

137
2ef.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

"DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO DEL
SISTEMA DE LOCALIZACION GLOBAL (GPS) Y
PROPUESTA PARA SU APLICACION EN
VEHICULOS SONDA"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRICA - ELECTRONICA)
P R E S E N T A N :
JOSE ENRIQUE PARRAGA TAVERA
MICHAEL PASCOE CHALKE



DIRECTOR DE TESIS: FIS. GABRIEL RESENDIZ FERNANDEZ

CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO, D.F.

1997

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

AGRADECIMIENTOS

*A mi padre
quien con su ejemplo me enseñó
a vivir con dignidad y honestidad.
Siempre te llevaré conmigo.*

*A mi madre
a quien le debo todo lo que soy.
Gracias por tu enorme sacrificio
y fortaleza en todo este tiempo.
Este logro profesional es para ti.*

*A mis hermanos Martha y Antonio
por todo su apoyo y cariño.*

*A Magali
por su amor y confianza.
Gracias por estar a mi lado.*

A mis amigos

A mi escuela Héroe de la Libertad

A mis maestros

Sin ustedes no lo hubiera logrado

GRACIAS

José Enrique

A mis padres:

*Patriciu Lesley Chaltie Kalsall
Santiago Mason Pascoe y Strozzi*

*Mis palabras nunca serán suficientes para agradecerles
todo lo que han hecho por mí: otorgarme la vida,
apoyarme en cada paso que he dado,
enseñarme el camino de la honestidad,
responsabilidad, amor y respeto.
Les brindo este logro profesional en muestra de mi
más profundo agradecimiento. Gracias por todo.*

*A toda mi familia (hermanos, hermanas, tíos, tías,
primos, primas, sobrinos, sobrinas, cuñados y cuñada)
le doy gracias por el respaldo que me han proporcionado
durante toda mi vida, estando siempre a mi lado.*

*A mis grandes amigos que, afortunadamente son tantos
que no puedo mencionar a cada uno de ellos,
para siempre estarán presentes en mi corazón
Gracias por permanecer a mi lado.*

Michael

*A nuestros maestros de la
Facultad de Ingeniería
por todas sus enseñanzas
y valiosos consejos.*

*A la Universidad Nacional Autónoma de México
Goya Universidad.*

*A todos los que laboran en el
Programa Universitario de
Investigación y Desarrollo Especial
(P.U.I.D.E.).*

*Al Fis. Gabriel Reséndiz
por todo su apoyo.*

*Al M. I. Juan Carlos Rou
por su valiosa asesoría.*

Nuestro más profundo agradecimiento

INTRODUCCIÓN

La ingeniería ha sido desde sus inicios la ciencia de la aplicación de las teorías y estudios de diferentes disciplinas científicas (física, química, astronomía, etc.) para plantear la solución a una gran variedad de problemas. Las ciencias puras no podrían ver realizadas físicamente estas teorías sin la ingeniería.

Un ingeniero no solamente debe saber de cuestiones técnicas para resolver los problemas que se le presentan sino también debe tener una base teórica muy importante para poder entender conceptos científicos de diferentes disciplinas y posteriormente aplicarlos para crear sistemas, circuitos, etc., que le ayuden a resolver los problemas y necesidades requeridos.

Una de las actividades donde la ingeniería interviene con más frecuencia es la utilización de tecnologías ya existentes y su modificación para alguna aplicación en particular.

Para cualquier tipo de aplicación que uno pueda proponer empleando tecnologías ya existentes, es muy importante tener el conocimiento suficiente de cómo funcionan estas tecnologías y tener las bases necesarias para entenderlas y poder modificarlas y adecuarlas a la aplicación que se requiere.

La presente tesis describe un sistema ya existente y de uso civil, como lo es el Sistema de Localización Global (GPS), y se plantea una posible aplicación para emplearlo en vehículos sonda.

El primer capítulo de esta tesis es una explicación general del sistema GPS, donde se documentan los inicios y programas que sirvieron de base para la creación de este sistema y se enumeran algunas de las aplicaciones más importantes de éste, que día a día tiene mayor número de usuarios.

Dentro del segundo capítulo de este trabajo se realiza una explicación de los conceptos de radionavegación, parámetros orbitales de satélites y fundamentos teóricos que sustentan el sistema GPS y que son necesarios para comprender de mejor manera el funcionamiento de éste.

El tercer capítulo describe ampliamente el funcionamiento de un receptor del sistema GPS, con todos sus módulos y dispositivos electrónicos que requiere para su óptima aplicación.

El capítulo cuatro hace mención de algunas características de los vehículos sonda y plantea una posible aplicación del sistema en este tipo de vehículos dentro del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.), para determinar la trayectoria seguida por estos y para alguna otra aplicación que se le pueda dar al sistema GPS. En este capítulo se comentan los dispositivos externos necesarios para la aplicación propuesta.

Finalmente, se presenta una sección de resultados y conclusiones donde se pueden observar algunas pruebas de navegación estática que se realizaron para comprobar la exactitud en la estimación de la posición por parte del receptor GPS.

En la última parte de la tesis se han anexado algunos apéndices que proporcionan mayor información acerca de ciertos temas que se comentan a lo largo del trabajo presentado y especificaciones de algunos circuitos empleados.

Debido a que se tuvieron que explicar conceptos externos a la ingeniería se ha realizado un glosario con términos específicos referentes a estos, además de incluir dentro de la bibliografía referencias electrónicas donde se puede ahondar en los diferentes temas y conceptos.

OBJETIVOS

Los objetivos que se persiguen al realizar esta tesis son los siguientes:

- Analizar los principios de funcionamiento del Sistema de Localización Global (**GPS**) así como las características de las señales transmitidas por los satélites de este sistema de navegación
- Describir detalladamente el funcionamiento de un receptor **GPS**, sus módulos y sus dispositivos electrónicos requeridos.
- Modificar el receptor del sistema **GPS** empleando los requerimientos mínimos indispensables para una aplicación en particular.
- Plantear una aplicación del sistema **GPS** en vehículos sonda dentro del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.) para determinar la trayectoria de estos, dentro de los márgenes de error especificados para usuarios civiles.

CAPÍTULO I	SISTEMA DE LOCALIZACIÓN GLOBAL (GPS)	1
I.1	Introducción	1
I.2	Marco Histórico	2
I.3	Características Generales del Sistema GPS	4
I.4	Aplicaciones del Sistema GPS	11
CAPÍTULO II	FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL SISTEMA GPS	17
II.1	Introducción	17
II.2	Conceptos de Navegación por Satélite	18
II.2.1	Determinación de la Posición de un Satélite	18
II.2.2	Determinación de las Pseudo-distancias	27
II.2.3	Determinación de las Coordenadas del Usuario	36
II.3	Fundamentos del Espectro Expandido por Secuencia Directa	39
II.3.1	Técnica de Modulación Digital BPSK	39
II.3.2	Secuencias Digitales de Ruido Pseudo-aleatorio	49
II.3.3	Espectro Expandido por Secuencia Directa	53
II.4	Señales Transmitidas por los Satélites GPS	58
II.4.1	Señales Portadoras del Sistema GPS	59

II.4.2	Señales Telemétricas de Expansión Espectral	64
1.	Código de Simple Acceso (C/A)	66
2.	Código de Precisión (P)	69
3.	Código P(Y)	75
II.4.3	Señal de Mensaje de Navegación del Sistema GPS	77
1.	Proceso de Sincronización de los Subcuadros	80
2.	Primer Subcuadro del Enlace de Datos	84
3.	Segundo y Tercer Subcuadros del Enlace de Datos	89
4.	Cuarto y Quinto Subcuadros del Enlace de Datos	92
CAPÍTULO III	RECEPTOR DEL SISTEMA GPS	101
III.1	Introducción	101
III.2	Antena	103
III.3	Preamplificador	106
III.3.1	Sección de Protección	106
III.3.2	Amplificador de Bajo Ruido	106
III.3.3	Etapas de Filtrado Pasa-Banda	108
III.4	Módulo de Recepción de Señales de Radiofrecuencia	111
III.4.1	Sintetizador de Frecuencias	112
1.	Oscilador de Referencia	113
2.	Detector de Fase en Lazo Cerrado	117
3.	Divisores de Frecuencia de Alta Velocidad	126
4.	Regulador Interno de Voltaje	127
III.4.2	Etapas de Conversión y Filtrado de Frecuencia Intermedia	130
1.	Primera Etapa	131
2.	Segunda Etapa	135
3.	Tercera Etapa	139
III.4.3	Etapas de Cuantificación	142

III.4.4	Interfaz Digital y Control de Potencia	147
	1. Control de Potencia	148
	2. Función de Reinicio del Módulo de Procesamiento de Señales Digitales	149
III.5	Módulo de Procesamiento de Señales Digitales	151
III.5.1	Módulo Correlacionador de Doce Canales	152
	1. Etapas de Muestreo y Retención	153
	2. Generador de Señales de Sincronía	155
	3. Generador de Bases de Tiempo	157
	4. Doce Canales de Seguimiento	161
III.5.2	Módulo de Funciones Periféricas	186
	1. Interfaz para Comunicación Serial Asíncrona	186
	2. Controladores del Consumo de Potencia e Inicio del circuito GP2021	190
	3. Generadores de la Base de Tiempo Real y de la Función de Revisión	194
	4. Controlador de los Terminales de Entrada y Salida de Señales Discretas	196
III.5.3	Interfaz del Microprocesador	198
	1. Interfaces para el Control de las Líneas de Datos	199
	2. Modo para el Sistema ARM	202
	3. Modo de Interfaz Estándar	205
III.5.4	Microprocesador	209
	1. Proceso de Sincronización del Receptor GPS	212
	2. Adquisición de la Señal de Mensaje de Navegación	228
	3. Filtros de Kalman Común, Adaptable y Extendido	235

CAPÍTULO IV	PROPUESTA PARA LA APLICACIÓN DEL RECEPTOR GPS EN LA ESTIMA DE VEHICULOS SONDA	247
IV.1	Introducción	247
IV.1.1	Globos Sonda	248
IV.1.2	Cohetes Sonda	253
IV.2	Propuesta de Aplicación	254
RESULTADOS		261
CONCLUSIONES		265
BIBLIOGRAFÍA		267
GLOSARIO		I
APÉNDICE A		
	Cálculo de los Ángulos de Azimut y Elevación	A-I
APÉNDICE B		
	Fórmulas de Molodensky	B-I
APÉNDICE C		
	Perturbaciones del Sistema GPS	C-I
APÉNDICE D		
	Hojas de Especificaciones	D-I

SISTEMA DE LOCALIZACIÓN GLOBAL (GPS)

I.1 INTRODUCCIÓN

Desde el principio de su historia, el hombre ha creado ingeniosos sistemas para determinar su ubicación sobre la superficie de la Tierra. Una técnica fundamental, desarrollada desde hace siglos, es la que se realiza mediante mediciones angulares de las estrellas utilizando brújulas, astrolabios y sextantes. Al surgir las tecnologías de radiotransmisión, se crean nuevos sistemas de navegación, tales como: los radios *omni-direccionales* de VHF (VORs), el sistema de Navegación por Radio a Larga Distancia o LORAN (LONg RANGE Navigation) y el sistema OMEGA. La tecnología de los satélites artificiales, mucho más precisa, ha hecho posible la navegación por señales de radio en línea de vista. Esta innovadora idea de navegación comienza a concretarse en los años 60's, cuando la Marina de los Estados Unidos crea un sistema de navegación por satélite conocido como TRANSIT, impulsando así, una nueva era en la tecnología de la navegación.

En 1973, un grupo de oficiales de las fuerzas armadas de los E. U. A. y algunos civiles, concluyen un proyecto que revolucionaría la navegación. Éste se basa en la estimación de la distancia por radio entre el usuario y una constelación de satélites artificiales, denominados NAVSTAR (NAVigation System Timing And Ranging).

A partir del sistema de navegación con los satélites **NAVSTAR**, se obtuvo una gran exactitud, dando paso al Sistema de Localización Global o **GPS** (Global Positioning System) Aunque ha tomado más de 20 años para establecerse por completo, a este sistema se le considera como la utilidad más nueva para la navegación. Con una enorme inversión, cualquier persona donde quiera que se encuentre puede determinar, casi inmediatamente, su localización en tres dimensiones con una gran precisión.

En la presente tesis se explica, en términos generales, la forma en que opera el sistema **GPS** y, en forma detallada, el funcionamiento del receptor **GPS**, asimismo, se explican algunos conceptos y fundamentos básicos del sistema y se propone una aplicación en particular para el Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.). En este capítulo se hace una breve reseña de los programas, proyectos y sistemas que dieron las bases para que surgiera el sistema **GPS**, una descripción general de este sistema y se mencionan algunas aplicaciones del mismo.

1.2 MARCO HISTÓRICO

Para 1972, la Fuerza Aérea y la Marina de los E U A ya tenían varios años estudiando la posibilidad de mejorar los sistemas de navegación. Estos estudios fueron la base para la creación de un nuevo sistema conocido como **NAVSTAR** o **GPS**

El primer sistema operacional de navegación basado en satélites fue el **NNSS** (Navy Navigation Satellite System) o **TRANSIT**, creado por la Marina. Este sistema se basa en la medición del cambio Doppler de una señal transmitida a 400 [MHz] por satélites de órbita polar a una altitud de 600 millas náuticas (1100 [km]). Actualmente, el sistema utiliza dos frecuencias para corregir el retardo del efecto ionosférico

Aunque el sistema se diseñó originalmente para cuatro satélites, la falta de control en la precesión orbital obligó a construir un quinto satélite y posiblemente se requiriera de un sexto. La imposibilidad de controlar la precesión orbital ha hecho que los tiempos de espera, aún con seis satélites, sobrepasen las cuatro horas

Se dispone de un punto de posición **TRANSIT** cada vez que está visible un solo satélite, lo que ocurre en cualquier sitio dado de 80 a 100 minutos como promedio en el peor de los casos a latitudes bajas, dependiendo de si están activos cinco o seis satélites. Debido a esto, el **TRANSIT** es un sistema de fijación de la posición y no de navegación continua. Cada punto de posición se obtiene de un satélite cuando éste pasa por la ubicación del usuario. Un pasaje de satélite útil ocurre de 10 a 18 minutos. Durante este periodo, el receptor del usuario realiza mediciones en el cambio Doppler de la señal del satélite en varias ocasiones. Al nivel del mar, bastan dos mediciones adecuadas, ortogonales en azimut, para determinar la longitud y la latitud del usuario.

Debido a que las diversas mediciones Doppler se realizan en tiempos distintos, se debe predecir el movimiento del usuario, a fin de tener una posición estimada en el tiempo de la medición Doppler, la cual puede corregirse por medio de esta misma medición. Es por esto, que el sistema **TRANSIT** se considera de baja dinámica siendo muy útil en la navegación marítima. La tecnología desarrollada por el sistema **TRANSIT** probó ser de gran utilidad para el sistema **GPS**. Asimismo, este sistema demostró que los sistemas espaciales pueden ser muy confiables.

En 1972, fue desarrollado un nuevo sistema de navegación por satélite de la Marina de los E.U.A., conocido como **TIMATION**. Los satélites de este sistema fueron usados principalmente para transferir una base de tiempo muy precisa que permite la sincronización entre varios puntos de la Tierra, además de la información de navegación. Las señales para la estimación de la distancia emplean una técnica en la que se transmiten varios tonos sincronizados para resolver las ambigüedades de fase.

Inicialmente, estos satélites utilizaban osciladores de cristales de cuarzo muy estables; modelos posteriores pusieron en órbita el primer reloj atómico (de rubidio y cesio) con frecuencias de mayor estabilidad. Con este adelanto tecnológico se mejoró la predicción de las órbitas de los satélites (efemérides) y se empleó, posteriormente, en las estaciones de control del sistema **GPS** para actualizar el tiempo de sus satélites. Los satélites del sistema **TIMATION** fueron colocados en órbitas inclinadas; los dos primeros a altitudes de 500 y 7500 millas náuticas respectivamente (916 y 13,750 {km}). El tercero de ellos fue utilizado como una demostración tecnológica para el sistema **GPS**. Este primer proyecto, relacionado con tiempos normalizados en el espacio, fue una base importante para el sistema **GPS**.

El tercer cimiento esencial del sistema **GPS** fue el programa **621B** de la Fuerza Aérea de los E.U.A. Para 1972 este programa ya había demostrado el funcionamiento de un nuevo tipo de señal emitida por satélites para la estimación de la distancia a la que se encuentran los mismos, basada en señales de ruido pseudo-aleatorio o **PRN** (Pseudo-Random Noise). La modulación de la señal era esencialmente una secuencia digital repetida de dígitos binarios "aleatorios" con ciertas propiedades de gran utilidad. La secuencia podía ser fácilmente generada usando un registro de corrimiento o, para los códigos más cortos, se almacenaba la secuencia entera de "bits".

Un usuario podía detectar el inicio (fase) de la secuencia repetida y emplearla para determinar la distancia del satélite. Las señales podían ser detectadas aun cuando su densidad de potencia fuera menor a 1/100 del ruido ambiental y, debido a que las secuencias del código **PRN** eran casi ortogonales, éstas se podían transmitir a la misma frecuencia nominal. Esta técnica fue fundamental para el sistema **GPS**.

En 1973, el Departamento de Defensa de los Estados Unidos desarrolla un nuevo programa que emplea lo mejor de los sistemas de navegación por satélite existentes hasta entonces, al fusionar el programa **TIMATION** de la Marina y el **621B** de la Fuerza Aérea.

Los resultados proporcionados por los proyectos descritos dieron origen al Sistema de Localización Global o **GPS** (Global Positioning System) también llamado **NAVSTAR** (NAVigation System Timing And Ranging). El **GPS** es un sistema de navegación por satélite de la segunda generación en el que se aplican las señales telemétricas de ruido pseudo-aleatorio (**PRN**), creadas por la Administración Nacional de la Aeronáutica y el Espacio, la **NASA** (National Aeronautics and Space Administration), a la tecnología de navegación por satélite integrada en el sistema **TRANSIT**

En el sistema **GPS** se emplean satélites que están controlados con precisión en sus posiciones orbitales. Basta con conocer un conjunto de elementos orbitales o efemérides de un año para, a partir de una posición conocida en la Tierra, predecir el tiempo de visibilidad de los satélites con un margen de error de cinco minutos.

Asimismo, este sistema emplea la recepción simultánea de señales de por lo menos, cuatro satélites para calcular tres coordenadas de posición y una diferencia de tiempo debida al error entre las bases de tiempo del satélite y del usuario. Por tanto, dada la visibilidad de cuatro satélites, el sistema **GPS** ofrece la posibilidad del procesamiento de navegación continua. Esta característica hace posible que este sistema se emplee comúnmente en vehículos de alta dinámica.

El sistema **GPS** que opera hoy en día es prácticamente idéntico al propuesto en 1973. Los satélites han evolucionado para soportar necesidades militares más complejas y ofrecer un mejor servicio a los usuarios civiles del mismo.

I.3 CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL SISTEMA GPS

La función primaria del Sistema de Localización Global (**GPS**) es la del procesamiento de señales digitales para la navegación en tres dimensiones. El sistema opera a partir de estimaciones de la distancia existente entre cada satélite y el usuario; éstas se realizan mediante la medición indirecta del tiempo de propagación de ciertas señales de referencia propias de cada satélite, las cuales son periódicas y previsibles.

Con cuatro satélites y una distribución geométrica apropiada de los mismos, pueden ser determinadas cuatro incógnitas para una buena estimación de la posición, generalmente éstas son: la latitud, la longitud, la altitud y una corrección en la base de tiempo que utilice el usuario. Se puede emplear un menor número de satélites si se conocen algunas de estas incógnitas como la altitud y/o las variaciones de la base de tiempo del usuario.

Los objetivos de funcionamiento del sistema **GPS** pueden englobarse en los siguientes:

- 1) Alta precisión, posición en tiempo real, velocidad y tiempo para usuarios militares en diversas aplicaciones, algunas son de alta dinámica. La alta precisión equivale a 10 [m] en la posición tridimensional, a menos de 0.1 [m/s] en la velocidad y a 100 [ns] en el tiempo.
- 2) Buena precisión para usuarios civiles (100 [m]) En un futuro esta precisión puede mejorarse reduciendo o eliminando la degradación deliberada en las señales transmitidas por los satélites.
- 3) Recepción en todo el mundo con un tiempo total de operación de 24 horas.
- 4) Inmunidad a interferencias intencionales o no intencionales para todos los usuarios (en mayor medida para usuarios militares)
- 5) Capacidad para una alta precisión en la medición geodésica (a niveles de centímetros), usando mediciones de la fase de la portadora de radiofrecuencia.
- 6) Ofrecimiento de equipo confiable a todos los usuarios

Además de esto, el sistema **GPS** debe emplear una etapa espacial eficiente, existir dentro de restringidos anchos de banda disponibles y frecuencias asignadas, y tener un segmento de control capaz de medir las órbitas de los satélites, corregir sus relojes y enviarles los datos necesarios de navegación para que, posteriormente, puedan retransmitirlos a los usuarios.

El sistema **GPS** consiste de tres segmentos o etapas principales la *Etapa Espacial*, la *Etapa de Control* y la *Etapa de Usuario*.

A continuación se explican en forma más detallada cada una de las etapas que conforman el Sistema de Localización Global (**GPS**)

- **Etapa Espacial**

La Etapa Espacial consiste de una constelación de 24 satélites, cada uno de los cuales transmite continuamente las señales que permiten estimar la distancia a la que se encuentra del usuario, establecer su posición en ese momento, y corregir su base de tiempo. Los vehículos espaciales están orientados en su actitud sobre tres ejes y utilizan paneles solares como fuente básica de energía eléctrica. Las señales son radiadas mediante una antena cuyo patrón de radiación incluye los extremos de la Tierra. De esta forma, el usuario recibe las señales con una potencia constante para cualquier ángulo de elevación.

El diseño de los satélites es, generalmente, varias veces redundante. La primera fase de satélites ha demostrado un promedio de 5 años de vida útil y, en algunos casos, más de 12 años. Se han desarrollado 5 bloques de satélites para el programa GPS. El orden cronológico de éstos es:

- **NTS (Navigation Technology Satellites).** Estos satélites fueron usados para probar la tecnología espacial aplicada a la navegación. Fueron los primeros en usar relojes atómicos (de rubidio y cesio) y en llevar a bordo la primera computadora espacial GPS.
- **Bloque I NDS (Navigation Development Satellites)** El desarrollo de este bloque resultó en 12 satélites, de los cuales sólo 10 fueron exitosamente lanzados durante el periodo de 1978 a 1985.
- **Bloque II.** En total se han producido 29 satélites del bloque II y IIA, de los cuales 24 actualmente están en órbita. Este bloque incluye a los satélites identificados del 1 al 9. El primero de ellos fue declarado operacional en 1989.
- **Bloque IIA.** Junto con el bloque II, forma parte de la constelación actual de satélites del sistema y está formado por los satélites identificados del 10 al 24. Su capacidad operacional completa se cumplió a finales de 1994.
- **Bloque IIR.** Este es un bloque de 20 satélites con opción a 6 más que, paulatinamente, reemplazarán a los que operan en la actualidad. Estos satélites son más autónomos y pueden mantenerse más de 180 días sin contacto con las estaciones terrenas del Segmento de Control. Actualmente, se está planeando un sexto grupo de satélites llamado Bloque IIF.

