

Trabajo Práctico No 1 - Comunicaciones Digitales

En este trabajo práctico, se propondrán ejercicios sobre comunicaciones digitales extraídos del autor Sklar, los cuales serán resueltos en forma analítica y luego se comprobarán los resultados mediante simulaciones realizadas con el software “System View”.

1. Ejercicio 1 - 3.10

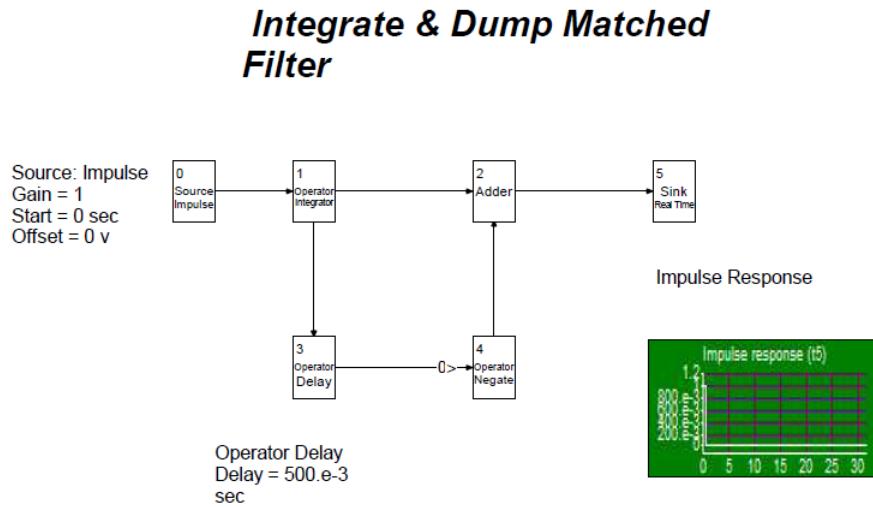


Figura 1: Diagrama en bloques del sistema del ej 3.10 en el SystemView

En este ejercicio se trabaja con el filtro conocido como 'Integrate and dump filter', el mismo consiste en hacer pasar la entrada por un integrador de orden 0 y luego hacer la resta de la salida del integrador consigo misma pero con un retardo T. En la siguiente figura se puede ver la respuesta impulsiva de dicho filtro utilizando $T = 0,5\text{sec}$.

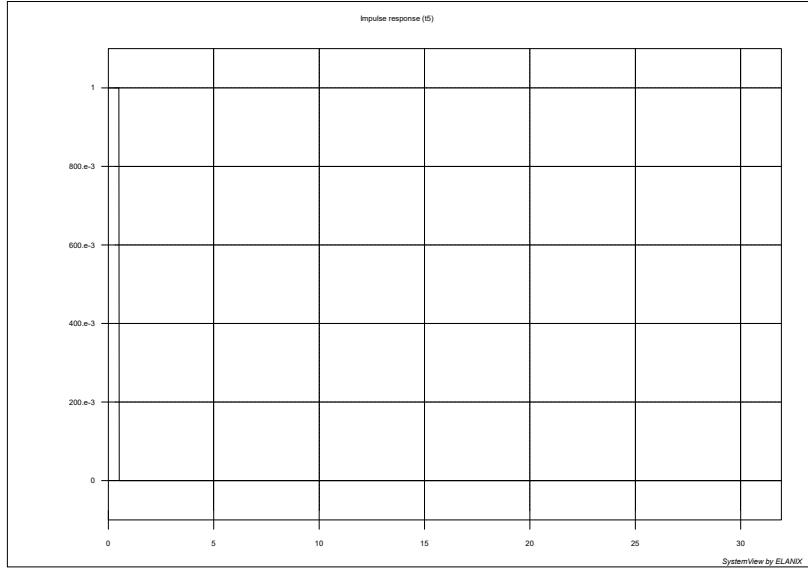


Figura 2: Respuesta impulsiva del Integrate and dump filter con $T = 0,5\text{sec}$

1.1. Item a

1.1.1. Enunciado

Determinar la función transferencia en frecuencia $H(f)$ del circuito, y el cuadrado de la misma $|H(f)|^2$. Para que valores de f se tiene que $|H(f)|^2 = 0$?

1.1.2. Resolución Teórica

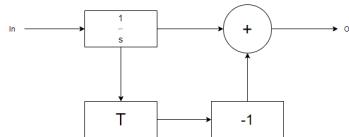


Figura 3: Diagrama en bloques del sistema

La salida del sumador es la entrada integrada restada consigo misma pero con un retraso de T . Por lo que se tiene que:

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau - \int_0^{t-T} x(\tau) d\tau \quad (1)$$

Si nombramos $u(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau$ y tenemos que $U(s) = \frac{X(s)}{s}$:

$$y(t) = u(t) - u(t - T)$$

Tomando la transformada de Laplace de ambos lados se obtiene que:

$$Y(s) = U(s)(1 - e^{-sT})$$

$$Y(s) = \frac{X(s)}{s}(1 - e^{-sT})$$

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (2)$$

Finalmente evaluando en $s = j2\pi f$ obtenemos la función transferencia en frecuencia:

$$H(f) = \frac{1 - e^{-j2\pi f T}}{j2\pi f} \quad (3)$$

Tomando el modulo de la transferencia:

$$\begin{aligned} |H(f)| &= \left| \frac{1 - e^{-j2\pi f T}}{j2\pi f} \right| = \frac{|1 - e^{-j2\pi f T}|}{2\pi f} \\ |H(f)| &= \frac{\sqrt{(1 - \cos(2\pi f T))^2 + \sin^2(2\pi f T)}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{1 - 2\cos(2\pi f T) + \underbrace{\cos^2(2\pi f T) + \sin^2(2\pi f T)}_1}}{2\pi f} \\ |H(f)| &= \frac{\sqrt{2(1 - \cos(2\pi f T))}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (4)$$

Tomando el cuadrado de la ecuación(4)llegamos a:

$$|H(f)|^2 = \frac{2(1 - \cos(2\pi f T))}{(2\pi f)^2} \quad (5)$$

De (5), se puede ver que $|H(f)|^2 = 0$ cuando:

$$1 = \cos(2\pi f T)$$

Entonces los ceros de $|H(f)|^2$ se encuentran evaluando en $f = \frac{k}{T}, k \in \mathbb{N}$.

1.2. Item b

1.2.1. Enunciado

Evaluar $|H(f)|^2$ en $f = \frac{k+\frac{1}{2}}{T}, k \in \mathbb{N}$.Donde están estos puntos en el espectro? Normalizar la respuesta con respecto al valor en $f = 0$ y expresar en dB.

1.2.2. Resolución

Los puntos en los que se pide evaluar corresponden a los puntos medio entre ceros de transmisión en el espectro, lo cual significa que son los máximos de los lóbulos laterales.

Evaluando (5) en $f = \frac{k+\frac{1}{2}}{T}$ se obtiene:

$$\begin{aligned} |H(\frac{k+\frac{1}{2}}{T})|^2 &= \frac{2(1 - \cos(2\pi \frac{k+\frac{1}{2}}{T} \frac{1}{T})))}{(2\pi \frac{k+\frac{1}{2}}{T})^2} = \frac{\cancel{2}(1 - \cos((2k+1)\pi))}{\cancel{2}\pi^2 (\frac{k+\frac{1}{2}}{T})^2} \\ |H(\frac{k+\frac{1}{2}}{T})|^2 &= \frac{\cancel{2}T^2}{\cancel{2}\pi^2 (k+\frac{1}{2})^2} \end{aligned}$$

$$|H\left(\frac{k+\frac{1}{2}}{T}\right)|^2 = \left(\frac{T}{\pi(k+\frac{1}{2})}\right)^2 \quad (6)$$

En $f = 0$ se tiene un cero y un polo, para determinar el valor en dicho punto se toma el límite de f tendiendo a 0:

$$\lim_{f \rightarrow 0} |H(f)|^2 = \lim_{f \rightarrow 0} \frac{2(1-\cos(2\pi f T))}{4\pi^2 f^2} \stackrel{L'H}{=} \lim_{f \rightarrow 0} \frac{4\pi f T \sin(2\pi f T)}{8\pi^2 f} \stackrel{L'H}{=} \lim_{f \rightarrow 0} \frac{8\pi^2 T^2 \cos(2\pi f T)}{8\pi^2} = T^2$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} |H(f)|^2 = T^2 \quad (7)$$

Entonces dividiendo (6) por (7) obtenemos el valor normalizado:

$$|H\left(\frac{k+\frac{1}{2}}{T}\right)|^2_N = \left(\frac{1}{\pi(k+\frac{1}{2})}\right)^2 \quad (8)$$

Pasando a dB:

$$|H\left(\frac{k+\frac{1}{2}}{T}\right)|^2_N [dB] = -40 \log_{10}(\pi(k+\frac{1}{2}))$$

1.3. Item c

1.3.1. Enunciado

Correr el sistema con $T = 0,5\text{sec}$. Verificar los cálculos con los resultados obtenidos.

1.3.2. Resolución

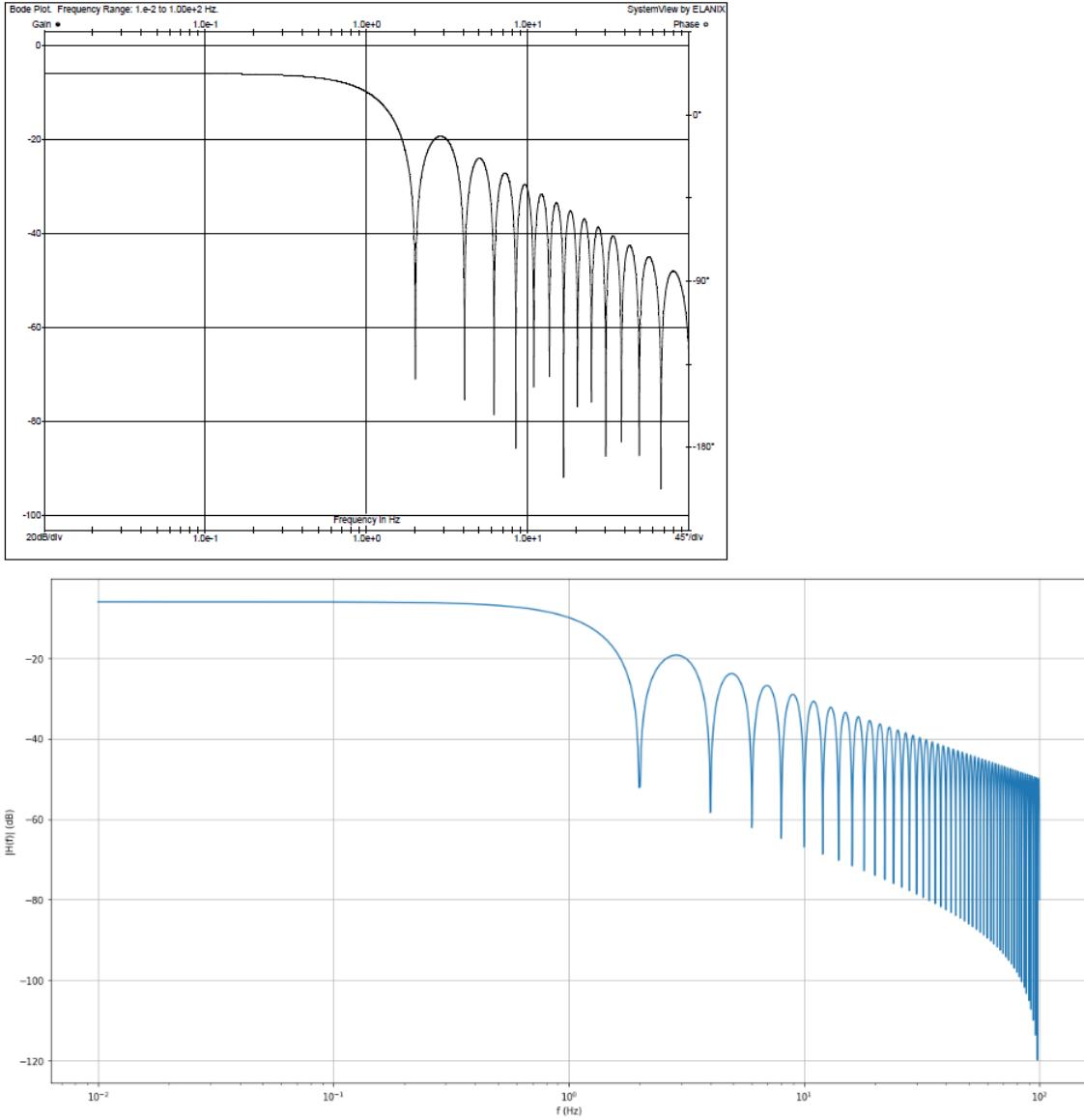


Figura 4: Bode del SystemView en la parte superior, y bode teórico en la parte inferior

En la imagen anterior se puede ver el bode de la ganancia obtenido con el SystemView y a la derecha el bode teórico obtenido mediante un script de python utilizando la ecuación (4). En ambos casos los ceros de transmisión se encuentran en $f = \frac{k}{T} = 2k[\text{Hz}]$, y los máximos de los lóbulos laterales en $f = \frac{k+\frac{1}{2}}{T} = 2k + 1[\text{Hz}]$.

