

Mejora en confiabilidad de un enlace con UAV

Ing Gustavo Bastian¹, Ing Hector Riso¹, Dr Pedro Colla¹

¹ Grupo de I+D en Radio Definida por Software
Postgrado en Sistemas Embebidos
Instituto Universitario Aeronautico
Cordoba, Argentina
 {gbastian,hriso,pcolla}@iua.edu.ar

Abstract. En el presente trabajo se abordan algunos de los problemas del mantenimiento de un enlace punto a punto entre un *UAV* (Unmanned Aerial Vehicle, Vehículo aéreo no tripulado) y una estación base. Se propone una solución basado en conceptos de radio cognitiva con el objetivo de mantener la *tasa de error de bit* por debajo de cierto umbral. La transmisión se realiza en dos canales utilizando sistemas de modulación diferentes, y seleccionando en el receptor la información recibida por el canal cuya EBNO se encuentre por debajo del cierto valor que asegure el objetivo de tasa de error. Los canales poseerán tasas de trasmisión de símbolos iguales, por lo cual el sistema realizara un balance entre la tasa de transmisión y la confiabilidad de la señal. La solución se valida mediante una implementación en la plataforma GNURadio.

Keywords: UAV, Sistema Embebido, Signal to Noise Ratio. EBNO, BER, radio cognitiva

1 Introducción

La creciente utilización de *vehículos aéreos no tripulados* (Unmanned Aerial Vehicles, UAV) en misiones militares y civiles presenta desafíos únicos que requieren constante innovación. Uno de los principales requisitos de estos sistemas es la implementación de plataformas de comunicación seguras. La interrupción de la comunicación de la estación base con el móvil aéreo puede provocar la suspensión de la misión asignada e incluso el extravío del artefacto, con las consiguientes pérdidas materiales y riesgos de accidentes involucrados.

Los sistemas de comunicaciones de los UAV consisten principalmente, en un *enlace ascendente o tierra-aire* (uplink) en el cual se trasmite información de comando y control; y un *enlace descendente o aire-tierra* (downlink) en el cual se trasmite información de estado, adicionalmente es común el agregado de información extra llamada *carga útil* (payload) relativa a una misión específica a cumplir pero que no necesariamente está relacionada con el funcionamiento del UAV, tales como imágenes, filmaciones, mediciones y otras ⁽¹⁾. En estos sistemas es necesario un canal

de alta tasa de transmisión para la información de payload y uno con menor tasa de tasa de transmisión para el canal de comando y control.

Una forma de asegurar la calidad del enlace es manteniendo la *tasa de error de bit* (Bit error Ratio, BER, definido por la ITS, Institute of Telecommunication Science, Instituto de Ciencias de las Telecomunicaciones ⁽²⁾), por debajo de cierto umbral, lo que permite utilizar algún método de corrección de errores para mejorar la confiabilidad del enlace.

Las exigencias crecientes en el peso y potencia de las plataformas involucradas impulsa la adopción de técnicas de *radio definida por software* (Software Defined Radio, SDR) donde se realiza la implementación mediante algoritmos de cómputo en lugar de plataformas de hardware especializado. La principal ventaja que posee este enfoque es el mantenimiento y la mejora de los sistemas, ya que posibilita por un lado implementar sistemas de alta performance con requerimientos muy modestos de peso y energía. Además permite implementaciones de radio cognitiva (cognitive radio) donde el sistema cambia los parámetros particulares de transmisión o recepción para ejecutar su cometido en forma eficiente.

Wygłinski ⁽³⁾ y Mitola ⁽⁴⁾ definen un sistema de SDR consiste como un conjunto de algoritmos para procesamiento de señales, un *entorno* (framework) donde pueden ser interconectados y un hardware asociado que permita ejecutar dichos algoritmos.