El usuario debe realizar mediciones de la estimación de las distancias de cuatro o más satélites simultáneamente sin que exista interferencia entre ellos para obtener, en tiempo real, su posición en tres dimensiones y así, poder efectuar una navegación continua. La constelación orbital de satélites debe proporcionar al usuario, en cualquier momento (24 horas al día) y en cualquier parte del mundo, acceso para realizar estas mediciones con cuatro o más satélites. La capacidad de tener acceso simultáneo a varios satélites se denomina *acceso múltiple*, el cual permite realizar mediciones en la señal de un satélite sin que señales de otros interfieran con esta medición.

La constelación del sistema GPS, que actualmente se encuentra en operación, está formada por 24 satélites (bloques II y IIA) distribuidos en 6 órbitas planas con 4 satélites por órbita, 21 de éstos proporcionan sus señales de navegación a los usuarios del sistema y los 3 restantes se encuentran como respaldo. Esta constelación de satélites provee al usuario de la presencia de cinco a ocho satélites en línea de vista en cualquier instante y desde cualquier punto sobre la Tierra, repitiéndose la configuración, cada 24 horas, aunque se presenta un adelanto de 4 [min] cada día.

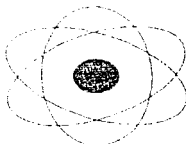
La siguiente tabla resume los principales parámetros de los satélites y la figura presenta la distribución de las órbitas de los satélites, así como la ascensión recta nodo ascendente (Ω) de cada plano orbital.

Parámetros aproximados de los satélites del sistema GPS	
Tipo de órbita	Plana (casi circular)
Distancia radial orbital r_a	$a \approx 26,561.75$ [km] – semieje mayor– $b \approx 26,560.42$ [km] – semieje menor–
Altitud máxima sobre el ecuador h_a (radio ecuatorial $R_E = 6,378.137$ [km])	20,183.613 [km]
Velocidad orbital $v_a = \sqrt{\mu/r_a}$	3.8704 [km/s]
Excentricidad orbital e	$e_a = 0$ (nominal) $e < 0.02$ (general)
Velocidad angular del satélite ω_a	$1.454 \cdot 10^{-3}$ [rad/s]
Periodo orbital $T = 2\pi\sqrt{a^3/\mu}$	12 [h] = 43,200 [s] (tiempo sideral)
Inclinación orbital i	$i_a = 55^\circ$ (nominal)
Cantidad de nodos ascendentes	6
Separación angular entre órbitas	120°
Vanación en la ascensión recta	12°

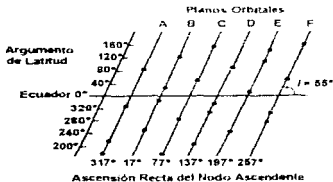
NOTA: 1 día sideral = 23 [h] 56 [min] 4.0989038 [s] = 86,164.0989038 [s]
 1 día solar medio = 24 [h] = 86,400 [s]
 $\mu = 3.986005 \cdot 10^{14}$ [m³/s²] (parámetro gravitacional terrestre)



Vista desde el Plano Ecuatorial



Vista desde el Polo



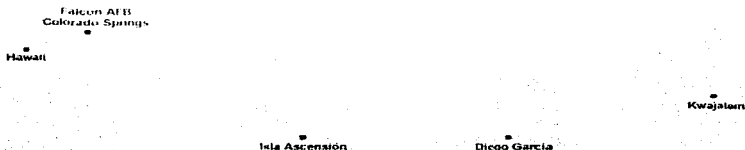
Constelación de los satélites del Sistema de Localización Global (GPS)

• Etapa de Control

La Etapa de Control entró en operación en 1985 y está formada por un sistema de cinco estaciones de seguimiento, la Estación de Control Maestro y cuatro antenas terrenas localizadas alrededor del mundo. Los objetivos de esta etapa son: mantener a cada uno de los satélites en su propia órbita a través de pequeños y esporádicos comandos de maniobra, hacer las correcciones y ajustes necesarios en los relojes de los satélites, rastrear a cada uno de los satélites **GPS**, generando y cargando en ellos, sus datos de navegación, y guiar a un satélite, en caso de que éste falle, a la mejor ubicación para disminuir la posibilidad de un impacto con otro vehículo espacial.

Las estaciones de seguimiento están localizadas en las islas de Hawaii, Kwajalein (en el Oeste del Pacífico), Ascensión (al centro del Océano Atlántico) y Diego García (en el Océano Índico), así como en Colorado Springs (Estados Unidos de Norteamérica). Estos lugares fueron seleccionados para proporcionar una separación suficiente en longitud entre cada una de estas estaciones. Dichas estaciones rastrean a los satélites del sistema **GPS** que se encuentren dentro su área de cobertura y, posteriormente, envían a la Estación de Control Maestro, la acumulación del total de datos recibidos del mensaje de navegación de los vehículos espaciales del sistema.

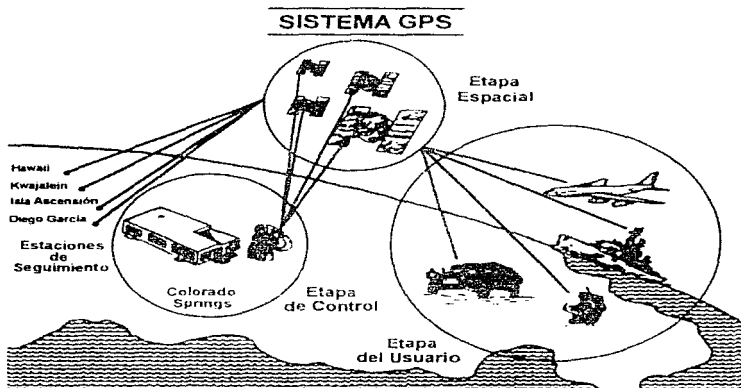
La siguiente figura muestra la distribución geográfica de las estaciones de seguimiento de la Etapa de Control del sistema **GPS**.



Ubicación de las estaciones de seguimiento y control alrededor del mundo

A partir de las señales captadas por las estaciones de seguimiento, la Estación de Control Maestro, que se ubica en la base aérea de Falcon en Colorado Springs, hace una estimación de las efemérides y del error del reloj de cada uno de los satélites GPS, para calcular de la forma más precisa, la trayectoria de la órbita de los mismos. De igual forma, verifica otros parámetros de los datos de navegación como el estado de operación o "salud" de cada satélite. Los datos recibidos se introducen a modelos matemáticos diseñados para calcular la órbita de cada satélite, y así actualizar los datos de efemérides y almanaque de cada uno de ellos, indicando, si es necesario, las correcciones en el sistema de relojes de sincronía de los mismos.

Las antenas terrenas ubicadas en cuatro de las estaciones de seguimiento (excepto Hawaii) transmiten, en la banda S (2 a 4 [GHz]), a cada uno de los satélites su posición actualizada, mediante un enlace de seguimiento, telemetría y comando TT&C (Tracking, Telemetry & Command). Posteriormente, cada satélite retransmite las modificaciones en sus datos de efemérides, almanaque y base de tiempo, a cada receptor de los usuarios del sistema, incluyéndolas dentro de los datos de sus señales. Además, cada una de las antenas terrenas tiene la capacidad de transmitir los datos de navegación a cada satélite. La siguiente figura muestra las etapas del sistema GPS.



Etapas del Sistema de Localización Global (GPS)

• Etapa de Usuario

Esta etapa está formada por antenas y receptores que, por medio del procesamiento de las señales de los satélites captados, permiten determinar una estimación de la posición, la velocidad y la sincronía del reloj del usuario con respecto a la base de tiempo de los satélites. El receptor rastrea las señales emitidas por los satélites ubicados dentro del patrón de recepción de su antena y calcula tanto la posición del usuario en tres dimensiones como el tiempo local.

El sistema GPS se considera pasivo en lo que corresponde a los usuarios, pues sólo pueden recibir las señales emitidas por cada satélite. La información que dichas señales proporcionan es empleada por el receptor del usuario para calcular su posición. Con este sistema es posible dar seguimiento a la trayectoria descrita por vehículos de alta y baja dinámica. Los receptores del sistema GPS se instalan a bordo de cohetes, aviones, barcos, vehículos terrestres y equipos portátiles individuales.

Para que el receptor pueda determinar su posición en tres dimensiones sobre la superficie de la Tierra, es necesario que reciba la señal, de por lo menos, cuatro satélites, para así poder calcular las cuatro incógnitas que definen la posición del usuario. Estos cálculos los realiza el receptor utilizando la información proporcionada por el mensaje de navegación de cada satélite, que incluye tanto los parámetros orbitales del modelo modificado de las ecuaciones de Kepler que definen la posición de cada uno de ellos así como el tiempo en el que se realizó la transmisión.

Los receptores del sistema GPS pueden referir su ubicación respecto a receptores remotos ubicados en Tierra que emiten señales adicionales, y así obtener una ubicación de mayor precisión. Estas señales pueden ser captadas por los receptores GPS y proporcionan tanto datos relativos de la posición de estos como las correcciones en su base de tiempo. Algunas aplicaciones de esta capacidad se relacionan con estudios de placas tectónicas, control y reconocimiento geodésico.

La diseminación en el tiempo y frecuencia es otra aplicación práctica del sistema GPS, cuyo funcionamiento se basa en el preciso sistema de relojes de sincronización ubicados a bordo de los satélites. Los receptores GPS de propósito especial se emplean en observatorios astronómicos, equipos de telecomunicaciones y laboratorios. Estos receptores pueden utilizar las señales de sincronía del sistema para generar frecuencias controladas de gran exactitud. Algunos proyectos de investigación emplean las señales del sistema GPS para medir condiciones o parámetros atmosféricos.

Los satélites GPS transmiten sus señales utilizando dos portadoras en las que sus frecuencias se encuentran dentro de la banda L (1 a 2 [GHz]). Las frecuencias de las señales portadoras L_1 y L_2 son de 1575.42 [MHz] y 1227.60 [MHz] respectivamente. Estas señales son generadas en sincronía, por lo que un usuario que reciba ambas, puede directamente estimar el retardo iónosférico y aplicar las correcciones apropiadas.

La señal portadora L_1 está modulada por dos señales en cuadratura de fase. Una fase corresponde a las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio del Código de Simple Acceso o código C/A y a los datos del mensaje de navegación. La fase ortogonal corresponde al Código de Precisión o código P y a estos mismos datos. Por su parte, la señal portadora L_2 puede transportar alguno de los códigos mencionados.

El Código de Simple Acceso es la señal principal para los usuarios civiles. El uso de esta señal es llamado Servicio de Localización Estándar o **SPS** (Standard Positioning Service), el cual es empleado por usuarios civiles sin restricciones.

La mayoría de los receptores son capaces de recibir y emplear las señales propias del **SPS**. La precisión de este servicio es degradada intencionalmente por el Departamento de Defensa de los E.U.A. mediante el uso de la *disponibilidad selectiva* (**S/A**), al adicionar pequeños errores en la transmisión de los datos de efemérides y en la corrección de la base de tiempo del satélite.

El código P o de precisión está protegido y proporciona el Servicio de Localización Preciso o **PPS** (Precise Positioning Service). Este servicio es empleado por usuarios del Departamento de Defensa norteamericano, militares aliados, agencias gubernamentales y usuarios civiles autorizados con claves y receptores especiales.

La siguiente tabla muestra las diferencias en la precisión de las estimaciones de la posición y tiempo que proporcionan el Servicio de Localización Estándar (**SPS**) y el Servicio de Localización Preciso (**PPS**).

Precisión	SPS	PPS
Horizontal	100 [m]	17.8 [m]
Vertical	156 [m]	27.7 [m]
En el tiempo	167 [ns]	100.0 [ns]

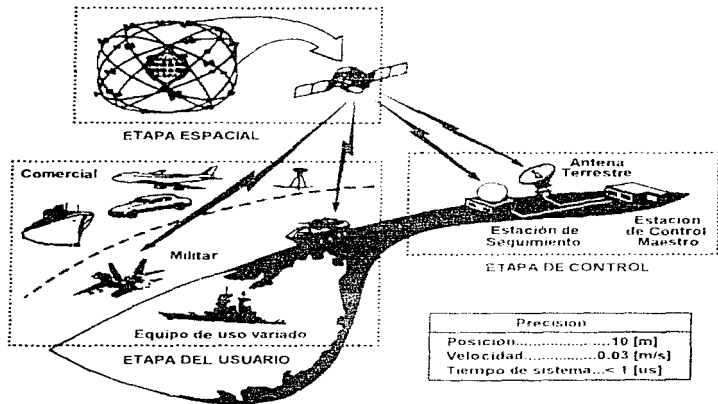
A pesar de la diferencia de precisión entre ambos servicios, los usuarios civiles han podido aprovechar de mejor manera, las posibilidades que el sistema **GPS** puede proporcionar, aplicándolo en diversos campos tanto de la investigación como de la industria.

1.4 APLICACIONES DEL SISTEMA GPS

Desde un principio, fue reconocido que el sistema **GPS** podría ser de gran utilidad en muchas más aplicaciones que únicamente las de propósito militar. Las aplicaciones del **GPS** dentro de la comunidad civil son muy extensas. Inicialmente, fue usado para la transferencia y medición exacta de tiempo, debido a que estas aplicaciones podían aceptar la cobertura inicial tan limitada.

Posteriormente, los usos se extendieron a la navegación marítima, aérea, terrestre e incluso espacial. Ahora, las aplicaciones civiles han superado enormemente a las militares, y aún pueden seguir creciendo si se reduce el costo de los receptores de los usuarios.

La siguiente figura muestra, de manera gráfica y resumida las etapas que conforman al sistema GPS y la precisión que teóricamente es posible alcanzar cuando se utiliza en aplicaciones relacionadas con la navegación militar.

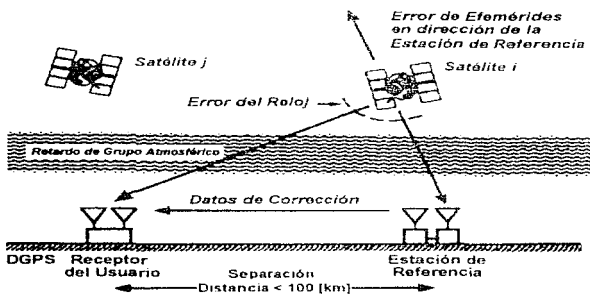


Etapas y precisión teórica del Sistema de Localización Global (GPS)

Algunas de las aplicaciones civiles más importantes del Sistema de Localización Global son las siguientes.

1. *Navegación de vehículos aéreos.* El sistema **GPS** ha tenido un profundo impacto en la aviación en general. El sistema puede ser utilizado para permitir un vuelo entre dos aeropuertos sin intervención o asistencia externa, lo cual incluye: la navegación, la evasión de colisiones y el aterrizaje. De igual forma, se emplea para el control de tráfico aéreo, proporcionando un vuelo seguro, ordenado y confiable.
2. *Navegación de móviles terrestres.* Los sistemas de rastreo y la navegación terrestre representan una de las aplicaciones con mayor potencial para el sistema **GPS**. El sistema se emplea en el rastreo de vehículos comerciales (ambulancias, patrullas, carros de bomberos, vehículos de negocios y del gobierno) para darles seguimiento y reportar su ubicación. Asimismo, se puede utilizar para determinar la mejor ruta a seguir por un conductor para llegar a su destino. También es empleado en sistemas de control para caminos "inteligentes", que mejoran la eficiencia, seguridad y aspectos ambientales del tráfico de carreteras, a través de la aplicación de información, comunicaciones, localización y tecnologías de control.
3. *Navegación marítima.* La navegación marítima puede dividirse, según el lugar donde se desarrollen, en cuatro fases: el oceano, la costera, el puerto/acercamiento al puerto y la vía fluvial para llegar tierra adentro; cada una de estas fases debe cumplir ciertos requerimientos de funcionamiento basados en la seguridad, aspectos ambientales y la disminución en la probabilidad de las colisiones, hundimientos y de encallar. El sistema **GPS** satisface muchos de los requerimientos de las dos primeras fases, sin embargo, para las dos últimas, el sistema es inaceptable pues no tiene la precisión necesaria (8-20 [m]).
4. *Transferencia de tiempo.* El tiempo puede ser transferido de una estación de referencia al reloj de una localización conocida con un sólo satélite. Esta capacidad es usada por una comunidad civil especial que requiere de una mayor precisión en sus aplicaciones. Se puede obtener una gran precisión con la señal civil usando transferencia de tiempo en "vista común", donde dos relojes, ubicados en diferentes locaciones, están dentro de la línea de vista del mismo satélite **GPS**. En ese momento, los receptores de cada sitio rastrean simultáneamente al mismo satélite. Los errores de reloj del satélite, junto con alguna degradación del mismo, causada por la disponibilidad selectiva, se cancelan en este modo de operación. Dependiendo de la separación relativa entre ambos lugares, se pueden cancelar algunas fracciones de error en la posición del satélite y errores ionosféricos.

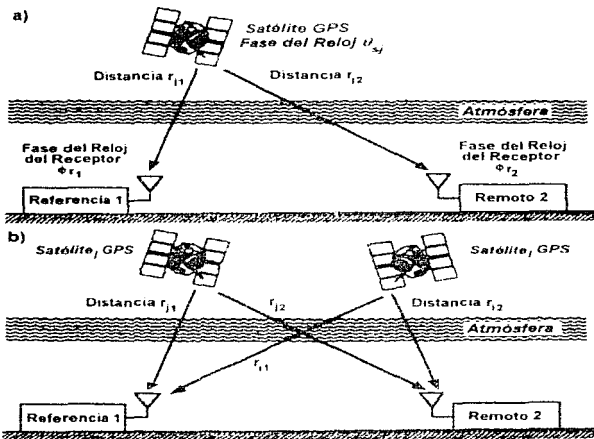
5. **Determinación de órbitas de vehículos espaciales** La posición u órbita de un satélite cercano a la Tierra puede determinarse colocándole un receptor **GPS** a bordo. Si el satélite en cuestión está por debajo de la altitud de los satélites **GPS**, entonces puede recibir las señales de los satélites que estén a la vista por encima y a los lados de éste, donde la sombra de la Tierra no obstaculice el enlace. Si el satélite del usuario está por encima de la altitud de los satélites **GPS**, por ejemplo en una órbita geo-estacionaria, el satélite puede aún recibir las señales **GPS** si no pasa por el lado de sombra de la Tierra. De esta forma se puede obtener la posición del satélite de interés y determinar su órbita.
6. **GPS diferencial (DGPS)** Si dos receptores operan a una proximidad relativamente cercana, muchos de los errores inherentes en la solución de la posición **GPS** serán comunes para ambos receptores. Los errores del reloj del satélite, de fracciones significantes de las efemérides, ionosféricos y otros más, se eliminan cuando se busca una solución de la posición diferencial o relativa. Si se tiene a un receptor conocido como referencia, éste puede transmitir información para efectuar correcciones en la estimación de la distancia, a otros receptores que se encuentren en el área, obteniendo una alta precisión de la posición relativa. El **GPS** diferencial está limitado por la separación entre los usuarios y la estación de referencia a 100 [km] aproximadamente. En el futuro se espera que muchos receptores **GPS** operen en el modo diferencial tan pronto como las correcciones diferenciales estén disponibles. La siguiente figura muestra, en forma simplificada, la forma en que se realiza la aplicación diferencial del sistema **GPS**.



Aplicación diferencial del Sistema de Localización Global (DGPS)

7. *Reconocimiento diferencial GPS.* Esta aplicación es parecida a la descrita anteriormente. El sistema de medición GPS funciona mediante operaciones de doble diferenciación obteniendo resoluciones mucho mayores. Se puede alcanzar un error en la estimación de la distancia diferencial de 2 [mm] al obtener la medición de la fase de las señales portadoras. Ciertamente, existen ambigüedades en las mediciones que deben ser resueltas mediante varias técnicas de doble diferenciación. Estas mediciones son diferenciadas para un sólo satélite o doblemente diferenciadas para dos o más satélites.

La siguiente figura muestra algunas variaciones de la aplicación diferencial del sistema GPS para la medición de la fase de las señales transmitidas por los satélites



Variaciones de la aplicación diferencial del Sistema de Localización Global

a) Recepción diferencial simple

b) Recepción diferencial doble

8. **Determinación de actitud** Además de la medición de la posición, el sistema **GPS** puede utilizarse para determinar la actitud u orientación de un vehículo. Los códigos en este sistema pueden separar las señales de cada satélite, las cuales pueden ser empleadas en modo de medición de fase diferencial, con dos antenas para medir el sobrepaso angular en los ejes de rotación de cada par de antenas y la dirección de la señal del satélite.
9. **Receptores GPS híbridos** En muchas aplicaciones, tiene sentido integrar mediciones del receptor **GPS** con sistemas de medición de inercia u otros sistemas de ayuda para la navegación. De esta forma se puede obtener una mejor precisión en el Sistema de Localización Global.

Las interrupciones temporales de las señales emitidas por los satélites **GPS**, debidas a obstrucciones momentáneas o interferencia, pueden ser compensadas por un sistema de medición de inercia que permita a los sistemas de navegación continuar su operación sin interrupciones. Algunos de estos sistemas auxiliares son el sistema de Navegación por Radio a Larga Distancia (**LORAN**), el Sistema de Navegación Global por Satélite (**GLONASS**), diseñado en la desaparecida Unión Soviética y radiofaros para la navegación, que se encuentran disponibles en varias partes del mundo.

El sistema **GPS** se emplea cada vez más y, debido a esto, tendrá que expandirse para dar un mejor servicio. Esta expansión deberá resolver los siguientes aspectos: suficiencia en el número de satélites, aumentar la capacidad de respaldo en el Segmento de Control y la resolución a la petición internacional para algún sistema civil de control del sistema. El siguiente gran adelanto, será el contar con un mayor número de sistemas diferenciales **GPS**, que disminuirán los errores dinámicos esperados a menos de 1 [m]. Todos los usuarios de este sistema se beneficiarán con esta nueva "utilidad de navegación" que será totalmente operacional durante los siguientes veinte años.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL SISTEMA GPS

II.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se describieron, en términos generales, las características de funcionamiento del Sistema de Localización Global (GPS) y se mencionó, de manera superficial, la estimación de la distancia del usuario a los satélites, como base para la navegación en tres dimensiones.

En este capítulo se explica, con mayor profundidad, la manera en que se hacen estas estimaciones al igual que los conceptos, las técnicas y los fundamentos teóricos en los que se basa el sistema GPS y que permiten alcanzar los objetivos de este sistema de navegación por satélite.

De igual forma, se describen los diferentes componentes de las señales que transmiten los satélites de este sistema de navegación, así como las características de éstas que hacen posible que los receptores de los usuarios realicen una estimación de su posición de manera confiable y con gran precisión.

II.2 CONCEPTOS DE RADIONAVEGACIÓN POR SATÉLITE

La determinación de la posición del usuario, mediante el sistema de radionavegación GPS requiere, primeramente, del conocimiento preciso de la posición de un cierto número de satélites del sistema. Esta posición se define a partir de los parámetros de efemérides, transmitidos por cada uno de los satélites, que describen la órbita de los mismos durante un determinado intervalo de tiempo. Una vez definida la posición de los satélites, se debe calcular la distancia a la que se encuentran del usuario. Conocidas estas distancias se puede determinar la posición del usuario.

Para poder entender de mejor manera las operaciones que debe realizar el receptor GPS para estimar la posición del usuario, a continuación se describen los elementos que intervienen en estos procesos y se explican los parámetros y cálculos necesarios para definir la posición de los satélites, la distancia a la que se encuentran y, finalmente, determinar la posición del usuario.