Evaluando (8) para $k = 1$ se tiene que el máximo teórico del primer lóbulo lateral vale aproximadamente -27dB . Sin embargo, el valor de -27dB es para el bode normalizado, para comparar con la gráfica debemos desnormalizar el mismo:

$$|H(\frac{1+\frac{1}{2}}{T})|^2[\text{dB}] = |H(\frac{1+\frac{1}{2}}{T})|^2_N[\text{dB}] + 40\log_{10}(T) = -27\text{dB} - 12\text{dB}$$

$$|H(\frac{1+\frac{1}{2}}{T})|^2[\text{dB}] = -39\text{dB}$$

El valor obtenido es para $|H(f)|^2$ para obtener el valor de $|H(f)|$ en dB, se debe dividir por dos, con lo que el valor teórico queda:

$$|H(\frac{1+\frac{1}{2}}{T})| [dB] = -19,5dB$$

Este valor para el máximo del primer lóbulo lateral coincide con el que puede verse en ambas gráficas.

1.4. Item d

1.4.1. Enunciado

Cambiar el delay de ambos bloques de $0,5sec$ a $2sec$, y cambiar el 'start time' de la función escalón a $2sec$. Comparar los espectros obtenidos de ambos delays. Hacia donde se mueven los ceros del espectro, y que pasa con el valor de $H(0)$ (no en dB)? Calcular para ambos casos el valor del producto de $H(0)$ y la frecuencia donde se encuentra el primer cero. Comentar en el resultado.

1.4.2. Resolución

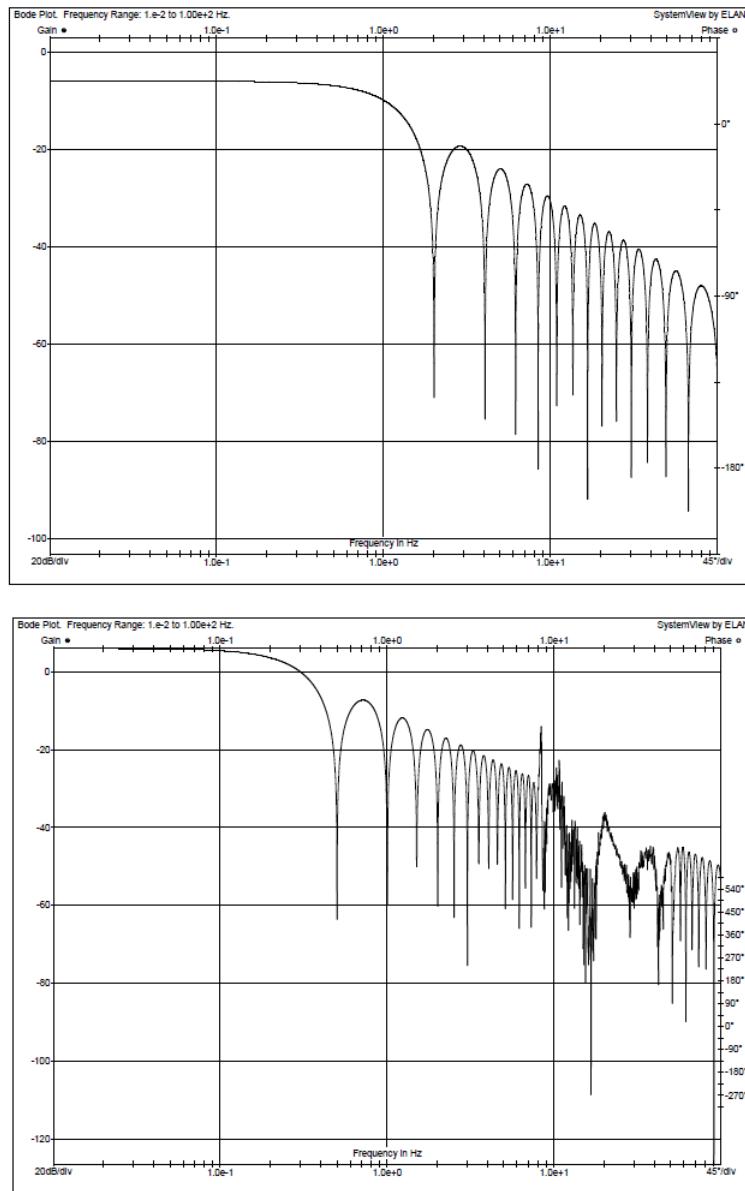


Figura 5: Comparación del espectro para $T = 0,5sec$ y $T = 2sec$

En la parte superior de la ultima figura se puede ver el espectro del sistema con $T = 0,5sec$, y en la parte inferior para $T = 2sec$. Se puede notar que para $T = 2seg$ la ubicación de los ceros esta mas cerca de los $0Hz$. El primer cero utilizando un delay de $2sec$ esta en $f = 0,5Hz$, mientras que utilizando un delay de $T = 0,5sec$ el primer cero se encuentra en $f = 2Hz$. Estos resultados coinciden con la expresión teórica hallada que indica que los ceros están en $f = \frac{k}{T}, k \in \mathbb{N}$.

También se puede ver que al aumentar el delay a $T = 2sec$ la ganancia en $f = 0Hz$ aumenta y toma un valor mayor a 1, a diferencia de $T = 0,5sec$ que tiene una ganancia menor a 1. Esto también coincide con el análisis teórico, ya que la ganancia en $f = 0Hz$ es T como se puede obtener de (7). Los productos entre la ganancia en $0Hz$ y el primer cero de transmisión son:

- $T = 0,5sec$

$$H(0).f_1 = 0,5 \times 2Hz = 1Hz$$

- $T = 2sec$

$$H(0).f_1 = 2 \times 0,5Hz = 1Hz$$

De los resultados anteriores se obtiene que el producto entre la ganancia en continua y la ubicación del primer cero no depende del delay y es constante. Esto puede verse fácilmente ya que dicho producto es:

$$H(0).f_1 = \mathcal{X} \cdot \frac{1}{T} = 1Hz$$

2. Ejercicio 2 - 3.13

2.1. Introducción

En este ejercicio se realizan simulaciones para mostrar el comportamiento de los filtros de tipo coseno elevado (con simetría vestigial) frente a la “Interferencia Intersimbólica” (ISI).

Para el análisis de la simulación, es importante recordar la relación entre el mínimo ANCHO DE BANDA (“W”) y TASA DE BITS (“R_b”), teniendo en cuenta el roll-off (“r”), en banda base:

$$W(Hz) = \frac{(1+r) \cdot R_b}{2}$$

Esta relación fue mostrada por Nyquist y ocurre cuando la transferencia del canal es rectangular, es decir que la respuesta al impulso es $h(t) = \text{sinc}(t/T_b)$, siendo ”T_b” el período de transmisión de símbolos binarios ($T_b = \frac{1}{R_b}$). Esta transferencia es la más eficiente en cuanto a ancho de banda, sin embargo es propensa a tener ISI en exceso en caso de errores de “timing”, debido a los elevados lóbulos secundarios de la respuesta al impulso. Dicho esto, solo basta aclarar los tres factores a tener en cuenta a la hora de decidir el filtro para reducir ISI:

- 1) Complejidad del filtro (disminuye al aumentar r)
- 2) Robustez del sistema ante errores de temporización (aumenta al aumentar r)
- 3) Retardo necesario para implementación causal (disminuye al aumentar r)
- 4) Ancho de banda necesario (aumenta al aumentar r)

2.2. Sistema de Simulación

Para simular el comportamiento de los filtros de coseno elevado en este ejercicio, se utiliza el siguiente sistema en el programa System View:

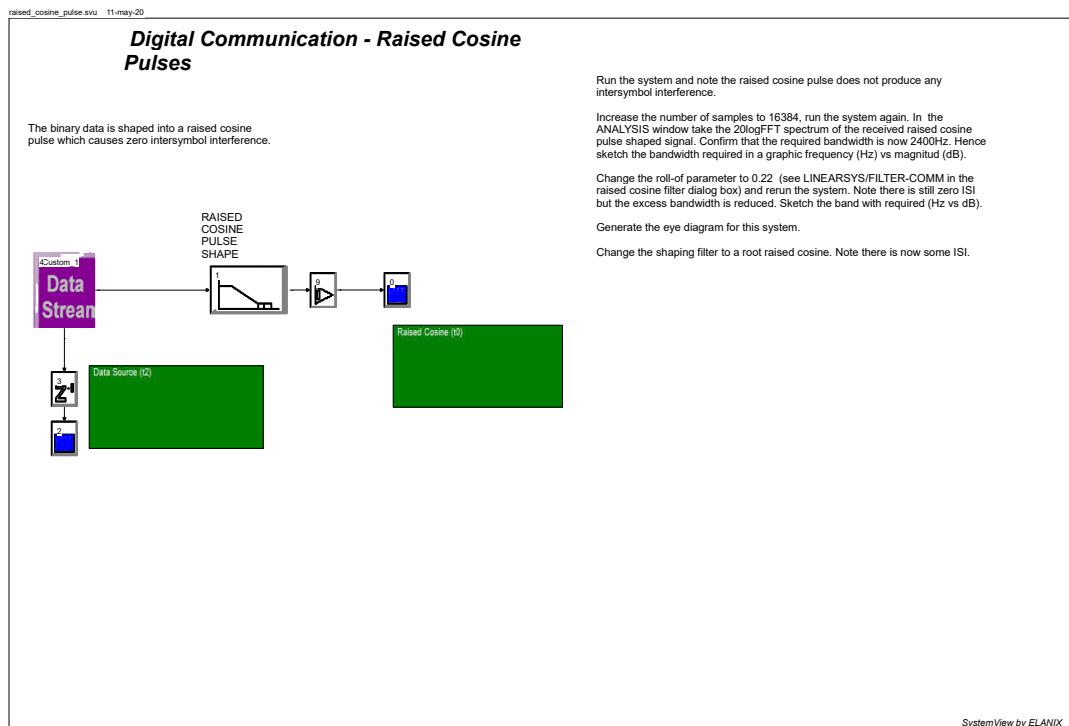


Figure 6: Esquema Simulación

En el sistema, se genera una señal de pulsos aleatorios positivos y negativos (DATA STREAM), el cual pasa por un filtro de tipo coseno elevado y una etapa de ganancia para luego ser muestrada la salida.