En este trabajo se abordará cómo gestionar la confiabilidad de un enlace mediante la utilización de diferentes métodos de modulación; se discutirá el marco teórico y las alternativas disponibles así como los criterios a utilizar para la conmutación entre distintos métodos de modulación basado en la medición dinámica del EBNO y su implementación en el sistema de prueba como contribución tecnológica.

La solución propuesta será validada mediante la implementación preliminar en la plataforma GNURadio ⁽⁵⁾ con lo que simultáneamente se evaluará su madurez para sostener esfuerzos de investigación de la naturaleza del abordado en este artículo.

2 Estado de arte

Para el alcance de este trabajo deberemos concentrarnos mayormente en la capa física (mencionada en el modelo OSI (Open System Interconnections, Interconexión de sistemas Abiertos) ⁽⁶⁾).

A los efectos de éste trabajo se considerará el canal como invariante en el tiempo, no distorsivo y limitado en banda. De este modo es posible modelar el canal como un filtro pasabajos (según lo expresado en Proakis ⁽⁷⁾). Un aspecto importante a tener en cuenta radica en que si el canal se encuentra limitado en su ancho de banda introduce una distorsión en la señal denominada *interferencia intersimbolo* (inter symbol interference, ISI) al ser utilizado fuera de su banda de paso ⁽⁷⁾⁽⁸⁾.

Para completar el modelo de canal, debe considerarse que el transporte de información resultará afectado por la presencia de ruido, ya sea de origen natural o intencional (interferencia).

Uno de los modelos de canal más utilizado para ensayos es el *modelo de ruido blanco gaussiano y aditivo* (Additive White Gaussian Noise, AWGN), que es particularmente adecuado para modelar el ruido introducido por componentes electrónicos. En este modelo (presentado por Proakis en ⁽⁷⁾ y Haykin en ⁽⁶⁾, la señal transmitida (S) es

perturbada por un proceso aleatorio aditivo (n). A los efectos de este trabajo se utilizará este modelo de canal.

Para transmitir la salida de una fuente de información a través de un canal en banda base es necesario adecuar el espectro del flujo de información codificada de la fuente al espectro del canal para lo que se utiliza un modulador digital que toma los bits de la fuente de información y los asigna a señales. Los sistemas MPSK (M PSK Phase-Shift Keying, M variaciones de fase) envían la información en la variación de la fase la señal. Estos métodos de modulación son ampliamente estudiados en Haykin (6), y Xiong (9), y Proakis (7) y Linn (10). Los sistemas DMPSK (Differential Phase Shift Keying, M variaciones de fases en forma diferencial) utilizan las variaciones de fase para transmitir la información.

Un esquema de un sistema DMPSK se muestra en la Ilustración 1.

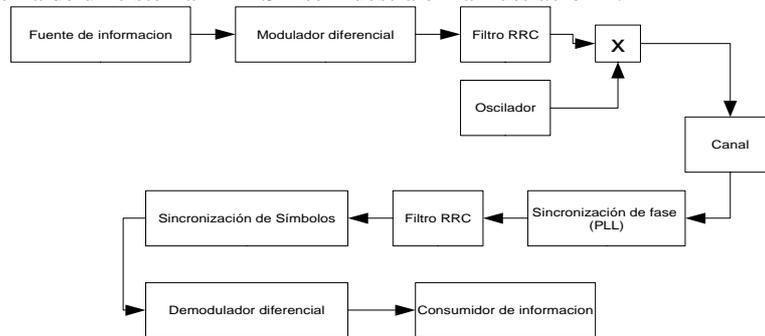


Ilustración 1: Esquema General de un sistema de comunicación DMPSK

El filtro RRC (Root Raised Cosine, raíz de coseno realzado) se utiliza para eliminar la interferencia inter símbolo (7), mientras que el sincronizador de fase es necesario según sea el mecanismo de sincronización de símbolos utilizado. Por ejemplo, el propuesto por Muller y Mueller (11), requiere sincronización de fase, mientras que el propuesto por Garner (12), no lo requiere. Usualmente se utiliza un receptor de Costas para completar el sistema (13).