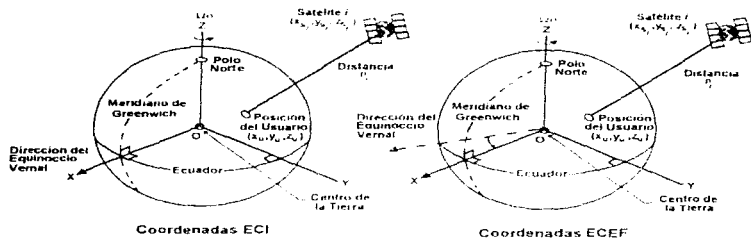
II.2.1 DETERMINACIÓN DE LA POSICIÓN DE UN SATÉLITE

Como en cualquier tipo de navegación en el que se utilicen mediciones independientes para determinar la posición, la radionavegación por satélite, en primera instancia, necesita de un sistema de coordenadas para referir la posición de los satélites y otro marco de referencia para determinar la ubicación del usuario.

El sistema de coordenadas que se utiliza en el sistema GPS, para referir la posición de sus satélites, es un sistema cartesiano derecho con componentes x , y y z y el origen en el centro de la Tierra, por lo que se le denomina geocéntrico. La dirección positiva del eje z apunta al polo norte geográfico y los ejes ordenados x y y quedan comprendidos dentro del plano ecuatorial. Existe otro marco de referencia coordenado en el que los ejes x y y se encuentran dentro del plano eclíptico, el cual comprende a la órbita descrita por la Tierra en torno al Sol. Este sistema coordenado se encuentra inclinado un ángulo de $23^{\circ} 27'$ con respecto al plano ecuatorial y se utiliza en observaciones astronómicas y en la navegación interplanetaria.

Existen dos sistemas cartesianos geocéntricos derechos importantes. El primero de ellos es el Sistema Inercial o ECI (Earth-Centered-Inertial), donde el eje de la coordenada x se proyecta desde el centro de la Tierra hasta un punto fijo en el espacio, denominado primero de Aries o equinoccio vernal (punto en el cual el Sol asciende sobre el plano ecuatorial durante el equinoccio de primavera). El otro sistema de coordenadas es el Geocéntrico Fijo en Tierra o ECEF (Earth-Centered, Earth-Fixed), en el cual el eje x se proyecta hacia el punto de intersección, sobre la superficie terrestre, entre el paralelo de latitud cero (Ecuador) y el meridiano de longitud cero (meridiano de Greenwich). Este marco de referencia es geosíncrono (gira con la velocidad angular de la Tierra).

Para poder determinar la posición de los satélites, se deben realizar ciertas conversiones entre los sistemas de referencia. Los elementos orbitales que transmite cada uno de los satélites del sistema GPS, definen la órbita elíptica de éstos. Primero, esta órbita se ajusta respecto al Sistema Inercial (ECI) y luego se traslada al Sistema Geocéntrico Fijo en Tierra (ECEF), para obtener así la posición de los satélites respecto al marco de referencia del usuario. La siguiente figura muestra la orientación de los ejes de coordenadas de ambos sistemas de referencia.



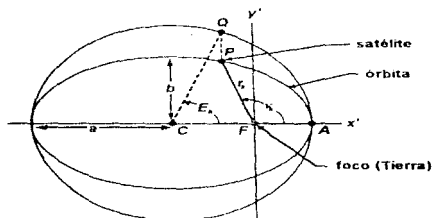
Sistemas de referencia cartesianos centrados en Tierra

Conocida la posición de cierta cantidad de satélites, el receptor puede estimar la distancia a la que se encuentran del usuario y determinar su posición en un sistema de coordenadas geocéntrico. Luego, esta posición se puede referir a un sistema de coordenadas en términos de la latitud, la longitud y la altitud denominado LLA, para que el usuario pueda determinar su localización sobre una carta de navegación o con respecto a un punto conocido.

Siguiendo lo anterior, el primer paso para definir la posición del usuario, es obtener una descripción exacta de la órbita elíptica seguida por los satélites a partir de los elementos orbitales transmitidos por cada uno de éstos.

La solución de la trayectoria descrita por el satélite alrededor de la Tierra es una elipse con el centro de masa de la Tierra situado en un foco. La órbita elíptica está definida por sus elementos orbitales: el semieje mayor (a), la excentricidad (e) y el periodo (T) de la órbita. La orientación de la órbita elíptica con respecto a un sistema geocéntrico, está dada por los ángulos de Euler, es decir: la ascensión recta del nodo ascendente (Ω), la inclinación de la órbita (i) y el argumento del perigeo (ω).

Sin embargo, los parámetros de la órbita no son estables, debido a la influencia de varios factores, tales como la atracción gravitacional de otros cuerpos celestes (la Luna y el Sol), el flujo solar incidiendo sobre el satélite, etc. Por tanto, se requiere de una gran cantidad de correcciones en tiempo real, para que los cálculos orbitales sean exactos. El movimiento medio (n), la inclinación (i), la ascensión recta del nodo ascendente (Ω) y la anomalía media (M) se especifican en el tiempo de referencia de efemérides (t_{0e}) y se corrigen, subsecuentemente, empleando ciertos factores de corrección en un modelo modificado de las ecuaciones de Kepler. La siguiente figura ilustra los elementos orbitales clásicos de una órbita elíptica.



Elementos orbitales que describen la trayectoria elíptica seguida por un satélite

donde:

$$\angle AFP = v_A = \text{anomalía real} \quad [\text{rad}]$$

$$\angle ACQ = E_A = \text{anomalía excéntrica} \quad [\text{rad}]$$

$$\overline{AC} = a = \text{semieje mayor de la órbita elíptica descrita por el satélite} \quad [\text{m}]$$

$$b = a\sqrt{1 - e^2} = \text{semieje menor de la órbita elíptica descrita por el satélite} \quad [\text{m}]$$

$$0 \leq e \leq 1 = \text{excentricidad de la órbita elíptica descrita por el satélite} \quad [-]$$

$$\overline{FP} = r_A = \text{distancia radial de la órbita elíptica descrita por el satélite} \quad [\text{m}]$$

P = posición del satélite en su órbita elíptica

A = punto de perigeo (punto de la órbita más cercano a la Tierra)

F = punto focal de la elipse (posición del centro de masa de la Tierra)

C = centro de la circunferencia que circunscribe a la órbita elíptica

Los datos de efemérides y los factores de corrección que transmite cada satélite son utilizados en los cálculos necesarios para determinar su órbita

En la siguiente tabla se muestran los datos de efemérides y los factores de corrección que transmite cada satélite

Datos de Efemérides	
M_0	= anomalía media en el tiempo de referencia [sc]
Δn	= variación del movimiento angular [sc]
e	= excentricidad de la órbita [-]
(a)	= raíz cuadrada del semieje mayor de la órbita del satélite [m ³]
Ω_0	= longitud del nodo ascendente de la órbita plana en el tiempo de referencia [sc]
i_0	= ángulo de inclinación en el tiempo de referencia [sc]
ω	= argumento del perigeo [sc]
$\dot{\Omega}$	= variación de la ascensión recta [sc/s]
\dot{i}	= variación del ángulo de inclinación [sc/s]
C_{ω}	= términos de corrección armónica sinusoidal para el argumento de latitud [rad]
C_{ω}	
C_{r_1}	= términos de corrección armónica sinusoidal para el radio orbital [m]
C_{r_2}	
C_{i_1}	= términos de corrección armónica sinusoidal para el ángulo de inclinación [rad]
C_{i_2}	
t_{ref}	= tiempo de referencia de efemérides [s]

NOTA: La unidad [sc] se refiere a un semiciclo 1[sc] = 180° = π [rad]

El semieje mayor (a), se obtiene a partir del parámetro orbital transmitido por el satélite (a^3) mediante

$$a = (\sqrt[3]{a^3}) \quad [m]$$

El movimiento angular medio (n_0) se determina a partir del periodo orbital (T) o de la longitud del semieje mayor orbital (a) y el parámetro gravitacional (μ), mediante:

$$n_0 = \frac{2\pi}{T} = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}} \quad [rad/s]$$

donde:

$\mu = GM \approx 3.986005 \cdot 10^{14}$	[m ² /s ²] ó [(N m ²)/kg]	(parámetro gravitacional terrestre)
$G \approx (66.73 \pm 0.03) \cdot 10^{-12}$	[m ² /(kg s ²)] ó [(N m ²)/kg ²]	(constante gravitacional)
$M \approx 5.9733328 \cdot 10^{24}$	[kg]	(masa total de la Tierra)
$T \approx 12$ [horas] ≈ 43.200	[s] (tiempo sideral)	(periodo orbital del satélite)

El valor del movimiento angular medio se corrige mediante la variación del movimiento angular (Δn), que se transmite como parte de los parámetros de efemérides del satélite, con la ecuación:

$$n = n_0 + \Delta n \quad [\text{rad/s}]$$

Para determinar la anomalía media (M_k) se obtiene, primeramente, el tiempo total (t_k) a partir de la diferencia entre el instante de transmisión corregido del satélite (t_s) y el tiempo de referencia de efemérides (t_{00}), instante en el que se presenta el punto de perigeo (más cercano a la Tierra) de la órbita del satélite, esto es:

$$t_k = t_s - t_{00} \quad [\text{s}]$$

Conocido el tiempo total (t_k), se puede obtener la anomalía media (M_k) con el valor corregido del movimiento angular medio (n) y la anomalía media transmitida por el satélite al tiempo de referencia (M_0), mediante la ecuación:

$$M_k = M_0 + n t_k \quad [\text{rad}]$$

Para la solución de la posición del satélite se requiere obtener, ya sea la anomalía excéntrica (E_k) o la anomalía real o ángulo polar (v_k), a partir de la ecuación de Kepler

$$M_k = E_k - e \sin(E_k) \quad [\text{rad}]$$

Esta ecuación se resuelve por cálculos iterativos. Si la excentricidad de la órbita es muy pequeña, prácticamente $M_k \approx E_k$. El tiempo t_k en el cual se determina el valor de E_k . Tanto el tiempo de transmisión del satélite (t_s) como el de referencia de las efemérides (t_{00}), se refieren a la base de tiempo del sistema GPS

La anomalía real (v_k) se determina a partir de las siguientes ecuaciones.

$$\cos(v_k) = \frac{\cos(E_k) - e}{1 - e \cos(E_k)} \quad [-] \quad ; \quad \sin(v_k) = \frac{\sqrt{1 - e^2} \sin(E_k)}{1 - e \cos(E_k)} \quad [-]$$

despejando queda:

$$v_k = \tan^{-1} \left[\frac{\sin(v_k)}{\cos(v_k)} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\sqrt{1 - e^2} \sin(E_k)}{\cos(E_k) - e} \right] \quad [\text{rad}]$$

Conocido el valor de la anomalía real (v_k), se puede calcular el argumento de latitud (Φ_k), mediante la siguiente ecuación que involucra al argumento del perigeo (ω)

$$\Phi_k = v_k + \omega \quad [\text{rad}]$$

El argumento de latitud (Φ_k), el radio orbital (r) y la inclinación del satélite (i), se corrigen en cuanto al segundo armónico de zona del campo gravitatorio para obtener cálculos exactos de las órbitas de los satélites. Estas correcciones están dadas por los coeficientes armónicos de zona (C_{uc} , C_{us} , C_{rc} , C_{rs} , C_{ic} y C_{is}), los cuales son parte de los datos que transmite cada satélite. La corrección del argumento de latitud (δu_k), la corrección del radio orbital (δr_k) y la corrección de la inclinación (δi_k), están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$\delta u_k = C_{uc} \cos(2\Phi_k) + C_{us} \sin(2\Phi_k) \quad [\text{rad}]$$

$$\delta r_k = C_{rc} \cos(2\Phi_k) + C_{rs} \sin(2\Phi_k) \quad [\text{m}]$$

$$\delta i_k = C_{ic} \cos(2\Phi_k) + C_{is} \sin(2\Phi_k) \quad [\text{rad}]$$

Luego, el argumento de latitud corregido (u_k), el radio orbital corregido (r_k) y la inclinación corregida (i_k) quedan dados por

$$u_k = \Phi_k + \delta u_k \quad [\text{rad}]$$

$$r_k = a(1 - e \cos(E_k)) + \delta r_k \quad [\text{m}]$$

$$i_k = i_0 + \delta i_k + it_k \quad [\text{rad}]$$

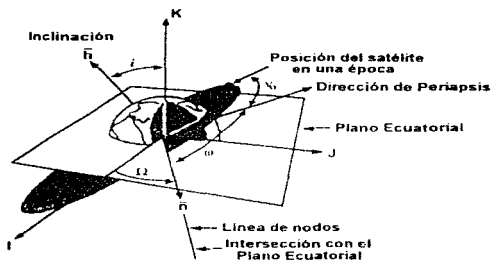
A partir de los valores corregidos del argumento de latitud (u_k) y del radio orbital (r_k), se obtiene una estimación de la posición del satélite en su plano orbital (x'_k , y'_k), definiendo un sistema de coordenadas cartesianas geocéntrico derecho x' , y' , z' , para el cual z' es idénticamente cero, mediante las siguientes expresiones matemáticas:

$$x'_k = r_k \cos(u_k) \quad [\text{m}]$$

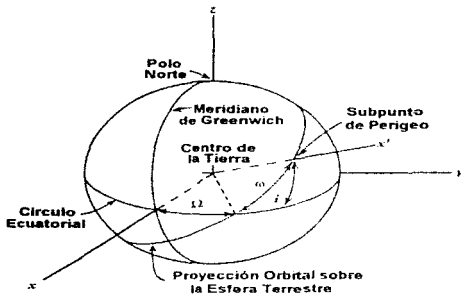
$$y'_k = r_k \sin(u_k) \quad [\text{m}]$$

Una vez obtenida la posición del satélite en el plano elíptico, se pueden obtener las coordenadas del mismo referidas al sistema ECEF (x_e , y_e , z_e) a partir de las coordenadas x'_k , y'_k , z'_k , por medio de tres rotaciones sucesivas simples (de un eje) con respecto al origen (el centro de la Tierra). Estas rotaciones se definen mediante los ángulos de Euler con el siguiente orden: ω , i y Ω .

Las siguientes figuras muestran las rotaciones dadas por los ángulos de Euler.



Plano orbital de un satélite del Sistema de Localización Global (GPS)



Proyección del plano orbital del satélite sobre la superficie terrestre

En las figuras de la página anterior, el vector del momento angular del satélite (\vec{h}) es normal a su plano orbital y se encuentra inclinado hacia el plano ecuatorial en un ángulo de inclinación (i) respecto al eje de las coordenadas z . Asimismo, el eje mayor orbital, que pasa por el perigeo, se desplaza en el plano orbital desde el punto de intersección con el plano ecuatorial un ángulo ω , llamado argumento del perigeo. El punto de intersección entre los planos ecuatorial y de la órbita con la coordenada z del satélite, se denomina cruce nodal ascendente. La línea de nodos (\vec{n}) es la intersección de los dos planos y se desplaza hacia el este del eje x en el plano ecuatorial un ángulo Ω , denominado ascensión recta del nodo ascendente.

El ángulo Ω se define como la longitud del nodo ascendente, siendo positivo en dirección oeste desde el meridiano de Greenwich. Ya que el ángulo Ω es variante en el tiempo, debido a la rotación de la Tierra y a la precesión del plano orbital en el espacio inercial, debe corregirse mediante la expresión

$$\Omega_a = \Omega_0 + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_0) t_a - \dot{\Omega}_0 t_{0a} \quad [\text{rad}]$$

De esta forma el ángulo del nodo ascendente corregido (Ω_a) queda dado por el valor de longitud del nodo ascendente en el tiempo de referencia de efemérides (Ω_0), la velocidad angular de rotación (hacia el este) de la Tierra ($\dot{\Omega}_0$), y la velocidad angular de la ascensión recta ($\dot{\Omega}$), positiva hacia el oeste.

Finalmente, por medio de todos estos cálculos y correcciones, se determina la posición del satélite referida al sistema ECEF en coordenadas (x_a, y_a, z_a) , a partir de las siguientes expresiones:

$$x_a = x_0' \cos(\Omega_a) - y_0' \cos(i_a) \text{sen}(\Omega_a) \quad [\text{m}]$$

$$y_a = x_0' \text{sen}(\Omega_a) + y_0' \cos(i_a) \cos(\Omega_a) \quad [\text{m}]$$

$$z_a = y_0' \text{sen}(i_a) \quad [\text{m}]$$

El receptor del usuario utiliza las coordenadas de los satélites (x_a, y_a, z_a) y calcula la distancia a la que se encuentra de ellos, para estimar su posición referida al sistema de coordenadas geocéntrico fijo en Tierra (ECEF), dadas por (x_u, y_u, z_u) o en coordenadas geodésicas, es decir, la latitud, longitud y altitud (ϕ, λ, h) . A partir de este conjunto de coordenadas el receptor puede determinar los ángulos de azimut y elevación en los que se encuentra cada satélite respecto a la posición del usuario.

NOTA:

Las ecuaciones que se utilizan en los cálculos para estimar los ángulos de azimut y elevación de los satélites del sistema GPS se muestran en el Apéndice A.

La siguiente tabla resume las constantes, ecuaciones y factores de corrección empleados para calcular las modificaciones al modelo ideal de la órbita elíptica descrita por las ecuaciones de Kepler que determinan la posición de los satélites.

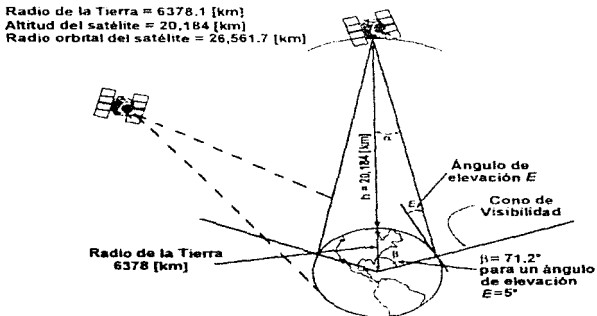
Cálculos de las órbitas de satélites	
$\mu = GM = 3.986005 \cdot 10^{14}$ [m ³ /s ²]	parámetro universal gravitacional terrestre (WGS84)
$\dot{\Omega}_0 = 7.2921151467 \cdot 10^{-5}$ [rad/s]	velocidad angular de rotación de la Tierra (WGS84)
$\pi = 3.1415926535898$ [rad]	valor estándar de π usado en el sistema GPS
$a = (\sqrt{a^3}) = 26.561750$ [m]	semieje mayor de la órbita del satélite
$n_0 = 2\pi/T = \sqrt{\mu/a^3}$ [rad/s]	movimiento angular medio del satélite
$t_s = t_0, t_{\infty}$ [s]	tiempo total
$n = n_0 + \Delta n$ [rad/s]	movimiento angular medio corregido del satélite
$M_s = M_0 + nt_s$ [rad]	anomalía media de la órbita
$M_s = E_s + e \text{sen}(E_s)$ [rad]	anomalía media resuelta para E_s (función implícita que se resuelve por algún método iterativo)
$v_s = \tan^{-1} \left[\frac{(\sqrt{1-e^2}) \text{sen}(E_s)}{\cos(E_s) - e} \right]$ [rad]	anomalía real de la órbita
$E_s = \cos^{-1} \left[\frac{e + \cos(v_s)}{1 - e \cos(v_s)} \right]$ [rad]	anomalía excéntrica en función de la anomalía real
$\Phi_s = v_s + \omega$ [rad]	argumento de la latitud orbital
$\Delta u_s = C_{u0} \cos(2\Phi_s) + C_{u1} \text{sen}(2\Phi_s)$ [rad]	corrección del argumento de la latitud orbital
$\Delta r_s = C_{r0} \cos(2\Phi_s) + C_{r1} \text{sen}(2\Phi_s)$ [m]	corrección del radio orbital
$\Delta i_s = C_{i0} \cos(2\Phi_s) + C_{i1} \text{sen}(2\Phi_s)$ [rad]	corrección del ángulo de inclinación de la órbita
$u_s = \Phi_s + \Delta u_s$ [rad]	argumento de la latitud orbital corregido
$r_s = a(1 - e \cos(E_s)) + \Delta r_s$ [m]	radio orbital corregido
$i_s = i_0 + \Delta i_s + it_s$ [rad]	ángulo de inclinación de la órbita corregido
$x'_s = r_s \cos(u_s)$ [m]	posición del satélite en su plano orbital
$y'_s = r_s \text{sen}(u_s)$ [m]	
$\Omega_s = \Omega_0 + (\Omega - \Omega_0)(t_s - \Omega_0 t_{0s})$ [rad]	longitud del nodo ascendente corregido
$x_s = x'_s \cos(\Omega_s) - y'_s \cos(i_s) \text{sen}(\Omega_s)$ [m]	coordenadas del satélite referidas al sistema ECEF
$y_s = x'_s \text{sen}(\Omega_s) + y'_s \cos(i_s) \cos(\Omega_s)$ [m]	
$z_s = -y'_s \text{sen}(i_s)$ [m]	

II.2.2 DETERMINACIÓN DE LAS PSEUDO-DISTANCIAS

La técnica fundamental de navegación del Sistema de Localización Global, es la estimación de la distancia entre un determinado número de satélites GPS y el usuario. Conocida esta distancia, se puede determinar la posición del usuario por métodos de triangulación.

Si se conoce la distancia a la que se encuentra un satélite del usuario, no se tiene la suficiente información como para determinar la posición de éste, pues esto únicamente expresa que el usuario se encuentra en algún lugar sobre la superficie de una esfera cuyo radio es igual a la distancia entre el satélite y el usuario (que está entre $R_{min} \approx 19\,652$ [km], para un punto sobre la Tierra en el que la proyección del cenit cruza el punto de perigeo, y $R_{max} \approx 25,231$ [km], para una elevación $\phi_E = 5^\circ$).

Si se puede determinar la distancia a dos satélites, entonces es posible estimar la ubicación del usuario dentro de la circunferencia que se forma por la intersección de las dos esferas. Más aún, si se agrega un tercer satélite, se tiene la capacidad de ubicar al usuario en uno de los dos puntos de intersección de las tres esferas. Con tres satélites se puede estimar la posición del usuario, pues uno de los dos puntos de intersección de las esferas se puede ignorar por el conocimiento previo que se tiene de la posición. Sin embargo, para precisar el punto exacto de ubicación, se requiere de un cuarto satélite para corregir los errores en la base de tiempo del usuario. La siguiente figura muestra la distribución geométrica de dos satélites en torno a la Tierra.



Distribución geométrica de dos satélites del sistema GPS

De esta forma para que el receptor pueda determinar su posición en tres dimensiones sobre la superficie de la Tierra, es necesario que reciba la señal de, por lo menos, cuatro satélites, para así poder calcular las cuatro incógnitas que definen la posición del usuario, las coordenadas (x_u , y_u , z_u) que determinan su posición respecto al sistema de coordenadas geocéntrico y la desviación de la base de tiempo de su receptor (Δt_u). Estos cálculos los realiza el receptor utilizando la información proporcionada por el mensaje de navegación de cada satélite, que incluye tanto los parámetros orbitales de su posición como el tiempo en el que realizó la transmisión de dichos parámetros además de diversos factores de corrección.

Los satélites emiten señales de referencia que son periódicas y con comportamiento previsible, por lo que al ser captadas el receptor puede compararlas, con réplicas generadas localmente mediante la operación de correlación. Por medio de esta comparación, el receptor identifica a los satélites que se encuentran dentro del alcance del patrón de recepción de su antena y determina el tiempo de retraso de las señales transmitidas por los satélites. Para esto, las bases de tiempo de los satélites (relojes atómicos) y del receptor (cristal oscilador de referencia) deben estar sincronizados.

