



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN  
INGENIERÍA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ANÁLISIS DE UN MODULADOR DIGITAL GMSK  
PARA SU APLICACIÓN EN COMUNICACIÓN SATELITAL**

**T E S I S**

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

**MAESTRO EN INGENIERÍA**

INGENIERÍA ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

**ING. PALOMA-MARÍA PEDRAJAS Y HERNÁNDEZ**

TUTOR:  
**DRA. FATIMA MOUMTADI**

2008



**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Martynyuk Oleksandr  
Secretario: Dr. Gómez Castellanos Javier  
Vocal: Dra. Moumtadi Fatima  
1<sup>er.</sup> Suplente: Dr. Rangel Licea Víctor  
2<sup>do.</sup> Suplente: Dr. Vicente Vivas Esau

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

POSGRADO DE INGENIERA, UNAM

**TUTOR DE TESIS:**

DRA. FATIMA MOUMTADI

---

**FIRMA**



# ANÁLISIS DE UN MODULADOR GMSK PARA SU APLICACIÓN EN COMUNICACIÓN SATELITAL

## ÍNDICE

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN

SATÉLITES DE COMUNICACIONES

Referencias históricas

Tipos de satélites

Bandas de frecuencia utilizadas por los satélites

Órbita geoestacionaria y geosíncrona

Satélites inteligentes

Tecnología en los satélites inteligentes

Estado del arte en satélites inteligentes

DIAGRAMA A BLOQUES DEL MODULADOR GMSK

Esquema general (Diagrama a bloques)

Modulación GMSK

Oscilador controlado numéricamente

Front-End Digital

Sección Banda base

Filtro Gaussiano polifásico programable

Filtro programable de interpolación

Integrador Digital

Normalizador de la ganancia

Sección pasa banda

Sumador de fase

Computadora digital de rotación coordinada

Filtro sinc inverso

ANÁLISIS DEL MODULADOR GMSK PARA SU APLICACIÓN EN  
COMUNICACIÓN SATELITAL

Simulación del modulador GMSK

Simulación del enlace satelital

ANÁLISIS DE RESULTADOS

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFÍA

GLOSARIO

## INTRODUCCIÓN

El desarrollo tan importante que se dio durante los últimos 50 años en tecnología de comunicación, propició el desarrollo de todo tipo de satélites con la intención de mejorar el desarrollo de áreas tan diversas como la geográfica, geología, meteorología, biología y muchas otras que se vieron beneficiadas con el surgimiento de ellos. Todo esto fue posible gracias al desarrollo de los sistemas de comunicaciones a bordo de los satélites, como pieza fundamental de los mismos. Durante muchos años los satélites funcionaron de manera óptima como meros repetidores de señal con transpondedores, que recibían filtraban y ampliaban la señal para regresarla por un canal diferente, y probablemente con diferente frecuencia.

La industria satelital está teniendo un nuevo auge en cuanto a desarrollo de tecnología ya que como los satélites inteligentes son relativamente nuevos en el mercado, son de gran importancia las contribuciones que sobre el tema se puedan hacer.

El sistema de comunicaciones satelitales utiliza módems híbridos con características analógicas y digitales, la arquitectura propuesta en esta tesis es 100% digital, lo que soluciona problemas de espacio, costo y potencia, dado que los componentes analógicos son más caros y más voluminosos, mientras que los módems digitales se pueden implementar casi en su mayoría utilizando un solo microprocesador, y pocas partes analógicas, en la parte de amplificación y ganancia en la antena.

La CCSDS (The consultative committee for space data systems)[5] para establecer como estándar la modulación GMSK (Gaussian minimum shift keying), para la transmisión de señales en la banda de 8 GHz del espacio a la tierra, consideró que:

- El uso eficiente de los recursos del espectro de RF (Radio frecuencia) cada vez es más importante debido al incremento de la congestión de las bandas de frecuencia.
- La banda de 8025 a 8400 MHz está saturada y los conflictos por la interferencia son cada vez más frecuentes en esta banda.

Por lo que recomendaron el uso en esta banda de modulaciones que hicieran uso eficiente del ancho de banda y de la potencia con técnicas de codificación correctas.

La recomendación se hizo para la modulación GMSK con precodificación y un  $BT_s = 0.25$ . (Periodo de bits). [5]

Esta modulación GMSK presenta tantas ventajas que también se estableció como estándar para el GSM (Global system mobile) que se aplica en la actualidad en millones de teléfonos celulares.

De estas observaciones surge el tema de esta tesis, en la cual se pretende demostrar que un modulador completamente digital permite el procesamiento de los datos a bordo de los satélites inteligentes, a través del análisis del modulador GMSK propuesto utilizando como herramienta el software simulink 7.6. Realizando dos etapas, en la primera etapa de simulación se hace el proceso digital de modulación de datos utilizando la técnica GMSK, con análisis de sus parámetros y características, para justificar la utilidad de este tipo de modulación, y finalmente la segunda simulación representa el enlace de la señal procesada a bordo del satélite, con las pérdidas propias del canal de transmisión, el espacio libre, y la adición de diferentes tipos de ruido, como son el efecto doppler, el error en fase,(offset) y además en la estación terrena, el ruido térmico propio de los aparatos electrónicos, el desacoplo entre la fase y la cuadratura, el desplazamiento de fase, y se demodula la señal para obtener la constelación en la estación terrena, y de esta manera comprobar la eficacia de este tipo de modulación con el propósito establecido.

La tesis se forma de cuatro capítulos, el primero hace una revisión general sobre el mundo de los satélites hasta la actualidad.

En el segundo capítulo se hace una revisión completa sobre cada uno de los sistemas contenidos en el modulador GMSK completamente digital propuesto.

El tercer capítulo contiene dos simulaciones, hechas en simulink, la primera es sobre el modulador digital y la segunda sobre el uso de la modulación GMSK en el enlace espacio tierra, con sus respectivas gráficas, obtenidas durante las simulaciones.

El cuarto capítulo hace un análisis sobre los resultados obtenidos.

Esta tesis se presenta como una opción en la solución de problemas técnicos, como el consumo de potencia, y económicos debido al costo bajo de los componentes digitales.

El conocimiento de las ventajas en el uso de los moduladores completamente digitales, provocará un auge en el desarrollo de satélites inteligentes, por lo que cada vez este tipo de arquitecturas y modelos serán más estudiados y comercializados.

Además los resultados generados por este trabajo permitirán llevar a cabo futuros trabajos con enfoque de desarrollo cada vez más firme de sistemas de comunicaciones satelitales, eficientes y con técnicas sencillas de diseño e implementación.

## CAPÍTULO 1

### SATÉLITES DE COMUNICACIONES

#### 1.1. REFERENCIAS HISTÓRICAS

El hombre desde su inicio, siempre ha mirado al cielo con una mezcla de admiración y temor. El firmamento que lo rodeaba dio lugar a la creación de dioses y espíritus superiores los cuales según las diferentes mitologías los imaginaban a inmensa altura y le recordaban lo pequeña y lo mísera que era su existencia comparada con la de aquellos. Hoy en día el cielo está habitado, no con los productos de la inquietud humana como en la antigüedad, sino físicamente por máquinas que impasibles y desde la enorme ventaja que les reporta la altitud en la que se mueven intentan con su funcionamiento hacer nuestra vida, cómoda y fácil.

La idea de los satélites de Telecomunicaciones apareció poco después de la II Guerra Mundial. En 1945 en el número de octubre de la revista "Wireless World" [R1] apareció un artículo titulado "Relés extraterrestres" cuyo autor era un oficial de radar de la RAF llamado Arthur C. Clarke. Clarke que más tarde sería conocido principalmente por sus libros de ciencia ficción y de divulgación, proponía en su artículo la colocación en órbita de tres repetidores separados entre sí 120 grados a 36,000 km. sobre la superficie de la tierra en una órbita situada en un plano coincidente con el que pasa por el ecuador terrestre. Este sistema podría abastecer de comunicaciones Radio y Televisión a toda la Tierra. Si bien Clarke fue el primero que expuso la idea del empleo de la órbita geoestacionaria para las comunicaciones, ésta ya rondaba por la cabeza de muchos otros.

Al poco tiempo de terminar la guerra no existían medios para colocar satélites en órbita terrestre baja ni mucho menos geoestacionaria, los primeros experimentos de utilización del espacio para propagación de radiocomunicaciones lo realizó el ejército americano en 1951 y en 1955, utilizando nuestro satélite natural, la luna, como reflector pasivo. Los satélites artificiales empiezan su camino en 1957 con el lanzamiento del Sputnik 1, el cual llevaba a bordo un radiofaro que emitía una señal en las frecuencias de 20 y 40 MHz esta señal podía ser recibida por receptores simples y así muchos radioaficionados a lo largo del mundo recibieron la señal, realizándose la primera prueba de transmisión y recepción de señales desde el espacio. La primera voz humana retransmitida desde el espacio fue la del presidente norteamericano Dwight D. Eisenhower, cuando en 1958 dentro del proyecto SCORE, se puso en órbita un misil ICBM Atlas, liberado de su cohete acelerador con un mensaje de Navidad grabado por el dirigente, quien opinaba que el espacio tenía poca utilidad práctica. La grabadora podía también almacenar mensajes para retransmitirlos más tarde, lo que dio origen a los llamados satélites de retransmisión diferida. [R1]

Un Satélite posterior de este tipo fue el Courier 1B, lanzado el 4 de Octubre de 1960. Este satélite militar podía almacenar y retransmitir hasta 68.000 palabras por minuto, y empleaba células solares en lugar de los acumuladores limitados del SCORE.

Los sistemas pasivos, que imitaban la utilización primitiva de la Luna por el ejército norteamericano, se probaron durante un tiempo. Los Echo 1 y 2 eran grandes globos reflectores de mylar<sup>1</sup> iluminado. Su uso se limitaba a parejas de estaciones terrestres desde las cuales podía verse el globo al mismo tiempo. Los científicos geodésicos descubrieron que eran más útiles como balizas<sup>2</sup> para el trazado de mapas desde el exterior de la Tierra. Los ingenieros concluyeron que era

---

<sup>1</sup> mylar®: película de poliéster muy fuerte.

<sup>2</sup> Objeto señalizador para marcar un lugar geográfico.

necesario un sistema de transmisión activo, por ejemplo una versión orbital de las torres de retransmisión por microondas utilizadas en los sistemas telefónicos. Durante algún tiempo discutieron la conveniencia de colocar varios satélites en órbita geoestacionaria (lo que provocaría un costo del proyecto muy elevado) o bien una multitud de satélites en órbitas más bajas. La polémica concluyó en favor de la solución geoestacionaria ya que dichos satélites serían de seguimiento mucho más fácil.

El primer satélite de comunicaciones verdadero, el Telstar 1, fue lanzado a una órbita terrestre baja, de 952 x 5632 km. Era también el primer satélite de uso y patrocinio comercial, a cargo de la American Telephone and Telegraph. El Telstar 1 se lanzó el 10 de julio de 1962, y le siguió casi un año después el Telstar 2. Las estaciones terrestres estaban situadas en Andover y Maine (Estados Unidos), Goonhilly Downs (Reino Unido) y Pleumeur-Bodou (Francia). La primera retransmisión mostraba la bandera norteamericana ondeando en la brisa de Nueva Inglaterra, con la estación de Andover al fondo. Esta imagen se retransmitió a Gran Bretaña, Francia y a una estación norteamericana de New Jersey, casi quince horas después del lanzamiento. Dos semanas más tarde millones de europeos y americanos seguían por televisión una conversación entre interlocutores de ambos lados del Atlántico. No sólo podían conversar, sino también verse en directo vía satélite.

Al Telstar 1 siguieron el Relay 1, otro satélite de órbita baja, lanzado el 13 de diciembre de 1962, y el Relay 2, el 21 de enero de 1964 [R2]. Se trataba de vehículos espaciales experimentales, como el Telstar, diseñados para descubrir las limitaciones de actuación de los satélites. Como tales, constituían solo el preludeo de acontecimientos más importantes. El 26 de julio de 1963 el Syncom 2 se colocó en órbita sincrónica sobre el Atlántico. El Syncom 1 se había situado en el mismo lugar en febrero, pero su equipo de radio falló. La órbita del Syncom 2 tenía una inclinación de 28°, por lo que parecía describir un ocho sobre la tierra. Sin embargo se utilizó el 13 de septiembre, con el Relay 1, para enlazar Rio de Janeiro (Brasil),

Lagos (Nigeria) y New Jersey en una breve conversación entre tres continentes. El Syncom 3 se situó directamente sobre el ecuador, cerca de la línea de cambio de fecha, el 19 de agosto de 1964, y se retransmitieron en directo las ceremonias de apertura de los juegos olímpicos en Japón. "En directo vía satélite": el mundo se impactó al conocer las posibilidades de los satélites de comunicaciones.

Desde el principio los políticos comprendieron su potencial comercial. En 1961 el presidente de los Estados Unidos, John F. Kennedy, invitaba a todas las naciones a participar en un sistema de satélites de comunicaciones en beneficio de la paz mundial y de la fraternidad entre todos los hombres. Su llamada encontró respuesta, y en agosto de 1964 se formó el consorcio Intelsat (International Telecommunications Satellite Organization = Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite). El sistema es propiedad hasta la fecha de más de 120 países. La rama operativa del consorcio es la Comsat (Communications Satellite Corporation = Corporación de satélites de comunicaciones), con sede en Washington. El primer satélite lanzado por Comsat fue el Intelsat 1, más conocido como Early Bird. El 28 de junio de 1965 entró en servicio regular, con 240 circuitos telefónicos. Era un cilindro de 0.72 metros de ancho por 0.59 metros de alto, y con un peso de tan solo de 39 kg. Las celdas solares que lo envolvían suministraban 40 W de energía, y para simplificar el diseño de sistemas estaba estabilizado por rotación, como un trompo. El Early Bird estaba diseñado para funcionar durante dieciocho meses, pero permaneció en servicio durante cuatro años. Posteriormente se lanzaron sucesivos satélites Intelsat los cuales fueron aumentando su capacidad de retransmisión de canales telefónicos y televisivos, en la actualidad la constelación Intelsat consta de 32 satélites cubriendo toda la tierra.

El Intelsat no es el único sistema de satélites de comunicaciones en funcionamiento. A medida que avanzaba la tecnología y descendían los precios, la conveniencia de los satélites de comunicaciones dedicados creció. Resultaba atractivo, desde el punto de vista comercial, construir los satélites según las

necesidades de los distintos estados, firmas, compañías de navegación y otras organizaciones con un gran volumen de tráfico de comunicaciones entre puntos separados por varios centenares de kilómetros. El primer país que contó con un sistema interior fue Canadá que lanzó el Anik 1 (mediante un cohete norteamericano) en noviembre de 1972. España cuenta con su propio sistema de satélites el sistema Hispasat. Otra red muy utilizada, aunque no tan conocida, es la DSCS (Defense Satellite Communications System = Sistema militar de su serie de satélites DSCS. Otras redes de satélites militares aliados son el sistema naval de comunicaciones por satélite (Fleet Satellite Communications System, FLTSATCOM), el sistema aéreo de comunicaciones por satélite (Air Force Satellite Communication System, AFSATCOM), el sistema de comunicaciones por satélite del ejército (SATCOM), todos ellos norteamericanos, y la serie de la OTAN.

La red nacional más extensa de satélites fue desarrollada por la Unión Soviética a partir de abril de 1965, con una serie de satélites Molniya (relámpago) situados en órbita muy elíptica con el cenit sobre el hemisferio norte. De este modo, diversos centros del extenso territorio de la URSS quedaron unidos por programas de televisión en blanco y negro, teléfono y telégrafo. La órbita de 12 horas colocaba al satélite encima de la Unión Soviética durante los períodos fundamentales de comunicaciones, lo que suponía para las estaciones de tierra un blanco con un movimiento aparente muy lento. Cada una de las dos primeras series (Molniya 1 y 2) comprende cuatro pares de cada tipo de satélite, colocados a intervalos de 90° alrededor de la órbita. La serie Molniya 3 es más completa, pues incorpora televisión en color además de telecomunicaciones. En combinación con los satélites trabajan las estaciones terrestres órbita, cada una de las cuales emplea una antena parabólica de bajo ruido y 12 metros de diámetro sobre un soporte giratorio. La antena se orienta hacia el satélite por medio de un mecanismo eléctrico de seguimiento. Los satélites Molniya tuvieron un impacto social, político y económico considerable en el desarrollo del estado soviético (a menudo, con culturas y

costumbres diferentes) en contacto más estrecho con Moscú, y al establecer conexiones, a través de la Organización Intersputnik, con otros países socialistas, desde Europa Oriental a Mongolia. La red de largo alcance se perfecciona todavía más en la actualidad. En diciembre de 1975, a la familia de satélites de comunicaciones soviético se añadió el Raduga, cuya designación internacional es Statsionar 1. Su misión es la misma que en la serie Molniya, aunque se encuentra en órbita geoestacionaria.

Le siguió el Ekran, también de órbita estacionaria cuyo nombre internacional es Statsionar T. Tiene como función específica la retransmisión de programas de televisión desde los estudios centrales de Moscú a zonas con estaciones terrestres más sencillas. Lo hacen posible la potencia de los transmisores del Ekran, varias veces superior a la de los restantes satélites de comunicaciones, sus antenas de haces dirigidos convergentes permiten retransmitir señales de televisión directamente a grupos de receptores de televisión a través de antenas colectivas, e incluso directamente a los receptores de cada hogar, a través de antenas en las azoteas.

Los ingenieros soviéticos han perfeccionado también una estación terrestre móvil llamada Mars, transportable en tres contenedores. Aunque en principio se ideó para la recepción de televisión en directo, cuenta con una antena parabólica de 7 m. y funciona de modo completamente automático. Puede utilizarse también para retransmisiones telefónicas y telegráficas.