El principal parámetro para analizar la performance de un sistema de comunicación es la BER, el cual usualmente se contrasta contra la EBNO (energy per bit to noise power spectral density ratio, relación entre energía por bit y densidad de potencia espectral). Dependiendo de la cantidad de información que transmite cada símbolo, la relación entre la *energía del símbolo* y la *potencia de ruido* (ESNO) se relaciona con la EBNO de manera diferente.

Beaulieu (14) presenta distintos algoritmos para calcular la ESNO a partir de los símbolos recibidos. Uno de los métodos propuestos es el llamado de *segundo y cuarto momento* (M2M4). La descripción del estimador discutida adopta la hipótesis que no existen errores de fase debido a la utilización de un lazo de fase cerrado, que el canal contiene ruido blanco Gaussiano y Aditivo y que la señales son adaptadas por un filtro RRC de ganancia unitaria.

Con estas hipótesis y el siendo el símbolo muestreado (a la salida del filtro RRC) y_k se definen el segundo y cuarto momento como (Ecuación 1 y Ecuación 2):

$$M_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^2$$

Ecuación 1

$$M_4 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^4$$

Ecuación 2

Para el caso de señales reales (BPSK) (14) la relación ESNO (S) es:

$$2 * S = \frac{\frac{1}{2} \sqrt{6M_2^2 - 2M_4}}{M_2 - \frac{1}{2} \sqrt{6M_2^2 - 2M_4}}$$

Ecuación 3

Y para señales complejas (M-PSK)

$$\hat{S} = \frac{\sqrt{2M_2^2 - M_4}}{M_2 - \sqrt{2M_2^2 - M_4}}$$

Ecuación 4

Este método de estimación ha sido utilizado por Srinivasan (15); se pueden utilizar otros métodos alternativos.

Todos los estimadores propuestos poseen un límite en la exactitud conocida como la *cota de Cramer-Rao* (14).

3 Propuesta

El problema de mantener el enlace con un UAV puede ser abordado mediante un balance entre tasa de transmisión y la confiabilidad del enlace, implementado en un receptor inteligente. Se utilizará el marco discutido en secciones anteriores para determinar el mecanismo óptimo de conmutación entre ambos canales.

En el receptor, se selecciona aquel canal que posea máximo aprovechamiento de la capacidad del canal y a su vez, que posea menor BER.

El concepto de bajar la tasa de bits para disminuir la probabilidad de error fue presentado, entre otros por Webb (16), y la transmisión por medio de múltiples canales fue abordado por Guzelgoz (17)

La propuesta de este trabajo se basará entonces en la síntesis integradora de la bibliografía disponible y el desarrollo de los mecanismos de conmutación para satisfacer tres objetivos:

1. Mantener la BER por debajo de cierto valor umbral, conmutando el canal de comunicación a uno de menor EBNO.
2. Establecer un balance entre performance de recepción y la tasa de transmisión.
3. Validar el enfoque mediante la implementación en una plataforma SDR con la utilización del marco de trabajo ofrecido por la plataforma GNURadio.

La selección del umbral de BER se realiza de forma tal de obtener una ganancia en relación EBNO significativa. Se seleccionan sistemas de modulación D8-PSK y DBPSK, debido a que el sistema receptor se simplifica al no existir ambigüedades en el lazo de recuperación de portadora. A los fines prácticos de este trabajo se

selecciona como umbral una BER menor a 10^{-4} el que es un valor mas conservador que el propuesto en la literatura, por ejemplo Zyren ⁽¹⁸⁾ utiliza para un sistema real una tasa de BER menor a 10^{-6} .

A partir de este criterio se definirán dos fronteras de transición basadas en los valores de EBNO. La primera será el *nivel de conmutación de protocolo* (γ_1) mientras que el segundo será el *nivel de límite operativo del sistema* (γ_2).