Conociendo el tiempo de transmisión (t_s) de los satélites y el tiempo de recepción (t_u), es posible calcular el tiempo de propagación de las señales transmitidas por los satélites (t_p), es decir:

$$t_p = t_u - t_s \quad [s]$$

Al multiplicar el tiempo de propagación de las señales emitidas por los satélites por la velocidad con que se propagan las ondas electromagnéticas en el espacio libre (c), es posible estimar la distancia que separa al receptor de cada uno de los satélites:

Las estimaciones de las distancias entre el receptor y los satélites se denominan pseudo-distancias (ρ_i), ya que presentan errores debidos a la deriva de la base de tiempo del receptor (diferencia entre las bases de tiempo del satélite y del usuario, pues el oscilador de referencia del receptor no es tan preciso como los relojes de cada satélite), además de retardos en el tiempo producidos por los efectos ionosféricos de grupo, troposféricos y relativistas, entre otros factores que influyen en la propagación de las señales emitidas por los satélites. Para el satélite i , la diferencia de distancia se denota como $\rho_{i,r}$ (pseudo-distancia real), en condiciones ideales (libres de error), es:

$$\rho_{i,r} = c(t_u - t_{s_i}) + \Delta t_u \quad [m]$$

donde:

c = velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre; $c \approx 2.99792458 \cdot 10^8$ [m/s]

Sin embargo, en la medición real hay efectos de ruido aleatorio, tales como errores debidos a la deriva de la base de tiempo del satélite, errores de propagación y efectos relativistas, por lo que la medición de la pseudo-distancia se modifica dando:

$$\rho_i = \rho_{IR} + \Delta\rho_i - c \cdot \Delta t_{s_i} + c(\Delta\tau_{trop} + \Delta\tau_{ion} + \nu_i + \Delta t_{R_i}) \quad [m]$$

donde

- Δt_{s_i} = desviación en la base de tiempo del satélite [s]
- $\Delta\rho_i$ = error en la posición del satélite que afecta a la distancia [m]
- ν_i = error en el receptor por ruido en la medición del satélite i [s]
- $\Delta\tau_{ion}$ = error debido al retardo ionosférico de grupo [s]
- $\Delta\tau_{trop}$ = error debido al retardo troposférico de grupo [s]
- Δt_{R_i} = corrección del retardo producido por el efecto relativista [s]

Estos errores pueden reducirse por medio de la manipulación de los datos a través de programas almacenados en el microprocesador del receptor. Los programas emplean la información adicional proporcionada por los datos del mensaje de navegación para calcular, mediante algoritmos matemáticos, las correcciones en las bases de tiempo de los satélites y sincronizar la base de tiempo del receptor, así como realizar la predicción de los efectos ionosféricos, troposféricos y relativistas.

Cuando el receptor recibe el dato del tiempo en el que el satélite realizó la transmisión, se puede sincronizar con la base de tiempo de éste con un error de 3 [ns]. Además en las estabilidades entre los osciladores de referencia del receptor (10^{-9} - 10^{-7} [-]), y de los satélites (10^{-14} - 10^{-12} [-]), produce derivas en la medición del tiempo de 1 a 100 [ns], que equivalen a errores en la estimación de la distancia del orden de 0.3 a 30 [m]. Debido a la adición de este error en la predicción de las pseudo-distancias entre el usuario y los satélites, es necesario incluir una cuarta variable en la posición del usuario, que defina el sesgo de la pseudo-distancia (b_u) debido a la desviación de la base de tiempo del receptor (Δt_{R_i}), esta es:

$$b_u = c \cdot \Delta t_{R_i} \quad [m]$$

De acuerdo con la anterior, en el sistema GPS, la posición del usuario se define por medio de las tres coordenadas de posición (x_u , y_u , z_u), referidas al sistema ECEF, y el sesgo de la pseudo-distancia (b_u) debido a la desviación de la base de tiempo de su receptor.

Entonces, el vector de posición del usuario se define como:

$$P_u = \begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ b_u \end{bmatrix} \quad [m]$$

Para determinar la posición del usuario, se necesitan realizar las mediciones de las pseudo-distancias (ρ_i) de por lo menos cuatro satélites en forma independiente. Cada una de estas mediciones está dada por

$$\rho_i = \sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2} + b_u \quad [m]$$

para $i = 1, 2, 3, 4$

donde las coordenadas del satélite i son (x_s, y_s, z_s) , las coordenadas del usuario son (x_u, y_u, z_u) , y el desvío de la pseudo-distancia provocado por las variaciones de la base de tiempo del usuario es b_u . Se puede observar que la pseudo-distancia es una función vectorial no lineal de la posición del usuario, esto es

$$\rho_i = f_i(P_u) = f_i(x_u, y_u, z_u, b_u) \quad [m]$$

La mayor parte de los problemas de navegación carecen de una función inversa para $f_i(P_u)$ que se pueda aplicar en forma directa, a fin de despejar P_u , y obtener la posición del usuario. Es por esto que suele utilizarse la solución por perturbaciones, basada en la transformación del problema de navegación a un sistema de ecuaciones lineales. Este procedimiento parte de una estimación supuesta de la posición del usuario razonablemente precisa, proponiéndose una pseudo-distancia, dada por

$$\tilde{\rho}_i = \sqrt{(x_s - \tilde{x}_u)^2 + (y_s - \tilde{y}_u)^2 + (z_s - \tilde{z}_u)^2} + \tilde{b}_u \quad [m]$$

El término $\tilde{\rho}_i$ es el primer término de una serie vectorial de Taylor, desarrollada alrededor de un punto supuesto \tilde{P}_u . Para determinar el coeficiente del segundo término lineal de la serie, se emplea la matriz jacobiana cuadrada de derivadas parciales ordenadas (H), que se define como.

$$H = \left. \frac{\partial f_i(\cdot)}{\partial P_u} \right|_{P_u = \tilde{P}_u} \quad [-]$$

En este caso, el vector de posición del usuario (P_u), está dado por cuatro variables y la matriz *acobiana* H , es una matriz cuadrada de 4 renglones y 4 columnas. Partiendo de la definición de la matriz *acobiana* H , para $i = 1, 2, 3, 4$, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_1(\cdot)}{\partial x_u} = \frac{\partial p_1(\cdot)}{\partial x_u} &= \frac{(x_u - x_s)}{\sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2}} \\ \frac{\partial f_2(\cdot)}{\partial y_u} = \frac{\partial p_2(\cdot)}{\partial y_u} &= \frac{(y_u - y_s)}{\sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2}} \\ \frac{\partial f_3(\cdot)}{\partial z_u} = \frac{\partial p_3(\cdot)}{\partial z_u} &= \frac{(z_u - z_s)}{\sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2}} \\ \frac{\partial f_4(\cdot)}{\partial b_u} = \frac{\partial p_4(\cdot)}{\partial b_u} &= 1 \end{aligned}$$

Definiendo el siguiente término:

$$\rho'_i = \sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2} \quad [m]$$

se obtiene que la matriz *acobiana* H de 4x4 está dada por:

$$H = \left. \frac{\partial P_u}{\partial P_u} \right|_{P_u} = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{x}_u - x_s}{\rho'_1} & \frac{\tilde{y}_u - y_s}{\rho'_1} & \frac{\tilde{z}_u - z_s}{\rho'_1} & 1 \\ \frac{\tilde{x}_u - x_s}{\rho'_2} & \frac{\tilde{y}_u - y_s}{\rho'_2} & \frac{\tilde{z}_u - z_s}{\rho'_2} & 1 \\ \frac{\tilde{x}_u - x_s}{\rho'_3} & \frac{\tilde{y}_u - y_s}{\rho'_3} & \frac{\tilde{z}_u - z_s}{\rho'_3} & 1 \\ \frac{\tilde{x}_u - x_s}{\rho'_4} & \frac{\tilde{y}_u - y_s}{\rho'_4} & \frac{\tilde{z}_u - z_s}{\rho'_4} & 1 \end{bmatrix} \quad [1]$$

De este modo los elementos de la matriz H son los cosenos directores de la distancia dirigida desde la posición supuesta del usuario al satélite. Si α_i , β_i y γ_i son los ángulos directores de la pseudo-distancia ρ_i , respecto a los ejes x , y , z , entonces:

$$H = \left. \frac{\partial P_u}{\partial P_u} \right|_{P_u} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) & \cos(\beta_1) & \cos(\gamma_1) & 1 \\ \cos(\alpha_2) & \cos(\beta_2) & \cos(\gamma_2) & 1 \\ \cos(\alpha_3) & \cos(\beta_3) & \cos(\gamma_3) & 1 \\ \cos(\alpha_4) & \cos(\beta_4) & \cos(\gamma_4) & 1 \end{bmatrix} \quad [1]$$

Debido a la estructura de la matriz H , se observa que su matriz inversa no existe cuando dos o más satélites son colineales con respecto a la posición del usuario ya que se obtendría un sistema de ecuaciones dependientes, ni tampoco si los satélites se encuentran contenidos dentro de una superficie cónica en la que su vértice sea el punto de la ubicación del usuario pues, en este caso, los ángulos entre las posiciones del usuario y de los satélites son los mismos, por lo que no se puede resolver el sistema de ecuaciones.

La estimación de cada pseudo-distancia se determina mediante una aproximación lineal de i términos de ρ_i , esto es:

$$\rho_i = \bar{\rho}_i + H(P_u - \bar{P}_u) \quad [m]$$

que, para cuatro satélites, puede expresarse en forma de matriz vectorial como:

$$\begin{bmatrix} \rho_1 - \bar{\rho}_1 \\ \rho_2 - \bar{\rho}_2 \\ \rho_3 - \bar{\rho}_3 \\ \rho_4 - \bar{\rho}_4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} x_u - \bar{x}_u \\ y_u - \bar{y}_u \\ z_u - \bar{z}_u \\ b_u - \bar{b}_u \end{bmatrix} \quad [m]$$

Cuando la matriz H se puede invertir, es decir existe su matriz inversa H^{-1} , entonces es posible despejar el vector de coordenadas del usuario como:

$$P_u = \bar{P}_u + H^{-1}(\rho_i - \bar{\rho}_i) \quad [m]$$

es decir:

$$\begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ b_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}_u \\ \bar{y}_u \\ \bar{z}_u \\ \bar{b}_u \end{bmatrix} + H^{-1} \begin{bmatrix} \rho_1 - \bar{\rho}_1 \\ \rho_2 - \bar{\rho}_2 \\ \rho_3 - \bar{\rho}_3 \\ \rho_4 - \bar{\rho}_4 \end{bmatrix} \quad [m]$$

Esta solución lineal por perturbaciones de la posición del usuario es, en la actualidad, una práctica común en los sistemas de navegación basados en el microprocesador, como es el caso del sistema GPS.

Para definir en forma diferencial la solución lineal de la posición a partir de las pseudo-distancias en notación de matriz vectorial, se procede de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} x_u - \bar{x}_u \\ y_u - \bar{y}_u \\ z_u - \bar{z}_u \\ b_u - \bar{b}_u \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} \rho_1 - \bar{\rho}_1 \\ \rho_2 - \bar{\rho}_2 \\ \rho_3 - \bar{\rho}_3 \\ \rho_4 - \bar{\rho}_4 \end{bmatrix} \quad [m] \quad , \quad P_u \begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ b_u \end{bmatrix} \quad [m] \quad , \quad \rho = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \end{bmatrix} \quad [m]$$

entonces:

$$\delta P_u = P_u - \bar{P}_u \quad [m] \quad ; \quad \delta \rho = \rho - \bar{\rho} \quad [m]$$

luego, se tiene:

$$\delta P_u = H^{-1} \delta \rho \quad [m]$$

Dependiendo de la forma en que se midan las pseudo-distancias ρ_i , y sus estimaciones lineales $\bar{\rho}_i$, se puede suponer que cada elemento del vector de distancia diferencial $\delta \rho$, está sujeto a algún error estadístico aleatorio (ruido) estadísticamente independiente y de desviación estándar σ_{ρ_i} . De esta forma se puede formar la matriz de covarianza de la solución diferencial δP_u , como

$$\text{var}\{\delta P_u\} = \text{var}\{H^{-1} \delta \rho\} = \sigma_{\rho}^{-2} [H^T H]^{-1}$$

Ahora, la desviación estándar de la solución diferencial se define como:

$$\sigma_{\rho} = \sqrt{\sigma_{\rho_1}^2 + \sigma_{\rho_2}^2 + \sigma_{\rho_3}^2 + \sigma_{\rho_4}^2} \quad [m]_{RMS}$$

Los términos $\sigma_{\rho_1}^2$, $\sigma_{\rho_2}^2$, $\sigma_{\rho_3}^2$, $\sigma_{\rho_4}^2$, son los elementos de la diagonal principal de la matriz de covarianza $[H^T H]^{-1}$. Por tanto se tiene

$$\sigma_{\rho} = \sigma_{\rho} \sqrt{\text{traza}\{[H^T H]^{-1}\}} \quad [m]_{RMS}$$

donde el operador $\text{traza}\{[H^T H]^{-1}\}$ suma todos los elementos de la diagonal principal de la matriz $[H^T H]^{-1}$. La raíz cuadrada del operador $\text{traza}\{[H^T H]^{-1}\}$ se denomina Dilución Geométrica de la Precisión o GDOP (Geometric Dilution of Precision). Este factor relaciona el error en la pseudo-distancia con el error en la solución de la posición, causado por la disposición geométrica de los satélites (constelación) y está dado por:

$$\sigma_{\rho} = \text{GDOP} \cdot \sigma_{\rho} \quad [m]_{RMS}$$

La exactitud de la posición refleja la capacidad final de muchos receptores **GPS**. La relación entre las exactitudes en la estimación de las pseudo-distancias y de la posición está en función de la disposición geométrica de los satélites seleccionados, esto es, las direcciones en que se captan las señales transmitidas por los satélites. La precisión de las pseudo-distancias y la constelación deben combinarse para obtener la exactitud requerida en la posición

El factor **GDOP** se utiliza para seleccionar los cuatro mejores satélites entre los que se tienen al alcance, para resolver el problema de navegación. El rendimiento de navegación óptimo se obtiene para el valor mínimo del factor **GDOP**, que siempre es positivo. El valor mínimo del factor **GDOP** teórico es de 1.62, el cual ocurre cuando el ángulo entre cada uno de los cuatro satélites es de 120°. Si se agrega la restricción de la mínima visibilidad del satélite, el factor **GDOP** no aumenta significativamente

Es necesario que el microprocesador del receptor elija los satélites a utilizar en los cálculos, de modo que se obtenga el factor **GDOP** menor. La relación general entre los errores en las mediciones de las pseudo-distancias realizadas por el receptor del usuario y la precisión en la posición del mismo, está descrita por el valor del factor **GDOP**. Generalmente, en el factor **GDOP** se asume que los errores en la medición de las pseudo-distancias son independientes con media cero y tienen el mismo valor de la raíz cuadrática media (*RMS*) en su desviación estándar σ_{p} .

El valor del factor **GDOP** es una medida compuesta que refleja la disposición geométrica de los satélites para la posición y el tiempo estimado. Si más de cuatro satélites son visibles, el microprocesador del receptor puede hacer un ajuste por mínimos cuadrados para obtener una mejor estimación de su posición. Mientras más disponibilidad para recibir las señales de mayor cantidad de satélites, mejor será la estimación de la posición del receptor. El factor **GDOP** incluye el error en el elemento de desviación de la base de tiempo del receptor b_u . Si al usuario sólo le interesa el error de posición tridimensional, puede calcular la Dilución de la Precisión en la Posición o **PDOP**, mediante:

$$\sigma(\delta_x, \delta_y, \delta_z) = \text{PDOP} \cdot \sigma_{p}, \quad [m]_{RMS}$$

donde:

$$\text{PDOP} = \sqrt{\text{traza}\{D[H^T H]^{-1} D\}} \quad [-] \quad ; \quad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [-]$$

Se utilizan varios factores de Dilución de Precisión (**DOP**) para describir el efecto de la constelación de los satélites sobre la exactitud obtenida para la solución de navegación. Los factores **DOP** son funciones simples que resultan de la suma de algunos elementos de la diagonal principal de la matriz de *covarianza* de los parámetros ajustados. Si cada estimación de las pseudo-distancias tiene una independencia estadística con media cero y el mismo valor (*RMS*) en su desviación estándar σ_{p_i} , (causada por todos los efectos), entonces los errores en la posición son:

$$\sigma_x = \text{DOP} \cdot \sigma_{p_i} \quad [m]_{RMS}$$

El factor **DOP** es un múltiplo determinado por la disposición geométrica de los satélites y típicamente está entre 1 y 100 y el error en la posición puede ser horizontal, vertical, etc. El factor **DOP** se calcula a partir de vectores unitarios de cada uno de los satélites. Generalmente, si el factor **DOP** es mayor que 6, la constelación de los satélites escogida no permite una estimación precisa de la posición del receptor. Existen cinco factores **DOP** que son los siguientes

- Dilución Geométrica de la Precisión **GDOP**:

$$\text{GDOP} = \frac{1}{\sigma_{x,y}} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 + \sigma_b^2} \quad [-]$$

- Dilución de la Precisión en la Posición **PDOP**:

$$\text{PDOP} = \frac{1}{\sigma_{x,y}} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2} \quad [-]$$

- Dilución de la Precisión Horizontal **HDOP**:

$$\text{HDOP} = \frac{1}{\sigma_{x,y}} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad [-]$$

- Dilución de la Precisión Vertical **VDOP**:

$$\text{VDOP} = \frac{\sigma_z}{\sigma_{x,y}} \quad [-]$$

- Dilución de la Precisión en el Tiempo **TDOP**:

$$\text{TDOP} = \frac{\sigma_b}{\sigma_{x,y}} \quad [-]$$

donde:

σ_x = error en la estima de la coordenada x_u de la posición del usuario $[m]_{RMS}$
 σ_y = error en la estima de la coordenada y_u de la posición del usuario $[m]_{RMS}$
 σ_z = error en la estima de la coordenada z_u de la posición del usuario $[m]_{RMS}$
 σ_b = error en la estima de la base de tiempo del usuario $[m]_{RMS}$

El criterio **DOP** también puede utilizarse para encontrar la mejor constelación de satélites a emplear en los cálculos de navegación. El valor promedio de los factores **HDOP** y **VDOP** está alrededor de 2 para la mejor disposición geométrica posible para 4 satélites. Los factores **DOP** pueden calcularse con anterioridad para estimar la posición de los satélites, ya que es posible predecir dicha posición, durante un periodo extenso, al utilizar los parámetros de almanaque emitidos por cada satélite. Estos factores varían en el tiempo debido al cambio de la constelación de los satélites, por lo que el microprocesador los debe calcular continuamente.

II.2.3 DETERMINACIÓN DE LAS COORDENADAS DEL USUARIO

A pesar de que los sistemas de navegación por satélite como el **GPS**, operan en un sistema de coordenadas cartesianas ortogonal derecho (**ECEF**), el sistema de coordenadas más común que emplea el usuario es el de latitud, longitud y altitud, denominado **LLA**. Existen dos factores que complican el empleo del sistema **LLA**, el primero de ellos es que la Tierra no es totalmente esférica. El modelo terrestre aceptado universalmente es un elipsoide de revolución, simétrico con respecto al eje de rotación de la Tierra. Este elipsoide es una esfera *achatada* en las regiones polares. Para ajustar el elipsoide de revolución respecto a la forma real de la Tierra (geoide), el Sistema Geodésico Mundial de 1984 o **WGS84** (**World Geodetic System - 1984**) ha definido un coeficiente de achatamiento terrestre (f), con un valor de

$$f = \frac{R_E - R_P}{R_E} = \frac{1}{298.257223563} \quad [-]$$

El factor de achatamiento (f) se relaciona con el cuadrado de la excentricidad (e^2) de la elipse generatriz del elipsoide de revolución, mediante

$$e^2 = \frac{R_E^2 \cdot R_P^2}{R_E^2} \cdot 2f \quad f^2 = 0.00669437999013 \quad [-] \quad e = 0.08181919084 \quad [-]$$

donde

$$R_E = 6,378,137.0 \quad [\text{m}] = \text{radio ecuatorial del elipsoide del sistema WGS84}$$

$$R_P = R_E(1 - f) = 6,356,752.3 \quad [\text{m}] = \text{radio polar del elipsoide del sistema WGS84}$$

Debido a este achatamiento, la latitud y la altitud se deben medir con respecto al elipsoide utilizado en el sistema **WGS84** y no con respecto a un esferoide. En teoría, la longitud (λ) sigue siendo la misma, mientras que la latitud (ϕ) y la altitud (h) se determinan como cantidades geodésicas.

En un elipsoide de revolución, la latitud geodésica (ϕ) en una posición dada, es el ángulo comprendido entre la intersección en línea de los planos ecuatorial y meridional cero y la proyección sobre el plano ecuatorial del vector de posición normal a la superficie del elipsoide cuya longitud es el radio de curvatura de la superficie para un punto en particular (r_c)

Para un esferoide perfecto con una distribución simétrica de su masa, el radio vector al centro del mismo, el vector de posición normal a su superficie y su vertical gravitacional están en la misma dirección, independientemente de la posición sobre su superficie. Pero, en el caso de un elipsoide de revolución, el origen de estos tres vectores no coincide, salvo en los polos y el ecuador.

Partiendo de la observación anterior, se concluye que la latitud geodésica no es la misma que la latitud de un esferoide ni, tampoco, es igual a la latitud astronómica, que se basa en la vertical gravitacional local. Las relaciones que existen entre los vectores de posición ECEF $[x_u, y_u, z_u]^T$ y el geodésico del usuario $[\phi, \lambda, h]^T$, y viceversa, se resumen en la siguiente tabla

Cálculo		Comentario	
$R_E \approx 6,378,137$	[m]	radio ecuatorial (semieje mayor del elipsoide WGS84)	
$R_p \approx 6,356,752.3$	[m]	radio polar (semieje menor del elipsoide WGS84)	
$e^2 = 2f - f^2 \approx 0.00669438$	[-]	$f \approx \sqrt{298.257}$	[-] (factor de achatamiento del sistema WGS84)
$r_c = R_E / \sqrt{1 - e^2 \sin^2(\phi)}$	[m]	r_c = radio de curvatura terrestre en un punto dado e = excentricidad del elipsoide de revolución del modelo terrestre	
$x_u = (r_c + h) \cos(\phi) \cos(\lambda)$	[m]	x_u, y_u, z_u = coordenadas del usuario referidas al sistema ECEF	
$y_u = (r_c + h) \cos(\phi) \sin(\lambda)$	[m]	ϕ, λ, h = coordenadas geodésicas del usuario (sistema LLA)	
$z_u = (r_c(1 - e^2) + h) \sin(\phi)$	[m]		
$\lambda = \tan^{-1} \left(\frac{y_u}{x_u} \right)$	[rad] ó [°]	λ = longitud de la posición del usuario, positiva en dirección oeste	
La latitud (ϕ) y la altitud (h) geodésicas requieren una solución implícita, la cual utiliza los términos que se definen a continuación			
$p = \sqrt{x_u^2 + y_u^2}$	[m]	$\theta = \frac{z_u R_E}{p R_p}$	[rad] $e^2 = \frac{R_E^2 - R_p^2}{R_E^2}$ [-]
ahora, se resuelven las siguientes ecuaciones, por medio de iteraciones, para obtener la latitud (ϕ) y la altitud (h) geodésicas de la posición del usuario.			
$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{z_u - e^2 R_p \sin^2(\theta)}{p - e^2 R_E \cos^2(\theta)} \right)$	[rad] ó [°]	ϕ = latitud geodésica, positiva en dirección norte	
$h = \frac{p}{\cos(\theta)} - r_c$	[m]	h = altitud geodésica, positiva sobre el nivel del elipsoide	

El segundo problema en el establecimiento de la posición del usuario sobre una carta de navegación es el punto de referencia. En diversas partes del mundo se han utilizado elipsoides particulares ajustados a la región local. Existe un conjunto estándar de ecuaciones para trasladar posiciones ECEF de algún punto al sistema WGS84, denominadas fórmulas de Molodensky.