Los equipos especiales para la retransmisión vía satélite de los juegos olímpicos de Moscú en 1980 pretendían llegar a una audiencia de 2000 a 2500 millones de personas. Entre ellos se contaban nuevos satélites geoestacionarios del tipo Gorizont, con equipos de retransmisión perfeccionados. El primero se lanzó en diciembre de 1978.

Actualmente hay cientos de satélites activos de comunicaciones en órbita. Reciben las señales de una estación terrestre, las amplifican y las retransmiten con una frecuencia distinta a otra estación. Cada banda de frecuencias utilizada, de un ancho de 500 MHz, se divide en canales repetidores de diferentes anchos de banda (6 GHz para las transmisiones ascendentes y 4 GHz para las comunicaciones descendentes). También se usa mucho la banda de 14 GHz (ascendente) y 11 o 12 GHz (descendente), sobre todo en el caso de las estaciones fijas. En el caso de las estaciones pequeñas móviles (barcos, vehículos y aviones) se utiliza una banda de 80 MHz de ancho en la banda de 1.5 GHz (ascendente y descendente). Las baterías, se cargan a través de paneles solares, proporcionando la energía necesaria para la recepción y la transmisión.

## **1.2. TIPOS DE SATÉLITES:**

Los satélites se clasifican según su distancia y posición con respecto a la tierra, por su utilidad, además de por su tamaño.

### **Clasificación según su órbita:**

- Satélites de órbita geoestacionaria: Se encuentran a 35, 786 Km de distancia de la superficie terrestre.
- Satélites de órbita baja (LEO): Se encuentran aproximadamente a 2,000 Km de distancia de la superficie terrestre.
- Satélites de órbita elíptica excéntrica (Molniya): Es aquella cuya excentricidad está entre 0 y 1, y su trayectoria es elíptica.

**Clasificación según su finalidad:**

- Satélites de Telecomunicaciones: su propósito es transmitir señales de radio entre lugares apartados y remotos, su aplicación es cada día mayor, debido al desarrollo de las comunicaciones en el mundo.
- Satélites meteorológicos: se utilizan para registrar el tiempo atmosférico y el clima de la tierra.
- Satélites de Navegación: Utilizan señales para conocer la posición exacta de un punto sobre la tierra.
- Satélites Militares y espías: son satélites de reconocimiento, de comunicaciones u observación, utilizados principalmente por el ejército o el gobierno de los países, los cuales mantienen su información como secreta.
- Satélites de observación de la tierra: se utilizan para la observación del medio ambiente, meteorología o cartografía, sin fines militares.
- Satélites científicos y de propósitos experimentales: Algunos llevan organismos vivos para hacer estudios sobre el comportamiento de los mismos en el espacio. Se utilizan en todo tipo de experimentos científicos.
- Satélites de Radioaficionado: Son los que comunican con señales de radio entre los diferentes usuarios.

De toda esta amplia gama de dispositivos, nuestro desarrollo se centra en los satélites de telecomunicaciones.

**Clasificación según su tamaño:**

<b>Categoría</b>	<b>Masa (Kg)</b>
Satélite grande	> 1000
Satélite mediano	500 - 1000
Mini satélite	100- 500

Micro satélite	10 – 100
Nano satélite	1 – 10
Pico satélite	0.1 – 1
Femto satélite	< 0.1

Tabla 1.1. Clasificación de satélites

Los satélites más importantes de comunicaciones son grandes y se encuentran en órbita geoestacionaria.

Los pequeños satélites han estado presentes desde los comienzos de la era espacial. Pero ahora, con los avances en la microelectrónica, en especial de los microprocesadores, y la disminución en el precio de lanzamiento comparado con el de los satélites geoestacionarios (GEO) tradicionales, hacen que los pequeños satélites de órbita baja (LEO) sean una alternativa viable y atractiva. No sólo desarrollos científicos y militares, sino además aplicaciones comerciales en el campo de las comunicaciones personales y móviles basadas en estos sistemas son ahora una realidad. El gran desarrollo que han sufrido en los últimos años los sistemas de comunicaciones basados en pequeños satélites de órbita baja ha provocado el aumento tanto del número de proyectos orientados al lanzamiento de constelaciones de satélites que proporcionan comunicaciones globales a lo largo de la tierra como del número de servicios ofrecidos por estos satélites, uno de los cuales es el de mensajería diferida.

### 1.3. BANDAS DE FRECUENCIA UTILIZADAS POR LOS SATELITES:

Según fue aumentando el número de satélites en órbita, las bandas utilizadas para la transmisión se fueron saturando, de manera que cada vez se utilizan bandas de transmisión con mayor frecuencia.

Banda P	0.25 – 0.5 GHz
Banda L	0.5 – 1.5 GHz
Banda S	2 – 4 GHz
Banda C	4 – 8 GHz
Banda X	8 – 12 GHz
Banda Ku	12 – 18 GHz
Banda K	18 – 26 GHz
Banda Ka	26 – 40 GHz

1 GHz = 1,000'000,000 Hz

### 1.4. ÓRBITA GEOESTACIONARIA Y GEOSÍNCRONA

Un satélite en órbita geoestacionaria describe una trayectoria circular por encima del ecuador, a una altitud de 35,800 Km, completando la órbita en 24 horas, el mismo tiempo que tarda la tierra en completar el movimiento de rotación. Como el satélite se mueve en la misma dirección que la tierra, permanece en una posición fija sobre un punto del ecuador, lo que provoca un contacto ininterrumpido entre las estaciones terrenas visibles. La mayoría de los satélites se encuentran en esta órbita.

Los satélites en órbita geosíncrona tienen una determinada inclinación con respecto al ecuador. [1]

## 1.5. SATÉLITES INTELIGENTES

El de "satélites inteligentes" es un término reciente en las comunicaciones por satélite que no ha sido definido formalmente todavía. "Inteligencia" puede definirse como la habilidad para aprender o entender gracias a la experiencia para responder de forma rápida y satisfactoria a una nueva situación. En algunos sentidos, los satélites actuales pueden calificarse de inteligentes porque, por ejemplo, pueden controlar automáticamente su disposición o las direcciones de sus antenas basándose en las señales externas que provienen de los apropiados sensores a bordo. Ésta es la primera función inteligente, que es controlada por procedimientos basados en el nivel de señal.

La segunda función de inteligencia es la de programar los siguientes pasos por procedimientos lógicos basados en el nivel de los símbolos. Por ejemplo, la conmutación de haz es una función inteligente porque la conmutación es llevada a cabo por la extracción de la información sobre el destino del haz de las señales de transmisión.

Los satélites inteligentes necesitan tener tanto funciones de "auto criterio", operación lógica, memoria, referencia a memoria, inferencia, "auto ejecución" y "auto chequeo".

### 1.5.1. Tecnología en los satélites inteligentes

La tecnología para las funciones inteligentes de los satélites para comunicaciones móviles por satélite serán descritas en los siguientes apartados. Las funciones inteligentes básicas están realizadas con transpondedores regenerativos y antenas multihaz a bordo del satélite.

### a) Transpondedores regenerativos

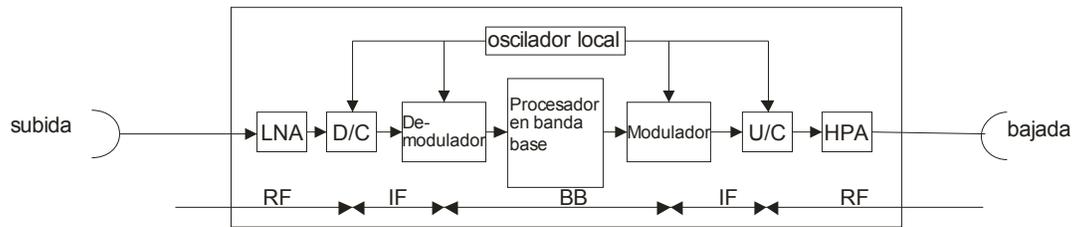


Figura 1.1. Configuración de transpondedores regenerativos

Una característica clave de los transpondedores regenerativos es la de tener la capacidad de procesamiento de señal en banda base en el propio satélite, lo que nos da la posibilidad de funciones como la conmutación de interconexiones de haz, conversiones de la tasa de transmisión de datos y el escaneo de "haces puntuales" de antenas a bordo. Estas funciones tienen más ventajas comparadas con un transpondedor convencional como proveedor de servicios de comunicaciones y redes para un gran número de terminales compactos para móviles e individuales. Un transpondedor convencional sólo transmite una señal para una estación terrena después de una conversión en frecuencia y una amplificación de la señal ascendente. Así, un transpondedor convencional es denominado en ocasiones una "tubería doblada" o un transpondedor transparente. Por otro lado, un transpondedor regenerativo demodula la señal ascendente a niveles de banda base y la retransmite después modulada para los canales de descenso.

Desde el punto de vista económico, un transpondedor regenerativo puede reducir la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE) de las estaciones de tierra. La relación (S/N) cuando se usa un transpondedor transparente está determinada por el comportamiento del enlace descendente que está limitado por la potencia a bordo del satélite. Con el motivo de obtener la relación (S/N) total requerida, la relación (S/N)

en el enlace ascendente debe ser de uno 20 dB más que el descendente. Por otro lado, en el uso de un transpondedor regenerativo, las cualidades del canal ascendente y descendente están determinados de forma independiente, y ambos enlaces pueden tener casi la misma relación (S/N). La reducción de la potencia transmitida puede hacer los terminales de tierra más compactos. Otra ventaja de los transpondedores regenerativos es que puede dar diferentes formatos de acceso múltiple en los enlaces ascendente y descendente. En general, el acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA) es conveniente en el enlace ascendente para móviles, porque cada móvil transmite una señal de forma menos frecuente y su tasa de información no es de alta velocidad, así que FDMA no necesita demasiada potencia y puede tener una configuración más barata y simple que el acceso múltiple por división en tiempo (TDMA). Por otro lado, la multiplexión por división en tiempo (TDM) es preferible para el enlace descendente, porque el amplificador de mayor potencia (HPA) puede operar en la región de saturación para dar la máxima PIRE de transmisión para reducir el G/T de los terminales móviles.

### **b) Antenas multihaz**

Hay dos ventajas fundamentales usando antenas multihaz a bordo del satélite. La primera es que se puede obtener el máximo flujo de potencia en la superficie terrestre, lo que permite a los usuarios de móviles usar terminales más pequeños con una antena compacta y menor potencia de transmisión. La segunda es que las frecuencias pueden ser reutilizadas en varias ocasiones en la misma banda de frecuencia.

El cambio a bordo puede ser realizado con las siguientes tecnologías:

1. Banco de filtros: el salto de haz con un banco de filtros puede ser realizada con una configuración muy simple. Este método es apropiado para un pequeño número de haces. Las señales transmitidas en un haz por un usuario son interconectadas por filtros en frecuencia para un haz designado.

2. Matriz de interruptores de microondas: las señales están interconectadas desde un haz ascendente a un haz descendente conmutando interruptores, que operan en niveles de frecuencia de radio (RF) o en frecuencia intermedia (FI).

3. Salto en banda base: Las señales del enlace ascendente son convertidas a banda base, en donde es más fácil realizar el procesado digital. El cambio de haz se lleva a cabo en niveles de banda base con procesadores digitales de señal.

Estas funciones de procesado de señal a bordo son generalmente muy sofisticadas y necesitan tecnologías muy avanzadas.

### **c) Otras funciones**

El uso de un procesador de señal y memoria permiten que las siguientes funciones inteligentes sean instaladas a bordo del satélite:

- Corrección de errores
- Control de la eficiencia de operación del canal
- Control de potencia y ganancia para un control eficiente del tráfico
- Conversión de protocolo para comunicaciones entre diferentes redes
- Traducción entre diferentes lenguajes
- Almacenamiento de voz y datos en el satélite

- Modulación y protocolos programables con ayuda de la gran cantidad de memoria, el procesador digital de señal y el software que puede ser descargado por la estación de tierra
- Información sobre las cargas en la comunicación
- Comunicación entre satélites para reducir el tiempo de retardo [2]

### **1.5.2. Estado del arte en satélites inteligentes**

En 2006 el operador de satélites HISPASAT inicia la comercialización de servicios avanzados de banda ancha a través del sistema de procesado a bordo Amerhis, alojado en su satélite Amazonas.

Este sistema supone una revolución en el campo de las comunicaciones multimedia por satélite. Amerhis (Advanced Multimedia Enhanced Regenerative HISPASAT System) es la primera carga útil multimedia avanzada en un satélite de comunicaciones comercial. Es un programa de la Agencia Espacial Europea (ESA) y el Centro para el Desarrollo Tecnológico e industrial (CDTI), en el que han participado numerosas empresas españolas (HISPASAT, Alcatel Alenia Space España, Indra Espacio, Mier comunicaciones) en cooperación con Alcatel Alenia Space (Francia), Nera-STM (Noruega) y EMS Technologies (Canadá).

Se trata de la primera plataforma tecnológica multimedia desarrollada en asociación con un operador de satélites, por lo que representa un modelo de referencia de colaboración institucional para el desarrollo de nuevas tecnologías en el sector espacial español, para la investigación y para la innovación industrial. Es la plataforma que integra los dos estándares DVB-S y DVB-RCS en un único sistema

de satélite regenerativo y multi-haz. Una vez superadas con éxito las etapas de puesta en órbita y de puesta a punto, pruebas y demostraciones del sistema completo Amerhis comienza ahora la fase de explotación comercial.

El grupo HISPASAT embarcó con éxito en su satélite Amazonas el sistema Amerhis, un novedoso sistema de procesado a bordo de señales basado en el estándar abierto DVB-S/DVB-RCS que, gracias a su carga útil regenerativa, proporciona conectividad en red de altas prestaciones entre los terminales de usuario ubicados en cualquier punto dentro de cada una de las coberturas del satélite (haces de América del Norte, América del Sur, Brasil y Europa), con posibilidad de interconexión directa de terminales ubicados en zonas geográficas cubiertas por haces diferentes del satélite, sin necesidad de HUB.

Permite el desarrollo de nuevos servicios de banda ancha con un equipamiento terrestre más sencillo, de menor tamaño y precio, ya que acepta el uso de terminales DVB-RCS convencionales de diferentes fabricantes, por la interoperabilidad inherente a los sistemas basados en este estándar abierto.

Dispone de un sistema avanzado de gestión de calidad de servicio (QoS) que permite ofrecer diferentes clases de servicio, incluyendo los niveles requeridos en aplicaciones sensibles al retardo, como en el caso de la voz sobre IP y la videoconferencia.

Las principales ventajas que Amerhis incorpora son:

- Servicios corporativos: redes virtuales privadas (VPN's), interconexión de áreas locales de red (LAN 2 LAN, LAN interconexión)
- Servicios más flexibles y de mayor calidad a empresas: multiconferencia, videoconferencia, acceso a Internet... entre diversas sedes localizadas en coberturas diferentes.

- Enlaces directos punto-multipunto, multipunto-multipunto entre varias coberturas y con mayor calidad.
- Sensible reducción del retardo en las comunicaciones bidireccionales por satélite entre estaciones remotas, al eliminar la necesidad del doble salto.
- Asignación dinámica de ancho de banda bajo demanda
- Reducción del tamaño de las estaciones de usuario, con el consiguiente abaratamiento de las mismas.
- Ahorro de ancho de banda para los mismos servicios.
- Posibilidad de realizar contribuciones de programas de televisión con estaciones reducidas y desde diversos puntos o coberturas, siendo el satélite el encargado de aglutinar todas las subidas y radiodifundir los programas en varias coberturas simultáneamente.

El proyecto supone por ello un gran hito en el mundo de las telecomunicaciones por satélite, ya que éstos dejan de ser meros repetidores para convertirse en elementos activos, inteligentes, desde donde se pueden remodelar y volver a enviar las señales generadas por los operadores y proveedores de contenidos, y realizar su transmisión directa, en cualquiera de las zonas de cobertura. Con este proyecto, HISPASAT afianza su papel de compañía pionera en el desarrollo de tecnologías avanzadas y en la comercialización de servicios innovadores, y refuerza su función dinamizadora de la industria española. [3]

## CAPÍTULO 2

### DIAGRAMA A BLOQUES DEL MODULADOR GSMK

#### 2.1. ESQUEMA GENERAL (DIAGRAMA A BLOQUES)

La arquitectura del modulador digital se desarrolla a partir del diagrama a bloques de la figura 2.a, en donde se muestra de manera gráfica los pasos del funcionamiento general de una modulación GSMK.

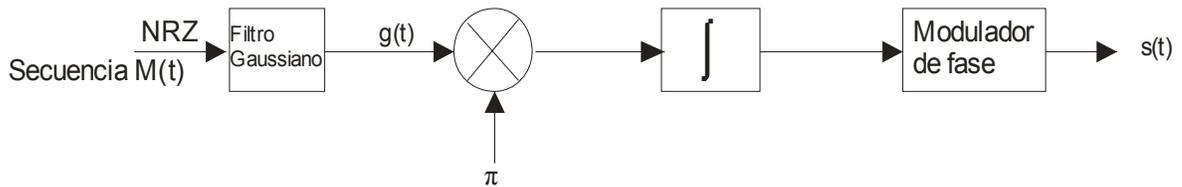


Figura 2.a. Arquitectura del modulador GSMK

Para desarrollar el análisis del modulador se toman en cuenta los siguientes puntos importantes:

1. La flexibilidad de configuración a bordo de los parámetros de modulación, como son la tasa de datos y el ancho de banda.
2. Flexibilidad en el diseño.

La arquitectura digital permite conseguir las necesidades expuestas en los dos puntos anteriores, con menor esfuerzo que para una solución completamente analógica. En los siguientes puntos del capítulo 2, se analizan a detalle cada uno de los bloques principales del modulador GSMK.