Por otro lado, el DATA STREAM es mostrado por el System View, y para poder comparar correctamente con la salida del filtro coseno elevado y la etapa de ganancia, se muestra luego de que se pase por una etapa de retardo. Esta etapa de retardo tiene 150 delays, lo cual es consistente con un filtro FIR de coseno elevado de 301 muestras (un muestra central y 150 a cada lado). Entonces, por ejemplo, con una frecuencia de muestreo (no es lo mismo a tasa de emisión de bits) de $10,42e - 6$ seg, se tiene un delay del sistema de $10,42e - 6 * 150 = 1,563e - 3$.

El bloque “DATA STREAM” esta conformado por los siguientes bloques:

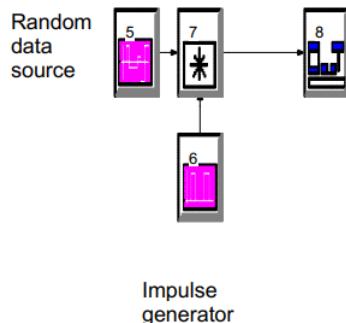


Figure 7: DATA STREAM

Este bloque genera pulsos positivos y negativos de manera aleatoria, para lo cual multiplica una secuencia aleatoria de 1 y -1 por una generador de pulsos.

2.3. Item 1

En la primera parte de la simulación se utiliza un factor de roll-off de “1” para el filtro coseno elevado, y una tasa de emisión de $2400 \frac{\text{simb}}{\text{seg}}$.

A continuación se muestra la configuración utilizada en system view y el resultado final de la simulación:

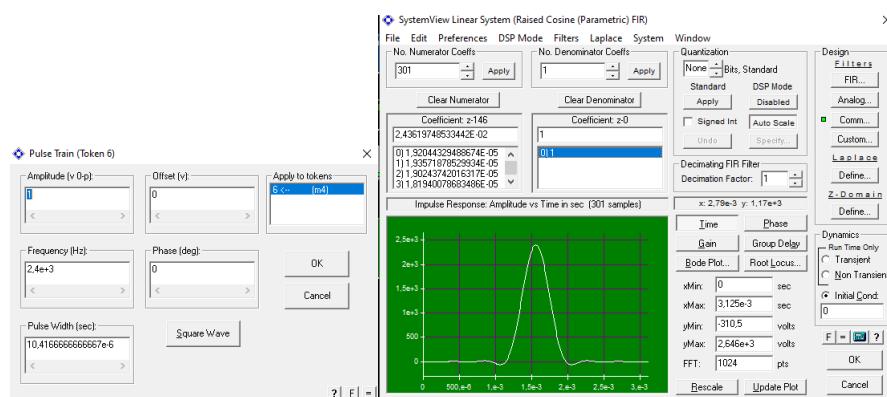


Figure 8: Configuración System View

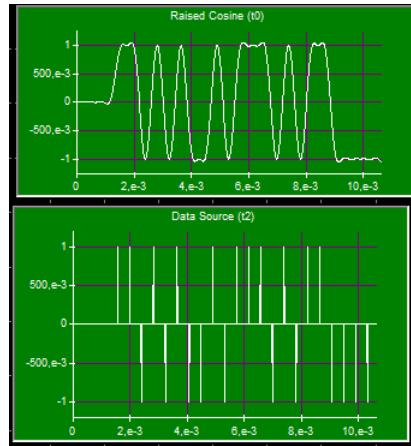


Figure 9: Salida del filtro y Data Stream

Se puede notar claramente que a salida del filtro de coseno elevado se obtiene una señal sin interferencia intersimbólica. Esto se logró con un FIR de 301 taps, factor de roll-off igual a la unidad y una taza de emisión de $2400 \frac{\text{symb}}{\text{seg}}$.

2.4. Item 2

Como segunda parte del ejercicio, se propone mostrar el espectro para ver el ancho de banda de la señal. Para esto muestra en escala logarítmica el resultado de la FFT de la salida del filtro coseno elevado, mostrando que efectivamente la señal ocupa hasta 2400Hz (con este ancho de banda de canal alcanza para que pueda ser transmitida la señal):

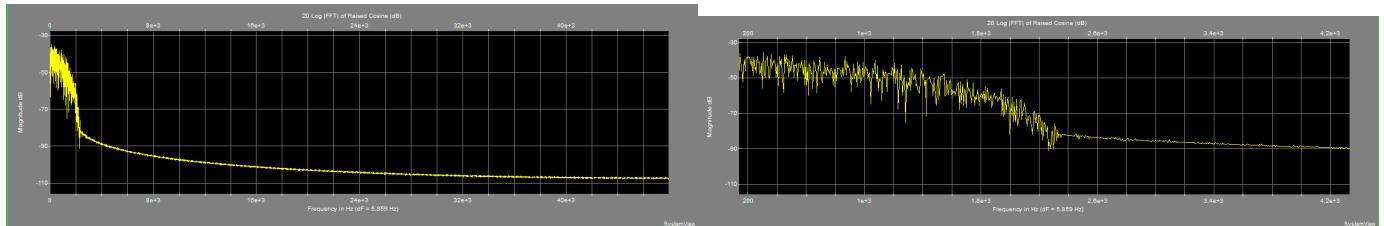


Figure 10: $20\log(|FFT|)$ - Ancho de banda de señal

Se puede notar como la atenuación cae al máximo en 2400Hz.

Para lograr visualizar estos gráficos se hizo uso de la ventana de análisis del System View.



Figure 11: Ventana de Análisis (icono de la derecha)

Además vale aclarar que para obtener mejores resultados en el cálculo de la FFT se utilizaron un número de 16384 muestras (en lugar de 1024 como se utilizó por default en el item 1).

2.5. Item 3

En la tercera parte del ejercicio, se propone cambiar el factor de roll-off a 0,22 (es un valor más común en la práctica) y corroborar que se continúe sin ISI, pero que además se necesita menos ancho de banda (esta vez el exceso es de $\frac{0,22}{T_b}$ en lugar de $\frac{1}{T_b}$). A continuación se muestra la configuración del nuevo filtro coseno elevado:

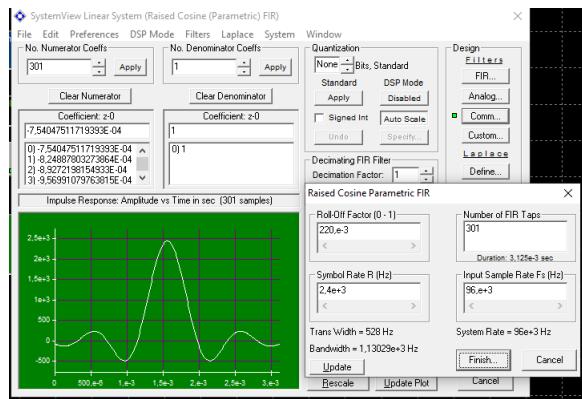


Figure 12: Configuración FIR - $r = 0, 22$

Una vez configurado el filtro, se corrobora que no haya ISI, para lo cual se solapa la salida del filtro con la secuencia original de pulsos (gráfico de la izquierda a continuación):

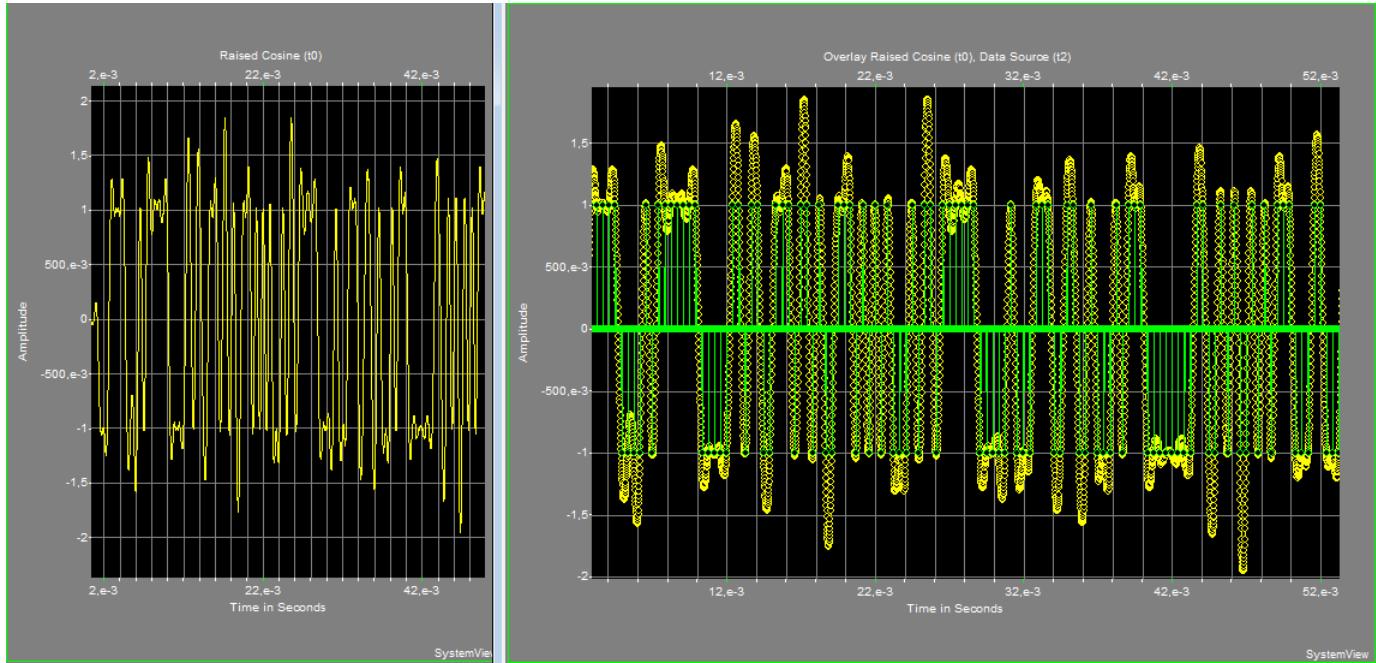


Figure 13: Salida filtro FIR - Solapamiento señal de salida y señal de entrada

Mientras que con el gráfico de salida y entrada solapadas se puede ver que no hay ISI, en el gráfico de la izquierda (solo señal de salida) se puede notar que los pulsos presentan más distorsión en cuanto los que se obtuvieron en el item 1.

A continuación se muestra que con este factor r , se logra que la señal ocupe menos ancho de banda (hasta $\frac{1,22,2400}{2} Hz = 1464 Hz$):

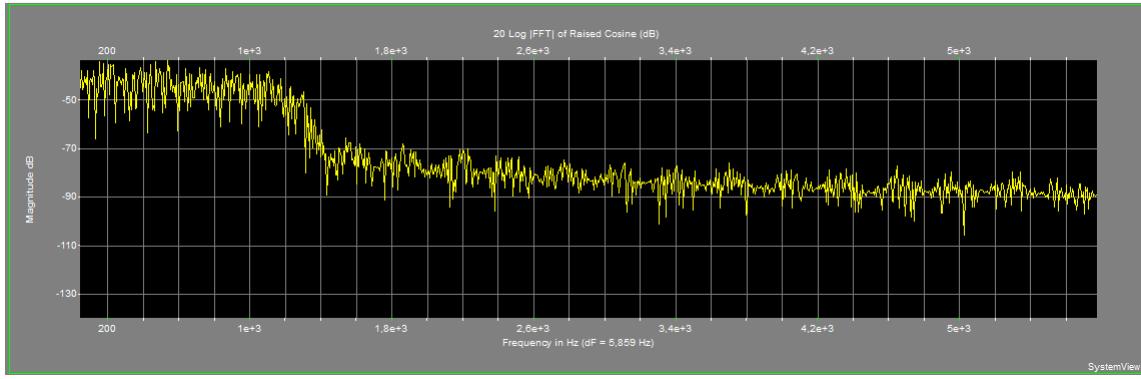


Figure 14: $20\log(|FFT|)$ - Ancho de banda - $r = 0,22$

Esto significa que aunque los pulsos presentan mayor distorsión a simple vista, $r = 0,22$ es mejor factor de roll-off ya que logra evitar ISI con menor ancho de banda ocupado.