Dichas ecuaciones se calculan por medio de fórmulas matemáticas muy complejas y sirven para definir posiciones respecto al sistema WGS84, a partir de mapas de estudio locales o localizar posiciones en el sistema WGS84 sobre representaciones de la Tierra trazadas en cartas geográficas (mapas), utilizando la red de meridianos y paralelos u otro sistema de coordenadas, pudiendo referirse en ellas cualquier punto sobre la superficie terrestre. Generalmente, cualquier tipo de proyección cartográfica tiene errores de acuerdo a su técnica de representación. Entre la proyecciones que más se usan están la cilíndrica, la cónica y la azimutal.

NOTA:

Para mayor información acerca de las fórmulas de Molodensky, referirse al Apéndice B.

II.3 FUNDAMENTOS DEL ESPECTRO EXPANDIDO POR SECUENCIA DIRECTA

A continuación se explican los conceptos más importantes, que son las bases teóricas para generar señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa

II.3.1 TÉCNICA DE MODULACIÓN DIGITAL BPSK

La técnica de Modulación Digital de Conmutación de Fase Binaria o **BPSK** (**B**inary **P**hase **S**hift **K**eying) produce el cambio de la fase de una señal portadora entre los valores $+\pi/2$ [rad]. La señal portadora es una sinusoidal definida por

$$c(t) = V \cos(\omega_c t) \quad [V]$$

Para conmutar la fase de la señal portadora se emplea la información de una señal digital como moduladora, $d(t)$. Si los cambios en los niveles lógicos polarizados bajos y altos de la señal moduladora, que representan a los dígitos binarios o "bits" (*binary digits*) que cuantifican y codifican a los datos del mensaje, presentan el formato de señalización o código de línea *sin retorno a cero polar* o **NRZ(L)** (**N**o **R**eturn to **Z**ero **L**evel), esta señal presenta las características que se describen a continuación.

La forma de onda que presentan los estados lógicos, que definen a cada uno de los elementos binarios de la señal moduladora, se mantienen estables en uno de dos niveles posibles, definidos por: $\pm A = \pm 1$, permaneciendo sin transición durante el periodo completo de su señal de sincronía, hasta presentarse el nivel lógico opuesto.

El intervalo de duración de cada "bit" (T_b), corresponde al periodo de la señal de sincronía definido por el inverso de la frecuencia de conmutación (f_b) y, que a su vez, determina la velocidad de transmisión de la señal digital (V_b), es decir:

$$T_b = \frac{1}{f_b} = \frac{1}{V_b} \quad [\text{s/bit}]$$

En los sistemas digitales de comunicación es necesario sincronizar al receptor con el transmisor pero al ser iguales el tiempo de duración de cada uno de los pulsos y el periodo de la señal de sincronía, entonces, cuando ocurre una secuencia larga de "bits" con el mismo nivel lógico, se dificulta la detección de los flancos de los estados de conmutación durante el proceso de sincronización.

Para subsanar esta desventaja que presenta el formato **NRZ(L)**, se puede recurrir a diferentes soluciones, tales como: enviar la señal de reloj del transmisor al receptor al mismo tiempo y en forma independiente al mensaje, lo cual aumenta el ancho de banda necesario para incluir esta señal en la transmisión o, detectar la frecuencia de la señal de sincronía del mensaje, utilizando un sistema no lineal de recuperación, para identificar a los dígitos binarios de la señal codificada

En este caso, la identificación de cada elemento binario no depende del reconocimiento de los dígitos binarios previos. El formato **NRZ(L)** impide la propagación de errores pues, aunque el nivel lógico de un "bit" esté equivocado, no provoca errores en la identificación de los dígitos binarios posteriores a éste

La codificación digital **NRZ(L)** no tiene la capacidad de detectar o corregir los errores que presenten los elementos binarios del mensaje. Este código por sí solo, no permite la detección en la inversión de fase, pero mediante la introducción en los datos del mensaje de una palabra digital de preámbulo predeterminada, se puede identificar el instante en que ocurre una inversión de fase

Como la señal de datos de mensaje posee un comportamiento aleatorio en el que la ocurrencia de los niveles lógicos (alto o bajo) es igualmente probable, la señal de mensaje en banda base posee una densidad espectral de potencia, definida por:

$$S_d(\omega) = A^2 T_b \left[\frac{\sin\left(\frac{\omega T_b}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_b}{2}\right)} \right]^2 \quad [W/Hz]$$

donde:

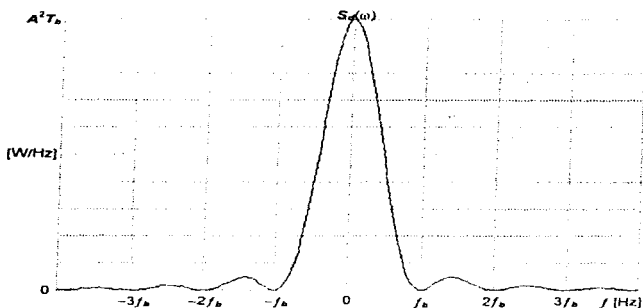
A = valor absoluto de los niveles de voltaje que representan a los elementos binarios de la señal de mensaje **d(t)** [V]

T_b = tiempo de duración de cada "bit" de la señal de mensaje **d(t)** [s/bit]

Esta densidad espectral de potencia presenta componentes espectrales en todo el intervalo de frecuencias. Si los niveles lógicos de la señal **d(t)** se representan mediante estados binarios polarizados **+A = +1**, entonces, casi no se presenta componente de directa en la señal, reduciéndose significativamente, la amplitud del impulso espectral discreto situado en la frecuencia **f = 0 [Hz]**

La densidad espectral de potencia presenta niveles nulos de potencia a intervalos regulares definidos por múltiplos de la frecuencia de sincronía, **n f_b [Hz]** y, la ausencia de componentes espectrales discretas en estas frecuencias dificulta la detección de la señal de sincronía en el receptor.

En la siguiente gráfica se muestra la distribución espectral de potencia de la señal de mensaje en banda base $d(t)$.



Distribución de la densidad espectral de potencia de la señal de mensaje en banda base $d(t)$

Una ventaja de la representación **NRZ(L)**, es que requiere de un menor ancho de banda para transmitir aproximadamente el 90% de la potencia total de la señal digital. Si se calcula la integral de la densidad espectral de potencia valuada en el intervalo de frecuencia en el que se presenta los primeros niveles nulos de potencia, $-2\pi f_b < \omega \leq 2\pi f_b$ [rad/s], o $f_b \geq f > -f_b$ [Hz], se obtiene que la mayor contribución de potencia de la señal, está distribuida dentro de sus lóbulos principales, esto es

$$P_{d_r} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_b}^{2\pi f_b} S_d(\omega) d\omega \approx 0.9A^2 \quad [\text{W}]$$

De lo anterior se deduce que, el ancho de banda mínimo para transmitir la señal de mensaje en banda base $d(t)$, codificada mediante el formato de señalización **NRZ(L)**, debe ser mayor o igual al intervalo de frecuencias positivas dado por:

$$B_d \geq f_b \quad [\text{Hz}]$$

el ancho de banda mínimo es:

$$B_d - f_b = \frac{1}{T_b} \quad [\text{Hz}]$$

Por otra parte, la representación general de la señal $\phi(t)$, que resulta al aplicar la técnica de modulación digital **BPSK**, es la siguiente:

$$\phi(t) = V \cos(\omega_c t + d(t) \cdot \Delta\theta) \quad [V]$$

donde

$\Delta\theta$ = desviación de fase pico, que en el caso de la modulación digital **BPSK** corresponde a un valor de $\Delta\theta = \pi/2$ [rad]
 $d(t)$ = señal digital moduladora con estados polarizados **NRZ(L)** que representan a los dígitos binarios del mensaje

El índice de modulación de la técnica **BPSK** está definido por

$$m = \cos(\Delta\theta) \quad [-] \quad (\text{comprendido entre } 0 \cdot m \cdot 1 \quad [-])$$

Al sustituir la identidad trigonométrica apropiada en la expresión de la señal modulada en **BPSK**, ésta se descompone en dos términos, dando origen a

$$\phi(t) = V \cos(\omega_c t) \cos(d(t) \cdot \Delta\theta) - \sin(\omega_c t) \sin(d(t) \cdot \Delta\theta) \quad [V]$$

Como los niveles binarios del mensaje de la señal moduladora $d(t)$, están representados por dos estados de conmutación posibles, ±1, entonces, los términos que involucran a la señal $d(t)$ pueden expresarse como

$$\cos(d(t) \cdot \Delta\theta) = \cos(+\Delta\theta) = \cos(\Delta\theta) = m \quad [-]$$

$$\sin(d(t) \cdot \Delta\theta) = \sin(+\Delta\theta) = +\sin(\Delta\theta) = d(t) \sin(\Delta\theta) \quad [-]$$

$$d(t) \sin(\Delta\theta) = d(t) \sqrt{1 - \cos^2(\Delta\theta)} = d(t) \sqrt{1 - m^2} \quad [-]$$

luego:
$$\phi(t) = Vm \cos(\omega_c t) - V\sqrt{1 - m^2} d(t) \sin(\omega_c t) \quad [V]$$

pero como:
$$-\sin(\omega_c t) = \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [-]$$

entonces, la representación de la señal modulada mediante la técnica de modulación digital **BPSK**, en función de su índice de modulación, se puede expresar:

$$\phi(t) = Vm \cos(\omega_c t) + V\sqrt{1 - m^2} d(t) \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

El primer término de la expresión anterior corresponde a la componente de la señal portadora y el segundo a la componente de la señal modulada. Cuando la señal modulada $\phi(t)$, posee una desviación de fase pico de $\Delta\theta = \pi/2$ [rad] y el índice de modulación es $m = 0$ [-], entonces, puede expresarse por:

$$\phi(t) = Vd(t)\cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

Para representar un nivel lógico alto de la señal $d(t)$, se utiliza el estado binario polarizado **NRZ(L)**, $\rightarrow A$ (1), entonces la señal modulada en **BPSK** corresponde a:

$$\phi_1(t) = V\cos(\omega_c t + \pi/2) = V\text{sen}(\omega_c t) \quad [V]$$

Si ahora se presenta un nivel lógico bajo en la señal moduladora $d(t)$ con el estado polarizado **NRZ(L)**, $\rightarrow A$ (-1), la fase de la señal modulada se invierte, esto es:

$$\phi_0(t) = V\cos(\omega_c t + \pi/2) = -V\text{sen}(\omega_c t) \quad [V]$$

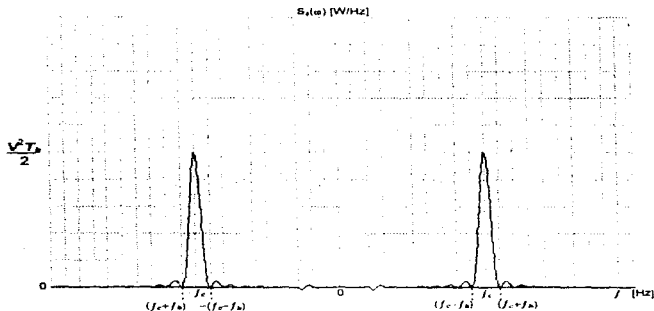
Para un código digital binario $d(t)$ empleado como señal moduladora y representado por el formato de señalización **NRZ(L)**, se tiene una densidad espectral de potencia de la señal modulada $\phi(t)$, definida por:

$$S_{\phi}(\omega) = \frac{1}{2}V^2T_b \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{(\omega - \omega_c)T_b}{2}\right)}{\left(\frac{(\omega - \omega_c)T_b}{2}\right)} \right]^2 + \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{(\omega + \omega_c)T_b}{2}\right)}{\left(\frac{(\omega + \omega_c)T_b}{2}\right)} \right]^2 \quad [W/Hz]$$

Por el comportamiento que presenta la densidad espectral de potencia de la señal modulada por modulación digital **BPSK**, a esta técnica de modulación se le considera de doble banda lateral con portadora suprimida, debido a que la distribución de sus componentes espectrales de potencia en el dominio de la frecuencia, presenta múltiples lóbulos situados a ambos lados de la frecuencia portadora (ω_c [rad/s]), pero no se encuentra un impulso o línea espectral discreta centrado en dicha frecuencia.

Al producirse la supresión total de la señal portadora se obtiene un desempeño superior, puesto que se presenta la máxima transferencia de potencia a la señal modulada (mayor eficiencia) pero se dificulta la sincronización del receptor con la frecuencia portadora, ya que no existe un impulso espectral que al filtrarse, pueda utilizarse como referencia de la frecuencia portadora.

En la siguiente gráfica se muestra la distribución espectral de potencia de la señal modulada $\phi(t)$, mediante la técnica digital **BPSK**:



Densidad espectral de potencia de la señal modulada $\phi(t)$ mediante la técnica **BPSK**

Las potencias total y promedio de la señal modulada $\phi(t)$, se obtienen mediante:

$$P_{*s} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_s(\omega) d\omega \quad [\text{W}] \quad ; \quad P_{*s} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\phi(t)|^2 dt \quad [\text{W}]$$

La potencia promedio de los componentes de la señal portadora de la señal modulada por modulación digital **BPSK**, está dada por:

$$P_{*c_s} = \frac{(mV)^2}{2} \quad [\text{W}] \quad ; \quad \text{para } m = 0 \quad [-] \Rightarrow P_{*c_s} = 0 \quad [\text{W}]$$

Ahora bien, la potencia promedio de la componente de la señal modulada por modulación digital **BPSK** está dada por:

$$P_{*s} = \frac{(1 - m^2)V^2}{2} \quad [\text{W}] \quad ; \quad \text{para } m = 0 \quad [-] \Rightarrow P_{*s} = \frac{V^2}{2} \quad [\text{W}]$$

Al calcular la potencia total en el intervalo de frecuencias positivas comprendido entre los valores que delimitan los lóbulos principales, es decir:

$$W_1 = \omega_c - 2\pi B_d \quad [\text{rad/s}] \quad ; \quad W_2 = \omega_c + 2\pi B_d \quad [\text{rad/s}]$$

donde:

$$B_d = f_b = \text{ancho de banda de la señal de mensaje en banda base } d(t) \quad [\text{Hz}]$$

Se observa que, en esta región espectral, se obtiene la mayor contribución al nivel de potencia, esto es:

$$P_{tr} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} S_d(\omega) d\omega \approx 0.9 P_s \approx 0.9 \left(\frac{1}{2} \right) V_c^2 \approx 0.9 \frac{V_c^2}{2} \quad [\text{W}] \quad \text{para } m = 0 \quad [-]$$

A la diferencia de los valores del intervalo de frecuencia que comprende a ambos lóbulos principales de la densidad espectral de la señal modulada $\phi(t)$, se le designa como el *ancho de banda de la señal modulada*, que para la técnica de modulación digital BPSK se denota por B_s y corresponde a

$$B_s = \frac{W_2 - W_1}{2\pi} = 2B_d = 2f_b = \frac{2}{T_b} \quad [\text{Hz}]$$

En términos generales, el circuito modulador BPSK con $\Delta\theta = \pi/2$ [rad] y $m = 0$, se puede realizar, con relativa facilidad, empleando un mezclador balanceado o multiplicador de señales, donde en una de sus entradas se aplique el código digital binario polarizado $d(t)$, que corresponde a la señal moduladora, y en la otra entrada se introduzca la señal portadora generada por un oscilador $c(t)$.

Para realizar el proceso de detección de la señal modulada por modulación digital BPSK, con $\Delta\theta = \pi/2$ [rad], el receptor necesita una señal sinusoidal de referencia con una frecuencia igual a la señal portadora pero, como la señal modulada en BPSK no posee en su densidad espectral un impulso o línea espectral discreta centrada en la frecuencia portadora (ω_c) que sirva como referencia en el proceso de sincronía, entonces, para ajustar la frecuencia de la señal de referencia empleada en el receptor, se utilizan diversos métodos para generar una referencia sincronizada en frecuencia y fase con la señal portadora original.

Una de las posibles soluciones es elevar al cuadrado la señal modulada que se ha recibido $\phi(t)$. Después, se determina la fase de la componente de alta frecuencia que resulta de esta operación (0 o $\pm\pi$ [rad]), la cual posee una frecuencia de $2\omega_c$.

A continuación, se utiliza un divisor de frecuencia entre 2 para obtener una referencia de la frecuencia portadora ω_c . El divisor de frecuencia entre 2 se realiza por medio de un dispositivo detector de fase en lazo cerrado o PLL (Phase Locked-Loop) y un divisor o preescalador intercalado en su lazo de retroalimentación.

La etapa de elevación al cuadrado tiende a incrementar el ruido cerca de la componente portadora de doble frecuencia $2\omega_c$ por lo que se hace necesario intercalar una etapa de filtrado formado por un filtro paso-banda centrado en esta frecuencia pero con un ancho de banda muy angosto. Además, para reducir los efectos del ruido, los PLL pueden utilizar osciladores locales de cristal que debido a su mayor estabilidad, brindan un mejor control en la frecuencia de referencia generada.

Otro método de recuperación de portadora, se denomina *Lazo de Costas*, el cual emplea tanto detectores de fase en lazo cerrado para generar, en etapas separadas, dos señales ortogonales de referencia $c'(t)$ (en fase y cuadratura), sincronizadas en fase y frecuencia con la señal portadora, que se mantienen, gracias a un Oscilador Controlado por Voltaje o VCO (Voltage-Controlled Oscillator), centradas en la frecuencia portadora. El siguiente diagrama muestra un *Lazo de Costas* simplificado.

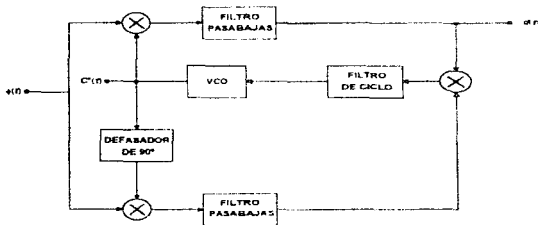


Diagrama simplificado del Lazo de Costas

La señal de salida, producida por cualquiera de los métodos para generar la referencia de la señal portadora, se emplea en una etapa de mezclado para detectar a la señal $d(t)$, multiplicando la señal $\phi(t)$ por la referencia de la portadora $c'(t)$. A la salida del mezclador se obtienen la señal moduladora en banda base $d(t)$ y una segunda armónica de la señal $\phi(t)$ con una frecuencia igual al doble de la portadora, la cual se suprime mediante un filtro pasa-bajas con su frecuencia de corte ligeramente superior a la frecuencia de conmutación de la señal $d(t)$ en banda base.

A la etapa de filtrado se le puede asignar una cierta ganancia que amplifique la señal digital en banda base $d(t)$, permitiendo detectar la información del mensaje dada por sus "bits". Por último, el proceso de detección, requiere de la recuperación de la señal de sincronía para determinar la velocidad de transmisión de los dígitos binarios

Por su parte, la etapa para la recuperación de sincronía de los elementos binarios consta de un circuito no lineal en el cual se introduce la secuencia binaria, presentándose a la salida de este circuito una línea espectral discreta o impulso en la frecuencia que corresponde a la frecuencia de sincronía de la señal digital, la cual puede ser recuperada con un filtro paso-banda o con un PLL. Para descifrar el código digital se puede utilizar la señal de sincronía del mensaje junto con un circuito de umbral de integración y descarga. Por desgracia, es imposible filtrar toda la potencia de ruido alrededor de la línea espectral que corresponde a la frecuencia de sincronía. Las componentes espectrales indeseables, provocan fluctuaciones en ésta que degradan el desempeño del receptor, pues el muestreo no se realiza en el instante óptimo.

Ambos métodos de recuperación de portadora utilizados en los receptores de señales moduladas en BPSK presentan una ambigüedad en la fase de la señal de referencia de la portadora dada por $\pm \pi$ [rad], que se puede resolver enviando un código de preámbulo conocido para establecer la identidad del estado inicial

El análisis conceptual del proceso de recepción de la señal modulada $\phi(t)$ y detección de la señal moduladora $d(t)$, para los diferentes métodos de recuperación de portadora es bastante similar y se puede representar de la siguiente forma

Designando a la señal de referencia de la portadora por medio de

$$c'(t) = \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

La señal modulada mediante la técnica BPSK recibida es

$$\phi(t) = Vd(t) \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

Luego, a la salida de la etapa de mezclado se obtiene:

$$s_m(t) = \phi(t) \cdot c'(t) = Vd(t) \cos^2(\omega_c t + \pi/2) = \frac{V}{2} d(t) [1 - \cos(2\omega_c t + \pi)] \quad [V]$$

Por último, a la salida del filtro paso bajas, se obtiene la señal:

$$s_o(t) = \frac{V}{2} d(t) \quad [V]$$

Otro factor que es importante considerar, es la relación de señal a ruido que se presenta en la detección de la señal $d(t)$. Definiendo como S_d , a la potencia que presenta la señal detectada $d(t)$ que, después de ser afectada por los factores de ganancia y pérdidas en el enlace, se considera que se presenta su valor óptimo dado por:

$$S_d \approx P_s \approx \left(1 - \frac{m^2}{2}\right) V^2 \quad [\text{W}] \quad \text{para } m \ll 0 \quad [-] \quad \Rightarrow \quad S_d \approx \frac{V^2}{2} \quad [\text{W}]$$

El nivel de potencia de ruido blanco N presente a la salida del detector de la señal $d(t)$ en el receptor, está dado por su densidad espectral limitada en banda con un ancho de banda de la señal $d(t)$ en banda base, es decir

$$S_n(\omega) = \frac{\eta}{2} \quad [\text{W}] \quad , \quad N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_b}^{+\omega_b} S_n(\omega) d\omega = \frac{\eta}{2} B_b \quad [\text{W}] \quad (\text{banda unilateral})$$

La relación señal a ruido que se presenta a la salida de la etapa de detección de la señal $d(t)$ en el receptor es

$$\left(\frac{S_d}{N}\right)_{\text{BPSK}} \approx \frac{(1 - m^2)V^2}{\eta B_b} \quad [-] \quad ; \quad \text{para } m = 0 \quad [-] \quad \Rightarrow \quad \left(\frac{S_d}{N}\right)_{\text{BPSK}} \approx \frac{V^2}{\eta B_b} \quad [-]$$

La energía por dígito binario es

$$E = \frac{V^2}{2} T_b = \frac{V^2}{2B_b} \quad [\text{J}] \quad , \quad \text{ya que:} \quad B_b = \frac{1}{T_b} \quad [\text{Hz}]$$

Entonces, la relación señal a ruido puede expresarse de la siguiente forma

$$\left(\frac{S_d}{N}\right)_{\text{BPSK}} \approx \frac{2E(1 - m^2)}{\eta} \quad [-] \quad ; \quad \text{para } m = 0 \quad [-] \quad \Rightarrow \quad \left(\frac{S_d}{N}\right)_{\text{BPSK}} \approx \frac{2E}{\eta} \quad [-]$$

La probabilidad de que en el receptor se presente un error en la detección de la señal $d(t)$, cuando los niveles lógicos altos y bajos de sus dígitos binarios son igualmente probables, la tasa de "bits" erróneos, es decir, la probabilidad de ocurrencia de un error en la interpretación del estado lógico de un "bit", se obtiene mediante:

$$(P_e)_{\text{BPSK}} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E}{\eta}}\right) \approx \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{\eta}}\right) \quad [-]$$

11.3.2 SECUENCIAS DIGITALES DE RUIDO PSEUDO-ALEATORIO

Para ayudar a la sincronización de algunos sistemas e indicar el inicio de la transmisión, es deseable utilizar una señal digital $p_N(t)$, cuya función de correlación posea el mayor valor posible en un desplazamiento en el tiempo $\tau = 0$ [s], y el menor en cualquier otro desplazamiento. Tras su recepción y después de reconocer esta señal, el receptor puede establecer una referencia precisa para la sincronización.