El diagrama a bloques del modulador digital GSMK propuesto se presenta en la figura 2.b:

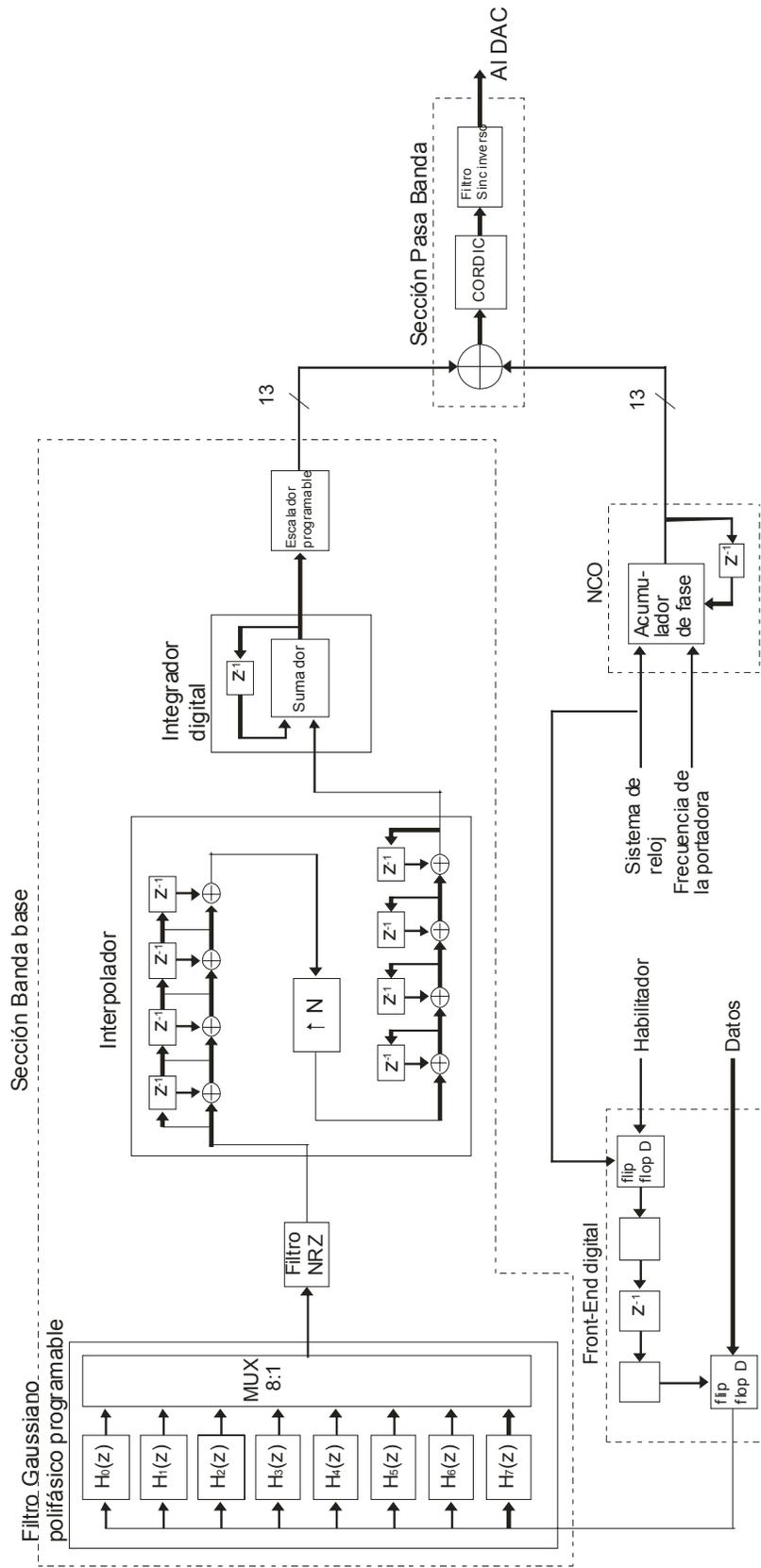


Figura 2.b. Diagrama a bloques del modulador digital GSMK

## 2.2. MODULACIÓN GMSK

Los modernos sistemas de comunicaciones móviles con multi acceso TDMA y CDMA utilizan métodos de modulación digital los cuales deben poseer, entre otras, las siguientes características:

a) Elevada eficiencia espectral, que se define como cociente entre velocidad de bits y ancho de banda ocupado.

b) Escasa radiación en canales adyacentes. El método de modulación debe ser capaz de concentrar en el ancho típico del canal móvil la mayor parte de la energía de la señal modulada. La especificación a este respecto es muy estricta, exigiéndose una atenuación para la radiación en el canal adyacente de 60 a 80 dB. Por ello, se efectúa un procesamiento (filtrado) en banda base antes de la modulación.

c) Continuidad de fase, para evitar la radiación excesiva fuera de banda.

d) Envolvente constante de la señal modulada, para evitar que se produzca distorsión de intermodulación en las etapas amplificadoras. Estas deben ser clase C, en régimen no lineal, por su buen rendimiento de potencia, que es esencial en aplicaciones portátiles para reducir el volumen y peso de la batería.

e) Buena característica de error en cuanto a la relación portadora/ruido (C/N) y portadora/interferencia (C/I), lo que implica una potencia de transmisión moderada que permita un buen índice de reutilización de los canales.

De los sistemas de modulación que se han propuesto para comunicaciones móviles digitales, pueden destacarse los siguientes:

a) Modulación por desplazamiento mínimo: MSK (mínimum shift keying), denominada también FFSK (Fast Frequency Shift Keying) y su variante modulación MSK con pre filtrado gaussiano: GMSK (Gaussian MSK).

b) Modulación de frecuencia moderada: TFM (Tamed Frequency Modulation) y su variante gaussiana GTFM.

c) Modulación de amplitud y frecuencia: PAM/FM (Pulse Amplitude Modulation/Frequency Modulation).

d) Modulación de fase cuaternaria diferencial:  $\pi/4$ - DPSK (Differential phase shift keying).

La modulación MSK es una modulación digital de FM con índice  $m= 0.5$ . La expresión analítica de la señal modulada para la moduladora digital  $x(t)$ , es:

$$y(t) = A \cos[ 2\pi f_c t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(t) dt ] \quad (1)$$

En donde  $f_d$  es la desviación de frecuencia. Si el período de bit es  $T$ , se elige  $f_d$  de forma que:

$$2\pi f_d t = \frac{\pi}{2} \quad f_d = \frac{1}{4T} \quad (2)$$

Se define el índice de modulación como el cociente entre la desviación de frecuencia de pico y la velocidad de bits:

$$m = \frac{2 f_d}{V_b} = \frac{\frac{1}{2T}}{\frac{1}{T}} = \frac{1}{2} \quad (3)$$

Dependiendo de la elección de  $f_d$ , resulta que los bits sucesivos producen al final de cada intervalo de bit saltos de fases iguales a  $\pm\frac{\pi}{2}$  y saltos de frecuencia de  $\pm 2f_d$ .

La modulación MSK, aunque es una modulación de frecuencia, tiene la particularidad de que puede representarse y generarse mediante componentes en fase y cuadratura de una forma sencilla:

$$y(t) = A \cdot I(t) \cos(2\pi f_c t) - A \cdot Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4)$$

con:

$$I(t) = \cos\left(\pm\pi\frac{t}{2T}\right), \quad Q(t) = \sin\left(\pm\pi\frac{t}{2T}\right) \quad (5)$$

La modulación MSK, tiene como ventaja el poseer envolvente constante, la sencillez de generación con un modulador en cuadratura, la posibilidad de múltiples tipos de detección (coherente, diferencial y no coherente) y un ancho de banda espectral razonablemente pequeño. El ancho de banda de transmisión para MSK es  $B=1.5 / T$ . En la práctica se reduce mediante filtrado el ancho espectral del canal, de forma que  $B \approx 1/T$ .

Con el fin de atenuar los lóbulos espectrales, se efectúa un procesamiento en banda base de la señal digital previo a la modulación, que consiste en hacer pasar la señal por un filtro gaussiano de ancho de banda  $B_b$ . La señal filtrada se aplica al modulador MSK. A esta modulación se le denomina GMSK.

Con GMSK se suavizan las transiciones de señal en los puntos de cambio de bit 0 a 1 y viceversa. Esto hace que los lóbulos laterales del espectro se reduzcan. También en GMSK, los máximos de la desviación de fase son menores que en MSK. Ello implica una reducción en la intensidad de la señal demodulada. La GMSK introduce también cierta interferencia inter símbolos que debe ecualizarse, lo cual resta cierta capacidad al ecualizador. Este es el precio necesario de un espectro condensado y con pequeños lóbulos laterales, que era el objetivo.

Si observamos la densidad espectral de potencia de una señal digital de datos (onda binaria aleatoria), vemos que la misma se expande hasta el infinito decayendo en frecuencia según la forma de un  $\text{sinc}^2$ :

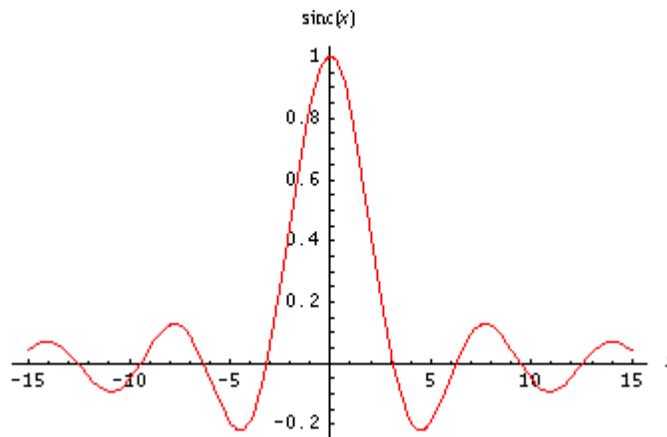


Figura 1.1. Densidad espectral de potencia de una señal binaria aleatoria [16]

Lo anterior hace imposible transmitir dicha señal por ningún canal real, pues si hay alguna propiedad que caracteriza a todas las transmisiones inalámbricas es el ancho de banda disponible. Por lo tanto, una primera herramienta para limitar dicho espectro, pareciera ser pasar la señal por un filtro pasa banda y así eliminar las componentes de frecuencia más altas.

Además de un espectro limitado, una transferencia de datos en forma inalámbrica debe tener una aceptable tasa de error en la detección (BER: bit error rate) bajo condiciones de ruido. Lo cual se puede optimizar utilizando métodos de modulación digital.

Basándose en estas consideraciones, acerca del tipo de modulación a utilizar podemos ya rechazar un grupo de modulaciones, que por sus características no corresponden con los requerimientos de una transmisión inalámbrica. Estas son las modulaciones multinivel (más de dos niveles). Podemos mencionar, entre otras, las modulaciones QAM y QPSK.

Hay dos factores para eliminar las modulaciones multinivel:

- Para una misma tasa de error (BER) necesitan una mayor relación señal a ruido (SNR) que las modulaciones de dos niveles.
- Además, necesitan generalmente una mayor linealidad en el elemento amplificador, que las de dos niveles.

Estos dos factores hacen que sumadas las razones detalladas a continuación, tome importancia la modulación GMSK, que es una modulación de dos niveles y de fase continua, derivada de MSK.

MSK es un caso particular de FSK con el índice de modulación mínimo aceptable produce señalización ortogonal:

$$m = \frac{|f_{\text{lógico 1}} - f_{\text{lógico 0}}|}{\text{tasa de bit}} = 0.5 \quad (6)$$

Donde  $m$  es el índice mínimo de modulación

Esto significa que la diferencia entre las frecuencias correspondientes al “0” lógico y al “1” lógico, es igual a la mitad de la tasa de transferencia.

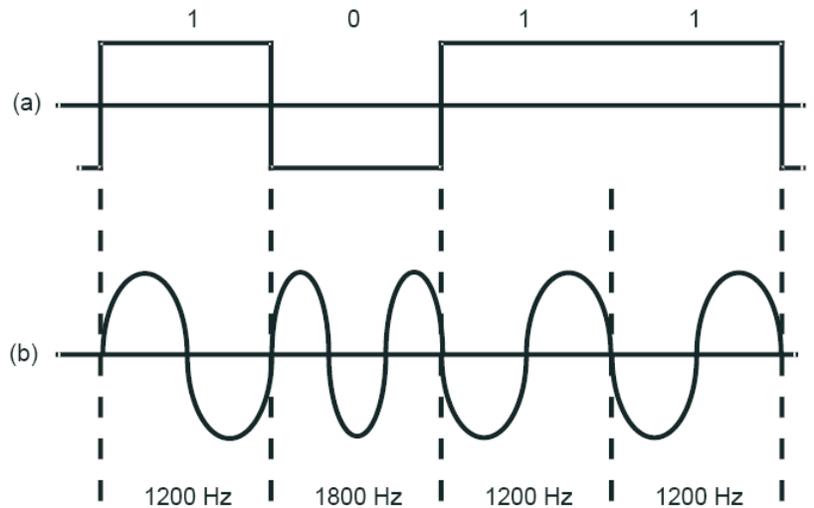


Figura 1.2. a) secuencia de bits NRZ (1200 bps). b) señal modulada MSK ( $f_1 = 1200$  Hz,  $f_2 = 1800$  Hz) [4]

De esta forma se puede afirmar que MSK es un método robusto para transmitir datos en un medio inalámbrico cuando la tasa de transferencia es relativamente menor comparada con el ancho de banda del canal; pero sin embargo, comienza a perder eficiencia a medida que la tasa de transferencia se acerca al ancho de banda disponible.

Para solucionar este problema es necesario reducir la energía de los bordes superiores del espectro MSK, utilizando para esto la variante de la modulación conocida como GSMK.

La modulación GSMK se caracteriza por tener una auto correlación con distribución Gaussiana. La auto correlación de una señal aleatoria brinda una noción de la dependencia existente entre los símbolos de la misma, en particular para símbolos consecutivos. Por lo tanto nos informa cuál es el comportamiento promedio de la señal a lo largo del tiempo. Este es el comportamiento promedio porque se trata de señales aleatorias.

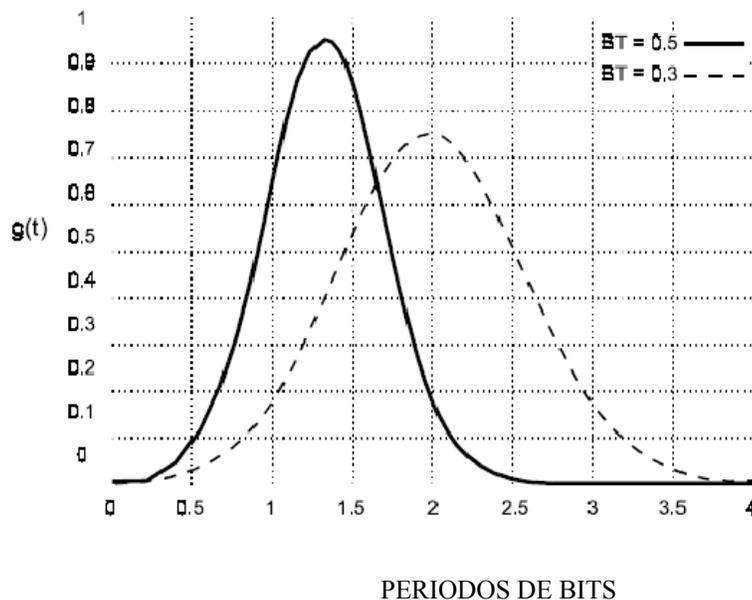


Figura 1.3. Auto correlación de la modulación GSMK [4]

Si la auto correlación  $R_x(\tau)$ , de una señal generada por una fuente de bits aleatoria  $x(t)$ , disminuye rápidamente a medida que aumenta el valor  $\tau$ , es de esperarse que

$x(t)$  cambie rápidamente en el tiempo y por lo tanto estarían presentes altas componentes de frecuencia.

La densidad espectral de potencia es la transformada de Fourier de la auto correlación.

El parámetro BT de la figura 1.3. se define como:

$$BT = \frac{f_{-3dB}}{BIT RATE} \quad (7)$$

Podemos comprobar según la figura 1.3. que se tiene una expansión en el tiempo del bit de:

- 3 períodos con  $BT = 0.3$
- 2 períodos con  $BT = 0.5$

Esta expansión provoca interferencia inter símbolo (ISI).

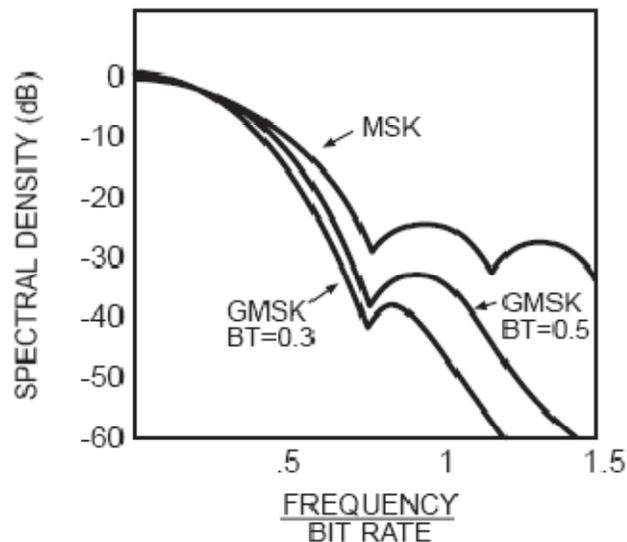


Figura 1.4. Densidad espectral para MSK y GMSK [4]

La figura 1.4 muestra una comparación de las densidades espectrales de señales moduladas, y se muestra la mejor utilización del ancho de banda en la modulación GMSK en comparación con MSK.

También se observa una ligera mejora cuando  $BT = 0.3$ , pero se ve perjudicada (en peor proporción) por el efecto ISI mencionando el uso de  $BT = 0.25$  y  $BT = 0.5$  se eligió como estándar para las comunicaciones satelitales. [5]

### 2.3. OSCILADOR CONTROLADO NUMÉRICAMENTE (NCO)

Provee una fase de portadora no modulada. Actúa como un acumulador de 32 bits, generando una rampa lineal de fase.

