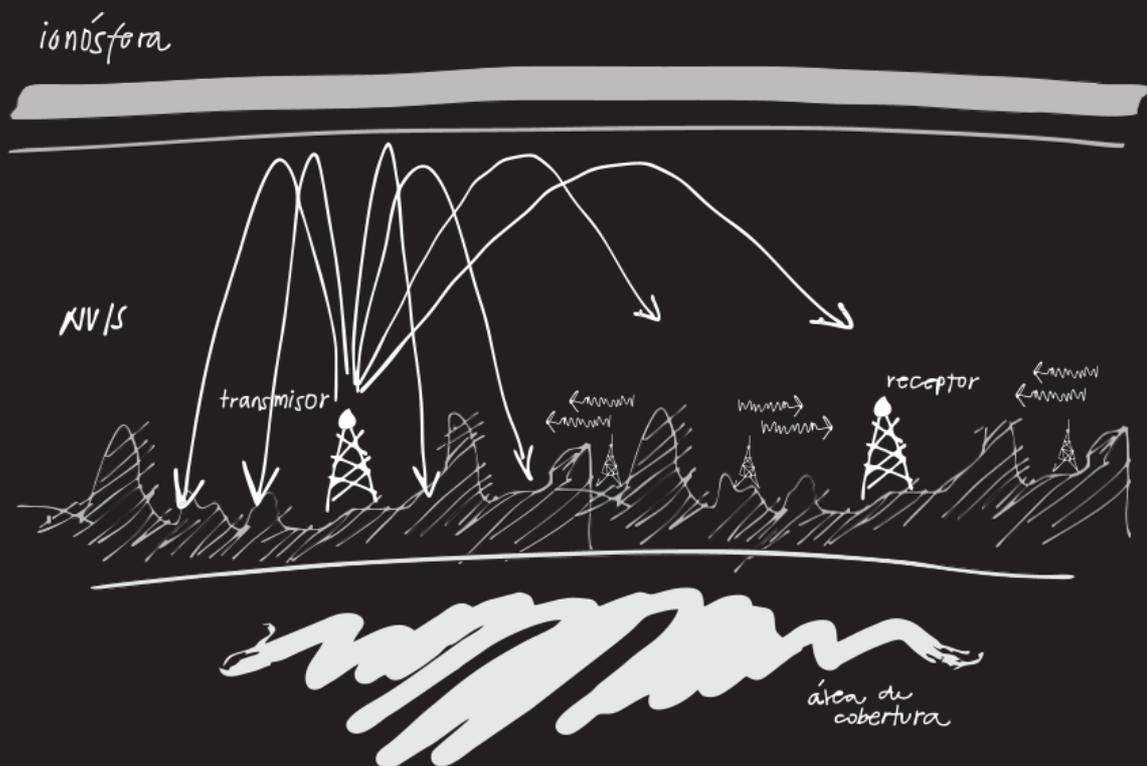


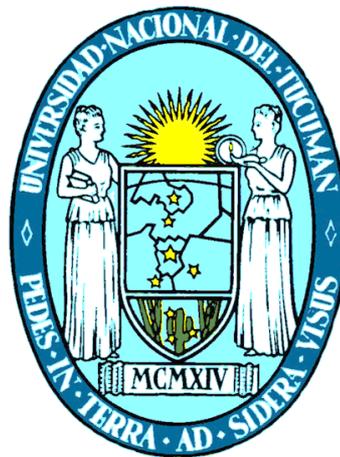
DISEÑO Y MODELADO DE UN SISTEMA DIGITAL DE COMUNICACIONES POR INCIDENCIA CUASI VERTICAL



Ing. Nicolás Argota

Tesis Doctoral

Diseño y Modelado de un Sistema Digital de Comunicaciones por Incidencia Cuasi-Vertical



Autor: Ing. Nicolás Argota

Director: Dr. Ing. Miguel Ángel Cabrera

**DOCTORADO EN CIENCIAS EXACTAS E INGENIERÍA
Facultad De Ciencias Exactas y Tecnología
Universidad Nacional De Tucumán
Tucumán-Argentina**

JUNIO - 2021

Esta tesis fue realizada en el Laboratorio de Telecomunicaciones perteneciente al Departamento de Electricidad, Electrónica y Computación (DEEC) de la Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología de la Universidad Nacional de Tucumán (UNT)



Tabla de contenido

Resumen	1
Motivaciones.....	3
Objetivo general.....	4
Objetivos específicos	4
Organización de la tesis	5
CAPÍTULO I Sistemas de Comunicación por incidencia cuasi vertical	7
1.1 Introducción	7
1.2 Breve historia de las Comunicaciones NVIS.....	8
1.3 Aplicaciones.....	10
1.4 Descripción general del sistema NVIS	11
1.4.1 Ruido Eléctrico	13
1.4.2 Antenas NVIS.....	15
1.4.3 El canal de propagación NVIS	19
1.4.4 Modulación, Codificación y Protocolos de comunicaciones.....	20
1.5 Conclusión	21
CAPÍTULO II El estudio del medio	22
2.1 Introducción	22
2.2 La ionósfera	23
2.3 Regiones ionosféricas	24
2.4 Propagación de onda característica.....	26
2.5 Cálculo de los parámetros operativos	27
2.6 Aspectos geométricos de un radio enlace: Ley de la Secante y Teorema de Martyn.....	28
2.7 Comunicaciones cuasi verticales	29
2.8 Cálculo de la máxima frecuencia usable (MUF)	32
2.9 Atenuación y mínima frecuencia usable (LUF).....	33
2.10 Modelo Fenomenológico: International Reference Ionosphere (IRI).....	35
2.11 Predicción de la propagación	36
2.12 Conclusión	37
CAPÍTULO III Descripción general de las comunicaciones NVIS	38
3.1 Introducción	38
3.2 Modelo de un sistema NVIS.....	39
3.3 Simplificación del canal de comunicaciones	41
3.4 Distribución Rayleigh del Fading	43
3.5 Modelo en banda base de un sistema NVIS.....	46

3.6	Perfil discreto de potencia promedio	47
3.7	Dispersión del retardo	48
3.7.1	Máxima dispersión por retardo.....	48
3.7.2	Dispersión por retardo RMS.....	48
3.8	Perfil continuo de potencia promedio	50
3.9	Ancho de banda de coherencia	51
3.10	Desplazamiento Doppler.....	54
3.10.1	Impacto del desplazamiento Doppler en las comunicaciones NVIS	55
3.11	Coherencia temporal en canal NVIS.....	56
3.12	Modelo de Jakes en canales inalámbricos	57
3.13	Conclusión	60
CAPÍTULO IV Modelado y diseño de algoritmos para modular y codificar		61
4.1	Introducción	61
4.2	Principales parámetros en el canal de radio.....	63
4.2.1	Fading	63
4.2.2	Dispersión del retardo.....	64
4.2.3	Desplazamiento Doppler	64
4.3	Modelo de Watterson.....	65
4.4	Modelo de Furman.....	68
4.5	Presupuesto del enlace	70
4.6	Técnicas de transmisión de datos en canales de banda angosta.....	72
4.7	Modem y Codificación	73
4.8	Establecimiento automático del enlace (ALE)	77
4.9	Conclusión	78
CAPÍTULO V Aprendizaje reforzado como técnica para tomar decisiones.....		79
5.1	Introducción	79
5.2	Descripción del aprendizaje por refuerzos.....	81
5.3	El aprendizaje reforzado frente a otros paradigmas del aprendizaje automático.....	83
5.4	Conceptos fundamentales del aprendizaje reforzado.....	85
5.5	Conclusión	88
CAPÍTULO VI Modelado de un sistema de comunicaciones NVIS para aplicar algoritmos de RL		89
6.1	Introducción	89
6.2	Modelado de un sistema de comunicación cuasi vertical	90
6.3	Simulación del entorno: Canal de propagación NVIS.....	94
6.3.1	Escenario de simulación.	94
6.4	Simulaciones	96
6.4.1	Canal simple	96

6.4.2	Una descripción completa del modelo de canal NVIS	97
6.5	Conclusión	98
CAPÍTULO VII Selección inteligente de parámetros de transmisión en un enlace NVIS usando RL.....		99
7.1	Introducción	99
7.2	Diferencias temporales: Q-learning	100
7.3	Algoritmos para seleccionar acciones.....	102
7.3.1	Epsilon-Greedy	102
7.4	Aprendizaje usando aproximación por funciones (FA).....	108
7.4.1	Análisis de la complejidad computacional	108
7.4.2	Aprendizaje reforzado utilizando funciones de aproximación lineal	109
CAPÍTULO VIII Conclusiones generales		112
Referencias bibliográficas		114

Página dejada intencionalmente en blanco

Resumen

En muchas regiones del mundo, y especialmente en Argentina, son necesarios los sistemas de comunicaciones que permitan conectar entre sí a distintas localidades que actualmente no cuentan con acceso a la telefonía móvil, ni a otro tipo de comunicación terrestre o satelital. Esto permitiría, en principio, que sistemas de salud, escuelas u oficinas gubernamentales puedan comunicarse, por ejemplo, para brindar atención médica virtual, posibilitando la conexión entre un médico ubicado en una ciudad y personas en centros asistenciales en regiones distantes (telemedicina); que docentes enseñen de manera virtual (teleeducación); evitar que las ciudades queden incomunicadas en casos de catástrofes naturales, entre otras aplicaciones, tales como las de seguridad y defensa de territorio.

Un sistema de comunicación digital mediante la propagación de ondas de radio por incidencia cuasi-vertical o más conocido como "Near Vertical Incidence Skywave" (NVIS) puede proporcionar un medio para establecer comunicaciones en ausencia de sistemas o infraestructuras de redes "convencionales" tales como ser cableados, repetidoras de microondas o las costosas comunicaciones por enlace satelital.

En la propagación de ondas electromagnéticas por incidencia cuasi-vertical, las señales de radio se propagan por onda de cielo, esto es, utilizando los estratos ionizados de la alta atmósfera terrestre, denominada ionósfera. En altitudes entre los 80 y 350 km, la ionósfera refracta estas ondas direccionándolas hacia la tierra, haciendo posible el radio enlace (Fiedler, 1996).

En esta tesis se propone diseñar mediante modelado computacional un sistema digital de comunicaciones NVIS, en banda de HF, teniendo en cuenta todos los factores que inciden en el canal de comunicación. Para ello es primordial realizar un estudio previo del canal, mediante una técnica denominada sondaje buscando obtener las mejores condiciones de propagación. En términos prácticos, un parámetro básico que cuantifica la calidad del canal de radio es la relación señal a ruido en el punto de recepción. Asimismo, el modelo debe considerar las condiciones del canal ionosférico, frecuencias críticas de propagación subionosférica, que condicionan las frecuencias de operación; potencias de transmisión; pérdidas de tramas; esquemas de modulaciones digitales, las que condicionan el ancho de banda para información útil; tasa de bit por segundos (bit rate); entre otros parámetros. Los mismos se seleccionan teniendo en cuenta principalmente variables que describen características del estrato ionosférico.

El diseño está orientado al modelado y simulación del canal de comunicaciones NVIS, donde como se mencionó anteriormente, las condiciones del medio (ionósfera)

juegan un papel fundamental. Sin embargo, la selección óptima de los parámetros de transmisión en banda de HF, con longitudes de ondas decamétricas, depende de las características variables en el tiempo del canal, causadas por la variabilidad de los estratos ionosféricos (David,1990); tanto como la posibilidad de que otros dispositivos inteligentes y maliciosos interfieran (“jamming”) lo que sería una vulnerabilidad. Para ello el sistema debe adaptarse frente a este entorno dinámico modificando algunos de sus parámetros. Por último, como el espectro de frecuencias es limitado, el sistema debe, además, considerar la posibilidad de que otros usuarios estuvieran comunicándose en el mismo rango de frecuencias, lo cual se conoce como interferencia.

En síntesis, con técnicas de sensado, predicción del espectro, y configuraciones de sistemas adaptativos en la banda de HF, utilizando herramientas de inteligencia artificial, permitieron mejorar el modelo matemático que solo tenía en cuenta parámetros ionosféricos; considerando, además, a posibles otros usuarios que puedan de manera casual o intencional estar afectando el enlace de comunicaciones.

Los resultados de este trabajo son aplicables a un vasto campo de las comunicaciones áreas, marítimas y terrestres fijas o móviles.

Motivaciones

Las comunicaciones ionosféricas por incidencia cuasi vertical son un descubrimiento que se estudian desde hace muchos años (Appleton y Builder, 1932). Los primeros sistemas eran complejos y con hardware de gran tamaño (Fiedler, 1996). Los esfuerzos por mejorar la transmisión y recepción de señales fue el centro de estudio, donde la optimización de antenas y mecanismos de propagación eran el eje central de investigación (Witvliet, 2013). Pero con el advenimiento de los sistemas digitales y computadores con mejores prestaciones flexibilizó el uso de la electrónica mediante el desarrollo de software específico (Bianchi et al, 2003; Mahafza, 2009; entre otros). La posibilidad de almacenar señales digitales y procesarlas sin pérdida significativa de información permite el desarrollo de algoritmos numéricos para ser implementados en diferentes sistemas (Oppenheim, 2005; Roberts, 2004). Con los avances de la inteligencia artificial y de algoritmos de aprendizaje por refuerzos (Sutton & Barto, 2018), el sistema es capaz de aprender qué decisiones debe tomar mediante interacciones de prueba y error con el medio. Es decir, no se le dice qué acción debe tomar, sino que él debe descubrir qué acciones dan el máximo beneficio.

En consecuencia, se observan varias oportunidades para mejorar el modelado del canal y la optimización por métodos computacionales de los sistemas de comunicaciones NVIS. El diseño se funda en el desarrollo de un modelo computacional y en la ejecución de simulaciones para finalmente desarrollar un software que sea implementado en un dispositivo moderno, como podría ser una radio definida por software.

Objetivo general

En esta tesis se propone contribuir al conocimiento para mejorar los sistemas de comunicaciones NVIS, optimizando la confiabilidad del enlace, a través del modelado del sistema para propagación por ondas de cielo; del diseño de algoritmos especializados para la obtención de una mayor relación señal a ruido (SNR) en la recepción de señales de esa área de cobertura propuesta; y aplicando una metodología de diseño de enlace de radio vinculando a los parámetros descriptivos de los estratos ionosféricos y del entorno.

Objetivos específicos

Estudiar y analizar los aspectos teóricos de las comunicaciones inalámbricas. Mecanismos de propagación de señales de radio en medios ionizados por incidencias cuasi-verticales.

Diseñar un modelo de canal NVIS que se aproxime con alto grado de similitud a las condiciones reales.

Diseñar y evaluar un algoritmo de selección automática de los parámetros de transmisión adecuado para el modelo propuesto.

Realizar un análisis de los resultados arrojados por las simulaciones numéricas.

Organización de la tesis

Esta tesis se estructura de la siguiente manera:

Luego de la introducción, el capítulo I presenta a los sistemas de comunicaciones NVIS, sus comienzos, avances e hitos históricos. Se identifican los principales subsistemas que juegan un papel fundamental en el modelado de un enlace de este tipo.

En el capítulo II se inicia el estudio de las características del medio, la ionósfera, realizando un análisis desde el punto de vista geofísico para entender la morfología y variabilidad de la ionósfera. Se subraya la importancia del medio para el desarrollo de las telecomunicaciones dada su capacidad de refractar ondas de radio.

En el Capítulo II se lleva a cabo el estudio de las características del canal ionosférico, los fundamentos teóricos para el modelado de un sistema de comunicaciones por incidencia cuasi-vertical, sus funciones y ecuaciones que lo gobiernan. De igual forma, se presentan conceptos de retardo de propagación, desplazamiento Doppler, ancho de banda y tiempo de coherencia; todos conceptos claves a la hora del modelado del enlace digital.

En el capítulo IV se describe el modelo de canal ionosférico considerado un estándar para la evaluación del rendimiento de los sistemas de comunicación (modelo de Watterson, 1970). Si bien este modelo simula correctamente las perturbaciones de la señal como Doppler y la dispersión de propagación que ocurre en un intervalo de unos pocos segundos, no representa las variaciones de la calidad del canal, especialmente la SNR, que ocurre en intervalos más largos en el rango de unos pocos segundos a decenas de minutos. En consecuencia, se evalúa también un modelo mejorado del anterior (Furman, 2009) que logra resolver esta problemática. La finalidad de estos modelos, es la de poder evaluar distintas modulaciones, codificaciones, algoritmos de repetición de tramas y establecimiento automático de enlaces en una amplia gama de condiciones del canal.

En el capítulo V se definirán conceptos claves de aprendizaje automático relacionados al agente, entorno, posibles acciones, funciones de acción-valor, entre otros conceptos fundamentales del algoritmo de aprendizaje reforzado para la toma de decisiones frente a un entorno dinámico.

Ambos procedimientos mencionados anteriormente sirven como base para luego presentar, en el capítulo VI, una descripción completa del modelo de canal que se aproxima al comportamiento real del canal.

Continuando, en el capítulo VII se presentan algoritmos de aprendizaje reforzado para la selección de los parámetros de transmisión. Asimismo, se analizó, además, el desempeño del modelo computacional propuesto en el capítulo VI.

Finalmente, en el último capítulo VIII se detallan las conclusiones y discusiones finales de la tesis.

CAPÍTULO I

Sistemas de Comunicación por incidencia cuasi vertical

1.1 Introducción

El sistema de comunicación digital mediante la propagación de ondas de radio por incidencia cuasi-vertical o más conocido como "*Near vertical incidence skywave*" (NVIS) es ampliamente utilizado, por la comunidad de aficionados, como también por las agencias gubernamentales y no gubernamentales ya que proporciona un medio para establecer comunicaciones en ausencia de sistemas o infraestructuras de redes "convencionales", como ser cableados, repetidoras de microondas o las costosas comunicaciones por enlace satelital. (ITU-Manual sobre las Telecomunicaciones de Emergencia, 2005).

El mecanismo de propagación NVIS permite comunicaciones en un área extensa sin la necesidad de una infraestructura de red, satélites o repetidores, donde las ondas de radio se propagan por onda de cielo. Este tipo de comunicación en banda de HF utiliza los estratos ionizados de la alta atmósfera terrestre, denominada ionósfera. En altitudes entre los 80 y 350 km, la ionósfera refracta las ondas de radio direccionándolas hacia la tierra y haciendo posible el radio enlace (Fiedler, 1996). Formalmente, la banda de HF denota frecuencias entre 3 y 30 MHz, aunque la tecnología de HF es usada también en las partes superiores de la banda de frecuencia media (MF), e incluso hasta 2 MHz (Johnson, 2013).

El presente capítulo tiene como objetivo brindar al lector una introducción general en los sistemas de comunicación NVIS, presentando los bloques que lo conforman, un breve recorrido histórico sobre su evolución de desarrollo y aplicación, las mejoras a las que se ha suscitado, y algunos diagramas explicativos.

1.2 Breve historia de las Comunicaciones NVIS

Las comunicaciones terrestres de larga distancia en las bandas de ondas decamétricas han sido utilizadas desde hace más de 90 años. Desde que Marconi realizó la primera comunicación radiotelegráfica transatlántica en 1901; Kennelly y Heaviside, de forma independiente, en 1902 mostraron la existencia de una capa ionizada en la parte alta de la atmósfera responsable de la reflexión de las ondas electromagnéticas, explicando, de este modo, el mecanismo de propagación que ofrece como ventaja un costo relativamente bajo y un largo alcance de las comunicaciones, más allá del horizonte, sin la necesidad que supone la instalación de gran infraestructura de redes.

La primera investigación científica documentada sobre la propagación de NVIS fue realizada por Appleton y Bartlett en 1925, para probar la existencia de la "capa de Heavyside" mediante mediciones de franjas de más de 100 km. En 1933 otro experimento de Appleton y Builder analizaron la diferencia en tiempo del retardo de propagación entre pulsos transmitidos a una distancia de cinco km, llegando ambos a través de una onda de superficie y una onda celeste. Estos experimentos se realizaban para verificar las teorías de la propagación de ondas en la ionósfera.

El término "Incidencia cuasi Vertical" fue mencionado por primera vez por Rufenach y Austin en (Rufenach, 1966), aunque otros afirman que el pionero fue Perlman en 1970. Las investigaciones más significativas en propagación ionosférica se realizaron entre 1930 y 1970, cuyos objetivos fueron mejorar las telecomunicaciones de larga distancia utilizando las denominadas "ondas cortas" (longitudes de ondas menores a 100 metros). Sin embargo, el medio de propagación es muy variable en todas las escalas de tiempo: a lo largo de una hora, a lo largo del día y de una estación del año a otra. Así para lograr comunicaciones estables, tradicionalmente las estaciones de HF eran controladas por especialistas en comunicaciones y operadores altamente calificados que comprendían el medio de transmisión. Fue sólo a través de la pura habilidad y años de experiencia que un operador podía evitar canales de baja calidad e identificar la frecuencia óptima para una ruta y tiempo determinados. Cambiar la frecuencia era un proceso largo y tedioso, generalmente manual, al menos dos veces al día, para responder a los cambios de intensidad y calidad de la señal (Maslin, 1987).

Con el advenimiento de las comunicaciones vía satélite (Blake, 2004), y los sistemas de cables submarinos transatlánticos con suficiente ancho de banda para la telefonía (Mervin, 1955), conllevaron que los enlaces en banda de HF fueron gradualmente dejados de lado. Sin embargo, las comunicaciones mediante propagación NVIS serían redescubiertas en la Segunda Guerra Mundial como un medio esencial para establecer comunicaciones en grandes zonas de guerra, siendo un claro ejemplo de ello la invasión

del día D en Normandía (Fiedler, 1996; Austin, 2000). Desde entonces, las investigaciones en las comunicaciones NVIS se han publicado sin descanso, especialmente entre 1966 y 1973 (Ray, 1966; Hagn, 1973).

En la actualidad, con la llegada de los potentes microordenadores y la tecnología de integración a gran escala (VLSI), existe un enorme potencial para superar muchos de los problemas tradicionales que han afectado al diseñador de sistemas de comunicaciones HF; como ser nuevas soluciones de modulación, codificación, y mejores técnicas de establecimiento de enlace automático. El uso de procedimientos para aumentar la capacidad del canal HF, con la técnica denominada MIMO (Multiple Input Multiple Output) fue propuesto por primera vez por Strangeways (Strangeways, 2006). De igual forma la investigación en la mejora de las antenas NVIS móviles terrestres y aéreas fueron un avance de las últimas dos décadas (Austin, 2002; Cummings, 2005; Witvliet, 2018).

1.3 Aplicaciones

Las comunicaciones NVIS han demostrado ser una excelente alternativa para dar respuesta a zonas aisladas por desastres naturales, como el tsunami en el Océano Índico de 2004 o la inundación de Nueva Orleans después del huracán Katrina en 2005 (Comfort, 2006).

En proyectos humanitarios, NVIS puede proporcionar comunicaciones de bajo costo en regiones pobres o remotas. Se ha avanzado mucho en la conexión del mundo en países subdesarrollados (Maitland, 1984; Ayeni, 2005), pero hay áreas donde la infraestructura de telecomunicación es inexistente, poco confiable o inaccesible debido a la falta de medios financieros. En esas regiones, con frecuencia se utiliza la propagación NVIS para el tráfico de voz y datos para telemedicina, teleeducación (Linden, 2004) y para el sensado remoto como por ejemplo en un enlace de comunicaciones usando internet de las cosas (IoT) entre España y su base en la Antártida (Josep Llinás; et al, 2019), donde los sensores son dispositivos compactos de bajo consumo y con requerimiento de baja tasa de transmisión de datos.

Por su parte, las empresas navieras han visto en las NVIS una herramienta moderna para establecer comunicaciones seguras entre mar/tierra sin depender de complejos sistemas de enlace satelital, que son onerosos, pueden no funcionar debido a condiciones climatológicas desfavorables como ser nieve o lluvias fuertes y, además, dependen de algún operador (Vlasic, 2008).

Asimismo, las comunicaciones NVIS siempre han permanecido como una alternativa importante para las comunicaciones en el área de la seguridad y defensa, donde las mejoras tecnológicas recientes han aumentado el interés en estos sistemas, en cuanto a la modulación, codificación y protocolos de establecimiento de enlace automático (LeMasson, 2012; Johnson, 2013) que permiten la integración de enlaces NVIS en redes heterogéneas.

1.4 Descripción general del sistema NVIS

Antes de proceder a una discusión más detallada de los subsistemas, es útil introducir el modelo de interconexión de sistemas abiertos (ISO/IEC 7498), conocido también como 'modelo OSI', (en inglés, 'Open System Interconnection'), estándar de referencia para los protocolos de red que tiene por objetivo conseguir interconectar sistemas de distintas procedencias para que estos puedan intercambiar información y cooperen sin ningún tipo de problemas. La norma ISO 7498 describe un modelo de referencia de sistemas OSI, donde se considera que cada sistema conectado está compuesto lógicamente por un conjunto ordenado de subsistemas. Un conjunto de subsistemas del mismo tipo forma una *capa*. Los subsistemas están compuestos por elementos activos llamados entidades. Las entidades de un subsistema en una capa proporcionan servicios a la capa superior y usan los servicios de la capa inferior.

La normativa antes mencionada está formada por siete capas que define las diferentes fases por las que deben pasar los datos para viajar de un dispositivo a otro en una red de comunicaciones.

La primera capa conocida como 'capa física' proporciona los medios mecánicos, eléctricos, funcionales y de procedimiento para proporcionar la conexión y transmisión de bits. En ellas se encuentran las antenas de HF, los amplificadores de potencia, y el equipamiento de RF.

La segunda capa o 'capa de enlace de datos' se ocupa del direccionamiento físico, del acceso al medio, de la detección de errores, de la distribución ordenada de tramas y del control del flujo. La capa de enlace de datos proporciona un servicio para la capa tres, la 'capa de red'.

En el presente capítulo se centra el estudio en la capa física y de enlace de datos.

Las otras se definen cuando dos o más sistemas de comunicaciones se interconectan para formar una red, que no es el caso de estudio.

La descripción de las dos primeras capas comienza con una fuente de información que puede ser datos, voz o hasta incluso video en baja resolución convertidos a símbolos que contienen grupos de bits. A estos bits, se agregan bits adicionales para detectar y/o corregir errores que se inducen en el canal y son corregidos al llegar al receptor. La señal codificada es luego modulada para ser transmitida por el canal. El canal es el medio por donde viajan las ondas electromagnéticas desde el transmisor hasta el receptor, en su camino, las señales se distorsionan, atenúan, retardan, desplazan en fase y frecuencia. Del lado del receptor, el demodulador convierte la señal analógica recibida en una señal digital que alimenta el decodificador de canal. La detección exitosa de la señal ocurre cuando la intensidad de la señal excede el umbral

del receptor y variables como el ruido y la interferencia no inducen errores que no permitan ser corregidos

La optimización del sistema de comunicación NVIS puede sustancialmente reducir el presupuesto de un enlace y, por lo tanto, es importante estudiar detalladamente cada uno de estos bloques. En la Fig. 1.1 se propone un diagrama general de un sistema NVIS.

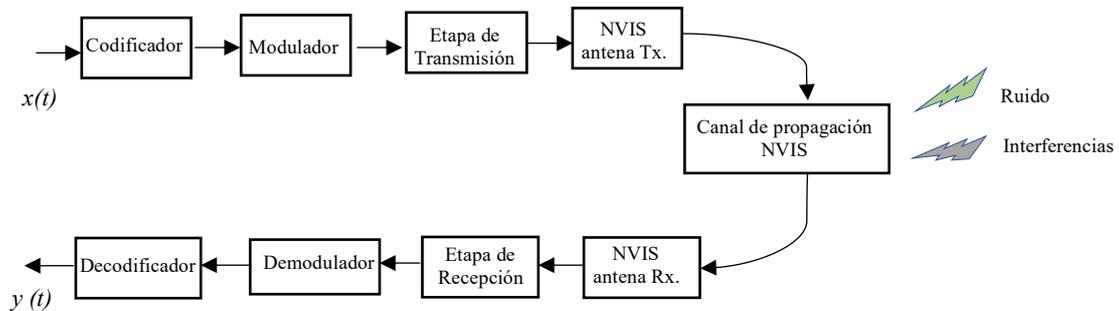


Figura1.1: Diagrama en bloques del sistema NVIS

Como se ve en la Fig. 1.1 el diagrama consta de varios bloques que conforman un sistema de comunicación. Uno de ellos son las antenas de transmisión y recepción, elementos para emitir y recibir ondas electromagnéticas. Los parámetros que las caracterizan son la ganancia, directividad, ancho de banda, polarización, patrón de radiación, entre otros (Krauss,1990). Otro bloque es el canal de propagación caracterizado por parámetros como ser retardos de propagación, desvanecimiento de señal o Fading, dispersión temporal y retardos de fases, entre otros. Además, entre los bloques fundamentales se encuentran el de modulación y codificación que permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación, posibilitando transmitir más información de forma simultánea, además de mejorar la resistencia contra posibles ruidos e interferencias. La interacción entre cada uno de los bloques descritos en la Fig. 1.1 es sustancial, es decir, por ejemplo, que el patrón de antena elegido y la polarización influyen en el canal de fading y la dispersión temporal, lo que resulta en una codificación y modulación diferente (Witvliet, 2017).

1.4.1 Ruido Eléctrico

El ruido eléctrico se define como cualquier energía eléctrica no deseada presente en la banda útil de un circuito de comunicaciones (Tomasi, 2003). El ruido en el enlace NVIS se origina tanto en el canal como en los equipos de comunicación. No es posible evitarlo por completo, pero sí reducir sus efectos por diversos medios; ya sea disminuyendo el ancho de banda de la señal, aumentando la potencia del transmisor o utilizando amplificadores de bajo ruido en el receptor. En el caso del canal ionosférico, el ruido puede dejar una o varias frecuencias sin uso durante un tiempo específico en el día. Además, varios tipos de ruidos pueden degradar la relación señal a ruido en el canal, y afectar a la performance del sistema.

Esencialmente el ruido puede dividirse en dos categorías generales: correlacionado y no correlacionado. Correlación implica una relación entre la señal (información) y el ruido. Tal es así, que el ruido correlacionado es producido directamente como resultado de una señal, mientras que el ruido no correlacionado está presente en la ausencia de cualquier señal.

En la banda de alta frecuencia (HF), los niveles de ruido no correlacionado de fuentes externas son tan altos que normalmente superan el ruido no correlacionado interno como ser el térmico en el receptor, con factores de ruido de antena de 30 a 70 dB (Krauss, 1990). Este ruido no correlacionado externo, surge de tres fuentes: actividad humana (ruido artificial), descargas atmosféricas (ruido atmosférico) y ruido galáctico que pueden propagarse al receptor directamente o por medio de ondas de superficie o caminos de ondas celestes como se gráfica en la Fig. 1.2.

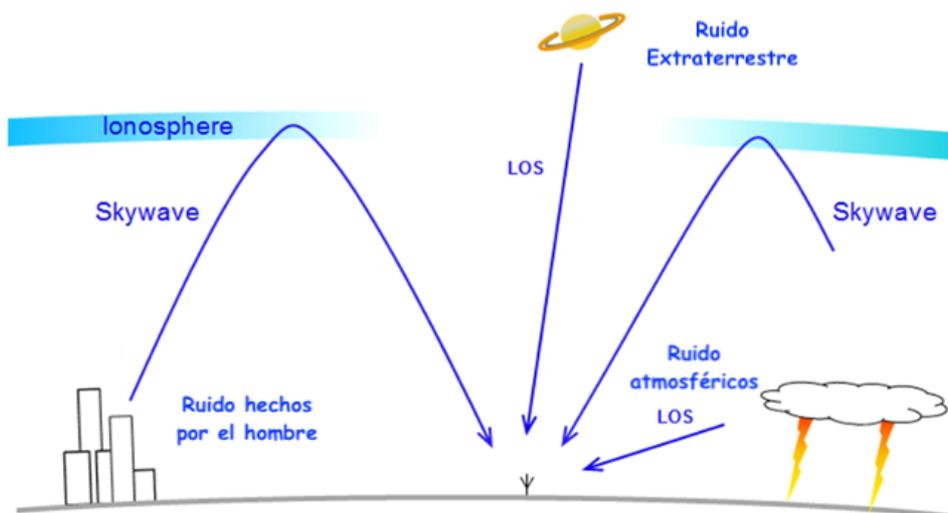


Figura 1.2: Algunos tipos de ruidos presentes en el receptor

En general, el ruido de estas fuentes externas es más intenso en las frecuencias más bajas como se presenta en la Fig. 1.3, donde se muestra la dependencia de la frecuencia al factor de ruido externo de varias fuentes de ruido de acuerdo con (Rec. ITU-R P.372-8). Asimismo, se puede observar una disminución constante de la potencia del ruido a medida que aumenta la frecuencia.

El ruido en la banda de HF es principalmente impulsivo, pero a menudo lo modelamos como ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) por simplicidad matemática (Johnson, 1997).

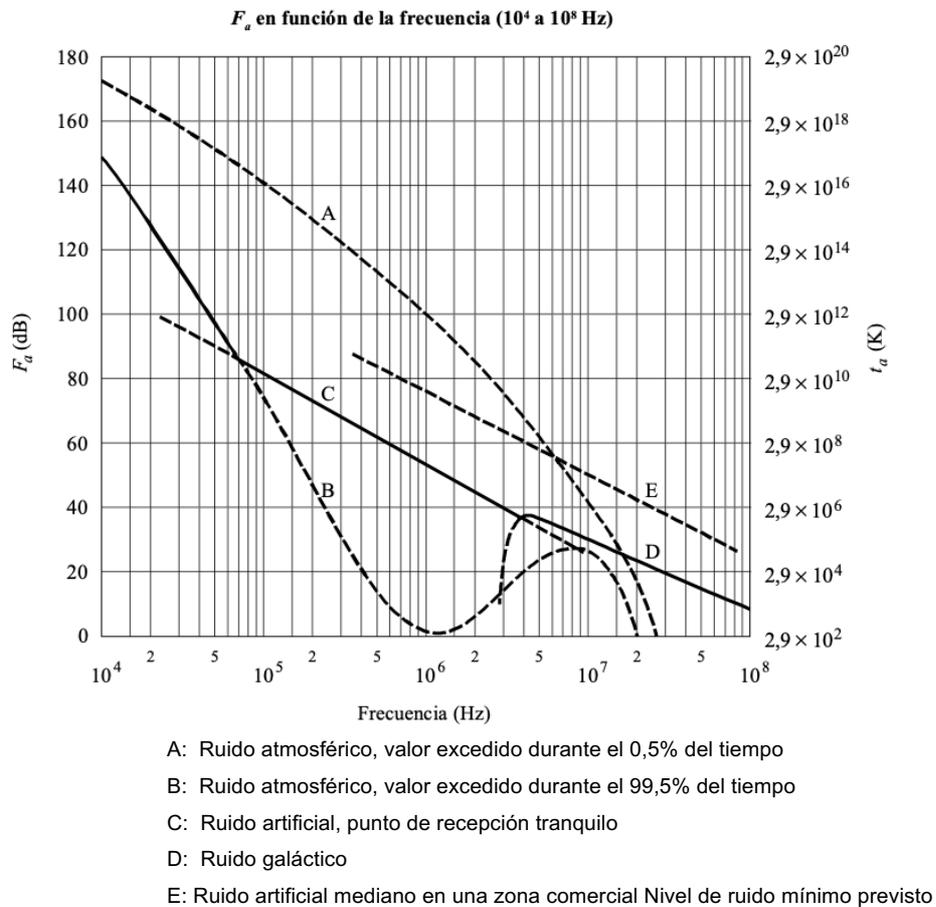


Figura 1.3: Cifra de ruido externa dependiente de la frecuencia. Figura extraída de ITU- P.372-8

1.4.2 Antenas NVIS

Como ya se mencionó, la propagación por incidencia casi vertical (NVIS) es un caso especial de propagación por onda de cielo que permite tanto la cobertura en terrenos montañosos, selváticos, como en operaciones militares o de socorro en casos de desastre, donde la infraestructura de comunicaciones existente puede haber sido dañado o destruida.