2.6. Item 4

En esta parte de la ejercitación se propone mostrar los diagramas de ojo para los items anteriores. Los resultados son los siguientes:

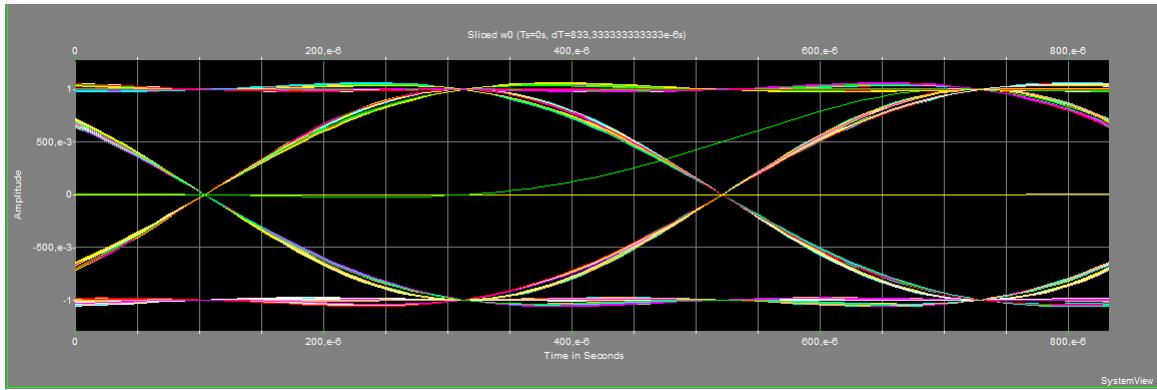


Figure 15: Eye Diagram - $r = 1$

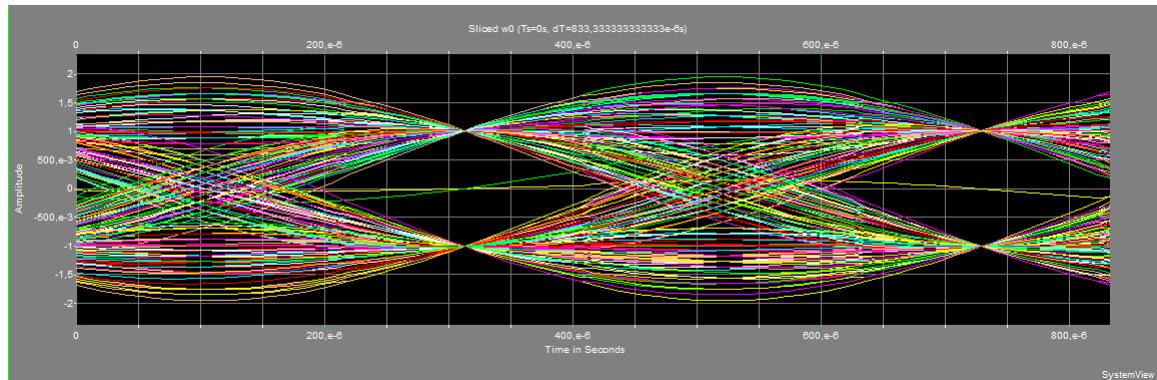


Figure 16: Eye diagram - $r = 0,22$

De estos dos diagramas de ojos se puede notar claramente que al disminuir " r " aumenta el jitter, aunque en los dos diagramas existe una apertura vertical que es señal de que hay inmunidad frente a la interferencia intersimbólica en ambos casos.

Para obtener estos diagramas, se utilizó una opción especial de la ventana de análisis del software de simulación, indicando en el eje temporal 2 tiempos de pulso.

2.7. Item 5

En la última parte del ejercicio se propone reemplazar el filtro de coseno elevado por uno que sea de raíz coseno elevado y comparar su comportamiento con el filtro del item 3 (coseno elevado con factor de roll-off de 0,22).

A continuación se presenta la configuración del filtro de raíz de coseno elevado:

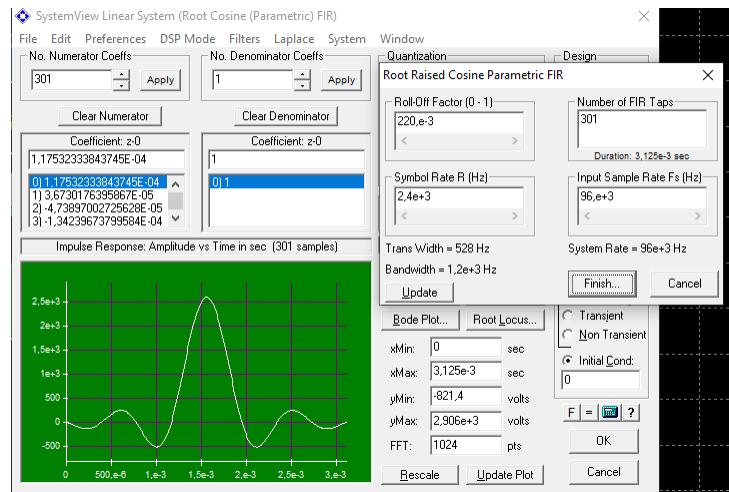


Figure 17: Raíz de coseno elevado - configuración

En principio, con un mismo factor de roll-off se puede notar lobulos temporales más elevados. Esto se ve reflejado en la siguiente figura, en donde los pulsos presentan aún más distorsión que los del item 3:

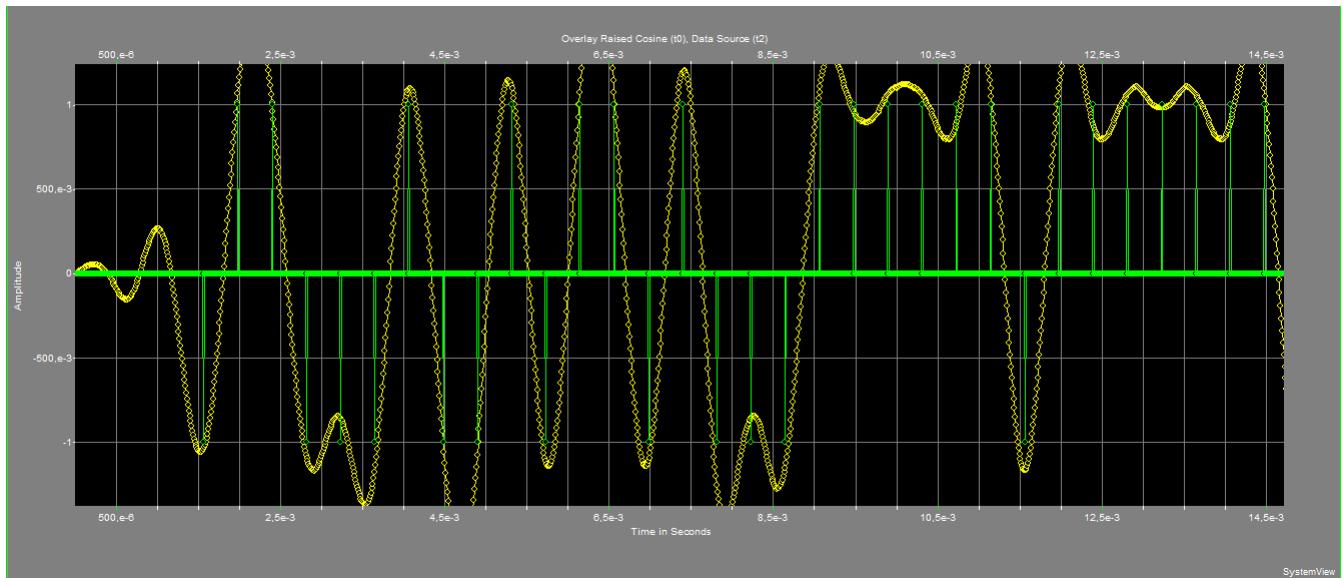


Figure 18: Raíz de coseno elevado - entrada y salida solapadas

Finalmente, otra representación que es de utilidad para la comparación es el diagrama de ojo:

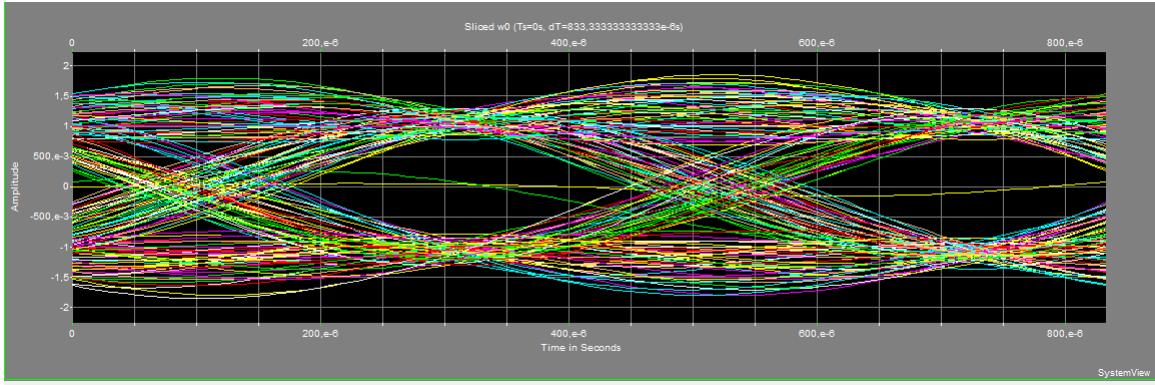


Figure 19: Eye diagram - $r = 0, 22$ - Raíz de coseno elevado

Este diagrama de ojo muestra menor robustez ante ISI que el diagrama del item 3. Aunque no se haya podido identificar un error por ISI en el solapamiento de entrada vs salida, ante un mínimo error de temporización, se podría confundir un pulso negativo con uno positivo, lo cual hace el sistema más falible de lo esperado.

Vale aclarar que tiene sentido que el filtro de raíz de coseno presente peor comportamiento comparado con el de coseno elevado ya que el primero no cumple con el teorema de Nyquist que dice que la respuesta impulsiva del filtro debe anularse para múltiplos enteros de T_b mientras que el segundo si cumple esto (además de la simetría vestigial). Por esto es que en realidad se usan dos filtros de raíz de coseno elevado (uno en el transmisor y uno en el receptor) para lograr el de coseno elevado.

3. Ejercicio 3.26 - Feedforward/Decision Feedback Equalizer FF-DFE

3.1. Introducción

Run the system. View the filter weights after adaption, remembering that the adaptive filter is actually connected in a feedback configuration. Has the channel been equalised? Could a conventional feedforward channel have equalised this channel?

Run the system and confirm the ability to equalize the channel. Note the channel impulse response. Try changing to something a little more involved. Note that this system is a feedforward-decision feedback equalizer (FF-DFE).

El ejercicio propuesto consiste en un decision feedback equalizer (DFE), un ecualizador realimentado mediante el cual se busca eliminar la interferencia intersimbólica, que ocurre por efecto del canal.

