dicha señal en los componentes armónicos.

La estrategia para el análisis parte de establecer que el tren de pulsos puede ser escrito como el producto convolución entre el pulso de una dada amplitud y un tren de deltas de Dirac, lo cual consisten en realizar una extensión periódica de la señal no periódica determinada como el pulso unitario. Por lo tanto, se divide el problema en desarrollos más simples, al buscar la transformada Fourier de cada una de estas señales y utilizarlas aplicando propiedades.

- Sea la señal no periódica definida como el pulso unitario $\Pi(t)$, cuya definición está dada como:

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & |t| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2)$$

Luego su transformada Fourier está dada, de forma genérica para un τ cualquiera, como sigue:

$$F \left[\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \right] (f) = \tau \cdot \text{sinc}(\tau \cdot f) \quad (3)$$

En donde la función $\text{sinc}(x)$ está definida como, $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x \cdot \pi)}{\pi \cdot x}$.

- Sea la señal periódica, de período T , $\delta_T(t)$ caracterizada como el tren de deltas de Dirac, luego se puede encontrar su serie de Fourier y, a partir de ello, encontrar de forma simplificada su transformada Fourier, como se muestra a continuación:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot n \cdot t} \quad (4)$$

$$F[\delta_T(t)](f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} = \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (5)$$

- Finalmente, sea $x(t)$ la señal tren de pulsos que inicialmente se buscaba transformar a Fourier, escribiéndola como el producto convolución entre las señales ya analizadas, y aplicando la propiedad de la transformada de Fourier respecto del producto convolución, asumiendo de forma genérica que el pulso tiene una duración dada por $\tau = DC \cdot T$ para analizar todos los casos de duty cycle, entonces:

$$x(t) = \left(A \cdot x_T\left(\frac{t}{\tau}\right) \right) \otimes \delta_T(t) \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
F[x(t)](f) &= F\left[\left(A \cdot x_T\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) \otimes \delta_T(t)\right](f) = A \cdot F\left[\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)\right](f) \cdot F[\delta_T(t)](f) \\
X(f) &= A \cdot \tau \cdot \text{sinc}(\tau \cdot f) \cdot \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \\
\Rightarrow X(f) &= A \cdot DC \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n \cdot DC) \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \tag{7}
\end{aligned}$$

En principio, el resultado de la Ec. 7 se puede interpretar como que tal señal tiene una composición infinita de armónicos, con lo cual es imposible que se transmita a través de algún medio sin sufrir efectos de distorsión por pérdida de armónicos, dado que para ello se requeriría un ancho de banda no finito. Por otro lado, este desarrollo es reproducible para cualquier caso de duty cycle, y se puede observar que a partir de la medición de los armónicos es posible encontrar el valor del DC.

Señal triangular de simetría 50 % : Sea la señal triangular de simetría 50 %, luego se replica el análisis anterior, donde se define primer la señal no periódica dada como el pulso triangular y luego a partir de su transformada, y la del tren de deltas de Direc, se aplica una extensión periódica y con propiedades de convolución de la transformada de Fourier, se encuentra finalmente el diagrama espectral de la señal en cuestión.

- Sea $\Lambda(t)$ el pulso triangular unitario, que se encuentra definido como se muestra a continuación, luego su transformada de Fourier se puede encontrar de forma genérica para algún valor de escalamiento τ , entonces:

$$\Lambda(t) = \begin{cases} 1 - |t| & |t| \leq 1 \\ 0 & |t| > 1 \end{cases} \tag{8}$$

$$F\left[\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)\right](f) = \tau \cdot \text{sinc}^2(\tau \cdot f) \tag{9}$$

- Finalmente, para la señal total se sigue la estrategia propuesta utilizando el valor de $\tau = \frac{T}{2}$, y se encuentra su transformada Fourier:

$$x(t) = \left(A \cdot x_T\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) \otimes \delta_T(t) \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
F[x(t)](f) &= F\left[\left(A \cdot x_T\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) \otimes \delta_T(t)\right](f) = A \cdot F\left[\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)\right](f) \cdot F[\delta_T(t)](f) \\
X(f) &= A \cdot \frac{T}{2} \cdot \text{sinc}^2\left(\frac{T}{2} \cdot f\right) \cdot \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \\
\Rightarrow X(f) &= \frac{A}{2} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{n}{2}\right) \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \tag{11}
\end{aligned}$$

En principio, nuevamente de la Ec. 11 se puede observar la composición no finita de armónicos, y las mismas conclusiones pueden obtenerse que respecto del tren de pulsos.