Las antenas NVIS están diseñadas e instaladas específicamente para tener un ángulo de radiación alto, típicamente 75° o más. Es por ello que, en los últimos años, las investigaciones sobre la optimización de antenas NVIS fue el tema central para los investigadores en el diseño de enlaces (Cones, 1950; Dietrich, 1969, Fiedler, 1996; Witte, 2008; Witvliet, 2011; Hervás 2013).

NVIS describe un cierto tipo de antena, o más precisamente, un cierto patrón de radiación o ángulo de elevación producido por una antena. Sin embargo, existen muchos tipos diferentes de antenas que se pueden utilizar o adaptar para producir el patrón de antena NVIS de ángulo de elevación alto, cada una con sus propiedades específicas con respecto al patrón de radiación, eficiencia, ganancia de ancho de banda, impedancia y polarización. Se estudiaron tres tipos de antenas: las fijas, las móviles y las de recepción, cada una con sus propias ventajas y limitaciones específicas. Con alguna variación entre diferentes fuentes (Fiedler, 1996; Hervás, 2013) las frecuencias operativas prácticas de NVIS varían de aproximadamente 3 a 10 MHz, correspondientes a longitudes de onda de 30 a 100 metros. Es por esto que las antenas NVIS son grandes.

Antenas fijas

Las antenas NVIS adecuadas para instalaciones fijas son la antena delta (Cones, 1950), la antena rómbica vertical (Johnson, 1993) y la antena espiral cónica periódica logarítmica (Dietrich, 1969).

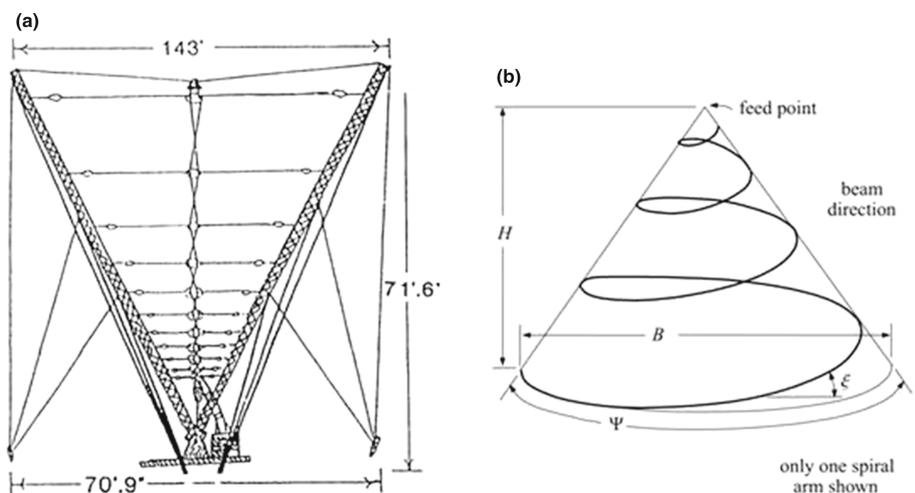


Figura 1.4: Dos tipos de antenas fijas: (a) vertical LPDA, (b) Antena espiral cónica. Figuras extraídas de (Fiedler, 1996).

Antenas de campo

Contrariamente, las antenas fijas no son para su uso en el campo: su transporte es engorroso y su instalación requiere mucho tiempo, y en algunos terrenos es incluso imposible su montaje. Es por eso, que en estas condiciones se utiliza una antena tipo dipolo que presenta una ganancia aproximadamente 6 dBi en ángulos altos (Barker, 1971), y la misma resulta de fácil instalación y portabilidad, es decir, puede suspenderse entre árboles o mástiles de fibra de vidrio o aluminio extensibles livianos. Algunos de los tipos de NVIS más utilizados son los dipolos y las V invertidas, siendo esta última una variante del dipolo horizontal estándar.

Antena de campo: Dipolo

El dipolo estándar de media longitud de onda utilizado ampliamente para la propagación de ondas celestes de HF de ángulo bajo también se puede adaptar para su uso en aplicaciones NVIS. Un dipolo de onda del cielo tradicional generalmente se coloca aproximadamente a media longitud de onda sobre el suelo. Para crear un ángulo de radiación más vertical, un dipolo NVIS debe ser mucho más bajo, por lo general aproximadamente 0,2 longitudes de onda sobre el suelo como se observa en la fig.1.6(a). Por ejemplo, si la frecuencia de funcionamiento fuera de 7 MHz, se instalaría un dipolo NVIS aproximadamente a 8 metros sobre el suelo. En términos generales, cuanto menor es el elemento activo, mayor es el ángulo de radiación. Hasta cierto punto, la altura óptima de la antena también es función de la conductividad del suelo: cuanto mayor es la conductividad del suelo, menor es la altura óptima. Debido a esto, a veces se ha recomendado el uso de un elemento reflector opcional, por ejemplo, cuando el suelo tiene una conductividad muy baja, como arena o roca, o si el dipolo está muy por encima del suelo.

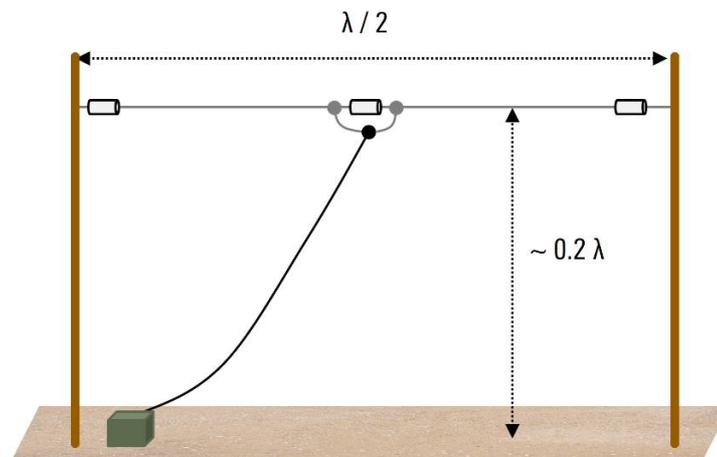


Figura 1.5 Dipolo NVIS

El patrón de azimut, muestra la distribución de energía, o ganancia, en el plano horizontal alrededor de la antena es aproximadamente omnidireccional, lo que significa que la orientación de la antena NVIS es menos importante: si el dipolo de NVIS se girara 90° , el patrón de azimut permanecería esencialmente igual. El patrón de azimut de la antena NVIS muestra que la cobertura es bastante uniforme dentro del área de recepción; la antena NVIS no favorece un azimut ni una dirección horizontal sobre otra.

Esto es especialmente importante en escenarios militares típicos o de socorro en casos de desastre, donde puede que no se conozca la ubicación de la estación receptora, donde hay varias estaciones receptoras o donde la estación receptora está "en movimiento". En este tipo de situaciones, un patrón de antena direccional podría ser contraproducente, ya que es posible que no exista una forma confiable de saber la dirección en la que deben apuntar las antenas.

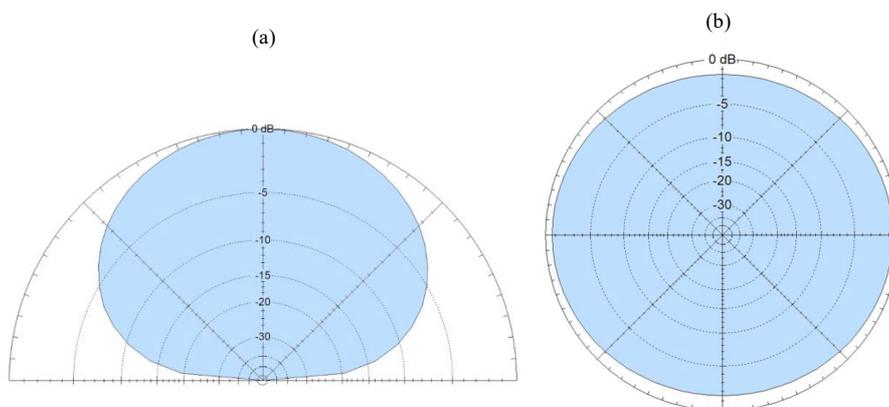


Figura 1.6 (a) Patrón de elevación, (b) Patrón de Azimut

La tesis de Witvliet (Witvliet,2015), compara el rendimiento de este tipo de antenas in situ, determinando la altura óptima de un dipolo horizontal que van desde $0,18$ a $0,22 \lambda$ para la mayoría de los tipos de suelo. Mientras que, en una antena receptora, esto es alrededor de $0,16 \lambda$.

Antenas móviles

Las antenas móviles para vehículos, como se muestra en la figura 1.7 pueden ser del tipo lazo donde se le acopla una carga capacitiva para mejorar la ganancia. Este tipo de antenas se utilizan también para el transporte aéreo en aviones y helicópteros e incluso en barcos.

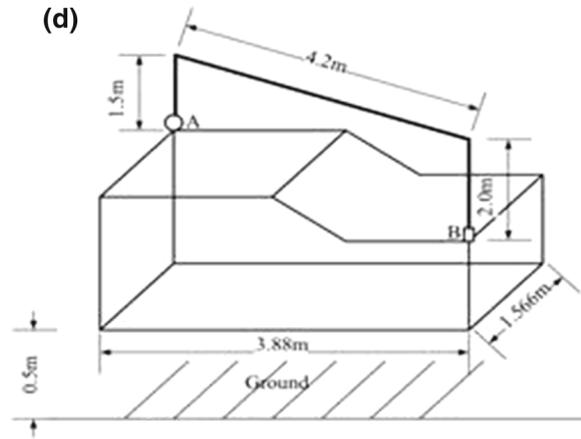


Figura 1.7: Antena NVIS tipo lazo. Figura extraída de (Austin, 2002)

Además, cabe recalcar que la mayoría de las publicaciones presumen que la misma antena se usa tanto para transmisión como para recepción cuando esta no es necesariamente la mejor solución. Para la recepción, la directividad promedio sobre los ángulos de elevación NVIS es más importante que la ganancia de la antena (Krauss, 1988), ya que la recepción está limitada por el ruido electromagnético ambiental.

1.4.3 El canal de propagación NVIS

El canal ionosférico es conocido por exhibir efectos en una amplia gama de escalas de tiempo (Goodman, 1994), incluyendo efectos de propagación multitrayecto del orden de milisegundos, fading del orden de segundos a minutos y variaciones diurnas del orden de horas, etc. A pesar de estas dificultades en los canales, se han desarrollado tecnologías para mitigar cada uno de estos desafíos. Estas técnicas a menudo se evalúan mediante la simulación en las primeras etapas del desarrollo de la tecnología lo que se desarrolla en el capítulo 4.

El modelado del canal ionosférico puede verse como una superposición debido a tres efectos:

- 1- Fenómenos climatológicos, geometría de la trayectoria de la señal y otros factores que varían lentamente.
- 2- Efectos del Fading (desvanecimiento) debido al movimiento de las capas ionosféricas, rotación de Faraday y fenómenos similares (escalas de tiempo de duración intermedia).
- 3- Interferencia multitrayecto, que produce desvanecimiento Rayleigh (escalas de tiempo de corta duración)

Dichos efectos serán desarrollados en los capítulos siguientes.

1.4.4 Modulación, Codificación y Protocolos de comunicaciones

La creación de estándares de comunicaciones HF por el gobierno americano, ‘Military Standard’ (MIL-STD) y ‘Federal Standard’ (FED-STD), la OTAN, ‘Standardization Agreement’ (STANAG) y otras organizaciones han influenciado en la proliferación de esta tecnología. Estos estándares pretenden obtener la inter-operabilidad entre diferentes sistemas, ya que definen la forma de onda y los protocolos de comunicaciones.

En la tabla 1.1, los parámetros básicos en términos de relación señal a ruido (SNR), ancho de banda y el rendimiento entre los distintos tipos de modulaciones y códigos es presentada en una publicación de Witvliet y Pagés (Witvliet y Pagés, 2017).

Protocolo	Modulación	Tasa de Tx.	SNR (dB)	AB(KHz)
PacTor IV (speed 1)	2 tone chirp	47 bps	-22	2.4
MIL-STD-188-110A	8-PSK	75 bps	3	3
Pactor II (speed 4)	2-tone DPSK	150 bps	8	0.5
Pactor II (speed 6)	2-tone DPSK	300 bps	28	0.5
MIL-STD-188-110A	2-tone 8-PSK	2.4 kbps	18	3
MIL-STD-188-110B	QPSK	3.2 kbps	15	3
PacTor IV (speed 10)	18-tone 32-QAM	5.5 kbps	14	2.4
Experimental	56-tone 256-QAM	8 kbps	23	3
MIL-STD-188-110B	64-QAM	9.6 kbps	33	6
Experimental	256-QAM	16 kbps	35	3
Experimental	16-QAM MIMO	60 kbps	19	25
MIL-STD-188-110C	256-QAM	64 kbps	20	24

Tabla 1.1: Distintos protocolos clasificados según tipo de modulación, tasa de transferencia, SNR y ancho de banda.

Figura extraída de (Witvliet,2017)

En la Tabla 1.1, se muestran protocolos de uso militar para la transmisión de datos HF, por ejemplo, STANAG 4415, MIL-STD 118 110C y Digital Radio Mondial (DRM), que están diseñados para funcionar tanto para NVIS como para propagación de incidencia oblicua, y son optimizados para la transferencia de datos en presencia de fading, multipath y ruido. Dos protocolos alternativos son el de establecimiento automático de enlaces (ALE) y protocolo MAC de frecuencia fija descritos por Johnson en (Johnson, et al; 2006). Por último, podemos mencionar protocolos de usos comerciales como el PacTor IV que se utiliza en comunicaciones marítima. Dichos protocolos serán descritos en el capítulo 4 sección 8 y 9, especialmente se discutirá las tecnologías de establecimientos automáticos de enlaces (ALE) y la repetición de trama (ARQ).

1.5 Conclusión

Las comunicaciones subionosféricas por incidencia cuasi vertical ofrecen una alternativa a las costosas comunicaciones satelitales y a los enlaces de VHF o UHF que requieren repetidoras para alcanzar distancias más allá de la línea de vista.

El conocimiento general de los aspectos más importantes de un sistema NVIS, identificando los subsistemas que juegan un rol importante y la interacción entre cada uno de ellos fue el objeto de estudio en este capítulo. El siguiente capítulo comienza el estudio de las características del medio, la ionósfera, dando una revisión de cómo las señales de radio HF se propagan a través de un medio no uniforme.

CAPÍTULO II

El estudio del medio

2.1 Introducción

El modo de propagación NVIS es por ondas de cielo, o más conocido como 'skywave'. La propagación de ondas de cielo permite alcanzar distancias más allá de la línea de vista o incluso comunicaciones globales, según las condiciones de propagación.

En la propagación por ondas de cielo, las capas de partículas ionizadas en la atmósfera superior reflejan mediante refracciones sucesivas las señales de HF hacia la Tierra, lo que permite comunicaciones a lo largo de cientos de kilómetros. Las distancias que se pueden cubrir a una frecuencia determinada son principalmente una función de dos factores. El primero es el estado de estas capas de partículas ionizadas, y el segundo es el ángulo de incidencia.

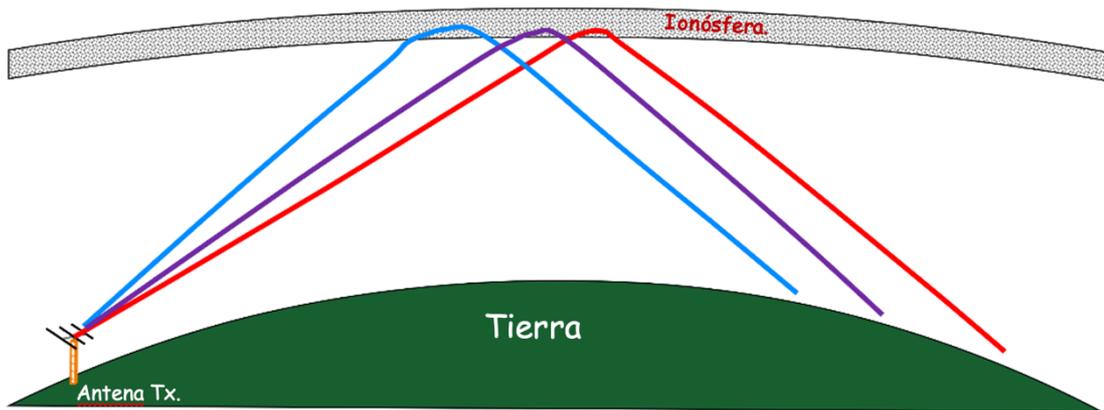


Figura 2.1 Mecanismo de propagación por ondas de cielo

2.2 La ionósfera

Según la definición de la IEEE std 211-1997, la ionósfera es una parte de la alta atmósfera terrestre donde iones y electrones están presentes en cantidades suficientes como para afectar la propagación de ondas electromagnéticas. Está localizada aproximadamente entre los 50 y 2000 km por encima de la superficie de la tierra y es la porción más alta de la atmósfera, la cual absorbe grandes cantidades de la energía radiante del sol.

El proceso de ionización se puede describir de la siguiente manera: la energía radiante del sol puede hacer que electrones de átomos o moléculas de gas neutros en la atmósfera se liberen. El resultado es un ion positivo y, lo que es más importante, un electrón libre. El campo magnético de la Tierra mantiene estos electrones libres aproximadamente en su lugar. El nivel de ionización y el número de electrones libres aumentan a medida que aumenta la cantidad de luz solar que incide en una parte determinada de la atmósfera. Por el contrario, el proceso de recombinación se da cuando por la noche, la radiación del sol disminuye y esta energía de ionización se disminuye, por lo que iones se recombinan para formar átomos eléctricamente neutros. La recombinación es un proceso más lento que la ionización: la ionización atmosférica aumenta rápidamente al amanecer, pero disminuye menos rápidamente después del anochecer.

Existen diversos modelos que describen y predicen el comportamiento de la ionósfera y se clasifican entre modelos numéricos (tabulados), empíricos, semi-empíricos y físicos (Davies, 1990). Los primeros esfuerzos para modelar la ionósfera se realizaron en el campo de las comunicaciones subionosféricas donde las dos características más importantes para radio propagación son la frecuencia crítica de la capa F₂, “foF₂” y el factor de propagación, “M(3000)F₂” (Jones y Gallet, 1960, 1965).

2.3 Regiones ionosféricas

La radiación del sol ioniza los gases en la parte superior de la atmósfera terrestre produciendo cargas libres y dando origen a la denominada "Ionósfera", la cual no es uniforme ya que presenta gradientes de temperatura y densidad. La misma se puede clasificar en regiones que varían en altura y en densidad de ionización con la hora del día; fluctúan con un patrón cuasi cíclico todo el año, de acuerdo con la actividad solar, y por efectos de circulación global (Rishbeth y Garriot, 1969). No existe una separación total entre regiones de la ionósfera, sino un cambio en la densidad de cargas.

Se pueden identificar varias regiones ionosféricas, cada una de ellas con su composición particular, e ionizadas por longitudes de onda específicas de la radiación solar. La región D, aproximadamente entre los 60 y 90 km de altura, es causada por foto-ionización de moléculas de óxido nítrico por radiación Lyman-alfa (Davies, 1990). La densidad máxima de electrones libres durante el día puede alcanzar 10^2 a 10^3 electrones por cm^3 con una frecuencia crítica de aproximadamente 300 kHz. Se observa que las frecuencias cercanas al límite inferior del rango de HF experimentarán una atenuación significativa al pasar por la región D durante el día. La absorción de la capa D también aumenta con el aumento de la ionización, por lo que la absorción suele ser más alta al mediodía, cuando la radiación solar es más alta. Debido a la absorción de la capa D, las señales de ondas de alta frecuencia se propagan mejor durante el día, mientras que las señales de frecuencia más baja se propagan mejor durante la noche, después de que la capa D ha desaparecido.

La siguiente capa más alta, la capa E, es la capa más baja de la ionosfera que tiene la capacidad de refractar las señales de alta frecuencia hacia la Tierra, se encuentra entre 90 y 120 km de altura y la densidad de electrones libres durante el día alcanza un pico de aproximadamente 10^5 electrones por cm^3 con una frecuencia crítica de aproximadamente 3 MHz, cerca del límite inferior de la banda de HF. En comparación con las otras capas de la ionosfera, la capa E es relativamente delgada, por lo general aproximadamente de 10 a 25 km. Al igual que la capa D, la capa E es mucho más "densa" o ionizada durante el día, pero a diferencia de la capa D, no desaparece por completo durante la noche. En ángulos oblicuos, la región E se puede utilizar para comunicaciones de medio alcance (Johnson, 2013).

Por último, la región F puede tener una densidad de electrones libres máxima de hasta 10^6 electrones por cm^3 , lo que da como resultado una frecuencia crítica de aproximadamente 9 MHz, con posible refracción oblicua en gran parte de la banda de HF. Por la noche, el pico de ionización decae lentamente en uno o dos órdenes de magnitud. Dado que la región F tiene la mayor densidad de electrones libres en la

ionosfera, las frecuencias traviesan se propagan hacia el espacio. Por lo tanto, la frecuencia crítica de esta región establece el límite superior de las frecuencias utilizables para un radio enlace. Debido a su altura, los reflejos de la región F tienen rangos de miles de kilómetros, por lo que generalmente se prefiere para comunicaciones de ondas celestes de largo alcance. Sin embargo, la densidad de electrones posee una fuerte variabilidad debido a diferentes factores lo que normalmente altera estos valores típicos.

La Fig. 2.2 muestra un esquema de la estratificación de la ionósfera, representa la altura virtual en función de la densidad electrónica. Se pueden ver dos perfiles típicos, correspondientes al día y a la noche, donde se observa claramente una variación en la estructuración alcanzando valores máximos locales de densidad electrónica diferentes de acuerdo a la hora del día.

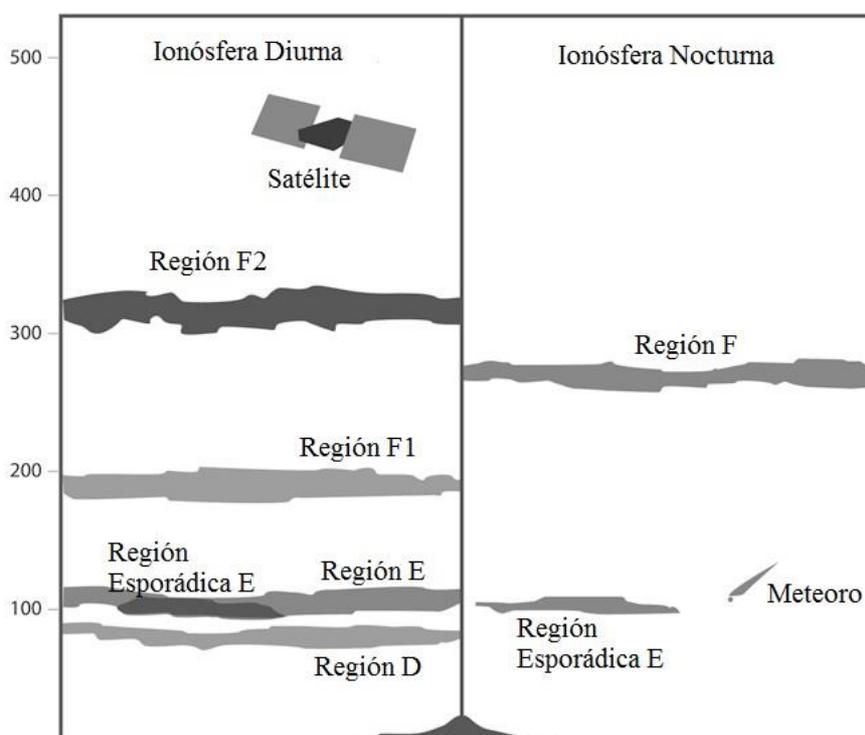


Figura 2.2: Morfología de la ionósfera diurna y nocturna extraída del Tesis (Molina,2017)

En síntesis, la energía solar absorbida en la ionosfera cambia con la inclinación de los rayos incidentes del sol, y la ionización de la ionósfera muestra una variación diurna (Chapman, 1939). La frecuencia crítica sigue este patrón con un máximo cercano al mediodía y un mínimo temprano en la mañana. Además, la ionización cambia con las estaciones del año. Al mismo tiempo, la radiación del sol varía con el tiempo siguiendo su rotación sidérea y sus aproximadamente 11 años del ciclo de manchas solares (Davies, 1990). Para mantener la propagación de NVIS, la frecuencia tiene que ser seleccionada para permanecer por debajo de la frecuencia crítica de la capa F₂ para una mayor parte del día, para luego cambiar a una frecuencia más baja en la noche.

2.4 Propagación de onda característica

Los experimentos de Appleton en 1932 mostraron reflejos dobles en las regiones F1 y F2. Appleton demostró matemáticamente que la ionosfera, debido al campo magnético terrestre, presenta una estructura dispersiva y birrefringente para las ondas electromagnéticas que por ella se propagan. Así se dividen en dos ondas características polarizadas elípticamente con sentido de rotación opuesto: la ordinaria y la extraordinaria (Davies, 1990).

Como ya fue mencionado, la frecuencia más alta a la cual una onda electromagnética será reflejada por una capa cuando incide verticalmente, se llama "frecuencia de plasma" o "frecuencia crítica". La frecuencia crítica para la onda ordinaria se indica con " f_o " seguido de la letra representando la capa, por ejemplo, f_oE , f_oF1 , f_oF2 . Del mismo modo, la frecuencia crítica de la onda extraordinaria se indica con ' f'_x ', como ser f'_xF2 .

Se observa en la Fig. 2.3 que la frecuencia crítica de la onda extraordinaria es ligeramente más alta que la onda ordinaria, la diferencia es la mitad del girofrecuencia del electrón (Zolesi & Cander, 2014). Los parámetros clave de las diferentes capas se muestran en el lado derecho del ionograma de la Fig. 2.3

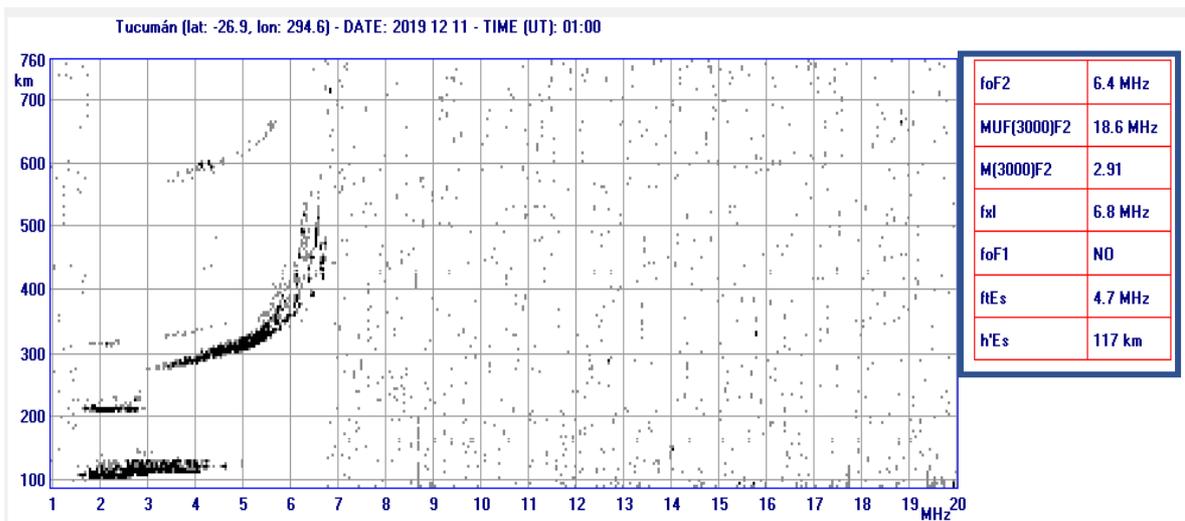


Figura 2.3: Ionograma del sondador instalado en Tucumán (*)

(*) Imagen del Sondador Ionosférico Digital, AIS-INGV, instalado en la Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán. Parte del Instrumental de Alta atmósfera terrestre gestionado y operado por el equipo científico del Laboratorio de Telecomunicaciones donde se desarrolla esta tesis doctoral.

(Datos: <http://ionos.ingv.it/tucuman/latest.html>)

2.5 Cálculo de los parámetros operativos

Descripta la estructura de la ionósfera, y composición como resultado de la influencia principalmente de la radiación solar. Ahora es momento de predecir el estado ionosférico para un dado momento, lo que es necesario definir un procedimiento para establecer los parámetros operativos para establecer una comunicación, a saber: MUF (frecuencia máxima utilizable) y LUF (frecuencia más baja utilizable) (Zolesi & Cander, 2014).

El procedimiento propuesto por Zolesi y Cander en el capítulo 9 es el siguiente:

- 1- Evaluar el índice de la actividad solar, cuyos parámetros son la cantidad de mancha solares R_{12} , el índice T o el flujo solar ϕ .
- 2- Considerar los aspectos geométricos del radio enlace entre el transmisor y el receptor.
- 3- Predecir para cada momento los dos parámetros característicos como ser el f_0F2 y el $M(3000)F2$.
- 4- En el caso de predicción en tiempo real ('nowcasting'), se debe corregir el comportamiento 'climatológico' basado en el modelo de mediana mensual por hora con mediciones en tiempo real.
- 5- Calcular los parámetros de funcionamiento teniendo en cuenta las condiciones ionosféricas, así como las características del equipo de radio.

2.6 Aspectos geométricos de un radio enlace: Ley de la Secante y Teorema de Martyn

En los sistemas de comunicación, las ondas de radio se pueden propagar de varias formas, dependiendo del tipo de sistema y del entorno. Las ondas electromagnéticas sólo se propagan en línea recta en un medio isotrópico no dispersivo, así esta trayectoria puede ser alterada dependiendo del medio. Estas desviaciones en la trayectoria influyen directamente en las radiocomunicaciones. Las ondas electromagnéticas que se propagan a través de la ionósfera sufren un proceso de refracción, es decir, cuando una onda de radio incide en la ionósfera el campo eléctrico de la onda ejerce una fuerza en los electrones libres, haciéndolos que oscilen en modo forzado. Los electrones oscilantes reemiten esa onda y hacen que la trayectoria de dichas ondas electromagnéticas se modifique alejándose de las regiones de alta densidad de electrones, hacia regiones de baja densidad de electrones (Davies, 1990). Entre más alta sea la densidad de iones, mayor será la refracción que sufre la onda de radio (Tomasi, 1996).

En la Fig. 2.4 se muestra que cuando una onda entra a la ionósfera sufre un proceso de reflexión por refracciones múltiples en distintas regiones, lo que da como resultado que la onda retorne a la Tierra.

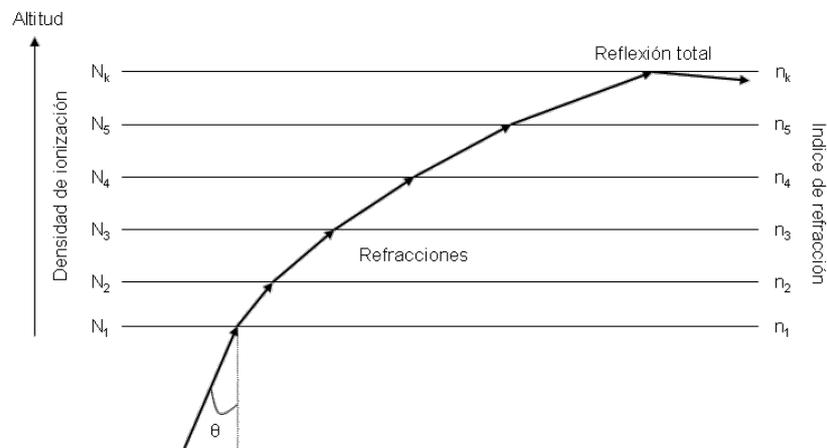


Figura 2.3 Refracción en las regiones ionosféricas. Figura extraída de Maslin, 1987

2.7 Comunicaciones cuasi verticales

Las ondas electromagnéticas que inciden en la ionósfera pueden refractarse a la Tierra, dependiendo de la frecuencia de operación, formando un área de cobertura circular como se observa en la Fig. 2.5.

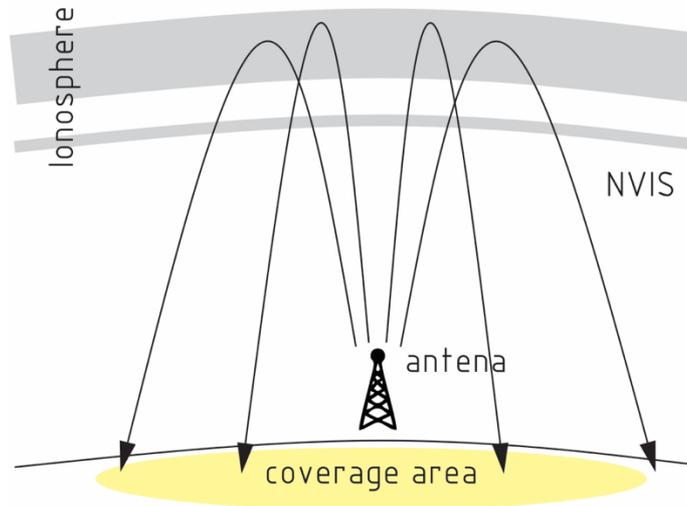


Figura 2.5 Enlace de comunicaciones NVIS

Uno de los parámetros más importantes en un enlace NVIS es la frecuencia de la onda electromagnética. La densidad de electrones libres de una región ionizada afecta la velocidad de fase de una onda electromagnética que lo atraviesa debido al hecho de que la densidad de electrones varía con la altura en la ionosfera. Este efecto varía con la frecuencia de la onda. La dependencia de la frecuencia con la refracción ionosférica conduce a la noción de una frecuencia crítica. Una región con gradiente vertical de densidad de electrones libres N (en electrones por cm^3) reflejará por refracciones sucesivas las ondas de radio por debajo de la frecuencia crítica f_0 (en kHz), donde un modelo simplificado asume una relación aproximada entre densidad numérica de electrones libres y frecuencia como sigue:

$$f_0 \cong 9 \cdot \sqrt{N} \quad \text{Ec. 2.1}$$

Una de las formas más precisas para conocer la frecuencia crítica es utilizando una ionosonda, el cual emite varios pulsos a distintas frecuencias que se transmiten verticalmente y dependiendo de la frecuencia del pulso, son devueltos por diferentes capas de la ionosfera. El tiempo de retorno puede usarse para estimar las alturas de las diferentes capas de la ionosfera. Una vez que se alcanza una cierta frecuencia, los pulsos ya no retornan y, en cambio, continúan en el espacio; esta es la frecuencia crítica.