Para poder generar señales a partir de una información digital se utiliza la técnica denominada DDS (Direct Digital Synthesis). Para obtener una excelente resolución en frecuencia emplea un oscilador controlado numéricamente (NCO), que realiza la división de la frecuencia de referencia.

La resolución en frecuencia de esta disposición es la siguiente:

$$Res_{frec} = \frac{F_{reloj}}{2^{N-1}} \quad (8)$$

Siendo  $N$  la cantidad de bits del sumador del NCO. Si  $N = 32$  y  $F_{reloj} = 40$  MHz, la resolución es de 0.00931 Hz. La distorsión armónica del generador es de 0.15%. [4]

La limitación de esta técnica está en las frecuencias espurias que introduce el DAC. Tal como lo indica el teorema de Nyquist, se producirá un solapamiento en frecuencia, limitando la máxima frecuencia de salida ( $F_{\text{salida}} < \frac{F_{\text{reloj}}}{4}$ ).

El último adelanto en la modulación de frecuencia FM es el NCO. Un número binario controla la frecuencia de un NCO; dicho número está escrito en un registro en el dispositivo.

Un modulador con un NCO tiene la ventaja de que su frecuencia de salida es tan exacta como el cristal de reloj. Estas condiciones permiten que un modulador NCO funcione con cualquier frecuencia de señal en banda base.

Los moduladores NCO operan en general con una sola frecuencia portadora en el intervalo de unos pocos MHz (5MHz es lo usual). El transmisor tiene un mezclador y un oscilador local para elevar la frecuencia portadora hasta la frecuencia de salida asignada, justo como se hace en los transmisores de SSB. [8]

Es esencial tener especial cuidado a la cuantificación en términos del ruido para obtener un diseño apropiado del NCO. En este modelo de implementación el NCO consiste en un sintetizador de frecuencia, basado en un acumulador de fase y un retardador. [9]

Es necesaria una fuente de reloj de frecuencia variable para que sea posible compensar cualquier desviación de frecuencia del código entrante respecto de la nominal, como por ejemplo la debida al efecto Doppler. Además de tener la capacidad de ajustar su fase para poder lograr la alineación con el código de entrada. Por estas razones se emplea como generador de reloj de código un NCO.

Si bien la magnitud de una señal sinusoidal es no lineal, su fase es lineal respecto del tiempo. Un NCO aprovecha esta cualidad para generar una señal sinusoidal digital. Para llevar a cabo esto, produce una rampa de fase y realiza la conversión no

lineal entre la fase y la magnitud del seno, ya sea empleando algún algoritmo de cálculo implementado en hardware o software o utilizando una memoria que posea las muestras de la señal mencionada anteriormente; la conversión mediante algoritmo está limitada por los requisitos de frecuencia máxima necesarios. Luego, se puede sintetizar una señal sinusoidal de frecuencia variable con tan solo variar la pendiente de la mencionada rampa de fase. La siguiente ecuación describe el funcionamiento del sistema.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (9)$$

donde  $\frac{\Delta\phi}{\Delta t}$  es la pendiente de la rampa. Es decir, que la rampa se puede implementar incrementando la fase en saltos de  $\Delta\phi$  cada  $\Delta t$  segundos. Para variar la pendiente se modifica  $\Delta\phi$  dejando  $\Delta t$  fijo e inversamente proporcional a una frecuencia de referencia  $f_{reloj}$ . De esta manera, la rampa de fase se genera con un acumulador de fase, el cual es implementado con un acumulador binario de 'a' bits, tal que 'a' ceros corresponden a 0 radianes y 'a' unos corresponden a  $2\pi(1 - 2^{-a})$  radianes. Por consiguiente, para programar una frecuencia de salida en vez de  $\Delta\phi$  se carga una palabra de sintonización de 'a' bits  $P_s$ . Finalmente la frecuencia de la señal de salida es la de la siguiente ecuación:

$$f_0 \cong \frac{\Delta\phi}{2\pi} f_{reloj} = \frac{P_s}{2^a} f_{reloj} \quad (10)$$

El NCO acumula fase, fijada por  $P_s$ , a la frecuencia de reloj  $f_{reloj}$ . Cuando la fase es tal que el acumulador de fase desborda, comienza un nuevo ciclo de la señal. Aún cuando la explicación del funcionamiento fue hecha para una señal sinusoidal, está claro que fácilmente se pueden generar señales periódicas de cualquier forma arbitraria, solamente modificando la tabla de valores almacenados en la memoria.

[10]

El NCO genera muestras numéricas de muestras de la forma de onda a razón del reloj. El acumulador de fase (longitud del registro:  $r$  bits), llamado también convertidor digital de frecuencia a fase (FPC), o rueda de fase digital (apuntador de fase: representación digital de fase instantánea como muestra la siguiente figura).

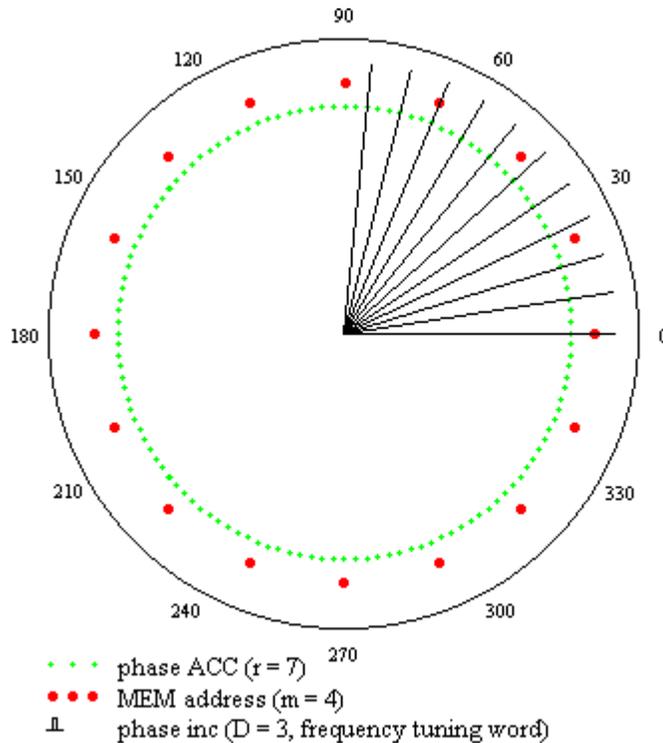


Figura 2.1. rueda digital de fase (módulo aritmético) [4]

Para muestras lineales de fase, el rebase del acumulador formado por un sumador y un PAR (registro acumulador de fase) integrado a una razón de reloj la frecuencia del dato sintonizado en PIR (registro de incremento de fase). El valor seleccionado de frecuencia sumado al acumulador controla el promedio de frecuencia del evento de rebase (wrapping).

Actualmente el NCO es una herramienta muy simple para ser realizada en hardware, esta puede también implementarse en software. Efectivamente, NCO es

una calculadora especializada, optimizada por cálculos repetidos de muestras numéricas de la onda.

La estructura del NCO soporta técnicas de modulación digital de fase continua.

## **2.4. FRONT- END DIGITAL**

Provee la interfaz de la entrada serial de datos para el modulador GMSK. La señal modulada es aplicada al pin de entrada de datos mientras el pin de habilitación es usado para la sincronización de datos. Para una sincronización adecuada, la señal habilitadora debe encuadrar exactamente la ráfaga de datos modulados.

Los últimos años, los convertidores analógico/digital (ADC) y los convertidores (DDC) han aparecido en el mercado comercial y sus precios van todo el tiempo hacia la baja. En la actualidad, una disponibilidad de los chips de ADC y DDC, permite aplicar métodos digitales al procesamiento de la señal a frecuencias cada vez más altas. Un sistema ideal presenta una conversión analógica/digital a la salida de la antena. Este sistema es conocido como radio software ideal. De hecho, el convertidor analógico/digital es una parte mucho más limitante de un sistema receptor y una elección de un ADC deseable es la cuestión clave en el desarrollo del sistema. De manera que las consideraciones para el diseño del receptor digital resultan de los parámetros dinámicos del ADC empleado. La estructura de un receptor digital es similar a la arquitectura tradicional de radio analógica, (receptor heterodino), incluyendo filtro pasa-banda de entrada (RF-BPF) , amplificador de alta frecuencia (RFA), mezclador analógico (RF-MIX) con oscilador local, filtro pasa banda de frecuencia intermedia (IF-BPF) y amplificador de frecuencia intermedia (IFA).

El segundo mezclador, el oscilador local y la etapa de banda base se solucionan por un sistema digital (DDC) de manera contraria a la radio convencional. Los chips modernos DDC ofrecen muchas funciones útiles para el procesado de la señal recibida. Sin embargo las partes esenciales del DDC son el NCO, el mezclador digital y el filtro pasa bajas de decimación. El NCO como se menciona en el capítulo 2 es realizado principalmente como un sintetizador digital directo (DDS). Esto garantiza alta estabilidad y precisión fijando la frecuencia del oscilador. El mezclador digital se resuelve como un multiplicador digital. El filtro digital pasa baja hace esto posible fijando un ancho de banda casi arbitrario de la banda base. La señal de salida del DDC (señal transferida a banda-base y filtrada) puede ser alimentada a un DSP, donde la demodulación, decodificación y otros algoritmos se pueden implementar.

El procesamiento de una potencia efectiva total de ruido a la entrada del ADC es el primer paso de análisis con cuidado de las características lineales dinámicas limitadas del ADC. El ruido desde el front-end análogo a la entrada del ADC está definido como un producto (respectivamente una suma en unidades de decibels dB) de una potencia de ruido disponible desde la antena  $N_{ant}$ , la figura total de ruido de las secciones de un front-end análogo  $F_{as}$ , y la ganancia total de conversión de la etapa analógica  $G_{as}$ :

$$N_{as} = N_{ant} + F_{as} + G_{as} \quad [\text{dBm, dBm, dB, dB}]$$

La potencia de ruido disponible desde la antena propiamente acoplada es:

$$N_{ant} = 10 \log (k T B_{as}) + 90 = 10 \log (B_{as}) - 114 \quad [\text{dBm, J/K, K, MHz}]$$

Donde  $k$  es la constante de Boltzmann  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K,  $T$  es la temperatura (default 290 K), y  $B_{as}$  es el ancho de banda del segmento analógico. La ganancia de conversión  $G_{as}$  es igual a:

$$G_{as} = -L_{RFF} + G_{RFA} - L_{RFM} - L_{IFF} + G_{IFA} \quad [\text{dB}, \text{dB}]$$

Donde  $L_{RFF}$ ,  $L_{RFM}$  y  $L_{IFF}$  son las pérdidas a la entrada de los filtros,  $G_{RFA}$  y  $G_{IFA}$  son las ganancias a la entrada de los amplificadores. La figura total de ruido de la sección analógica del front-end se deriva de la ecuación de Friis

$$NF_{as} = 10 \log \left( 10^{\frac{NF_{RFA} + G_{RFA} - L_{RFM} - L_{IFF}}{10}} - 10^{\frac{-L_{RFM} - L_{IFF}}{10}} + 10^{\frac{NF_{IFA}}{10}} \right) - G_{as} + G_{IFA}$$

Donde  $NF_{RFA}$  es la figura de ruido a la entrada del amplificador de bajo ruido y  $NF_{IFA}$  es la figura de ruido del amplificador de frecuencia intermedia. La deducción de las figuras de ruido en general, asuma que los filtros son sistemas pasivos y que sus figuras de ruido son igual a sus pérdidas. Los fabricantes no asignan comúnmente una figura de ruido a sus mezcladores.

El DDC incluye frecuentemente un circuito detector del nivel de entrada, el cual puede ser usado para un controlador de ganancia automático del front-end analógico. En este sistema el nivel de la señal de entrada se compara con el umbral programable para cada muestra.

La salida del comparador representa un valor lógico el cual puede ser usado para el ciclo del AGC. Si el valor del umbral es mayor que el nivel de entrada la salida del comparador es cero lógico y el uno lógico para los demás casos. El procesamiento SSB necesita el uso de un sistema en cuadratura y prácticamente todo el DDC está configurado como un procesador de señal I-Q. Debido a que la entrada de la señal tiene un carácter de banda estrecha, podemos desarrollar el análisis del AGC con la señal armónica de frecuencia intermedia. Aplicando un rectificador (valor absoluto) senoidal (para proceso fuera de cuadratura) al comparador umbral,

la salida se convierte en un patrón de pulsos del cual el ciclo de trabajo es determinado por la colocación del umbral. Un ciclo de trabajo de 50% es una onda cuadrada. Este estado es alcanzado cuando el valor del umbral se coloca en el mismo nivel que el valor efectivo de la entrada de la señal senoidal. El integrador necesitará añadir un offset de DC negativo del nivel de  $\frac{1}{2}$  lógico, para tener una salida bipolar. El integrador entonces tendrá una salida de cero para un 50% del ciclo de trabajo desde el comparador del umbral. Si las técnicas de cuadratura fueran usadas el nivel del umbral se colocarían en  $\sqrt{2}$ .

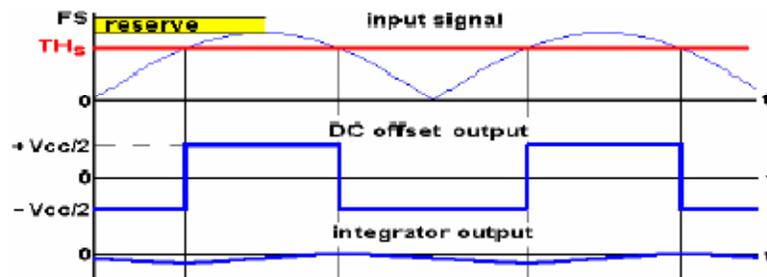


Figura 2.1. Formas de onda del AGC [16]

Para señales que usan técnicas de modulación de envolvente no constante, tenemos que programar el valor efectivo de la señal de entrada desde el producto de las amplitudes de los símbolos y sus probabilidades. Otra situación ocurre, cuando la señal de entrada tiene una fuerte atenuación. Este análisis puede ser útil para fijar la ganancia mínima y máxima de IFA, pero los cambios en la ganancia del amplificador afectan la figura de ruido del amplificador.

## 2.5. SECCIÓN BANDA BASE

El término banda base, se refiere a la banda de frecuencias producidas por un dispositivo generador de señales, antes de sufrir algún tipo de modulación.

Banda base es la señal de una sola transmisión en un canal. En los sistemas de transmisión como éste la banda base se utiliza para modular una portadora, describe el estado de la señal antes de la modulación y de la multiplexión.

Las frecuencias de banda base se caracterizan por ser generalmente mucho más bajas que las resultantes cuando éstas se utilizan para modular una portadora o subportadora.

### 2.5.1. Filtro gaussiano polifásico programable

El front-end digital alimenta un filtro FIR programable diseñando la formación de la banda-base gaussiana. El filtro gaussiano es implementado por significación de la descomposición polifásica que combina eficientemente ambas de las operaciones de conversión de la tase de muestras y el filtrado, con el propósito de reducir la disipación dinámica de potencia. El filtro NRZ ha sido colocado después del filtro gaussiano, explotando la linealidad del filtro de banda base. Una señal GSM tendrá una pequeña imagen de símbolos en cada una de las cuatro etapas porque el filtro Gaussiano, utilizado en GSM no tiene interferencia inter símbolo de cero. Los estados de la fase varían causando la imagen de los símbolos. Las arquitecturas de los sistemas inalámbricos pueden decidir cuánto de la interferencia intersímbolo puede tolerarse en un sistema y combinar con el ruido y la interferencia. Los filtros Gaussianos son usados en GSM por sus ventajas en la potencia de la portadora, el

ancho de banda ocupado y la recuperación de los símbolos. El filtro Gaussiano tiene forma gaussiana en los dominios del tiempo y la frecuencia, y no de anillo como hacen los filtros de coseno alzado. Su efecto en el dominio del tiempo es relativamente corto y cada símbolo interactúa significativamente solo con los signos anterior y posterior, lo que causa la interferencia inter símbolos. Esto reduce la tendencia para secuencias particulares de símbolos para interactuar lo cual hace los amplificadores más fáciles de construir y más eficientes.

En muchos sistemas de comunicación, particularmente aquellos que involucran pulsos, es deseable, que el sistema pueda estar libre de sobresaltos siguiendo cambios rápidos de la señal, y debe tener el mayor grado posible de simetría cerca de los puntos medios de la amplitud. Los filtros que satisfacen estas condiciones son llamados filtros Gaussianos. [11]

La distribución gaussiana tiene la forma:

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Donde  $\sigma$  es la desviación estándar de la distribución. También asumimos que la distribución tiene una media de cero, es decir, que está centrada en  $x=0$ , según se ilustra en la figura.

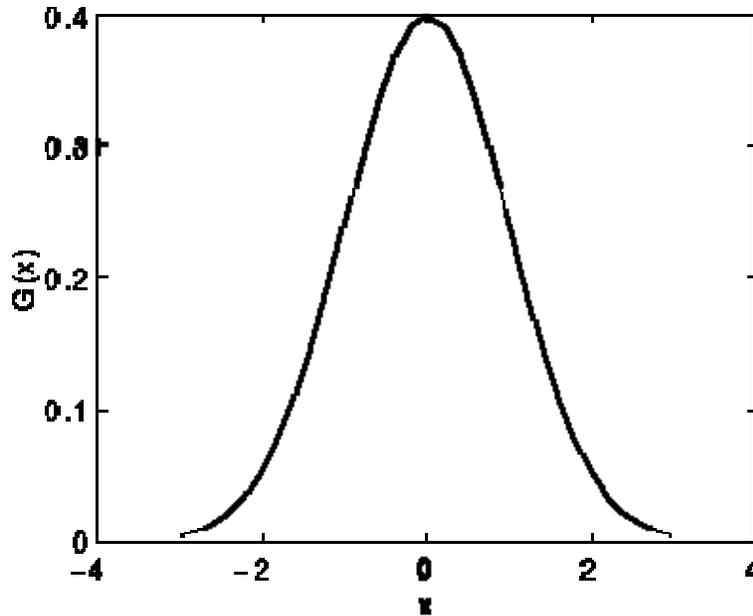


Figura 2.2. Distribución Gaussiana con media 0 y  $\sigma = 1$  [16]

El efecto del filtro gaussiano es suavizar la señal, el grado de suavización está determinado por la desviación estándar de la distribución.