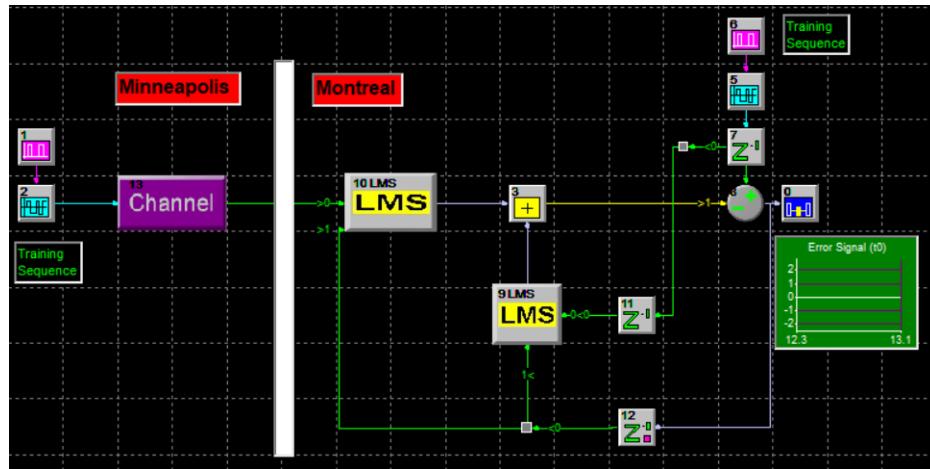


Figure 20: Configuración propuesta.

La señal a transmitir consiste de una secuencia aleatoria de pulsos de amplitud $\pm 1V$ que pasa por un canal cuyas características se discutirán más adelante. Del lado del receptor se tiene un ecualizador DFE que consta de dos filtros adaptativos: forward filter y feedback filter, implementados con LMS. La señal ecualizada es la suma de la salida de ambos filtros. El filtro forward actúa como un filtro transversal típico. Las decisiones que se hacen a la salida del ecualizador son realimentadas mediante un segundo filtro transversal (filtro de feedback). La idea es que si los valores de los símbolos ya detectados son conocidos, la ISI contribuida por estos símbolos puede ser cancelada, sustrayendo los valores de símbolos pasados ponderando adecuadamente la salida del ecualizador.

Se suele usar una secuencia de entrenamiento, es decir, una secuencia vacía de información, conocida tanto por el transmisor como por el receptor para encontrar los coeficientes de los filtros, y ya luego pasar a la secuencia que contiene información. Los coeficientes de los filtros forward y feedback se pueden ajustar simultáneamente para minimizar el error cuadrático medio (MSE).

3.2. Retardos

En primer lugar, el retardo del token 7 representa el delay de todo el sistema, puesto que al momento de calcular la señal de error, deben estar comparándose las señales en el mismo tiempo (tap). Esto para el caso de implementar el sistema en la práctica. Al momento de implementarlo en la simulación, carece de sentido ya que no hay delays; entonces el retardo propio del token 7 es 0 taps (no hay retardo).

Además, el feedback filter tiene a su entrada las decisiones de los símbolos previos detectados, de ahí que necesita un retardo del token 11 como input. Funcionalmente, este filtro se usa para remover esa parte de la ISI de la estimación presente causada por símbolos detectados previamente.

Por otro lado, el retardo del token 12 es necesario para actualizar los pesos de ambos filtros, puesto que se actualizan en base al error y al peso en el instante anterior; de la siguiente manera:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e^*(n) \mathbf{u}(n)$$

3.3. Ecualización del canal

El decision feedback equalizer funciona minimizando el error cuadrático medio (MSE) entre la señal ecualizada y la secuencia de entrenamiento. De manera que actualiza los pesos de ambos filtros simultáneamente para cumplir este criterio. Como se puede observar en la imagen siguiente, el error converge a cero al cabo de aproximadamente 3 segundos. Debido a esto, se puede decir que se maximiza la correlación entre la secuencia de entrenamiento (señal deseada $d(n)$) que no tiene ISI y la señal ecualizada $y(n)$, por lo que se logró efectivamente ecualizar el canal.

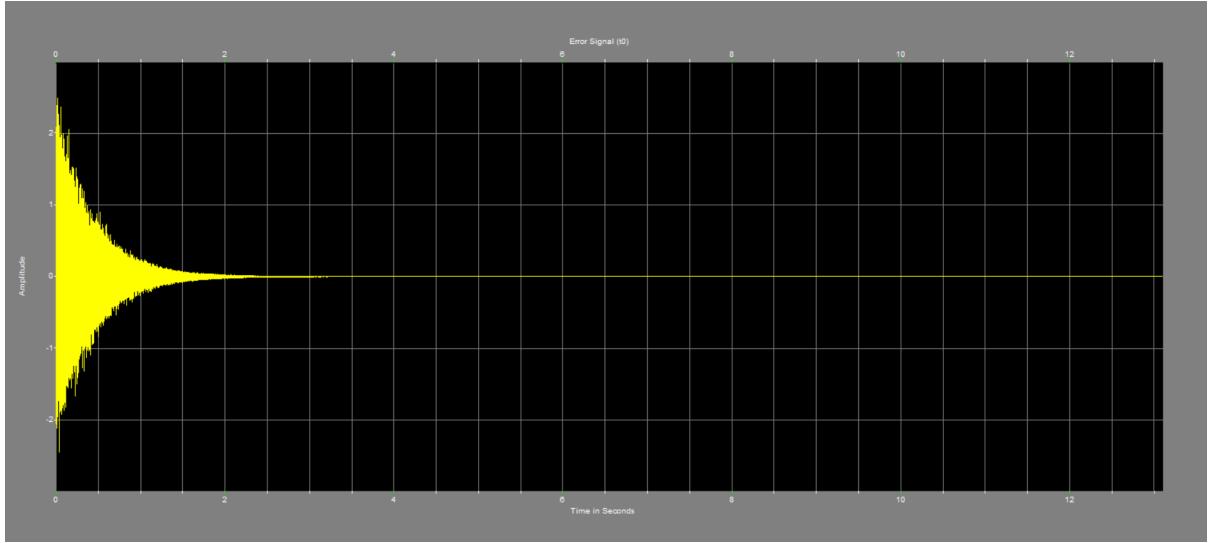


Figure 21: Señal de error

3.4. Canal

3.4.1. Respuesta al impulso y respuesta en frecuencia

En cuanto al canal, su respuesta impulsiva tiene la forma de una señal triangular:

$$\Lambda(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} \left(1 - \frac{|t|}{\tau}\right) & |t| \leq \tau \\ 0 & |t| > \tau \end{cases}$$

Sabemos que la respuesta en frecuencia tendrá la siguiente forma:

$$\Lambda(f) = \tau \operatorname{sinc}^2(\tau f)$$

estando el primer cero en $f = 1/\tau \simeq 4.3kHz$.

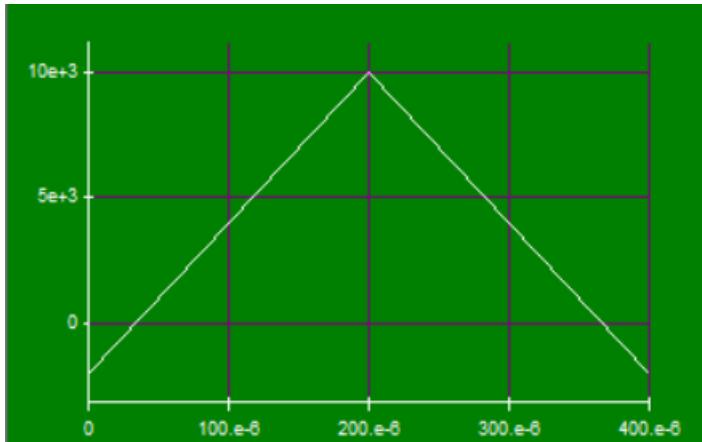


Figure 22: Respuesta al impulso del canal.

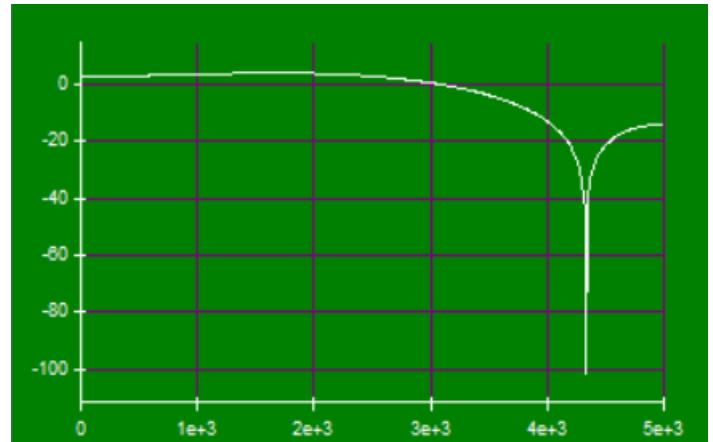


Figure 23: Respuesta en frecuencia del canal.

3.4.2. Filtro transversal

Si se utilizara un filtro transversal lineal (sólo un filtro forward) en vez de un DFE, la $H_e(f)$ del ecualizador será la inversa de la transferencia del canal $H_c(f)$. Como el canal contiene ceros espectrales le estaríamos pidiendo al filtro del ecualizador que tuviera ganancia infinita en ciertas frecuencias, que desde ya, no sería posible y su rendimiento sería pobre.

4. Ejercicio 4 - 4.2 libro de Sklar

4.1. Ítem a

4.1.1. Enunciado

Correr el sistema propuesto y notar que los dos inputs pueden ser recuperados en el receptor a la salida.

4.1.2. Resolución

Partiendo del sistema propuesto, se armó el mismo y se simuló la salida sin defasajes en los osciladores en el receptor. El sistema es el siguiente:

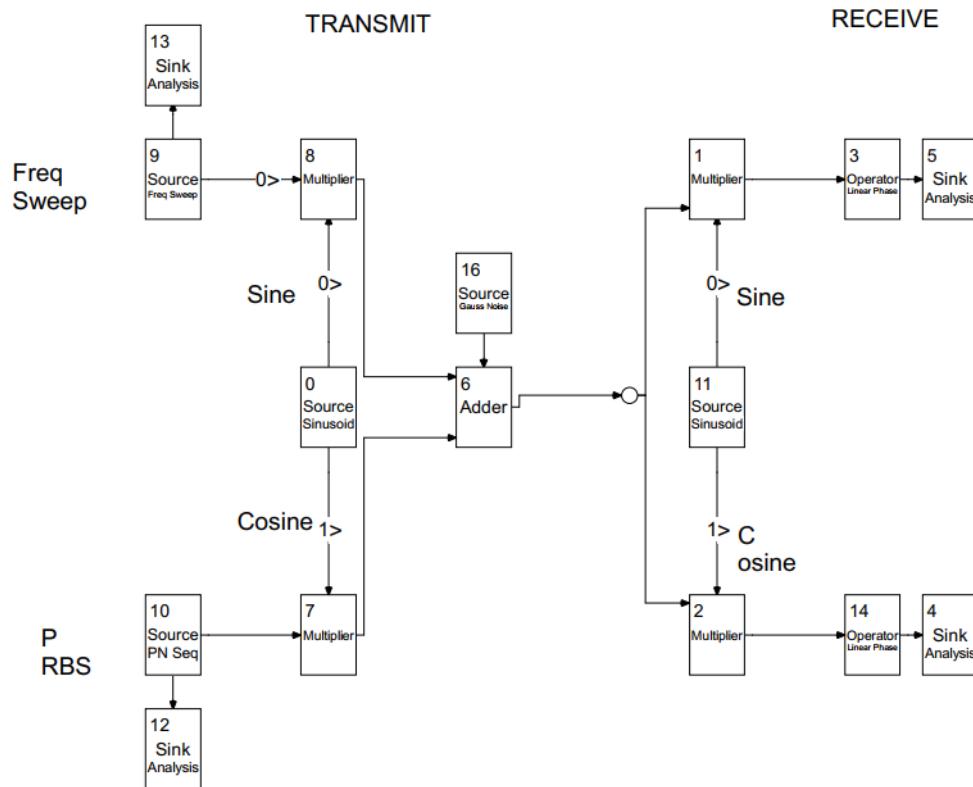


Figura 24: Sistema propuesto

El output comparado con el input para el receptor es el siguiente:

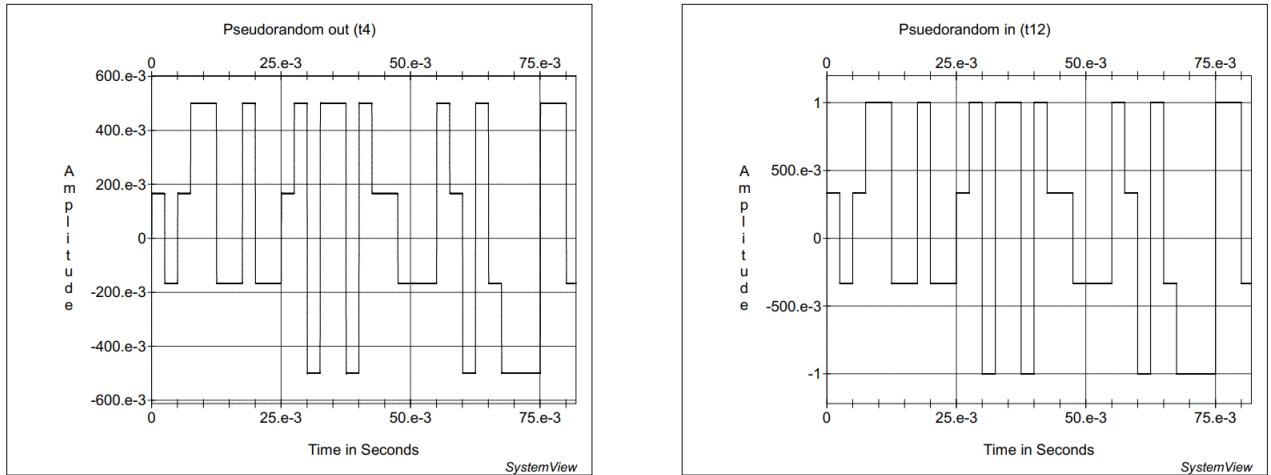


Figura 25: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

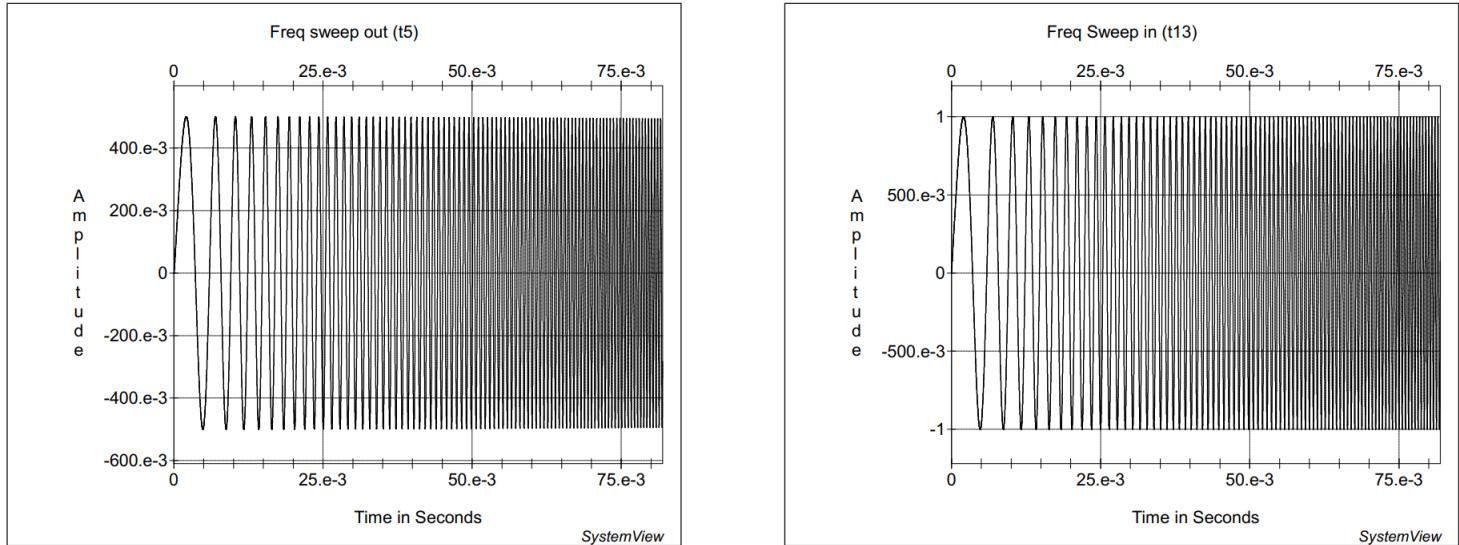


Figura 26: Señal de barrido de frecuencia

Como se puede ver, se puede obtener una replica de la entrada en la salida.

Modulación de Amplitud de una señal con ancho de banda B y frecuencia f_c , produce una señal limitada en banda de frecuencias $f_c - B$ a $f_c + B$, es decir, de ancho de banda $2B$. Por lo que se requiere un ancho de banda de $2B$ para transmitir una señal de ancho de banda B . Con la modulación en cuadratura usamos portadoras ortogonales para modular dos señales con ancho de banda B con la misma frecuencia de portadora f_c .

4.2. Ítem b

4.2.1. Enunciado

Ingresar un error de fase de cuatro grados en el oscilador local en el receptor. Cual es el efecto en la salida?

4.2.2. Resolución

Al ingresar el error de fase se obtiene la siguiente salida:

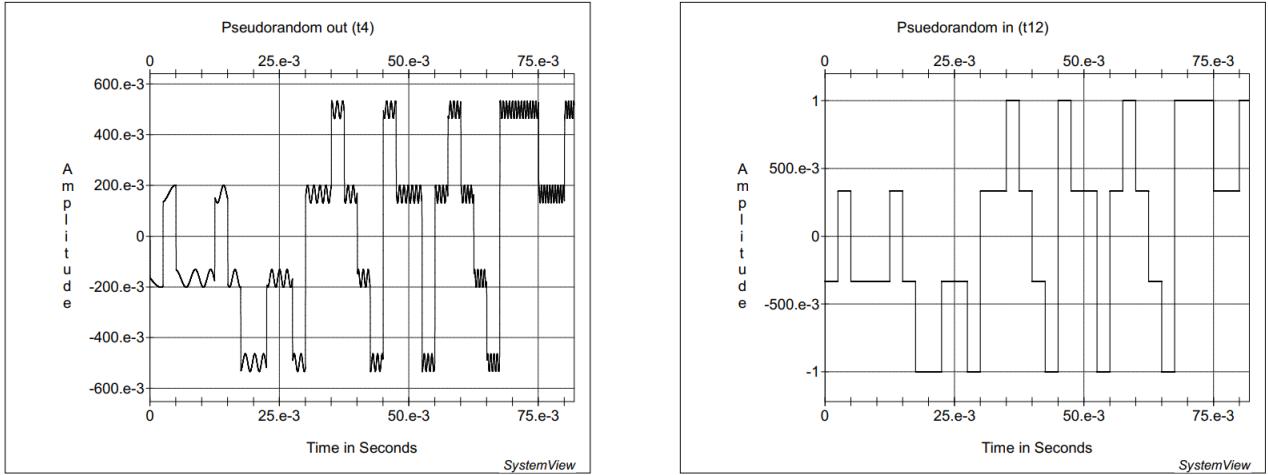


Figura 27: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

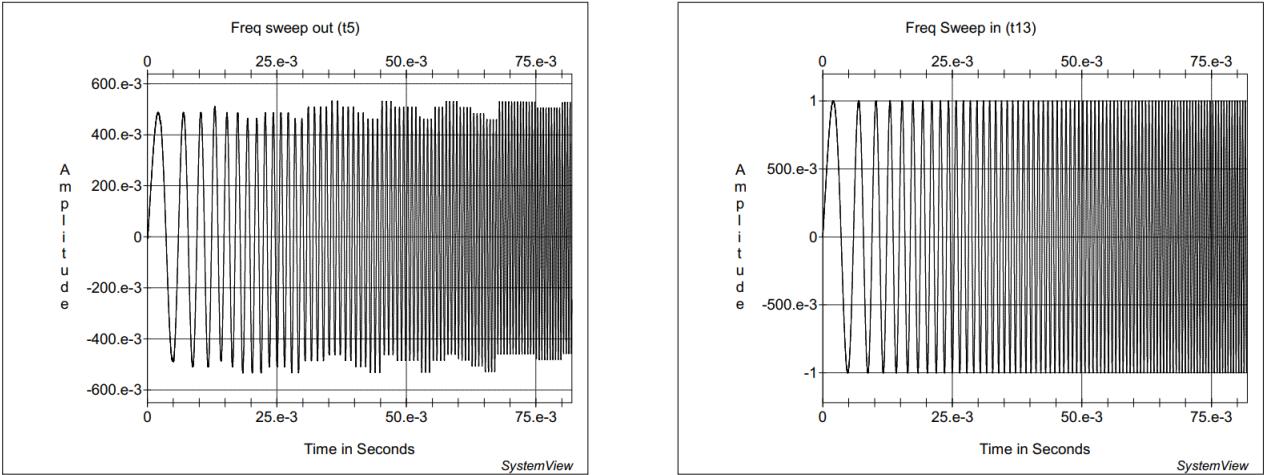


Figura 28: Señal de barrido de frecuencia

Esto se debe a que al haber un defasaje en la demodulación, hay una superposición entre las señales por lo que en la salida se puede ver una suma de las dos señales. Como resultado, se ve montado una senoidal en los pulsos, y se ven los pulsos en el barrido de frecuencia. Esto se puede ver mas claramente planteando las ecuaciones del circuito. A la entrada tenemos:

$$\begin{cases} I(t) & \text{In - phase} \\ Q(t) & \text{Quadrature} \end{cases}$$

Al pasar por la modulación obtenemos la suma de las señales multiplicadas por su oscilador correspondiente:

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_o t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_o t)$$

Para la demodulación se multiplica la señal por otra senoidal y se atraviesa la señal por un filtro LP. Lo obtenido en la demodulación de las señales moduladas antes del filtro son:

$$\begin{cases} A(t) = S(t) \cdot \cos(\omega_o t + \theta) = S(t) \cdot [\cos(\omega_o t) \cdot \cos(\theta) - \sin(\omega_o t) \cdot \sin(\theta)] = S(t) \cdot \cos(\omega_o t) \cdot \cos(\theta) - S(t) \cdot \sin(\omega_o t) \cdot \sin(\theta) \\ B(t) = S(t) \cdot (-\sin(\omega_o t + \theta)) = -S(t) \cdot [\sin(\omega_o t) \cdot \cos(\theta) + \cos(\omega_o t) \cdot \sin(\theta)] = -S(t) \cdot \sin(\omega_o t) \cdot \cos(\theta) - S(t) \cdot \cos(\omega_o t) \cdot \sin(\theta) \end{cases}$$

Se puede observar que si $\theta = 0$, obtenemos que nuestras señales son:

$$\begin{cases} A_{ideal}(t) = S(t) \cdot \cos(\omega_o t) \\ B_{ideal}(t) = -S(t) \cdot \sin(\omega_o t) \end{cases}$$

Aplicando propiedades trigonométricas sobre $A_{ideal}(t)$, se puede llegar a:

$$A_{ideal}(t) = \frac{I(t)}{2} \cdot [1 + \cos(2\omega_o t)] + \frac{Q(t)}{2} \cdot \sin(2\omega_o t)$$

Aplicando un LP a $A_{ideal}(t)$, llegamos a que:

$$A_{ideal-LP}(t) = \frac{I(t)}{2} = I(t) \cdot k$$

Por lo que llegamos a la conclusión de que con $A_{ideal}(t)$ se puede obtener nuevamente nuestra señal de entrada. Un procedimiento análogo se puede llevar a cabo para llegar a la misma conclusión con $B_{ideal}(t)$.