En un modelo simplificado de una ionósfera de estratificación plana sobre una Tierra plana, como se ilustra en la Fig. 2.6, la refracción comienza en el punto δ , al comienzo de la ionósfera, luego cambia su sentido hacia abajo en el punto B y logra una reflexión completa en el punto ϵ .

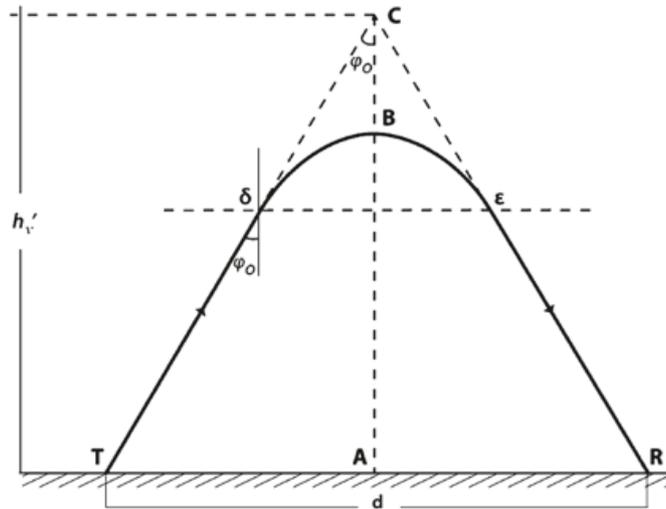


Figura 2.6: Modelo simplificado de una ionósfera plana sobre una Tierra plana.
Figura extraída del libro (Zolesi & Cander,2014).

Según el teorema de Breit y Tuve de 1926, el tiempo de propagación del rayo entre los puntos TBR (ionósfera) en la Fig. 2.6 es igual al tiempo que tarda la luz en cubrir el camino a través de TCR en el vacío. Por otro lado, el teorema de Martyn (1935) postula que la altura virtual h'_{ob} de una reflexión oblicua a una frecuencia de radio f es igual a la altura virtual h'_v correspondiente a una reflexión vertical de una frecuencia f_v , entonces:

$$f_v = f \cdot \cos \varphi_0 \quad \text{Ec. 2.2}$$

De acuerdo con el esquema simple de la Fig. 2.6, dejando de lado otros comportamientos complejos, podría considerarse, que para cualquier frecuencia de radio oblicua f_{ob} , la reflexión se producirá a la altura vertical $h'_v = CA$.

La ecuación conocida como 'Ley de la Secante' expresa que:

$$f_{ob} = f_v \cdot \sec \varphi_0 \quad \text{Ec. 2.3}$$

Es importante agregar que tanto la ionósfera como la Tierra son curvas y la altura virtual también depende del perfil de densidad de electrones (Zolesi and Cander,2014), es por ello que se agrega un factor de corrección k que varía de 1 a 1.2.

$$f_{ob} = k \cdot f_v \cdot \sec \varphi_0 \quad \text{Ec. 2.4}$$

Por último, por trigonometría se puede calcular la secante del ángulo crítico para el caso de una ionósfera plana y una tierra plana como en la Fig. 2.6 (Zolesi & Cander, 2014) de la siguiente forma.

$$\sec \varphi_0 = \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2 \cdot h'_v}\right)^2} \quad \text{Ec. 2.5}$$

Donde d es la distancia entre el transmisor T y el receptor R para condición plana.

2.8 Cálculo de la máxima frecuencia usable (MUF)

Teniendo en cuenta la ecuación 2.3, como primera aproximación, si la frecuencia vertical f_v es la frecuencia crítica f_0 , la frecuencia de radio máxima reflejada a lo largo de una trayectoria oblicua, con solo una reflexión, se define como la frecuencia máxima usable (MUF):

$$MUF(D) = f_0 \cdot \sec \varphi_o \quad \text{Ec. 2.6}$$

Donde $\sec \varphi_o$ depende de la geometría del enlace y D es la distancia entre el transmisor y el receptor.

Está claro que la MUF aumenta con la distancia D hasta 3.000 km, lo que puede ser considerado el límite superior para un solo salto cuando el ángulo de elevación del rayo es casi tangencial a la Tierra.

Es importante tener en cuenta que la MUF para una distancia dada D depende solo de la frecuencia vertical máxima reflejada en el punto medio, f_o , y en la geometría del enlace de radio. Las características del hardware de radio, incluyendo potencia de transmisión o sistema de antena, no influyen en el MUF a una distancia dada.

Hoy en día, el MUF se puede calcular directamente a partir de los ionogramas obtenidos durante sondajes de incidencia vertical como se observa en la Fig. 2.3.

El factor M , uno de los parámetros de escalado y mapeado, se define como:

$$M(3000)F2 = \frac{MUF(3000)F2}{f_0 F2} \quad \text{Ec. 2.7}$$

Para propagación vertical con $D = 0$, el $M(D = 0)$ es:

$$M(0) = f_0 F2 + \frac{f_h}{2} \quad \text{Ec. 2.8}$$

donde $f_0 F2 + \frac{f_h}{2}$ es la frecuencia del rayo extraordinario reflejado de la cada $F2$., recordando que f_h es la girofrecuencia.

En la actualidad el factor $M(3000)F2$ y $M(D)$ se calculan automáticamente utilizando métodos de autoescalado (Pezzopane, 2017)

El Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR) propuso que:

- a- El MUF básico es la frecuencia más alta de propagación entre dos puntos de un enlace de radio establecido solo por reflexión ionosférica y permitido por las condiciones geofísicas a lo largo del trayecto de radio.
- b- El MUF operativo es la frecuencia más alta que permite un enlace de radio entre dos puntos no solo bajo condiciones ionosféricas y geofísicas sino también bajo condiciones de trabajo dadas, como tipo de servicio o relación **señal / ruido**, e incluidas las especificaciones de hardware como la potencia de transmisión y la ganancia de antena utilizada.

2.9 Atenuación y mínima frecuencia usable (LUF)

Mientras que "MUF" es la frecuencia máxima utilizable en un enlace de radio dado, "LUF" es la frecuencia más baja utilizable en el mismo enlace de radio. Este nuevo parámetro depende no solo de las condiciones del plasma ionosférico y la geometría del enlace de radio, sino también, de las características del equipo de radio utilizado para establecer el enlace de radio. Generalmente la LUF está determinada por la absorción o atenuación máxima de la señal electromagnética entre el equipo transmisor y el receptor, teniendo en cuenta su camino a través de la ionósfera. Para calcular este parámetro es necesario evaluar la atenuación total dada por la suma de la atenuación no ionosférica, que incluye la atenuación geométrica L_g , atenuación desviativa L_d debido a la porción de la ruta de radio dentro de la ionósfera y cerca del punto de reflexión, y L_n es la atenuación que la señal sufre en la región D (Zolesi & Cander, 2014).

Para calcular la frecuencia más baja utilizable (LUF) es necesario introducir el concepto de atenuación máxima L_{max} y de potencia de transmisión P_T , dada por la relación de la potencia de la antena transmisora P_{Tx} y la potencia de la antena de recepción P_{Rx} :

$$P_T = 10 \log \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \text{ (dB)} \quad \text{Ec. 2.9}$$

Para establecer un enlace de radio es necesario que el P_T dado por la Ec. 2.9 sea mayor que la atenuación total:

$$P_T > L_{max} = L_d + L_N + L_g \quad \text{Ec. 2.10}$$

El desarrollo matemático para el cálculo de las atenuaciones desviativa y no desviativa se encuentran desarrollado por Zolesi y Cander capítulo 9 (Zolesi & Cander, 2014). Asimismo, para un cálculo rápido se puede considerar pérdidas por desajuste de polarización del enlace de radio NVIS un valor promedio de 3dB y por pérdidas de absorción en la capa D de un valor de hasta 20dB (Dean Sumic, 2009).

La LUF, debido a que se deriva no solo de las características del equipo de radio, sino también de modelos empíricos, no es variable día a día, sino por hora, mes y temporada en una ubicación dada. La frecuencia de trabajo óptimo o FOT es la mejor frecuencia de trabajo en un enlace de radio dado y es particularmente útil cuando no es posible calcular el valor de LUF. Sobre la base de la experiencia, la frecuencia con la mejor relación señal / ruido generalmente se calcula como:

$$\text{FOT} = 0.86 \text{ MUF} \quad \text{Ec. 2.11}$$

Solo es válida si es mayor que la LUF.

En resumen, la frecuencia más alta posible que llegue a una estación o destino determinados se denomina frecuencia máxima utilizable (MUF). Las señales cuyas frecuencias son más altas que la MUF no serán refractadas por la ionosfera, sino que penetrarán en la ionosfera y continuarán propagándose al espacio sin regresar a la Tierra. Por el contrario, cuando la frecuencia de la señal es igual o inferior a la LUF, la comunicación se vuelve difícil o imposible debido a la pérdida o atenuación de la señal. Es decir, que en las comunicaciones NVIS, las frecuencias deben elegirse de modo que se encuentren entre LUF y MUF como se muestra en la Fig. 2.7

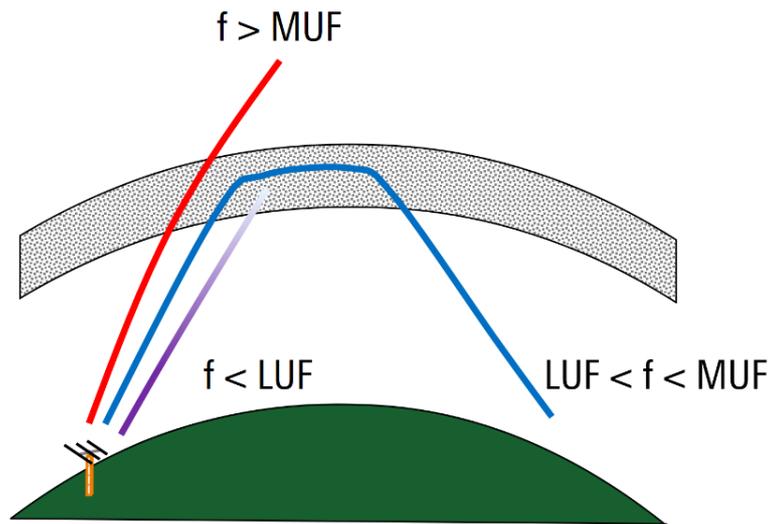


Figura 2.7: MUF y LUF

2.10 **Modelo Fenomenológico: International Reference Ionosphere (IRI)**

Un modelo fenomenológico es una descripción estadística de la ionósfera en términos de localización (coordenadas geográficas o geomagnéticas), tiempo (ángulo cenital solar), estaciones del año y otros factores como actividad solar. Las ecuaciones empíricas son derivadas de la dependencia que tienen los fenómenos observados con las variables antes mencionadas. Estos fenómenos incluyen: comportamiento de frecuencias críticas de las distintas capas, foE, foF1, foF2 y foEs (la esporádica); las alturas de los picos, hmE, hmF1 y hmF2, para los máximos de densidad de electrones (Barghausen et al., 1969; Kohnlein, 1978, entre otros). Entre los modelos más utilizados en la actualidad se pueden citar la International Reference Ionosphere (IRI-<http://irimodel.org>) (Bilitza D., 1990) que es un proyecto internacional del Comité de Investigación del Espacio (COSPAR) y la Unión Internacional de Radio Ciencia (URSI). Para una ubicación, hora y fecha determinadas, el IRI proporciona promedios mensuales de la densidad de electrones, la temperatura de los electrones, la temperatura de los iones y la composición de los iones en un rango que va desde los 65 hasta los 2000 Km de altura. Se considera una ionósfera no auroral y en condiciones magnéticamente no perturbadas.

Las principales fuentes de datos del IRI son la red mundial de ionosondas, los poderosos radares de dispersión incoherente (Jicamarca, Arecibo, Millstone Hill, Malvern, St. Santin), las sondas superiores ISIS y Alouette, y los instrumentos in situ que vuelan en muchos satélites y cohetes. El IRI se actualiza anualmente durante los talleres especiales de IRI (http://irimodel.org/docs/iri_workshops.html).

2.11 Predicción de la propagación

Para obtener información sobre la propagación NVIS en tiempo real, las mediciones desde la estación ionosférica más cercana pueden ser usadas. De hecho, los sistemas HF más avanzados hacen uso de la técnica de Link Quality Analysis (LQA), que consiste en emplear estaciones transmisoras y receptoras para medir la calidad del canal automáticamente. Observando la variación diurna de la frecuencia crítica de la capa F2 para la onda ordinaria (foF2) y la onda extraordinaria (fxF2) durante uno o dos días siderales darán una indicación de la propagación que se espera en los próximos días (Witvliet,2017).

Un ejemplo es el software gratuito “Voice of America coverage analysis program” (VOACAP- <https://www.voacap.com/hfbc/>), donde el usuario proporciona los siguientes datos como entrada al programa:

- Ubicación del transmisor (latitud y longitud), potencia y modelo de antena;
- Ubicación del receptor, modelo de antena y ruido local;
- Mes (es) y horas de interés;
- Número de manchas solares suavizadas (SSN);
- Frecuencias de interés.

Y el programa luego calcula para cada frecuencia de interés:

- Los trayectos viables (modos) que una señal puede tomar a través de la ionósfera desde el transmisor hasta el receptor;
- Las pérdidas encontradas a lo largo de esos caminos;
- La relación señal / ruido (SNR) estimado en el receptor a esa frecuencia.

2.12 Conclusión

En este capítulo se presentó el medio físico por donde viajan las ondas electromagnéticas, además, se describió la estructura de la ionósfera, y su composición como resultado de la influencia principalmente de la radiación solar.

En el próximo capítulo, se explican cómo las señales que arriban al receptor, a través de la refracción en una o más capas ionosféricas, son a menudo una composición de múltiples señales que tienen un trayecto independiente que varía en el tiempo con atenuaciones y desplazamientos. Conceptos claves de dispersión en frecuencia, dispersión de retardo, coherencia temporal y coherencia en frecuencia son parámetros que definen y caracterizan a un canal de comunicaciones inalámbricas.

CAPÍTULO III

Descripción general de las comunicaciones NVIS

3.1 Introducción

En el capítulo anterior, se describió las características de una ionósfera ideal aun cuando es un medio dispersivo, es decir, un medio donde las señales que se propagan se distorsionan tanto en tiempo como en frecuencia, debido principalmente a las variaciones en la velocidad de fase y al movimiento de diferentes regiones de la ionósfera (Davies, 1990). Podemos mencionar también, la variabilidad de las condiciones de propagación; la interrupción de las comunicaciones por tormentas ionosféricas; el gran número de posibles trayectos de propagación; las grandes y rápidas fluctuaciones de fase; los altos niveles de interferencia y la distorsión de frecuencia sufrida por las señales de banda ancha (Maslin,1987). Todos estos inconvenientes deben ser tenidos en cuenta al momento de diseñar un modelo computacional ya que ocasionan pérdida significativa de la señal.

En una comunicación NVIS, la señal se propaga hacia el receptor a través de diferentes trayectos dentro de la ionósfera, de modo que llegan múltiples copias de la señal transmitida. Estas señales experimentan diferentes atenuaciones, retardos y desplazamientos de fase debido a las distancias que recorren en su camino (Johnson, 2013). En este punto se hace necesario definir la interferencia multitrayecto, como la recepción de señales que han recorrido múltiples trayectos dando como resultado el refuerzo de señales o su atenuación dada por interferencia constructiva o destructiva en el punto de arribo (la antena del receptor).

La variación del nivel de la señal recibida, debida al fenómeno de propagación por múltiples caminos, se denomina "Fading" o desvanecimiento. Un caso extremo de fading en el receptor "Deep Fade" puede resultar en una falla temporaria de la comunicación debida a la caída abrupta de la relación señal a ruido (SNR) en el receptor.

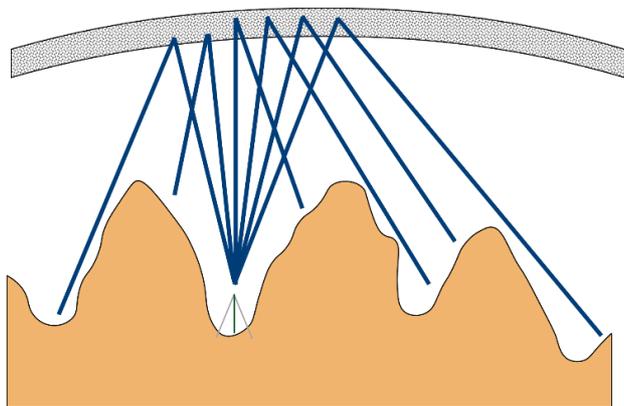


Figura 3.1: Enlace NVIS

3.2 Modelo de un sistema NVIS

Para analizar cuantitativamente el rendimiento de un enlace NVIS, considerando los efectos del fading, se necesita desarrollar un modelo analítico que lo caracterice.

Comencemos considerando la señal transmitida $s(t)$ que se envía a través del canal.

$$s(t) = \text{Re} \{s_b(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad \text{Ec. 3.1}$$

donde $s_b(t)$ es la representación compleja en banda base de la señal transmitida y f_c es la frecuencia de portadora.

Para simplificar se asume un sistema “lineal e invariante en el tiempo” (LTI) y un canal con L posibles trayectorias distintas, donde cada una de esas trayectorias tiene básicamente dos propiedades características. Primero, el retardo de la señal τ_i debido a que se propaga a lo largo del canal, y segundo, un factor de atenuación a_i relacionado a los efectos de “scattering” propios del canal.

Usando conceptos de sistemas LTI (Carson, 2000), la respuesta al impulso $h_i(t)$ de una señal atenuada a_i y retardada τ_i se expresa como:

$$h_i(t) = a_i \delta(t - \tau_i) \quad \text{Ec. 3.2}$$

En la Ec. 3.2, se muestra la respuesta al impulso de una única componente (la i -ésima). Bajo la hipótesis de que es un sistema LTI, la señal observada en el receptor será la suma de las diferentes componentes multitrayecto. Es así que la respuesta al impulso de un canal típico (conocido por sus siglas en inglés “CIR”) se obtiene mediante la suma de todas las respuestas al impulso h_i (Ec. 3.3 y 3.4).

$$h(t) = a_1 \delta(t - \tau_1) + a_2 \delta(t - \tau_2) + a_3 \delta(t - \tau_3) + \dots + a_{L-1} \delta(t - \tau_{L-1}) \quad \text{Ec. 3.3}$$

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \delta(t - \tau_i) \quad \text{Ec. 3.4}$$

La expresión de la Ec. 3.4 se conoce, también, como modelo de línea de retardo, o “tapped delay-line model”, con derivación debido a la llegada al receptor de componentes de la señal transmitida en diferentes tiempos (Aditya, 2015).

Cada i -ésimo trayecto se caracteriza por dos parámetros:

1. El factor de atenuación a_i .
2. El retardo de propagación τ_i .

Como se asumió un sistema lineal e invariante en el tiempo, la señal recibida $y(t)$ se puede expresar como la convolución de la señal transmitida $s(t)$ con la respuesta al impulso $h(t)$, presentada en la Ec. 3.4 (Blake, 2004).

Por lo tanto, la señal recibida $y(t)$ es:

$$y(t) = s(t) * h(t) = \int h(\tau) \cdot s(t - \tau) d\tau \quad \text{Ec. 3.5}$$

Insertando en la Ec. 3.5 la expresión de la respuesta al impulso $h(t)$, mostrada en Ec. 3.4, y resolviendo la integral, se llega a la expresión de la señal recibida $y(t)$

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} a_i s_b(t - \tau_i) e^{j2\pi f_c(t - \tau_i)} \right\} \quad \text{Ec. 3.6}$$

Reacomodando términos, se determina

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} a_i s_b(t - \tau_i) e^{-j2\pi f_c \tau_i} \right\} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad \text{Ec. 3.7}$$

De la expresión en la Ec. 3.7, se puede ver en Ec. 3.8 que $y_b(t)$ es la señal compleja recibida en banda base de $y(t)$; donde además de los parámetros de atenuación a_i y retardo de propagación del canal τ_i , aparece un término $e^{-j2\pi f_c \tau_i}$ que básicamente modifica la fase de $y_b(t)$.

$$y_b(t) = \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} a_i s_b(t - \tau_i) e^{-j2\pi f_c \tau_i} \right\} \quad \text{Ec. 3.8}$$

En síntesis, la señal recibida en banda base presentada en la Ec. 3.8 consiste en varias copias de la señal transmitida $s_b(t)$, donde cada componente del trayecto múltiple está asociada con los siguientes tres parámetros:

1. Atenuación a_i .
2. Retardo de propagación τ_i .
3. Factor de fase $e^{-j2\pi f_c \tau_i}$.

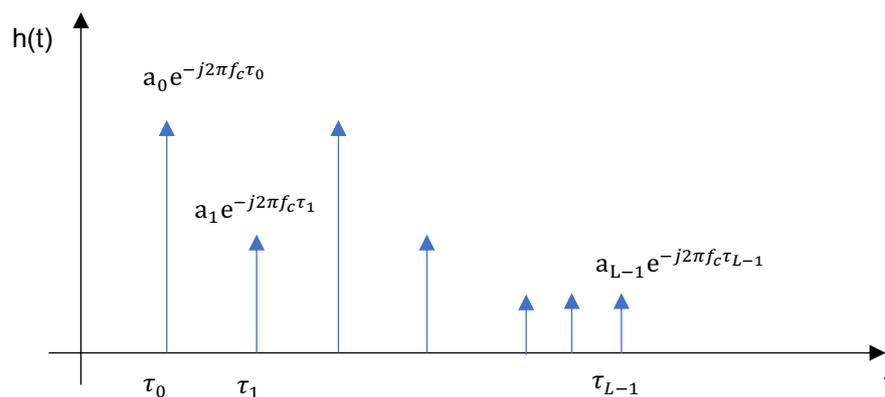


Figura 3.2: Componentes multitrayecto.

3.3 Simplificación del canal de comunicaciones

A modo de ejemplo diferentes copias de una señal con modulación por desplazamiento binario de fase (BPSK) se muestran en la Fig. 3.3, donde "T" representa el tiempo del símbolo y T_m es el retardo entre la primera y la última copia de la señal BPSK recibida. El término T_m se conoce como "delay spread" o dispersión por retardo de propagación.

Una simplificación muy importante es asumir un canal de ancho de banda angosto donde el tiempo del símbolo es mucho mayor que el "delay spread", o sea, $T_m \ll T$.

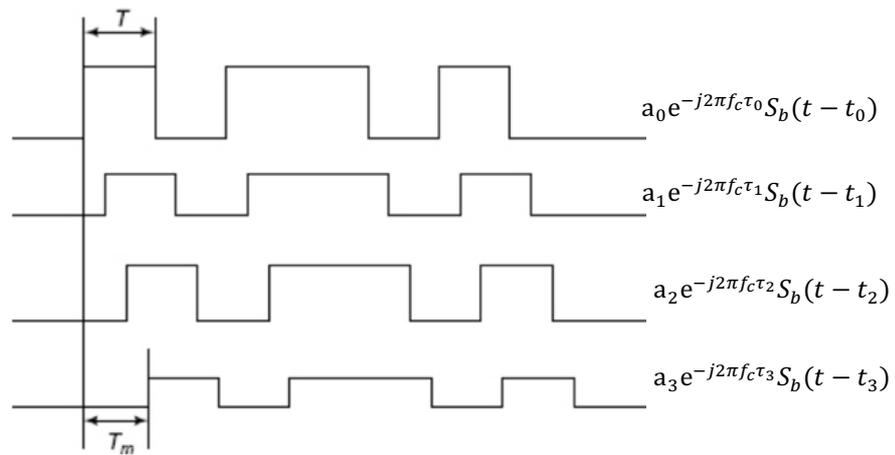


Figura 3.3: señal BPSK típica en el receptor

En términos de frecuencia, la frecuencia máxima de la señal a transmitir f_m es $f_m = \frac{1}{T_m}$ como se observa en la Fig. 3.4.

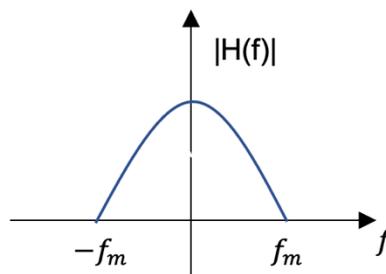


Figura 3.4 Diagrama del módulo de la función de transferencia

En estas condiciones de una señal $s_b(t)$ suficientemente angosta, las diferentes componentes retardadas $s_b(t - \tau_i)$ son aproximadamente iguales entre sí, esto significa que el retardo τ_i no causa distorsión significativa en la señal recibida porque su frecuencia máxima f_m está limitada" (Schwartz, 1966). Esto se conoce como "flat fading" y se expresa en la Ec. 3.9.

$$s_b(t - \tau_i) \approx s_b(t) \quad \text{Ec. 3.9}$$

Por lo recién expuesto, la Ec. 3.8 queda reducida a

$$y_b(t) = s_b(t) \cdot \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \quad \text{Ec. 3.10}$$

donde $\sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$ se llama "coeficiente complejo de fading".

Analizando la Ec. 3.10, las señales en banda base de salida $y_b(t)$ están relacionadas con la señal de banda base de entrada $s_b(t)$ por un factor de atenuación complejo $\sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$. Asimismo, la potencia de la señal del receptor depende fundamentalmente de la magnitud del fading.

3.4 Distribución Rayleigh del Fading

El coeficiente de fading complejo $h(t)$ definido en la Ec. 3.10 puede expresarse en términos de sus componentes reales 'X' e imaginarios 'Y' como se ve en la Ec. 3.11.

$$h(t) = a e^{j\phi} = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{2\pi f_c \tau_i} = X + jY \quad \text{Ec. 3.11}$$

Es razonable suponer que X, Y son de naturaleza aleatoria ya que resultan de componentes multitrayecto que viajan por la ionósfera. Se podría suponer que X, Y son Gaussianas y no están correlacionadas. Esta hipótesis se apoya en el teorema del límite central, que establece que una variable aleatoria normalizada derivada de la suma de un gran número de componentes aleatorios independientes e idénticamente distribuidas, converge a una variable aleatoria Gaussiana. La hipótesis anterior es válida ya que el número de componentes de múltiples trayectos es bastante grande. Por lo tanto, X e Y se distribuyen como variables Gaussianas con media cero y varianza 0.5, expresada simbólicamente como $N\left(0, \frac{1}{2}\right)$. Asimismo, dado que X e Y son de naturaleza Gaussiana y no están correlacionados, se concluye entonces que son independientes (Sonderregger, 2018).

Se demuestra en (Aditya, 2015) que la función de distribución acumulada multivariable $f_{X,Y}(x, y)$ está dada, como a continuación se evidencia:

$$f_{X,Y}(x, y) = \frac{1}{\pi} e^{-(x^2+y^2)} \quad \text{Ec. 3.12}$$

Se puede derivar las estadísticas del fading de la Ec. 3.12 en términos de su amplitud 'a' y factor de fase 'φ' tal como se presenta en la Ec. 3.13, donde se utiliza el teorema de Euler (Tomasi, 2003).

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{2\pi f_c \tau_i} = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cos(2\pi f_c \tau_i) - j \sum_{i=0}^{L-1} a_i \sen(2\pi f_c \tau_i) \quad \text{Ec. 3.13}$$

Siendo que en la Ec. 3.14 se separan las partes reales e imaginarias respectivamente.

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{2\pi f_c \tau_i} = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cos(2\pi f_c \tau_i) - j \sum_{i=0}^{L-1} a_i \sen(2\pi f_c \tau_i) \quad \text{Ec. 3.14}$$

La distribución conjunta en función de la amplitud y la fase $f_{A,\phi}(a, \phi)$ puede derivarse de $f_{X,Y}(x, y)$, previamente presentada en la Ec. 3.12, usando la función de transformación multivariable (Aditya, 2015).

$$f_{X,Y}(x, y) = \frac{1}{\pi} e^{-(x^2+y^2)} \quad \rightarrow \quad f_{A,\phi}(a, \phi) = \frac{1}{\pi} e^{-(a^2)} \det J_{XY} \quad \text{Ec. 3.15}$$

El término J_{XY} es el Jacobiano de "X", "Y" y se calcula como:

$$J_{XY} = \begin{bmatrix} \frac{dx}{da} & \frac{dy}{da} \\ \frac{dx}{d\phi} & \frac{dy}{d\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi \\ -a \sin\phi & a \cos\phi \end{bmatrix} = a \quad \text{Ec. 3.16}$$

De la Ec. 3.15 y la Ec. 3.16 llegamos a que la distribución conjunta $f_{A,\phi}(a, \phi)$ resulta tal en Ec. 3.17.

$$f_{A,\phi}(a, \phi) = \frac{a}{\pi} e^{-(a^2)} \quad \text{Ec. 3.17}$$

Las distribuciones marginales f_A, f_ϕ con respecto a las variables aleatorias de amplitud "A" y factor de fase "φ" pueden derivarse fácilmente de la distribución conjunta como en Ec.3.18:

$$f_A(a) = \int_{-\pi}^{\pi} f_{A,\phi}(a, \phi) d\phi = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{a}{\pi} e^{-(a^2)} d\phi = \frac{a}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-(a^2)} d\phi = \frac{a}{\pi} e^{-a^2} 2\pi = 2ae^{-a^2} \quad \text{Ec. 3.18}$$

Hemos obtenido uno de los modelos más populares y empleados con frecuencia para el canal inalámbrico denominado "canal inalámbrico Rayleigh del Fading" siendo el que se ve en la Fig. 3.5. Esta nomenclatura surge de la distribución f_A del factor de amplitud a , que es la conocida densidad de Rayleigh; recordando que $a = \sqrt{x^2 + y^2}$, se conoce como la envolvente del canal de fading.

$$f_A(a) = 2ae^{-a^2}, 0 \leq a \leq \infty \quad \text{Ec. 3.19}$$

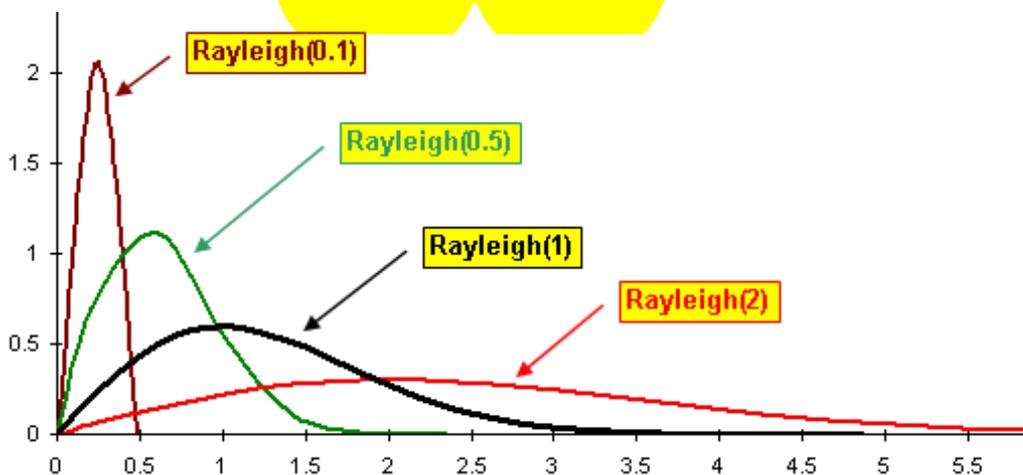


Figura 3.5: Distribución de Rayleigh

Cabe aclarar que la potencia promedio de la amplitud “a” del coeficiente de desvanecimiento de Rayleigh $h(t)$ se calcula en la Ec. 3.20

$$E\{|h|^2\} = E\{a^2\} = E\{X^2 + Y^2\} = 1 \quad \text{Ec. 3.20}$$

La fase está distribuida uniformemente en $(-\pi, \pi)$ como se desarrolla en la Ec. 3.21

$$f_{\phi}(\phi) = \int_0^{\infty} f_{A,\phi}(a, \phi) da = \int_0^{\infty} \frac{a}{\pi} e^{-(a^2)} da = \int_0^{\infty} \frac{a}{2\pi} (2ae^{-(a^2)}) da = \frac{1}{2\pi} \quad \text{Ec. 3.21}$$

Finalmente, en la Ec. 3.22 se observa que la distribución conjunta es el producto del resultado de la Ec. 3.19 y la Ec. 3.21.

$$f_{A,\phi}(a, \phi) = f_{\phi}(\phi) \cdot f_A(a) = \frac{1}{2\pi} 2ae^{-a^2} \quad \text{Ec. 3.22}$$

3.5 Modelo en banda base de un sistema NVIS

El modelo del sistema de comunicación inalámbrica digital en banda base para el canal con desvanecimiento Rayleigh anterior se puede derivar fácilmente de la siguiente manera. Sean $y(k)$, $s(k)$ los k -ésimos símbolos recibidos y transmitidos respectivamente y h el coeficiente de fading:

$$y(k) = h \cdot s(k) + n(k) \quad \text{Ec. 3.23}$$

donde $n(k)$ es el ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), con potencia unitaria $E\{|n(k)|^2\} = 1$.

En particular, los símbolos de información $s(k)$ se derivan de una constelación de modulación digital BPSK de potencia de símbolo promedio P , donde los niveles de símbolos transmitidos se dan como \sqrt{P} , $-\sqrt{P}$ para los símbolos de información "1", "0" respectivamente.

La potencia de la señal recibida en el canal inalámbrico se da como

$$E\{|hs(k)|^2\} = |h|^2 |s(k)|^2 = |h|^2 P = a^2 P \quad \text{Ec. 3.24}$$

donde h es el coeficiente de fading $h = a \cdot e^{j\phi}$, a es la magnitud de la distribución Rayleigh, una cantidad aleatoria, ϕ es la fase distribuida uniformemente, P es la potencia de la señal y σ_n^2 es la densidad de potencia de ruido. Entonces, la potencia recibida es $P_{rec} = P |h|^2$.