Uno de los principios que justifica el uso de la distribución gaussiana como un filtro suavizador es debido a su respuesta en frecuencia. Muchos filtros suavizadores basados en convolución actúan como filtros de frecuencia pasa bajas. Esto significa que su efecto es remover componentes de frecuencia altos.

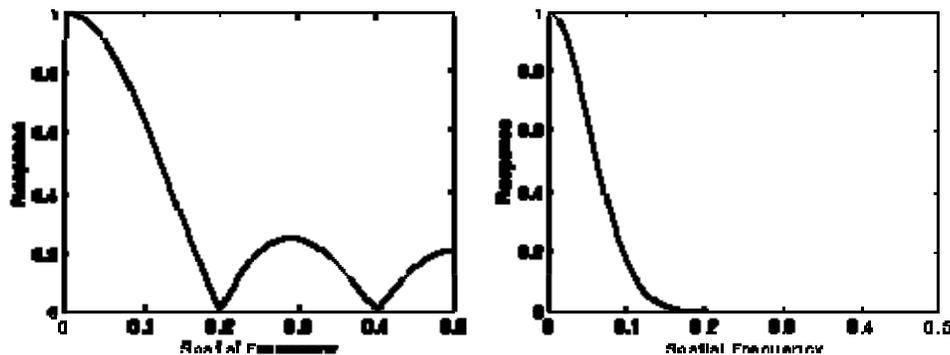


Figura 2.3. La primera gráfica muestra la respuesta en frecuencia de un filtro de convolución y la segunda figura muestra la respuesta en frecuencia de un filtro gaussiano [4]

Ambos filtros atenúan las altas frecuencias más que las bajas, pero el primer filtro muestra oscilaciones en su respuesta en frecuencia. El filtro gaussiano por otro lado no presenta oscilaciones. De hecho la forma de la curva de respuesta en frecuencia es la mitad de la distribución gaussiana. Así que eligiendo un tamaño apropiado de filtro gaussiano podemos elegir el rango de frecuencias que continuarán presentes en la señal después del filtrado. [12]

### **2.5.2. Filtro programable de interpolación**

Con el propósito de modular apropiadamente la portadora, las muestras de la señal modulada pueden estar en correspondencia uno a uno con las muestras de la fase de la portadora sin modular. El modulador propuesto desarrolla la conversión de la tasa empleando un integrador en cascada y un filtro de interpolación de peine CIC. El filtro CIC introduce una distorsión lineal debida al roll-off sobre el rango de frecuencia de la señal de banda-base. Sin embargo, es posible compensar para la señal banda-base, la distorsión de amplitud, ajustando el filtro gaussiano programable de acuerdo con la respuesta al impulso.

La interpolación es el proceso de añadir muestras. Una interpolación con un factor entero  $L$  significa añadir  $L-1$  ceros después de cada muestra y filtrar las imágenes que aparecen del espectro con un filtro adecuado mientras que se incrementa la tasa de muestreo por un factor de  $L$ . Sólo con interpolación es posible disminuir el número de bits de cuantización sin perder resolución.

El interpolador puede constar de una o más etapas. Un interpolador multi etapas es preferido normalmente a un interpolador de una sola etapa en aplicaciones con tasas de muestreo altas, debido al hecho que la interpolación multi etapas permite el

uso de estructuras de filtros de alta eficiencia, como los filtros de media banda que son deseables para etapas con razones de interpolación de dos.

Como los convertidores de datos cada vez son más veloces, la aplicación de extracción de banda ancha desde fuentes de banda estrecha, y construcción de banda ancha de señales de banda estrecha cada día se convierte en algo más importante. Estas funciones requieren dos procesos básicos de señal: la decimación y la interpolación. Mientras el hardware es más veloz, aún existe la necesidad de soluciones eficientes.

Las técnicas mencionadas en [16] trabajan muy bien en la práctica, pero los grandes cambios en la tasa de transmisión requieren filtros de banda estrecha. Los grandes cambios en la tasa necesitan multiplicadores rápidos y filtros muy grandes. Esto puede terminar siendo un cuello de botella en un sistema con DSP's. En [17] se introduce una manera eficiente de desarrollar decimación e interpolación. El autor describe un filtro libre de multiplicador y flexible, útil para su implementación en hardware, que puede soportar cambios grandes y arbitrarios en la tasa. A estos se les conoce como filtros de peine integrador en cascada (CIC).

Los dos bloques básicos de construcción de un filtro CIC son un integrador y un peine. Un integrador es simplemente un filtro IIR de un solo polo<sup>3</sup> con un coeficiente unitario de retroalimentación:

$$y[n] = y[n - 1] + x[n] \quad (11)$$

Este sistema también es conocido como un acumulador. La función de transferencia para un integrador en el plano Z es:

$$H_I(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (12)$$

---

<sup>3</sup> Un filtro IIR es un filtro digital al que cuando se le aplica como entrada una función impulso, se obtienen a la salida un número infinito de términos no nulos

Podemos determinar que:

$$|H_I(e^{jw})|^2 = \frac{1}{2(1-\cos w)} \quad (13)$$

$$\text{ARG} [H_I(e^{jw})] = -\tan^{-1} \left[ \frac{\text{sen } w}{1-\cos w} \right] \quad (14)$$

$$\text{Grd} [H_I(e^{jw})] = \begin{cases} \text{indefinido} & w = 0 \\ -\frac{1}{2} & w \neq 0 \end{cases}$$

La respuesta en potencia es básicamente un filtro pasa bajas con un roll-off de – 20 dB por década, pero con ganancia infinita en DC. Esto es debido al único polo en  $z = 1$ , la salida puede crecer sin límite para una entrada limitada. En otras palabras, un solo integrador, por si mismo es inestable.

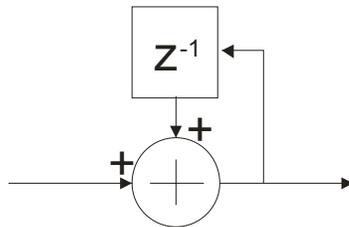


Fig. 2.4. Integrador básico

Un filtro peine corriendo a la tasa de muestreo alta,  $f_s$ , para una razón de cambio de R es un filtro simétrico non, descrito por:

$$y [n] = x [n] - x [n - RM] \quad (15)$$

En donde,  $M$  es un parámetro de diseño y es llamado el retraso diferencial.  $M$  puede ser cualquier entero positivo, pero está limitado usualmente por 1 o 2. La función de transferencia correspondiente a  $f_s$ :

$$H_C(z) = 1 - z^{-RM} \quad (16)$$

De nuevo podemos determinar que

$$\begin{aligned} |H_C(e^{jw})|^2 &= 2(1 - \cos RMw) \\ \text{ARG}[H_C(e^{jw})] &= -\frac{RMw}{2} \\ \text{grd}[H_C(e^{jw})] &= \frac{RM}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

Cuando  $R = 1$  y  $M = 1$ , la respuesta de potencia es una función pasa altas con una ganancia de 20 dB por década (después de todo, este es el inverso de un integrador). Cuando  $RM \neq 1$ , entonces la respuesta en potencia toma la forma familiar de coseno alzado con  $RM$  ciclos desde 0 hasta  $2\pi$ .

Cuando construimos un filtro CIC, ponemos en cascada o en cadena la salida con la entrada,  $N$  secciones integradoras juntas con  $N$  secciones de peine. Este filtro estaría bien, pero podemos simplificarlo combinándolo con un cambiador de tasa. Usando una técnica para análisis multitasa de sistemas LTI, podemos empujar las secciones de peine a través del cambiador de tasa, y entonces obtenemos:

$$y[n] = x[n] - x[n - M] \quad (18)$$

a la menor tasa de muestreo  $\frac{f_s}{R}$ . Demostramos tres cosas aquí. Primero que bajando la mitad de la velocidad del filtro se incrementa la eficiencia. Segundo, se redujeron el número de elementos de retardo necesarios en las secciones peine. Tercero y la más importante, la estructura del integrador y el peine son ahora

independientes de la tasa de cambio. Esto significa que podemos diseñar un filtro CIC con una tasa de cambio programable y mantener la misma estructura del filtro.

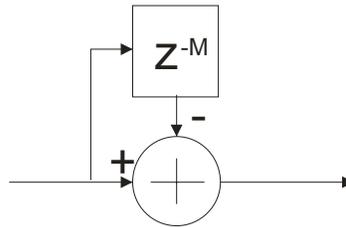


Figura 2.5. Peine básico

Resumiendo, un decimador CIC puede tener N etapas de integradores en cascada sincronizadas a  $f_s$ , seguidas por un cambio en la tasa por un factor R y seguido por N etapas de peine en cascada, corriendo a  $\frac{f_s}{R}$ . Un interpolador CIC puede ser de N etapas de peine en cascada corriendo a  $\frac{f_s}{R}$ , seguido por un cero-stuffer, seguido por N etapas de peine en cascada corriendo a  $f_s$ .

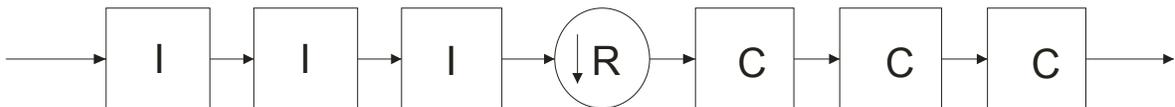


Figura 2.6. Filtro CIC decimador de tres etapas

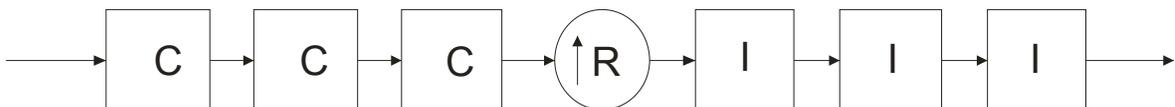


Figura 2.7. Filtro CIC interpolador de tres etapas

La función de transferencia para un filtro CIC a  $f_s$  es:

$$H(z) = H_I^N(z) H_C^N(z) = \frac{(1-z^{-RM})^N}{(1-z^{-1})^N} = (\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k})^N \quad (19)$$

Esta ecuación muestra que aún cuando un CIC tiene integradores en sí mismo, los cuales tienen una respuesta infinita al impulso, un filtro CIC es equivalente a N filtros FIR, cada uno con una respuesta rectangular al impulso. Debido a que todos los coeficientes de esos filtros FIR están unidos y por lo tanto son simétricos, un filtro CIC también tiene una respuesta de fase lineal y un retardo grupal constante.

La magnitud de la respuesta a la salida del filtro puede ser mostrada:

$$|H(f)| = \left| \frac{\text{sen } \pi M f}{\text{sen } \frac{\pi f}{R}} \right|^N \quad (20)$$

Usando la relación de  $\text{sen } x \approx x$  para  $x$  pequeñas y algo de álgebra, podemos aproximar esta función para  $R$  grandes como:

$$|H(f)| \approx \left| RM \frac{\text{sen } \pi M f}{\pi M f} \right|^N \quad \text{para } 0 \leq f < 1/M \quad (21)$$

Podemos notar unas pocas cosas acerca de la respuesta. Una es que el espectro de la salida tiene nulos en los múltiplos de  $f = \frac{1}{M}$ . Además, la región alrededor del nulo es donde existe aliasing o imagen. Si definimos  $f_c$  para ser la frecuencia de corte del pasa banda útil, entonces las regiones de aliasing, se encuentran en:

$$(i - f_c) \leq f \leq (i + f_c) \quad (22)$$

Para  $f \leq \frac{1}{2}$ ,  $i = 1, 2, \dots, [R/2]$ . Si  $f_c \leq M/2$ , entonces el máximo de este ocurre en límite menor de la primera banda,  $1 - f_c$ . En el diseño se debe tener en consideración y ajustar R, M y N según sea necesario.

Otra cosa que debe notarse es que la atenuación pasa banda es una función del número de etapas. Como resultado, mientras se incrementa el número de etapas se mejora el rechazo de la imagen, esto también incrementa la caída del pasa banda. También podemos ver que la ganancia en DC del filtro es una función del cambio en la tasa.

Para decimadores CIC, la ganancia G a la salida de la sección peine final es:

$$G = (RM)^N \quad (23)$$

Asumiendo complementos aritméticos de dos, podemos usar este resultado para calcular el número de bits necesarios para el último peine debido al crecimiento de bit. Si el bit es el número de bits de entrada, entonces el número de bits de salida,  $B_{out}$ , es:

$$B_{out} = [N \log_2 RM + B_{in}] \quad (24)$$

Esto también descubre que los bits de salida son necesarios para cada etapa de integración y peine. La entrada necesita ser señal extendida para  $B_{out}$  bits, pero LSB puede también ser truncada o redondeada en las últimas etapas.

Para un interpolador CIC, la ganancia, G en la etapa i es:

$$G_i = \begin{cases} 2^i & i = 1, 2, \dots, N \\ \frac{2^{2N-i} (RM)^{i-N}}{R} & i = N + 1, \dots, 2N \end{cases}, \quad (25)$$

Como un resultado, el ancho del registro,  $W_i$ , en la etapa  $i$ , es:

$$W_i = [B_{in} + \log_2 G_i] \quad (26)$$

Y

$$W_N = B_{in} + N - 1 \quad (27)$$

si  $M = 1$ . El truncamiento o redondeo no pueden ser usados en los interpoladores CIC, excepto para el resultado, porque los pequeños errores introducidos por estos operadores pueden crecer sin control en las secciones del integrador.

### 2.5.3. Integrador digital

Integrando la salida del filtro interpolado NRZ, se obtiene la señal modulada en fase que se agrega a la fase portadora sin modular generada por el oscilador numéricamente controlado (NCO). El integrador dinámico depende del tamaño de la palabra digital en la salida del filtro de interpolación, el cual se relaciona a la tasa de interpolación elegida.

Los integradores y diferenciadores forman una parte integral de muchos sistemas físicos. Sin embargo, el diseño de integradores con suficiente ancho de banda es de interés considerable. La respuesta en frecuencia de un integrador ideal está dado por:

$$H_I(w) = \frac{1}{jw} \quad (28)$$

Donde  $j = \sqrt{-1}$  y  $w$  es la frecuencia angular en radianes. Los integradores digitales son normalmente diseñados basados en la ecuación (28).

Los integradores recursivos digitales han sido diseñados para desarrollar una interpolación lineal simple entre la magnitud de la respuesta de los integradores digitales clásicos:

- Rectangular:  $H_1(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$
- Trapezoidal:  $H_2(z) = \frac{1}{2} \left( \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right)$
- Simpson:  $H_3(z) = \frac{1}{3} \left( \frac{1+4z^{-1}+z^{-2}}{1-z^{-2}} \right)$

Sin embargo, estos integradores no son de banda ancha ya que la magnitud de su respuesta solo se aproxima a la magnitud de la respuesta de un integrador ideal por una fracción del rango de frecuencia de Nyquist de banda completa. En el integrador rectangular, de primer orden, sólo puede aproximarse al integrador ideal en los rangos de frecuencia de banda media y baja. La función de transferencia de los integradores digitales Newton- Cotes, la cual se obtiene desarrollando la fórmula de integración de la forma cerrada de la transformada de Newton-Cotes. Desde esta teoría se encontró una clase de integradores digitales de clase trapezoidal, en el cual un integrador de tercer orden trapezoidal para tener la magnitud de su respuesta muy cercana para que empate con la del integrador ideal sobre el rango de frecuencia completo de Nyquist.

Una función de transferencia general del integrador digital Newton-Cotes de orden n es:

$$H_{mp}(z) = \frac{T \sum_{i=0}^m C_i(p) \Delta^i D(z)}{(1-z^{-p})} \quad (29)$$

Donde  $p$  ( $1 \leq p \leq m$ ) es el retraso de retroalimentación y  $z = e^{j\omega}$  es el parámetro de la transformada  $z$ . El coeficiente  $i$  está dado por:

$$C_i(p) = \int_0^p \binom{\eta}{i} d\eta, \quad i = 0, 1, \dots, m \quad (30)$$

Donde el coeficiente binomial, está definido como:

$$\binom{\eta}{i} = \frac{\eta(\eta-1)\dots(\eta-(i-1))}{i!} = \frac{\eta!}{(\eta-i)! i!} \quad (31)$$

La ecuación i de diferencia en (29) está dada por:

$$\Delta^i D(z) = (-1)^i (1 - z^{-1})^i, \quad i = 0, 1, \dots, m \quad (32)$$

Donde (30) (31) (32) son resueltos para ciertos valores de m y p, tomarán la forma de:

$$H_{mp}(z) = \frac{T \sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{(1 - z^{-p})} \quad (33)$$

Donde  $b_i$  es un coeficiente de valor real de la sección de retroalimentación.