Aunque es posible concebir palabras digitales que, para alcanzar este objetivo, se almacenen en celdas de memoria tanto en el sistema transmisor como el receptor, resulta que se dispone de algunos sistemas lineales de relativa simplicidad que pueden generar palabras de código con niveles de correlación excelentes. Estas palabras se producen con generadores de secuencias digitales que utilizan registros de desplazamiento lineal, los cuales constan de una serie de celdas de memoria binarias dispuestas en cascada. El estado binario de cada memoria se transfiere a la siguiente bajo el control de los flancos de la señal de sincronía del registro.

Un generador de secuencias consiste en un registro de desplazamiento de N etapas dispuestas en serie. Algunas celdas poseen derivaciones y, los estados lógicos que presentan, se introducen a una compuerta lógica que aplica la operación **EX-OR** o suma binaria sin acarreo (\oplus) entre éstos y el nivel lógico a la salida del registro. El estado resultante de esta operación se retroalimenta a la entrada. Como el generador obtiene información de los N dígitos binarios más recientes, una vez que se repite el estado inicial, se reanuda la misma secuencia. La salida del generador se obtiene de la última celda del registro de desplazamiento para dar origen a la palabra código de salida formada por "chips" (para diferenciarlos de los "bits" del mensaje). Las secuencias digitales de los códigos de longitud máxima, son las más largas que pueden generarse con un registro de desplazamiento de N etapas, pero no todas las combinaciones entre las derivaciones producen un código de longitud máxima. La salida del registro posee un periodo de repetición dado por la longitud máxima de su secuencia (L_{pn}) y por el tiempo de duración de cada uno de los dígitos binarios de la secuencia del código (T_{cn}). La velocidad de transmisión de los "chips" (V_{T_c}), la determina la frecuencia de conmutación (f_{cn}) de su señal de sincronía. A continuación, se muestra un diagrama de un registro de desplazamiento lineal.

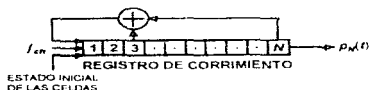


Diagrama de un registro de desplazamiento lineal

El comportamiento del código binario resultante es previsible pero, como el periodo de repetición de la longitud completa de la secuencia es, por lo regular, muy superior al periodo y otras constantes de tiempo de las demás señales presentes en los sistemas que emplean este tipo de códigos digitales, su comportamiento es similar al de una señal aleatoria mientras transcurre el tiempo necesario para que comience a repetirse el patrón de la secuencia binaria. Conforme aumenta la longitud de la secuencia digital, su densidad espectral de potencia $S_{p_x}(\omega)$, se asemeja cada vez más a la de una señal aleatoria. Es por esto que, a este tipo de señales, se les denomina secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio

Si las señales producidas a la salida del registro de desplazamiento de longitud máxima, se codifican en el formato de un código binario NRZ(L) con niveles polarizados ± 1 , entonces, las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio adquieren las siguientes propiedades:

1. Cada elemento binario mantiene su nivel lógico durante todo el periodo de su señal de sincronía, por lo tanto, el tiempo de duración de cada elemento binario ("chip"), corresponde al periodo de la señal de sincronía de las secuencias de ruido pseudo-aleatorio, definido por:

$$T_{ch} = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{1}{V_{T_m}} \quad [\text{s/chip}]$$

2. La longitud de un código binario de máxima longitud que puede generarse con N etapas de registro de desplazamiento es de

$$L_{p_x} = 2^N - 1 \quad [\text{chips}]$$

3. El tiempo de repetición de las secuencias de ruido pseudo-aleatorio es

$$T_{p_x} = L_{p_x} \cdot T_{ch} = (2^N - 1)T_{ch} = (2^N - 1)/V_{T_m} \quad [\text{s}]$$

4. Con excepción de la palabra digital formada por elementos binarios con nivel lógico bajo, todas las demás combinaciones de estados lógicos se pueden presentar en el registro de desplazamiento de N etapas en tan solo un momento de la generación del ciclo completo de la secuencia digital.
5. El número de elementos binarios con nivel lógico alto en una secuencia es: 2^{N-1} y la cantidad de dígitos binarios con nivel lógico bajo es: $2^{N-1} - 1$.

- 6 La función de autocorrelación de las secuencias digitales de ruido pseudoaleatorio $R_{p_N}(\tau)$, presenta un comportamiento periódico a intervalos iguales al tiempo de repetición de las secuencias, y se calcula por medio de:

$$R_{p_N}(\tau) = \frac{1}{T_{p_N}} \int_{t_N}^{t_N + T_{p_N}} p_N(t) \cdot p_N(t + \tau) dt \quad \text{para } -T_{p_N} \leq \tau \leq T_{p_N}$$

obteniéndose la función de autocorrelación triangular (normalizada) dada por:

$$R_{p_N}(\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{p_N}}\right) & \text{para } |\tau| \leq T_{p_N} \\ \frac{1}{(2^N - 1)} & \text{para } |\tau| > T_{p_N} \cdot nT_{p_N} \end{cases}$$

7. A la diferencia entre el valor de correlación de un código con desplazamiento en el tiempo $\tau = 0$ [s], y el valor máximo de correlación en cualquier corrimiento en el tiempo τ distinto de cero (hasta un periodo de repetición del código) se le designa *índice de discriminación*. Cuanto mayor sea el índice de discriminación del código binario, mayor capacidad para la sincronización del sistema. Para un código polarizado, el índice de discriminación es: $i_d = 2^N$
8. Su densidad espectral de potencia $S_{p_N}(\omega)$ presenta un comportamiento discreto que puede ser expresado por medio de:

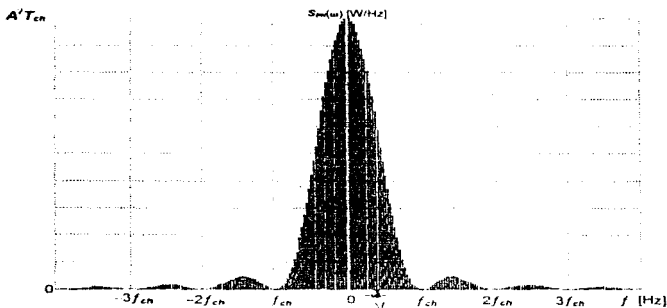
$$S_{p_N}(\omega) = A^2 T_{ch} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{n\Delta\omega T_{ch}}{2} \right)}{\left(\frac{n\Delta\omega T_{ch}}{2} \right)} \right]^2 \cdot \delta(\omega \pm n\Delta\omega) \quad [\text{W/Hz}]$$

Las líneas espectrales discretas en la densidad espectral de potencia $S_{p_N}(\omega)$ de las señales $p_N(t)$ se presentan a intervalos regulares de frecuencia múltiplos del incremento dado por:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= 2\pi\Delta f \quad [\text{rad/s}] \\ \Delta f &= f_{ch}/(2^N - 1) \quad [\text{Hz}] \end{aligned}$$

La densidad espectral posee niveles nulos de potencia en valores múltiplos de la frecuencia de sincronía, es decir, cada: $f = n f_{ch}$ [Hz]

La siguiente gráfica muestra la distribución espectral de potencia de una secuencia digital de ruido pseudo-aleatorio $p_N(t)$.



Densidad espectral de potencia de una secuencia digital de ruido pseudo-aleatorio $p_N(t)$

9. El ancho de banda mínimo de la señal digital en banda base $p_N(t)$, codificada mediante el formato de señalización NRZ(L), debe ser mayor o igual al intervalo de frecuencias positivas dado por:

$$B_s \geq f_{ch} \quad [\text{Hz}]$$

Para efectuar el procedimiento típico de búsqueda de sincronización mediante códigos binarios con secuencias de ruido pseudo-aleatorio, el receptor realiza el proceso de correlación entre la secuencia de ruido pseudo-aleatorio y una réplica que se genera localmente, la cual se supone, igual a la señal digital recibida. Si ambas concuerdan, entonces, el receptor mantiene el rastreo, sino es así, se repite el proceso nuevamente con otra réplica diferente hasta encontrar la correcta y sincronizarse.

Si la función de correlación de las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio presenta transiciones entre los niveles mínimo y máximo (y viceversa) en intervalos de tiempo muy pequeños, el receptor puede comparar el código recibido con la réplica correcta, dentro de un margen de pocos elementos binarios erróneos. Las secuencias de ruido pseudo-aleatorio se pueden emplear para la sincronización de datos seriales y como auxiliar en la estimación del tiempo de transmisión de las señales.

II.3.3 ESPECTRO EXPANDIDO POR SECUENCIA DIRECTA

En algunos sistemas de comunicación se elige modular por segunda vez una señal para obtener ciertas ventajas en la transmisión.

Existe una técnica de modulación que expande intencionalmente su contenido de frecuencia a tal punto que cada señal interfiere de manera muy notoria con cualquier otra señal que opera en la misma banda de frecuencia. Este método se denomina de espectro expandido y se emplea en sistemas en los que se desea restringir la detección de las señales transmitidas.

El objetivo de este método es expandir el espectro para disminuir la densidad espectral de potencia de las señales transmitidas hasta un nivel que se encuentre por debajo de la densidad espectral de potencia del ruido térmico de cualquier receptor no autorizado. Además, los sistemas de espectro expandido se utilizan como protección contra perturbaciones que puedan ser ocasionadas por interferencias propias del medio de transmisión o producidas intencionalmente.

Una aplicación de los métodos de modulación de espectro expandido es la transmisión de varias señales ocupando una asignación espectral común con mínima interferencia. Dichos métodos se emplean en varios sistemas vía satélite, tanto activos como pasivos. Los usuarios de estos sistemas transmiten hacia y/o reciben desde los satélites compartiendo un ancho de banda y frecuencias portadoras comunes. La clave para el óptimo desempeño de estos sistemas es la codificación de las señales que permita su detección con mínima interferencia en presencia de otras señales que comparten la misma banda de frecuencia y portadora. Este tipo de multi-canalización se denomina de Acceso Múltiple por División de Código o **CDMA** (Code Division Multiple Access) y es uno de los métodos más importantes para la transmisión de datos digitales en sistemas vía satélite.

Con el fin de clasificar un sistema como de espectro expandido, se requiere que la energía de las señales transmitidas ocupen un ancho de banda mucho mayor al necesario para transmitir los elementos binarios de información con su velocidad de transmisión y que además la magnitud de la expansión sea relativamente independiente de la velocidad de transmisión del mensaje.

Un método de expandir el espectro, aumentando el ancho de banda necesario para su transmisión de una señal previamente modulada, es multiplicarla por una señal de expansión espectral de banda ancha, tales como las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio $p_N(t)$. Las señales que presentan la modulación directa de su portadora mediante una señal de expansión espectral de banda ancha, se les designa como: señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa o señales **DS-SS** (Direct Sequence-Spread Spectrum).

La forma más simple de producir señales **DS-SS**, para conseguir la expansión de su densidad espectral de potencia, se aplica a señales moduladas mediante la técnica de modulación digital de conmutación de fase binaria o **BPSK** con una desviación de fase pico $\Delta\theta = \pi/2$ [rad].

La señal de Espectro Expandido por Secuencia Directa $\chi(t)$, se obtiene al multiplicar la señal modulada por la técnica de modulación **BPSK** $\phi(t)$, por un código digital de expansión espectral $p_N(t)$, que posee una velocidad de transmisión (V_{T_e}) mucho mayor a la velocidad de transmisión de la señal de mensaje $d(t)$ (V_{T_m}), es decir $V_{T_e} \gg V_{T_m}$ [bits/s], o también $f_{ch} \gg f_b$ [Hz].

Como las señales de expansión espectral requieren de un ancho de banda (B_s) mucho mayor que el necesario para transmitir, con un nivel de potencia apropiado, la información contenida en las señales de mensaje (B_m), es decir $B_s \gg B_m$ [Hz], entonces, se obtiene la dispersión de los componentes de la densidad espectral de potencia de la señal de mensaje, presentando un nivel de potencia muy inferior al valor promedio de potencia del ruido presente en el medio. La señal **DS-SS** se expresa por:

$$\chi(t) = Vd(t) \cdot p_N(t) \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

donde:

$p_N(t)$ = señal de expansión espectral formada por un código digital (secuencias de ruido pseudo-aleatorio y estados de conmutación codificados en el formato **NRZ(L)**) con niveles binarios polarizados $\pm A = \pm 1$)

Cuando el método de Espectro Expandido por Secuencia Directa se aplica a una señal modulada en **BPSK**, se puede eliminar uno de los moduladores de fase (mezclador) y combinar los dígitos binarios de la señal digital de mensaje $d(t)$ con los "chips" del código de expansión espectral $p_N(t)$, empleando la operación lógica combinatoria **EX-OR** (\oplus), obteniéndose la señal $p(t)$ dada por:

$$p(t) = d(t) \oplus p_N(t)$$

Luego, la combinación de señales digitales se utiliza para modular la fase de la señal portadora, dando origen a la señal $\chi(t)$, que corresponde a:

$$\chi(t) = Vp(t) \cos(\omega_c t + \pi/2) = Vd(t) \oplus p_N(t) \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

Si existe independencia estadística entre la señal modulada y la señal de expansión espectral, la función de correlación de su producto es igual al producto de sus funciones de correlación. Por tanto, la densidad espectral de potencia de su producto, corresponde a la *convolución* de las densidades espectrales de potencia de cada señal, lo anterior se puede expresar de la siguiente forma:

$$S_x(\omega) = \frac{1}{2\pi} S_s(\omega) * S_m(\omega) \quad [W/Hz]$$

A consecuencia de la operación de *convolución* entre las densidades espectrales de potencia, el ancho de banda de la densidad espectral de potencia $S_x(\omega)$ de la señal $x(t)$, resulta de la suma de los anchos de banda de las densidades espectrales de potencia de $S_s(\omega)$ y $S_m(\omega)$. Al ser la frecuencia de sincronía de la señal de expansión espectral mucho mayor a la de la señal de mensaje, $f_{ch} \gg f_B$ [Hz] y, cuando ambas señales presentan la conmutación entre sus niveles lógicos correctamente sincronizada, entonces en la práctica, el ancho de banda de la señal de Espectro Expandido por Secuencia Directa $x(t)$, corresponde a

$$B_x \approx 2B_s \approx 2f_{ch} \quad [Hz]$$

El proceso de multiplicación por las señales digitales de expansión espectral disminuye la posibilidad de efectos de interferencia que pueda producir la presencia de señales no deseadas, ya sean de origen ambiental o generadas intencionalmente. Además, restringe la adquisición de la información proporcionada por las señales de mensaje sólo a usuarios autorizados que posean un receptor que genere las réplicas correctas de los códigos digitales de expansión espectral.

Por las características propias de las señales de expansión espectral, éstas permiten al receptor identificar y tener acceso a las múltiples señales de los satélites aunque compartan la misma señal portadora con un ancho de banda común, gracias a una de las características primordiales de los códigos digitales de expansión espectral, su comportamiento periódico y reproducible.

Gracias a esta característica de los códigos digitales antes mencionados, el receptor es capaz de recuperar las señales de los satélites, aunque su densidad espectral de potencia se encuentre por debajo de los niveles de potencia de las señales de interferencia (de banda limitada y de ruido blanco gaussiano), ayudando así al reconocimiento de cada una de las señales emitidas por los satélites independientemente de que compartan la misma banda de frecuencias de transmisión.

El receptor capta las señales **DS-SS** más algunas señales no deseadas que se encuentran presentes en el medio de transmisión, es decir:

$$r(t) = \chi(t) \cdot b(t) + n(t) \quad [V]$$

donde:

$$b(t) = \text{señales de interferencia limitadas en banda} \quad [V]$$

$$n(t) = \text{ruido blanco gaussiano (asociado al ruido térmico en el receptor)} \quad [V]$$

Para detectar (identificar y recuperar) las señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa $\chi(t)$, el receptor debe multiplicar las señales por una referencia de la señal portadora ($c'(t)$) y luego efectuar el proceso de correlación entre las señales de expansión espectral transmitidas ($p_N(t)$) y las réplicas de éstas ($p'_N(t)$) que se generan localmente, para lo cual es necesario multiplicar a las señales $\chi(t)$ por la réplica $p'_N(t)$ adecuada y después, introducir la señal resultante del producto, a una etapa de integración y descarga, que realiza el promedio en el tiempo (integración) de los productos resultantes en un intervalo de tiempo prefijado. Finalmente, el nivel promedio se compara con un umbral de decisión binario.

La detección correcta de las señales **DS-SS** requiere que el receptor sea capaz de sincronizar en frecuencia y fase, tanto su referencia de la señal portadora como las réplicas de la secuencias digitales de expansión espectral con respecto a las señales emitidas por el transmisor. El análisis conceptual del proceso de recepción de las señales $\chi(t)$, se resume de la siguiente forma

Si la señal de referencia de la portadora es

$$c'(t) = \cos(\omega_c t + \pi/2) \quad [V]$$

A la salida de la etapa de mezclado que multiplica $\chi(t)$ por $c'(t)$ se obtiene:

$$s_m(t) = \chi(t) \cdot c'(t) = Vd(t) \cdot p_N(t) \cos^2(\omega_c t + \pi/2) = \frac{V}{2} d(t) \cdot p_N(t) \{1 + \cos(2\omega_c t + \pi)\} \quad [V]$$

Luego, a la salida de la etapa de filtrado pasa-bajas se obtiene la señal.

$$s_r(t) = \frac{V}{2} d(t) \cdot p_N(t) \quad [V]$$

Si la señal $s_r(t)$, se multiplica por la réplica $p_N'(t)$ correcta (sincronizada en frecuencia y fase) se obtiene:

$$s_o(t) \approx s_r(t) \cdot p_N'(t) \approx \frac{V}{2} d(t) \cdot p_N(t) \cdot p_N'(t) \approx \frac{V}{2} d(t) \quad [V] \quad \text{pues: } p_N(t) \cdot p_N'(t) \approx 1$$

Además el proceso de correlación produce la atenuación de las señales de interferencia de banda limitada presentes en el medio $h(t)$. Esta atenuación es consecuencia de la multiplicación de las señales de interferencia de banda limitada por las réplicas de las señales que producen la expansión de su densidad espectral.

Esta alteración de la densidad espectral de las señales de interferencia de banda limitada provoca una reducción en el nivel de potencia de estas señales de interferencia, donde el factor de atenuación está dado por el cociente entre los anchos de banda de la señal de mensaje B_m y de las señales de expansión espectral B_s , esto es: B_m/B_s . El factor de atenuación multiplica la densidad espectral de potencia de las señales de interferencia de banda limitada.

El inverso del factor de atenuación, es decir B_s/B_m , define la *ganancia de procesamiento* de los sistemas que utilizan señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa, que es un parámetro clave que indica la fracción del nivel de potencia de señales de interferencia que estará presente a la salida del receptor.

La densidad espectral de potencia del ruido blanco gaussiano presenta un valor promedio constante en todo el espectro de frecuencias. Por tanto, lo único que puede hacerse para reducir su efecto, es restringir su nivel de potencia al delimitar el ancho de banda en la recepción utilizando varias etapas de filtrado hasta alcanzar un ancho de banda similar al de las señales de mensaje. Cuando se utilizan señales **DS-SS**, la relación señal a ruido posterior a la etapa de detección de la señal de mensaje es la misma que para las señales moduladas en **BPSK**, es decir:

$$\left(\frac{S_o}{N} \right)_{DS-SS} \approx \frac{2E}{\eta} \quad [-] \quad (\text{para } m = 0 \quad [-])$$

mientras que, para un nivel de potencia del ruido de interferencia limitado en banda (P_b) presente en la etapa posterior a la detección de la señal $d(t)$, la relación señal a ruido está dada por:

$$\left(\frac{S_o}{N} \right)_{DS-SS} \approx \frac{2P_b f_{ch}}{P_b f_b} \quad [-] \quad (\text{para } m = 0 \quad [-])$$

II.4 SEÑALES TRANSMITIDAS POR LOS SATÉLITES GPS

En las siguientes secciones se describen los diferentes componentes que, en su conjunto, constituyen a las señales que cada satélite emite. Dichas señales se pueden representar mediante las siguientes expresiones:

$$x_{L_i}(t) = V_{C/A} d_i(t) \oplus p_{N_{C/A}}(t) \cos((\omega_{c_i} + \Delta\omega_d)t + \phi_i) \cdot V_p d_i(t) \oplus p_{N_p}(t) \operatorname{sen}((\omega_{c_i} + \Delta\omega_d)t + \phi_i)$$

$$x_{L_{i'}}(t) = V_p d_i(t) \oplus p_{N_p}(t) \cos((\omega_{c_i} + \Delta\omega_d)t + \phi_i') \cdot x_{L_i}(t) \cdot V_{C/A} d_i(t) \oplus p_{N_{C/A}}(t) \cos((\omega_{c_i} + \Delta\omega_d)t + \phi_i')$$

Las señales captadas por la antena del receptor resultan de la suma de las señales transmitidas por los satélites que se encuentran al alcance de su patrón de recepción más ruido y se les representa mediante las siguientes expresiones:

$$r_{L_i}(t) = \sum_{i=1}^N x_{L_i}(t + \tau_i) + n(t) \cdot b(t) \quad [V] \quad ; \quad r_{L_{i'}}(t) = \sum_{i=1}^N x_{L_{i'}}(t + \tau_i) \cdot n(t) \cdot b(t) \quad [V]$$

Componente	Observaciones
$V_{C/A}$ V_p	amplitudes máximas de las señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa que emplean el Código de Simple Acceso y el Código de Precisión como señales telemétricas de expansión espectral. [V]
$d_i(t)$	señales digitales del mensaje de navegación del satélite i del sistema GPS
	Velocidad de transmisión $V_{T_s} = 50$ [bits/s]
	Ancho de banda $B_d = 2f_d = 100$ [Hz]
$p_{N_{C/A}}(t)$ $p_{N_p}(t)$	señales telemétricas de expansión espectral utilizadas por los Servicios de Localización Estándar o SPS (Standard Positioning Service - Código de Simple Acceso (C/A) -) y Preciso o PPS (Precise Positioning Service - Código de Precisión (P) -). Ambas son secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio
	Velocidad de transmisión $V_{T_{C/A}} = 1.023$ [Mbits/s]
	Ancho de banda $B_s = 2B_{C/A} = 2.046$ [MHz] (código C/A)
	$V_{T_p} = 10.23$ [Mbits/s]
	$B_s = 2B_{P} = 20.46$ [MHz] (código P)
$\omega_{c_i} = 2\pi \cdot f_{L_i}$ $\omega_{c_{i'}} = 2\pi \cdot f_{L_{i'}}$	frecuencias de las señales portadoras L_1 y L_2 , donde f_{L_1} y f_{L_2} pertenecen a la banda L (1-2 [GHz]), pues son: $f_{L_1} = 1575.42$ [MHz] $f_{L_2} = 1227.60$ [MHz]
$\Delta\omega_d$	variación (corrimiento) en frecuencia de las señales portadoras debido al efecto Doppler $\Delta\omega_d = 2\pi \cdot \Delta f_d$ [rad/s]
ϕ_i ϕ_i'	valores de fase y retardo en el tiempo de las señales transmitidas por los satélites, los cuales resultan de los efectos de propagación (efectos ionosféricos, troposféricos y relativistas entre otros fenómenos) que afectan a las señales
τ_i	
$n(t)$	ruido blanco estacionario gaussiano (ruido térmico en el receptor) [V] _{ruido}
$b(t)$	señales de interferencia de banda angosta [V] _{interf.}

Las señales emitidas por los satélites del Sistema de Localización Global (**GPS**) utilizan el método de multi-canalización de Acceso Múltiple por División de Código o **CDMA** (**Code Division Multiple Access**). Esta forma de multi-canalización, altera algunas características de la densidad espectral de las señales de mensaje transmitidas por cada satélite, transformándolas en señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa o **DS-SS** (**Direct Sequence-Spread Spectrum**).