Entonces, reemplazando $A_{ideal}(t)$ y $B_{ideal}(t)$ en $A(t)$, obtenemos:

$$A(t) = A_{ideal}(t) \cdot \cos(\theta) + B_{ideal}(t) \cdot \sin(\theta)$$

Con este resultado vemos como, cuando $\theta \neq 2\pi n$, la señal que se obtiene luego del filtro LP es una suma de ambas señales con diferente amplitud. Para el caso de $\theta = 4^\circ$, se tiene:

$$A(t) = A_{ideal}(t) \cdot \cos(4^\circ) + B_{ideal}(t) \cdot \sin(4^\circ) = A_{ideal}(t) \cdot 0,9975 + B_{ideal}(t) \cdot 0,0697$$

Y luego del filtro se tendrá:

$$A_{LP}(t) = \frac{I(t)}{2} \cdot 0,9975 + \frac{Q(t)}{2} \cdot 0,0697$$

Llevando esto al extremo, se simulo nuevamente el sistema pero con un desfase de 45° , donde las dos salidas son idénticas, conformadas por las dos señales de entrada en igual cantidad:

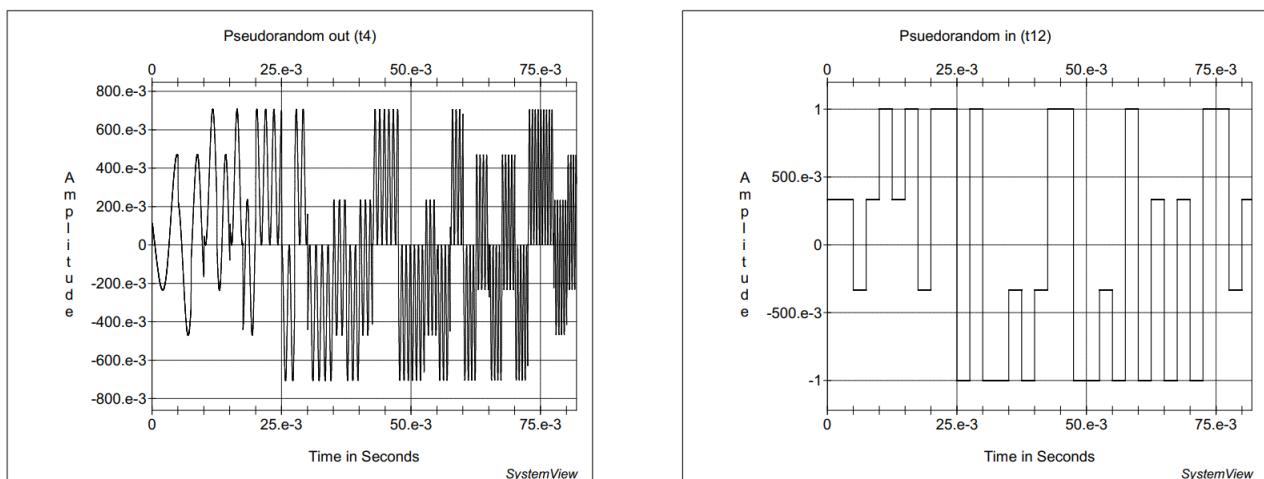


Figura 29: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

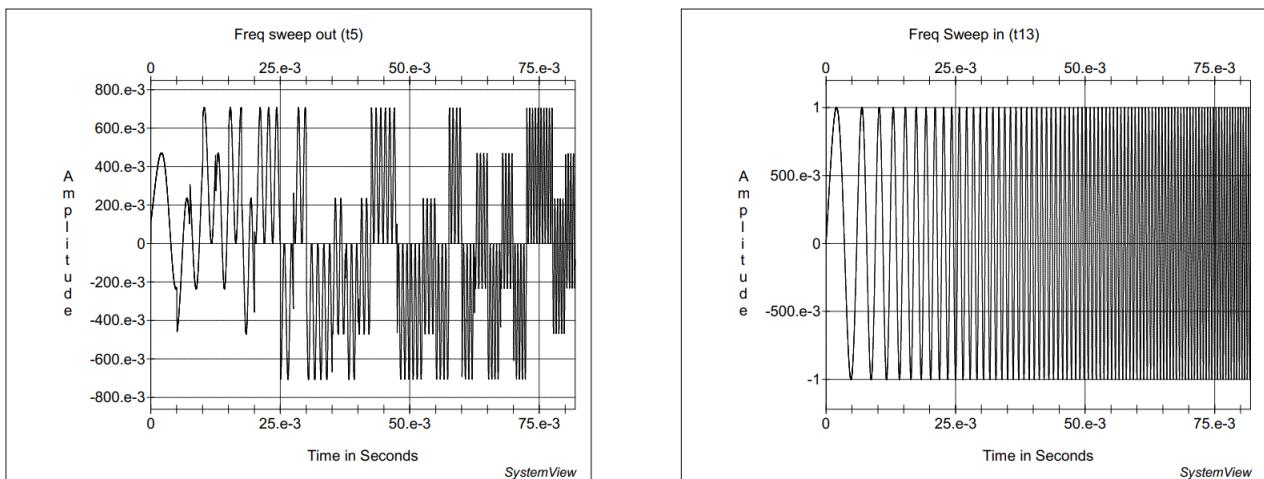


Figura 30: Señal de barrido de frecuencia

4.3. Ítem c

4.3.1. Enunciado

Probar agregar ruido gaussiano al canal y correr el sistema nuevamente.

4.3.2. Resolución

Al agregar ruido gaussiano al sistema sin el defasaje se obtienen los siguientes resultados:

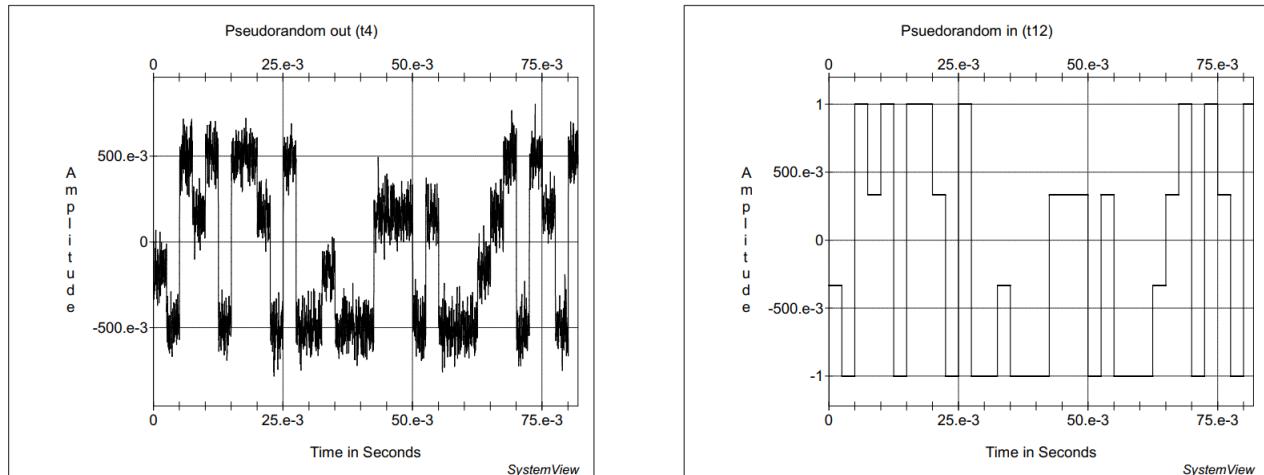


Figura 31: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

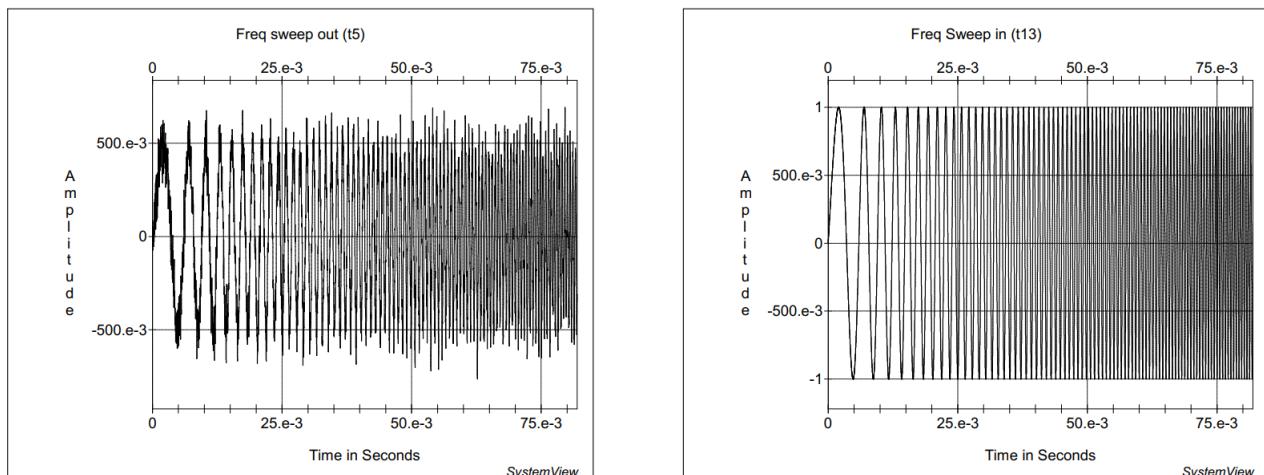


Figura 32: Señal de barrido de frecuencia

Al agregar ruido gaussiano al sistema con el defasaje se obtienen los siguientes resultados:

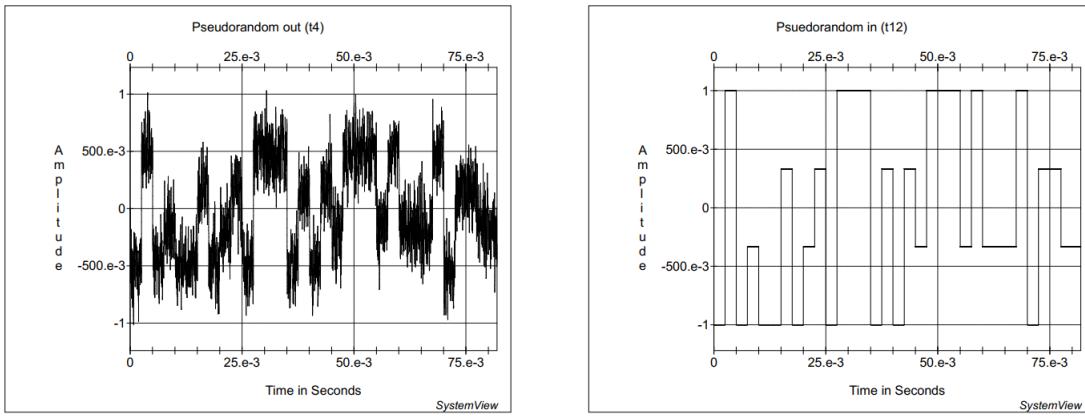


Figura 33: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

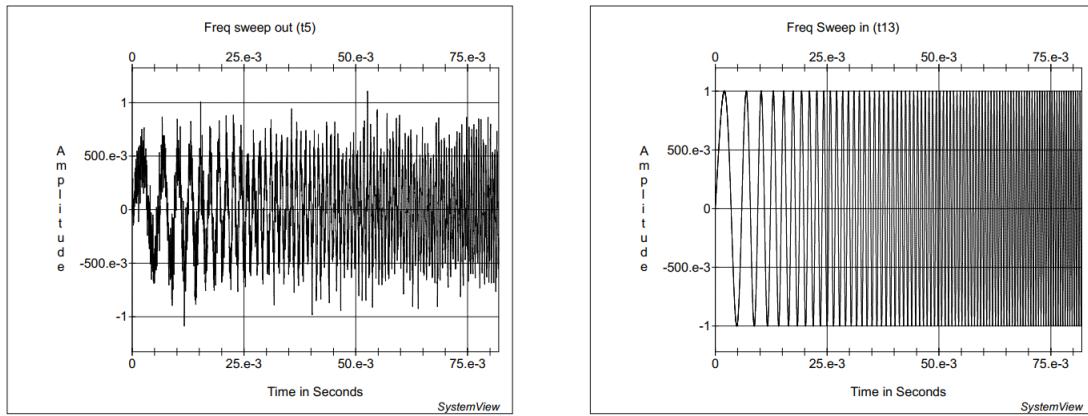


Figura 34: Señal de barrido de frecuencia

4.4. Ítem d y e

4.4.1. Enunciado

Abrir un nuevo sistema en System View. Identificar el Qad_Mod token del lado de la modulación, y el IQ-mixer en el receptor y chequear los parámetros.