Por ejemplo,  $H_{11}(z)$  (donde  $m = p = 1$ ),  $H_{22}(z)$  (donde  $m = p = 2$ ),  $H_{33}(z)$  (donde  $m = p = 3$ ) y  $H_{44}(z)$  (donde  $m = p = 4$ ) son, respectivamente, las funciones de transferencia trapezoidal, ya bien conocidas, Simpson 1/3, Simpson 3/8 y los integradores Boole, y estos integradores tienen pobre aproximación al integrador ideal. Resolviendo para  $m = 3$  y  $p = 1$ , la función de transferencia de un nuevo integrador digital de tercer orden está dado por:

$$H_{31}(z) = \left( \frac{T}{2.7925} \right) \frac{(z+2.3658)(z-0.2167 e^{j0.9427})(z-0.2167 e^{j0.9427})}{z^2(z-1)} \quad (34)$$

Desarrollando una interpolación lineal entre la respuesta de magnitud del integrador rectangular y la respuesta de magnitud del integrador trapezoidal, se propone un integrador digital de primer orden descrito en [20], [21],

$$H_{RT}(z) = \left(\frac{T}{8}\right) \frac{(z+7)}{(z-1)} \quad (35)$$

De manera similar, desarrollando una interpolación lineal entre la respuesta de magnitud del integrador Simpson y la respuesta de magnitud del integrador trapezoidal se propone un integrador de segundo orden descrito en [19],

$$H_{ST}(z) = \frac{T(3-\alpha)(z^2 + 2\frac{3+\alpha}{3-\alpha}z + 1)}{6(z^2 - 1)} \quad (36)$$

Donde  $0 \leq \alpha \leq 1$ . En esta ecuación se usó  $\alpha = 0.6$ , debido a que da una buena respuesta en magnitud como se describe a continuación. Usando una técnica de optimización de programación lineal, los autores en [20] han diseñado una clase de integrador digital de segundo orden,

$$H_{LP}(z) = \frac{T(0.476337z^2 + 1.076644z + 0.476337)}{(z^2 - 1)} \quad (37)$$

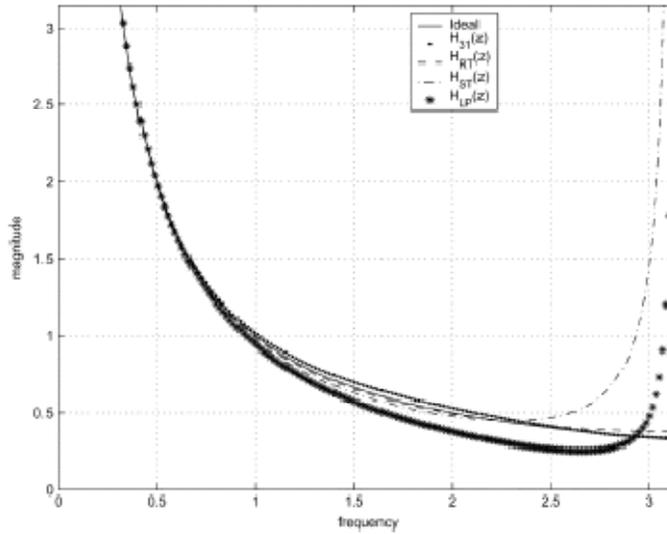


Figura 2.8. Respuestas en magnitud del integrador ideal, del integrador trapezoidal de tercer orden  $H_{31}(z)$ , el integrador de primer orden  $H_{RT}(z)$ , el integrador de segundo orden  $H_{ST}(z)$ , y el integrador  $H_{LP}(z)$  [17]

La figura muestra la respuesta de cada uno de los integradores propuestos en esta sección. Podemos ver que el integrador  $H_{31}(z)$  aproxima su resultado al del integrador ideal razonablemente bien (dentro de un 6.5 % de error) sobre el rango completo de frecuencias de Nyquist y puede ser visto como un integrador de banda ancha.

Los valores absolutos de los porcentajes relativos de error mostrados en la Figura 2.8. se muestran en la siguiente figura:

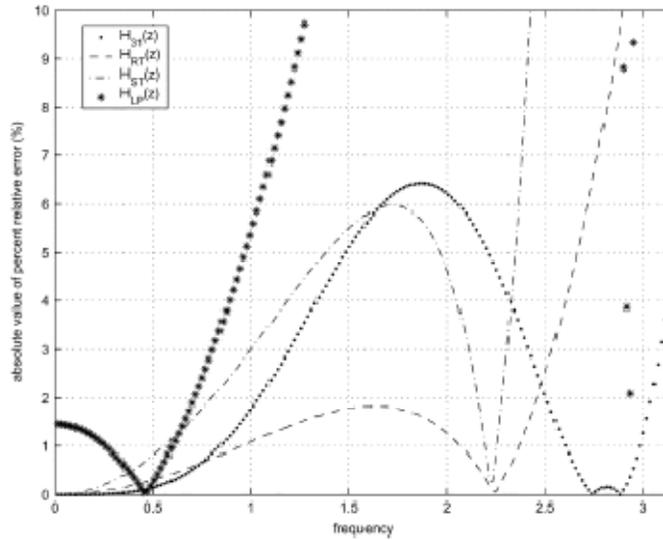


Figura 2.9. Valores absolutos de los porcentajes relativos de error de la respuesta en magnitud de los integradores analizados en la figura 2.8 [17]

En la figura observamos que el  $H_{31}(z)$  propuesto, se desarrolla mejor que  $H_{LP}(z)$ , sobre el rango de frecuencias completo de Nyquist de  $0 \leq \omega \leq \pi$  radianes. También el  $H_{31}(z)$  solo se desempeña mejor que  $H_{RT}(z)$  para  $\omega \leq 0.75$  radianes y  $\omega \geq 2.5$  radianes. Además, el  $H_{31}(z)$  propuesto solo se desarrolla mejor que el  $H_{ST}(z)$  para  $\omega \leq 1.7$  radianes y  $\omega \geq 2.35$  radianes. Las fases del  $H_{ST}(z)$  y  $H_{LP}(z)$  son exactamente  $-90^\circ$  sobre el rango completo de frecuencias de Nyquist. La máxima desviación en la respuesta de fase del integrador propuesto  $H_{31}(z)$  y  $H_{RT}(z)$  desde la respuesta de fase lineal ideal son  $39.4^\circ$  ( lo cual ocurre en  $\omega = 1.86$  radianes ) y  $8.2^\circ$  ( lo cual ocurre en  $\omega = 1.72$  radianes), respectivamente. Nótese que el integrador propuesto de menor orden y mayor precisión  $H_{31}(z)$  lo hace atractivo para aplicaciones de tiempo real.

### 2.5.4. Normalizador de la ganancia

Se desarrollada la normalización para hacer la representación de la modulación de fase consistente con el NCO de fase dinámica. La normalización de la ganancia se consigue por el escalador programable en cascada con el integrador digital.

Un escalador es un contador cuya base de conteo es configurable, que se coloca antes o después del contador principal del temporizador y su función es dividir la señal del reloj a la entrada o salida del contador principal.

Por conveniencia en la representación con sistemas de diferentes frecuencias naturales, se normaliza y escala lo que se busca antes de dibujar el Diagrama de Bode, de modo que la asíntota de baja frecuencia de cada término esté en 0 dB. Esta normalización ajustando la ganancia, K, facilita agregar las componentes del diagrama de Bode. El efecto de K es mover la curva de magnitud hacia arriba (incrementando K) o hacia abajo (decrementando K) en la cantidad  $20 \cdot \log K$ , pero la ganancia, K, no tiene efecto en la curva de la fase. Por lo tanto de la figura anterior, K debe ser igual a 100 dB o 100,000 para mover la curva de magnitud hasta 0 dB en 0.1 rad/s.

Un sistema de comunicaciones general tiene una potencia de transmisión  $S_T$  igual a:

$$S_T = \int_{-\infty}^{+\infty} \max \left[ 0, \theta - \frac{N(f)}{|H(f)|^2} \right] df \quad (38)$$

La potencia recibida  $S_R$  está dada por :

$$S_R = \int_{-\infty}^{+\infty} \max [0, \theta |H(f)|^2 - N(f)] df \quad (39)$$

La ganancia de potencia del canal se define como  $S_R / S_T$ . Para un canal sin ISI o un canal ISI usando un espectro de potencia plano de transmisión, la ganancia de potencia del canal es:

$$\frac{S_R}{S_T} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (40)$$

la cual se normaliza a uno.

Sin embargo, para un canal ISI esta es una función de  $\theta$ . Se debe tener cuidado ya que la ganancia del canal puede ser mayor a uno en rangos de frecuencia cercanos al pico de la respuesta en frecuencia. Entonces se debe ver únicamente a  $S_T$  el cual permite determinar la potencia total de transmisión sin preocuparse por  $\theta$ .

Cuando se trata de canales reales, es común normalizar la respuesta en frecuencia para que su máximo valor sea uno. Debido a que también deberíamos normalizar la potencia de la frecuencia a uno. Aseguramos que el mínimo  $E_b / N_0$  es siempre de  $-1.6$  dB.

El asunto entonces es que normalización de frecuencia usar. La técnica puede ser aplicable a esquemas de ancho de banda finito como para modelos de canal ISI m-tap y modelos de canal con ancho de banda infinito. Para muchos canales no planos, el ancho de banda del canal está dado comúnmente al filo de  $-3$  dB (0.5). También podemos normalizar el canal como:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = 2 \quad (41)$$

La normalización para el máximo valor asegura que la ganancia de potencia máxima del canal es uno.

## **2.6. SECCIÓN PASA BANDA**

Provee la señal GMSK calculando la fase de la portadora modulada y convirtiéndola en valores de amplitud.

### **2.6.1. Sumador de fase**

La fase de la portadora modulada se obtiene sumando la fase de la portadora no modulada generada por el NCO y la fase modulada provista por la sección del modulador en banda-base. La salida del sumador de fase de 13 bits procura una resolución de fase mayor a  $0.05^\circ$ .

### **2.6.2. Computadora digital de rotación coordinada (CORDIC)**

El algoritmo del CORDIC convierte la fase de la portadora modulada en un valor senoidal. El algoritmo CORDIC está basado en un proceso iterativo que requiere sólo operaciones elementales como sumas y multiplicaciones en potencias de 2. El diseño actual está basado en 13 iteraciones. CORDIC es el acrónimo en inglés de computadora digital de rotación coordinada, es un algoritmo simple y eficiente usado para calcular funciones hiperbólicas, trigonométricas y lineales. El CORDIC se basa en la idea de descomposición del ángulo de rotación deseado dentro de la suma pesada de un conjunto de ángulos de rotación predefinidos de manera elemental con el propósito de permitir la rotación sin un multiplicador, con

operaciones de suma y desplazamiento y LUT pequeños. Por la tanto, éste se encuentra en aplicaciones tan simples como pueden ser microcontroladores y FPGAs. Las tareas en el algoritmo CORDIC son formuladas como rotaciones de un vector 2 a 1. Las rotaciones pueden ser desarrolladas en tres diferentes sistemas coordinados, por ejemplo sistemas de coordenadas hiperbólicas, circulares y lineales, y pueden ser usadas para el cálculo de funciones trigonométricas e hiperbólicas entre otras.

Hay dos maneras en las cuales un algoritmo CORDIC puede ser operado:

a) Modo de rotación, el cual también puede ser llamado modo de rotación vectorial o modo de rotación avanzada. El objetivo es computar la coordenada final  $[x_f y_f]_t$ .

b) Modo vectorial, el cual también es llamado modo de acumulación angular o modo de rotación en reversa. El ángulo de rotación deseado  $q$  no se da. El objetivo es rotar el vector inicial dado  $[x(0) y(0)]_t$  para el eje  $x$  de modo que el ángulo entre ellos puede ser exacto.

La variante circular es la de interés para este tema, debido a que ésta puede ser usada para síntesis directa de frecuencia digital. El ángulo de rotación  $1$  se descompone en la suma pesada de los ángulos de rotación elementales como se indica a continuación:

$$\theta = \sum_{i=0}^{N-1} \mu(i) a(i) + \epsilon \quad (42)$$

Donde  $N$  es el número de ángulos elementales,  $\mu_i \in \{1, -1\}$ , es la secuencia de rotación la cual determina la dirección del ángulo elemental de  $a_i = \tan^{-1}(2^{-i})$ , y  $\epsilon$  denota el ángulo residual. Basado en (42), las ecuaciones de recurrencia del algoritmo CORDIC puede ser escrito como:

$$\begin{aligned}x(i+1) &= x(i) - \mu(i) y(i) 2^{-i} \\y(i+1) &= y(i) + \mu(i) x(i) 2^{-i}\end{aligned}\quad (43)$$

para  $i = 0, 1, \dots, N$ . En implementación práctica de punto fijo para longitud de datos de  $W$  bits, no más de  $W$  iteraciones de la relación de recurrencia en (43) necesita ser desarrollada. Para obtener un buen desarrollo, el número de microrrotaciones,  $N$ , es normalmente elegida como  $W$ ,  $N \approx W$

También, los valores finales,  $x(N)$  y  $y(N)$ , necesitan ser escalados por un factor de escalamiento acumulado:

$$P = \left( \prod_{i=0}^{N-1} \sqrt{1 + 2^{-2i}} \right)^{-1} \quad (44)$$

Para mantener la norma del vector inicial  $[x(0), y(0)]^T$ .

Las entradas del algoritmo son  $x_0, y_0, z_0$ . El algoritmo ejecuta el siguiente ciclo desde  $i=0$  hasta  $N$ .

$$\begin{pmatrix} x_{i+1} \\ y_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\mu_i 2^{-i} \\ \mu_i 2^{-i} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \end{pmatrix} = k_i \begin{pmatrix} \cos(a_i) & \mu_i \text{sen}(a_i) \\ -\mu_i \text{sen}(a_i) & \cos(a_i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \end{pmatrix} \quad (45)$$

$$z_{i+1} = z_i - \mu_i a_i$$

Donde  $\mu_i = \text{sign}(z_i)$  en modo de rotación, (en modo vectorial  $\mu_i = -\text{sign}(x_i y_i)$ ) y  $a_i = \tan^{-1} 2^{-i}$ ,  $i=0,1,2,\dots,N-1$  y  $k_i = \sqrt{1+2^{-2i}}$ . El algoritmo tiene una ganancia de

$\prod_{i=0}^{N-1} k_i$ . Con el propósito de mantener la norma como la misma del vector de entrada, el escalamiento es necesario:

$$\begin{pmatrix} x_f \\ y_f \end{pmatrix} = \frac{1}{\prod_{i=0}^{N-1} k_i} \begin{pmatrix} x_N \\ y_N \end{pmatrix} = \frac{1}{\prod_{i=0}^{N-1} \sqrt{1+2^{-2i}}} \begin{pmatrix} x_N \\ y_N \end{pmatrix} \quad (46)$$

donde  $[x_f \ y_f]t$  es el vector final de salida y  $z_N$  es la fase de salida. Donde la ganancia puede ser tolerada, el escalamiento puede ser omitido y  $[x_N \ y_N]t$  y  $z_N$  puede ser salida en su lugar.[25]

En la realización de hardware el algoritmo CORDIC, el ciclo es reemplazado por etapas consecutivas de micro rotación, por cada ecuación realizada. Los errores de cuantización debidos a la longitud finita de palabra de  $x_i$ ,  $y_i$ ,  $z_i$  y el número de iteraciones  $N$  determina la precisión del algoritmo. El CORDIC puede ser usado en conversiones de polar a cartesiano, para síntesis de formas de onda de alta velocidad. Aquí su modo de rotación es usado en un sistema de coordenadas circulares colocando  $y_0 = 0$ , y a la inversa también puede usarse, es decir para convertir coordenadas cartesianas a polares donde éste funciona como un separador de componentes digitales en un transmisor.

El modo vectorial se emplea en un sistema coordinado circular. El modo de rotación puede ser operado como un convertidor de fase a amplitud de un sintetizador digital directo de frecuencia. El modo de rotación CORDIC también ha sido usado para desarrollar modulación en cuadratura en moduladores QAM, y en estaciones base multi modo, en ambos la modulación en cuadratura viene alimentada la banda base por los datos I y Q, y tomando la señal de salida de  $x_N$ . [27]

### 2.6.3. Filtro sinc inverso

El filtro sinc inverso puede ser usado para compensar el roll-off<sup>4</sup> inherente al proceso de conversión digital-analógico. El filtro ha sido diseñado como un filtro FIR sin multiplicadores.

La señal mezclada tiene que ser filtrada para conservar la parte del espectro que contiene la banda de interés y eliminar todo lo que queda fuera de dicha banda (que constituye ruido e interferencia). El filtro es de banda estrecha con un orden elevado para eliminar todas las componentes indeseadas en la medida de lo posible, por lo que habrá de hallarse un compromiso entre la relación SHR y el orden del filtro requerido. La necesidad de un filtro de orden elevado se traduce en un filtro costoso si se realiza a la tasa de muestreo de la señal de entrada. En lugar de esto, podemos utilizar una aproximación multi-tasa en la cual primero se reduzca la señal a una tasa de muestreo mucho más baja utilizando un filtro que requiera menor carga computacional. Una vez hecho esto, la señal se filtra mediante un filtro que trabaja a una tasa de muestreo mucho menor, por lo que los requisitos son menos estrictos y por tanto, el orden del filtro es menor.

La operación de decimación de tasa elevada se realiza eficientemente en el filtro CIC descrito anteriormente, la respuesta espectral de dicho filtro es la función sinc, que se define como  $\frac{\text{sen } x}{x}$ . En el filtro CIC, el número de pasos efectivos es un múltiplo entero de la razón de decimado, de modo que los nulos del filtro se duplican sobre la banda de paso cuando el espectro es duplicado por la decimación. Si la banda de paso es suficientemente estrecha, el rechazo a las imágenes traslapadas es muy bueno. Las secciones se encuentran conectadas en cascada con el

---

<sup>4</sup> El factor de roll-off del filtro, determina el ancho de banda excedido por el filtro. Normalmente es un valor entre 0 y 1. Por ejemplo un factor de roll-off de 0.5 significa que el ancho de banda del filtro es 1.5 veces la frecuencia de muestreo de entrada.

objetivo de disminuir la amplitud de los lóbulos laterales. La banda de paso de este filtro presenta un factor de roll-off pronunciado que se debe corregir por este filtro. La consecuencia de una banda de paso estrecha del filtro final mejora no solo el rechazo del aliasing sino también hace más fácil la compensación del factor de roll-off.