Al efectuarse esta transformación, se produce la dispersión de las componentes espectrales de potencia distribuidas en el ancho de banda original de las señales de mensaje, combinándolas con señales digitales telemétricas de expansión espectral formadas por secuencias de ruido pseudo-aleatorio con un ancho de banda mucho mayor al de las señales de mensaje. La señal resultante de la combinación de ambas señales digitales se utiliza como moduladora de la fase de las señales portadoras utilizadas en el sistema **GPS** al aplicar la técnica de modulación digital de Conmutación de Fase Binaria o **BPSK** (**Binary Phase Shift Keying**).

Los fundamentos teóricos del Espectro Expandido por Secuencia Directa se expusieron en secciones anteriores. Ahora se describen las características de cada uno de los componentes de las señales emitidas por los satélites, mediante los cuales se transmite la información del Sistema de Localización Global (**GPS**).

11.4.1 SEÑALES PORTADORAS DEL SISTEMA GPS

Los satélites del sistema **GPS**, transmiten sus señales en Espectro Expandido por Secuencia Directa (**DS-SS**), aplicando la técnica de modulación **BPSK** para modular la fase de dos señales portadoras del sistema **GPS**, denominadas L_1 y L_2 .

Como se explicó con anterioridad, la técnica de modulación digital **BPSK** produce la conmutación de la fase de las señales portadoras entre $\pm \pi/2$ [rad], en función del comportamiento de sus señales moduladoras. El sistema **GPS** utiliza como moduladoras a las señales que son el resultado de aplicar la operación de lógica combinatoria **EX-OR** (\oplus) entre dos señales digitales codificadas en el formato de señalización **NRZ(L)**.

La primera de estas señales digitales es el mensaje de navegación del satélite, la segunda es alguna de las dos señales telemétricas de expansión espectral, formadas por secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio, utilizadas por los dos servicios del sistema **GPS**: el Servicio de Localización Estándar (**SPS**) y el Servicio de Localización Preciso (**PPS**).

Una de las señales enviadas por los satélites está formada por dos componentes ortogonales o en cuadratura de la señal portadora L_1 . La fase de estos componentes se modula aplicando la técnica de modulación digital **BPSK**, empleando como moduladoras a las señales digitales resultantes de la aplicación de la operación lógica **EX-OR** (\oplus) entre cada una de las dos señales telemétricas de expansión espectral y la señal del mensaje de navegación del vehículo espacial. Mientras que, la fase de las señales emitidas por los satélites que utilizan la señal portadora L_2 , puede o no estar moduladas por alguna de las señales digitales ya mencionadas.

Para la transmisión de un nivel de potencia adecuado de las señales de los satélites del sistema **GPS**, se requiere de un ancho de banda ($B_{(P)}$) de 20.46 [MHz], el cual permite transmitir los lóbulos principales de la densidad espectral de potencia de las señales telemétricas de expansión espectral utilizadas por el servicio **PPS** y hasta los diez primeros lóbulos para el servicio **SPS**.

Cada satélite posee una etapa que sintetiza las frecuencias de las señales portadoras a partir de una frecuencia principal de oscilación y una base de tiempo que, en su conjunto, son utilizadas por los receptores **GPS** para sincronizar su base de tiempo con la de los satélites. Para producir la frecuencia principal de oscilación (f_o) con un valor nominal de 10.23 [MHz], los satélites transportan patrones de frecuencia (relojes atómicos de cesio y rubidio) en los que su frecuencia de oscilación básica presenta una estabilidad ($\Delta f/f_o$) a largo plazo del orden de 10^{-14} a 10^{-12} [-].

Debido a la gran estabilidad que presentan los patrones de frecuencia atómicos, los satélites pueden mantener una base de tiempo de referencia para todo el sistema con una variación dentro de un intervalo de 3 [ns] durante su periodo de traslación de 12 horas. Esta desviación en la base de tiempo de los satélites produce un error en la estimación de la posición del receptor de alrededor de ± 1 [m].

Con el fin de contrarrestar el efecto relativista que incrementa la frecuencia de las señales emitidas por los satélites al propagarse en el espacio, el valor nominal de la frecuencia principal de oscilación, f_o , usada como referencia en el sistema **GPS**, se reduce en un factor de $4.45 \cdot 10^{-10}$ [-], es decir, se disminuye de 10.23 [MHz] a 10.229999995453 [MHz], esto es, 0.004547 [Hz] menor. Al cambiar la frecuencia principal de oscilación antes de la transmisión se compensa el incremento en la frecuencia que sufren las señales de los satélites al propagarse, producido por el efecto relativista. De esta forma, los receptores de los usuarios del sistema **GPS** captan las señales con los valores nominales correctos de sus frecuencias.

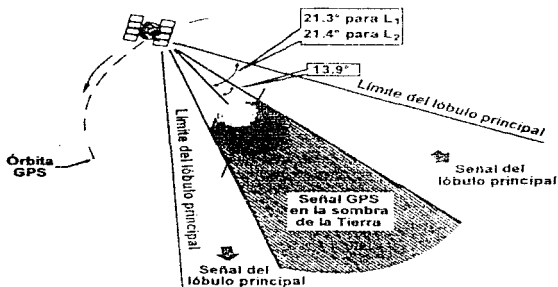
Cada satélite genera dos señales portadoras, en las que sus frecuencias están comprendidas dentro del intervalo del espectro electromagnético de las microondas en la banda **L** (1 a 2 [GHz]). Los satélites producen las señales portadoras sinusoidales coherentes en fase, mediante multiplicadores de la frecuencia principal de oscilación.

La primera señal portadora, denominada L_1 , posee dos componentes ortogonales y su valor de frecuencia se genera al multiplicar la frecuencia principal de oscilación por un factor de 154. Mientras que, la segunda señal portadora, denominada L_2 , sólo presenta componente en fase, y su frecuencia se genera al multiplicar la frecuencia principal de oscilación (f_o) por un factor de 120, esto es

$$f_{L_1} = 154 f_o = 1575.42 \quad [\text{MHz}] \quad ; \quad \lambda_{L_1} = c/f_{L_1} \approx 0.1903 \quad [\text{m}]$$

$$f_{L_2} = 120 f_o = 1227.60 \quad [\text{MHz}] \quad ; \quad \lambda_{L_2} = c/f_{L_2} \approx 0.2442 \quad [\text{m}]$$

Para satisfacer los requerimientos de gran cobertura sobre la superficie terrestre, los precursores del sistema GPS, determinaron la distancia a la que se debían situar los satélites y los patrones de radiación de sus antenas. El nivel de potencia de las señales de radiofrecuencia transmitidas por las antenas de los satélites posee una distribución muy angosta para compensar, parcialmente, el aumento de las pérdidas de trayectoria que se presentan en receptores que captan las señales a ángulos de elevación muy bajos. Las antenas de los satélites del bloque II consisten en un arreglo de antenas helicoidales apuntando hacia la Tierra. Se necesita que la antena radie a un ángulo de aproximadamente 13.87° para abarcar los extremos de la Tierra, ya que el ángulo que comprende a la circunferencia terrestre desde la altitud del satélite es de 27.74° . El patrón de radiación de las antenas de los satélites se extiende más allá de estos límites, de tal forma que permite incluso que otros satélites en órbita puedan captar las señales del sistema GPS mientras no se encuentren cubiertos por la sombra terrestre. La siguiente figura representa la cobertura del patrón de radiación de uno de los satélites del sistema GPS



Patrón de radiación de la antena de un satélite del sistema GPS

A partir de las condiciones de los satélites, se optó por utilizar las señales portadoras con su frecuencia en la banda L, pues permite mejores niveles de potencia en las señales recibidas, ya que la relación entre las pérdidas de trayectoria son directamente proporcionales al cuadrado de la distancia y al de la frecuencia de operación utilizada en el enlace, a mayores frecuencias como la banda C (4 a 6 [GHz]), las pérdidas aumentan. La banda L permite anchos de banda superiores a los de la banda C, pues, ésta última, se ha destinado de forma primordial para el enlace de sistemas de comunicación vía satélite y, para propósitos prácticos, se puede considerar que la banda C se encuentra ocupada en su totalidad. Sin embargo, la banda L presenta desventajas relacionadas con los mayores retardos ionosféricos de grupo, ya que estos efectos poseen una relación inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia utilizada en el enlace, por lo que a menor frecuencia, mayor es el retardo en el tiempo producido por la ionosfera.

El retardo de las señales debido a efectos ionosféricos y troposféricos, así como el factor de atenuación de las señales debido a las pérdidas de propagación, se pueden evaluar con bastante precisión mediante el empleo de dos frecuencias portadoras. Para permitir la medición de estos efectos, en la asignación de las frecuencias de operación se contempló una separación entre ambas lo suficientemente amplia y una relación proporcional dadas por:

$$\Delta f_L = f_{L_1} - f_{L_2} = 347.82 \quad [\text{MHz}] \quad ; \quad \lambda_L = c/\Delta f_L = 0.86192 \quad [\text{m}]$$

$$(\Gamma)^{-1} \cdot (f_{L_1}/f_{L_2}) = (154f_o/120f_o) - (77/60) \approx 1.283333 \quad [-]$$

Antes del lanzamiento de cada vehículo espacial se realiza una medición indirecta de la diferencia entre el retardo ionosférico de grupo total de la segunda señal portadora menos el de la primera portadora. Las relaciones que existen entre el retardo ionosférico de grupo diferencial ($\Delta\tau_{ion}$), y los retardos totales de las señales portadoras L_1 (τ_{L_1}) y L_2 (τ_{L_2}) que se presentan en la transmisión, son

$$\Delta\tau_{ion} = \tau_{L_2} - \tau_{L_1} \quad [\text{s}] \quad ; \quad \Delta\tau_{ion} = (\Gamma - 1)\tau_{L_1} \quad [\text{s}] \quad ; \quad \tau_{L_1} = \Gamma\tau_{L_2} \quad [\text{s}]$$

$$\tau_{L_1} - k \cdot \left(\frac{2\pi}{\omega_{e_1}}\right)^2 = \frac{k}{f_{L_1}^2} \quad [\text{s}] \quad ; \quad \tau_{L_2} - k \cdot \left(\frac{2\pi}{\omega_{e_2}}\right)^2 = \frac{k}{f_{L_2}^2} \quad [\text{s}]$$

donde:

$$\omega_{e_1} = \text{frecuencia de la señal } L_1, \quad \omega_{e_1} = 2\pi f_{L_1} \quad [\text{rad/s}] \quad ; \quad f_{L_1} = 1575.42 \quad [\text{MHz}]$$

$$\omega_{e_2} = \text{frecuencia de la señal } L_2, \quad \omega_{e_2} = 2\pi f_{L_2} \quad [\text{rad/s}] \quad ; \quad f_{L_2} = 1227.60 \quad [\text{MHz}]$$

$$\Gamma = (f_{L_1}/f_{L_2})^2 - (154f_o/120f_o)^2 \quad (77/60)^2 \approx 1.646944 \quad [-]$$

Otro factor que se contempló en el diseño del sistema GPS fue la limitación del ancho de banda a utilizar ya que, antes de que surgiera este sistema de navegación, se habían asignado ciertas frecuencias en la banda L para el desarrollo de aplicaciones relacionadas con mediciones radioastronómicas y enlaces de comunicación via microondas. Es por esto que, para no interferir con las diversas aplicaciones que utilizan esta banda espectral, se hizo imprescindible restringir el ancho de banda empleado por el Sistema de Localización Global.

A continuación en la tabla se resumen algunas de las características más importantes de las señales portadoras L_1 y L_2 emitidas por los satélites GPS

Parámetros	Observaciones
Tipo de polarización	Circular derecha
Elipticidad (deformación de la polarización circular para un ángulo $\alpha = \pm 14.3^\circ$ respecto al nivel máximo del patrón de radiación)	1.2 [dB] para la señal L_1 3.2 [dB] para la señal L_2
Precisión en la diferencia de fase entre los componentes ortogonales de la señal portadora L_1	$\pi/2 \cdot 100 \cdot 10^{-3}$ [rad]
Retardos ionosféricos de grupo de ambas portadoras (τ_{L_1} y τ_{L_2})	2 a 150 [ns]
Imprecisión efectiva en el retardo de grupo diferencial $\Delta\tau_{diff}$	3 [ns]
Espumas en la banda de transmisión	40 [dB] por debajo de los niveles de las señales L_1 y L_2
Ruido de fase de las señales portadoras L_1 y L_2 (ϕ_n)	0.1 [rad] _{RMS}
Ancho de banda requerido para la transmisión B_{req}	20.46 [MHz]

NOTA:

Para mayor información sobre las perturbaciones que afectan al sistema GPS (efectos ionosféricos, troposféricos, relativistas y Doppler) referirse al Apéndice C

II.4.2 SEÑALES TELEMÉTRICAS DE EXPANSIÓN ESPECTRAL

La técnica telemétrica del sistema GPS emplea el método de Espectro Expandido por Secuencia Directa (DS-SS) aplicado a la técnica de modulación digital BPSK, utilizando dos señales digitales de expansión espectral que sirven además como referencias del tiempo de transmisión de las señales emitidas por los satélites para los Servicios de Localización Estándar (SPS) y Preciso (PPS)

Cada satélite del sistema GPS utiliza dos componentes ortogonales de la señal portadora L_1 para transmitir su señal de enlace de datos de navegación. Para modular el componente en fase de la señal portadora L_1 , se utiliza una señal digital como moduladora, la cual es el resultado de aplicar la operación lógica EX-OR (\oplus) entre la señal de mensaje de navegación del satélite, denotada por $d_1(t)$, y la primera de las dos señales telemétricas de expansión espectral, utilizada por el servicio SPS del sistema GPS. Esta señal permite la sincronización de los receptores comerciales empleados con propósitos civiles y se denomina Código de Simple Acceso (C/A), designada como $p_{N_c, a}(t)$

Por otra parte, el componente en cuadratura de la señal portadora L_1 está modulado por otra señal digital, que resulta de la operación lógica EX-OR (\oplus) entre la misma señal de enlace de datos $d_1(t)$ y la segunda señal telemétrica de expansión espectral, empleada en el servicio PPS. Esta permite la sincronización de los receptores militares del sistema GPS utilizados por usuarios autorizados por el gobierno estadounidense y se denomina Código de Precisión (P), $p_{N_c}(t)$

Este tipo de telemetría utiliza señales digitales formadas por secuencias de elementos binarios de ruido pseudo-aleatorio. Se les dice códigos de ruido pseudo-aleatorio porque estas señales poseen un comportamiento periódico y previsible, pero al ser su tiempo de repetición muy superior a la duración de un solo ciclo de las señales portadoras, esto hace aparentar que son aleatorias.

Las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio se emplean como auxiliares en la sincronización entre los satélites y el receptor así como para realizar una medición indirecta de la distancia existente entre ambos. Para conseguir lo anterior, por cada señal de expansión transmitida por los satélites, se requiere de la intervención de una réplica idéntica generada en el receptor, el cual las compara para determinar el retardo en el tiempo que presentan las señales de los satélites. Además, la señal de enlace de datos de los satélites proporciona una serie de parámetros que permiten estimar el tiempo inicial de la transmisión de estas señales ($t_{s, i}$), a partir de los cuales el receptor puede determinar su tiempo de propagación, es decir el tiempo que transcurre desde que son emitidas hasta que son recibidas.

Para medir el retardo en el tiempo de las señales transmitidas por los satélites, el receptor compara el código generado localmente con el código recibido, produciendo un desplazamiento en el tiempo τ , de la réplica hasta que coincidan los flancos ascendentes y descendentes de cada elemento binario de ambas secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio. En la transición entre los dígitos binarios de ambas señales telemétricas de expansión espectral, se presenta una diferencia de tiempo promedio menor a 10 [ns].

Cuando el código generado localmente y el recibido coinciden en su totalidad, el receptor determina el retardo en el tiempo que fue necesario desplazar la réplica del código local. Este retardo en el tiempo corresponde al tiempo de propagación necesario para que las señales del satélite recorran la distancia que los separa del receptor, desde el instante de transmisión (t_s) hasta el de recepción por parte del usuario (t_u), que debe sincronizarse con la base de tiempo del sistema **GPS**.

Para la medición del tiempo de retardo de las señales emitidas por los satélites se utiliza un dispositivo correlacionador cruzado con promedio en el tiempo. Este dispositivo realiza el proceso de correlación entre las señales digitales de expansión de cada uno de los satélites y las réplicas generadas localmente.

El proceso de correlación se obtiene a la salida de un multiplicador que efectúa el producto de ambas señales y, luego, se obtiene el promedio de los productos resultantes en un intervalo de tiempo predeterminado. Esto se consigue, ya sea introduciendo la señal resultante de la multiplicación a una etapa de filtrado paso-banda con un ancho de banda mucho menor al de las señales de expansión espectral, o bien mediante un proceso completamente digital que utiliza registros acumuladores de los productos, que en este caso resultan de la combinación lógica **EX-OR** (\oplus) entre el código local y el recibido.

La conversión entre el retardo en el tiempo (τ), que presentan las señales transmitidas por los satélites y la distancia entre el receptor y cada vehículo espacial (ρ), se obtiene multiplicando el tiempo de propagación de las ondas electromagnéticas por la velocidad con que se propagan las mismas.

Para producir una máxima exactitud en la medición del tiempo de retardo de las señales de los satélites, se requiere que el tiempo de duración de los elementos binarios de las señales telemétricas de expansión sea lo suficientemente pequeño para reducir el error en la medición de la distancia entre el receptor y los satélites.

A continuación se realiza una descripción más detallada de las características y estructura de las señales digitales utilizadas para producir la expansión del espectro de las señales del sistema **GPS**.

1. Código de Simple Acceso (C/A)

El Código de Simple Acceso o código C/A (Coarse / Acquisition code) es una secuencia digital de ruido pseudo-aleatorio, por tanto, cumple con las características descritas en la sección 3.2 del capítulo II de la presente tesis, y es la base del Servicio de Localización Estándar (SPS).

Para generar la tasa de transmisión de los elementos binarios de este código, el satélite utiliza una señal de sincronía con una frecuencia $f_{C/A}$ de 1.023 [MHz], producida a la salida de un preescalador que reduce el valor de su frecuencia de referencia básica ($f_0 = 10.23$ [MHz]) en un factor de 10

Cada satélite produce su propia secuencia de elementos binarios, por lo que ésta sirve como un identificador en la recepción de las señales. Para producir su propia secuencia del código C/A, cada uno de los satélites utiliza dos generadores, los cuales están formados por un registro de desplazamiento lineal con retroalimentación de longitud máxima

Tanto el registro del primer generador como el del segundo están formados por 10 celdas binarias o etapas y algunas de éstas presentan derivaciones para la retroalimentación. Los registros de ambos generadores poseen un controlador encargado de ajustar el estado inicial de cada celda a un nivel lógico predeterminado.

Cada generador utiliza la señal de sincronía que determina la velocidad de transmisión del código digital, ($V_{r_{C/A}} = 1.023$ [Mbits/s]). Los registros de cada generador producen una subsecuencia de longitud máxima, cuya magnitud puede obtenerse a partir de:

$$\begin{aligned}L_{G_1} &= L_{G_2} = 2^N - 1 \quad \text{[chips]} \\L_{G_1} &= L_{G_2} = 2^{10} - 1 = 1023 \quad \text{[chips]}\end{aligned}$$

donde:

- L_{G_1} = longitud máxima de la subsecuencia del generador 1
- L_{G_2} = longitud máxima de la subsecuencia del generador 2
- N = número de celdas binarias

El registro de desplazamiento lineal con retroalimentación de longitud máxima utilizado en el primer generador produce una subsecuencia de salida $G_1(t)$, la cual resulta de retroalimentar a su entrada, la señal de salida de una compuerta lógica que aplica la operación EX-OR (\oplus) entre los estados binarios presentes en las etapas con derivaciones 3 y 10.

De igual forma, el registro del segundo generador produce una subsecuencia de salida $G_2(t)$, efectuando el proceso de retroalimentación entre las etapas con derivaciones 2, 3, 6, 8, 9 y 10, realizando la operación lógica EX-OR (\oplus) entre los estados binarios presentes en estas etapas. La salida resultante de esta operación se introduce a la entrada en la primera celda de este registro de desplazamiento lineal.

Para producir la secuencia del código C/A, cada satélite realiza la operación lógica EX-OR (\oplus) entre la subsecuencia de salida de su primer generador $G_1(t)$ y una versión de la subsecuencia de salida de su segundo generador, la cual presenta un corrimiento de un determinado número de elementos binarios de su registro y se denota por $G_2(t \cdot n, T_{ch,c,i,x})$

La subsecuencia con corrimiento del registro del segundo generador, se obtiene de la señal de salida producida por una compuerta que realiza la operación EX-OR (\oplus) entre dos de las diez etapas de este registro. Cada satélite del sistema GPS produce su propia secuencia de código C/A, utilizando una determinada combinación de las 45 selecciones posibles (sólo 37 son de longitud máxima) entre dos derivaciones de las diez celdas binarias del registro de desplazamiento lineal del segundo generador. La siguiente figura muestra un diagrama de los generadores del código C/A de cada satélite.

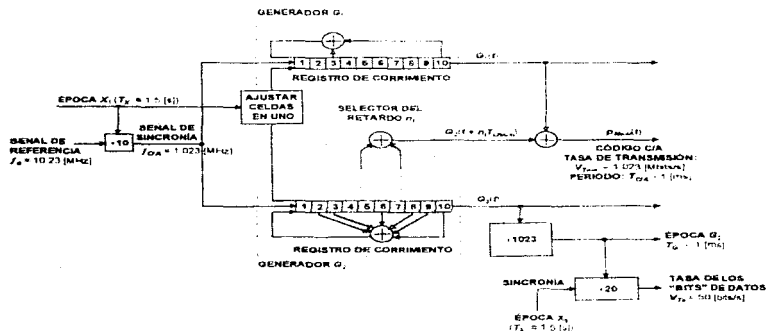


Diagrama de los generadores de las secuencias digitales del Código de Simple Acceso de cada satélite

La siguiente tabla muestra las derivaciones seleccionadas de las celdas binarias utilizadas por cada satélite para producir el desplazamiento de la subsecuencia de su segundo generador.