Estas transiciones definen tres zonas de operación, en la zona donde los valores de EBNO sean superiores a γ_1 el bit recibido en el canal DB-PSK será:

$$b_k = \begin{cases} 0 & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \\ b_{kch2} & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \cap \gamma_1 \leq (EBNO)_{ch2} \\ 0 & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \cap (EBNO)_{ch2} \leq \gamma_1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 5}$$

Y para $\gamma_1 \leq EBNO < \gamma_2$ el bit recibido en el canal D8-PSK será:

$$b_k = \begin{cases} b_{kch1} & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \\ 0 & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \cap \gamma_1 \leq (EBNO)_{ch2} \\ 0 & \gamma_2 \leq (EBNO)_{ch1} \cap (EBNO)_{ch2} \leq \gamma_1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 6}$$

Los valores límites de EBNO se determinan experimentalmente mediante simulación en Matlab interpolando las curvas obtenidas con el módulo BerTool. Dicha herramienta permite obtener las curvas de BER vs EBNO para distintas modulaciones. Una vez obtenidas las mismas, se realiza una interpolación lineal entre puntos contiguos al valor deseado.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= 14,3 \text{ dB} = 26.91 \\ \gamma_2 &= 9.3 \text{ dB} = 8.5 \end{aligned}$$

Se utilizarán tasas iguales de símbolos, logrando que al producirse la conmutación también se modifique la tasa de transmisión de bits. De esta manera se obtiene un sistema de radio cognitiva, ya que el conmutador reconfigura el sistema seleccionando que información pasar a la capa superior.

Para el cálculo de la EBNO, se estima la ESNO de cada canal y se utilizan las siguientes ecuaciones para el canal DBPSK ((19), (9))

$$EBNO_{DBPSK} = ESNO / 2 = ESNO_{db} - 10 \log_{10} (2) \quad \text{Ecuación 7}$$

$$EbNo_{DBPSK} = ESNO_{db} - 10 \log_{10} (3) \quad \text{Ecuación 8}$$

Donde el segundo término se corresponde con el hecho de que un símbolo transporta 3 bits.

4 Implementación

Para evaluar la propuesta se implementa el sistema operando en su banda base mediante la plataforma GNURadio 3.2.2, en particular su entorno grafico GRC. Como procesador de señales (Front End) se utiliza la placa de sonido de la PC puesto que su capacidad es compatible con los anchos de banda para una demostración de concepto. Se utilizo tasa de transmisión de símbolos para ambos canales a 1336 símbolos por segundo. De esta manera se transmiten 4009 bits por segundo en el canal D8PSK y 1336 bits por segundo en el canal DBPSK, lo cual cumple con las hipótesis de conmutación de tasas de transmisión.

El sistema transmisor es representado en la

Ilustración 2.

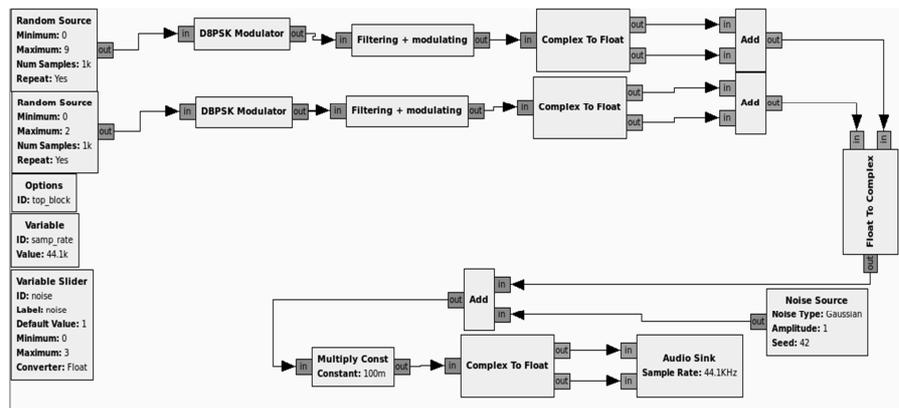


Ilustración 2: Esquema transmisor

Ambos canales utilizan la misma tasa de transmisión de símbolos, lo que permite la utilización del mismo filtro RRC en ambas modulaciones. Los coeficientes (taps) del filtro fueron calculados en GNURadio mediante la clase Firdes; para ello se selecciona una ganancia en amplitud unitaria para cumplir con las condiciones del estimador propuesto ⁽¹⁴⁾ y el factor de roll off de 0,35 para lo que se selecciona un filtro de 33 pasos.