En el procesamiento de señales digitales, el filtro sinc es un filtro idealizado que elimina todas las frecuencias por encima de un ancho de banda dado y deja sólo las frecuencias más bajas. En el dominio de la frecuencia se comporta como una función rectangular y en el dominio del tiempo como una función sinc.

En términos matemáticos, la respuesta en frecuencia es la función rectangular.

$$H(\omega) = \text{rect} \left( \frac{\omega}{2B} \right) \quad (47)$$

donde B es una frecuencia arbitraria de corte (ancho de banda) en Hz. La función respuesta en t de este filtro viene dada por la inversa de la transformada de Fourier de H(ω):

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H\}(t) = 2B \cdot \frac{\text{sen}(2\pi Bt)}{2\pi Bt} = 2B \cdot \text{sinc}(2B \cdot t) \quad (48)$$

usando la función sinc normalizada.

## **CAPÍTULO 3**

# **ANÁLISIS DEL MODULADOR GMSK PARA SU APLICACIÓN EN COMUNICACIÓN SATELITAL**

## **SIMULINK**

Simulink es un software de moderado, simulado y analizado de sistemas dinámicos. Permite cuestionar el funcionamiento de un sistema, modelarlo y ver que sucede.

Con simulink se pueden construir fácilmente modelos, o modificar los modelos existentes de acuerdo con las necesidades de cada uno. Simulink es útil en sistemas lineales y no lineales, permite el modelado en tiempo continuo, en tiempo muestreado o en una combinación de ambos. Permite así mismo que los sistemas puedan ser multitasa, teniendo diferentes partes que son muestreadas y actualizadas a las diferentes tasas.

Simulink tiene un interfaz gráfico que lo hace muy fácil de manejar, contiene un gran número de bloques predefinidos, lo que hace que la construcción del modelo sea muy cercana a la realidad, permitiendo la construcción de diferentes sistemas con una simulación muy real.

Simulink es una plataforma que corre sobre MATLAB®, depende de él para definir y evaluar los modelos y los parámetros de los bloques. También puede utilizar el ambiente de MATLAB® para definir modelos de entrada, almacenar las salidas de los modelos para su análisis y visión, desarrollar funciones dentro de un modelo a través de llamadas integradas para operadores y funciones de MATLAB®.

MATLAB® al igual que simulink, son marcas de THE MATHWORKS, quien tiene un gran número de tutoriales y soporte de los programas, lo que facilita su uso y desarrollo.

Se eligió simulink para el desarrollo de la tesis precisamente por la facilidad de desarrollo y la precisión en la obtención de resultados y de gráficas que los demuestren.

Se hicieron dos simulaciones, la primera del modulador GMSK completamente digital, la segunda de un enlace satélite-estación terrena, utilizando modulación y demodulación GMSK.

### 3.1. SIMULACIÓN DEL MODULADOR GMSK

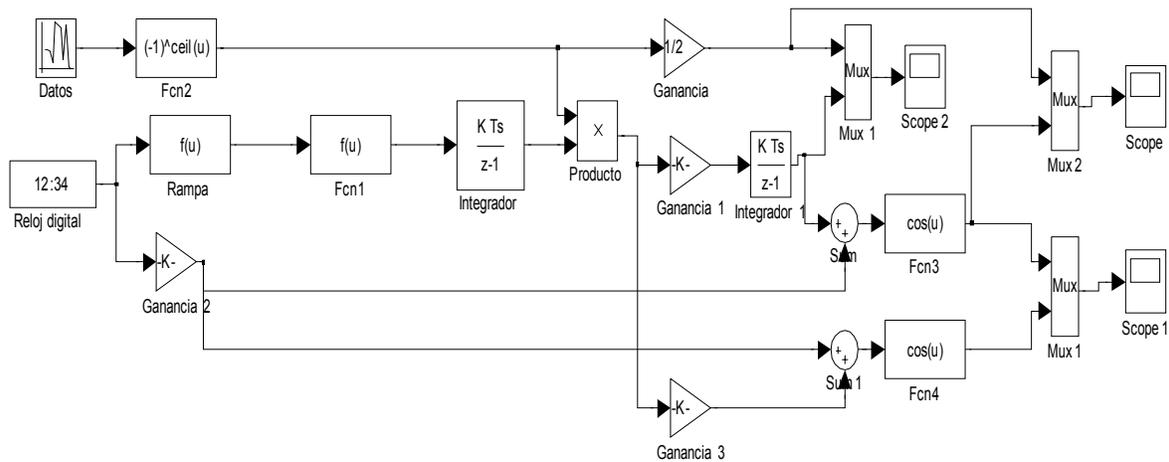


Figura 3.1. Desarrollo del modulador en simulink

El modulador GMSK se desarrollo en simulink, la figura 3.1. muestra el desarrollo del sistema. A continuación se describen cada uno de los bloques utilizados y las condiciones iniciales de simulación:

- a) Datos: Se genera una señal digital cuadrada gaussiana con distribución normal, con media cero y varianza de 10. Con un tiempo de muestreo de  $\pi/50$ .
- b) Función 2: Toma los datos de entrada y los redondea al entero mayor, utilizando este dato como exponente para -1. Lo que provoca datos entre -1 y 1, es decir, es un filtro NRZ.

c) Reloj digital: Se genera una señal de reloj digital con un tiempo de muestreo de 0.0005.

d) Rampa: Es una función que tiene por entrada la salida del reloj, y la multiplica por una función que coloca todos los números generados entre cero y uno, a modo de línea descendente. Con lo que se obtiene una señal dientes de sierra.

e) Ganancia 2: Toma la señal del reloj digital y le imprime una ganancia de  $20 * \pi$ .

f) Generación del pulso gaussiano:

- Función 1: Toma la salida de la rampa y la multiplica por una función senoidal.

- Integrador: Funciona como un acumulador con un tiempo de muestreo de 0.001 s, y limita el rango de los datos entre 1 y -1.

g) Producto: Hace la multiplicación entre la salida de la función 2 y la salida del integrador.

h) Ganancia: Multiplica la salida de la Función 2 por  $\frac{1}{2}$ .

i) Ganancia 1: Multiplica la salida del producto por  $50000/4$ .

j) Ganancia 2: Multiplica la señal del reloj digital por  $20 * \pi$ .

k) Ganancia 3: Multiplica la salida del producto por  $1500/8$ .

l) Integrador 1: Toma la salida de la ganancia 1 y limita el rango de la ganancia entre 1 y -1 con un tiempo de muestreo de 0.0001.

m) Mux 2: Este multiplexor tiene como entradas a la ganancia y al integrador 1, multiplexando ambas señales.

n) Sum: Realiza la suma entre la salida del integrador 1 y la salida de la Ganancia 2.

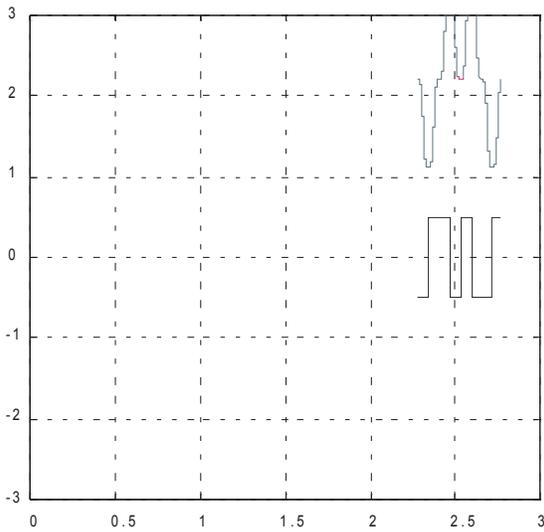
o) Sum 1: Realiza la suma entre la salida de la Ganancia 2 y de la ganancia 3.

p) Función 3 y Función 4: Son funciones coseno, obtienen el coseno de los datos adquiridos en los sumadores sum y sum1 respectivamente.

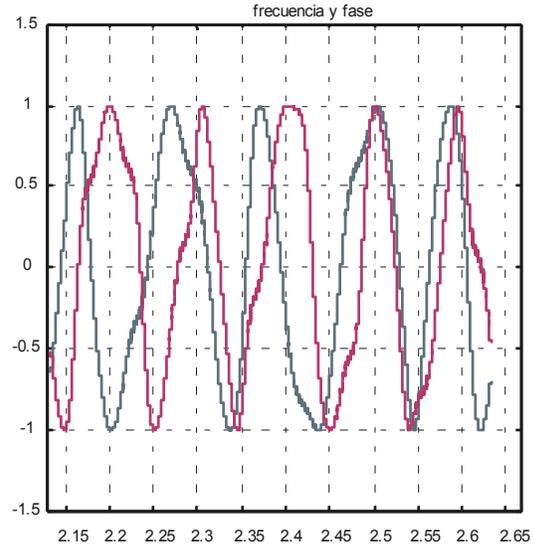
q) Mux : Este multiplexor tiene como entradas la salida de la Ganancia y la salida de la Función 3.

- r) Mux 1: Tiene como entradas la salida de la función 3 y de la función 4.
- s) Scope: Realiza las gráficas de la salida del Mux .
- t) Scope1: Realiza las gráficas de la salida del Mux 1.
- u) Scope2: Realiza las gráficas de la salida del Mux 2.

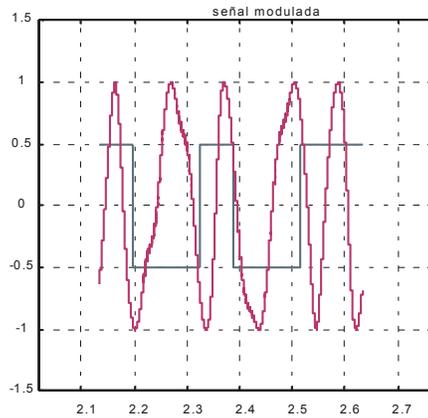
A la salida de la función 4 se obtiene la fase del pulso gaussiano, y a la salida de la función 3 se obtiene la frecuencia del pulso gaussiano, ambas señales se multiplexan en el Mux 1 y se grafican utilizando el scope 1. En el Mux 2 se multiplexan la salida de la ganancia de  $\frac{1}{2}$  y la salida de la función 3. Las gráficas de salida de la simulación se muestran en las siguientes figuras.



Gráfica 3.1. Salida del Scope 2



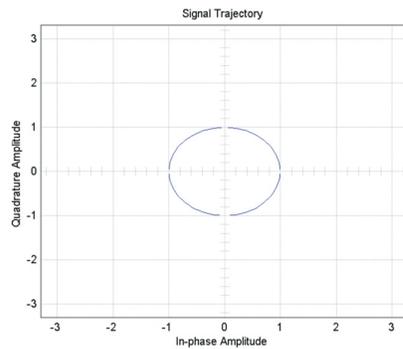
Gráfica 3.2. Salida del Scope 1



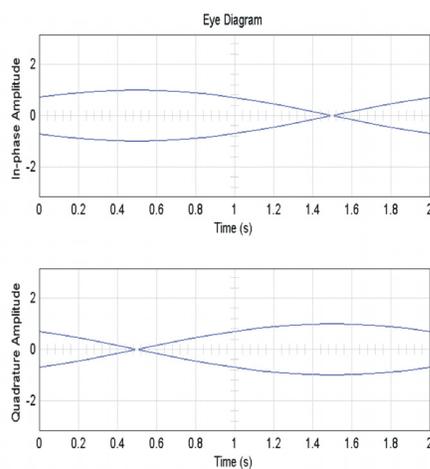
Gráfica 3.3. Salida del Scope.

En la gráfica 3.1, 3.2 y 3.3, se muestran las diferentes salidas del sistema de modulación GMSK, en el scope 1 se obtienen la fase, representada por la línea azul y la frecuencia del pulso gaussiano representada por la línea rosa, mientras que en el scope 2, se obtienen el pulso gaussiano reducido por la ganancia de  $\frac{1}{2}$ , representado con la línea negra, y la señal a la salida del bloque que representa el integrador, marcado con la línea azul, en el scope se tiene el pulso gaussiano normalizado, trazado con línea azul, y la señal modulada GMSK con la línea rosa.

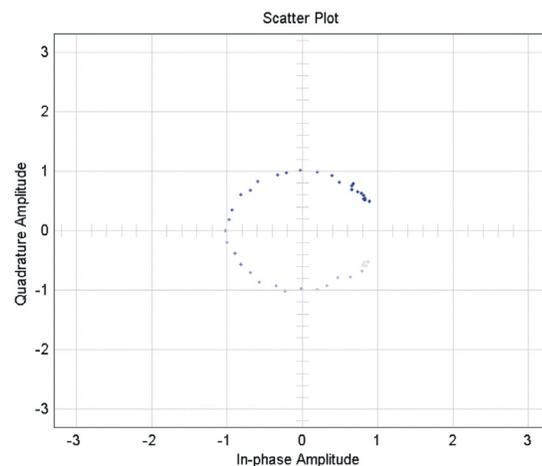
Los diagramas en tiempo discreto de la señal con modulación GMSK se muestran a continuación:



Gráfica 3.4. Trayectoria de la señal



Gráfica 3.5. Diagrama de ojo

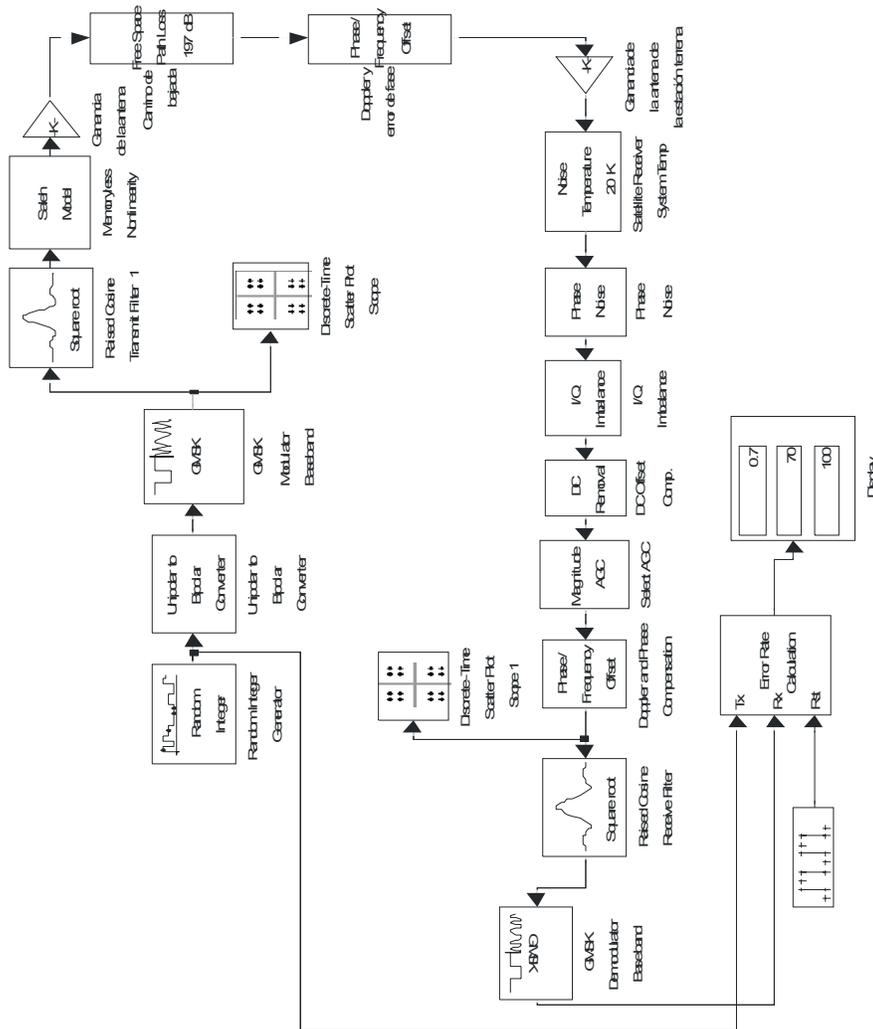


Gráfica 3.6. Constelación digital

Estas tres gráficas se obtuvieron utilizando el bloque modulador GMSK que se utilizó posteriormente en la simulación del enlace satelital.

### 3.2. SIMULACIÓN DEL ENLACE SATELITAL

También se presenta la simulación de una trayectoria de bajada desde un satélite geoestacionario, con una señal modulada con modulación GMSK. El modelo de la simulación se presenta en la siguiente figura 3.2.



La simulación del enlace satelital consta de tres partes, la modulación en el satélite, las pérdidas en la transmisión y la recepción y demodulación en la estación terrena.

La primera parte la de la modulación a bordo del satélite, consiste en una modulación GMSK, a la cual se le añadieron, un filtro coseno para dar forma de onda a la señal y aumentar la frecuencia, un amplificador de potencia del tipo (TWTA) usando el modelo Saleh, y la ganancia de la antena a bordo.

En la parte de las pérdidas en la transmisión, se incluyen las pérdidas del espacio libre, así como el efecto doppler y el error de fase.

Para llegar a la parte de la estación terrena donde se consideran la ganancia de la antena parabólica receptora, la temperatura de recepción del equipo, que es ruido blanco gaussiano, el ruido de fase, el desbalance que introduce offset en DC, desbalance en la amplitud o en la fase de la señal, el bloque de remoción del offset, compensando el desbalance introducido en el bloque anterior, y el AGC que compensa la ganancia en los componentes de fase y de cuadratura, juntos o independientemente uno del otro, el siguiente bloque compensa por el efecto doppler del enlace, se tiene al igual que en el bloque de modulación, un filtro coseno alzado, y por último el demodulador, que obtiene la constelación de la modulación GMSK. [30]

Se hicieron ciertas consideraciones para iniciar la simulación como la altitud del satélite la cual se puso en 35,600 Km, ya que corresponde a la altura de un satélite geostacionario, la frecuencia del enlace que se fijó en 8 GHz, que corresponden a la banda C, la cual es de uso muy común en la comunicación satelital. Los diámetros de las antenas transmisora y receptora con los cuales se fija la ganancia en ambas, y se determinaron de .4 metros cada una.

