

Comunicaciones Digitales

INFORME TALLER 2

Canal inalámbrico y modulación multicanal

GRUPO: 1

Nombre	CI	email
Héctor Garrido	51070701	hectoreduardogarridoalvarez@gmail.com
Santiago Avila	49017096	s.avila07@outlook.com

1. Parte I: Sistemas OFDM

1.1. IFFT Utilizada y Cantidad de Portadoras Activas

Considerando un ancho de banda $B = 1 \text{ MHz}$, se toman dos bandas de guarda $B_g = 5 \text{ kHz}$ ubicadas en los extremos de B , lo que determina un ancho de banda útil $B_T = B - 2B_g$. Considerando que las portadoras se encuentran espaciadas $2,5 \text{ kHz}$, la cantidad de portadoras activas serán las que entran en B_T :

$$N_a = \frac{B_T}{2,5 \text{ kHz}} = 396 \quad (1)$$

En cuanto al tamaño de la IFFT, se usará la potencia de 2 más pequeña que pueda contener las N_a portadoras, $2^N = 512$, $N = 9$.

1.2. Tiempo de símbolo OFDM, T_N y frecuencia de muestreo de la IFFT, f_{IFFT}

El ancho de banda ocupado por cada portadora será de $B_N = \frac{B_T}{N_a} = 2,5 \text{ kHz}$. El símbolo OFDM se define como el conjunto de símbolos enviados por cada portadora, considerando que la distancia entre cada portadora es $\Delta f = 2,5 \text{ kHz}$, el tiempo de símbolo será, para cumplir con la condición de ortogonalidad, $T_N = \frac{1}{\Delta f} = 400 \mu\text{s}$. Por otro lado, la frecuencia de muestreo de la IFFT estará dada por $f_{IFFT} = \frac{N}{T_N} = 1,28 \text{ MHz}$.

1.3. Canal con Delay Spread T_m

Considerar que el canal tiene un Delay Spread de $T_m = 20 \mu\text{s}$ quiere decir que luego de que termina de ser enviada una señal, los próximos $20 \mu\text{s}$ siguen siendo afectados por la misma. Esto, aplicado al caso considerado, puede reflejarse como el problema llamado Inter-Symbol-Interference, *ISI*, donde si se envían todos los símbolos consecutivamente, cada uno será afectado por el símbolo anterior.

1.4. Prefijo cíclico

Los símbolos OFDM son enviados en serie, aquí el prefijo cíclico trata de un método en donde se crea una copia de las últimas μ muestras que conforman el símbolo OFDM y se ubica al principio con el fin de luego descartarlas. Esta cantidad μ está relacionada con el Delay Spread del canal, de forma que si en T_m enviarían μ muestras, al ubicar μ copias al principio de un nuevo símbolo OFDM, estas serán afectadas por el Delay Spread ya que sufren de *ISI*, pero al ser descartadas, las muestras originales serán recibidas sin afectación, es decir, sin *ISI*.

Debe considerarse que el uso del prefijo cíclico consume potencia que podría ser considerada innecesaria, pero si se decide enviar ceros en lugar de las copias mencionadas, se cortaría bruscamente la transmisión generando armónicos en frecuencia no deseados y difíciles de eliminar. Además, el prefijo cíclico puede ser utilizado para sincronizar en tiempo y frecuencia sistemas de streaming que no pueden usar palabras de sincronismo.

Para este caso, siendo $T_m = 20 \mu s$, dado que $T_N = 400 \mu s$ y en este tiempo se envían 396 muestras, se considera las muestras afectadas son $\frac{T_m N_a}{T_N} = 19,8$, y puede aproximarse para concluir que el canal tiene $\mu = 20$ taps.

El tamaño del prefijo cíclico debe ser tal que $T_{CP} \geq T_m$, tomando $T_{CP} = \frac{T_N}{2^k}$, $\frac{T_N}{2^k} \geq T_m$ y el primer k que cumple con esto es tal que $2^k \leq 20$, $k = 4$. Luego:

$$T_{CP} = 2^{-4} T_N \quad (2)$$

1.5. Diagrama de transmisión y recepción

A continuación se muestra el diagrama de transmisión y recepción, aquí a_m es el mensaje, a'_m lo recibido. H sería la transferencia del canal.

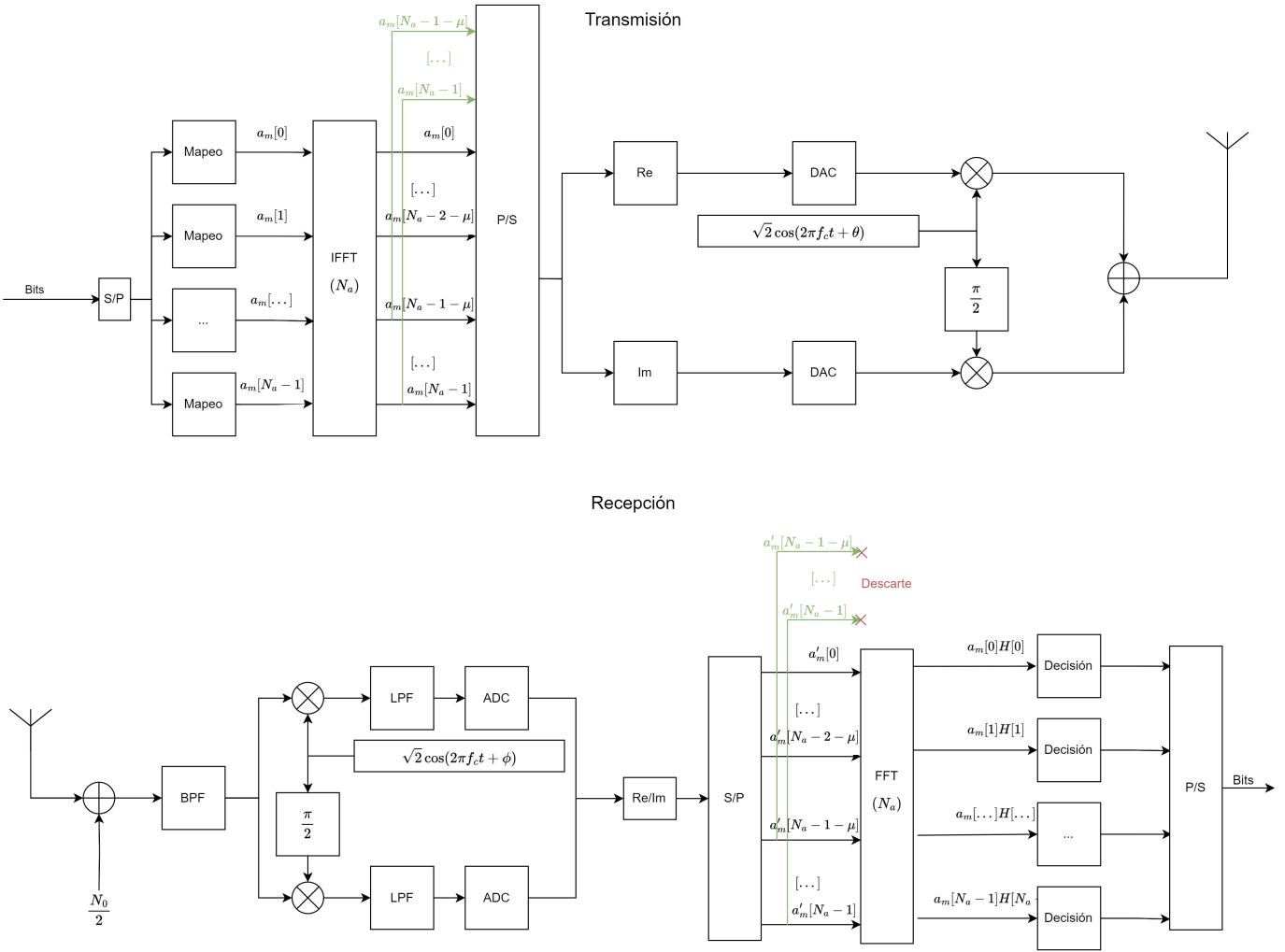


Figura 1: Diagrama de Transmisión y Recepción OFDM.