Denominaremos como SNR en el receptor, en función de la amplitud de desvanecimiento, como la SNR instantánea.

$$SNR_{Rx} = \frac{P a^2}{\sigma_n^2} = a^2 \left(\frac{P}{\sigma_n^2} \right) \quad \text{Ec. 3.25}$$

A partir de la Ec. 3.25 se puede calcular la tasa de error de bit (BER) como la velocidad a la que se producen errores en un sistema de transmisión. Esto puede traducirse directamente en el número de errores que se producen en una cadena de bits. La BER para un valor particular de amplitud " a " viene dada por la función Q gaussiana estándar mostrada en la Ec. 3.26

$$BER(a) = Q \left(\sqrt{a^2 \frac{P}{\sigma_n^2}} \right) \quad \text{Ec. 3.26}$$

Utilizando la definición de la función Q y siguiendo el desarrollo en (Goldsmith, 2005) se llega a que la tasa de error de bit es igual a

$$BER = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{SNR}{2+SNR}} \right) \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{SNR} \quad \text{Ec. 3.27}$$

3.6 Perfil discreto de potencia promedio

Definimos en la Ec. 3.4 la respuesta al impulso de un canal estándar inalámbrico con trayectos múltiples como

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad \text{Ec. 3.28}$$

dónde cada $\delta(t - \tau_i)$ corresponde a un retardo de la señal τ_i , y atenuación a_i asociada al i -ésimo camino. La cantidad ' L ' es el número de componentes de múltiples trayectos que recorre una señal viajando por la ionósfera.

A partir de la respuesta al impulso de la Ec.3.28 se puede definir el perfil de potencia $\phi(\tau)$ del canal multitrayecto como

$$\phi(\tau) = |h(t)|^2 = \sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad \text{Ec. 3.29}$$

donde $g_i = |a_i|^2$ es la ganancia de potencia de la componente i -ésima

$$\phi(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} |g_i| \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad \text{Ec. 3.30}$$

Se observa que la energía total correspondiente a las señales inalámbricas transmitidas se recibe en incrementos en el receptor. Por ejemplo, la ganancia de potencia g_0 se recibe con un retardo τ_0 , mientras que una ganancia de g_1 se recibe luego de un tiempo τ_1 , y así sucesivamente.

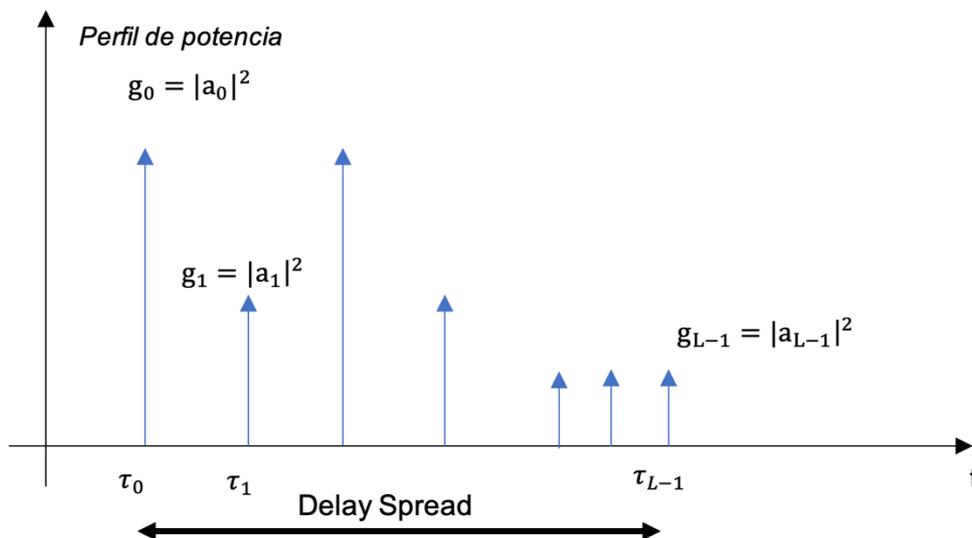


Figura 3.6: dispersión del retardo

La Fig. 3.6 ilustra la dispersión por retardo (delay spread, DS) de propagación de un canal inalámbrico.

3.7 Dispersión del retardo

La dispersión del retardo es un parámetro clave que caracteriza la naturaleza del entorno inalámbrico y se denota con el parámetro σ_τ o 'DS'. Hay dos formas de calcularlos, uno es considerando el valor máximo y otro es calculando el valor eficaz (RMS) del mismo, los cuales se explican a continuación.

3.7.1 Máxima dispersión por retardo

Considerando un canal inalámbrico con múltiples componentes, se define la máxima dispersión por retardo (o máximo delay spread) como la diferencia entre el tiempo de llegada de la primera componente τ_0 y la última copia de la señal en un tiempo τ_{L-1} .

$$\sigma_{\tau_{max}} = \tau_{L-1} - \tau_0 \quad \text{Ec. 3.31}$$

3.7.2 Dispersión por retardo RMS

En un canal inalámbrico típico, las copias de la señal que llegan más tarde tienen una potencia significativamente menor debido a las distancias de propagación más grandes y refracciones más débiles, como se muestra en la Fig. 3.7. Esto da como resultado un $\sigma_{\tau_{max}}$ grande, aunque varias de las copias lleguen con una potencia insignificante. Es por ello, que calcular el valor eficaz del retardo de propagación es un indicador más realista ya que cada componente que arriba en un tiempo τ_i es ponderada con respecto a su ganancia g_i .

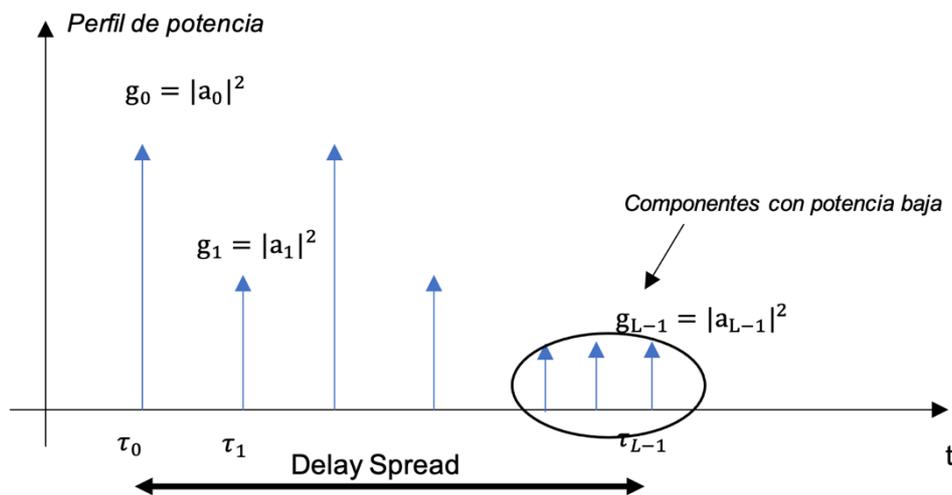


Figura 3.7: DS RMS

Para iniciar el cálculo, es necesario considerar el perfil de potencia que comprende de L copias de la señal transmitida $g_0 \cdot \tau_0, g_1 \cdot \tau_1, g_2 \cdot \tau_2, \dots, g_{L-1} \cdot \tau_{L-1}$. Definimos una nueva cantidad b_i que es la fracción de ganancia de potencia de la i -ésima componente multitrayecto.

$$b_i = \frac{g_i}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i} \quad \text{Ec. 3.32}$$

El retardo promedio $\bar{\tau}$ se puede calcular como la media de la distribución de potencia.

$$\bar{\tau} = b_0 \tau_0 + b_1 \tau_1 + b_2 \tau_2 + \dots + b_{L-1} \tau_{L-1} = \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot \tau_i \quad \text{Ec. 3.33}$$

Se puede presentar la Ec. 3.34 de una manera más compacta en Ec. 3.34

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} g_i \cdot \tau_i}{\sum_{j=0}^{L-1} g_j} \quad \text{Ec. 3.34}$$

El retardo promedio $\bar{\tau}$ se obtiene al ponderar cada uno de los τ_i con la fracción de la potencia b_i . Finalmente, se calcula el valor eficaz como la desviación estándar de la distribución de potencia que se muestra en la Ec. 3.35.

$$(\sigma_{\tau}^{RMS})^2 = b_0(\tau_0 - \bar{\tau})^2 + b_1(\tau_1 - \bar{\tau})^2 + b_2(\tau_2 - \bar{\tau})^2 + \dots + b_{L-1}(\tau_{L-1} - \bar{\tau})^2 \quad \text{Ec. 3.35}$$

Ordenando la Ec. 3.35 en forma compacta usando sumatorias, queda el siguiente resultado:

$$(\sigma_{\tau}^{RMS})^2 = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2} \quad \text{Ec. 3.36}$$

Calculando el valor RMS en Ec. 3.36, logramos ponderar cada retardo en proporción a su potencia, suprimiendo automáticamente la contribución de caminos más débiles.

3.8 Perfil continuo de potencia promedio

La potencia promedio asociada con la dispersión del retardo de propagación eficaz definido en Ec. 3.37 puede verse como:

$$\overline{\phi(\tau)} = E\{|h(\tau)|^2\} \quad \text{Ec. 3.37}$$

La cantidad $\overline{\phi(\tau)}$ es la potencia promedio asociada a un retardo de propagación τ en instantes de tiempos continuos y de la misma forma que se definió la fracción de ganancia en la Ec. 3.32 para casos discretos, puede hacerse para casos continuos, denotada como:

$$f(\tau) = \frac{\overline{\phi(\tau)}}{\int_0^{\infty} \overline{\phi(\tau)} \cdot d\tau} \quad \text{Ec. 3.38}$$

donde $f(\tau)$ es la densidad de distribución de potencia correspondiente al retraso τ , $\int_0^{\infty} \overline{\phi(\tau)} d\tau$ es la potencia total recibida y $\overline{\phi(\tau)}$ es el perfil de potencia promedio:

$$\bar{\tau} = \int_0^{\infty} \tau \cdot f(\tau) d\tau \quad \text{Ec. 3.39}$$

Finalmente, el retardo RMS se define en la Ec. 3.40 donde $(\tau - \bar{\tau})^2$ es la desviación.

$$\sigma_t^{RMS} = \sqrt{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 \cdot f(\tau) d\tau} \quad \text{Ec. 3.40}$$

3.9 Ancho de banda de coherencia

Otro parámetro importante es el ancho de banda de coherencia B_c . En primer lugar, definimos la respuesta en frecuencia del sistema o del canal $H(f)$ como

$$H(f) = \int_0^{\infty} h(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad \text{Ec. 3.41}$$

La relación entre el DS determinado en Ec. 3.31 y el ancho de banda de coherencia B_c , especificado como una medida estadística de la gama de frecuencias en la cual el canal se puede considerar "plano".

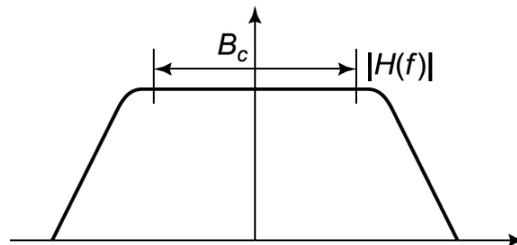


Figura 3.8: Ancho de banda de coherencia

Por la teoría de señales y sistemas lineales (Tomasi,2003) la respuesta de salida $Y(f)$ de la señal de salida $y(t)$, donde $H(f)$ es la respuesta en frecuencia del canal y $X(f)$ es la señal transmitida, resultando:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) \quad \text{Ec. 3.42}$$

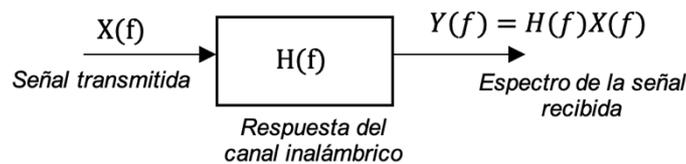


Figura 3.9: Diagrama de bloques de la respuesta de un canal

El impacto del ancho de banda de coherencia B_c puede entenderse como:

- Desvanecimiento Plano ("Flat Fading"): Si el ancho de banda B_s de la señal $x(t)$ es menor que B_c , entonces $X(f)$ abarca la parte plana del canal. En consecuencia, el espectro de señal de entrada $X(f)$ no es distorsionada en la salida (Fig. 3.10 a).
- Se denomina canal selectivo en frecuencia ("Frequency Selective Channel") en el caso que el ancho de banda de la señal B_s es mayor que el ancho de banda de coherencia del canal B_c . En este escenario, diferentes partes del espectro de señal $X(f)$ experimentan diferentes atenuaciones, es decir, la atenuación es selectiva en

frecuencia. Por lo tanto, el espectro de salida $Y(f)$ es una versión distorsionada del espectro de entrada $X(f)$. Esto se muestra esquemáticamente en la Fig. 3.10 b.

La respuesta del canal $H(f)$, como se definió en la Ec. 3.41, y reemplazando $h(t)$ por su definición Ec. 3.1 resulta

$$H(f) = \int_0^{\infty} \left(\sum_{i=0}^{L-1} a_i \cdot \delta(t - \tau_i) \right) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} dt \quad \text{Ec. 3.43}$$

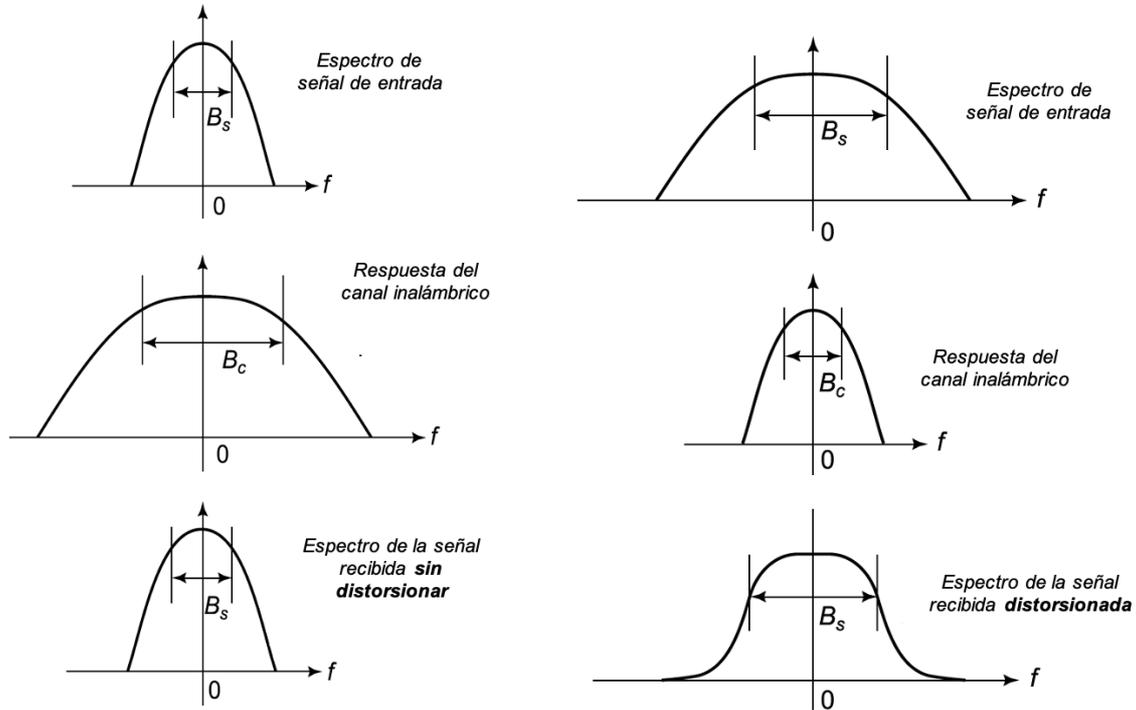


Figura 3.10 (a) Flat Fading $B_s < B_c$, (b) Canal selectivo en frecuencia $B_s > B_c$

Resolviendo la integral llegamos a la respuesta en frecuencia del canal, como la suma de los L armónicos, con cada i -ésima componente cambiando a la velocidad τ_i .

$$H(f) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad \text{Ec. 3.44}$$

De la Ec. 3.44 dos casos se estudian, uno en continua $f = 0$ y el otro es en

$$f = \frac{1}{4\tau_{L-1}}$$

$$f = 0 \rightarrow H(f) = a_{L-1}$$

$$f = \frac{1}{4\tau_{L-1}} \rightarrow H(f) = -ja_{L-1} \quad \text{Ec. 3.45}$$

Se puede ver que a medida que f cambia desde $f = 0$ a $f = \frac{1}{4\tau_{L-1}}$, la fase cambia significativamente. Por lo tanto, $f = \frac{1}{4\tau_{L-1}}$ es un punto donde varía de forma relevante la fase de la respuesta como se puede ver en la Fig. 3.11.

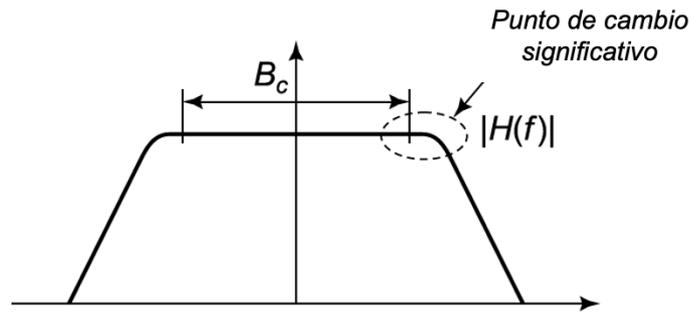


Figura 3.11: Punto crítico que determina el ancho de banda coherencia

Se define como frecuencia crítica $f_c = \frac{1}{4\tau_{L-1}}$ y B_c del canal $H(f)$ como:

$$B_c \approx 2 * f_c \approx \frac{1}{2\tau_{L-1}} \quad \text{Ec. 3.46}$$

Finalmente, observe que τ_{L-1} es el retardo máximo σ_τ^{max} del canal, donde se puede ver que la Ec. 3.46 satisface la propiedad intuitiva de que el ancho de banda de coherencia disminuye a medida que aumenta la dispersión de propagación σ_τ .

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad \text{Ec. 3.47}$$

3.10 Desplazamiento Doppler

Otro aspecto a considerar son los desplazamientos de frecuencia en cada uno de las componentes de los trayectos múltiples, conocido como efecto Doppler, que se puede dar tanto cuando el transmisor como el receptor están en movimiento, pero también ocurre debido al movimiento de las capas ionosféricas que suelen aumentar o disminuir según la hora. El desplazamiento Doppler es la medida del desplazamiento respecto a la frecuencia de portadora f_c .

La expresión matemática del desplazamiento Doppler debe tomar en cuenta el hecho de que la onda de radio al entrar en la ionosfera se mueve a través de un medio refractivo que está cambiando con la altura y con el tiempo antes de que se alcanza el punto de reflexión. Los cambios en el perfil de densidad de electrones de la ionósfera, produce una fase cambiante que es sensible a una serie de variables (Bennett, 1967).

En este caso más general, el desplazamiento Doppler en la onda de reflejada está dado por

$$f_d = -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{dP}{dt} = -\frac{V}{\lambda} = -\frac{V}{c} \cdot f_c \quad \text{Ec. 3.49}$$

donde f_c es la frecuencia portadora, c es la velocidad de la luz y $V = \frac{dP}{dt}$ es la velocidad Doppler. P es la componente vertical de la fase de la OEM entre el transmisor y el receptor que se puede calcular siguiendo el desarrollo matemático propuesto en (Pickering, 1975).

Reordenando términos llegamos a

$$f_r = f_c + f_d = f_c \left(1 + \frac{V}{c}\right) \quad \text{Ec. 3.50}$$

3.10.1 Impacto del desplazamiento Doppler en las comunicaciones NVIS

Para evaluar el impacto del desvanecimiento por efecto Doppler en el modelo de canal inalámbrico de múltiples rutas, se debe considerar la respuesta de impulso definida en la Ec. 3.4. Los cambios en el perfil de densidad de electrones de la ionósfera, produce una fase cambiante. Por lo tanto, como resultado, el retardo de la componente de señal también está cambiando, donde τ_i es el retardo inicial

$$\tau_i(t) = \tau_i - \frac{V \cdot t}{c} \quad \text{Ec. 3.51}$$

El modelo equivalente para $h(t)$ de Ec. 3.4 reemplazando el retardo τ_i del componente i -ésimo por $\tau_i(t)$ de Ec. 3.52 resulta,

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c(\tau_i - \frac{V \cdot t}{c})} = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \cdot e^{j2\pi f_c \frac{V}{c} t} \quad \text{Ec. 3.52}$$

Reordenando términos

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_d t} \quad \text{Ec. 3.53}$$

donde $f_d = \frac{V}{c} \cdot f_c$. Además, observe que la cantidad $e^{j2\pi f_d t}$ representa la fase que varía en el tiempo dada por la frecuencia Doppler f_d .

3.11 Coherencia temporal en canal NVIS

Por lo expuesto en la sección anterior, el movimiento de las capas ionosféricas que suelen aumentar o disminuir según la hora produce un desplazamiento de frecuencia, que a su vez resulta en un coeficiente de canal inalámbrico que varía con el tiempo. Esta naturaleza variable en el tiempo del canal inalámbrico se denomina selectividad de tiempo, es decir, el canal presenta diferentes atenuaciones en diferentes instantes de tiempo. Asimismo, un canal puede ser selectivo de tiempo y frecuencia. Dichos canales se denominan “**canales inalámbricos doblemente selectivos**” (Pérez Fontán,2015).

Similar a la noción de “ancho de banda de coherencia” descrito en las secciones anteriores para un canal de frecuencia, ahora definimos el concepto de tiempo de coherencia T_C para un canal variable en el tiempo.

Primero, considerar una componente de la Ec. 3.53 como se muestra en la Ec.3.54.

El valor de esta i -ésima componente correspondiente a $t = 0$ resulta

$$h(t = 0) = a_i e^{-2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_d 0} = a_i e^{-2\pi f_c \tau_i} \quad \text{Ec. 3.54}$$

y el valor de función evaluada en $t = \frac{1}{4f_d}$.

$$h\left(t = \frac{1}{4f_d}\right) = a_i e^{-2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_d \frac{1}{4f_d}} = j a_i e^{-2\pi f_c \tau_i} \quad \text{Ec. 3.55}$$

Empíricamente, se puede decir que el canal cambia significativamente desde el tiempo $t = 0$ a $t = \frac{1}{4f_d}$ ya que la fase cambia en $\frac{\pi}{2}$. Este tiempo de duración en el que el canal cambia significativamente se denomina tiempo de coherencia, T_C definido por:

$$T_C = \frac{1}{4f_d^{max}} \quad \text{Ec. 3.56}$$

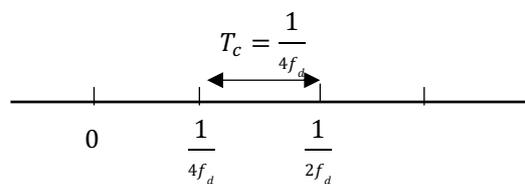


Figura 3.12: Coherencia temporal

El tiempo de coherencia T_C se puede explicar de la siguiente manera: “considerar un canal inalámbrico que está cambiando con el tiempo. El tiempo de coherencia T_C es la duración aproximada de tiempo durante la cual el canal inalámbrico se puede ver constante” (Aditya,2015). Esto también se puede expresar como

$$T_C = \frac{1}{4f_d^{max}} = \frac{1}{2B_d} \quad \text{Ec. 3.57}$$

donde $B_d = 2f_d$ es la dispersión Doppler del canal inalámbrico.

3.12 Modelo de Jakes en canales inalámbricos

Siendo X, Y dos variables aleatorias de valores complejos, la correlación entre ellas se define como $E[X, Y^*]$ (Sondereger, 2018). Una correlación alta entre X, Y indica mayor grado de similitud entre los valores de X, Y . Para calcular la correlación, primero evaluamos la Ec. 3.53 en un tiempo t y $t + \Delta t$ (Ec. 3.58 y Ec. 3.59 respectivamente)

$$h_i(t) = a_i e^{j2\pi f_c \tau_i} e^{-j2\pi f_d t} \quad \text{Ec. 3.58}$$

El coeficiente del canal en un tiempo Δt más tarde es $h_i(t + \Delta t)$

$$h_i(t + \Delta t) = a_i e^{j2\pi f_c \tau_i} e^{-j2\pi f_d (t + \Delta t)} \quad \text{Ec. 3.59}$$

Si la correlación entre $h_i(t), h_i(t + \Delta t)$ es grande, significa que $h_i(t + \Delta t)$ es muy similar a $h_i(t)$ y, por lo tanto, el canal varía lentamente. Por otro lado, si la correlación es pequeña, implica que $h_i(t + \Delta t)$ ha cambiado significativamente en comparación con $h_i(t)$ y, por lo tanto, el canal varía rápidamente.

La correlación $R(\Delta t)$ se define entonces

$$R_{a_i(t), a_i(t + \Delta t)} = E\{a_i(t) * a_i(t + \Delta t)\} = E\{|a_i|^2 \cdot 1 \cdot e^{-j2\pi f_d \Delta t}\} \quad \text{Ec. 3.60}$$

Establecemos la cantidad $E\{|a_i|^2\} = 1$ para normalizar la correlación. Por lo tanto, esta resulta en

$$R_{a_i(t), a_i(t + \Delta t)} = E\{e^{-j2\pi f_d \Delta t}\} = E\left\{e^{-j2\pi f_c \left(\frac{v}{c}\right) \Delta t}\right\} \quad \text{Ec. 3.61}$$

$f_d^{max} = f_c \frac{v}{c}$ máxima frecuencia Doppler.

Resolviendo la Ec. 3.61 siguiendo el desarrollo en Aditya, 2015, se llega a una expresión que depende de una función de Bessel de orden cero J_0

$$R_{a_i(t), a_i(t + \Delta t)} = J_0\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta t}{T_c}\right) \quad \text{Ec. 3.62}$$

El modelo de correlación temporal anterior para $R(\Delta t)$ es un modelo popular para sistemas de comunicaciones inalámbricas y se denomina modelo de Jakes (Aditya, 2015). La correlación de Jakes en función del retardo de tiempo normalizado $\frac{\Delta t}{T_c}$ se muestra en la Fig. 3.13 a continuación.

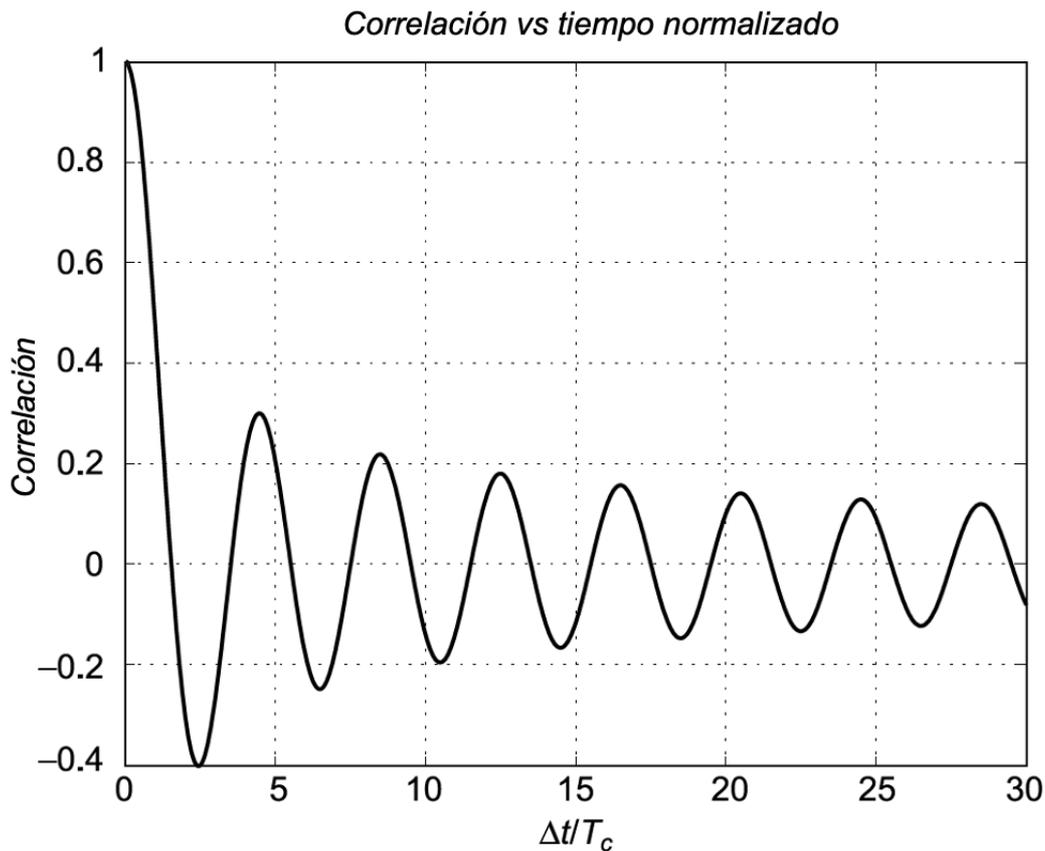


Figura 3.13: Correlación de Jakes en función de $\frac{\Delta t}{T_c}$

El espectro Doppler correspondiente a la función de correlación temporal $R(\Delta t)$ viene dado por su transformada de Fourier como

$$S_H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{a_i(t), a_i(t+\Delta t)} e^{-j2\pi f \Delta t} d(\Delta t) \quad \text{Ec. 3.63}$$

Reemplazando el resultado de Ec. 3.63 llegamos a

$$S_H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} J_0\left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{\Delta t}{T_c}\right)\right) e^{-j2\pi f \Delta t} d(\Delta t) \quad \text{Ec. 3.64}$$

Resolviendo la integral

$$S_H(f) = \frac{1}{\pi f_d^{\text{máx}}} \frac{\text{rect}\left(\frac{f}{2f_d}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} \quad \text{Ec. 3.65}$$

El espectro Doppler $S_H(f)$ de la ecuación anterior, que está asociado con el modelo de correlación temporal de Jakes, se denomina espectro de Jake y es muy popular en el contexto de las comunicaciones inalámbricas para modelar la función de correlación de los canales inalámbricos que varían en el tiempo. En la Fig. 3.14 se puede ver un

espectro con forma de “U” limitada entre f_d^{max} y $-f_d^{max}$, es decir que tiene una dispersión de $2f_d^{max} = 2\frac{v}{c}f_c$

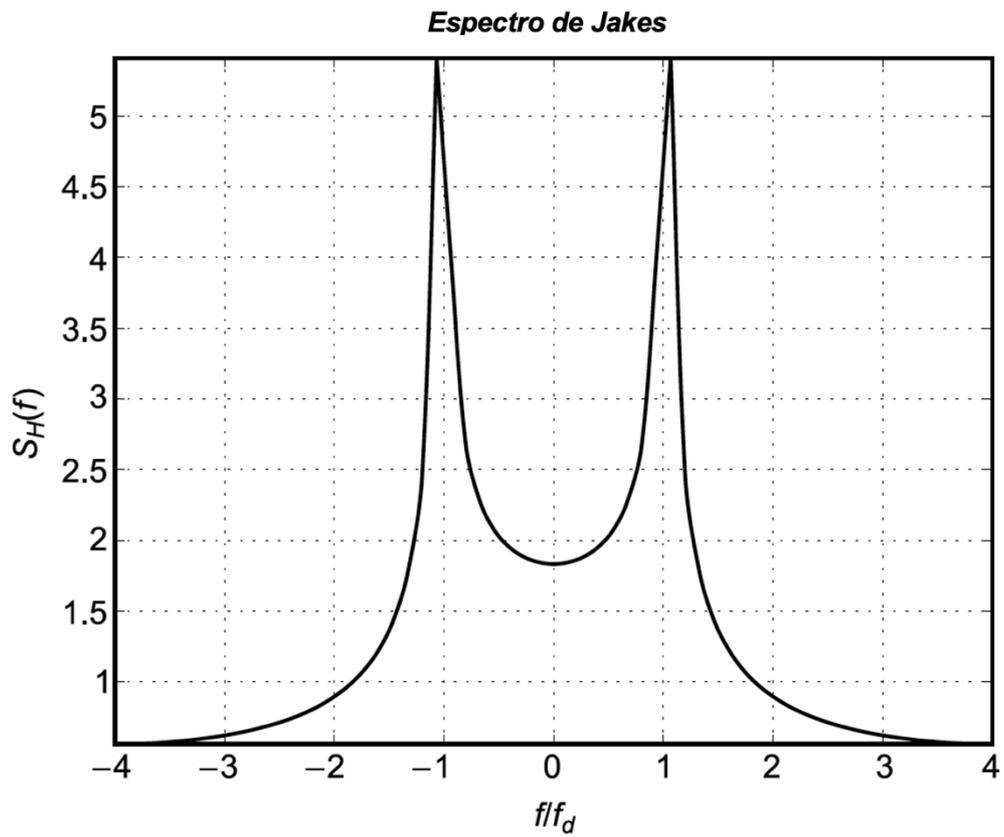


Figura 3.14: Espectro doppler con forma de U

3.13 Conclusión

En este capítulo se describió los parámetros que especifican las características de pérdidas de señal: dispersión en el tiempo y dispersión en frecuencia, es decir, los diferentes tiempos de propagación en los distintos trayectos, desplazamientos y dispersiones en frecuencia en cada uno de ellos. Estos parámetros están sometidos a cambios según la hora del día y la estación del año y, en general, son diferentes según la región geográfica. Dichos conceptos conducen a desarrollar en el próximo capítulo esquemas para combatir el desvanecimiento (fading) y asegurar la confiabilidad de la señal recibida utilizando diferentes técnicas de modulación, codificación, códigos de detección y corrección de errores, protocolos de establecimientos automáticos de enlaces y repetición de tramas con el objetivo principal de optimizar los sistemas de comunicaciones.

CAPÍTULO IV

Modelado y diseño de algoritmos para modular y codificar

4.1 Introducción

Tradicionalmente las predicciones y nuevos desarrollos que surgían en materia de ingeniería se basaban en el “paradigma clásico”, el cual combinaba la teoría matemática y la experimentación para la generación de nuevos descubrimientos. A medida que los diseños se hicieron más complejos, los cálculos numéricos comenzaron a ser más intensivos, lo que impulsó el crecimiento en las capacidades de cálculo en las computadoras modernas. De esta forma, el paradigma clásico del desarrollo científico, agregó a la computación como un componente más. Tal es así, que hoy se interrelacionan de manera simbiótica los tres pilares fundamentales: la teoría, la experimentación y la computación. Esto generó un gran impacto en la vida moderna ya que posibilitó diseños asistidos por computadoras para análisis del comportamiento de un sistema, su evolución en el tiempo y la toma de decisiones a partir de predicciones.

El modelo conceptual teórico está compuesto por datos y formalismos matemáticos que describen de una manera simplificada un sistema o proceso físico de interés. Esta teoría se produce mediante el análisis y la observación de los sistemas físicos, hasta lograr una representación que incluya las variables de interés y la interacción entre éstas. En capítulos anteriores se presentaron formas para calcular y representar en gráficos la disponibilidad de una ruta ionosférica con una resolución de una hora y pronósticos a largo plazo. Además, se definieron dos características típicas de las radiocomunicaciones: la propagación por trayectos múltiples y el fading.