4.4.2. Resolución

Al abrir el nuevo sistema se obtiene lo siguiente:

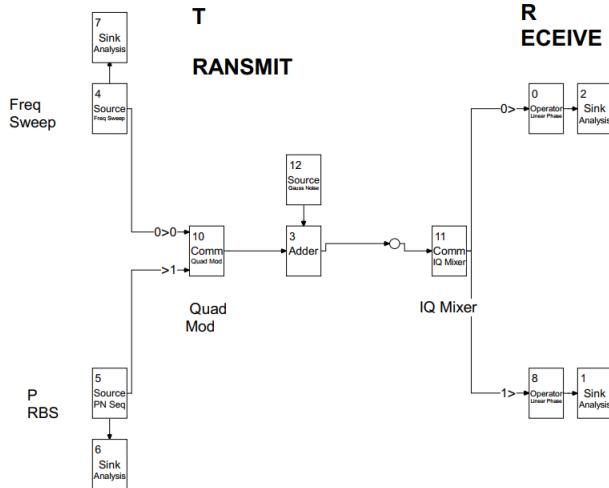


Figura 35: Nuevo sistema

Se puede ver como las dos señales entran al Quad Mod token, donde se multiplican por sus respectivas moduladoras y son sumadas. De ahí se obtiene una sola señal la cual es enviada por el canal. Luego de salir del canal, entra en el token de IQ Mixer, el cual multiplica la señal por la demoduladora correspondiente. Por lo que luego de pasar por el filtro LP, se obtienen las dos señales originales nuevamente.

4.5. Ítem f

4.5.1. Enunciado

Correr nuevamente el sistema y confirmar que el output es igual que en el anterior.

4.5.2. Resolución

Al correr el nuevo sistema, se obtienen los siguientes resultados:

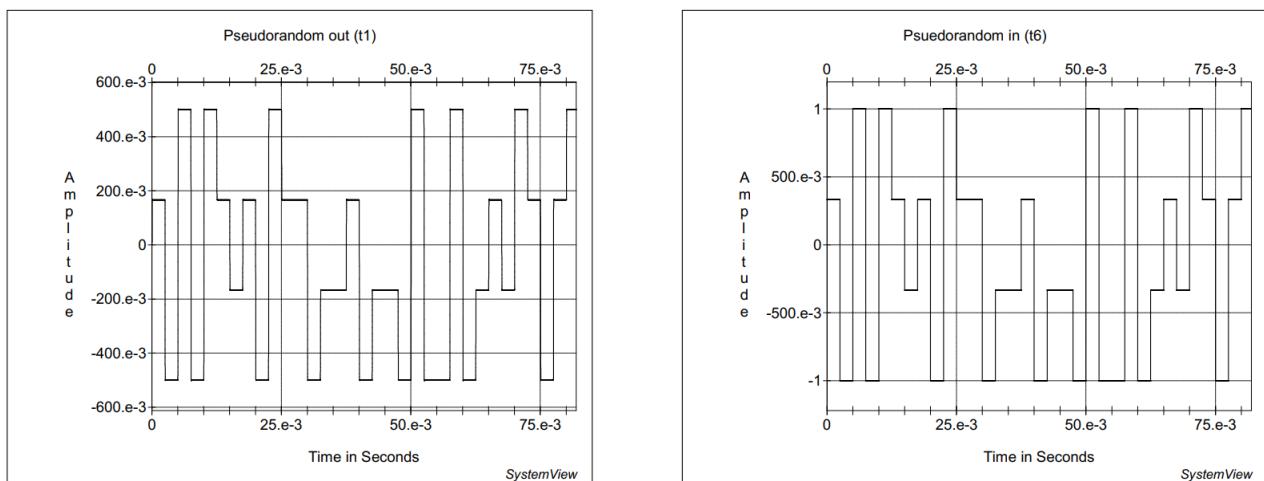


Figura 36: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

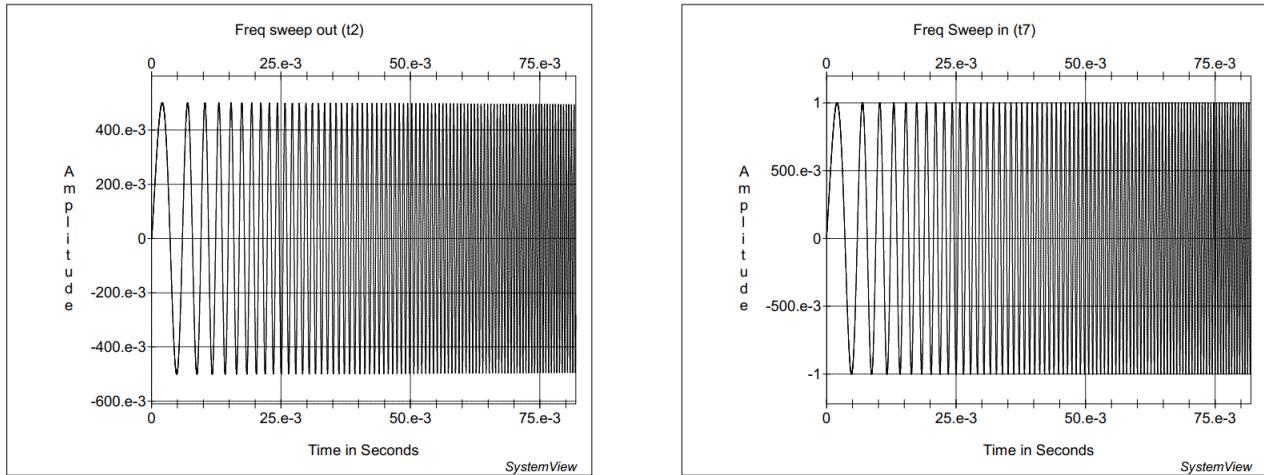


Figura 37: Señal de barrido de frecuencia

Se puede observar que actúan de manera equivalente al primer sistema, pudiendo recuperar ambas señales en el receptor.

4.6. Ítem g

4.6.1. Enunciado

Para el IQ-mixer, settear el parámetro IQ rotate a 4 grados y confirmar que el efecto es el mismo que poner un defasaje como en el punto anterior.

4.6.2. Resolución

Al agregar como parámetro al IQ rotate 4 grados, obtenemos los siguientes resultados:

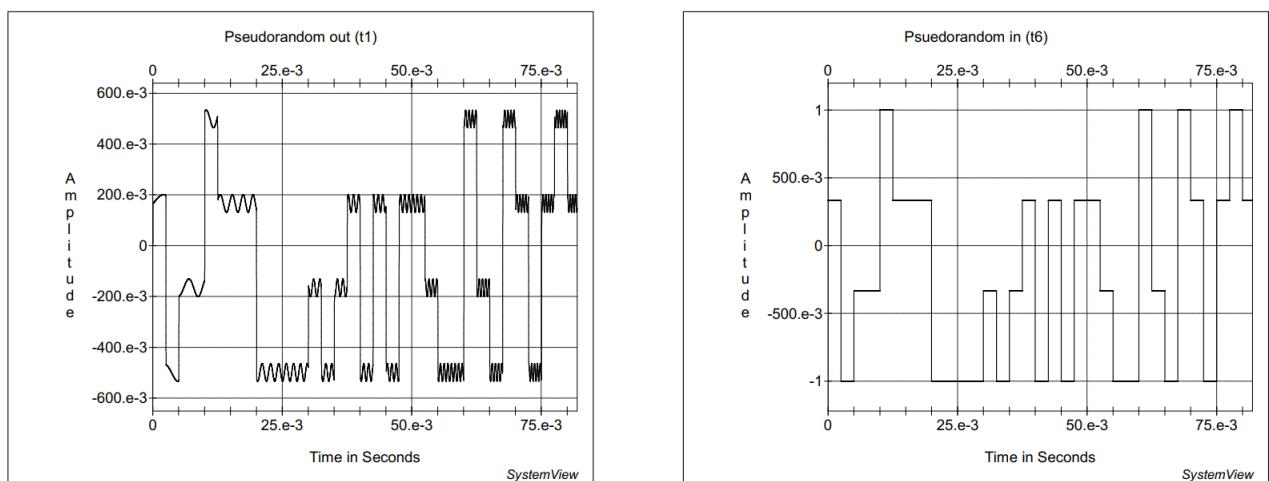


Figura 38: Señal pseudo aleatoria binaria (PRBS)

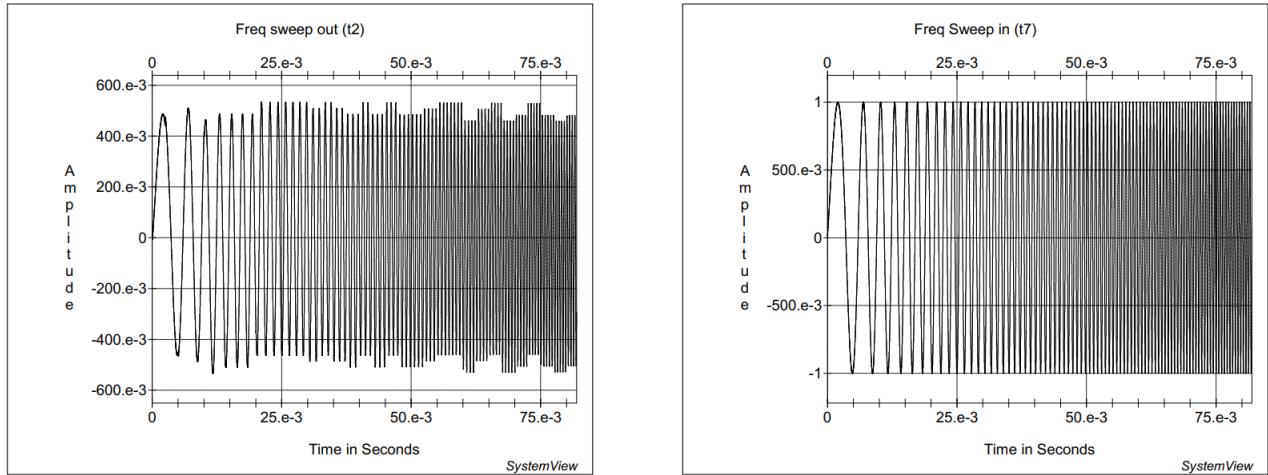


Figura 39: Señal de barrido de frecuencia

Podemos ver que son equivalentes a los obtenidos en el ítem b.