1.6. Palabra de sincronismo DBPSK

Al utilizar un transmisor y un receptor por separado, se consideran imperfecciones como el error en frecuencia del oscilador para llevar la señal a banda base, la diferencia de base desconocida entre el transmisor y el receptor, y el error en la base de tiempo del receptor, que genera imperfecciones al muestrear.

Si el oscilador del receptor se fija en una frecuencia distinta a la que envió el transmisor, esta frecuencia puede considerarse como $\delta f = f_c + f'_c = f_c$, donde f_c es la frecuencia de la portadora deseada y f'_c es el desplazamiento en frecuencia considerado, esta puede verse como una parte entera, ϵ_I y una parte fraccional, ϵ_f . Aquí ϵ_I mide la cantidad de subcanales que se desplaza en frecuencia, y $-0,5 \leq \epsilon_f \leq 0,5$ es la parte fraccional del corrimiento en frecuencia.

La parte entera del desplazamiento en frecuencia, ϵ_I , genera una fase constante para todas las muestras en frecuencia del mismo símbolo OFDM, además de en lugar de recuperar la muestra de la portadora deseada, se recupera la muestra de otra. Mientras que la parte fraccional del desplazamiento, ϵ_f , hace que se recupere la muestra deseada (si no hay parte entera), pero con una atenuación y corrimiento en fase, además, sin importar que haya parte entera o no, agrega Inter-Carrier Interference (ICI), donde las portadoras aledañas son afectadas.

El error en fase entre el transmisor y el receptor genera un error de fase en los símbolos, aumentando la probabilidad de error en la decisión. Por otro lado, el error en el tiempo de muestreo del receptor genera una atenuación del símbolo esperado y también un corrimiento en fase, además de una interferencia entre subcanales.

Estos efectos no son para nada deseados y pueden ser prevenidos o corregidos mediante palabras de sincronismo.

1.7. Estructura de cuadro OFDM

En sistemas de tipo paquete se utilizan preámbulos enviados antes de los datos para sincronizarse, esta alineación se hace una vez para todos los símbolos OFDM del paquete. Para esto, se envía un preámbulo corto y un preámbulo largo, para sincronizar y para hacer una corrección del error en frecuencia.

Dado que la frecuencia de coherencia del canal es de 15 kHz , se puede dividir el ancho de banda B_T en segmentos de 15 kHz , usando una portadora en el centro de cada uno de estos segmentos para estimar el canal. De esta forma, se utilizaran $\frac{B_T}{15 \text{ kHz}} = 66$ portadoras distribuidas equitativamente. Dado que en 15 kHz entran 6 portadoras, se tomará la numero 3 como primer portadora piloto, luego la $3 + 6 = 9$, y manteniendo el razonamiento se usaran las portadoras S_{6n+3} , con $n = 0, 1, 2, \dots, 65$ como piloto, de esta forma se puede decir que se esta estimando el canal en su totalidad. Notar que ubicar los pilotos de esta forma no interviene con las portadoras S_0 ni S_{199} que son las usadas para la palabra de sincronismo.

Teniendo en cuenta que el tiempo de coherencia del canal es $T_{coh} = 1,6 \text{ ms}$, que el tiempo de símbolo OFDM es $T_N = 400 \mu\text{s}$, la cantidad de símbolos donde se puede considerar que el canal no cambió sera dada por $\frac{T_{coh}}{T_N} = 4$. Se necesitará enviar un símbolo con pilotos cada 4 símbolos OFDM. Con esto y las portadoras fijas para la palabra de sincronismo, el cuadro OFDM será de la forma:

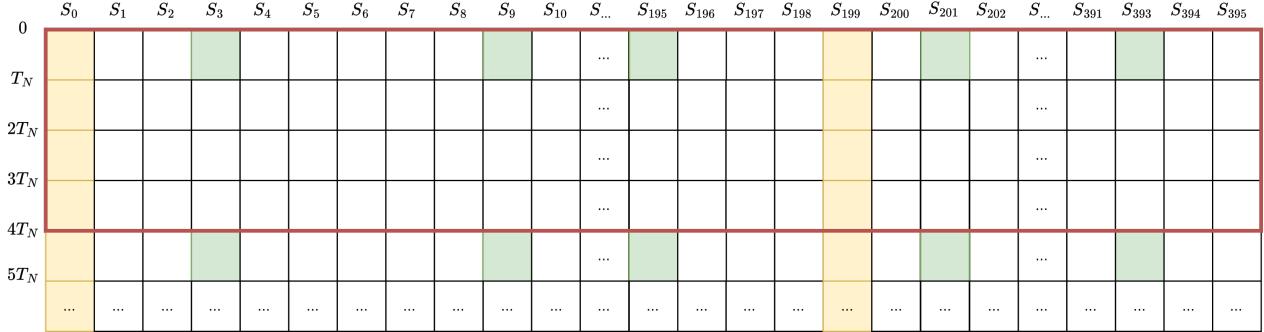


Figura 2: Estructura de cuadro OFDM, en rojo se indica un cuadro OFDM y debajo el siguiente. En verde se representan los pilotos, en amarillo las portadoras para la palabra de sincronismo.

1.8. Esquema de modulación para portadoras activas

El símbolo OFDM diseñado tiene 396 muestras, en un segundo entran $N_s = \frac{1}{T_N} s = \frac{1}{\frac{400}{\mu s}} \mu s = 2500$ símbolos OFDM. Según lo definido previamente, estos son 650 cuadros OFDM.

Analizando la estructura de cuadro, el total de portadoras utilizables es 396, donde 66 portadoras serán usadas por señales piloto, además de las $2 \times 4 = 8$ utilizados para sincronización, se tiene que las portadoras de datos útiles en un cuadro son $4 \times 396 - 66 - 8 = 1510$. Llevando esto al total, se tienen $N_u = 1510 \times 650 = 981500$ portadoras que envían datos con símbolos en una modulación que se definirá de la siguiente forma.

Se desea un *bitrate* mínimo $r_T = 3,5 Mbps$, y se tiene que en 1 segundo se pueden enviar N_u símbolos, por lo que cada símbolo deberá contener k bits, de forma que $N_u \times 2^k \geq r_T$. De aquí se tiene $2^k \geq \frac{r_T}{N_u} = 3,6$, tomando $k=2$, se elige una modulación QPSK con un *bitrate* $r = N_u \times 2^2 = 3926000 bps$.