Por su parte, el *modelo computacional* hace referencia a los algoritmos y programas que implementan lo propuesto en el modelo conceptual teórico. De este modo, a partir del modelo computacional que se propone en este capítulo, se ejecutarán las simulaciones para evaluación y toma de decisiones. Entre las ventajas que podemos enumerar de un modelo computacional se encuentran: ofrecer precisión, regularidad de funcionamiento, repetibilidad, disponibilidad y amplia gama de condiciones de canal. Además, permite evaluar, comparar y cuantificar distintas técnicas de modulación y codificación en idénticas circunstancias y un costo relativamente más bajo, lo cual no es posible en enlaces de reales (ITU R. 1487).

El primer modelo computacional propuesto fue uno estacionario que aproxima, adecuadamente, un canal de HF real sobre un ancho de banda acotado (12 KHz). El mismo, fue creado por Watterson en 1970. Este modelo es mundialmente aceptado e

incluso recomendado para su uso en la prueba de módems. Sin embargo, expertos del área (Mc Rae and Perkins, et al; 1996) concluyeron que, a pesar que los simuladores no exhiben exactamente el mismo comportamiento que el de un canal real, los módems que funcionan bien en este simulador, también funcionarían correctamente en un canal real. Asimismo, observaron que este modelo no representa las variaciones en la calidad del canal (específicamente, relación señal a ruido SNR) que ocurre en períodos de tiempo del orden de los minutos, lo que puede tener un impacto crucial en el rendimiento de los sistemas. Todo ello, a pesar que simula adecuadamente las perturbaciones de la señal, el efecto Doppler y propagación multitrayecto, observables sobre períodos de hasta unos pocos segundos.

Recapitulando y, tras definir el modelo de canal cuasi vertical que se utiliza en el presente trabajo, se realiza un presupuesto de enlace o conocido también como “Link Budget”, el cual es considerado como un requisito previo al diseño de cualquier sistema de radio (IEEE Std 1413-1998). Dentro del presupuesto se tiene en cuenta la variación del nivel de potencia de la señal dentro del sistema de comunicación desde el transmisor hasta el receptor; se incluyen todos sus componentes, fuentes de ruido e interferencias electromagnéticas, y otros efectos a través del enlace de radio.

Por último, se presentan técnicas de modulación y codificación para mitigar los efectos de fading de corta duración. Así mismo, las inestabilidades de duración intermedias que pueden superarse mediante un protocolo de enlace de datos que repite tramas de datos perdidos, como ser el protocolo ARQ (Johnson, 2013). Del mismo modo, las variaciones a largo plazo se abordan mejor seleccionando una frecuencia de operación adecuada; una tarea que las redes modernas relegan al establecimiento de enlace automático (ALE).

4.2 Principales parámetros en el canal de radio

En el capítulo anterior, se presentaron tres conceptos claves de canales de comunicaciones inalámbricas: el fading, la dispersión ~~de~~ temporal y desplazamiento Doppler.

4.2.1 Fading

Como ya se analizó, la propagación ionosférica también es vulnerable al fading de distintos niveles según la variación de la señal (Fig. 4.1). **Entre ellas:** las variaciones muy lentas debidas a la distancias o rangos que separan el transmisor y el receptor (slow Fading); variaciones lentas en consecuencia de los cambios de la refractividad en distintas regiones ionosféricas (intermediate Fading) y variaciones rápidas debida a efectos multitrayecto causado por la interferencia entre señales que arriban al receptor por diferentes caminos a través de la ionósfera (Fast Fading) **(ITU R. 266,1990).**

En el diseño de sistemas de comunicaciones es insuficiente conocer el valor medio de la señal recibida (F. Pérez Fontán, 2008). Un margen extra de la señal tiene que ser reservado para asegurar el enlace. Así también, el sistema debe adaptarse a condiciones dinámicas del medio; por ejemplo, los paquetes de datos a transmitir tienen que soportar pérdidas temporales de símbolos (McNicol, 1949).

El fading generalmente se estudia y modela como un proceso estocástico, es decir, generado por la composición de múltiples ecos. Matemáticamente se puede representar como la suma de señales reflejadas especularmente más una componente aleatoria. De acuerdo a lo presentado por Davies (Davies, 1990), en observaciones de corta duración el fading se aproxima a una distribución Rayleigh, mientras que en observaciones de larga duración a una distribución log-normal.

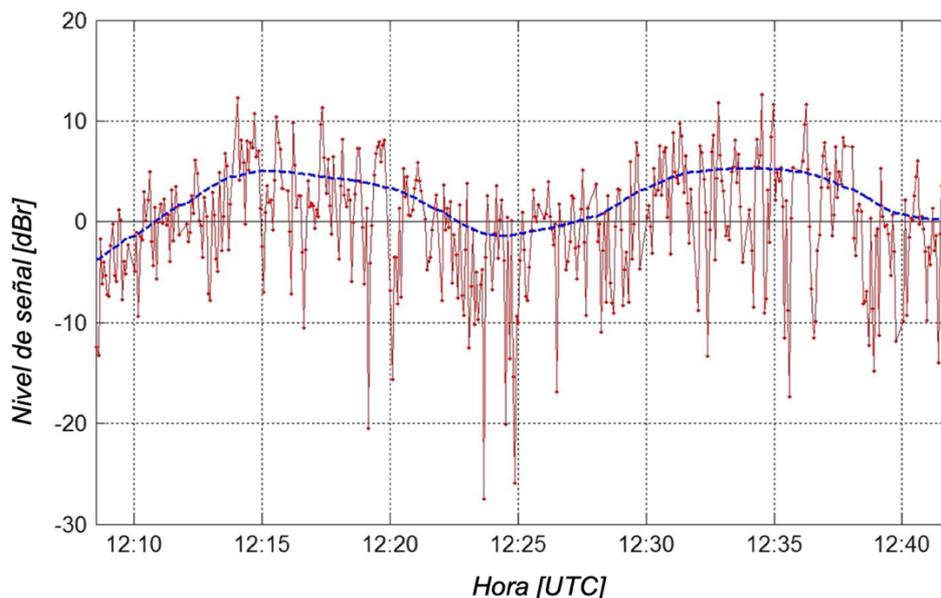


Figura 4.1: Medición de un enlace NVIS, en rojo se muestra el fading rápido y en azul el fading lento (Witvliet,2017).

4.2.2 Dispersión del retardo

La dispersión del retardo de propagación o 'delay spread' es una medida del efecto multitrayecto de un canal de comunicaciones. En general, se interpreta como la diferencia de tiempo entre la llegada de la primera componente y la última componente multitrayecto. Para medir su valor se puede usar el perfil de potencia del canal obtenido de gráficos. Este efecto debido al multitrayecto puede causar **interferencia intersímbolo** (ISI). Por ello, al diseñar un sistema se debe tener en cuenta que la duración del símbolo debe ser suficientemente grande, generalmente diez veces el delay spread, para garantizar un canal libre de ISI. Otra forma de minimizarlo es usando ecualizadores y modulaciones multiportadoras (Witvliet,2017).

Este retardo en el dominio del tiempo está vinculado al "ancho de banda de coherencia"; en el dominio de frecuencia, una medida estadística del rango de frecuencias sobre el cual todas las componentes espectrales se transfieren con ganancia aproximadamente plana y fase lineal (Proakis,1995).

4.2.3 Desplazamiento Doppler

No solo es importante el nivel del fading, sino también su período de aparición (Witvliet,2017). El fading se expresa generalmente en términos de su autocorrelación, o sea, midiendo la velocidad con la cual un punto en la serie de tiempo se relaciona con su vecino. Esta diferencia de tiempo se conoce como "tiempo de coherencia" (Proakis,1995). El tiempo de coherencia tiene una relación directa con la propagación Doppler del canal ya que canales con gran dispersión Doppler tienen componentes de señal que cambian en fase a lo largo del tiempo presentando un tiempo de coherencia corto. Este tiempo debe tenerse en cuenta a la hora de elegir el símbolo de la modulación, para asegurar que el canal tenga una respuesta aproximadamente constante durante el tiempo del símbolo.

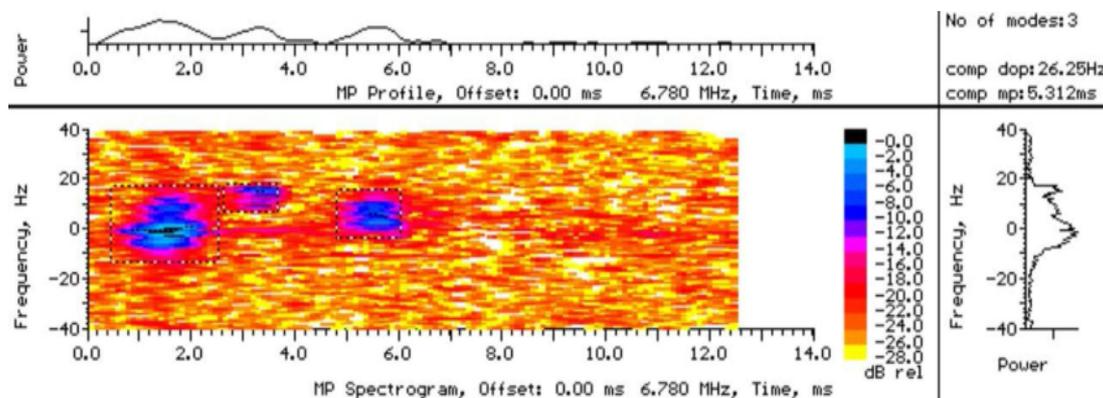


Figura 4.2: Dispersión Doppler y Dispersión de Retardo (Witvliet,2017).

4.3 Modelo de Watterson

En la Fig. 4.3 se representa un diagrama de bloques del modelo estacionario de canal ionosférico con dispersión gaussiana válido para su utilización en canales de hasta 12 KHz que se conoce normalmente como modelo de Watterson (Watterson, 1970).

La señal de entrada (transmitida) se aplica a una línea de retardo ideal y pasa a través de varias derivaciones ajustables, numeradas como $1, 2, \dots, i, \dots, L$, cada una de las cuales corresponde a un trayecto de propagación ionosférica. En cada derivación, la señal retardada se modula en amplitud y fase, mediante la adecuada función de ganancia-derivación compleja aleatoria, $G_i(t)$. En el modelo de canal de dispersión gaussiana, cada función de ganancia-derivación se define mediante la siguiente expresión:

$$G_i(t) = G_{ia}(t) \cdot e^{j2\pi f_{dia} t} + G_{ib}(t) \cdot e^{j2\pi f_{dib} t} \quad \text{Ec. 4.1}$$

donde los subíndices a y b indican las dos componentes **magnetoiónicas** que suelen encontrarse en cada trayecto. A su vez, $G_{ia}(t)$ y $G_{ib}(t)$ son funciones complejas (bivariantes) e independientes procesos aleatorios gaussianos, ergódicos. La amplitud de cada función de ganancia de derivación obedece a la distribución de Rayleigh y la fase sigue una distribución uniforme. Se incluyen además en la Ec. 4.1, los factores exponenciales para obtener los desplazamientos de frecuencia (Doppler) deseados, f_{dia} y f_{dib} , para las componentes magnetoiónicas en el espectro de ganancia-derivación.

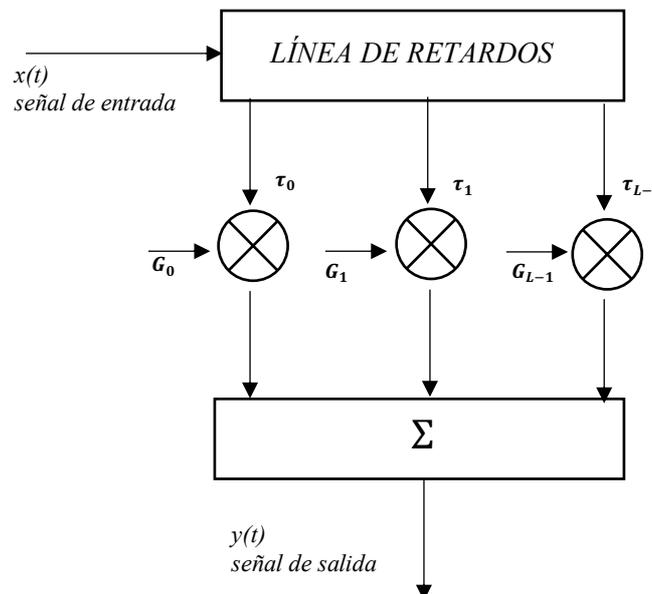


Figura 4.3: Diagrama de bloques del modelo de canal ionosférico en HF

Cada función de ganancia-derivación de la Ec. 4.1 tiene un espectro de potencia, $S_i(f)$, que generalmente consiste en la suma de las dos componentes magnetoiónicas. Cada una es una función gaussiana de la frecuencia, f , especificada en la Ec. 4.2 y se muestra en la Fig.4.4:

$$S_i(f) = \frac{1}{A_{ia} \sigma_{ia} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-f_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2}} + \frac{1}{A_{ib} \sigma_{ib} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-f_{ib})^2}{2\sigma_{ib}^2}} \quad \text{Ec. 4.2}$$

donde,

A_{ia} y A_{ib} son las atenuaciones de las componentes

f_{ia} y f_{ib} son los desplazamientos de frecuencia

$2\sigma_{ia}$ y $2\sigma_{ib}$ son las dispersiones de frecuencia de cada componente

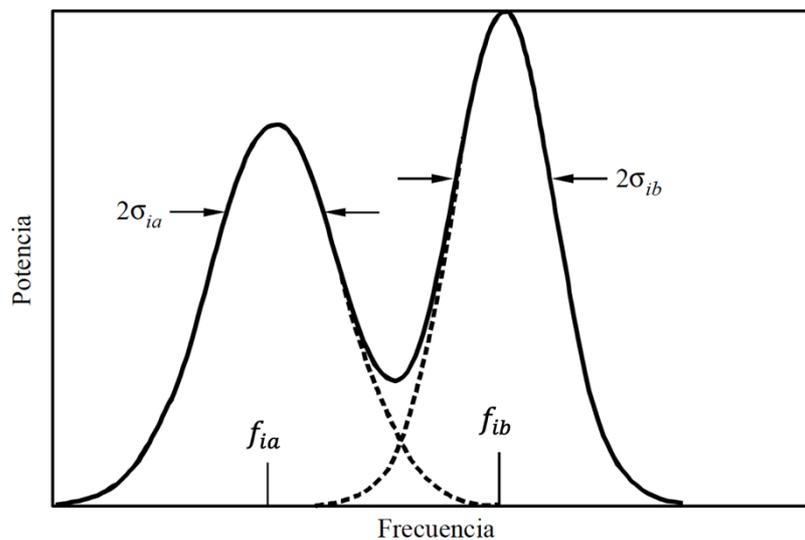


Figura 4.4: Espectros de potencia de ganancia-derivación en el modelo de dispersión gaussiana

Cuando se usa para evaluar un sistema de comunicaciones, el modelo Watterson se simplifica simulando solo dos trayectos ionosféricos. Se desprecia la división magnetoiónicas; es decir, únicamente se utiliza un término de las ecuaciones (4.1) y (4.2). Ambos modos presentan una atenuación media igual, las mismas dispersiones por efecto Doppler y separados por un retardo multitrayecto.

Por lo tanto, tres parámetros determinan el comportamiento de un simulador de canal Watterson:

- Retardo entre los dos caminos (dispersión de retardo);
- Ancho de banda de los procesos de ganancia de desvanecimiento (dispersión Doppler);
- Atenuación con distribución de Rayleigh y fase uniforme.

Los valores representativos para los parámetros de desvanecimiento, que se muestran en la Tabla 4.1. se pueden encontrar en la recomendación R. 1487 de la ITU. Estos parámetros de prueba suponen dos trayectos de potencia iguales con un retardo fijo entre las rutas definidas por el delay spread. Cada camino exhibe desvanecimiento de Rayleigh con un ancho de banda de desvanecimiento definido por Doppler.

Condición del canal	Delay spread (ms)	Doppler Spread (Hz)
Buenas condiciones	0.5	0.1
Condiciones medias	1	0.5
Condiciones malas	2	1
Incidencia cuasi vertical perturbada	7	1

Tabla 4.1: características del canal en latitudes medias (ITU-R 1487)

4.4 Modelo de Furman

Como se presentó en el capítulo 2, existen cambios en la ionósfera que son “regulares”: una morfología diurna y nocturna donde se combinan procesos de producción por ionización y recombinación lo que determina una distribución vertical de densidad numérica de electrones libres e iones. A este proceso se suman ciclos estacionales y el ciclo solar con periodo de aproximadamente 11 años (Rishbeth & Garriot, 1969, entre otros). Sin embargo, la propagación ionosférica también está sujeta a “irregularidades”, variaciones impredecibles de naturaleza estadística (debido a fluctuaciones ionosféricas aleatorias) y de naturaleza episódicas, debido a perturbaciones originadas en el sol y en el campo magnético terrestre (Furman & Kioshi, 2009). La naturaleza variable e impredecible de los fenómenos ionosféricos puede describirse en términos estadísticos como la combinación de una distribución de Rayleigh en intervalos de tiempo cortos y con una distribución log-normal en escalas de tiempo de hasta una hora con una variación en la SNR, una desviación estándar de aproximadamente 4dB y autocorrelación exponencial con constante de tiempo de aproximadamente 10 segundos. Esta contribución fue propuesta y verificada experimentalmente por Furman y McRae en 1993 cuando realizaron un enlace desde Rochester, New York a Melbourne, Florida.

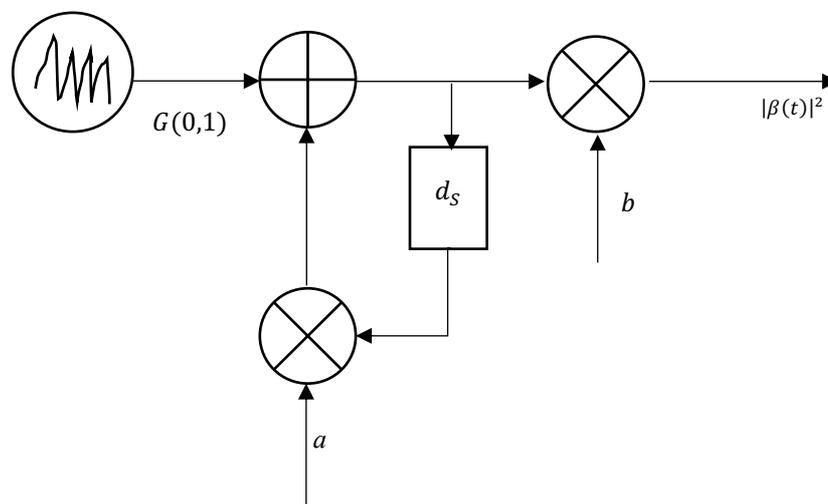


Figura 4.5: Implementación del Fading intermedio

La entrada es un generador de ruido que produce muestras gaussianas no correlacionadas de media cero y desviación estándar unitaria. Se generan una serie de variaciones lentas distribuidas Gaussianas, pero forzando las propiedades de autocorrelación presentes en la realidad. La constante de tiempo de autocorrelación está determinada por el valor de "a" y la tasa de actualización del filtro.

Las muestras de entrada se "retrasan" por ds , se multiplican por a y se añaden a la muestra de entrada actual, donde $a = e^{-\frac{P}{TC}}$. P es el período de actualización del filtro y TC es la constante de tiempo del filtro, ambos medidos en segundos. Finalmente, la salida del filtro se multiplica por el parámetro de ganancia $b = \sigma_L \cdot \sqrt{1 - a^2}$ para introducir la variabilidad deseada, donde σ_L es la desviación deseada en dB.

Se utilizó el período de actualización P de 0.1 o 1.0 segundos, según la constante de tiempo TC . Los valores σ_L y TC se obtienen de enlaces reales como en Furman & Kioshi (2009)

La función de autocorrelación $R(\tau)$ del filtro está dada por

$$R(\tau) = \sigma_L^2 \cdot e^{-\frac{\tau P}{TC}} \quad \text{Ec. 4.3}$$

4.5 Presupuesto del enlace

El presupuesto de enlace es una representación completa de la variación del nivel de potencia de la señal desde el transmisor hasta el receptor. Se incluyen todas sus componentes, fuentes de ruido e interferencias electromagnéticas y otros efectos a lo largo del enlace de radio. Según el standard IEEE, 1413-1998, el presupuesto del enlace es un requisito previo para el diseño de un sistema de radio específico y su evaluación de confiabilidad. Con mayor frecuencia, el nivel de potencia de la señal de salida del transmisor HF NVIS está en el rango de varias decenas a varios cientos de Watts. De acuerdo con (Johnson,2013), la ganancia de una antena NVIS está en el rango de 2.5dBi a 7.5dBi para el caso de una antena fija, mientras que para una antena móvil se aplica un valor más bajo, incluyendo la ganancia de antena equivalente y la pérdida del equipo de transmisión.

Lo primero que se calcula es la atenuación de espacio libre, L_{bf} expresada en decibelios en la Ec. 4.3, según (Blake,2009):

$$L_{bf} = 32.44 + 20 \log f + 20 \log(d) \quad \text{Ec. 4.3}$$

donde la frecuencia f está expresada en MHz y la distancia de transmisión d en Km.

El valor medio de la pérdida de transmisión NVIS de espacio libre según Ec. 4.3 es de 101.5 dB a frecuencias entre 2MHz y 10MHz y a distancias terrestres de transmisión de 100km (trayecto de propagación: 608.28 Km con un ángulo de elevación de 80°). La pérdida de potencia debido a la absorción en la capa de ionosfera D es de 10dB a 20dB y la pérdida de despolarización de onda recibida alcanza hasta 3dB (Burgess & Evans,1999). El nivel de potencia media total de la señal deseada en la salida de la antena receptora es -88 dBW.

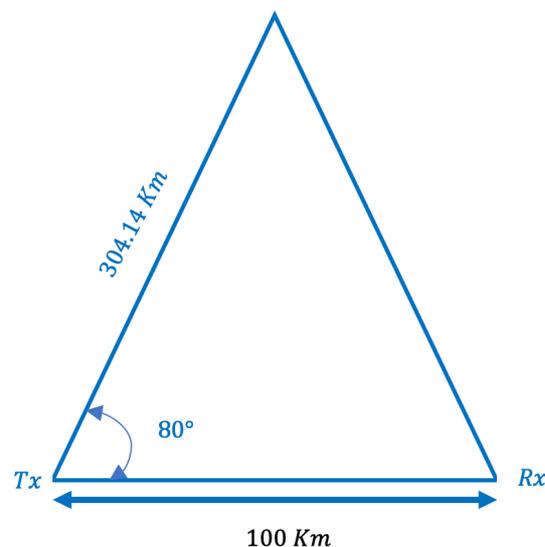


Figura 4.6: Camino de propagación de la onda electromagnética

De acuerdo con (ITU-R P.372-8) la potencia de ruido disponible en una antena sin pérdida equivalente, P_n expresado en decibelios referidos a 1W es:

$$P_n = F_a + 10 \log(B) + 10 \text{Log} (kT_0) = F_a - 169.2 \text{ dB} \quad \text{Ec. 4.5}$$

Donde la cifra de ruido externa F_a está en decibelios, el ancho de banda del sistema receptor es de $B = 3\text{KHz}$, la constante de Boltzman $k = 1.38 * 10^{-23} \frac{J}{K}$ y la temperatura de referencia es $T_0 = 290 \text{ K}$. Si se tiene en cuenta el ruido atmosférico, el ruido artificial y el ruido galáctico, el valor medio del factor de ruido externo total es $F_a = 45.9\text{dB}$ y de acuerdo con (Johnson, 2013) la potencia de ruido disponible de una antena sin pérdidas equivalente es $P_n = -123.3 \text{ dBW}$.

En la recomendación ITU-R F.339-7, se especifica la relación portadora a ruido requerida (CNR) de 6dB, 15dB y 33dB corresponde al grado de servicio "simplemente utilizable", "marginalmente comercial" y "bueno comercialmente" respectivamente.

4.6 Técnicas de transmisión de datos en canales de banda angosta.

Una vez presentado el modelo de canal ionosférico para comunicaciones NVIS y realizado un primer presupuesto de enlace, se presentan, ahora, algunas técnicas para mitigar la naturaleza dispersiva y variable en el tiempo de este canal para aplicar tanto del lado del transmisor como del receptor.

A continuación, se describen los efectos y las soluciones propuestas para cada uno de los casos.

- I. Los efectos de Fast Fading (ruido, trayectoria múltiple y desvanecimientos cortos) se abordan mejor con las técnicas de modulación y codificación.
- II. Las inestabilidades de término intermedio (del orden de segundos a minutos) pueden superarse mediante un protocolo de enlace de datos que repita tramas de datos perdidos, como el protocolo ARQ.
- III. Las variaciones a largo plazo se abordan mejor seleccionando una frecuencia de operación adecuada, una tarea que las redes modernas relegan al establecimiento de enlace automático (ALE).

4.7 Modem y Codificación

En esta sección, presentamos y evaluamos una serie de enfoques para enviar datos de manera confiable a través del canal en banda de HF, incluida la modulación de portadora única, multiportadoras y varios enfoques de códigos de corrección de errores, incluida la codificación de canales y el entrelazado. Abordaremos la propagación por trayectos múltiples, el desvanecimiento y el ruido impulsivo, cada uno de los cuales presenta un desafío a la hora de diseñar un enlace de radio de HF.

1.a Resolver el problema de una SNR fluctuante

Para hacer frente a los efectos del fading y ruido eléctrico que se encuentran en los canales de HF, se puede emplear la combinación de códigos de corrección de errores (FEC) y el entrelazado.

Los códigos de corrección de errores introducen redundancia en una cadena de bits (o flujo de símbolos) que ayudará al receptor a corregir errores introducidos por el canal. Los FEC comúnmente utilizados en los canales HF son códigos Reed-Solomon (RS), códigos Golay, códigos BCH, códigos TCM, códigos convolucionales y Códigos turbo (Johnson,2013). En general, dichos códigos son más efectivos si los errores ocurren en ráfagas cortas. Desafortunadamente, el canal ionosférico puede producir largas cadenas de errores durante los desvanecimientos. Tales ráfagas de error harán que la mayoría de los códigos FEC fallen. En algunos casos el proceso de corrección, puede introducir errores adicionales. Para solucionar este inconveniente se usa un entrelazado que requiere que la longitud del mismo sea sustancialmente mayor que la duración del fading o de la ráfaga de ruido. Varias arquitecturas de entrelazadoras (bloque, convolucional y helicoidal) se encuentran en la literatura (Proakis y Wilson, 1995). Sin embargo, los beneficios de un entrelazador tienen un costo en latencia. Para aplicaciones de broadcast, hay pocas desventajas en el uso de un entrelazador largo, pero para aplicaciones de datos que emplean un protocolo de solicitud de repetición automática (del inglés Automatic Repeat reQuest, ARQ), las latencias largas de entrelazadores pueden reducir en gran medida el rendimiento del sistema (Johnson,2013).

4.7.1.b Resolver el problema de la interferencia entre símbolos (ISI)

La propagación por trayectos múltiples genera una dispersión del retardo de propagación en el receptor. La magnitud de retardo varía con latitud, estación, hora del día, etc. Muchos caminos ionosféricos exhiben retardos en el orden de unos pocos milisegundos. esto significa que las señales de datos de HF sufrirán ISI en una magnitud correspondiente. Una de las posibles soluciones es usar tiempos de símbolos varias veces más grandes que el retardo de propagación esperado. Esto limita la velocidad de señalización y, por lo tanto, la velocidad de datos alcanzable para cada subportadora modulada. Si se desean velocidades de datos más altas, se deben emplear múltiples subportadoras (Witvliet,2018). Otra posible solución es modular una sola subportadora a una velocidad de símbolo alta e intentar deshacer la distorsión de múltiples rutas en el receptor (por ejemplo, mediante el uso de un ecualizador adaptativo o un estimador de secuencia de máxima verosimilitud (MLSE)(Johnson,2013).

4.7.1.c Automatic Repeat reQuest (ARQ) para enlaces HF

La modulación y codificación pueden resolver variaciones de canal de HF corto plazo. Sin embargo, como se señaló anteriormente, las variaciones a más largo plazo requieren características adaptativas como la detección automática de errores de trama y retransmisión con el fin de mejorar la confiabilidad de la transmisión de datos a través del canal. Suelen utilizarse en sistemas que no actúan en tiempo real, ya que el tiempo que se pierde en el reenvío puede ser considerable y suele ser más útil emitir mal en el momento, que hacerlo correctamente un tiempo después. El protocolo ARQ pertenece a la capa de enlace de datos y/o a la capa de transporte del modelo OSI (Dean Sumic,2009) donde los paquetes a enviar se segmentan en tramas, que son segmentos contiguos de unos cientos de bytes.

La mayoría de los enlaces de datos de HF funcionan en una dirección, por lo que los protocolos de solicitud de repetición automática (ARQ) de HF son cíclicos: la estación A envía una o más tramas de datos (la transmisión directa) a la estación B, la dirección del enlace se invierte (la estación A se convierte en el receptor y la estación B en el transmisor), la estación A envía una confirmación de recepción (ACK), y el enlace vuelve a cambiar. Este ciclo se repite hasta que todo el mensaje ha sido enviado correctamente. El tiempo de respuesta del enlace puede ser mucho más largo que para otros medios inalámbricos.

En general, los protocolos ARQ se clasifican en:

- 1- Los protocolos de parada y espera son los más simples donde se envía una única trama de datos. De modo que una vez se envía un paquete no se remite el

siguiente paquete hasta que no se recibe el correspondiente ACK y en caso de recibir un NACK (rechazo de la recepción) se reenvía el paquete anterior. Este protocolo asegura que la información no se pierde y que las tramas o paquetes se reciben en el orden correcto. Es el más simple de los métodos ARQ. Si el ACK no logra llegar al emisor antes de un cierto tiempo, llamado tiempo de espera, entonces el emisor, reenvía la trama otra vez. En caso de que el emisor sí reciba el ACK, entonces envía la siguiente trama.

2- Los protocolos de rechazo simple (Go-back-N) envían múltiples tramas de datos en cada transmisión hacia el receptor antes de pausar por un ACK. Esto conduce a una mayor eficiencia sobre los protocolos de parada y espera porque el tiempo perdido para vincular los plazos de entrega y la recepción del ACK se amortizan en todas las tramas de la transmisión directa. En los protocolos Go-back-N, el ACK indica la primera trama desde el avance anterior, que debe ser reenviada. Todas las tramas que siguen a esa faltante también se deben volver a enviar. Aunque esto puede ser ineficiente, significa que no se requiere que el receptor almacene las tramas recibidas de manera desordenada. Si se utiliza un protocolo de este tipo, entonces, lo que se reenvía es todo lo que no haya sido confirmado.

3- Los protocolos de repetición selectiva (del inglés Selective Repeat, SR) son los más complejos, pero también los más eficientes para canales HF. En este tipo de respuesta ARQ se envían paquetes hasta que se recibe un NACK o hasta que se completa la ventana de transmisión definida; en ese momento se termina de enviar el paquete que estábamos transmitiendo y se reenvía el paquete que tenía errores; inmediatamente después se sigue enviando la información a partir del último paquete que se había enviado. Este tipo de ARQ exige una memoria en el transmisor que sea capaz de almacenar tantos datos como los que puedan enviarse en una ventana de transmisión (timeout), ya que será el tiempo máximo de espera y esos datos deben reenviarse tras detectar un error. Otra de las exigencias de este tipo de ARQ es la numeración de los ACK's para poder distinguir qué paquete de información están recibiendo. Quizá el más molesto de todos los inconvenientes sea la recepción desordenada de la información, lo que obliga a mantener otra ventana en recepción para poder pasar los datos de manera ordenada a la capa superior en caso de recibir un paquete con errores.

En la Fig. 4.7 se exhiben los tres casos; en el ejemplo de parada y espera, el primer desvanecimiento corrompe la primera trama ACK. El tiempo de espera del transmisor caduca y el transmisor reenvía la trama 1. Se recibe un ACK, por lo que el transmisor envía la trama 2, pero esa trama de datos está dañada y el receptor no envía ACK.

Después de que expira el tiempo de espera, el transmisor reenvía la trama 2. A partir de ese momento, el enlace no sufre pérdidas.

En el ejemplo de Go-back-N, las tramas 2 y 6 están dañadas, por lo que solo se confirma la trama 1. El transmisor comienza su segunda transmisión desde la trama 2 y a continuación las siguientes tramas.

Por último, en el ejemplo de repetición selectiva, las mismas tramas (2 y 6) están dañadas, por lo que el receptor reconoce las tramas 1, 3, 4, 5, 7 y 8 como recibidos sin errores. Las dos tramas faltantes son reenviadas en la siguiente transmisión, seguido de nuevas tramas que comienzan con la trama 9.

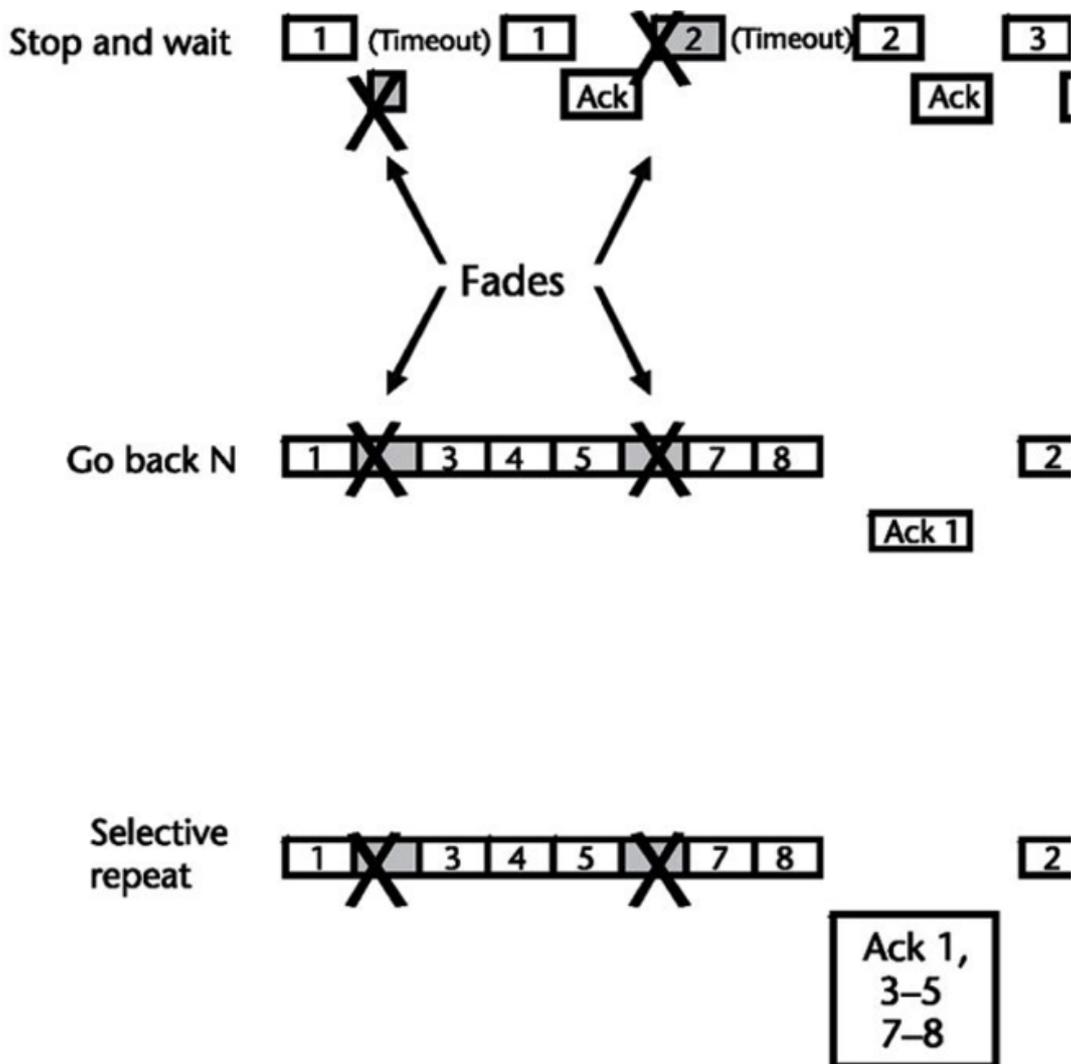


Figura 4.7: Ejemplo didáctico de protocolos ARQ

4.8 Establecimiento automático del enlace (ALE)

Uno de los desafíos clave en el uso de comunicaciones HF es encontrar una frecuencia que soporte tráfico de datos. En los capítulos anteriores se explicó que hay un rango de frecuencias utilizables que dependen de la hora del día, las estaciones, el clima espacial y las ubicaciones de las estaciones.