En la estación terrena, se fijo la temperatura para el ruido térmico en  $20^{\circ}$  K, el cual demuestra la degradación que la temperatura ejerce sobre la señal. El bloque de back off, se usa para determinar que tan cerca funcionan en saturación los amplificadores de potencia del satélite, en este caso se fijo en 30 dB.

La corrección de fase, permite seleccionar de tres valores de offset de fase, para corregir el promedio de conversión de AM a PM en el amplificador de potencia, se eligió el 0, es decir sin corrección. Al igual que en el anterior del error Doppler permite seleccionar de tres diferentes valores, en este caso se eligió el 0, no hay efecto doppler en el enlace y por lo tanto no se corrige.

El ruido de fase, también permite elegir entre tres valores de ruido de fase en el receptor, se eligió el que se utiliza cuando casi no hay ruido de fase.

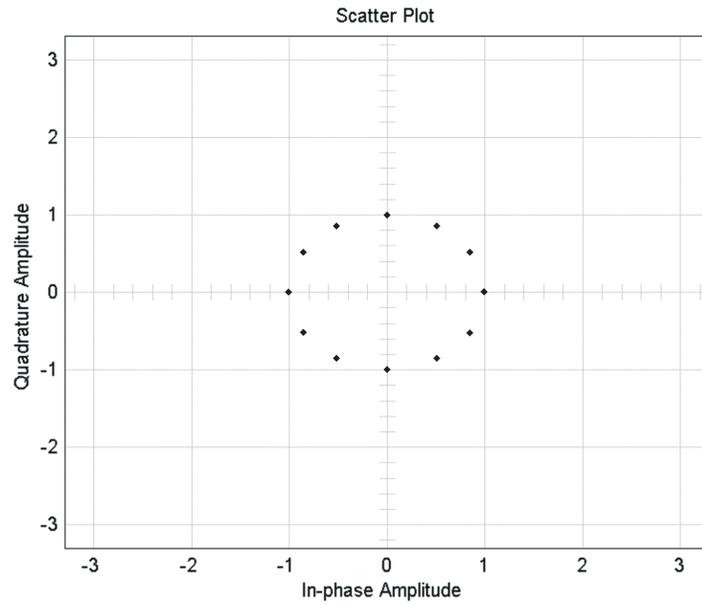
El desbalance también tiene opciones para seleccionar, y se eligió el que no presenta desbalances.

El bloque de compensación del offset de DC, permite habilitar o deshabilitar el bloque de offset en DC. La selección es deshabilitado.

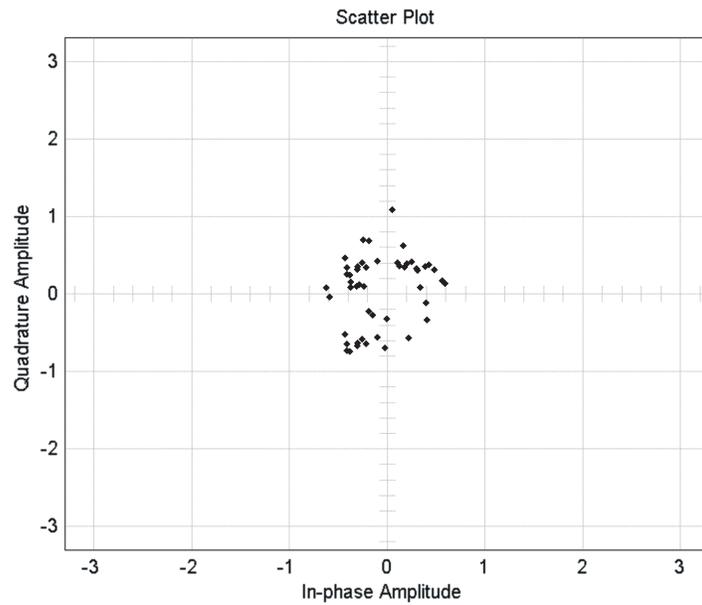
El AGC permite seleccionar el control de ganancia automática para el enlace, puede utilizarse para controlar la magnitud, la fase y la cuadratura.

Cuando se corre el demo, se obtienen las gráficas de las constelaciones de la señal en el satélite y la que se obtiene en la bajada, así como la probabilidad de bit en error de las señales, la generada en el satélite y la obtenida en la estación terrena, el display del bit en error, despliega también el número de errores en la transmisión así como el número de símbolos.

Las gráficas que se obtuvieron corriendo el simulador fueron las siguientes:



Gráfica 3.7. Constelación de la señal a bordo del satélite.



Gráfica 3.8. Constelación de la señal en la estación terrena.

En el display se muestra la probabilidad de bit en error que es de 0.7, la constelación obtenida en la estación terrena nos indica que existe una recuperación de la señal.

## CAPÍTULO 4

### ANÁLISIS DE RESULTADOS

La prueba del modulador se realizó cambiando la tasa de transmisión de bits, de 0.25 como establece el estándar de la CSSDS, a 0.3 y 0.5. Los resultados obtenidos en los tres casos fueron excelentes.

También se modificó la frecuencia de la señal desde 8 GHz hasta 40 GHz, y también se obtuvieron los resultados esperados.

En la prueba de la transmisión satelital se utilizaron diferentes alturas del satélite para obtener diferentes medidas de pérdidas en la línea, el caso extremo que es el de la órbita geoestacionaria, funcionó de manera perfecta.

Estos resultados comprueban que el modulador completamente digital cumple perfectamente con las funciones para las que fue diseñado, por lo que se demuestra que es posible llevar a cabo esta modulación de manera flexible y económica.

Al diseño completamente digital del modulador, sólo es necesario añadir partes analógicas para la amplificación en potencia de la señal y la ganancia de la antena.

La flexibilidad en el uso de diferentes tasas de transmisión, así como de variadas bandas de frecuencia pone de manifiesto que este tipo de modulador es capaz de procesar los datos a bordo de un satélite inteligente.

La probabilidad de bit en error obtenida en la estación terrena después de la simulación fue de 0.7 lo que indica que utilizando un código de transmisión más poderoso, la misma arquitectura del modulador puede hacerse más eficiente.

También se puede aumentar la interferencia intersímbolo provocada para que disminuya la probabilidad de bit en error.

## CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos en el trabajo de tesis sobre el uso de moduladores GSMSK en satélites en órbita geoestacionaria, puede extenderse a los satélites de menor tamaño, ya que siendo un sistema económico, y que no requiere de mucho espacio para su implementación y dado su buen comportamiento en las circunstancias extremas, puede convertirse en la opción para sustituir de manera rápida los transpondedores en los satélites de comunicación.

En las simulaciones se obtuvieron resultados muy exitosos, la modulación GMSK, tiene la opción de implementarse fácilmente, con un sistema completamente digital, al cual sólo deberán añadirse partes analógicas para la amplificación en potencia.

La implementación de este tipo de moduladores significa un ahorro importante en el costo de los componentes del sistema, ya que el procesador que se utilice en el hardware puede estar soportado por los demás procesadores del satélite, lo que ayuda a garantizar el tiempo de vida del modulador.

El suceso que representan las comunicaciones vía satélite en nuestro mundo cada vez más globalizado, con el desarrollo de sistemas cada vez más económicos, aseguran la oportunidad de países en vías de desarrollo de entrar a formar parte de la carrera espacial.

Dado que los recursos en potencia de un satélite son la parte más débil del mismo, el bajo consumo de potencia de este tipo de moduladores, permite un mayor tiempo de vida útil de los satélites.

Las herramientas de software, como simulink, para el desarrollo y análisis de sistemas físicos, son cada día más eficientes y tienen la flexibilidad necesaria para ser de gran ayuda en la obtención de resultados preliminares, con el objeto de poder

realizar las correcciones necesarias y de esta manera ajustar los diseños antes de tener que invertir en la construcción del modelo físico.

El uso de diferentes tasas de transmisión de bits, 0.25, 0.3 y 0.5, comprobó la flexibilidad del sistema de modulación.

Los experimentos de enlace satelital variando la frecuencia desde 8 GHz hasta 40 GHz, demostraron la adaptabilidad del modulador para cualquier banda de transmisión.

Dado que la implementación del modulador es meramente digital, la mayoría de los problemas que se puedan presentar pueden corregirse fácilmente a través de la revisión del software que maneja el micro controlador que lo contiene.

La saturación en las bandas de transmisión hace cada vez más difícil el uso eficiente del espectro, por lo que propuestas como esta donde existe la flexibilidad de manejar diferentes bandas con el mismo modulador, representa un gran avance en este tema.

El ancho de banda utilizado en la transmisión también se ve beneficiado al poder utilizar el mismo modulador para diferentes tasas de bits, de manera que es útil para todos los problemas que se van presentando mientras la tecnología avanza y las comunicaciones por satélite se vuelven indispensables en la vida diaria.

**BIBLIOGRAFÍA**

[1] Tanenbaum, A.S. “Redes de computadoras” Pearson Educación. EE.UU. 2003. pp. 114-118

[2] Neri Vela, Rodolfo, “Comunicaciones por satélite”. Cengage Learning Editores. México 2003, pp. 399-402

[3] Comunicado de prensa de Hispasat. “HISPASAT lanza servicios avanzados en banda ancha con el procesador inteligente Amerhis” Noviembre 2006.

[3.a.]Cardarilli, G., Del Re A., Giancristofaro, D., “ Digital Modulator Architectures for Satellite and Space Applications”, IEEE International conference on Circuits and Systems communications, 2002

[4] Imágenes obtenidas en [http://sss-mag.com/pdf/gmsk\\_tut.pdf](http://sss-mag.com/pdf/gmsk_tut.pdf)

[5]Consultative Committee for Space Data Systems, “Radio Frequency and Modulation Systems”, CCSDS 401.0-P-19.1

[6] Hernando Rábanos, José María. “Comunicaciones Móviles”. Ed. Ramón Areces, 2004 pp. 71- 74

[7] Gasparri, Julio Alberto. “Generador arbitrario de señales por síntesis digital directa” Argentina, 2004.

[7.a] Bautista Cuéllar, Ricardo V., “Nuevas arquitecturas de receptores RF”, Revista digital “Investigación y Educación” No. 19, Vol. II, Septiembre 2005.

[8] Roy, Blake, Sánchez Fragoso, Francisco. “Sistemas Electrónicos de comunicaciones”. Ed. Cengage Learning Editores. Pag. 209

[8.a] Sebesta, Jiri, “Digital receiver front-end and AGC loop computation”, Institute of Radio Electronics, Faculty of Electrical Engineering and Communication.

[9] Benavente Peces, César, Pardo Martín, José M., et al. “Consideraciones sobre la arquitectura de receptores para software radio mediante FPGA” Univ. Politécnica de Madrid.

[10] Bulus Rossini, Laureano A. Sager, Gerardo. Lorente, Hugo. “Correlador de señales de GPS: Estudio preliminar para su implementación”. Universidad Nacional de la Plata.

[11] Holt, A.G.J.,Attikiouzel, J. “Gaussian filter approximation”, University of Newcastle upon Tyne, England , 1974.

[12] Kazuaki, M. “GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony” IEEE, Transactions on communications, Vol. 7 July 1981 pp. 1044 – 1049.

[13] Camino, L., Ramet, S., Begueret, J.B. “Phase error determination in GMSK modulated fractional N-PLL”. Stmicroelectronics, Grenoble France, IEEE, 2001.

[14] Sónora, A., “Sistema discreto de promedio móvil como filtro interpolador”. Bioingeniería y Física médica cubana, Vol. 5 núm. 2. Mayo-julio/2004.

[15] Donadio, M.P. ”CIC filter introduction” IEEE ,2000.

[16] Ronald E. Crochiere and Lawrence R. Rabiner. Multirate Digital Signal Processing. Prentice-Hall Signal Processing Series. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1983.

[17] E. B. Hogenauer. An economical class of digital filters for decimation and interpolation.

IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-29(2):155-162, 1981.

[18] Nam, Quoc, Ngo. "A new approach for the design of wideband digital integrator and differentiator" IEEE transactions on circuits and systems- II : vol 53, No. 9 Septiembre 2006.

[19] Tseng, C.C., "Digital Integrator Design Using Recursive Romberg Integration Rule and Fractional Sample Delay". IEEE, 2007.

[20] M. A. Al-Alaoui. "Novel digital integrator and differentiator", Electron, Lett., vol. 29, no. 4, pp. 376-378, Feb. 1993

[21] J. L. Bihan, "Novel class of digital integrators and differentiators", Electron, Lett., vol. 29, no. 11, pp. 971-973, Mayo 1993.

[22] M. A. Al-Alaoui, "A class of second-order integrators and low-pass differentiators" IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 442, no. 4, pp. 220-223, Abril 1995.

[23] N. Papamarkos and C. Chamzas, "A new approach for the design of digital integrators", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 43, no. 9, pp. 785-791, Sept. 1996.

[24] Wei, Xiang, Pietrobon, Steven, "On the capacity and Normalization of ISI channels", IEEE international conference on communications, mayo 2003.

[25] Wu, Chen-Shing, Wu, An-Yeu, "A novel Rotational VLSI architecture based on extended elementary angle set cordic algorithm" IEEE, the second IEEE Asia Pacific conference on ASICs. Agosto 2000

[26] Wu, Chen-Shing, Wu, An-Yeu, Lin, Chih-hsiu, "High-performance / low-latency vector Rotational CORDIC architecture based on Extended elementary angle

set and Trellis-Based Searching schemes”, IEEE Transactions on circuits and systems-II: Analog and digital signal processing, vol. 50, No. 9, Septiembre 2003

[27] Maharatna, Koushik, Banerjee, Swapna, et al. “ Modified Virtually Scaling-Free Adaptive CORDIC Rotator Algorithm and Architecture”, IEEE transactions on circuits and systems for video technology, Vol. 15, No. 11, Noviembre , 2005.

[28] Buenaventura Peces, C., Pardo Martín, J.M., et al. “Consideraciones sobre la arquitectura de receptores para software radio mediante FPGA”. Universidad Politécnica de Madrid, 2001.

[29] Romero C. J.A. “Polinomios concentrados doblemente ortogonales en el diseño de filtros digitales de fase lineal”. Publicación de ingeniería Enero, 1999

[30] Sklar, Bernard, Digital Communications: Fundamentals and Applications, Englewood Cliffs, N.J., Prentice Hall, 1988.

[31] Mathworks, Simulink user’s guide.

[R1] Spaceflight, Vol 10. no 3, Marzo 1968 pp 85-86

[R2 ] Helen Gavaghan, “Something New Under the Sun: Satellites and the Beginning of the Space Age”, Springer, 1998

## GLOSARIO

° K: Grados Kelvin

ADC: Analogic Digital Converter

AFSATCOM: Air Force Satellite Communication System

AGC: Automatic Gain Controler

AM: Amplitude Modulation

Amerhis: Advanced Multimedia Enhanced Regenerative Hispasat System

B: Ancho de banda

BER: Bit Error Rate

BT =  $BT_s$ : Periodo de bits

C/I: Carrier/Interference

C/N: Carrier/Noise

CCSDS: Consultative committee for space data systems

CDMA: Carrier Division Multiple Access

CDTI: Centro para el Desarrollo Tecnológico e Industrial

CIC: Cascaded Integrator Comb

Comsat: Communications satellite

CORDIC: Coordinate Rotation Digital Computer

DAC: Digital Analogic Converter

dB: Decibel

DC: Direct Current

DDS: Direct Digital Synthesis

DPSK: Differential Phase Shift Keying

DSCS: Defense Satellite Communications System

DSP: Digital Signal Processor

DVB-RCS: Digital Video Broadcasting - Return Channel Via Satellite

DVB-S: Digital Video Broadcasting Satellite

ESA: European Spatial Agency

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FFSK: Fast Frequency Shift Keying

FI: Frecuencia intermedia

FIR: Finite Impulse Response

FLTSATCOM: Fleet Satellite Communications System

FM: Frequency Modulation

FM: Frequency Modulation

FM: Frequency Modulation

FPC: Frequency Phase Converter

FPGA: Field Programmable Gate Array

FSK: Frequency Shift Keying

G = K: Ganancia

GEO: Geo Stationary Orbit

GHz: Gigahertz

GMSK: Gaussian Minimum shift keying

GSM: Global system mobile

GTFM: Gaussian Tamed Frequency Modulation

Hispasat: Satélites Hispanos

HPA: High Power Amplifier

HUB: Concentrador

ICBM: Inter Continental Ballistic Missile

IFA: Intermediate Frequency Amplifier

IF-BPF: Intermediate Frequency Band Pass Filter

IIR: Infinite Impulse Response

Intelsat: International Telecommunications Satellite Organization

IP: Internet Protocol

ISI: Inter Symbol Interference

Km: Kilómetro

LAN: Local Area Net

LEO: Low E Orbit

MHz: Mega Hertz

MSK: Minimum Shift Keying

NCO: Numerically Controlled Oscillator

NRZ: Non Return to Zero

OTAN: Organización del tratado del Atlántico Norte

PAM: Pulse Amplitude Modulation

PAR: Phase Accumulator Register

PIR: Phase Incremental Register

PIRE: Potencia Isotrópica Radiada Efectiva

PM: Phase Modulation

QAM: Quadrature Amplitud Modulation

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RAF: Real air force

RF: Radio Frecuencia

RFA: Radio Frequency Amplifier

RF-BPF: Radio Frequency Band Pass Filter

RF-MIX: Radio Frequency mixer

RM: Magnetic Resonance

S/N: Señal a ruido

SATCOM: Satellite Communication

SNR: Signal Noise Ratio

SSB: Single Side Band

SSB: Single Side Band

Syncom: Synchronous communication satellite

T: Periodo

TDM: Time Division Multiplexing

TDMA: Time Division Multiple Access

TFM: Tamed Frequency Modulation

VPN: Virtual Private Net