2. Parte II: Canal inalámbrico y modulación multicanal

2.1. El estándar ISDB-T

2.1.1. Cálculo del ancho de banda, separación entre subportadoras y largo de símbolo OFDM

Para esta sección se considera el hecho de que se está utilizando el modo 3 del estándar ISDB-T, por lo tanto se tienen $N = 8192$ portadoras, de las cuales se utilizan únicamente $N_a = 5617$ portadoras. Teniendo esto en consideración se llega a que el ancho de banda ocupado por la señal OFDM esta dado por la ecuación siguiente.

$$BW = \frac{N_a}{T_s} = 5,57 MHz$$

Siendo T_s el tiempo de símbolo calculado como:

$$T_s = \frac{N}{f_{IFFT}} = 1,008 ms$$

Luego, teniendo el valor de T_s se puede obtener la separación entre subportadoras óptima para que exista la ortogonalidad entre señales OFDM dada por:

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = 992 \text{ Hz}$$

2.1.2. Tasa de símbolos útiles y tasa de bits efectiva

Para ser capaces de obtener la tasa de símbolos útiles en cada segmento lo primero es considerar que las 5617 portadoras poseen un piloto haciendo que las que incluyan datos sean 5616, luego estas se dividen en 13 para formar los denominados segmentos. Estos segmentos constan de $N_d = 384$ portadoras con datos y $N_p = 48$ pilotos.

Considerando lo anterior se obtiene que la tasa de símbolos útiles por segmento vale:

$$r_{seg} = \frac{N_d}{T_s(1 + CP)} \quad (3)$$

En donde CP es el valor del prefijo cíclico expresado como porcentaje del tiempo de símbolo.

A partir de la ecuación (3) se completa la [Tabla 1](#) teniendo en cuenta los distintos valores de CP que permite el estándar ISDB-T.

CP	r_{seg}
$\frac{1}{4}$	$307,2 \text{ k}\frac{\text{sim}}{\text{s}}$
$\frac{1}{8}$	$341,3 \text{ k}\frac{\text{sim}}{\text{s}}$
$\frac{1}{16}$	$361,4 \text{ k}\frac{\text{sim}}{\text{s}}$
$\frac{1}{32}$	$372,4 \text{ k}\frac{\text{sim}}{\text{s}}$

Tabla 1: Tasa de símbolos útiles por segmento para cada CP posible.

En particular se trabajará con la tasa de símbolos obtenida para un $CP = \frac{1}{16}$, por lo que la tasa de símbolos efectiva es $r_{seg} = 13r_{seg} = 4,7 \text{ M}\frac{\text{sim}}{\text{s}}$. Tomando en consideración que la modulación es 64QAM con una codificación 2/3 se obtiene la tasa de bits efectiva como:

$$r_b = \frac{2}{3}6r_{seg} = 18,8 \text{ Mbps}$$

2.2. Modulación single-carrier

2.2.1. Ancho de banda señal modulada con pulsos SRRRC

Dado que en este caso se realizará la modulación a partir de un pulso SRRRC, se busca que entre símbolos exista una simetría vestigial dada por la extensión del espectro utilizando un coeficiente de roll-off $\rho = 0,25$. En este caso se busca que la extensión sea al símbolo completo, por lo que a la hora de calcular el ancho de banda total se utiliza el r_{seg} esto genera que el ancho de banda en pasabanda sea de la forma:

$$BW = r_{seg}(1 + \rho) = 5,87 \text{ MHz}$$

Se puede notar como este nuevo ancho de banda es superior al calculado en la [Subsubsección 2.1.1](#), esto se debe a la redundancia general que poseen cada tipo de modulación, en el caso de OFDM existe redundancia en la utilización de pilotos y

del prefijo cíclico mientras que para el caso de modulación single carrier se tiene una extensión general del ancho de banda dado por el coeficiente de roll-off. Se observa entonces una ventaja de la utilización de la modulación OFDM dado que aún con su redundancia posee un ancho de banda inferior al obtenido con la modulación single-carrier.

2.2.2. Calculo y comparación de tasas de muestreo

Sabiendo que la tasa de símbolos está dada por $r_{s_{eff}}$ se considera que si se toman 5 muestras por tiempo de símbolo la tasa de muestreo deberá de ser la siguiente:

$$f_{IFFT} = 5r_{s_{eff}} = 23,41 \text{ MHz}$$

En lo que respecta a las frecuencias de muestreo mínimas, en la teoría se considera la tasa de muestreo mínima esta dada por el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon. En este se formula que $f_{muestreo} > 2BW$, dado que se busca la mínima frecuencia de muestreo, se considera la ecuación $f_{muestreo} = 2BW$. Cabe notar que las ecuaciones mencionadas anteriormente hacen referencia al ancho de banda en bandabase el cual se multiplica por dos para pasarlo a pasabanda, en nuestro caso, los anchos de banda ya se presentan calculados en pasabanda por lo que las frecuencias de muestreo quedan de la siguiente forma

$$\begin{aligned} f_{muestreominOFDM} &= 5,57 \text{ MHz} \\ f_{muestreominSRRC} &= 5,87 \text{ MHz} \end{aligned}$$

En donde se puede ver la ventaja de OFDM al tener una frecuencia de muestreo mínima menor respecto al uso de la modulación single-carrier.

2.2.3. Errores en frecuencia y en fase

Al agregar errores en frecuencia en el receptor, se puede observar como la constelación empieza a girar a medida que pasa el tiempo. Esto se puede observar en la [Figura 3](#) en donde con el suficiente error la constelación pasa a ser una elipse. Este fenómeno es explicable analizando la señal recibida del sistema.

Sea $x(t) = \sqrt{2}[x_I \cos(2\pi f_c t) - x_Q \sin(2\pi f_c t)]$ la señal transmitida separada en sus coeficientes en fase x_I y cuadratura x_Q . En recepción lo que se tiene es $r_1(t) = x(t)\sqrt{2} \cos(2\pi t(f_c + \Delta f))$ y $r_2(t) = x(t)\sqrt{2} \sin(2\pi t(f_c + \Delta f))$, a estas señales luego se les eliminan las componentes de alta frecuencia con un filtro pasa bajo y luego son sumadas, por lo tanto aplicando propiedades trigonométricas se llega a que la señal final recibida es de la forma:

$$r(t) = (x_I + jx_Q)e^{j2\pi\Delta ft}$$

En donde se logra observar que a medida que avanza el tiempo, se genera una rotación de las componentes en fase y cuadratura, haciendo que se produzcan las constelaciones que se observan en la [Figura 3](#).

Para el caso en el que se presente un error en fase, el efecto es similar al presentado anteriormente aunque esta vez la ecuación en recepción es:

$$r(t) = (x_I + jx_Q)e^{j\Delta\theta}$$

Siendo $\Delta\theta$ el error en frecuencia.

En este caso se puede ver que la constelación va a estar rotada pero esta rotación no va a variar con el tiempo.