Antiguamente, se especificaba una frecuencia durante el día, una frecuencia durante la noche y el momento del día en que debía cambiarse. Este procedimiento no proporcionó alta confiabilidad, pero fue fácil de entender y daba interoperabilidad a través de una red (Koshi, 2013). Para enlaces subionosféricos críticos donde se requería la máxima confiabilidad se empleaban operadores de radio altamente calificados para mantener un enlace operativo durante las 24hs.

En la primera etapa, la evaluación de canales en tiempo real (RTCE) y el establecimiento automático de enlaces (ALE) han surgido para resolver este problema (Furman and Koshi,2009). La primera generación de ALE proporcionaba las frecuencias óptimas para detección de canal de HF. La segunda generación de ALE se basó en estándares como MIL-STD-188-141A y FED-STD-1045 (Witvliet,2018) que han integrado el análisis de calidad de enlace (LQA), el establecimiento automático de enlace (ALE) y mantenimiento de enlace automático (ALM). A principios del siglo XXI, surgió el ALE de tercera generación (3G-ALE) (Johnson,2013), que permitía más tráfico y admitía redes más grandes y heterogéneas. Se lograron reducciones en los tiempos de establecimiento del enlace, a no más de 10 segundos, una mayor robustez y posibilidad de funcionar en condiciones de canal más deterioradas en comparación con 2G-ALE. La tecnología de radio cognitiva aplicada en ALE 4G permite actualmente a los dispositivos de radio acceder dinámicamente a canales desocupados mediante el aprendizaje en un entorno electromagnético variable en el tiempo. No importa que generación de tecnología ALE sea, la idea básica es hacer un sondeaje del canal primero y luego seleccionar el canal apropiado para la comunicación. Como el tiempo de sondeaje lleva mucho tiempo, esta tecnología puede no funcionar normalmente cuando el entorno cambia rápidamente, por ejemplo, **cuando hay un dispositivo de bloqueo de seguimiento cerca del receptor (jamming) (Xi Chen, 2018).**

4.9 Conclusión

En este capítulo se definió el modelo de canal cuasi vertical, como así también, se realizó un presupuesto de enlace, requisitos imprescindibles al momento de un diseño de un radio enlace. Asimismo, se presentaron técnicas de modulación y codificación para mitigar los efectos de fading de corta duración. Del mismo modo, las inestabilidades de duración intermedias pueden superarse mediante un protocolo de enlace de datos que repite tramas de datos perdidos. Por último, las variaciones a largo plazo se abordan mejor seleccionando el protocolo ALE.

El próximo capítulo presenta conceptos teóricos sobre aprendizaje automático que permitirá mejorar el modelo computacional presentado, utilizando algoritmos de aprendizaje reforzado para tomar decisiones óptimas en un entorno dinámico.

CAPÍTULO V

Aprendizaje reforzado como técnica para tomar decisiones

5.1 Introducción

El aprendizaje reforzado o más conocido como “Reinforcement Learning” (RL) es una rama del aprendizaje automático (“machine learning”) que ha ganado cierta popularidad en los últimos tiempos ya que permite entrenar algoritmos de inteligencia artificial (IA) que aprenden de sus propias acciones y optimizan su comportamiento. En otras palabras, al sistema no se le dice qué acciones tomar, sino que determina qué acciones debe escoger un agente, en un entorno dado, con el fin de maximizar alguna noción de "recompensa" o premio acumulado.

La definición más aceptada de RL es: “Enfoque computacional para el aprendizaje enfocado a cumplir objetivos a partir de la interacción con el entorno”. Utiliza una situación de aprendizaje idealizada y explora la eficacia de varios algoritmos (Sutton & Barto,2018). Dentro del aprendizaje automático se identifican tres ramas, aprendizaje supervisado, no supervisado y reforzado. Este último se diferencia de los anteriores ya que no se le presentan pares entrada-salida. Es decir, un agente adquiere experiencia de los estados, acciones, transiciones y recompensas con aprendizaje y evaluación en forma concurrente.

Un aprendizaje reforzado, por su generalidad, se estudia en muchas otras disciplinas, como la teoría del juego, teoría de control, investigación de operaciones bursátiles, psicología, teoría de la información, la optimización basada en la simulación, estadísticas y algoritmos genéticos; aplicaciones en robótica y en aviones no tripulados, entre otras. Cuando pensamos en la naturaleza del aprendizaje, lo primero que se nos ocurre es la de un agente que aprende interactuando con su entorno. Por ejemplo, cuando un bebé juega mueve los brazos o mira a su alrededor, y si bien no tiene un maestro, sí tiene una conexión sensorio-motora directa con su entorno. El ejercicio de esta conexión produce una gran cantidad de información sobre causa y efecto, sobre las consecuencias de las acciones y sobre qué hacer para conseguir recompensas. Es así que, a lo largo de nuestras vidas, tales interacciones son sin duda una fuente importante de conocimiento sobre nuestro entorno y nosotros mismos. Si estamos aprendiendo a conducir un automóvil o para mantener una conversación, somos muy conscientes de cómo responde nuestro entorno a lo que hacemos, y buscamos influir en lo que sucede a través de nuestro comportamiento. Aprender interactuando es una idea fundamental que subyace en casi todas las teorías del aprendizaje e inteligencia artificial (Sutton & Barto,2018).

Uno de los desafíos que surgen en RL, y no en otros tipos de aprendizaje, es la relación de compromiso (Trade-Off) para hallar un equilibrio entre lo que se conoce como “exploración” y “explotación”. Para obtener mucha recompensa, un agente debe preferir las acciones que ha intentado en el pasado y resultaron ser efectivas. Pero para descubrir tales acciones, tiene que intentar aquellas que nunca fueron seleccionadas. Es por ello, el agente explota lo que ya tiene experimentado para obtener recompensas, pero también tiene que explorar para mejorar selecciones de acciones en el futuro. El dilema es que ni la exploración ni la explotación pueden ser perseguidas exclusivamente sin fallar en la tarea. De esa manera, el agente debe probar una variedad de acciones y favorecer progresivamente a aquellos que parecen ser las mejores, por lo que cada acción debe intentarse muchas veces para obtener una estimación confiable de su recompensa esperada.

A lo largo de este capítulo presentaremos una formulación matemática para desarrollar la teoría del aprendizaje reforzado, conocida como Procesos Markovianos (MDP), y definiciones claves como los de retornos esperados, funciones de valor y acción valor usando algoritmos de evaluación para encontrar soluciones aproximadas por medio de métodos lineales y no lineales para estimación de funciones de acción-valor con algoritmos Q-learning.

5.2 Descripción del aprendizaje por refuerzos

Los dos elementos principales de un sistema de aprendizaje por refuerzos son el agente y el entorno.

El agente es un programa de software que aprende a tomar decisiones inteligentes. Podemos decir que un agente es un aprendiz en el entorno de RL. En este contexto, el transmisor puede considerarse un agente ya que aprende a seleccionar los mejores parámetros de transmisión de acuerdo al entorno.

El entorno es el mundo del agente. El canal de comunicaciones NVIS, los otros usuarios transmitiendo en la banda de frecuencias de HF, los posibles enemigos que intenten interceptar o deteriorar las comunicaciones, son el entorno en el cual el transmisor interactúa.

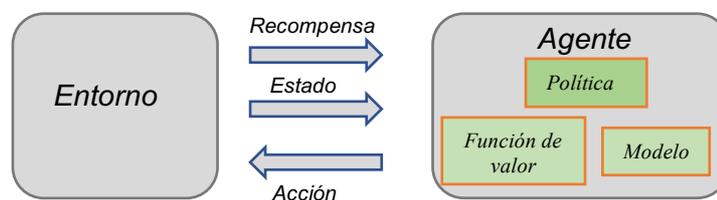


Figura 5.1: Diagrama Agente- Entorno

Más allá del agente y el entorno, se identifican cuatro subelementos principales de un sistema RL: una política, una señal de recompensa, una función de valor y, opcionalmente, un modelo del entorno como se observa en la Fig.5.1.

Una política define la forma de comportarse del agente en un momento dado. Hablando en términos generales, una política es un mapeo de los estados percibidos del entorno a las acciones que deben tomarse en esos estados. Corresponde a lo que en psicología se llamaría un conjunto de reglas o asociaciones de estímulo-respuesta (Sutton & Barto,2018). En algunos casos, la política puede ser una función simple o una tabla de búsqueda, mientras que en otros puede implicar un cálculo extenso. La política es el núcleo de un agente en el sentido de que solo es suficiente para determinar su comportamiento. En general, las políticas pueden ser estocásticas especificando probabilidades para cada acción.

Una señal de recompensa define el objetivo de un problema de RL. En cada paso discreto de tiempo, el entorno devuelve al agente un número real llamado "recompensa". El único objetivo del agente es maximizar la recompensa total que recibe a largo plazo. Esta define cuales son los eventos buenos y malos para el agente. En un sistema biológico, podríamos pensar que las recompensas son análogas a las experiencias de placer o dolor. Son las características inmediatas y definitorias del problema que enfrenta el agente. La señal de recompensa es la base principal para alterar la política;

si una acción seleccionada por la política es seguida por una recompensa baja, entonces la política puede cambiarse para seleccionar otra acción en esa situación en el futuro.

En general, las señales de recompensa pueden ser funciones estocásticas del estado del entorno y de las acciones tomadas.

Mientras que la señal de recompensa indica lo que es bueno en un sentido inmediato, la función de valor especifica lo que es bueno a largo plazo. En términos generales, la función de valor de un estado es la cantidad total de recompensa que un agente podría esperar acumular en el futuro, comenzando en ese estado. Para hacer una analogía con el ser humano, las recompensas son algo como el placer (si es alto) y dolor (si es bajo), mientras que las funciones de valor corresponden a un juicio más refinado y con visión de futuro de lo contentos o disgustados que estamos de que nuestro entorno se encuentre en un estado en particular.

Las recompensas son, en cierto sentido, primarias; mientras que las funciones de valor, como predicciones de recompensas, son secundarias. Sin embargo, son las funciones de valor son las que más nos interesan para evaluación y toma de decisiones. Desafortunadamente, es mucho más difícil determinar las funciones de valor que determinar las recompensas. Las recompensas son básicamente dadas directamente por el entorno, pero las funciones de valor deben estimarse y reestimarse a partir de las secuencias de observaciones que hace un agente durante todo un largo intervalo. De hecho, es la componente más importante de casi todos los algoritmos de aprendizaje por refuerzo donde necesitamos estimar valores de manera eficiente.

El cuarto y último elemento de algunos sistemas de aprendizaje por refuerzo es un modelo del entorno. Esto es algo que imita el comportamiento del entorno, o más generalmente, que permite hacer inferencias sobre cómo se comportará el mismo.

5.3 El aprendizaje reforzado frente a otros paradigmas del aprendizaje automático

Como se mencionó en la introducción, el aprendizaje automático se puede dividir en tres categorías o paradigmas: aprendizaje supervisado, aprendizaje NO supervisado y aprendizaje reforzado (RL).

En el aprendizaje supervisado, la máquina aprende de los datos de entrenamiento. Los datos de entrenamiento consisten en un par etiquetado de entradas y salidas. Entonces, entrenamos el modelo (agente) usando los datos de entrenamiento de tal manera que el modelo pueda generalizar su aprendizaje a nuevos datos. Se llama aprendizaje supervisado porque los datos de entrenamiento actúan como un supervisor, ya que tienen un par etiquetado de entradas y salidas, y guían al modelo en el aprendizaje de la tarea dada.

Con un simple ejemplo, podemos mostrar la diferencia entre aprendizaje supervisado y reforzado con un ejemplo. Considere la analogía del perro que discutimos anteriormente en este capítulo. En el aprendizaje supervisado, para enseñarle al perro a atrapar una pelota, lo enseñaremos explícitamente especificando girar a la izquierda, ir a la derecha, avanzar siete pasos, atrapar la pelota, etc., en forma de datos de entrenamiento. Pero en RL, simplemente lanzamos una pelota, y cada vez que el perro atrapa la pelota, le damos una galleta (recompensa). Entonces, el perro aprenderá a atrapar la pelota mientras trata de maximizar las galletas (recompensa) que puede obtener.

De manera similar al aprendizaje supervisado, en el aprendizaje no supervisado, entrenamos el modelo (agente) en función de los datos de entrenamiento. Pero en el caso del aprendizaje no supervisado, los datos de entrenamiento no contienen etiquetas; es decir, consta solo de entradas y no de salidas. El objetivo del aprendizaje no supervisado es determinar patrones ocultos en la entrada. Existe la idea errónea de que RL es un tipo de aprendizaje no supervisado, pero no lo es. En el aprendizaje no supervisado, el modelo aprende la estructura oculta, mientras que, en RL, el modelo aprende maximizando la recompensa.

Por ejemplo, considere un sistema de recomendación de películas. Digamos que queremos recomendar una nueva película al usuario. Con el aprendizaje no supervisado, el modelo (agente) encontrará películas similares a las películas que el usuario (o usuarios con un perfil similar al del usuario) ha visto antes y recomendará nuevas películas al usuario. Con RL, el agente recibe constantemente comentarios del usuario. Esta retroalimentación representa recompensas (una recompensa podría ser las calificaciones que el usuario ha otorgado por una película que ha visto, el tiempo

dedicado a ver una película, el tiempo dedicado a ver avances, etc.). Según las recompensas, un agente de RL comprenderá la preferencia de película del usuario y luego sugerirá nuevas películas en consecuencia. Dado que el agente de RL está aprendiendo con la ayuda de recompensas, puede comprender si la preferencia de película del usuario cambia y sugerir nuevas películas de acuerdo con la preferencia de película modificada del usuario de forma dinámica.

Por lo tanto, podemos decir que, tanto en el aprendizaje supervisado como no supervisado, el modelo (agente) aprende basándose en el conjunto de datos de entrenamiento dado, mientras que en RL el agente aprende interactuando directamente con el entorno. Por tanto, RL es esencialmente una interacción entre el agente y su entorno.

5.4 Conceptos fundamentales del aprendizaje reforzado

Como se mencionaron en capítulos anteriores, la selección de los parámetros de transmisión para establecer un enlace óptimo de comunicaciones cuasi verticales se enfrenta principalmente a dos desafíos a saber: la dinámica de disponibilidad del espectro y la dinámica desconocida de la ganancia del canal NVIS. Se demuestra en (Xi Chen & Yang, 2018) que estos cambios a menudo tienen cierta **correlación de tiempo o frecuencia a lo largo del tiempo**, lo que permite aprender a predecir el canal óptimo en el momento siguiente. En consecuencia, para afrontar esta problemática es necesario definir conceptos fundamentales los cuales se presentan a continuación.

Como se definió en la sección 5.2, el agente y el entorno interactúan en cada instante de tiempo discreto $t = 0, 1, 2, 3, \dots$ donde el agente recibe alguna representación, que se interpreta como información, del estado del entorno, denotada como $S_t \in S$, y sobre esa base selecciona una acción, denotada como $A_t \in A(S)$. Un tiempo más tarde, como consecuencia de la acción tomada, el agente recibe una recompensa numérica, denotada como $R_{t+1} \in R \subset \mathcal{R}$, y pasa a un nuevo estado, S_{t+1} . Resultando una secuencia que se puede describir de la siguiente forma: $S_0, A_0, R_1, S_1, A_1, R_2, S_2, A_2, R_3, \dots$

El proceso se ilustra en la Fig. 5.2

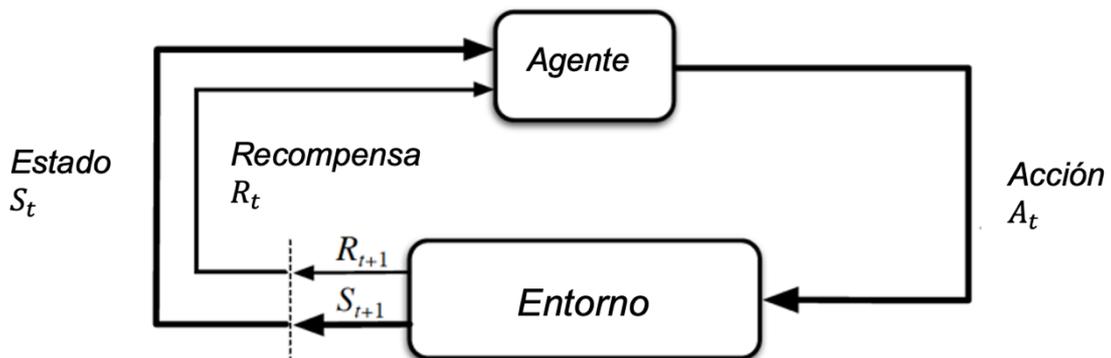


Figura 5.2: Diagrama general de aprendizaje reforzado

En un proceso de decisión de Markov (MDP), los conjuntos de estados, acciones y recompensas, denotadas como $(S, A$ y $R)$, tienen un número finito de elementos. En este caso, las variables aleatorias de estados y recompensas tienen distribuciones de probabilidad discretas bien definidas que **dependen sólo** del estado y la acción anterior. Esta propiedad es conocida como “propiedad de procesos Markovianos”. Es decir, el estado del proceso en el tiempo t depende sólo del estado y la acción inmediatamente anterior en el tiempo $t - 1$ y no de todos los estados y las acciones anteriores. Las probabilidades de transición están dadas por la Ec. 5.1

$$p(S', r | s, a) = Pr\{S_t = S', R_t = r | S_{t-1} = s, A_{t-1} = a\} \quad \text{Ec. 5.1}$$

Esta Ec. 5.1 define la dinámica de transición del proceso de Markov que caracteriza completamente la dinámica del entorno. Es decir, la probabilidad de cada valor posible para S_t y R_t **depende sólo** del estado y la acción inmediatamente anterior, S_{t-1} y A_{t-1} , y no de todo los estados y acciones anteriores (Barto & Sutton, 2018).

En el aprendizaje por refuerzo el objetivo del agente se formaliza en términos de una señal especial, llamada recompensa, que pasa del entorno al agente. En cada paso discreto de tiempo, la recompensa es un número real. Informalmente, el objetivo del agente es maximizar la cantidad total de recompensa que recibe, esto significa maximizar la recompensa no inmediata, sino la recompensa acumulativa a largo plazo.

Ahora bien, podemos decir que si la secuencia de recompensas recibidas después del tiempo t se indica como $R_{t+1}, R_{t+2}, R_{t+3}, \dots, R_T$, entonces, lo que buscamos maximizar es el *retorno esperado* definido por G_t .

$$G_t = R_{t+1} + \gamma R_{t+2} + \gamma^2 R_{t+3} + \gamma^3 R_{t+4} + \dots \quad \text{Ec. 5.2}$$

donde γ es un parámetro, $0 \leq \gamma \leq 1$, llamado razón de descuento que determina el valor presente de recompensas futuras. Si $\gamma = 0$, el agente es considerado "miope" ya que sólo se preocupa por maximizar las recompensas inmediatas: su objetivo en este caso es aprender cómo elegir las acciones A_t para maximizar solo R_{t+1} . Contrariamente, cuando γ se aproxima a 1, el objetivo del retorno es tomar recompensas futuras en cuenta más fuertemente, lo que se conoce como un "agente previsor".

Los retornos sucesivos están relacionados entre sí de una manera que es importante para la teoría y los algoritmos de aprendizaje por refuerzos y se puede definir de manera iterativa de la siguiente forma:

$$G_t = R_{t+1} + \gamma G_{t+1} \quad \text{Ec. 5.3}$$

Como se mencionó en la introducción, casi todos los algoritmos de aprendizaje por refuerzo implican estimar funciones de valor v_π que estiman qué tan bueno es para el agente estar en un estado dado (o lo bueno que es realizar una acción dada en un estado dado). La noción de "qué tan bueno" aquí se define en términos de recompensas futuras que se pueden esperar, o para ser más precisos, en términos de retornos esperados G_t . Por supuesto, las recompensas que el agente puede esperar recibir en el futuro dependen de las acciones que tome. En consecuencia, las funciones de valor se definen con respecto a formas particulares de actuar, llamadas políticas. Formalmente, una política es un mapeo de estados a probabilidades de seleccionar cada posible acción. Si el agente sigue la política π en el momento t , entonces $\pi(a | s)$ es la probabilidad de que $A_t = a$ si $S_t = s$.

La función de valor v_π de un estado s bajo una política π , denotada $v_\pi(s)$ es el retorno esperado al comenzar en un estado “s” y seguir una política “ π ”. Podemos definir $v_\pi(s)$ formalmente por

$$v_\pi(s) = E_\pi[G_t | S_t = s] = E_\pi[R_{t+1} + \gamma G_{t+1} | S_t = s] \quad \text{Ec. 5.4}$$

Donde E_π es el valor esperado de una variable aleatoria dado que el agente sigue una política π en un tiempo cualquiera t .

Del mismo modo, definimos la función valor de tomar una acción en el estado s bajo una política π , denotada $q_\pi(s, a)$, como el valor esperado comenzando desde el estado s , tomando la acción a , y siguiendo la política π .

$$q_\pi(s, a) = E_\pi[G_t | S_t = s, A_t = a] = E_\pi[R_{t+1} + \gamma G_{t+1} | S_t = s, A_t = a] \quad \text{Ec. 5.5}$$

La Ec. 5.5 se conoce como $q_\pi(s, a)$ función de acción-valor para una política π .

5.5 Conclusión

El aprendizaje por refuerzo (RL) es una de las áreas del aprendizaje automático (ML) que a diferencia de otros paradigmas de ML, como el aprendizaje supervisado y no supervisado, funciona a modo de prueba y error al interactuar con el entorno.

RL es una de las áreas de investigación más activas en inteligencia artificial y, ha evolucionado rápidamente en los últimos años con una amplia variedad de aplicaciones que van desde la creación de un sistema de recomendaciones hasta automóviles autónomos. La razón principal de esta evolución es el advenimiento del aprendizaje por refuerzo profundo, que es una combinación de aprendizaje profundo y RL. Con la aparición de nuevos algoritmos y bibliotecas, RL es claramente una de las áreas más prometedoras de ML.

Este capítulo pretende ser una base sólida en RL explorando varios conceptos importantes y fundamentales involucrados en RL que servirán para construir el modelo computacional NVIS.

CAPÍTULO VI

Modelado de un sistema de comunicaciones NVIS para aplicar algoritmos de RL

6.1 Introducción

El aprendizaje reforzado o más conocido como “reinforcement learning” es una rama del aprendizaje automático (“machine learning”) con un enfoque computacional donde el aprendizaje es a partir de la interacción con el entorno. Es por ello, que resulta fundamental crear un entorno de comunicaciones NVIS que interactúe con el agente enviando el estado y una recompensa.

En las simulaciones del sistema de comunicaciones cuasi vertical, se utiliza como lenguaje de programación principalmente Python para implementar los algoritmos de aprendizaje. En esta tesis se utiliza Python 3, más específicamente, versiones 3.6 o superior usando una distribución libre y abierta que se conoce como Anaconda, utilizada en ciencia de los datos y en aprendizaje automático que permite procesamiento de grandes volúmenes de información, análisis predictivo y cómputos científicos.

 este capítulo se describe el canal NVIS propuesto para luego aplicar un algoritmo de búsqueda aleatoria de una política ('random search policy'), que será el punto de partida en la búsqueda del algoritmo que mejor se adecue a las características del entorno.

6.2 Modelado de un sistema de comunicación cuasi vertical

Consideremos un transmisor “legítimo” y un receptor en presencia de M “jammers” y N usuarios transmitiendo a frecuencias cercanas.

Establecido el enlace de comunicación, el jammer intentará dañar el enlace. Para hacer frente a la interferencia y el desvanecimiento del canal, el transmisor podría enviar los paquetes de datos al receptor utilizando la diversidad de canales (Wen Li, 2019) donde el transmisor accede a varios canales diferentes y transmite los mismos paquetes en estos canales. En la k-ésima transmisión, el transmisor elige D frecuencias indicadas por $f_k \in \{1,2,3,\dots,D\}$ para enviar paquetes con potencia p.

El modelo de canal es Watterson y Furman propuesto en el capítulo 4 se implementa, considerando a la señal como si se propagara a través de exactamente dos caminos, con pérdidas promedio de igual valor. La amplitud en cada camino varía independientemente según los procesos de ganancia de desvanecimiento con una densidad espectral de potencia gaussiana. El retardo de tiempo entre dos trayectos es fijo. De este modo, tres parámetros determinan el comportamiento de un simulador de canal Watterson:

- I. Retardo temporal entre los dos caminos (propagación del retardo).
- II. Ancho de banda de los procesos de desvanecimiento-ganancia (propagación Doppler).
- III. Atenuación con distribución de Rayleigh y fase uniforme.

En el momento t, cuando la señal enviada es $s(t)$, la señal recibida en el receptor se representa en la ecuación 6.1 y descrita de manera gráfica en la figura 6.2.

$$y(t) = L_{FS} \cdot \beta(t) \cdot [s(t) \cdot g(t)] + n + J + I \quad \text{Ec. 6.1}$$

donde $g(t)$ es la ganancia del canal, n es el ruido del canal, J e I son el jamming e interferencias, respectivamente.

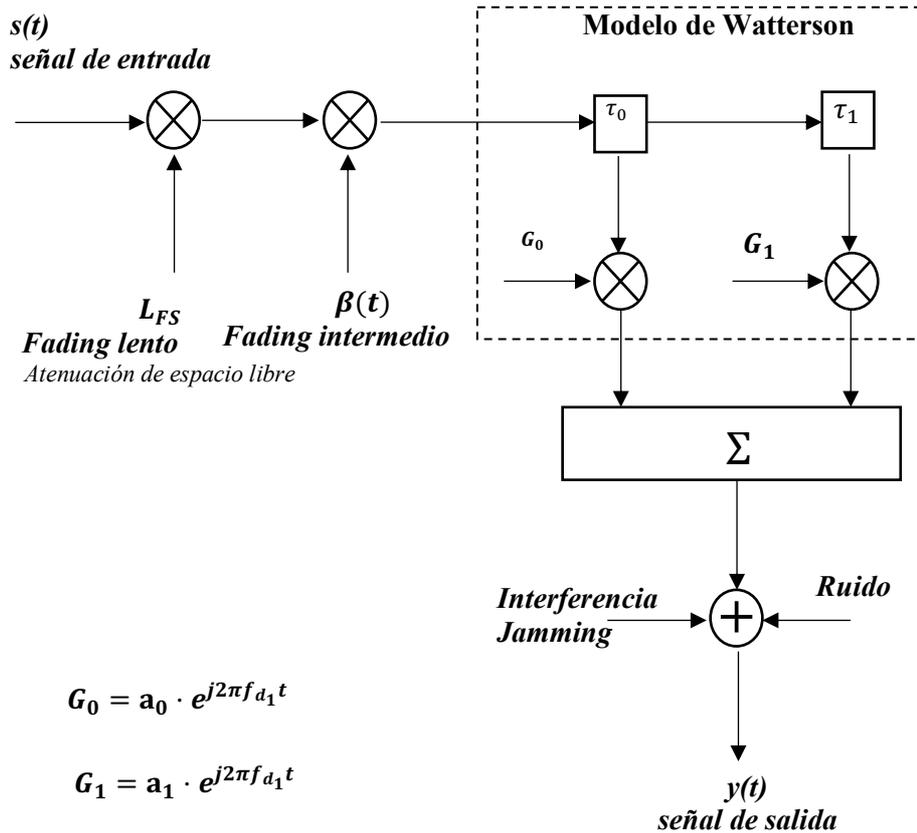


Figura 6.2: Descripción completa de un modelo de canal NVIS

La SNR recibida, considerando solo la presencia de ruido e ignorando el jamming e interferencia, es:

$$SNR_R = \frac{|g(f_k) \cdot s(x)|^2}{|n(t)|^2} = |g(k)|^2 \cdot SNR_T \quad \text{Ec. 6.2}$$

donde SNR_T es la SNR de transmission. Por lo tanto, la ganancia de potencia del canal se expresa como $g(f_k) = |g(t)|^2$.

Considerando las características variables en el tiempo del canal de HF, usamos $g(f_k)$ para representar la ganancia de potencia del canal desde el transmisor al receptor a la frecuencia del canal f_k . Durante la simulación, pasamos una señal de respuesta de impulso a través del modelo de canal de Watterson y obtenemos la ganancia de potencia del canal.

$$g(f_k) = |a_0 \cdot e^{-j2\pi f_k \tau_0} e^{j2\pi f_{d_1} k} + a_1 \cdot e^{-j2\pi f_k \tau_1} e^{j2\pi f_{d_1} k}|^2 \quad \text{Ec. 6.3}$$

Similarmemente, usamos $g_{m,k}^J(f_{m,k}^J)$ y $g_{n,k}^I(f_{n,k}^I)$ para representar las ganancias del jammer m e interferencias del usuario n en el receptor, respectivamente, donde $f_{m,k}^J \in$

$\{1,2,3,\dots,A\}$ y $f_{n,k}^I \in \{1,2,3,\dots,A\}$ son las acciones inteligentes o fijas de jammer m y de la interferencia n .

Sea p_m^J la potencia de transmisión del jammer m expresada como la suma de la potencia recibida por los “ M ” usuarios jamming

$$J_k = \sum_{m=1}^M p_m^J g_{m,k}^J(f_{m,k}^J) \delta(f_{m,k}^J = f_k) \quad \text{Ec. 6.4}$$

donde $\delta(x)$ es una función indicadora; que es igual a ‘1’ si x es verdadero y ‘0’ en caso contrario.

Se define también la potencia de transmisión del usuario de interferencia n como p_n^I la suma de la potencia de interferencia recibida por los “ N ” usuarios y expresada como

$$I_k = \sum_{n=1}^N p_n^I g_{n,k}^I(f_{n,k}^I) \delta(f_{n,k}^I = f_k) \quad \text{Ec. 6.5}$$

Por lo tanto, la relación señal a interferencia-ruido (SINR) en el receptor se puede expresar de la siguiente manera:

$$SNIR_k = \frac{p \cdot g_{f_k}}{J_k + I_k + \sigma_{f_k}} \quad \text{Ec. 6.6}$$

donde σ_{f_k} es la potencia de ruido en el receptor en cada canal f_k . Sea $\beta_{f_k}(th)$ el umbral SNIR requerido para una transmisión exitosa donde la función de utilidad o recompensa inmediata se define:

$$r_k = \mu \delta(\beta_k \geq \beta_{th}) - L_J \delta(Jamming) - L_I \delta(Interferencia) \quad \text{Ec. 6.7}$$

donde μ es la tasa transmisión del usuario, L_J y L_I representan la pérdida que se debido al jamming e interferencias, respectivamente.

En un sistema práctico, los paquetes de datos se almacenan primero en el búfer y luego se transmiten al receptor. Suponemos que la longitud máxima del búfer es L . Los paquetes de datos que llegan siguen la distribución de Poisson y la tasa de llegada se denota con λ . La probabilidad de que lleguen d_k paquetes en la k -ésima transmisión se define de la siguiente manera:

$$P(d_k) = \frac{(\lambda T_k)^{d_k}}{d_k!} \cdot e^{-\lambda T_k} \quad \text{Ec. 6.8}$$

donde T_k es el momento de la k -ésima transmisión. La longitud del búfer es l_k al comienzo de la k -ésima transmisión. Cuando el búfer está lleno, los paquetes que llegan se perderán. Cuando un paquete se atasca o falla debido a un desvanecimiento profundo, el receptor no recibirá este paquete y luego enviará una retroalimentación mediante un enlace de control confiable para pedirle al transmisor que envíe este

paquete nuevamente utilizando alguno de las arquitecturas ARQ mencionadas en el capítulo 4.

Suponemos que el número de paquetes transmitidos es n_k , el número de paquetes que llegan es l_k^A y el número de paquetes que están atascados o sufren un desvanecimiento profundo es n_{fail} . L es la longitud máxima del búfer. Por lo tanto, la longitud del búfer después de la k -ésima transmisión es

$$l_{k+1} = \min (L, l_k + l_k^A + n_{fail} - n_k) \quad \text{Ec. 6.7}$$

6.3 Simulación del entorno: Canal de propagación NVIS

6.3.1 Escenario de simulación.

En el escenario de simulación, se considera un modelo que contiene un transmisor legítimo, un receptor, un jammer. La longitud del búfer es $L = 6$. El número de canales disponibles es $C = 6$. Suponemos que el transmisor está a 100 km del receptor. Además, el jammer no está fijo en ubicación ni en frecuencia ni en potencia, lo que significa que calculamos la pérdida de espacio libre en cada episodio siguiendo la ecuación 4.3.

Siguiendo la recomendación de la ITU R.1487, para esta simulación consideramos que la señal transmitida viaja solo por dos rutas de propagación ionosféricas para cada canal, la dispersión de retardo se establece en 0.5ms, 1ms y la extensión de frecuencia Doppler se establece en 0.5Hz, 1.5Hz. En la simulación, el transmisor envía paquetes cada 50 ms, y el jamming cambia cada 100 ms. El objetivo es enviar 10 paquetes haciendo frente con éxito al desvanecimiento y jamming.

Para la selección de la frecuencia de HF, se obtiene la altura de la capa F2, $hmF2$ y la densidad de electrones de dicha capa. Asimismo, se calcula la frecuencia crítica, $foF2$; porque esta región es más eficiente energéticamente debido a la absorción y el ruido de radio es menor a frecuencias más altas. Una combinación de parámetros ionosféricos medidos en tiempo real con trazado de rayos utilizando el modelo de ionosfera de referencia internacional (IRI) (Bilitza, 2018) hace posible la mejora de las predicciones de propagación a corto plazo. Se utiliza una interfaz de Python para la versión del modelo de la ionosfera de referencia internacional (IRI) 2016, llamada pyIRI2016, para encontrar f_oF2 y $hmF2$. Para calcular estos parámetros, configuramos la latitud y la longitud de la sonda AIS instalada en la Universidad Nacional de Tucumán-Argentina. (Lat: -26.8428, Lon: -65.2274) en colaboración con Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia (INGV) - Italia.