Simulación del espectro de señales

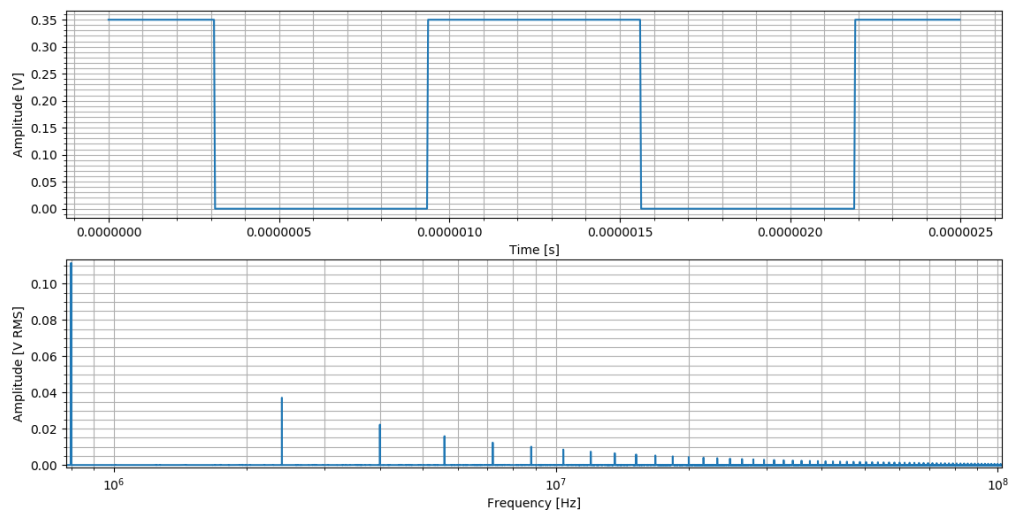


Figura 4: Diagrama espectral en magnitud de señal cuadrada de 50 % de duty

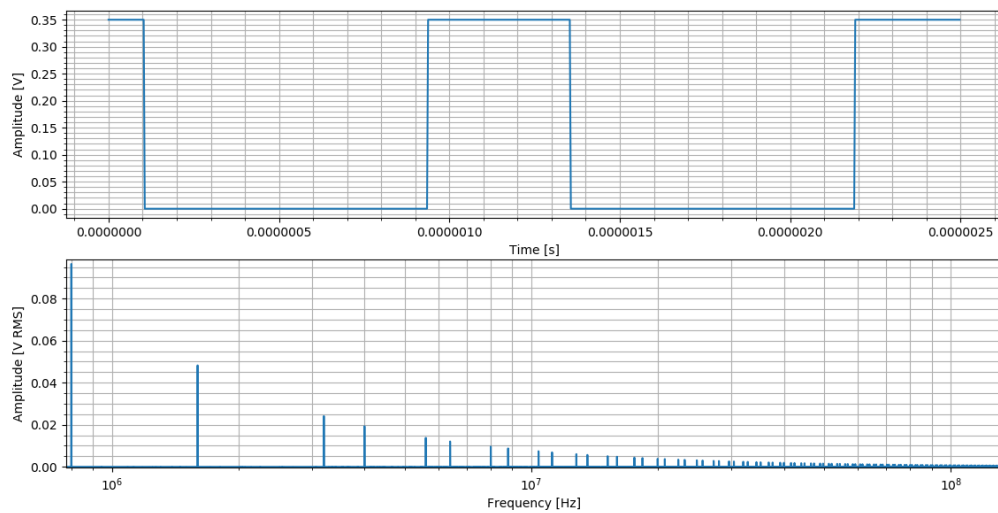


Figura 5: Diagrama espectral en magnitud de señal cuadrada de 33 % de duty

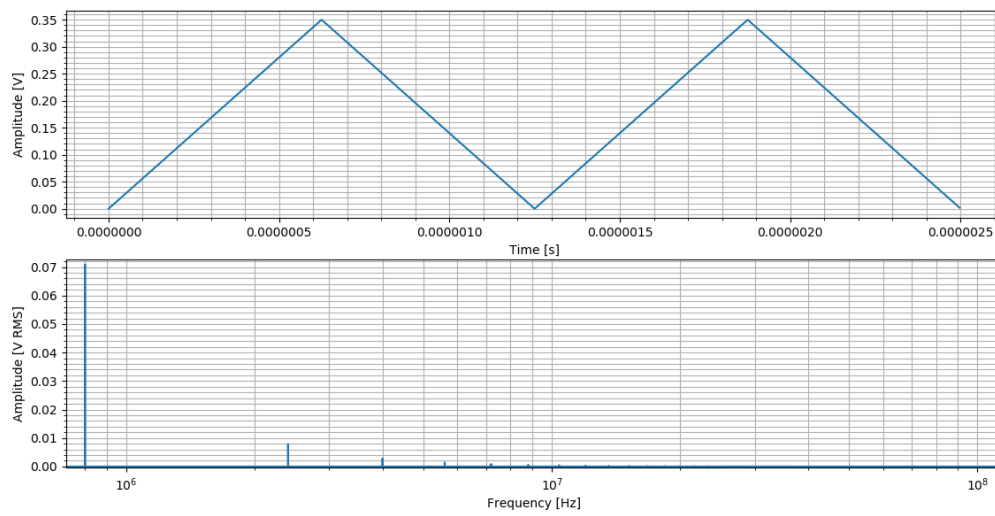


Figura 6: Diagrama espectral en magnitud de señal triangular de 50 % de duty

Mediciones

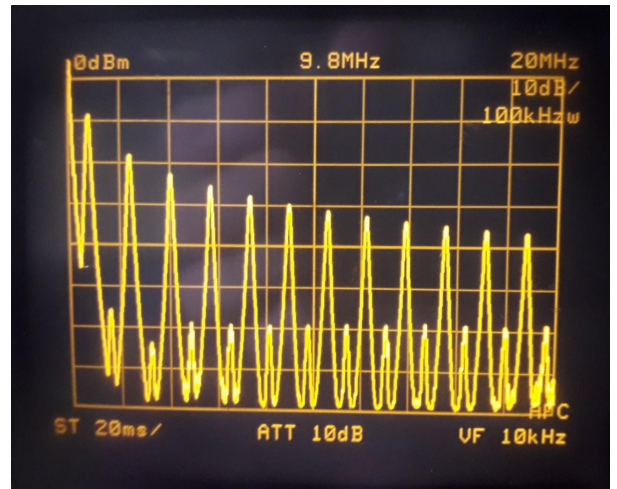
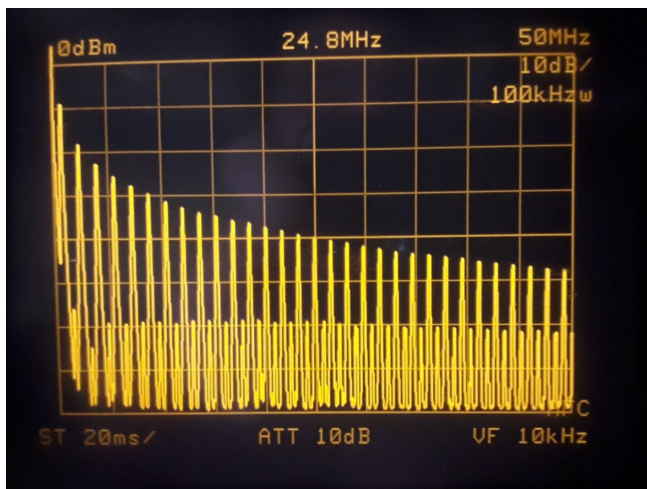


Figura 7: Espectro de onda cuadrada de 800kHz, 350mVpp y 50 %

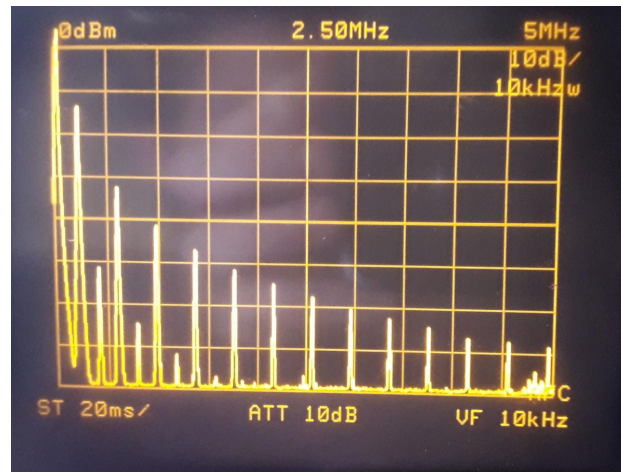
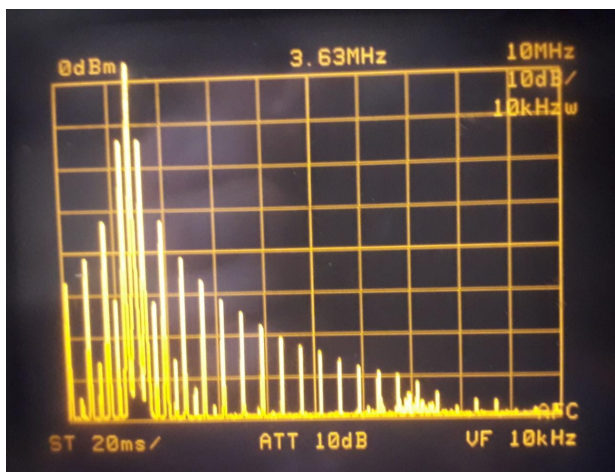


Figura 8: Espectro de onda triangular de 800kHz, 350mVpp y 50 %

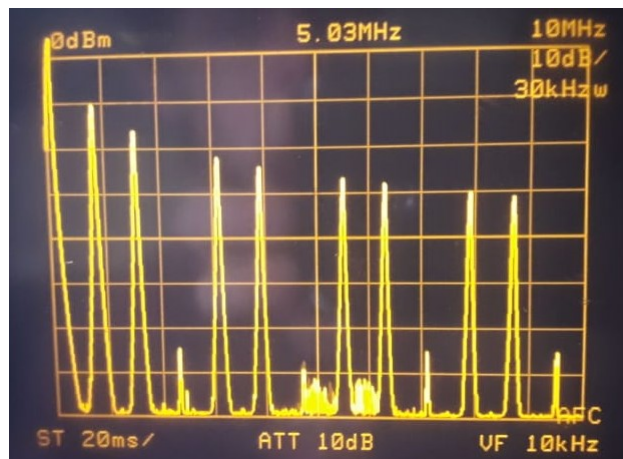
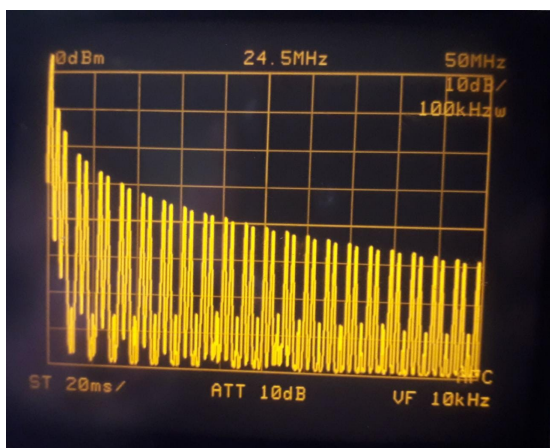


Figura 9: Espectro de onda cuadrada de 800kHz, 350mVpp y 33 %

Análisis de los resultados

A partir de las mediciones del espectro, y realizando una medición de amplitudes relativas de los componentes armónicos con respecto al fundamental, utilizando la opción Marker del analizador de espectro, se midieron sus valores de tensión en dBm y realizando la conversión y empleando la fórmula obtenida en el análisis teórico, se encontró para cada caso el duty correspondiente.