El transmisor consta de dos fuentes de información aleatoria seguida por los respectivos moduladores los que generan la forma del símbolo a transmitir.

La frecuencia (w) del oscilador se adopta como de 10KHz, con lo cual se posiciona la señal en la mitad del espectro útil.

Se suma a ambas señales una componente de ruido blanco y gaussiano con fines de pruebas y se entregan a la placa de sonido a los canales derecho e izquierdo como canales físicos separados.

El control de ganancia es implementado por el bloque *multiply const* para poder realizar un ajuste de la amplitud de la mejor señal a la salida evitando comportamientos no lineales de la placa por exceso de amplitud. El sistema receptor se presenta en Ilustración 3.

Las señales obtenidas a la salida del sistema se dividen al canal correspondiente. Luego son amplificadas por un factor constante para proporcionar un ajuste de nivelación.

En el canal D8PSK, la señal recibida es ingresada a un bloque sincronizador el cual consta en su interior de un oscilador local y de un bloque propio de la plataforma, MPSK receiver el cual es la implementación de un lazo de Costas y un sincronizador de símbolos integrado. La salida de este bloque es el símbolo recibido junto con el ruido presente. Esta señal se envía a dos bloques: el estimador de ESNO y el D8PSK_demodulator. Este módulo realiza la decodificación de la constelación y la decodificación diferencial de los símbolos recibidos. En el canal DBPSK la estructura es la misma, con la modificación de los parámetros de los sincronizadores de símbolo y fase. El bloque Channel Selector toma los valores estimados de la EBNO de cada canal y utiliza dos variables globales output1 y output2 que operan como llaves analógicas al multiplicar la corriente de bits de información permitiendo su paso o no. Este sistema se finaliza con la entrega de bits.

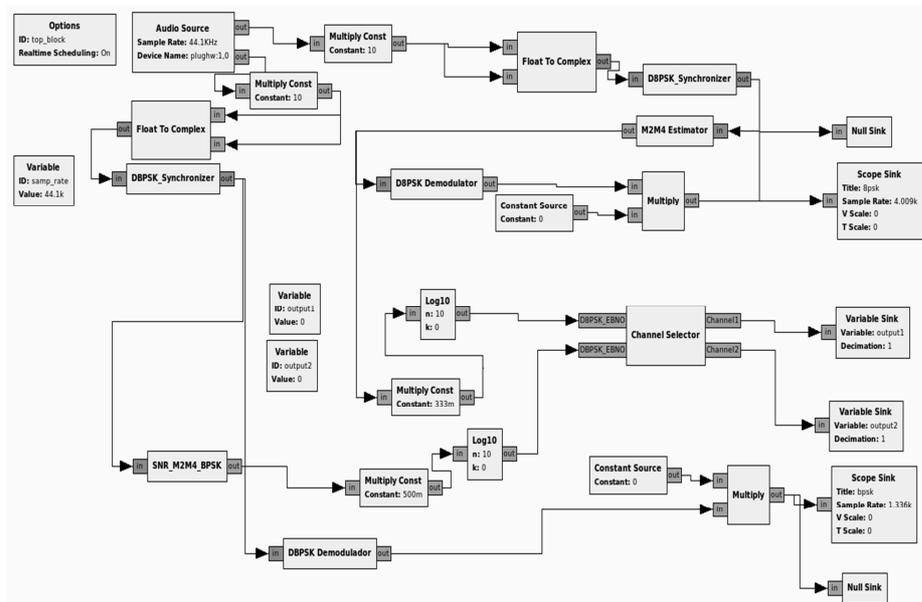


Ilustración 3: Esquema Receptor

5 Validación

Para realizar la validación del sistema propuesto se realizan ensayos de funcionamiento y ensayos de performance.