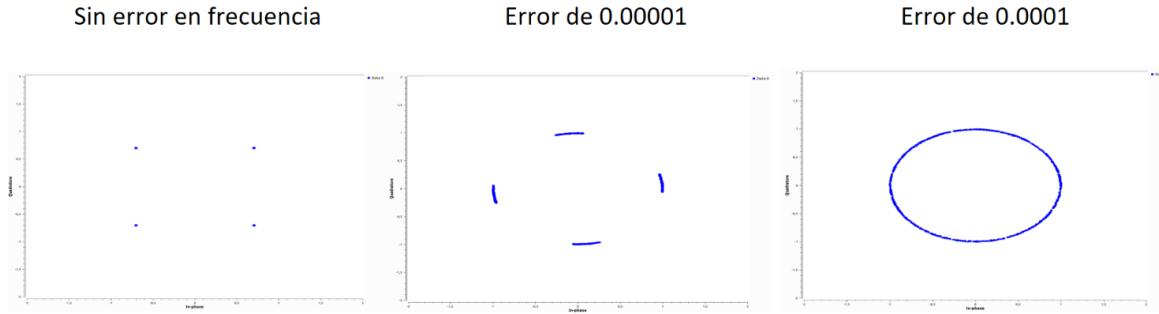


Figura 3: Constelación recibida para distintos valores de Δf , según fase y cuadratura.

2.2.4. Efecto de la distorsión de orden 3

Se define la distorsión de orden 3 como las componentes armónicas de tercer orden que son capaces de interferir con la señal enviada, estas componentes son especialmente molestas debido a que crecen 3 veces más que el armónico principal, haciendo que cuando se maneja una potencia de transmisión alta pueden llegar a igualar la potencia del armónico principal.

En la [Figura 4](#) se puede observar claramente el efecto de esto en la señal recibida. En particular, se nota como a los lados del espectro la señal principal se ven repeticiones de la señal con una amplitud mayor mientras que en la constelación es posible notar el aumento del ISI del sistema.

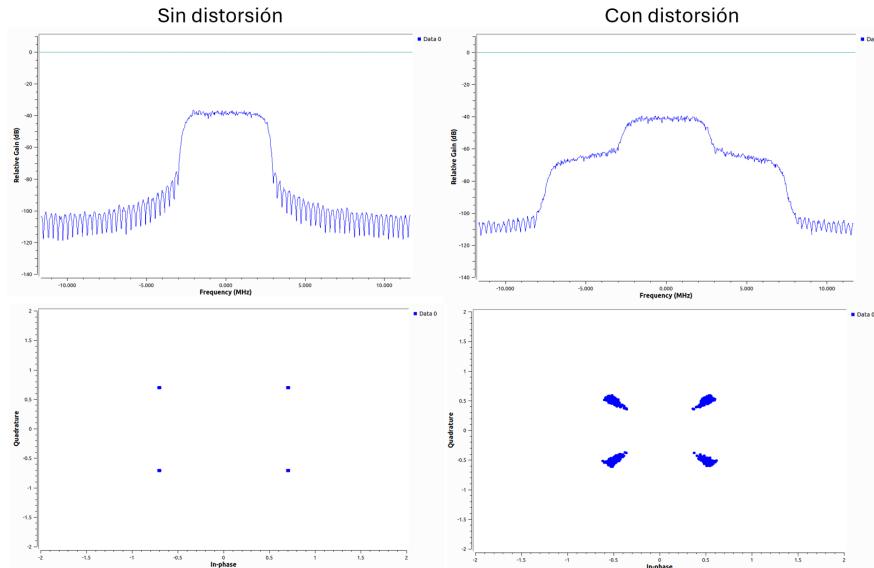


Figura 4: Efecto de la distorsión de tercer orden en la señal recibida.

2.2.5. Efecto del multicamino en recepción

En esta sección se agregan taps al canal para simular el multicamino, es decir, se busca simular el efecto de que en la señal recibida actualmente se superpongan efectos de señales rezagadas anteriores que llegan un tiempo después. Para simular esto se agregaron los taps necesarios para que la respuesta al impulso del canal tenga la forma $h[n] = \delta[n] + 0,2\delta[n - 1] + 0,1\delta[n - 2]$ haciendo que en recepción se vean las señales atenuadas en tiempo $n - 1$ y $n - 2$.

En la [Figura 5](#) es posible ver como la constelación presenta notoriamente una nube mayo, esto se debe al efecto ya mencionado de las señales anteriores superponiéndose a la señal recibida.

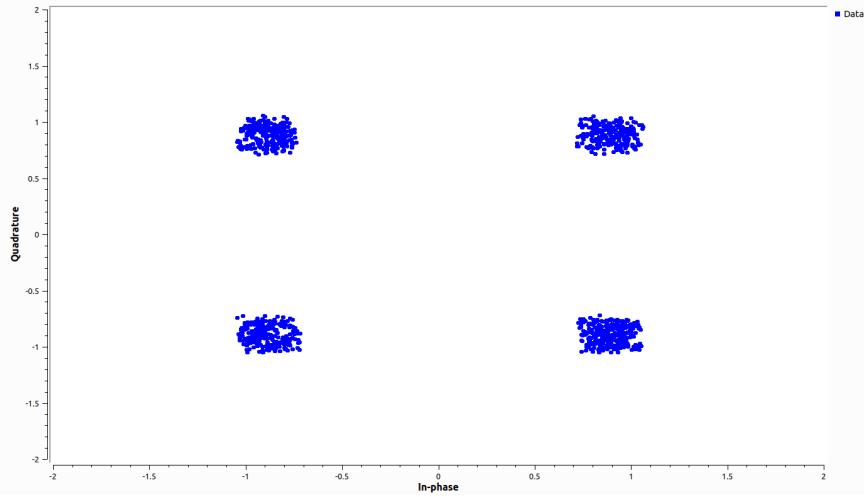


Figura 5: Constelación cuando se agregan taps al sistema.

2.2.6. Ecualización de canal en recepción

En la sección anterior se pudo comprobar como la respuesta al impulso del canal era conocida y de la forma $h[n] = \delta[n] + 0,2\delta[n - 1] + 0,1\delta[n - 2]$, dado que es sencillo trabajar con este tipo de respuestas, se decide buscar un filtro ecualizador tal que la señal recibida sea la original, sin efectos de canal interfiriendo.

Esto se obtiene considerando que dado que se quiere anular el efecto del canal, se busca una transferencia que sea inversa a la del mismo, quedando un filtro en recepción de la forma $p_R = p(-t) * IFT(\frac{1}{H(z)})$. En las ecuaciones se siguen las siguientes para la obtención de $IFT(\frac{1}{H(z)})$.

$$\begin{aligned} IFT\left(\frac{1}{H(z)}\right) &= \\ IFT\left(\frac{1}{1 + 0,2z^{-1} + 0,1z^{-2}}\right) &= \\ IFT(1 - 0,2z^{-1} - 0,06z^{-2} + 0,032z^{-3} - 0,0004z^{-4} - 0,00312z^{-6}) &= \\ \delta[n] - 0,2\delta[n - 1] - 0,06\delta[n - 2] + 0,032\delta[n - 3] - 0,0004\delta[n - 4] - 0,00312\delta[n - 6] \end{aligned}$$

En donde en la segunda igualdad se realizó el polinomio de Taylor de la ecuación para permitir una fácil IFT .