La definición del conjunto de estados, conjunto de acciones y recompensa resultan esenciales para implementar el algoritmo de aprendizaje reforzado. A continuación, se dan las definiciones.

6.3.1.a Conjunto de estados

Dado que el transmisor detecta la disponibilidad espectral en cada episodio, obtiene el canal de interferencia actual. El estado del sistema en la k -ésima transmisión se define como $s_k = (f_k^T, f_k^J, p_k^T, l_k)$ donde f_k^T es la frecuencia operativa del transmisor, f_k^J es la frecuencia de jamming actual, p_k^T potencia de transmisión y l_k es la longitud actual del búfer. El proceso de transmisión de datos en redes HF es en realidad un proceso de transición de estado. Es razonable que el siguiente estado del sistema s_{k+1} se obtenga después de que el transmisor ejecute una acción de acuerdo con el estado actual s_k . En otras palabras, el siguiente estado solo está asociado con el estado actual y los estados anteriores no tienen ningún efecto sobre él, lo que puede expresarse

$$p(s_{k+1}|s_k, s_{k-1}, \dots, s_1) = p(s_{k+1}|s_k) \quad \text{Ec. 6.8}$$

donde $p(\cdot)$ es la probabilidad de transición. Por tanto, podemos modelar el problema de la transmisión de datos como un proceso de decisión de Markov (Sutton & Barto, 2018).

6.3.1.b Conjunto de acciones

El transmisor tiene que seleccionar una acción: cambiar la frecuencia de transmisión (acción 1), cambiar la potencia de transmisión (acción 2) o cambiar la longitud del paquete (acción 0). Además, el transmisor puede quedarse fijo, lo que significa mantener los mismos valores de frecuencia, potencia y longitud de paquete de la transmisión actual (acción 3).

6.3.1.c Recompensa

La función de recompensa instantánea se define de la siguiente manera:

$$r_k = \mu \delta(SNIR \geq \beta_{th}) - L_J \delta(Jammed) - L_I \delta(Interferenced) \quad \text{Ec. 6.9}$$

donde μ es la tasa de transmisión del usuario establecida en 1 cuando la SNIR supera a un valor establecido como umbral, la pérdida del Jamming $L_J = 0.5$ y la pérdida por fading profundo (deep fading) es igual a 1.

En otras palabras, la recompensa es +1 si el transmisor envió un paquete con éxito. La recompensa es -0,5 si el paquete del transmisor se interfiere debido al jamming y -1 si el paquete se pierde debido a un desvanecimiento profundo.

6.4 Simulaciones

En esta sección, se dan los resultados y análisis detallados de las simulaciones numéricas, y todos los resultados se obtienen al realizar 500 ensayos independientes. El número de simulaciones realizando acciones aleatorias, donde el transmisor selecciona aleatoriamente cualquiera del conjunto de acciones descritas en la sección 6.1.3.b, se elige de manera iterativa realizando un barrido de simulaciones entre 10 y 100.000 episodios y se prefiere un valor bajo, como ser 500 episodios.

La simulación se divide en dos secciones: simulación de canal solo considerando variaciones lentas (atenuación geométrica), ruido e interferencias y la otra que implementa la descripción completa del modelo de canal NVIS como se presentó en la figura 6.2.

6.4.1 Canal simple

En primer lugar, simulamos el canal sin considerar las variaciones rápidas e intermedias, descritas en el modelo propuesto en el capítulo 4. En esta simulación, el agente elige una política aleatoriamente y ejecuta la acción con el fin de evaluar el rendimiento del transmisor.

Una forma de determinar el rendimiento, es determinando la recompensa total promedio. Los resultados se muestran en la figura 6.3, donde en promedio tomar una acción aleatoria resulta 2.5. Se observa que tomar acciones aleatorias no es lo suficientemente sofisticado ya que para enviar 10 paquetes con éxito en tiempo promedio demora 0.7 segundos. Recordando que se envía un paquete cada 50ms.

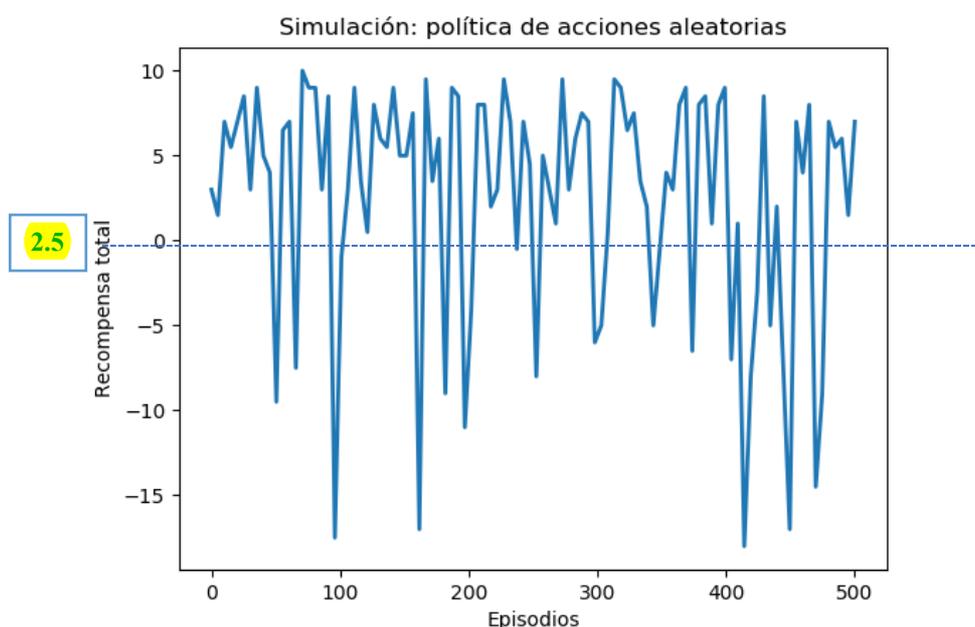


Fig. 6.3.: Recompensa promedio a lo largo del tiempo seleccionando acciones aleatorias en un canal simple

6.4.2 Una descripción completa del modelo de canal NVIS

Ahora, simulamos el canal propuesto en la figura 6.2, donde tomamos en cuenta variaciones lentas, ruido, interferencia y, además, los desvanecimientos intermedios y rápidos usando una política de acción aleatoria. La recompensa total promedio es -2. Se observa en la figura 6.4 que la ganancia del canal de potencia g_{f_k} que representa estas variaciones juega un papel significativo en la ecuación 6.2, ya que esta variable marca la diferencia en la comunicación del canal NVIS con cualquier otro enlace inalámbrico. El tiempo de duración para enviar 10 paquetes con éxito, en promedio es 1.0 segundo.

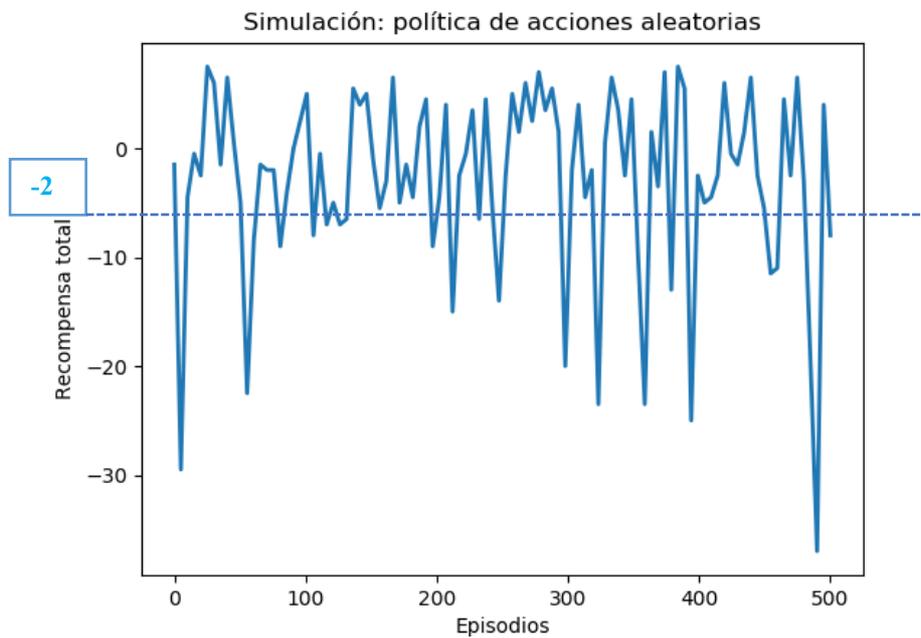


Fig. 6.4.: Recompensa promedio a lo largo del tiempo seleccionando acciones aleatorias en el canal NVIS completo

6.5 Conclusión

 este capítulo, hemos investigado el complejo canal dinámico donde las señales son propensas a variaciones regulares debido a los ciclos diurnos, estacionales y de manchas solares. Asimismo, la propagación ionosférica está sujeta a variaciones irregulares e impredecibles tanto de naturaleza estadística (debido a la fluctuación ionosférica aleatoria) como de naturaleza episódica (debido a las perturbaciones solares como las erupciones solares y eyecciones de masa coronal). De la misma forma, las señales transmitidas están rodeadas de muchas interferencias casuales e interferencias maliciosas. Todos estos factores se consideran en el modelo de canal propuesto.

De las simulaciones se concluye que los resultados de aplicar la técnica de Machine Learning con un modelo de canal simple no son confiables, porque son muy optimistas y están lejos del comportamiento real de un canal NVIS de sistema real. Esto se debe a la simplificación realizada en el modelo de canal. Por otro lado, los resultados son menos optimistas cuando el modelo de canal se vuelve más complejo y cercano al comportamiento real del canal.

En el próximo capítulo se utiliza el modelo propuesto y se aplican diversos algoritmos para optimizar la estrategia de selección de parámetros de transmisión con el fin de obtener el mayor rendimiento y confiabilidad del enlace.

CAPÍTULO VII

Selección inteligente de parámetros de transmisión en un enlace NVIS usando RL

7.1 Introducción

El principal desafío para la establecer enlaces de datos en canales HF es encontrar la estrategia adecuada de selección de canales, saltos de frecuencias, control de potencia, cantidad de paquetes a transmitir y establecimientos automáticos de enlace. Esto es por varias razones: en primer lugar, los recursos de espectro de HF disponibles están limitados debido al ancho de banda estrecho y al acceso multiusuario; en segundo lugar, la variación ionosférica hace que la comunicación sea inestable; y, por último, existen diferentes tipos de interferencia incluyendo interferencia casual e interferencia malintencionada ('jamming') que potencialmente perjudican el enlace de comunicaciones.

En enlaces reales, el transmisor enviará paquetes de datos como sea posible en el intervalo de tiempo entre la interferencia anterior y la siguiente interferencia. Por lo tanto, el agente no solo debe elegir el canal inactivo, sino también decidir cuantos paquetes deben enviar, la potencia necesaria, entre otras.

Como se definió en el capítulo anterior el estado del sistema, incluye frecuencia de transmisión actual, frecuencia de interferencia actual, potencia de transmisión y cantidad de paquetes de datos. El estado de transmisión se formula como un proceso de decisión de Markov (MDP), que tiene como objetivo maximizar el rendimiento.

En este capítulo se presentan distintas técnicas para selección automática de los parámetros como ser Q learning con una política 'epsilon-greedy' (Wen Li,2016). Además, cuando se tienen espacios de estados muy grandes y se necesitan tiempos de convergencia menores, se utilizan funciones de aproximación lineal.

7.2 Diferencias temporales: Q-learning

Existen tres métodos principales para resolver MDPs: programación dinámica (DP); métodos de Monte Carlo (MC), y diferencias temporales (TD). En esta tesis se aplicará el aprendizaje por diferencias temporales, ya que combina las ventajas de los dos anteriores: permite hacer 'bootstrapping', esto es estimar valores con base en otras estimaciones (como en DP) y no requieren tener un modelo del entorno (como en MC) (INAOE,2017).

Del universo de algoritmos, analizaremos un método de TD popular llamado Q-learning, que optimiza una política que se tiene como objetivo π utilizando datos generados por otra política. Este algoritmo (Jang,2019) actualiza en cada paso la función Q según la siguiente ecuación:

$$Q(s, a) = Q(s, a) + \alpha \cdot [r + \gamma \max_{a'} Q(s', a') - Q(s, a)] \quad \text{Ec. 7.1}$$

Aquí, s' es el estado resultante después de toma la acción a , en el estado s ; r es la recompensa asociada; α es la tasa de aprendizaje; γ es el factor de descuento. Además, $\max_{a'} Q(s', a')$ significa que la política de comportamiento selecciona el valor Q más alto entre aquellos en el estado s' .

A continuación, se detalla el algoritmo de aprendizaje Q en pseudo-código y en diagrama de flujo.

```

Q - learning para estimar  $\pi \approx \pi_*$ 
Parámetro de algoritmo: tamaño de paso  $\alpha \in (0,1]$ ,  $\epsilon > 0$ 
Tiempo de simulación  $K$  e índice de tiempo  $k = 0$ .
Inicializar  $Q(s, a)$ , para todo  $s \in S^+$ , arbitrariamente
Inicializar el canal de interferencia, la longitud del búfer  $l_0 \leq L$ , elegir frecuencia  $f_0$  y potencia de transmisión inicial  $p_0$ , y sensor frecuencia de jamming actual  $J_0$ 
 $s_0 = (f_0, J_0, p_0, l_0)$ 
while  $k < K$ , do
    Elegir una acción  $a_k$  siguiendo una política  $\epsilon - greedy$ 
    Ejecutar acción  $a_k$ , y obtener la recompensa  $r_k$ 
    Recibir el ACK del receptor y calcular la longitud del búfer  $l_{k+1}$ 
    Obtener  $f_{k+1}^t$  y de acuerdo  $a_k, J_k$ .
    El siguiente estado será  $s_{k+1} = (f_{k+1}, J_{k+1}, p_{k+1}, l_{k+1},)$ 
    Actualizar el valor de Q
        
$$Q(s_t, A_t) \leftarrow Q(s_t, A_t) + \alpha \left[ R_{t+1} + \gamma \max_a Q(s_t, a) - Q(s_t, A_t) \right]$$

     $k = k + 1$ 
end while

```

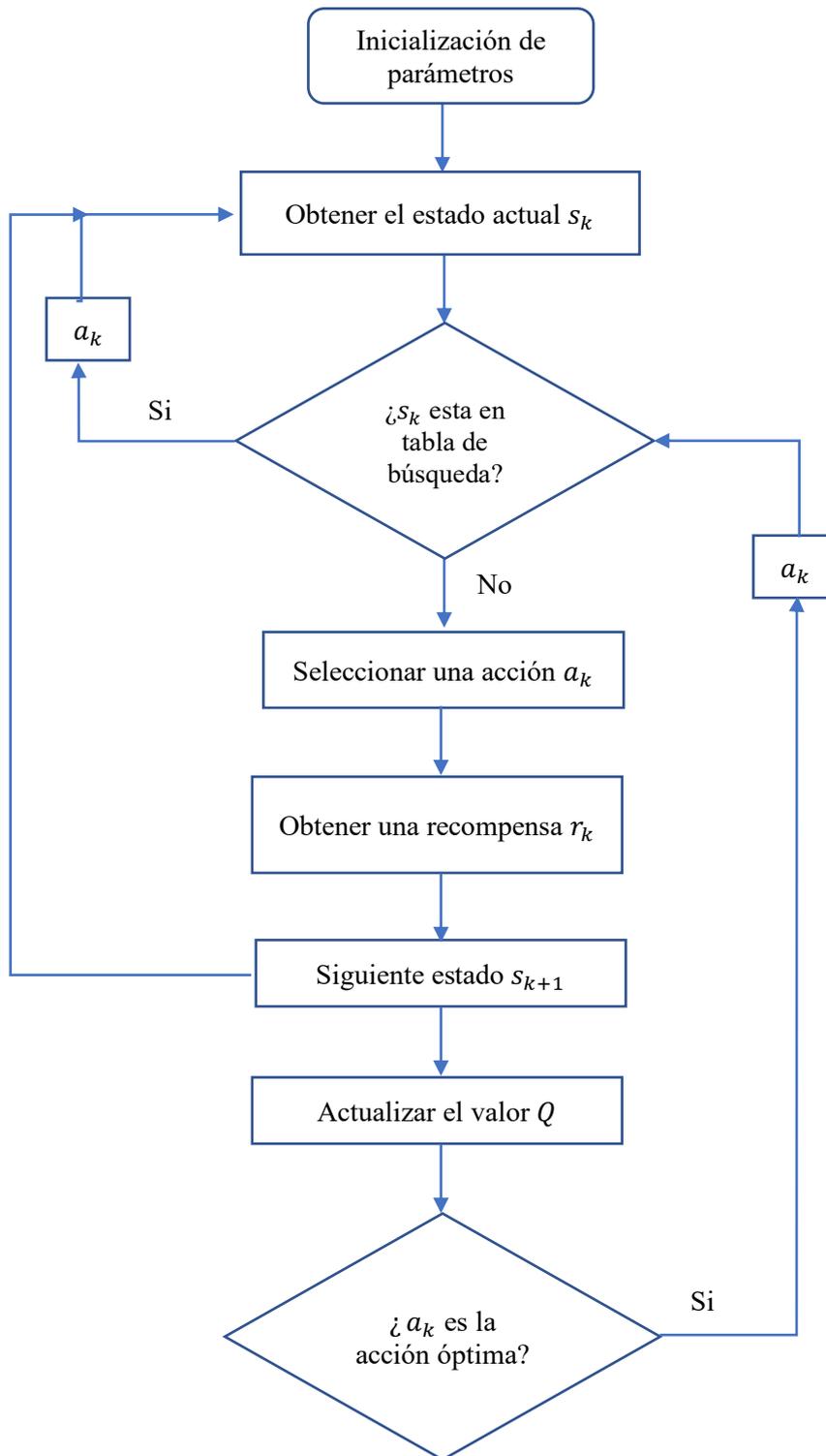


Figura 7.1 Diagrama de flujo del algoritmo de aprendizaje Q

7.3 Algoritmos para seleccionar acciones

Es importante el equilibrio o “trade-off”, entre lo que se conoce como explotación y exploración de un conjunto de acciones del algoritmo de aprendizaje Q.

En la exploración, el agente intenta elegir una acción nueva en cada episodio, mientras que, en la explotación, el agente hace uso del historial de acciones seleccionadas y de las recompensas que se obtuvieron siguiendo dichas acciones.

7.3.1 Epsilon-Greedy

Epsilon-Greedy es un método simple para equilibrar la exploración y la explotación eligiendo entre exploración y explotación al azar. El parámetro ϵ refiere a la probabilidad de elegir explorar por una nueva acción. Aunque, en realidad, explota la mayor parte del tiempo con una pequeña posibilidad de explorar.

$$\text{Acción en el tiempo (t)} \left\{ \begin{array}{ll} \max Q_t(a) & \text{con una probabilidad } 1 - \epsilon \\ \text{cualquier acción aleatoria} & \text{con una probabilidad } \epsilon \end{array} \right.$$

Se realizaron varias iteraciones con distintos valores de ϵ (0.1, 0.03 y 0.01) donde se observa que, con valores más pequeños las fluctuaciones en las recompensas totales son menores. Por ejemplo, con un $\epsilon = 0.1$, selecciona un 90 % de las veces la mejor acción (explotación) y 10% explora nuevas acciones (exploración).

Para esta simulación especificamos el valor de la tasa de descuento γ en 0.8, el parámetro $\epsilon = 0.01$ y la tasa de aprendizaje $\alpha = 0.3$.

En la fig. 7.2 se muestra el resultado de realizar una simulación variando la cantidad de episodios desde 10 hasta 100.000. Esto prueba que en las primeras etapas el algoritmo de aprendizaje Q, tiene una recompensa promedio baja. Por el contrario, cuantas mas simulaciones se realizan, llega a un valor de convergencia promedio de 7 paquetes transmitidos exitosamente. De esta figura puede sacarse que a partir de 5000 episodios las recompensas promedias convergen a ese valor.

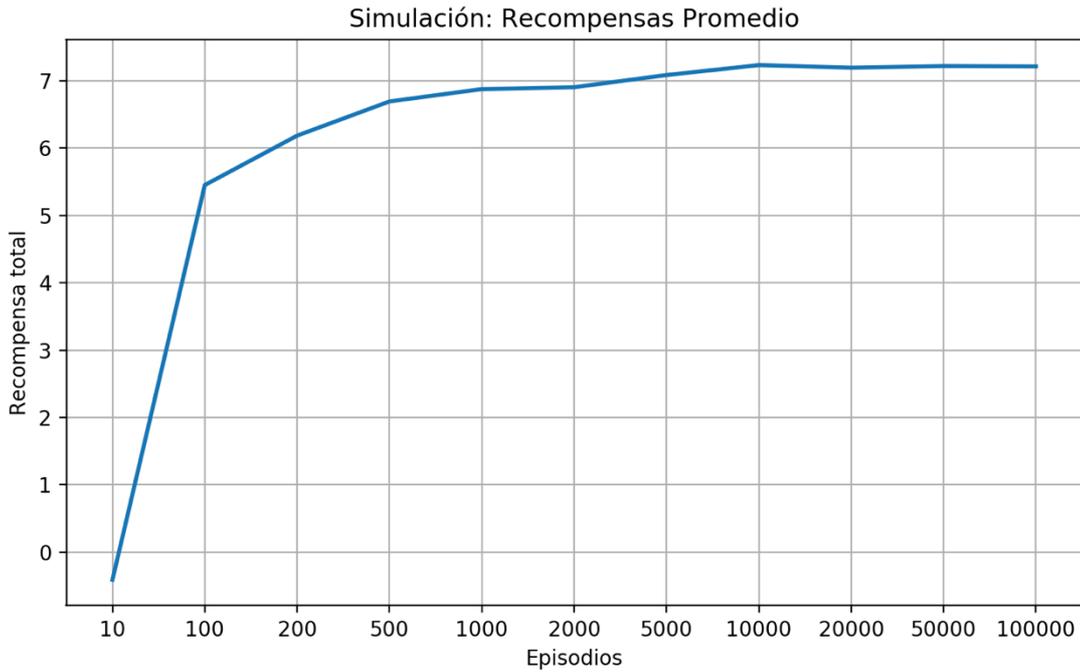


Fig. 7.2.: Recompensa promedios usando el algoritmo Q

Los resultados de la simulación de 5000 episodios del canal propuesto usando el algoritmo propuesto en figura 7.1 se muestran en la figura 7.3, donde tomamos en cuenta, el jamming, el ruido en el receptor, las variaciones lentas, intermedias y rápidas usando una política epsilon-greedy. La recompensa total promedio es 7. El tiempo para enviar 10 paquetes con éxito es en promedio 0.7 segundos.

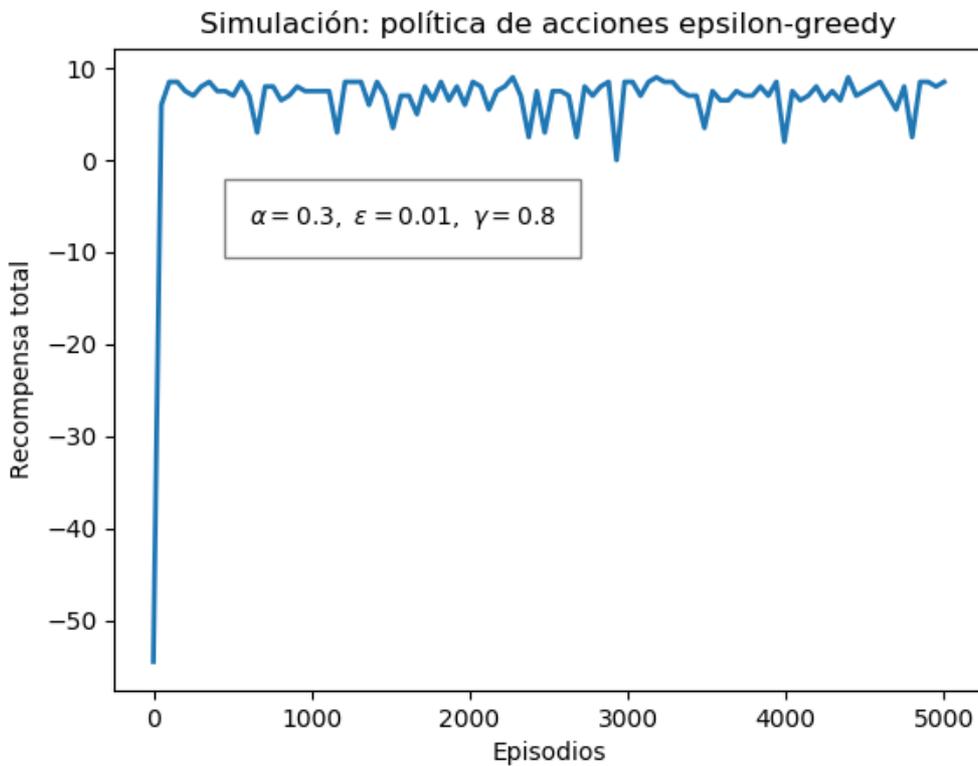


Fig. 7.3.: Recompensa promedio a lo largo de los 1000 episodios usando el algoritmo Q

En 5000 simulaciones, se envían en promedio 14 paquetes de los que llegan exitosamente 10 paquetes y 4 fallan en promedio, como puede verse en la Fig.7.4

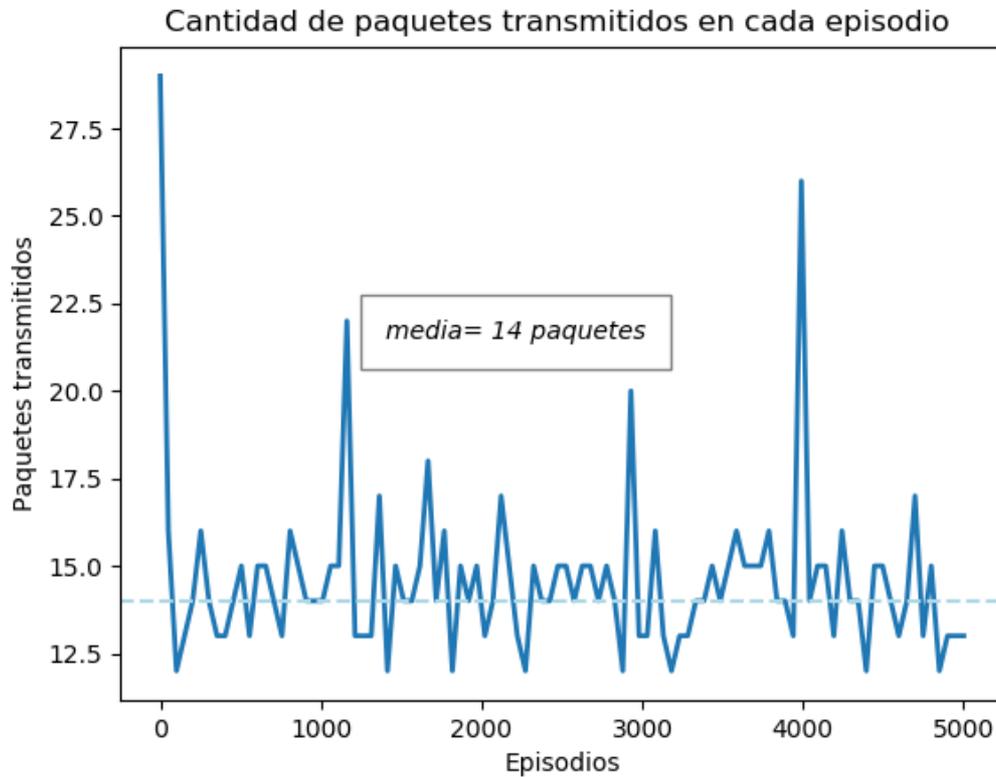


Fig. 7.4.: Cantidad de paquetes transmitidos para enviar exitosamente 10 paquetes usando el algoritmo de Fig. 7.1.

El diagrama de tiempo-frecuencia en la etapa inicial y finales (convergente) se muestran en las Fig.7.5 y la Fig.7.7 donde se ilustra las señales de jamming en cuadrados rojos que cambian cada 100 ms. Los cuadrados azules son los datos que llegan al receptor y los cuadrados grises son los datos que fallan debido a efectos del Fading del canal.

El transmisor recibe una recompensa por cada paquete que envía y según el valor de ella, elige una acción para la siguiente transmisión.

En etapas iniciales, se observa como el transmisor realiza acciones inadecuadas, por lo que la mayoría de los paquetes fallan y no llegan al receptor. Sin embargo, se observa que el transmisor puede elegir bien que acción realizar para evitar el jamming o fading usando el Q-learning, como se muestra en la Fig. 7.7.

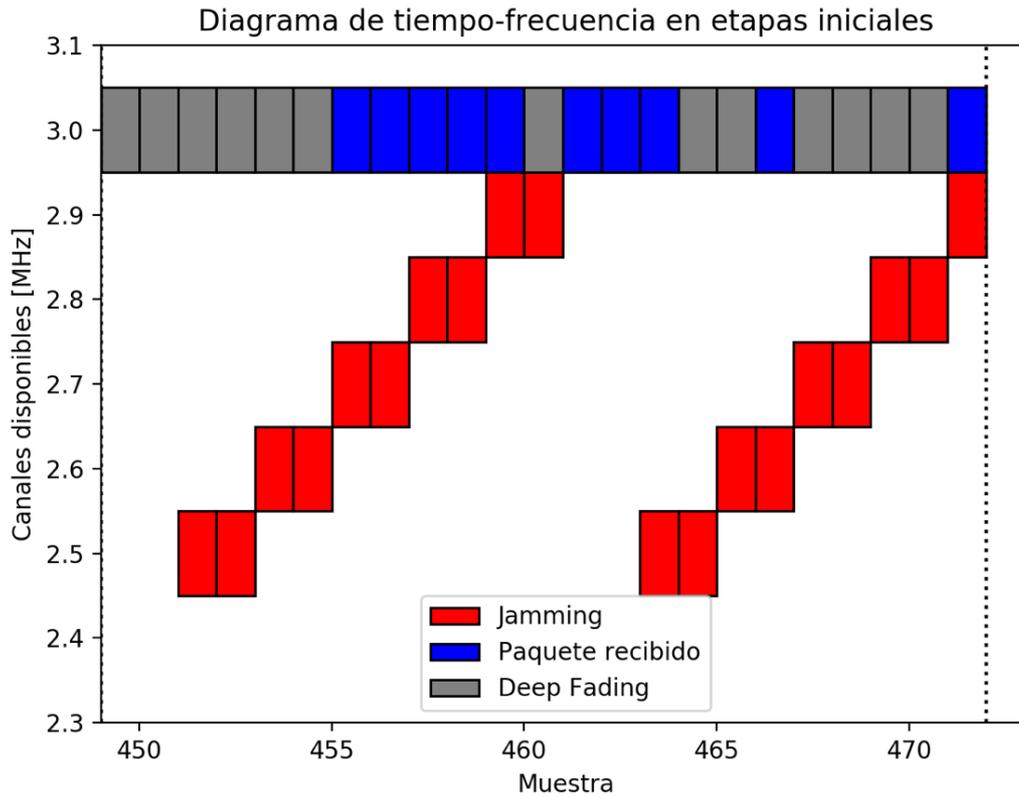


Fig. 7.5: Diagrama de frecuencia de transmisión a lo largo de los primeros episodios

En las figuras 7.6 y 7.8 se muestra los valores de potencia de transmisión que elige el agente en cada instante en las etapas iniciales y en las etapas finales respectivamente

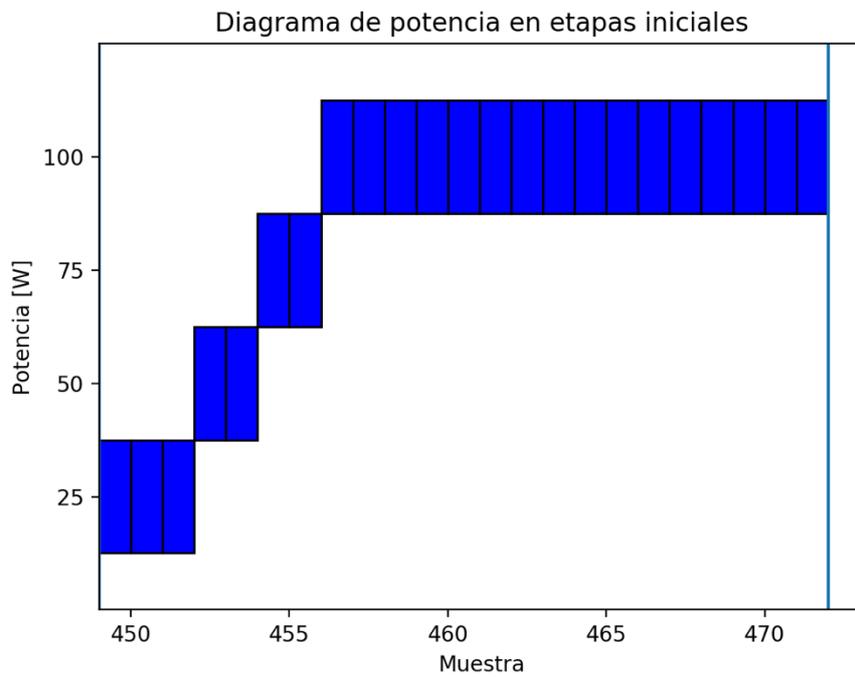


Fig. 7.6: Diagrama de selección de potencia de transmisión a lo largo de los primeros episodios

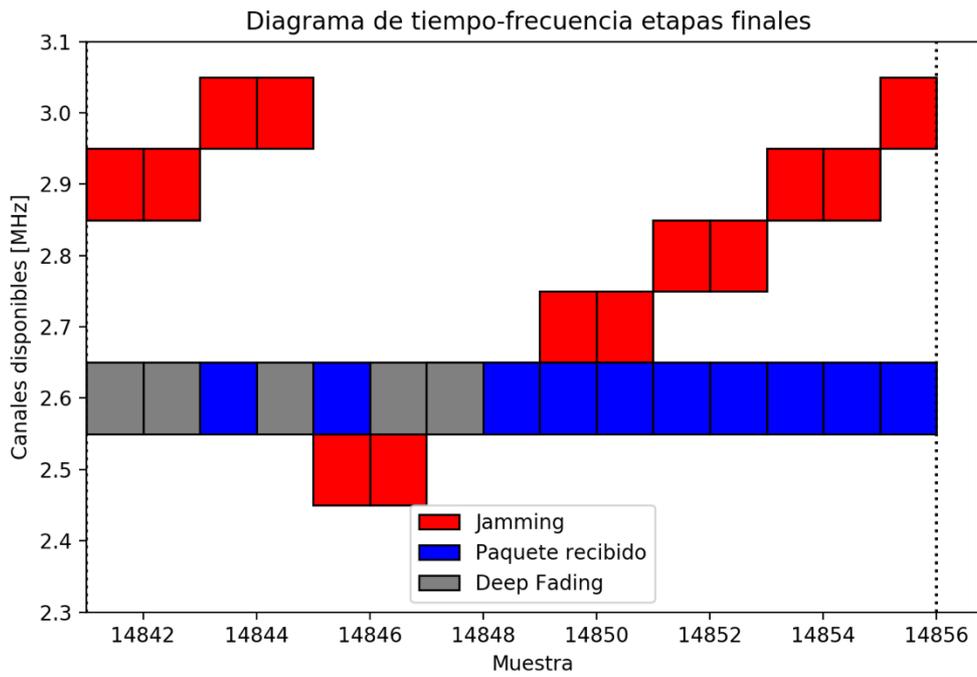


Fig. 7.7: Diagrama de frecuencia de transmisión a lo largo de los últimos episodios

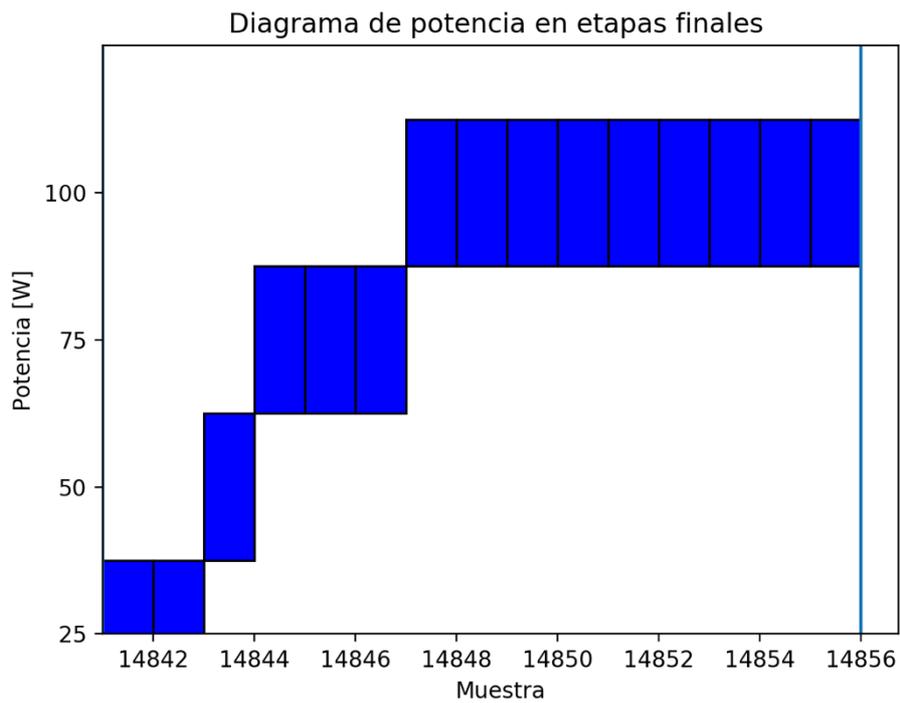


Fig. 7.8: Diagrama de selección de potencia de transmisión a lo largo de los últimos episodios

El rendimiento en cada episodio se calcula como $\frac{\text{Paquetes recibidos}}{\text{Paquetes transmitidos}}$. Se calcula el rendimiento medio de 100 episodios. El rendimiento del sistema es proporcional al número de paquetes exitosamente recibidos. Es decir que, a menor cantidad de paquetes fallidos, mayor es el rendimiento del sistema. Los resultados de utilizar el algoritmo Q-learning se muestran en la Fig. 7.9 comparando con el algoritmo simple propuesto en el capítulo 6.4.2.