Para las pruebas de performance, se evaluó la respuesta de los estimadores de EBNO y se comparó con el resultado del cálculo teórico mediante el uso de los valores eficaces de las señales y los niveles de ruido. Con este objetivo, se simuló el sistema completo sin utilizar el procesador de señales mediante la unión de la salida del sistema transmisor a la entrada del sistema receptor. Se transmitieron datos aleatorios a través de ambos canales. La relación entre la SNR calculada y la EBNO de cada sistema se obtiene mediante las siguientes formulas (Ecuación 9, Ecuación 10):

Para DBPSK:

$$(EBNO)_{db} = SNR_{db} - (1.42)_{db} \quad \text{Ecuación 9}$$

Para D8PSK:

$$(EBNO)_{db} = SNR_{db} - (8.57)_{db} \quad \text{Ecuación 10}$$

En la Ilustración 4 se observa la respuesta del sistema. El canal 1 corresponde al canal DBPSK y el canal 2 al D8PSK. Se observa el punto de conmutación γ_1 cercano a 15 dB, y el punto de no operación γ_2 por debajo de los 10 dB.

Los ensayos de funcionamiento consistieron en interconectar 2 procesadores de señales, y utilizando el bloque generador de ruido blanco y gaussiano incluido en el transmisor modificar el valor de ruido en el canal. Observando en el sistema receptor la salida de los dos canales. En la primera medición, se observa la selección correcta

del canal D8PSK para valores estimados de EBNO de 29,6 dB para canal DBPSK y 24,5 dB para el canal D8PSK. En este caso la salida del canal DBPSK es anulada por el conmutador. En la siguiente medición se observó como se conmuta ambos canales para valores de EBNO de 17,4 dB para el canal DBPSK y 11,75 dB para el canal D8PSK.

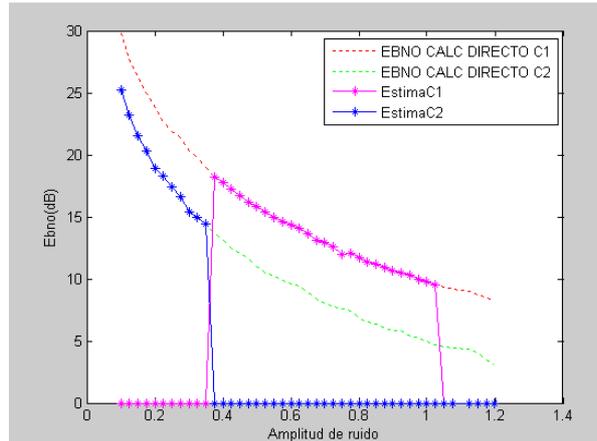


Ilustración 4: Respuesta Teórica vs Real

Por último en la **Error! Reference source not found.** se observa el rechazo a ambos canales con EBNO de 7,9 dB para el canal DBPSK y 2,9 dB para el canal D8PSK.

6 Trabajo Futuro

Surge como trabajo futuro la necesidad de agregar capas al sistema, ya que el propuesto solo transmite bits. En este sentido, es deseable agregar un algoritmo para corrección de errores para completar la capa física junto con fortalecer el método para gestionar tramas de bits.

7 Conclusiones

La forma presentada contribuye con un mecanismo que permite mantener el canal de información de estado de un UAV extendiendo en casi 6 dB el rango operativo del receptor con mínimas implicancias operativas al incorporar un receptor inteligente, para lo cual se aplican conceptos de reconfiguración postulados en la Radio Cognitiva, que selecciona entre confiabilidad de la información y tasa de transmisión. Habiendo implementado exitosamente el receptor, el sistema se comporta de la manera pronosticada por el marco teórico, y la llave conmuta en la cercanía de los puntos diseñados. La respuesta de los estimadores es muy próxima al cálculo directo, solo posible de ser implementada en simulaciones de las EBNO.