Con este nuevo filtro se puede observar en la [Figura 6](#) como se presenta una mejoría en la constelación observada que se mantiene aún cuando se inyecte ruido ya que en ese caso se sigue manteniendo la forma de la constelación.

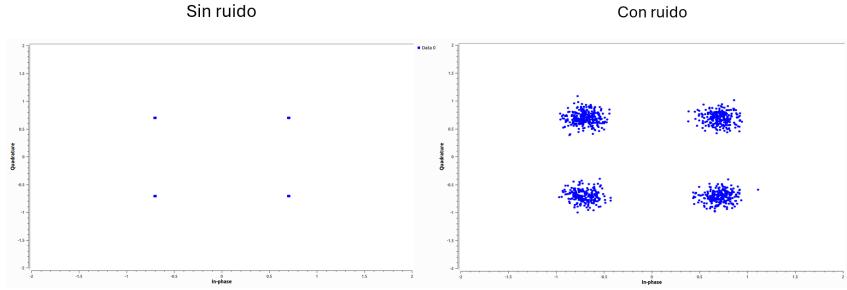


Figura 6: Constelación del sistema con filtro ecualizador.

2.3. Modulación OFDM

2.3.1. Efecto del ruido de fase

En la [Figura 7](#) se puede ver el efecto que posee el ruido en fase para un sistema OFDM, en este caso, a diferencia del caso de single-carrier, se utilizan los pilotos para detectar la diferencia de fase y de esa forma corregirla, de tal forma que no se nota el giro en la constelación como en el caso de single carrier. Este sistema de detección funciona de forma acorde cuando se trata de un error constante en fase, dado que en este caso se trata de ruido variable en el tiempo, la detección evita la rotación pero no evita que se genere ICI entre sus muestras, como se ve en la [Figura 7](#).

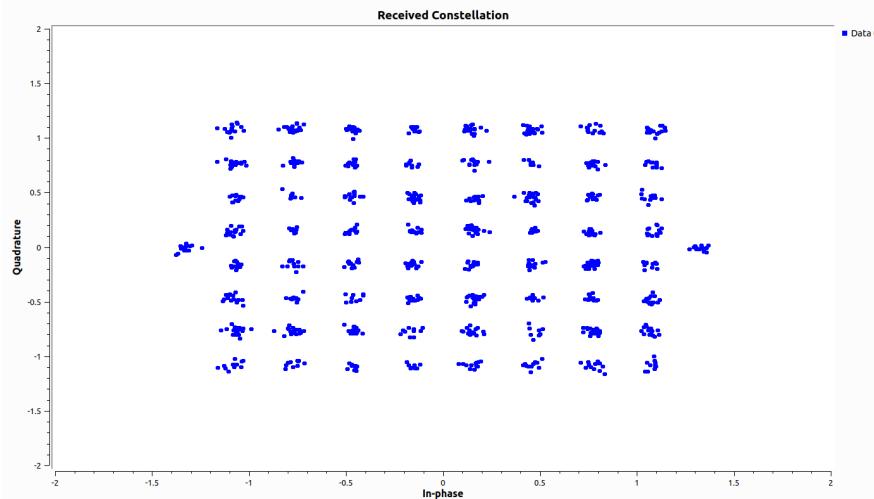


Figura 7: Efecto del ruido de fase en la constelación para OFDM.

2.3.2. Efecto del error de muestreo

El hecho de agregar error de muestreo lo que genera es que a la hora de muestrear se lo haga a una frecuencia $f_{IFFT} + f_{error}$. Esto hace que las portadoras dejen de ser ortogonales entre si y, a su vez, el hecho de que la frecuencia de muestreo deje de ser un múltiplo de la duración del símbolo OFDM genera un efecto de retraso temporal. Esto se puede observar en la [Figura 8](#) en donde se ve como al estimarse la respuesta al impulso del canal se la ve corrida respecto a la que se obtiene sin este error.

Una forma de mitigar este error se presenta en el bloque *OFDM Synchronization*, dentro de las opciones del bloque se encuentra la posibilidad de realizar una interpolación de los datos para corregir este error, a la hora de habilitar esa opción se logra

observar como la respuesta al impulso estimada en lugar de tener una movimiento errático, va quedando de forma más estática a medida que pasa el tiempo, haciendo que la respuesta a impulso estimada se acerque más a la esperada.

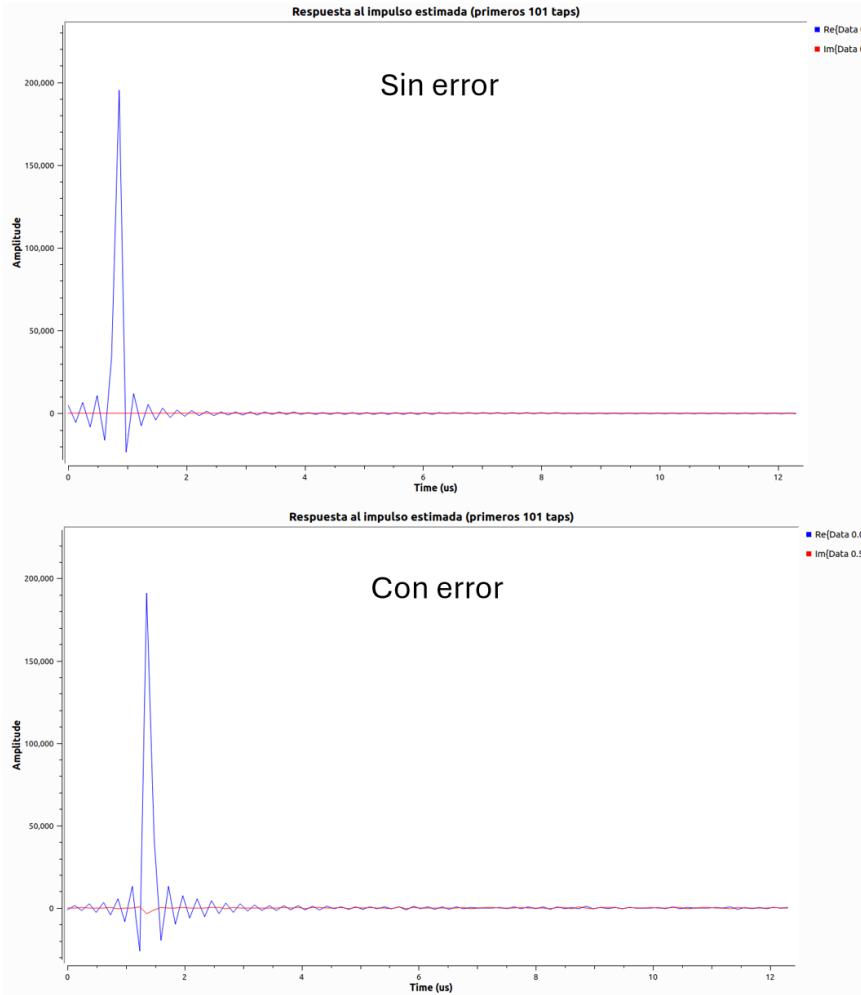


Figura 8: Efecto del error en frecuencia de muestreo para la modulación OFDM.