En la Ec. 7 se puede observar una expresión donde todos los componentes armónicos están en función del duty cycle de la onda cuadrada y de allí se puede despejar para obtener los siguientes resultados. Esta operación consiste en evaluar:

$$a_n = A \cdot \frac{\sin(\pi \cdot n \cdot DC)}{\pi \cdot n}$$

$$a_0 = A \cdot DC$$

Amplitud [V]	Fundamental [dBm]	Duty Calculado
188mV	-10	53,2 %
188mV	-14	33,5 %

Tabla 4: Medición del armónico

3. Modulación de señal con AM

Para la siguiente sección se emplearon dos generadores, uno para generar la señal portadora y otro para la moduladora. La frecuencia de la portadora fue de 800kHz y la de la moduladora de 100Hz . Se creó una señal modulada en amplitud fijando el factor de modulación m y variando la amplitud de la señal portadora hasta conseguir 250mV_{pp} medidos a la entrada del analizador de espectros. Se tomaron cuatro mediciones diferentes: moduladora senoidal con $m = 0,5$ y $m = 1$, moduladora triangular con $m = 1$ y moduladora senoidal con $m = 1$ y frecuencia igual a la portadora.

Mediciones

A continuación se muestran las capturas de pantalla del analizador de espectros con sus respectivos gráficos teóricos:

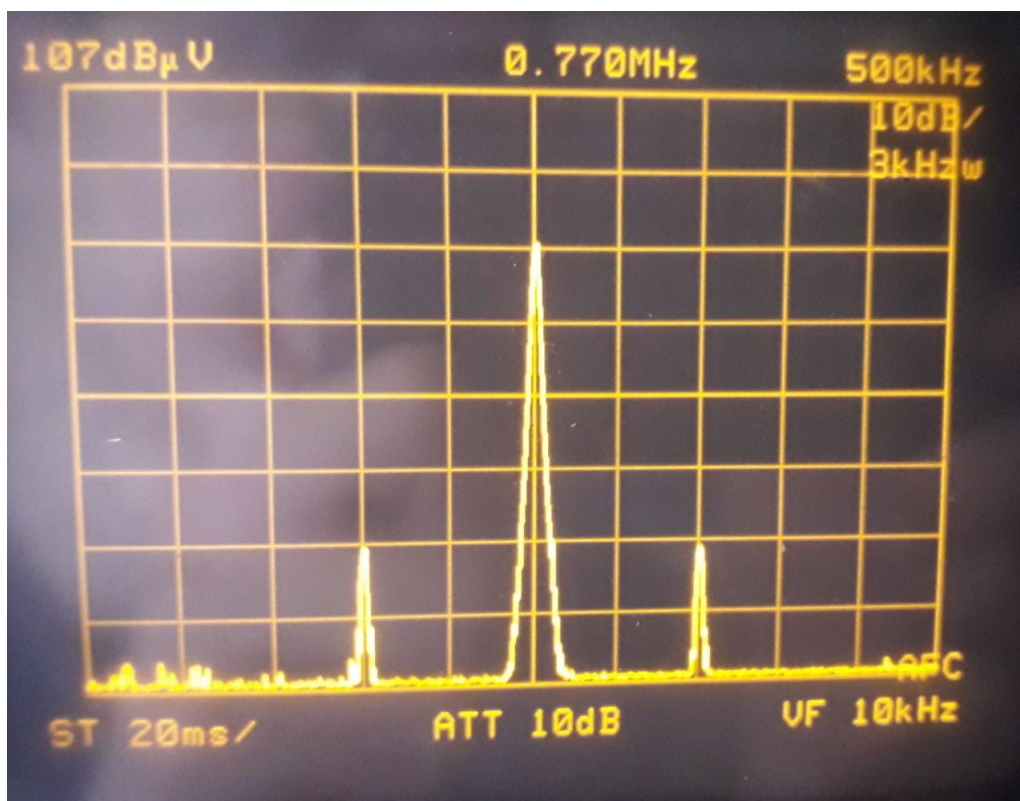


Figura 10: Espectro señal senoidal con $m = 0,5$

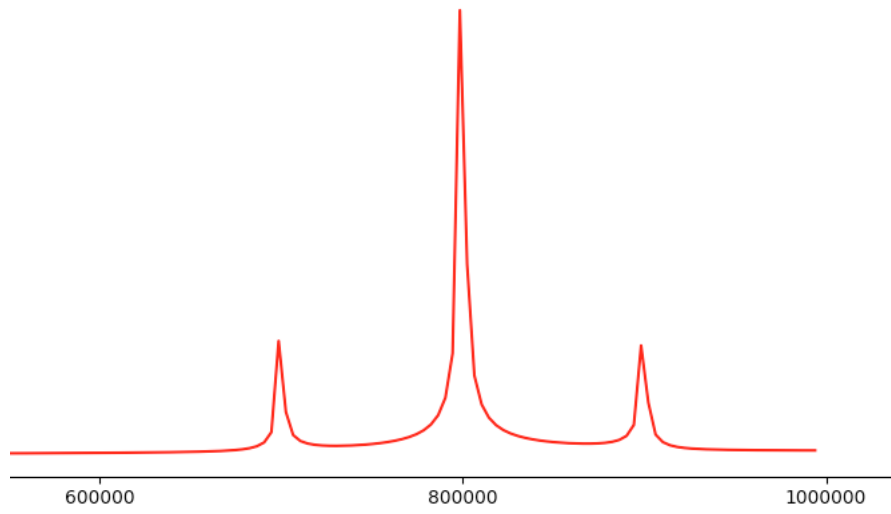


Figura 11: Espectro señal senoidal con $m = 0,5$ teórica

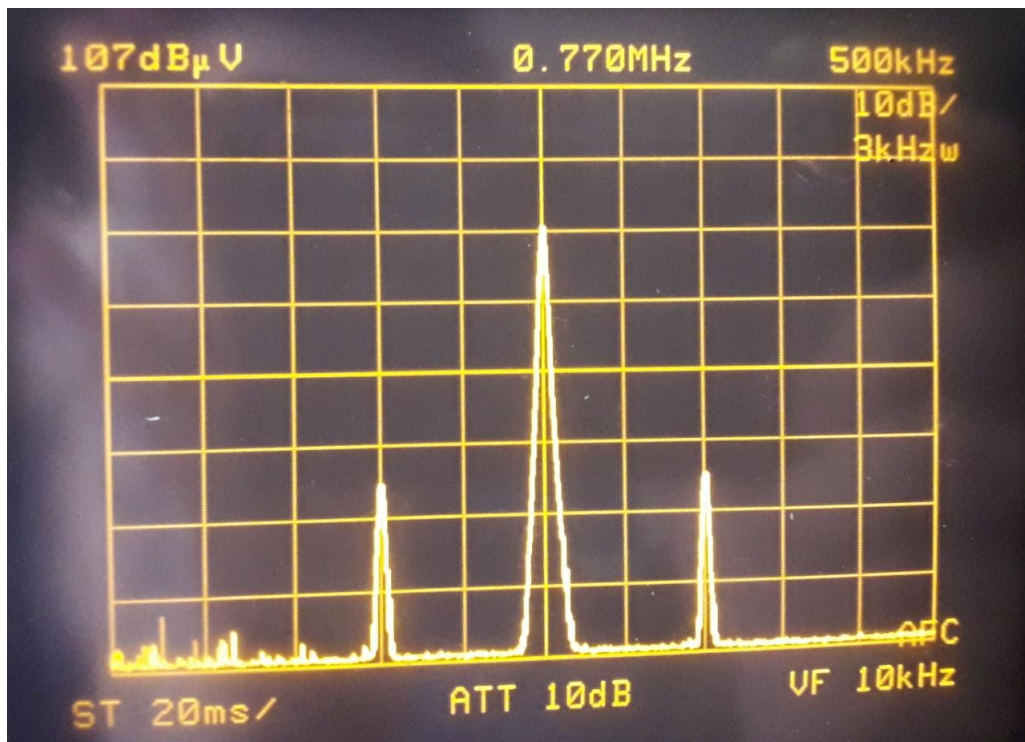


Figura 12: Espectro señal senoidal con $m = 1$

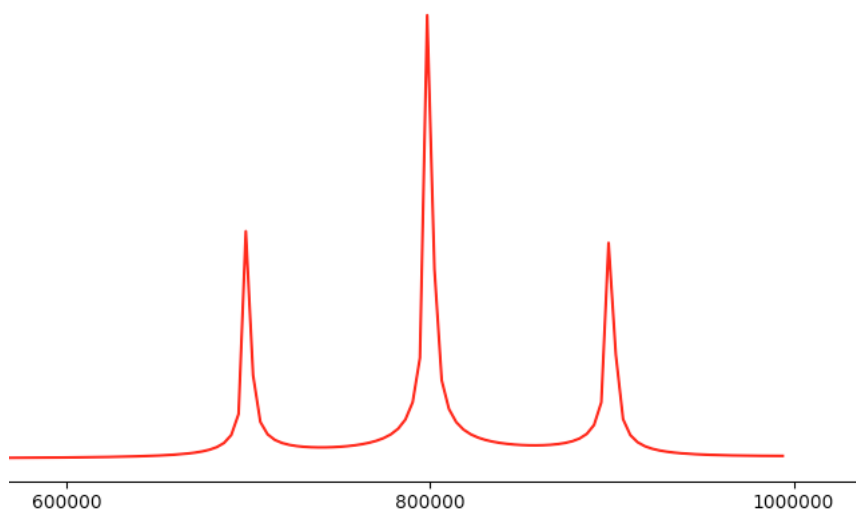


Figura 13: Espectro señal senoidal con $m = 1$ teórica

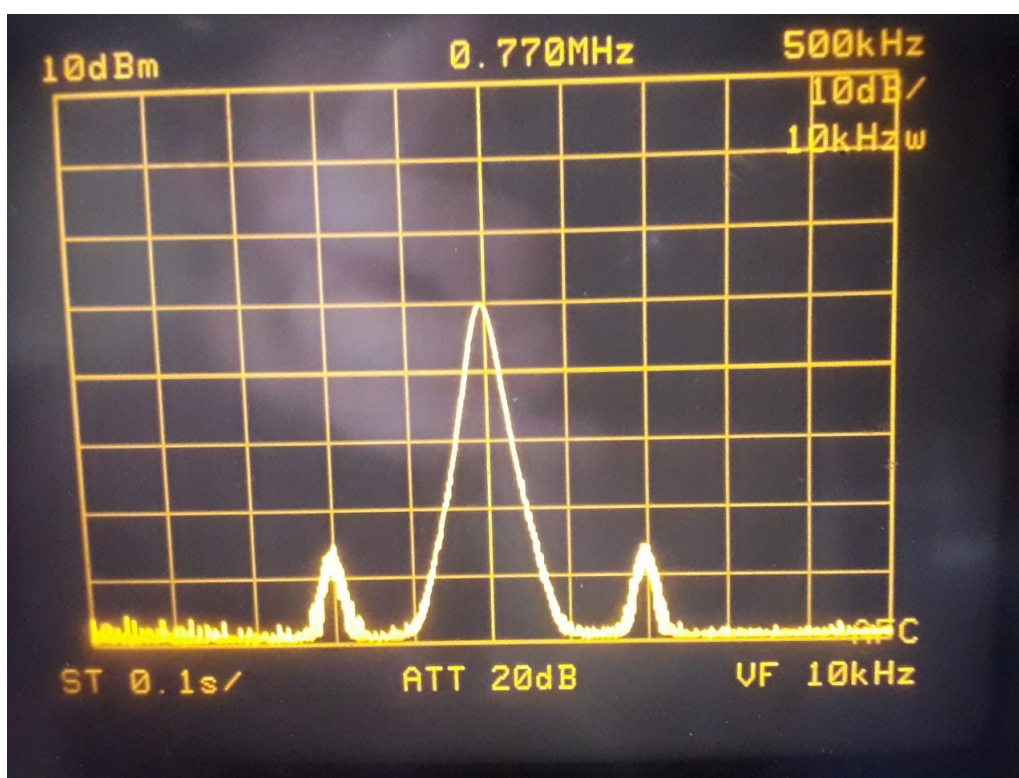


Figura 14: Espectro señal triangular con $m = 1$

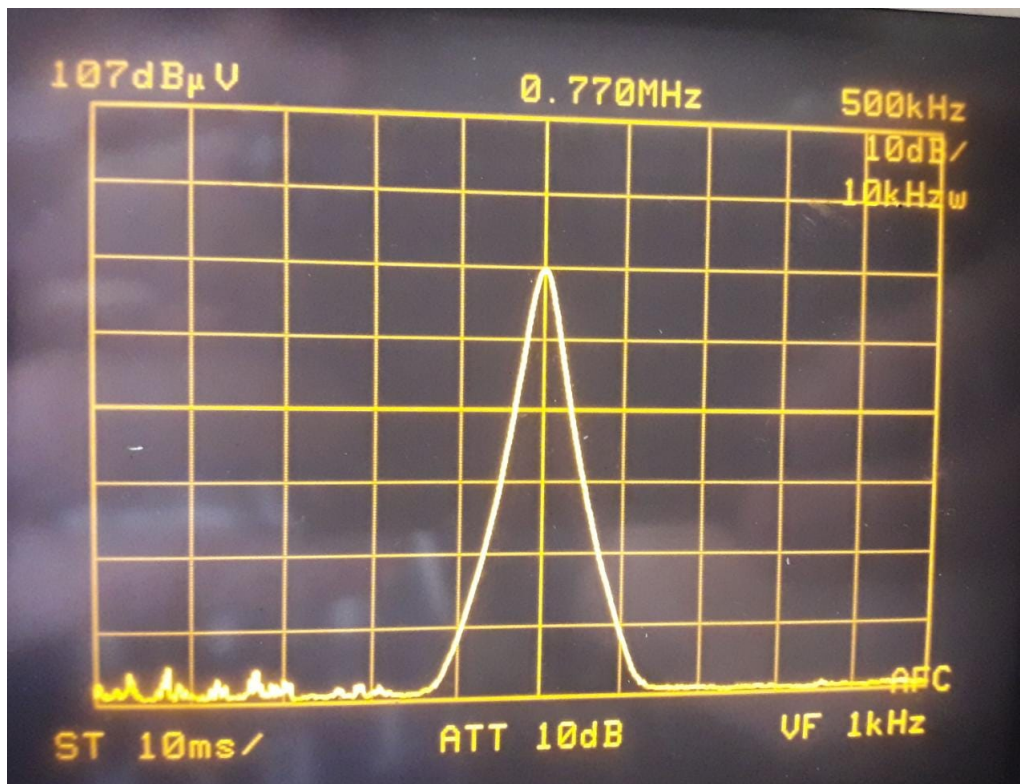


Figura 15: Espectro señal senoidal con frecuencia de portadora

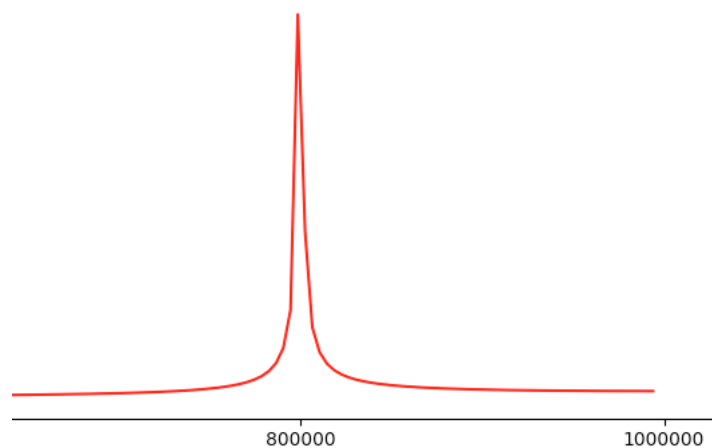


Figura 16: Espectro señal senoidal con frecuencia de portadora teórica

Análisis de los resultados

En primer lugar todas las mediciones concuerdan en forma con las simulaciones correspondientes. La única diferencia que existe es con la precisión de la frecuencia de la portadora, la cuál se observó corrida en 30kHz respecto al valor teórico.

El espectro de las dos primeras figuras revela que existen dos bandas-laterales, a cada lado de la frecuencia portadora. Lo anterior surge de la interferencia entre las frecuencias de la portadora y la modulante. Como

resultado se obtiene la suma y la diferencia entre ambas frecuencias. Debido a que el factor de modulación es mayor para la segunda figura, las bandas laterales aparecen menos atenuadas. Debido que para el caso *d* las frecuencias eran idénticas, no se observan las bandas laterales. Por último, para la señal triangular también se observan las bandas laterales, pero además se ve una banda de frecuencias al rededor de la frecuencia fundamental. Como se expicó en el ejercicio anterior, la señal triangular puede escribirse como una suma infinita de armónicos . Pero la mayor parte de la potencia de la señal ($x\%$), corresponde a los primeros 5 armónicos. Por esta razón , en lugar de verse una única frecuencia se ve una banda y los demás armónicos no se distinguen del piso de ruido.

4. Modulación de señal con FM

La modulación FM consiste en utilizar una señal modulante para variar la frecuencia de la señal portadora alrededor de la frecuencia portadora en un rango específico. Puede definirse al igual que en modulación AM un coeficiente de modulación , el cual representa la desviación de frecuencia máxima como multiplo de la máxima frecuencia de la moduladora. Para este ejercicio se repitieron los puntos *b*, *c* y *d* del inciso anterior para una modulación FM.

Mediciones

A continuación se dejan los espectros obtenidos:

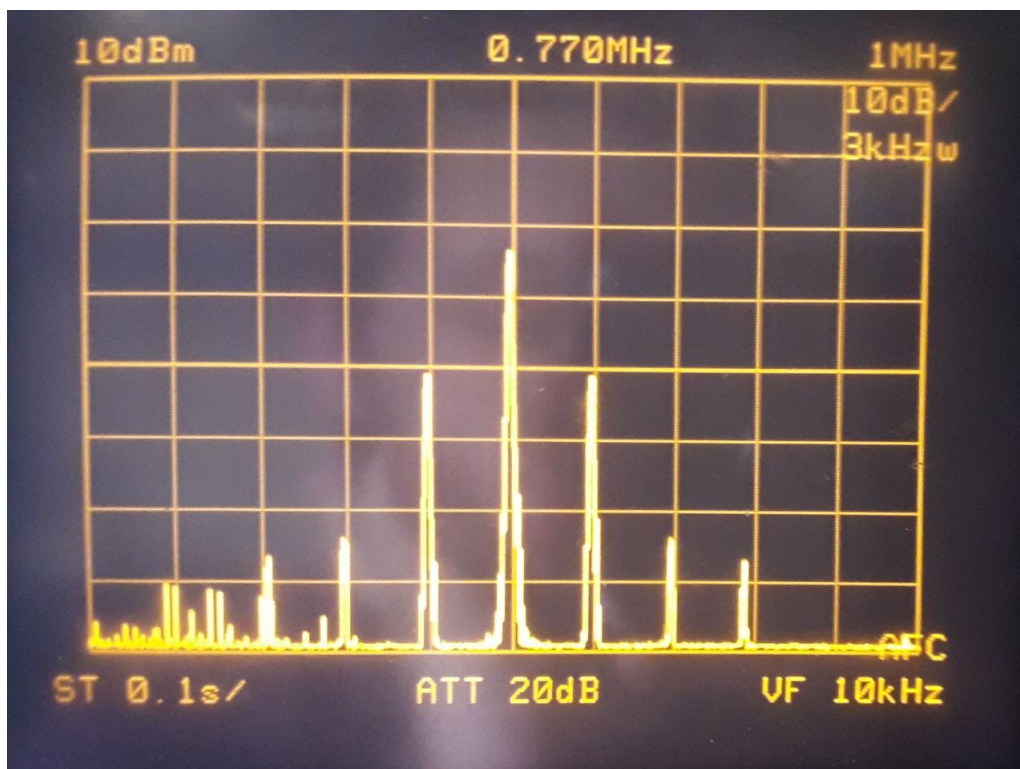


Figura 17: Espectro señal senoidal con $m = 0,5$

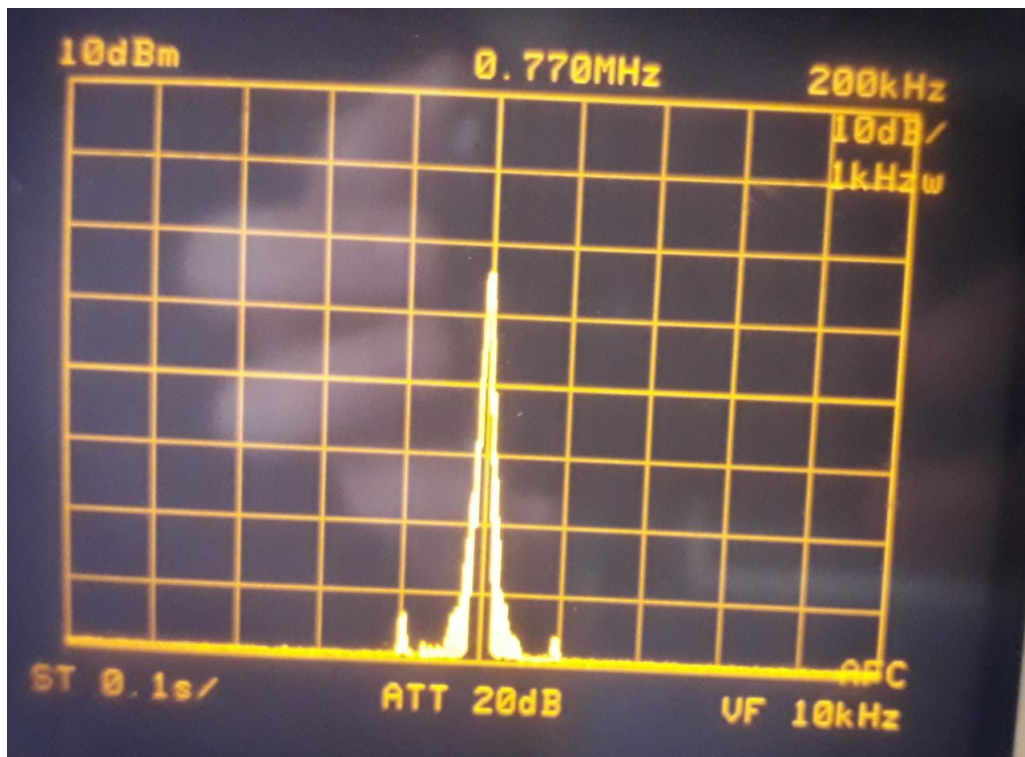


Figura 18: Espectro señal senoidal con frecuencia portadora

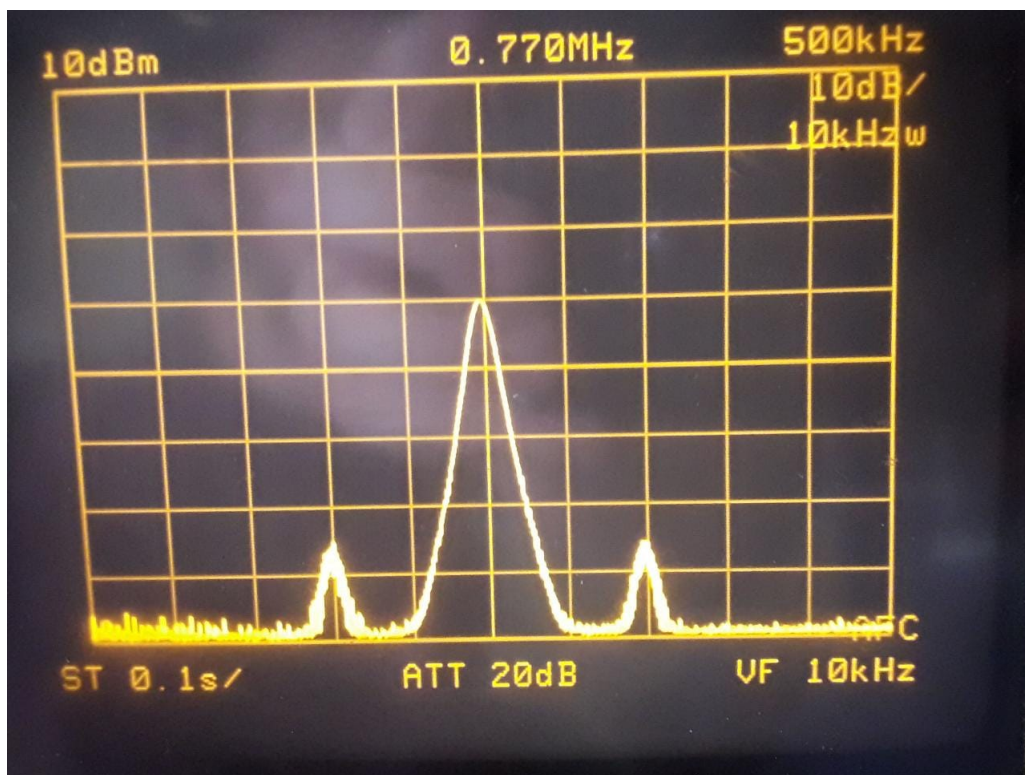


Figura 19: Espectro señal triangular con $m = 1$

Análisis de los resultados

Debido a que en la modulación FM se hace variar la frecuencia de la portadora se esperaría ver ese comportamiento reflejado en forma de armónicos en el analizador de espectros. En la figura se ve claramente lo anterior, en el centro, nuevamente desviada en $30kHz$ está la frecuencia fundamental, y alrededor de ella se ven 3 pares de armónicos distanciados de manera proporcional, por lo que se cumple la hipótesis inicial de modulación FM. Para el caso en el que las frecuencias de las dos señales son iguales ocurre lo mismo que en el ejercicio anterior, y no hay armónicos presentes. Para la triangular, la explicación es análoga al ejercicio 3.

5. Espectro de radiofrecuencias de Argentina

El espectro de radiofrecuencias se encuentra dividido, según lo informado por la ENACOM, Ente Nacional de Comunicaciones, en diferentes bandas atribuidas cada una a diferentes tipos de servicios que emplean el espectro electromagnético para transmitir información.

Servicios	Frecuencias
Radiodifusión AM	535 – 1705kHz
Radiodifusión FM	88 – 108MHz
Radiodifusión TV	VHF Bajo : 54 – 72MHz y 76 – 88MHz VHF Alto : 174 – 216MHz UHF : 512 – 806MHz
Telefonía Celular	SRMC/STM : 869 – 894MHz y 824 – 849MHz PCS : 1850 – 1910MHz y 1930 – 1990MHz

Se propuso utilizar una antena conectada al analizador de espectro para observar el espectro y lograr utilizar el analizador como demodulador de alguna señal que no perteneciera a las radios de AM, FM o TV, no obstante no se pudo conseguir dado que otro tipo de transmisiones son digitales y no se podría escuchar utilizando el analizador de espectro para ello.

6. Espectro electromagnético de FM

La norma técnica del Servicio de FM establece una marcada diferenciación entre las estaciones de alta y mediana potencia (categorías A, B, C y D) y las de baja potencia (E, F y G). Las primeras poseen radios de emisión máximos de 64, 50, 43 y 25 Km respectivamente, mientras que las segundas poseen rangos de servicio de tan solo 5, 3 y 1,5 Km cada una. La banda del espectro radioeléctrico comprendida entre las frecuencias de 88 MHz y 108 MHz es la correspondiente a las emisiones en FM. Está dividida en 100 canales siendo la frecuencia central del primer canal igual a 88,1MHz y la del último 107,9MHz. Para calcular la potencia a la que transmite una emisora de radio se utiliza la potencia radiada efectiva, la cual corresponde a Es la potencia suministrada a la antena multiplicada por su ganancia. Para determinarla deben considerarse las pérdidas en el sistema alimentador de antena. En la siguiente tabla aparece la clasificación de cada emisora según la PRE:

CATEGORIA	P.R.E. (Kw)		Hma (mts.)
	Mínima	Máxima	
A	40	110	200
B	20	40	150
C	4	20	150
D	1	4	100
E	0,3	1	75
F	0,05	0,3	60
G	0,01	0,05	30

Figura 20: Tabla de potencias radiadas efectivas Argentina

Se eligió la emisora de radio Los 40, cuya frecuencia central se encuentra en los 105,5MHz y se midió en el analizador de espectros la señal real:

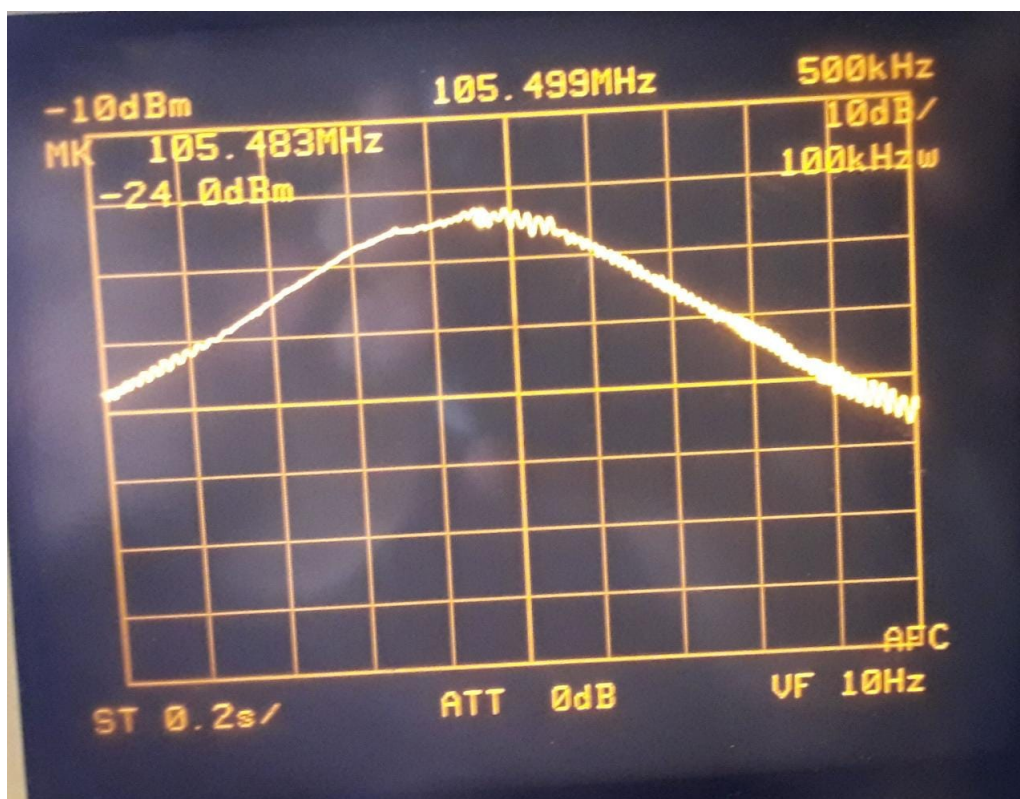


Figura 21: Tabla de potencias radidas efectivas Argentina

El centro de la banda de frecuencias se encuentra exactamente en los $105,5\text{MHz}$ como lo promociona la emisora.

7. Señal de televisión en Argentina

El sistema de codificación utilizado en la transmisión de señales de televisión analógica a color en la Argentina es el sistema PAL-N o línea de fase alternada, por sus siglas en inglés. El sistema PAL surgió en el año 1963, de manos del Dr. Walter Bruch en los laboratorios de Telefunken en su intento por mejorar la calidad y reducir los defectos en los tonos de color que presentaba el sistema NTSC. El ancho de banda total de un canal de televisión es de 6MHz y dado que justamente se trata de una señal televisiva existen dos portadoras, una de sonido $4,5\text{MHz}$ por encima del valor base y otra de color $3,582056\text{MHz}$ sobre el valor de frecuencia de referencia. El nombre phase alternating line hace referencia al modo en que la información de crominancia (color) de la señal de vídeo es transmitida, siendo invertida en fase en cada línea, permitiendo la corrección automática de los posibles errores en fase al cancelarse entre sí. Aprovechando que habitualmente el contenido de color de una línea y la siguiente es similar, en el receptor se compensan automáticamente los errores de tono de color tomando para la muestra en pantalla el valor medio de una línea y la siguiente, dado que el posible error de fase existente entre ambas será contrario. De esta forma, en lugar de apreciarse dicho error como un corrimiento del tono, se aprecia como un ligero defecto de saturación de color, que es mucho menos perceptible al ojo humano.

Utilizando el analizador de espectro se logró escuchar la señal de audio del canal 9 a una frecuencia de $191,7\text{MHz}$ o $5,7\text{MHz}$ por sobre la frecuencia de referencia lo cual concuerda con los datos proveídos por la ENACOM, pero es mayor a los $4,5\text{MHz}$ mencionados anteriormente. Debido que en realidad se asignan una banda de frecuencias sobre la cual el canal puede emitir, los resultados son satisfactorios.

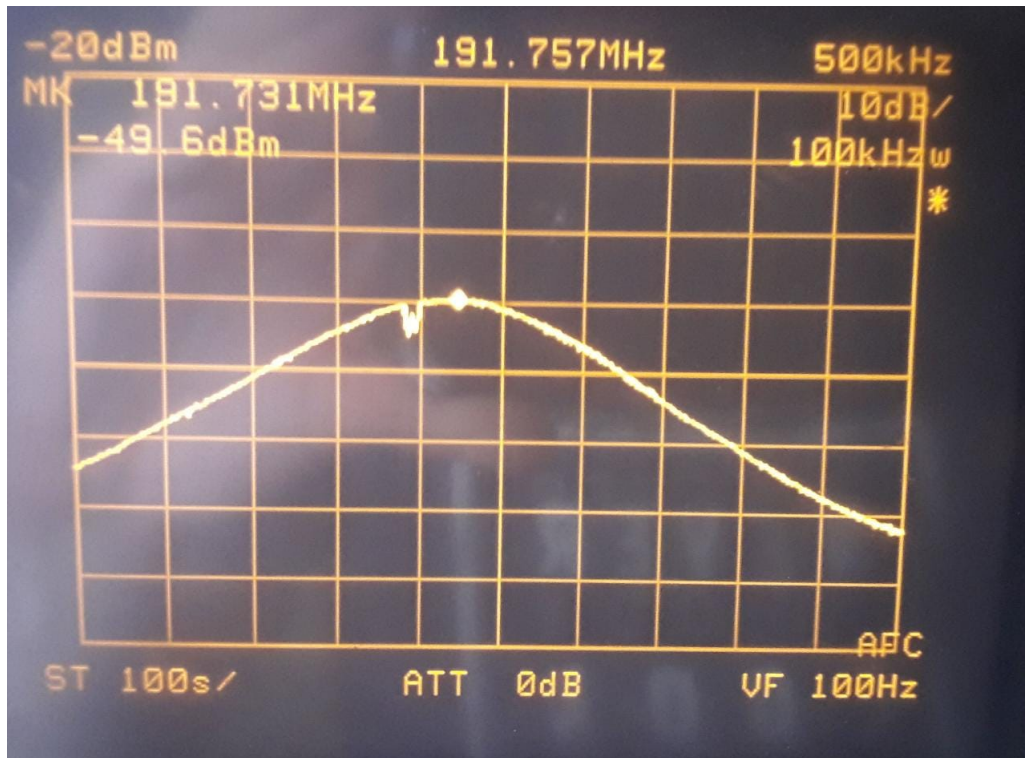


Figura 22: Emisión de sonido canal 9

8. Medición de señales sinc y tren de pulsos

Análisis teórico

Diagramas espectrales

Señal sinc: Se desea encontrar el espectro en frecuencia de la señal sinc, la cual suele denominarse una señal pseudo-periódica dado el carácter repetitivo de la forma de onda, a pesar de que sus valores de amplitud se encuentre en decremento al pasar el tiempo. Utilizando un senoide de frecuencia f_o se define como en la Ec. 12 la señal a transformar.

$$x(t) = \text{sinc}(2 \cdot f \cdot t) = \frac{\sin(2\pi \cdot f_o \cdot t)}{2\pi \cdot f_o \cdot t} \quad (12)$$

Entonces, por definición llamando $\tau = 2 \cdot f$, se puede encontrar su transformada de Fourier, y resulta en la expresión hallada en la Ec. 13.

$$F[x(t)](f) = \frac{1}{2 \cdot f_o} \cdot \Pi\left(\frac{f}{2 \cdot f_o}\right) \quad (13)$$