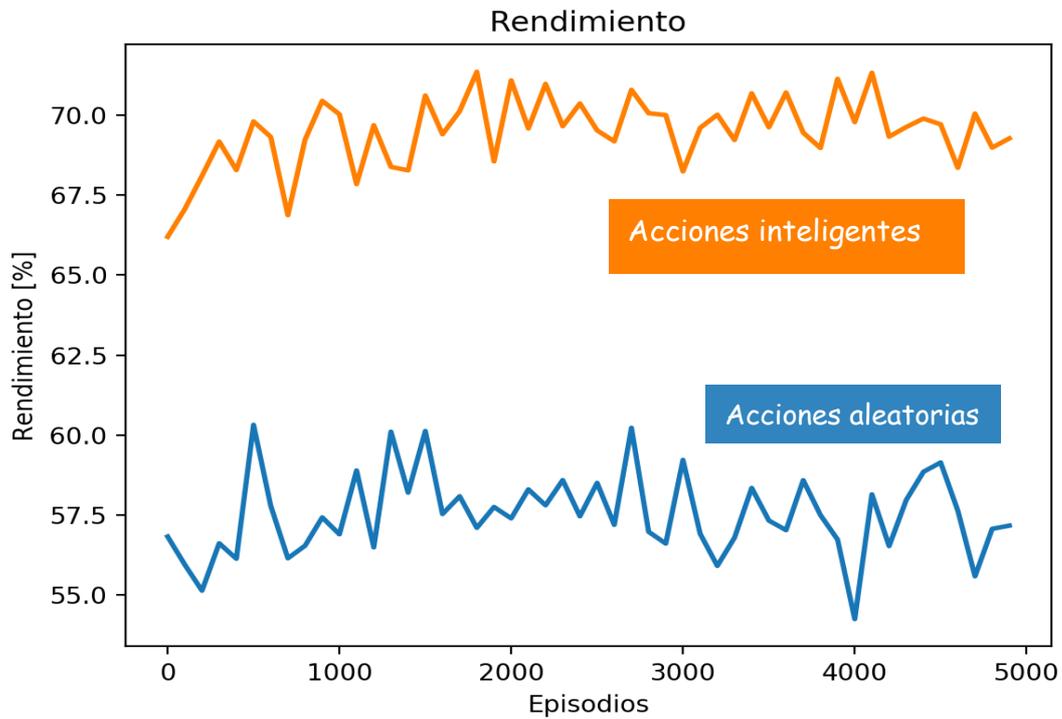


Fig. 7.9: Rendimiento del algoritmo Q

7.4 Aprendizaje usando aproximación por funciones (FA)

7.4.1 Análisis de la complejidad computacional

En esta sección, analizamos la complejidad computacional del algoritmo de aprendizaje por refuerzo. En la red HF, hay C canales disponibles, los valores de potencia disponible N , el número de canales de jamming es M y un búfer con longitud L .

El número de estados $|S|$ se calcula de la siguiente manera

$$|S| = C \cdot N \cdot M \cdot L = 6 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 6 = 864 \text{ estados} \quad \text{Ec. 7.4}$$

El número de acciones disponibles $|A|$ para cada estado se calcula como

$$|A| = f^t \cdot P^t \cdot L = 6 \cdot 4 \cdot 6 = 144 \text{ acciones} \quad \text{Ec. 7.5}$$

El número total de pares de acción de estado es $D = |S| \cdot |A| = 124.416$

En la figura 7.10 se realiza una simulación 24 con un paso de 1 hora. Los datos son del 16 de febrero de 2010. En la gráfica se muestra la recompensa promedio realizando 2000 simulaciones cada hora con un valor promedio de recompensas de 6.75. Se puede observar claramente que el algoritmo del tipo Q-learning obtiene enviar aproximadamente 7 de cada diez paquetes transmitidos.

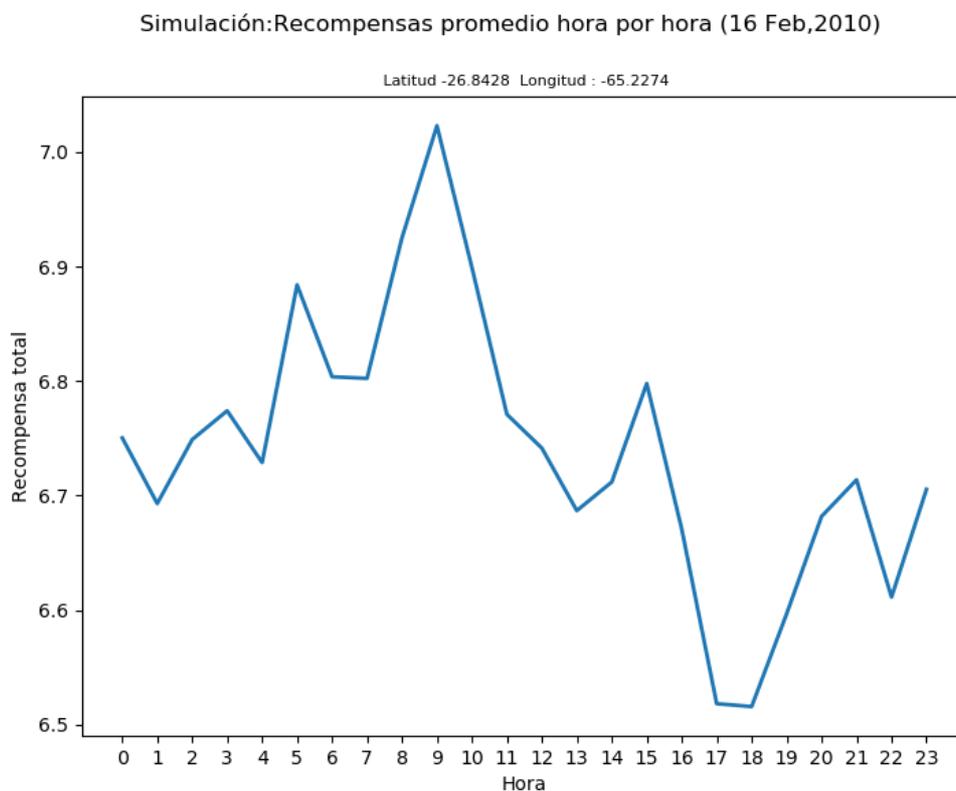


Fig. 7.10.: Recompensa promedio hora por hora usando el algoritmo Q

7.4.2 Aprendizaje reforzado utilizando funciones de aproximación lineal

Como se mostro en la Ec.7.4 la cantidad de estados es grande, por lo que la tabla de valores Q crece rápidamente. De acuerdo al algoritmo del tipo Q propuesto en la Fig.7.1, vemos la complejidad detallada de cada iteración, por lo que es difícil aprender a obtener la política óptima.

Las aproximaciones de las funciones Q usando funciones lineales y descenso de gradientes, tiene como idea principal, utilizar un conjunto de características para estimar los valores Q. Esto es extremadamente útil para procesos con una gran cantidad de estados donde la tabla Q se vuelve enorme (Yuxi Hayden,2019). Hay varias formas de asignar las características a los valores Q.

La función de acción-valor $Q(s)$ se expresa mediante una combinación lineal de atributos y estados (variables) de entrada:

$$Q(s) = \theta_1 \cdot F_1(s) + \theta_2 \cdot F_2(s) + \dots + \theta_n \cdot F_n(s) \quad \text{Ec. 7.6}$$

donde $F_1(s), F_2(s), \dots, F_n(s)$ es un conjunto de atributos dado el estado de entrada, s ; $\theta_1 + \theta_2 + \dots + \theta_n$ son los pesos aplicados al conjunto de atributos.

Podemos expresar en forma compacta la Ec. 7.6

$$Q(s) = \theta \cdot F(s) \quad \text{Ec. 7.7}$$

Para calcular los futuros estados a partir de la Ec. 7.7

$$Q(s_t) = Q(s_t) + \alpha [r + \gamma \max_{a'} (Q(s', a') - Q(s_t))] \quad \text{Ec. 7.8}$$

donde, r es la recompensa asociada obtenida al transformar de estado s_t a s_{t+1} , α es la tasa de aprendizaje y γ es el factor de descuento.

Denotemos δ como el término de error TD,

$$\delta = r + \gamma \max_{a'} Q(s', a') - Q(s, a) \quad \text{Ec. 7.9}$$

Resultando

$$Q(s_t) = Q(s_t) + \alpha \delta \quad \text{Ec. 7.10}$$

Por lo tanto, el objetivo del aprendizaje es encontrar los pesos óptimos, θ , para aproximar mejor la función de acción-valor de estado $Q(s)$ para cada acción posible.

Para conocer que tan bien es nuestro modelo propuesto en la Ec.7.6, se puede usar una función, conocida como "función de pérdida" $J(\theta)$, que es el error cuadrático medio entre el valor real y el valor estimado como se muestra en la Ec. 7.11

$$J(\theta) = |Q(s) - \hat{q}(s, \theta)|^2 \quad \text{Ec. 7.11}$$

Lo que se busca es minimizar la función de pérdida Ec. 7.11, es decir hacer la diferencia entre el valor real $Q(s)$ y el valor estimado $\hat{q}(s, \theta)$ lo más pequeña posible (Russell, 2021).

Este procedimiento se lleva a cabo utilizando la optimización por descenso de gradiente estocástico, de su término en inglés “stochastic gradient descent optimization”, que consiste en actualizar iterativamente en cada episodio los valores de los θ , usando el valor del gradiente

$$\theta_{nuevo} = \theta_{actual} - \eta \frac{dJ(\theta)}{d\theta_{actual}} \quad \text{Ec. 7.12}$$

Donde η es un valor de aprendizaje que puede quedar fijo.

En conclusión, se usa un estimador basado en regresión lineal que actualiza los pesos del modelo lineal dado los datos de entrenamiento a través del descenso de gradiente y predice los valores de Q dado un estado.

FA reduce drásticamente el número de estados para aprender, ya que aprender cientos de miles de estados no es factible. Asimismo, el tiempo de ejecución computacional se reduce drásticamente.

En la Fig. 7.11 se grafica la recompensa total ejecutando 2000 simulaciones utilizando Funciones de aproximación lineal. Se observa que la recompensa promedio se mantiene en 7 paquetes.

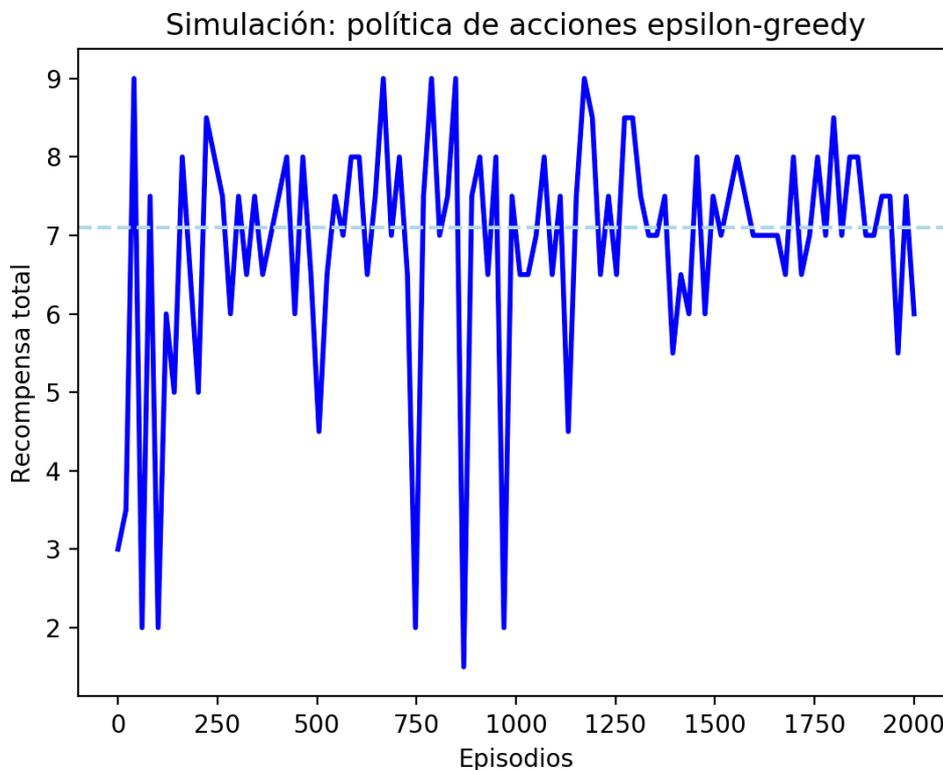


Fig. 7.11.: Recompensa promedio a lo largo de los 2000 episodios usando FA

El rendimiento del sistema es proporcional al número de paquetes transmitidos.

El rendimiento del sistema es proporcional al numero de paquetes exitosamente recibidos. Es decir que, a menor cantidad de paquetes fallidos, mayor es el rendimiento del sistema. Por lo tanto, a menores paquetes fallidos, mayor es el rendimiento. Esto puede observarse en la Fig.7.12.

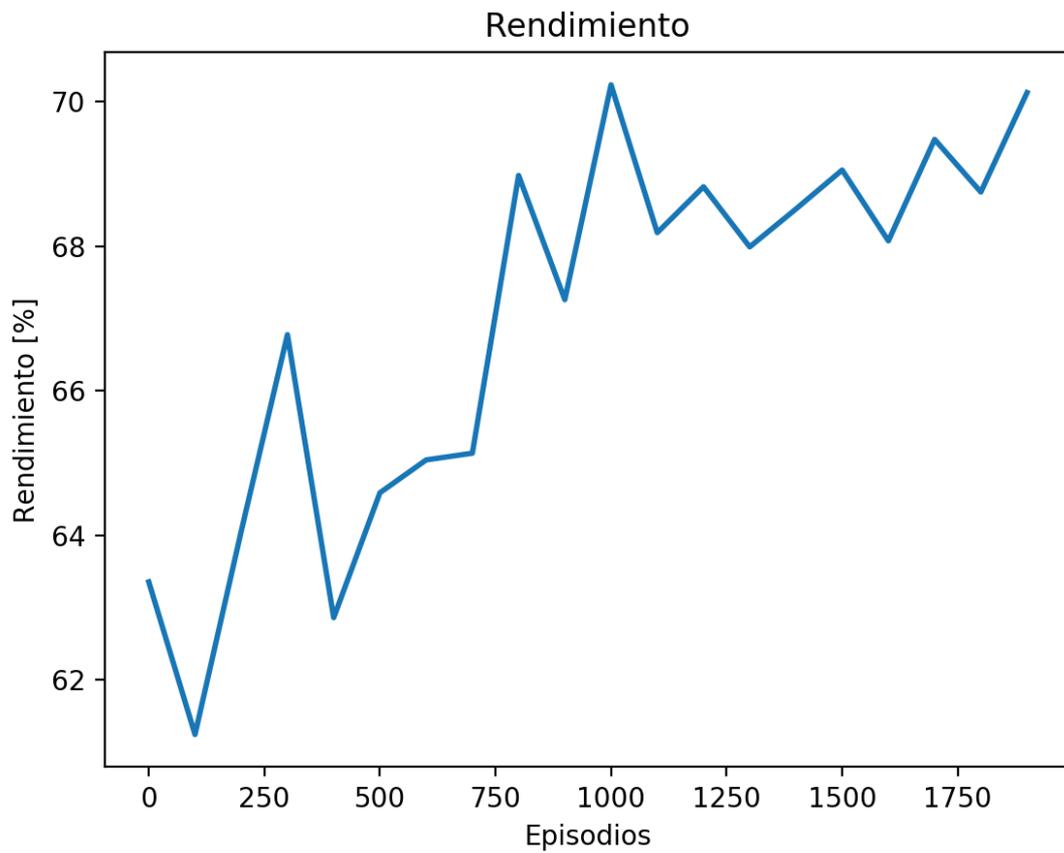


Fig. 7.12: Rendimiento del algoritmo Q usando FA lineales

CAPÍTULO VIII

Conclusiones generales

Como objetivo principal de este trabajo de tesis se ha propuesto mejorar las comunicaciones por incidencia cuasi-vertical (NVIS), a través del modelado del sistema de comunicación para propagación por ondas de cielo. En particular diseñar un modelo computacional para determinar una estrategia de selección automática de los parámetros de transmisión con el fin de obtener una mayor relación señal a ruido en el receptor. Luego del estudio del canal NVIS se arribó a un modelo que describe de manera completa los efectos del medio, vinculando los parámetros descriptivos de los estratos ionosféricos y del entorno. Los objetivos particulares relacionados a las diferentes etapas del modelado también fueron alcanzados.

Los principales aportes logrados durante el desarrollo de esta tesis se enuncian en los párrafos subsiguientes.

Se presentaron en el primer capítulo una descripción general sobre los sistemas de comunicación NVIS, discutiendo los bloques relevantes y las relaciones entre cada uno de ellos. Se proporciona un gran número de publicaciones de referencia para cada una de las áreas de investigación. La finalidad es construir una idea general sobre las comunicaciones NVIS y mejorar el conocimiento en este tipo de comunicaciones subionosféricas.

Se describieron y caracterizaron los diferentes estratos ionosféricos, como medio dinámico por donde se propagan las ondas radioeléctricas.

Se investigaron modelos de canales existentes donde cada uno de ellos explica ciertos fenómenos a los que las señales están expuestas durante su propagación subionosférica. Uno de ellos, explica variaciones lentas debido a los ciclos diurnos, estacionales y de manchas solares. Otros, describen los efectos de interferencia por trayectos múltiples, lo que produce un desvanecimiento Rayleigh y un desvanecimiento intermedio debido al movimiento ionosférico, rotación de Faraday y fenómenos similares. Además, las señales transmitidas están rodeadas de interferencias casuales e interferencias maliciosas. Todo eso concluye en un modelo propuesto donde se consideran todas estas variaciones.

Se evaluaron dos canales propuestos aplicando algoritmos de Machine Learning. Un modelo de canal simple no es confiable, porque son muy optimistas y están lejos del comportamiento real de un canal NVIS de sistema real. Esto se debe a la simplificación realizada del modelo de canal. Por otro lado, los resultados son menos optimistas cuando el modelo de canal se vuelve más complejo y cercano al comportamiento real del canal.

Es por ello, que se estudiaron dos tipos de algoritmos de machine learning para la selección automática de los parámetros de transmisión, se analizaron y fueron comparados en su desempeño mediante simulaciones numéricas utilizando el modelo propuesto de canal NVIS.

El algoritmo propuesto eligió la acción mediante la combinación de aprendizaje Q. Los resultados de la simulación muestran que la modificación del algoritmo de Q-learning logran mayor rendimiento del sistema y menos pérdida de paquetes a lo largo de la transmisión.

A partir de este trabajo de tesis se pueden sugerir nuevas líneas de investigación y de desarrollo sobre sistemas de comunicaciones NVIS. Una de las perspectivas en el estudio es la selección automática de los parámetros de transmisión considerando también otros parámetros ya sea modulación y codificación. Asimismo, solo se consideró el escenario de un solo usuario. En un trabajo a futuro, se estudiará más a fondo el escenario multiusuario y diferentes algoritmos de machine learning como ser ~~como~~ redes neuronales y Deep Q-Networks.

Referencias bibliográficas

- (1) Aditya K. Jagannatham: 'Principles of Modern Wireless Communication Systems, McGraw-Hill Education, ISBN: 9789339220037, 2015
- (2) Adorian, P., and A. H. Dickinson (1952), "High Frequency Broadcast Transmission with Vertical Radiation," J. Br. IRE, pp. 111-116.
- (3) Andrea Goldsmith, "Wireless Communications". Cambridge University Press, USA, 2005.
- (4) Appleton E.V. and M.A.F. Barnett. On some direct evidence for downward atmospheric reflection of electric rays. Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character, pages 621–641, 1925.
- (5) Appleton, E. V., & Bartlett, M. A. F. (1925). On some direct evidence for downward atmospheric reflection of electric rays. Proceedings of the Royal Society of London, 109(752), 621–641.
- (6) Appleton, E. V., and G. Builder (1932), "Wireless Echoes of Short Delay," Proc. Phys. Soc., 44, (1), pp. 76-87.
- (7) Austin, B. A. (2000), "Near Vertical Incidence Skywaves in World War II: An Historical Perspective," HF Radio Systems and Techniques, Guildford, UK, pp. 225-229.
- (8) Austin, B. A., and W. C. Liu (2002), "Assessment of Vehicle-Mounted Antennas for NVIS Applications," IEE Proc. Microw., Ant. Prop, 149, (3), pp. 147-152.
- (9) Ayeni, V., & Milward-Oliver, G. (2005). Maitland+20: Fixing the missing link. Bradford on Avon: Anima Centre.
- (10) Barghausen, A. L., J. W. Finney, L. L. Proctor, and L. D. Schultz (1969), Predicting long-term operational parameters of high frequency sky-wave telecommunication systems, ESSA Tech. Rep. ERL 110-ITS 78, NOAA, Silver Spring,
- (11) Bennett, J. A. (1967), The calculation of Doppler shifts due to a changing ionosphere, J. Atmos. Terr. Phys., 29, 887–891, doi:10.1016/0021-9169(67)90055-4.
- (12) Bilitza D., IRI the International Standard for the Ionosphere, Adv. Radio Sci., 16, 1-11, <https://doi.org/10.5194/ars-16-1-2018>,
- (13) Blake, Roy, "Sistemas electrónicos de comunicaciones", 2da edición, 2004, Thomson.
- (14) Budden, K. G. (1985). The propagation of radio waves. London: Cambridge University Press.

- (15) Burgess, S. J., & Evans, N. E. (1999). Short-haul communications using NVIS HF radio. *Electronics and Communication Engineering Journal*, 11(2), 95–104.
- (16) Carlson A. Bruce & Paul Crilly. "Communications Systems" 5th edition. ISBN10: 0073380407.
- (17) Chapman, S. (1939). The atmospheric height distribution of band absorbed solar radiation. *Proceedings of the Physical Society*, 51(1), 93–109.
- (18) Comfort, L. K. (2006). Cities at risk: Hurricane Katrina and the Drowning of New Orleans. *Urban Affairs Review*, 41(4), 501–516.
- (19) Cones, H. N., Cottony, H. V., & Watts, J. M. (1950). A 600- ohm multiple-wire delta antenna for ionosphere studies. *Journal of Research NBS*, 44, 475–488.
- Conference on Ports and waterways, POWA 2009.
- (20) Cummings, N. P. (2005). Design and analysis of a pattern selectable airborne HF antenna. In Presented at ACES (pp. 499– 502). Hawaii: Honolulu.
- (21) Davies, K. (1969). *Ionospheric Radio Waves*, Blaisdell Publishing Company, London.
- (22) Dean Sumic, An assessment of HF NVIS radio system reliability ,4th International
- (23) Dietrich, F. J., & Long, R. K. (1969). An efficient moderate-size vertical-incidence ionosonde antenna for 2–20 MHz polarization studies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 17(5), 551–557.
- (24) FED-STD-1052. *Telecommunications: HF Radio Modems*. Technical report, U.S. Army Soldier Systems Center, 1990.
- (25) Fiedler, D. M., and E. J. Farmer (1996), *Near Vertical Incidence Skywave Communications, Theory, Techniques and Validation*, Sacramento, World radio Books.
- (26) Furman, W. N., & Koski, E. (2009). Standardization of an intermediate duration HF channel variation model. In Presented at IRST (pp. 137–141). Edinburgh, UK.
- (27) Goodman, J., *HF Communications: Science and Technology*, New York: Van Nostrand.
- (28) Hagn, G. H., & Van der Laan, J. E. (1970). Measured antenna response of vertical whip antennas towards zenith using ionospheric sounder. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 19(3), 230–236.
- (29) Hervas, M., Pijoan, J. L., Alsina-Pages, R., Salvador, M., & Altadill, D. (2013). Channel sounding and polarization diversity for the NVIS channel. In Presented at Nordic HF, Faro, Sweden

- (30) IEEE Guide for Selecting and Using Reliability Predictions Based on IEEE 1413," in *IEEE Std 1413.1-2002*, vol., no., pp.1-106, 19 Feb. 2003, doi: 10.1109/IEEESTD.2003.94232.
- (31) ISO 7489-2 (1989) "Information processing systems-Open Systems Interconnection- Basic Reference Model" Norma ISO.
- (32) ITU Manual sobre las Telecomunicaciones de Emergencia, (2005), Unión Internacional de las telecomunicaciones, Geneva, Switzerland.
- (33) ITU-R Rec. F.520-2 (1992), Use of High Frequency Ionospheric Simulators, International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland.
- (34) ITU. (1990). Ionospheric propagation and noise characteristics pertinent to terrestrial radiocommunication systems design and service planning. ITU-R Report P.266-7, International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland.
- (35) ITU. (2000). Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. ITU-R Rec. F.1487-0, International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland.
- (36) ITU. (2013). Bandwidths, signal-to-noise ratios and fading allowances in HF fixed and land mobile radiocommunication systems. Rec. ITU-R F.339-8, International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland.
- (37) ITU. (2013). Radio noise. ITU-R Rec. P.372-11, International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland.
- (38) Jang, M. Kim, G. Harerimana and J. W. Kim, "Q-Learning Algorithms: A Comprehensive Classification and Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 133653-133667, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941229.
- (39) Johnson, E. E. (2006). HF radio mesh networks. In Presented at MILCOM. Washington, DC, USA.
- (40) Johnson, E. E., Koski, E., Furman, W. N., Jorgenson, M., & Nieto, J. (2012). Artech house: Third generation and wideband HF radio communications.
- (41) Johnson, E., et al., *Advanced High-Frequency Radio Communications*, Norwood, MA: Artech House, 1997.
- (42) Köhnlein W. Electron density models of the ionosphere. August 1978 <https://doi.org/10.1029/RG016i003p00341>.
- (43) Kraus J. D., Marhefka R. (2001). *Antennas (McGraw-Hill Series in Electrical Engineering) Paperback – International Edition*.
- (44) Kraus, J. D. (1988). *Antennas (2nd ed.)*. New York: McGraw-Hill.
- (45) Le Masson, J, Y. M. Erhel and A. R. Mamane, "Simulated Performance of the STANAG 4538 HF Transmission Standard," IRST, York, UK.

- (46) Linden, L. F. (2004), "Winlink 2000 in the Jungle," QST, 2004 (11), pp. 42-45.
- (47) Llinàs, Josep M. & Porte Jimenez, Joaquim & Pijoan, Joan & Badia, David. (2019). Internet of things communications for remote sensors in Antarctica using NVIS.
- (48) Maitland, D. (1984), The Missing Link - Report of the International Commission for World-Wide Telecommunications Development, International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland.
- (49) Maslin, N., HF Communications: A Systems Approach, London: Plenum Press, 1987.
- (50) McNicol, R. W. E. (1949). The fading of radio waves of medium and high frequencies. Proceedings of the IEE-Part III: Radio and Communication Engineering, 96(44), 517–524.
- (51) Mervin, K. J., Radley, G., Gilman, G.W., & Halsey, R. J. (1955). A transatlantic telephone cables. Bell System Technical Journal, 102(2), 117–130.
- (52) MIL-STD-188-110A. Interoperability and Performance Standards for data modems. Technical report, Department of Defense, USA, 1991.
- (53) MIL-STD-188-110B. Interoperability and Performance Standards for data modems. Technical report, Department of Defense, USA, 2000. MIL-STD-188-141B. Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency HF Radio Equipment. Technical report, Department of Defense, USA, 1999.
- (54) Paul Denisowski. "Understanding NVIS" Rohde & Schwarz, 2020
- (55) Perez Fontan, Fernando: 'Modelling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with MATLAB', Chapeer 3, pages 66-67, DOI:10.1002/9780470751749, 2008.
- (56) Pezzopane, M., Pillat, V.G. & Fagundes, P.R. Automatic scaling of critical frequency f_oF_2 from ionograms recorded at São José dos Campos, Brazil: a comparison between Autoscala and UDIDA tools. *Acta Geophys.* **65**, 173–187 (2017). <https://doi.org/10.1007/s11600-017-0015>
- (57) Pickering, L.W. (1975), The calculation of ionospheric Doppler spread on HF communication channels, IEEE Trans. Commun., 23, 526–537, doi:10.1109/TCOM.1975.1092843.
- (58) Proakis, J. "Digital Communications, Third Edition", Boston: McGraw Hill, 1995.
- (59) Richard S. Sutton and Andrew G. Barto. 2018. Reinforcement Learning: An Introduction. A Bradford Book, Cambridge, MA, USA.
- (60) Roberts, M. J. (2004), Señales y Sistemas, Ed. Mc. Graw Hill, México.

- (61) Russell, S. J., Norvig, P., & Davis, E. (2021). Artificial intelligence: a modern approach. 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
- (62) S. Chapman. The absorption and dissociative or ionizing effect of monochromatic radiation in an atmosphere on a rotating earth part II. Grazing incidence. In Proceedings of the Physical Society, volume 43, pages 26–45, 1931.
- (63) Standardization Agreement 4285. Characteristics of 1200/2400/3600 Bits per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links. Technical report, North Atlantic Treaty Organization Std, 1989.
- (64) Standardization Agreement 4285. Characteristics of 1200/2400/3600 Bits per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links. Technical Report, North Atlantic Treaty Organization, 1989.
- (65) Standardization Agreement 4539. Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms. Technical report, North Atlantic Treaty Organization, 2000.
- (66) Strangeways, H. J. (2006), "Estimation of Signal Correlation at Spaced Antennas for Multi-Moded Ionospherically Reflected Signals and its Effect on the Capacity of SIMO and MIMO HF Links," IRST, London, UK, pp. 306-310.
- (67) Sung-Jeen Jang – Reinforcement learning based dynamic band and channel selection in cognitive radio ad-hoc networks.
- (68) Tomasi, Wayne (1996); Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Ed. Prentice Hall, México
- (69) Watterson, C. C., Juroshek, J. R., & Bensema, W. D. (1970). Experimental confirmation of an HF channel model. IEEE Transactions on Communication Technology, 18(6), 792–803.
- (70) Wen Li, A Q-learning based channel selection and Data Scheduling approach for high frequency communications in Jamming Environment.
- (71) Wen Li, Joint Channel Selection and Data Scheduling in HF jamming environment: an interference-aware Reinforcement Learning Approach.
- (72) Witvliet Ben A. & Rosa Ma Alsina-Pagès, 2017. "Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: an overview," Telecommunication Systems: Modelling, Analysis, Design and Management, Springer, vol. 66(2), pages 295-309, October.
- (73) Witvliet, B. A., E. Van Maanen, G. J. Petersen, A. J. Westenberg, M. J. Bentum, C. H. Slump and R. Schiphorst (2015b), "Characteristic Wave Diversity in Near Vertical Incidence Skywave Propagation," EuCAP, Lisbon, Portugal.

- (74) Witvliet, B. A., Van Maanen, E., Petersen, G. J., Westenberg, A. J., Bentum, M. J., Slump, C. H., et al. (2015a). Near vertical incidence skywave propagation: Elevation angles and optimum antenna height for horizontal dipole antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 57(1), 1–18.
- (75) Xi Chen, Jian Yang A spectrum prediction-based frequency band pre selection over deteriorating HF electromagnetic Environment.
- (76) Xin Liu, A heterogenous information fusion deep reinforcement learning for intelligent frequency selection of HF communications.
- (77) Zolesi, B., & Cander, L. R. (2014). *Ionospheric prediction and forecasting*. Berlin: Springer.