2.3.3. Efecto de la distorsión de orden 3

En la [Figura 9](#) se puede el efecto que tuvo la distorsión de orden 3 en la constelación cuando se moduló utilizando OFDM, notar como el efecto es considerablemente mayor al que se puede observar en la [Figura 4](#) en donde se sometió la señal a la misma potencia de distorsión que se tiene en este caso.

El porqué de esta diferencia radica en el gráfico IQ de cada tipo de modulación, en la [Figura 10](#) se puede ver dicha diferencia. El porqué la diferencia afecta la resistencia a la distorsión de tercer orden se basa en el hecho de que la modulación FM, por como esta diseñada, es completamente inmune a la distorsión de tercer orden, este tipo de modulación presenta un diagrama IQ que es una circunferencia cuyo radio es la amplitud de la portadora, en este caso la modulación single-carrier presenta un diagrama IQ que se asemeja más al que se puede obtener en una modulación FM, por lo tanto presenta parte de las ventajas de dicha modulación. Mientras que para el caso de OFDM, su diagrama IQ no tiene una forma definida, haciéndolo vulnerable a tales efectos.

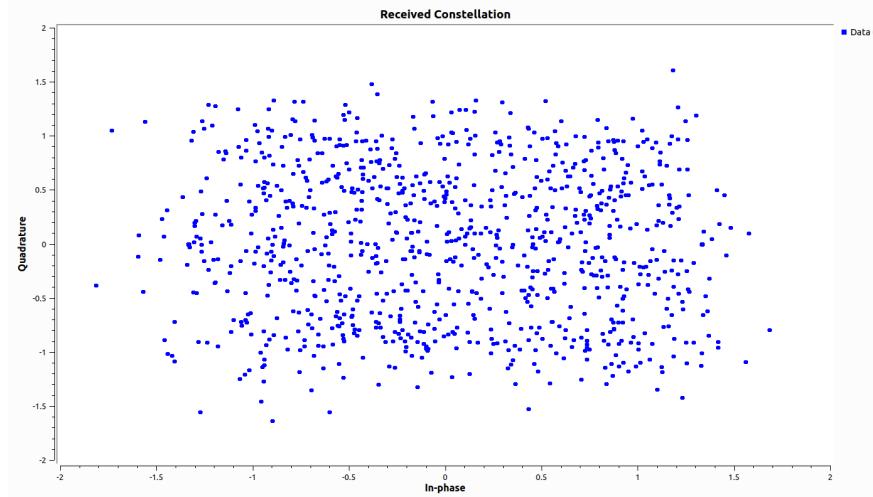


Figura 9: Efecto de la distorsión de tercer orden en la constelación de la señal recibida.

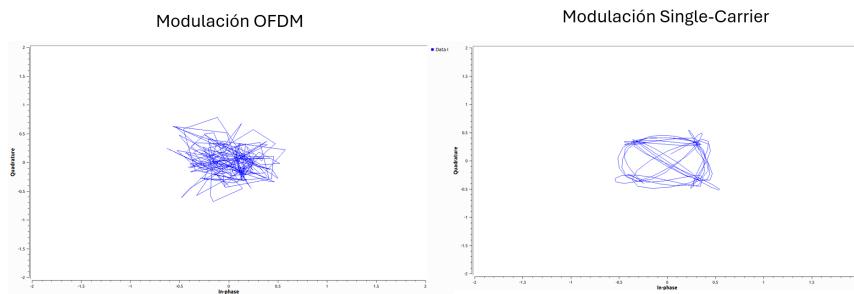


Figura 10: Diagramas IQ para cada modulación.

2.3.4. Efecto del multicamino en recepción

Al igual que en la Subsubsección 2.2.5 se modeló el canal del sistema con una respuesta al impulso de la forma $h[n] = \delta[n] - 0,2\delta[n - 1] - 0,1\delta[n - 2]$ y de decidir a verificar que tan acercada a lo esperado era la estimación de la transferencia del sistema.

Se logró verificar que en parte la estimación de la función de transferencia se acercaba a la realidad, sin embargo, se notaron diferencias en lo referente a la respuesta de impulso estimada frente a la esperada, como se puede ver en la Figura 11. La clave de esta diferencia es el hecho de que en la versión real no se toman en cuenta los efectos que puedan general los pilotos en el sistema, mientras que al realizar la estimación, los pilotos modifican la frecuencia de coherencia del sistema, haciendo que lo que ve el programa no sea tan representativo de lo que uno espera en la teoría.

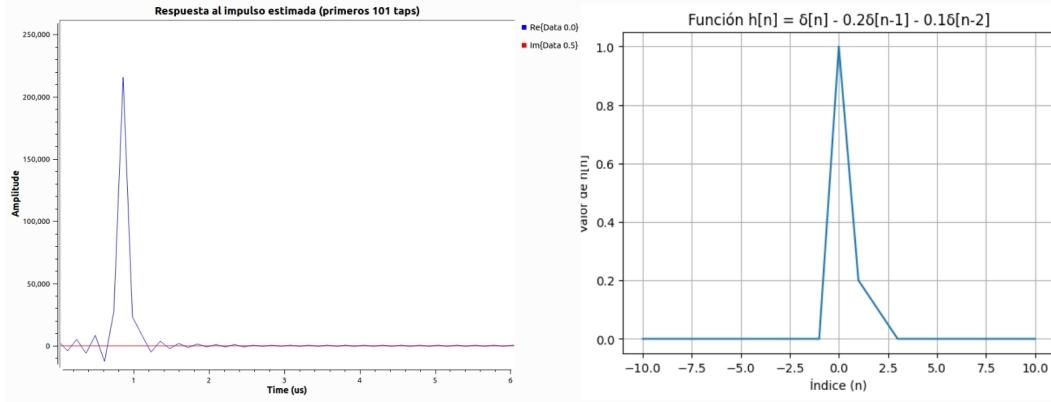


Figura 11: Respuesta al impulso estimada y teórica.

2.3.5. Verificación del tiempo de coherencia del sistema

El tiempo de coherencia debería ser mayor al tiempo de símbolo OFDM para no tener cambios del canal estiado en la recepción y decodificación de un mismo símbolo, esto es, $T_{coh} \geq T_s = 1,008 \text{ ms}$. Sea D el valor de *Doppler Spread*, el tiempo de coherencia se puede aproximar como $T_{coh} \approx \frac{1}{D}$. Con este valor, $T_{coh} \approx \frac{1}{D} \geq 1 \text{ ms}$ y se puede estimar $D \leq \frac{1}{1 \text{ ms}} = 1 \text{ kHz}$. Para tomar una medida de seguridad se requiere T_{coh} de un orden mayor al límite, es decir, $T_{coh} > 0,01 \text{ s}$ por lo que se impone un $D \approx \frac{1}{0,01 \text{ s}} = 100 \text{ Hz}$. A efectos prácticos, utilizando el laboratorio de GNU se nota como afecta de gran manera la constelación de símbolos en valores de D mucho menores, esto puede ser debido a que la aproximación teórica tomada ignora que el canal tiene un cambio permanente y no es constante a trozos, y que la estimación que hace GNU, como se comentó en la parte anterior, aunque buena, no es exacta.