Se comprobó además, como contribución adicional, la potencia de la plataforma GNURadio para desarrollar la investigación y el sistema propuesto, pues resulto

flexible y altamente adaptable y por lo tanto siendo una herramienta válida para este tipo de desarrollos.

6 Referencias

1. **Austin, Reg.** *Unmanned Aircraft Systems*. West Sussex, United Kingdom : Wiley, 2010.
2. **ITS.** Federal Standard 1037c. *The institute of Telecommunication Sciences*. [Online] Agosto 7, 1996. [Cited: 11 12, 2011.] www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/fs-1037c.htm.
3. **Wyginski, Nekovee, D and Hou.** *Cognitive Radio Communications and Networks*. San Diego : Elsevier, 2010.
4. *Cognitive Radio: Making software radios more personal.* **Mitola III, Joseph and Maguire, Gerald.** 4, Stockholm : IEEE, Agosto 6, 1999, Personal Communications, IEEE, Vol. 6, pp. 13-18. 10709916.
5. **varios.** *www.gnuradio.org. Gnuradio*. [Online] Septiembre 22, 2011. [Cited: Septiembre 22, 2011.] <http://www.gnuradio.org>.
6. **Haykin, Simon.** *Sistemas de Comunicacion*. s.l. : Noriega, 2006. 978-9681863074.
7. **Proakis-Salehi.** *Digital Communications 5ta Edicion*. New York : MacGraw Hill, 2008.
8. *Optimum Performance of Suppressed Carrier Receivers.* **Lindsey, Marvin y William C. Simon.** 1977, IEEE Transaction in Communications Vol-Comm 25, Nro 2, pp. 215-227.
9. **Xiong, Fugin.** *Digital Modulation Techniques*. s.l. : Artech House Telecommunication Library, 2000. 978-0890069707.
10. *Synchronization and SNR Estimation in MPSK Wireless Receivers.* **Linn, Yair.** 2006, pp. 1-15.
11. *Timing Recovery in Digital Synchronous.* **Muller K. H., Mueller M.** 1976, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, pp. 516-531.
12. *Optimisation of Gardner and non data-aided early-late ($\lambda=1/2$) timing error detection algorithms.* **Danesfahani and Jeans.** Iran : IEEE Conference Publications, 2003. 0-7695-1961-x.
13. **Andrea Umberto, Megali Aldo D.** *Synchronization techniques for digital Receivers*. Piza, Italia : Plenum Press, New York, 1997. pp. 189-306.
14. *A comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel.* **Beaulieu, David Pauluzzi y Norman.** 2000, IEEE Transactions on Communications Vol 48 Nro 10, pp. 1681-1691.
15. **Srinivasan, Meera, Tkacenko, Andre and Cheng, Frank.** *Improvements to Symbol Signal-to-Noise Ratio Estimation for the Block V Receiver*. Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Tecnology. California : The Interplanetary Network Progress Report, 2008.
16. *Variable Rate QAM for Mobile Radio.* **Webb W. T., Steele R.** 1995, IEEE Transactions on Communication, pp. 2223-2230.
17. *Analisis of a multichannel Receiver: Wireless and PLC reception.* **Guzelgoz, Sabhi, Celebi, Basri and Arslan, Huseyin.** Aalborg, Dinamarca : EuraSip 2010, 2010. 18th European Signal Processing Conference. pp. 1106-1110. ISSN 2076-1465.
18. **Zyren, Jim and Petrick, Al.** Tutorial on Basic Link Budget Analisis. *Application Note 9804.1*. s.l. : Intersil, 1998.
19. **MathWorks.** MathWorks - Documentation R2012a- Communications System Toolbox. [Online] 20, 2012. [Cited: 20, 2012.] www.mathworks.com/help/toolbox/comm/ug/a1069451448b1.