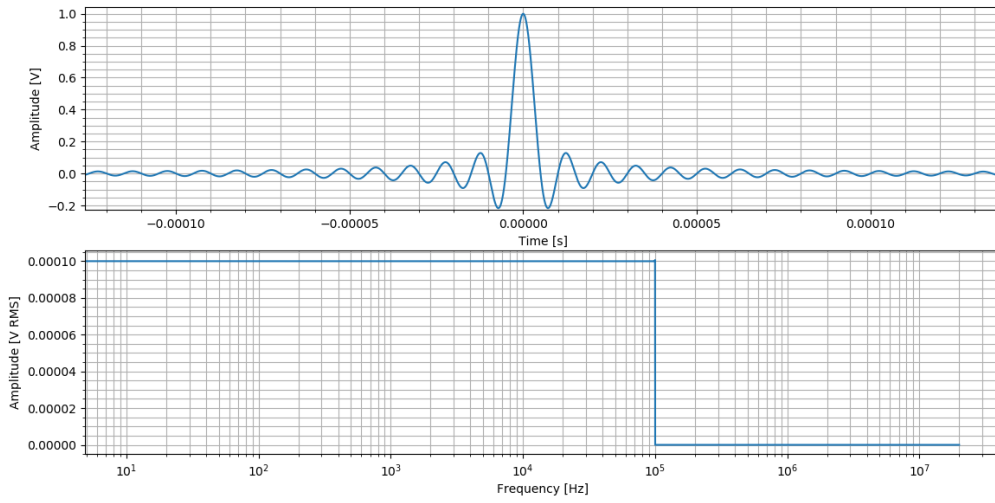


Figura 23: Diagrama espectral en magnitud de función Sinc

Señal tren de deltas de Dirac: En este caso se define la señal de la forma en la cual se muestra en la Ec. 14 y luego se la transforma a Fourier, obteniendo el resultado de la Ec. 15.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - \frac{n}{f_o}) \quad (14)$$

$$X(f) = F[x(f)](f) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n \cdot f_o) \quad (15)$$

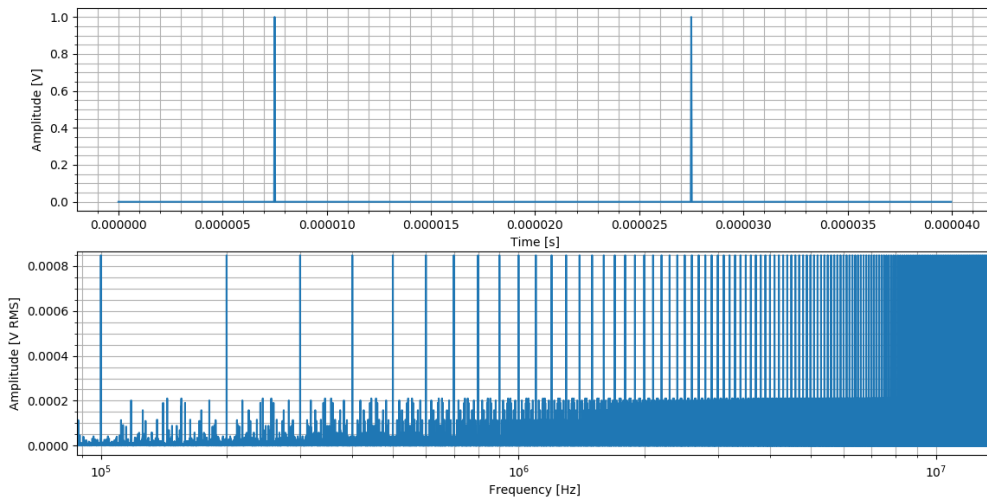


Figura 24: Diagrama espectral en magnitud del tren de deltas

Como puede observarse, ambas señales tienen un contenido espectral que no es finito, pero a pesar de ello se distinguen una de otra por el hecho de que para el caso del tren de deltas de Dirac, sus armónicos están discretizados, mientras que no sucede así con el caso de la señal sinc, cuyo espectro es continuo.

Mediciones

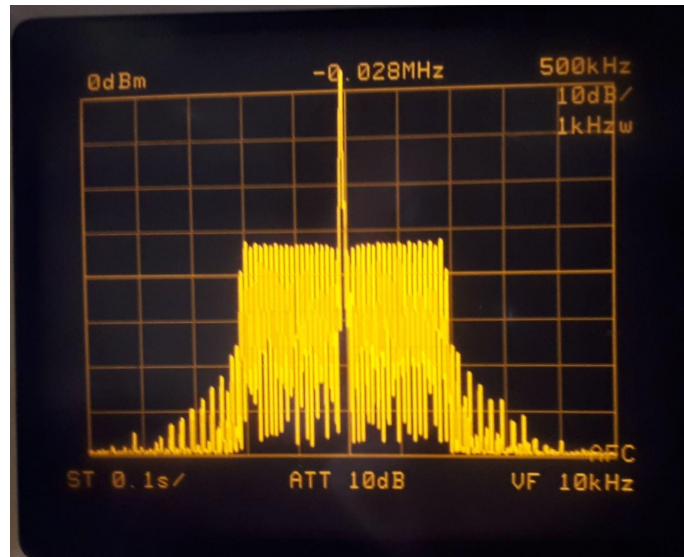


Figura 25: Espectro de la señal sinc

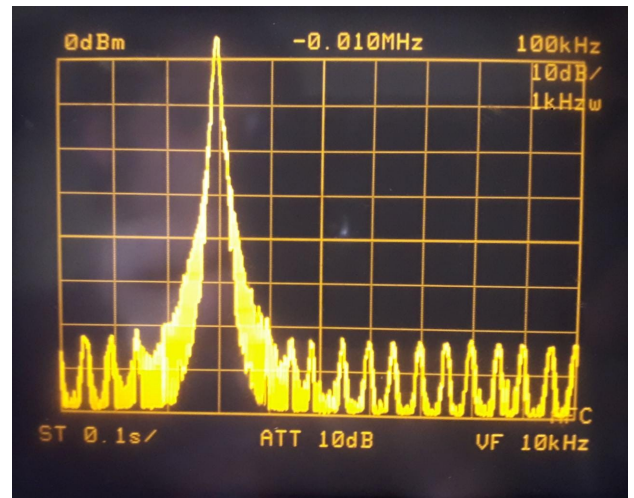
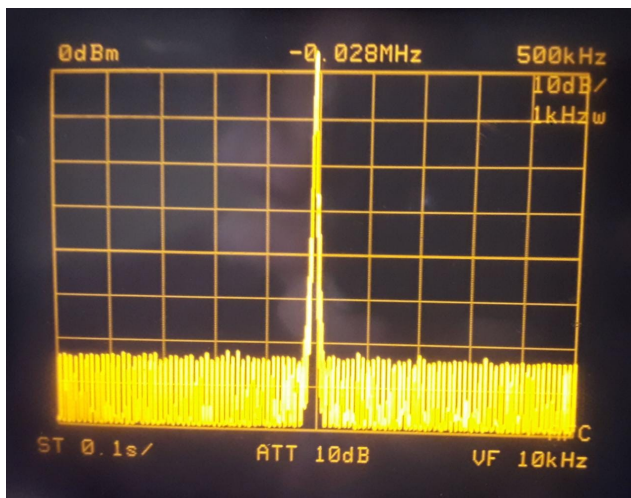


Figura 26: Espectro de la señal tren de deltas

Análisis de los resultados

Se pudo observar y corroborar el espectro esperado como resultado para ambas ondas, donde en primer lugar el espectro resultante de la onda $\frac{\sin(x)}{x}$ debería ser un pulso, pero se asume que por características del barrido en el oscilador local del analizador, las muestras producen sucesivos deltas que hacen a la forma de un pulso. Se llega a la conclusión de que los armónicos que aparecen luego del pulso son desperfectos ya sea por alguna distorsión armónica del generador, o bien resultado de la medición del analizador. Finalmente, en las Fig. 26 se pueden ver las infinitas componentes del tren de deltas, con una amplitud pequeña.