3. Anexo

3.1. Parte III: Trabajo integrador, tecnología HRPT

3.1.1. Introducción

HRPT, por su siglas en inglés *High Resolution Picture Transmission*, es un tipo de transmisión utilizada por satélites de órbita polar para transmitir imágenes de alta resolución a los receptores ubicados en la tierra. Esta tecnología es usada particularmente para la meteorología en donde necesitan de la información más precisa posible para análisis [1].

En la actualidad, esta tecnología está siendo utilizada por los siguientes satélites:

- NOAA-15 [2]
- NOAA-18 [2]
- NOAA-19 [2]
- METEOR-M N°2-2 [3]
- METEOR-M N°2-3 [3]
- Metop B [4]

- Metop C [4]
- FengYun-3C [5]

3.1.2. Funcionamiento

La forma en que esta tecnología trabaja es la siguiente, se poseen 6 canales de datos de *AVHRR* (*Advanced Very High Resolution Radiometer*), estos datos se distribuyen de tal forma que se tenga información en el espectro visible, cerca del infrarrojo y en el espectro infrarrojo. En particular en la [Tabla 2](#) se puede ver un ejemplo de los espectros de cada canal. Luego estos datos son digitalizados con una precisión de 10 bits y son transmitidos a una velocidad de 360 líneas por minuto a 665 kbps [1].

	Canal 1	Canal 2	Canal 3A/B	Canal 4	Canal 5
Espectro	0,58 – 0,68 <i>um</i>	0,72 – 1,1 <i>um</i>	3,55 – 3,93 <i>um</i>	10,3 – 11,3 <i>um</i>	11,5 – 12,5 <i>um</i>

Tabla 2: Distribución de canales.

Dentro de los parámetros de esta tecnología, hay algunos que se mantienen constantes en cada implementación y otros que varían para cada satélite, en la [Tabla 3](#) se puede ver un resumen de dichos parámetros:

Satélite	$f_{carrier}$	Modo	Ancho de banda	Velocidad de datos
NOAA 15 [1]	1702.5 MHz	BPSK [6]	3 MHz	665.4 kbps
NOAA 18 [1]	1707 MHz	BPSK [6]	3 MHz	665.4 kbps
NOAA 19 [1]	1698 MHz	BPSK [6]	3 MHz	665.4 kbps
METEOR-M N°2-2 [3]	1700 MHz	BPSK [7]	3 MHz	3000 kbps
METEOR-M N°2-3 [3]	1700 MHz	BPSK [7]	3 MHz	3000 kbps
Metop B [8]	1701.3 MHz	QPSK [6]	4.5 MHz	3500 kbps
Metop C [8]	1701.3 MHz	QPSK [6]	4.5 MHz	3500 kbps
FengYun-3C [9]	1706.7 MHz	QPSK [6]	6.8 MHz	4200 kbps

Tabla 3: Parámetros de los instrumentos transmisores de HRPT para los distintos satélites.

3.1.3. Recepción

En la [Figura 12](#) se puede observar un ejemplo de un posible receptor para este sistema, a continuación se explicará el objetivo de cada bloque:

▪ Sistema RF

- **LNA:** Debido a que la señal recibida por la antena no es suficientemente fuerte para ser procesada se agrega un pre amplificador con una ganancia grande y una figura de ruido baja.
- **SDR:** En este bloque se realiza el procesamiento de la señal recibida de forma que pueda ser interpretada por los programas de software. En la [Figura 13](#) se puede ver un ejemplo de la estructura de un SDR utilizado para procesar estas señales.

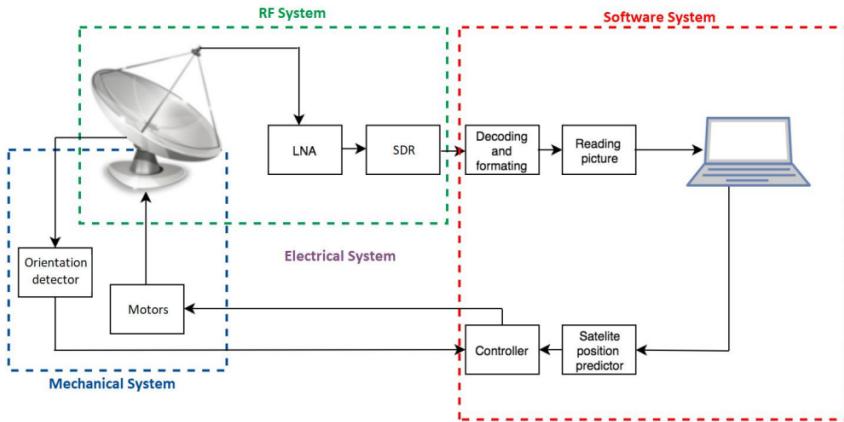


Figura 12: Esquema de receptor HRPT [6].

■ Sistema de software

- **Decodificación y formato:** Se utilizan software especializados en tomar la información enviada por el SDR y pasarla a un formato que se busca.
- **Predictor de posición de satélite:** Dado que el satélite se encuentra en constante movimiento se busca predecir hacia donde se está dirigiendo de tal forma que se pueda mover la antena en esa dirección y evitar perder la conexión.

■ Sistema mecánico

- **Motor:** Se utiliza para girar la antena en la dirección indicada por el sistema de software.
- **Detector de orientación:** Rama de control del sistema que da el feedback de la orientación de la antena al controlador.

3.1.4. Espectro

En la Figura 14 y Figura 15 se puede observar los espectros de las señales transmitidas por los satélites NOAA, Metops y FengYun-3.

Es posible observar como se distinguen las frecuencias de las portadoras en cada espectro, notando como para el caso de la Figura 14, la captura fue tomada de un NOAA 18 y para la Figura 15 la captura fue tomada del satélite FengYung-3C.

En particular para el caso del espectro del NOAA, dependiendo del tipo de canal que se esté utilizando, estos espectros se pueden ver en la Figura 16 en donde es posible observarse como la señal recibida corresponde con el el canal tipo *Single passband*, lo cual se corresponde con los canales que utiliza estos satélites para mandar información HRPT [10].

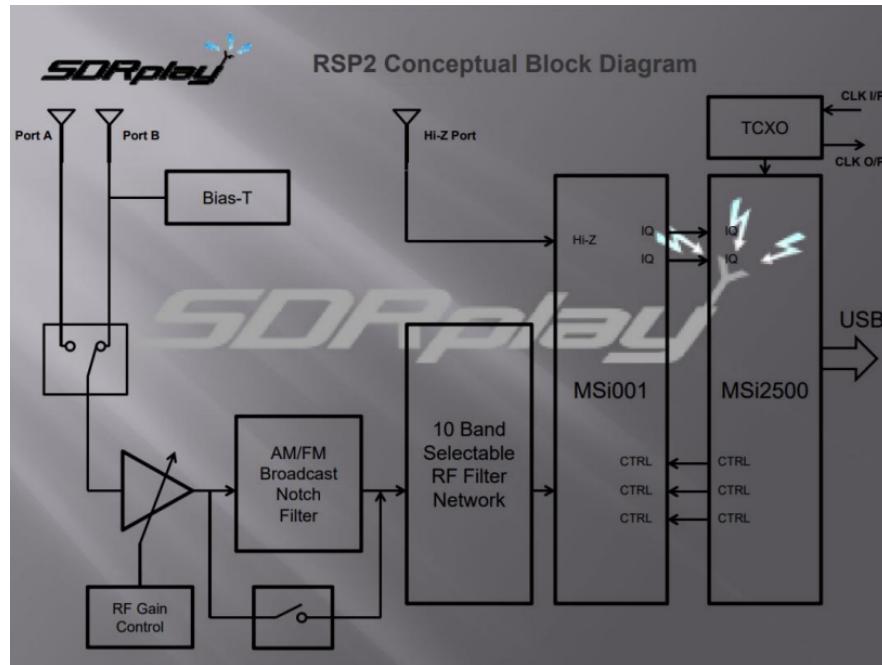


Figura 13: Esquema conceptual de un ejemplo de posible SDR [6].

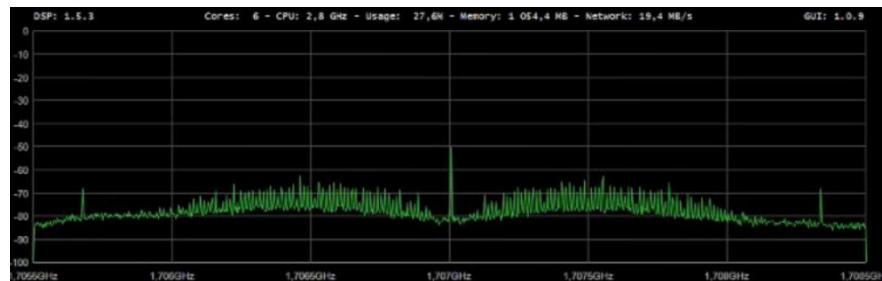


Figura 14: Espectro de la modulación para satélites NOAA [6].

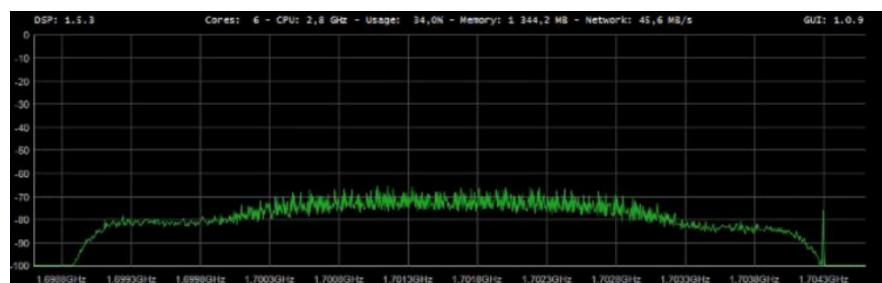


Figura 15: Espectro de la modulación para satélites Metop y Feng Yun-3 [6].

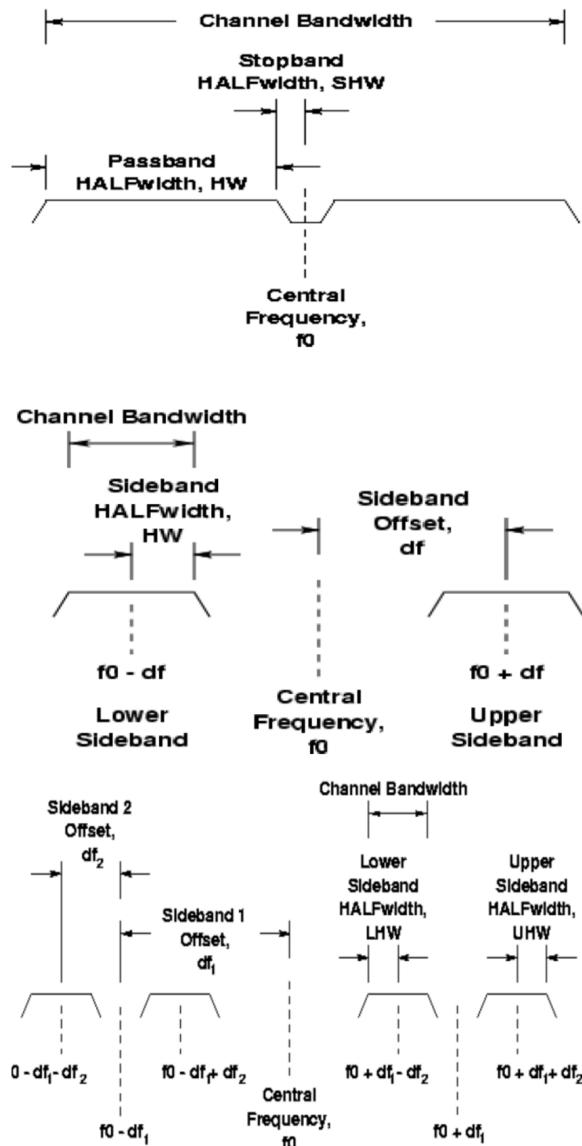


Figura 16: Posibles espectros de transmisión de los satélites NOAA, en orden descendente se tiene *Single passband*, *Double sideband* y *Quadruple sideband*.

[10].

Bibliografía

- [1] HRPT. National Oceanic and Atmospheric Administration. [Online]. Available: <https://noaasis.noaa.gov/POLAR/HRPT/hrpt.html>
- [2] POES Operational Status. National Oceanic and Atmospheric Administration. [Online]. Available: <https://www.ospo.noaa.gov/Operations/POES/status.html>
- [3] Satellite Programme: Meteor-3M. Observing Systems Capability Analysis and Review Tool. [Online]. Available: https://space.oscar.wmo.int/satelliteprogrammes/view/meteor_3m
- [4] Metop instruments. EUMETSAT. [Online]. Available: <https://www.eumetsat.int/metop-instruments>
- [5] FY-3C Satellite. National Satellite Meteorological Center. [Online]. Available: <https://www.nsmc.org.cn/nsmc/en/satellite/FY3C.html>
- [6] M. Gómez Goitia *et al.*, "Saws, un sistema para descargar y visualizar automáticamente imágenes hrpt de satélites meteorológicos," 2018.
- [7] Structure of "Meteor-M" №2 satellite data transmitted via L-band in direct broadcast mode. State Research Center for Space Hydrometeorology "Planeta". [Online]. Available: http://planet.iitp.ru/retro/index.php?lang=en&page_type=spacecraft&page=meteor_m_n2_structure_1
- [8] Satellite Programme: EUMETSAT Polar System. Observing Systems Capability Analysis and Review Tool. [Online]. Available: <https://space.oscar.wmo.int/satelliteprogrammes/view/eps>
- [9] Satellite Programme: Feng-Yun - 3. Observing Systems Capability Analysis and Review Tool. [Online]. Available: https://space.oscar.wmo.int/satelliteprogrammes/view/fy_3
- [10] J. Robel, A. Graumann, K. Kidwell, R. Aleman, I. Ruff, B. Muckle, and T. Kleespies, "Noaa klm user's guide with noaa-n," *N Prime, and MetOp Supplements*, 2014.