<i>i</i>	Derivaciones seleccionadas	n_i "bits" desplazados	<i>i</i>	Derivaciones seleccionadas	n_i "bits" desplazados
1	2 @ 6	5	20	4 @ 7	472
2	3 @ 7	6	21	5 @ 8	473
3	4 @ 8	7	22	6 @ 9	474
4	5 @ 9	8	23	1 @ 3	509
5	1 @ 9	17	24	4 @ 6	512
6	2 @ 10	18	25	5 @ 7	513
7	1 @ 8	139	26	6 @ 8	514
8	2 @ 9	140	27	7 @ 9	515
9	3 @ 10	141	28	8 @ 10	516
10	2 @ 3	251	29	1 @ 6	859
11	3 @ 4	252	30	2 @ 7	860
12	5 @ 6	254	31	3 @ 8	861
13	6 @ 7	255	32	4 @ 9	862
14	7 @ 8	256	33	5 @ 10	863
15	8 @ 9	257	34	4 @ 10	950
16	9 @ 10	258	35	1 @ 7	947
17	1 @ 4	469	36	2 @ 6	948
18	2 @ 5	470	37	4 @ 10	950
19	3 @ 6	471			

NOTA: *i* = número de identificación del vehículo espacial (satélite) del sistema GPS

La secuencia $p_{N_c, s}(t)$ del código C/A para el satélite se produce a partir de la señal de salida de una compuerta que realiza la operación lógica EX-OR (\oplus) entre la subsecuencia de salida del primer generador $G_1(t)$ y la subsecuencia desplazada del segundo generador, $G_2(t + n_i T_{ch, c/a})$, es decir

$$p_{N_c, s}(t) = G_1(t) \oplus G_2(t + n_i T_{ch, c/a})$$

Por otra parte, la salida original (sin desplazamiento) del segundo generador $G_2(t)$ es utilizada para generar la señal de sincronía de la señal de mensaje de navegación $d_s(t)$. Esta señal de sincronía es el resultado de un proceso de reducción en un factor de 1023 de la velocidad de transmisión de la subsecuencia $G_2(t)$, que posteriormente, se divide entre 20 para generar la velocidad de transmisión de los dígitos binarios de la señal de mensaje de navegación ($V_{T_s} = 50$ [bits/s]).

2. Código de Precisión (P)

El Código de Precisión o código **P** (Precise code) también es una señal formada por secuencias digitales de elementos binarios de ruido pseudo-aleatorio. Las secuencias de estas señales digitales poseen características muy similares a las que presenta la señal de expansión del código **C/A**, pero el acceso al código **P** sólo está permitido para usuarios autorizados por el gobierno estadounidense (militares y gobiernos de países aliados) y es la base del Servicio de Localización Preciso (**PPS**).

El código **P** posee una velocidad de transmisión V_{T_p} de 10.23 [Mbits/s]. Para generar la tasa de transmisión de los elementos binarios de este código, el satélite requiere de una señal de sincronía con una de frecuencia (f_p) de 10.23 [MHz], que se produce de la frecuencia de referencia ($f_o = 10.23$ [MHz]).

A diferencia del código **C/A**, para producir el código **P**, cada satélite utiliza dos generadores de código formados por dos registros de desplazamiento lineal con retroalimentación de longitud máxima cada uno, para producir su propia secuencia del código de **P**. Estos generadores producen sus respectivas subsecuencias de salida $X_1(t)$ y $X_2(t)$.

Los registros de cada generador están formados por 12 celdas binarias o etapas cada uno y en algunas de éstas existen derivaciones para la retroalimentación. Cada registro se reinicia antes de que se complete su secuencia para producir una subsecuencia con una longitud ligeramente menor a la longitud máxima que pueden originar. La longitud máxima de las subsecuencias de elementos binarios que producen los registros de los generadores del código **P** puede obtenerse mediante

$$\begin{aligned}L_{x_{1a}} \cdot L_{x_{1b}} \cdot L_{x_{2a}} \cdot L_{x_{2b}} &= (2^N - 1) \quad [\text{chips}] \\L_{x_{1a}} \cdot L_{x_{1b}} \cdot L_{x_{2a}} \cdot L_{x_{2b}} &= (2^{12} - 1) \cdot 4095 \quad [\text{chips}]\end{aligned}$$

donde:

- $L_{x_{1a}}$ = longitud máxima de la subsecuencia del registro A del generador 1
- $L_{x_{1b}}$ = longitud máxima de la subsecuencia del registro B del generador 1
- $L_{x_{2a}}$ = longitud máxima de la subsecuencia del registro A del generador 2
- $L_{x_{2b}}$ = longitud máxima de la subsecuencia del registro B del generador 2
- N = número de celdas binarias de cada registro

Esta longitud la interrumpe un controlador cuando faltan de dos a tres elementos binarios por subsecuencia. Esto lo realiza generando un ciclo de interrupción que limita la longitud máxima de la secuencia, ajustando el estado inicial de cada celda de los registros a un nivel lógico predeterminado.

Los registros de cada generador producen una señal de salida que resulta de retroalimentar la entrada de cada uno de ellos con la señal de salida de una compuerta que realiza la operación lógica EX-OR (\oplus) entre los estados binarios presentes en las etapas con derivaciones.

De esta forma, para la señal de salida del registro A del primer generador, $X_{1A}(t)$, se emplean las celdas con derivaciones 6, 8, 11 y 12. La señal en la salida del registro B de este generador, $X_{1B}(t)$, es producida de la misma forma, sólo que ahora intervienen las etapas con derivaciones 1, 2, 5, 8, 9, 10, 11 y 12.

Para producir la subsecuencia del primer generador se aplica, nuevamente, la operación lógica EX-OR (\oplus) entre las salidas de los registros A y B, esto es

$$X_1(t) = X_{1A}(t) \oplus X_{1B}(t)$$

La longitud de la subsecuencia $X_1(t)$ es el resultado de interrumpir la longitud máxima que se produciría al multiplicar las longitudes de las señales generadas por los dos registros, dando origen a una subsecuencia (L_{X_1}) de 15 345 000 [chips]

En el segundo generador se realiza la misma operación para generar las señales. Para la señal de salida del registro A, $X_{2A}(t)$, se emplean las celdas con derivación 1, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11 y 12. Mientras que, para la señal de salida del registro B, $X_{2B}(t)$, se aplica la operación lógica a las celdas 1, 3, 4, 8, 9 y 12. La subsecuencia resultante del segundo generador se obtiene aplicando la operación lógica EX-OR (\oplus) entre las salidas de sus dos registros (A y B), esto es:

$$X_2(t) = X_{2A}(t) \oplus X_{2B}(t)$$

La longitud de esta subsecuencia (L_{X_2}), es de 15 345 037 [chips].

Para producir la secuencia final del código P, cada satélite debe aplicar la operación lógica EX-OR (\oplus) a la subsecuencia de salida de su primer generador $X_1(t)$ con una versión de la subsecuencia de salida de su segundo generador desplazada un cierto número de "chips" $X_2(t + n_i T_{ch, p})$, donde: $0 < n_i < 36$. La subsecuencia con corrimiento del segundo registro se obtiene a la salida de una etapa de retardo en el segundo generador. El desplazamiento entre las subsecuencias $X_1(t)$ y $X_2(t)$, produce las distintas secuencias de código P de los satélites del sistema GPS con un determinado valor en el corrimiento dado por los 37 valores posibles de n_i que aseguran que no se repitan segmentos extensos entre las secuencias del código generadas por diferentes satélites.

El siguiente diagrama muestra los generadores del Código de Precisión.

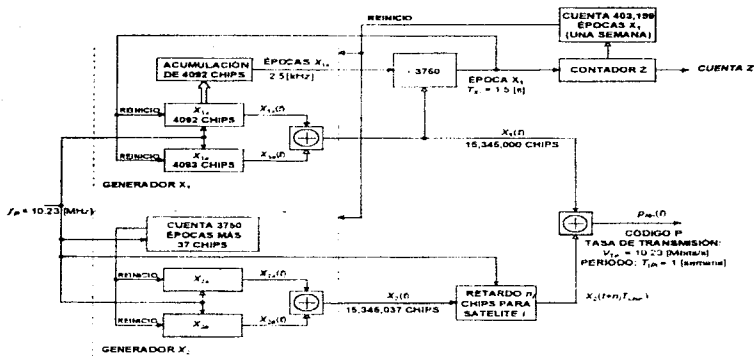


Diagrama de los generadores de las secuencias digitales del código P, presentes en los satélites

La operación lógica EX-OR (\oplus) entre las subsecuencias del primer generador y la que presenta un corrimiento en los elementos binarios del segundo generador, da origen a la secuencia $p_{N_i}(t)$ del código P para el satélite i , y se obtiene mediante:

$$p_{N_i}(t) = X_1(t) \oplus X_2(t + n_i T_{ch_i}) \quad 0 \leq n_i \leq 36$$

La longitud de la secuencia de los elementos binarios del código P es:

$$L_{p_i} = L_{x_1} \cdot L_{x_2} \quad [\text{chips}]$$

$$L_{p_i} = 15345000 \cdot 15345037 = 2.35469592765 \cdot 10^{14} \quad [\text{chips}]$$

A través de comandos enviados desde las estaciones de control del sistema GPS, se inicia la secuencia del Código de Precisión de cada satélite a las 00.00 hrs. del meridiano de Greenwich entre los días sábado y domingo de cada semana (semana GPS), impidiendo que se repita un segmento largo de las secuencias que pueda provocar errores en la identificación de cada satélite.

Al comparar el tiempo de duración de cada elemento binario (T_{ch,p_i}) con el periodo de un ciclo de la señal portadora L_1 , se observa que por cada elemento binario del código **P** ocurren 154 ciclos de la señal portadora, por lo que su valor es:

$$T_{L_1} = 1/f_{L_1} = 1/154f_o = 1/154f_{p_i} = T_{ch,p_i}/154 = 634.75137 \quad [\text{ps}]$$

ya que:

$$T_{ch,p_i} = 1/f_{p_i} = 154T_{L_1} = 97.75171 \quad [\text{ps}]$$

Otro parámetro importante del código **P** es el periodo de duración de la subsecuencia producida por el primer generador $X_1(t)$ pues sincroniza los flancos de transición de los niveles lógicos de las señales digitales del código **C/A** y la señal de mensaje de navegación de los satélites ($d_i(t)$), y es:

$$T_{X_1} = L_X / f_{p_i} = 15345000/10.23 \cdot 10^6 = 1.5 \quad [\text{s}]$$

Cada subcuadro de la señal $d_i(t)$ tiene una duración T_x de 6 [s] y por cada uno de estos se presentan 4 subsecuencias del primer generador del código **P**, es decir:

$$T_x = 4T_{X_1} \quad [\text{s}]$$

Comparando el tiempo de duración de cada elemento binario del código **C/A** ($T_{ch,C/A_i}$) con el periodo de un ciclo completo de la señal portadora L_1 , se encuentra que por cada elemento binario ocurren 1540 ciclos de la señal portadora, es decir:

$$T_{L_1} = 1/f_{L_1} = 1/1540f_o = 1/1540f_{C/A_i} = T_{ch,C/A_i}/1540 = 634.75137 \quad [\text{ps}]$$

$$T_{ch,C/A_i} = 1/f_{C/A_i} = 1540T_{L_1} = 977.5171 \quad [\text{ns}]$$

$$T_{C/A_i} = 1023T_{ch,C/A_i} = 1575420T_{L_1} = \quad [\text{ms}]$$

Por cada 1500 secuencias del código **C/A** ocurre una subsecuencia completa del primer generador del código de **P**, esto es

$$T_{X_1} = 1500T_{C/A_i} = 1.5 \quad [\text{s}]$$

La siguiente figura muestra un diagrama de bloques simplificado de los generadores de los Códigos de Simple Acceso y de Precisión utilizados por cada satélite para producir sus secuencias de ruido pseudo-aleatorio para los Servicios de Localización Estándar (SPS) y Preciso (PPS).

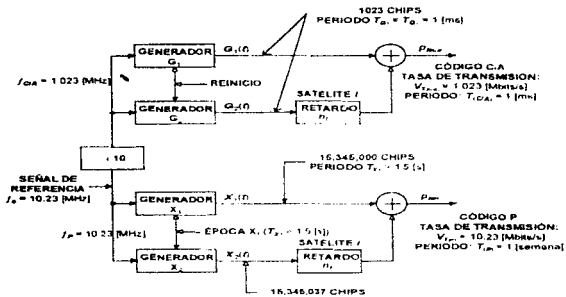


Diagrama de bloques simplificado de los generadores de los códigos C/A y P

En la siguiente página se resumen las principales características de las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio del Código de Simple Acceso (C/A) y del Código de Precisión (P)

Parámetros	Código de Simple Acceso (C/A)	Código de Precisión (P)
Formato de codificación	NRZ(L)	NRZ(L)
Estados lógicos de los dígitos binarios $\pm A$	± 1 (polarizados)	± 1 (polarizados)
Frecuencia de la señal de sincronía f_{ch}	$f_{C/A} = 1.023$ [MHz]	$f_{P} = 10.23$ [MHz]
Longitud de onda equivalente de las secuencias digitales $\lambda_{ca} = c/f_{ca}$	$\lambda_{C/A} \approx 293.05$ [m]	$\lambda_P \approx 29.305$ [m]
Velocidad de transmisión V_{ca}	$V_{C/A} = 1.023$ [Mbits/s]	$V_P = 10.23$ [Mbits/s]
Longitud de las secuencias digitales	$L_{C/A} = 2^N - 1 = 2^{10} - 1$ $L_{C/A} = 1023$ [chips]	$L_P = 15345000$ $L_P = 15345037$ $L_P = L_{X_1} \cdot L_{X_2}$ [chips] $L_P \approx 2.3547 \cdot 10^7$ [chips]
Duración de cada elemento binario $T_{ch} = 1/V_{ca}$	$T_{C/A} = 977.5$ [ns/chip]	$T_P = 97.75$ [ns/chip]
Periodo de repetición $T_{ca} = (2^N - 1)T_{ch} = (2^N - 1)/V_{ca}$	$T_{C/A} = 1$ [ms]	$T_P \approx 38$ [sem] (máximo)
Separación entre impulsos de la densidad espectral $\Delta f = f_{ca}/(2^N - 1)$	$\Delta f_{C/A} = 1$ [kHz]	$\Delta f_P \approx 0$ [Hz]
Ancho de Banda en Banda Base $B_s = f_{ca}$	$B_{C/A} = f_{C/A} = 1.023$ [MHz]	$B_P = f_P = 10.23$ [MHz]
Ancho de Banda de las Señales de Espectro Expandido $B_s = 2B_s$	$B_s = 2B_{C/A} = 2.046$ [MHz]	$B_s = 2B_P = 20.46$ [MHz]
Ganancia de Procesamiento (B_s/B_s) para $B_s = f_s = 50$ [Hz]	$(B_{C/A}/B_s) = 20460$ [-]	$(B_P/B_s) = 204600$ [-]

3. Código P(Y)

En diciembre de 1993, se declaró accesible la Capacidad de Operación Inicial **IOC** (Initial Operation Capability) del sistema **GPS** para usuarios civiles. Pero aún así existe una cierta degradación deliberada de la precisión disponible para los usuarios civiles del sistema **GPS**, denominada Disponibilidad Selectiva o **SA** (Selective Availability). Dicha degradación consiste en la inclusión intencional de una incertidumbre pseudo-aleatoria en los datos de efemérides transmitidos por cada satélite, en especial los que indican el factor de corrección de la base de tiempo del vehículo espacial (los cuales se analizan en una sección posterior de este capítulo). Desde mediados de la década de 1990, la Etapa de Control del sistema **GPS** ajusta este factor de imprecisión en varios niveles, bajo la supervisión y reglamentación del gobierno estadounidense.

Desde esa época, se ha estado aplicando un modo de operación de Identificación de Autenticidad o **A-S** (Anti-Spoofing), que impide el acceso al código **P** para usuarios civiles. Al activarse el modo de operación para la identificación de autenticidad, el Código de Precisión se transforma en otro código protegido, denominado Código **P(Y)**, que para descifrarlo se requiere del conocimiento de ciertas claves y poseer un módulo clasificado por cada canal del receptor **GPS**. El modo de operación antes mencionado, comienza a operar cuando se desea proteger a los receptores de los usuarios militares ante la presencia de señales, generadas intencionalmente, que emulan el comportamiento de las secuencias del Código de Precisión y pretenden causar errores en el seguimiento de estas señales.

El empleo de la Disponibilidad Selectiva y del modo de operación para la Identificación de Autenticidad, ha despertado el interés de muchos usuarios civiles para desarrollar métodos que recobren la exactitud inicial del sistema **GPS** aún en presencia de la degradación de sus señales. No es posible que usuarios civiles que desarrollen aplicaciones en tiempo real, autónomas y en movimiento, alcancen la precisión máxima de este sistema de navegación por satélite. Pero, en algunas ocasiones, se puede mejorar el desempeño de algunas aplicaciones al incorporar a los algoritmos de navegación un conjunto de correcciones diferenciales.

Teóricamente, las correcciones diferenciales se pueden aplicar en tiempo real o en rutinas posteriores de procesamiento. Las correcciones en tiempo real se obtienen a partir de una estación de referencia que no tiene conocimiento previo de los efectos de la Disponibilidad Selectiva. Cuando ocurre una variación en la pseudo-distancia debida a estos efectos, pasan algunos segundos antes de que la estación de referencia detecte y actualice su modelo de correcciones. Esto produce ciertas excursiones en la estimación correcta de la posición. Pero, aún así, la precisión en la posición se mejora, notablemente, al emplear una serie de datos que obtiene el receptor al comparar sus estimaciones con las que han obtenido las estaciones de referencia estacionarias o aplicándole, desde un principio, ciertas restricciones dinámicas.

Las correcciones diferenciales en tiempo real pueden obtenerse por medio de varios servicios de radiodifusión (radiofaros) que permiten el desarrollo de aplicaciones diferenciales del sistema **GPS** (**DGPS**), utilizando la amplia variedad de equipos receptores, con diversos precios y niveles de desempeño, que se encuentran disponibles comercialmente en varias partes del mundo.

Por otra parte, las correcciones que utilizan una rutina posterior de procesamiento pueden eliminar los errores que se presentan por las excursiones en las correcciones de las estaciones de referencia pero, por la complejidad de los cálculos necesarios se incrementa, considerablemente, el tiempo requerido para realizar estas operaciones.

Es importante considerar que, la precisión en la estimación de la posición que puede alcanzar un receptor **GPS** depende, además, de una gran cantidad de condiciones externas, tales como la refracción atmosférica de las señales de radiofrecuencia, la disposición geométrica de los satélites que se estén captando, las relaciones señal a ruido con las que se reciben las señales de cada satélite, variaciones no contempladas en el modelo de la aceleración del vehículo, entre otros factores.

Ocasionalmente, la degradación de la Disponibilidad Selectiva se desactiva, tal vez con el fin de permitir pruebas u operaciones militares. Bajo estas condiciones, se mejora la exactitud en la estimación de la posición de la mayoría de los receptores, aunque no se supera la precisión que se alcanza con un sistema de correcciones diferenciales ya que, en los receptores **DGPS**, se reducen los errores debidos a la refracción atmosférica de las señales de radiofrecuencia.

II.4.3 SEÑAL DE MENSAJE DE NAVEGACIÓN DEL SISTEMA GPS

Cada uno de los satélites del Sistema de Localización Global (GPS) transmite su mensaje por medio de una señal digital, denotada por $d_i(t)$. El conjunto de elementos binarios que conforman esta señal, representan el valor de una serie de parámetros, los cuales se utilizan en algoritmos matemáticos preestablecidos para desarrollar en forma satisfactoria las principales aplicaciones que proporciona el sistema GPS.

Las estaciones terrenas de la Etapa de Control del sistema GPS transmiten, de manera frecuente, una serie de comandos que actualizan los datos digitales de las señales $d_i(t)$ de los satélites. Esta continua actualización mantiene la exactitud de las aplicaciones de este sistema dentro de los intervalos de error especificados por sus criterios de desempeño. Una vez que estos datos han sido actualizados, los satélites los incluyen en la radiotransmisión de sus señales para que sean captados por los receptores de los usuarios.

La señal de enlace de datos de navegación enviada por cada satélite, consiste de una secuencia o cuadro formado por 1500 elementos binarios o "bits" (N_{bits}) divididos en 5 subcuadros con 300 dígitos binarios (N_{bits}) agrupados en 10 palabras digitales de 30 "bits" cada una (N_{wp}). Un grupo completo de 25 de estos cuadros o páginas, es decir 125 subcuadros, completan el enlace de datos de navegación enviado por un satélite.

El cuadro de datos se sincroniza con el tiempo de duración de una secuencia completa del código C/A ($T_{C/A} = 1$ [ms]). Para obtener la velocidad de transmisión de los "bits" ($V_{T_b} = 50$ [bits/s]) de esta señal, se requiere una frecuencia (f_b) de 50 [Hz].

La señal de sincronía para el enlace de datos es el resultado de un proceso de reducción de la velocidad de transmisión del código C/A ($V_{T_{C/A}} = 1.023$ [Mbits/s]), para lo cual se utilizan dos divisores de frecuencia dispuestos en cascada aplicados a la subsecuencia de salida original (sin desplazamiento) del segundo generador de esta señal telemétrica de expansión espectral. El primer divisor presenta un factor de reducción de 1023, mientras que el segundo divide entre 20 el valor de la frecuencia proporcionada por la señal de salida que le entrega el primer preescalador.

Los elementos binarios de la señal de mensaje de navegación se codifican en el formato NRZ(L) con niveles polarizados (V_A) de ± 1 , para representar sus niveles lógicos. Por tanto, se tiene que el tiempo de duración de cada uno de los dígitos binarios (T_b) es igual al inverso de la velocidad de transmisión de los datos:

$$T_b = 1/V_{T_b} = 1/50 = 20 \quad [\text{ms/bit}]$$

El tiempo de transmisión de un cuadro de datos (T_c), es de:

$$T_c = N_{b/c} T_b = 1500 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ [s]}$$

Mientras que, la duración de los subcuadros (T_s) es de

$$T_s = N_{b/s} T_b = T_c / 5 = 300 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 6 \text{ [s]}$$

Las palabras digitales se presentan a intervalos (T_p) de:

$$T_p = N_{b/p} T_b = T_c / 50 = T_s \cdot 10 = 30 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0.6 \text{ [s]}$$

Un grupo de 25 cuadros o páginas (125 subcuadros) del mensaje de navegación enviado por cada satélite tarda en completarse un lapso de tiempo (T_d) dado por:

$$T_d = 25 T_c = 125 T_s = 1250 T_p = 37500 T_b = 750 \text{ [s]} = 12.5 \text{ [min]}$$

Aunque la relación señal a ruido con la cual se reciben las señales de enlace de datos del sistema GPS es relativamente alta y presenta una tasa de "bits" erróneos bastante aceptable, (con un valor máximo de $P_e \leq 1 \cdot 10^{-9}$) con el fin de obtener una recepción más confiable de la información proporcionada por este sistema, cada satélite recurre a adicionar un total de 6 dígitos binarios redundantes al final de cada una de las palabras digitales (del "bit" 25 al 30) en todos los subcuadros de su señal de enlace de datos. Estos "bits" son empleados como elementos binarios de verificación de paridad. La distribución de los dígitos binarios de información y de revisión de paridad en cada palabra digital D_i de la señal de mensaje de navegación $d_i(t)$ transmitida por el satélite i se representa mediante:

$$D_i = d_1 d_2 d_3 \dots d_{24} d_{25} d_{26} d_{27} d_{28} d_{29} d_{30} = d_1 d_2 d_3 \dots d_{24} p_1 p_2 \dots p_6$$

Del total de 30 símbolos (n) de cada una de estas palabras digitales, los primeros "bits" corresponden a los 24 dígitos binarios de información de la palabra digital D_i , representados por los "bits" d_i , para: $1 \leq i \leq 24$. Los elementos binarios de verificación de paridad son los últimos 6 "bits" (r), expresados por los dígitos binarios d_i , para $25 \leq i \leq 30$ y están identificados por p_r , para: $1 \leq r \leq 6$.

A los dígitos binarios de verificación de paridad se les denomina "bits" redundantes, ya que su presencia no altera el valor del dato o datos que representa cada palabra digital codificada a la cual se anexan, es decir, no aportan información a la señal.

Cada satélite desarrolla un proceso de codificación para determinar el valor lógico de los elementos binarios que ha de adicionar para controlar los errores que pudiesen presentarse en los elementos binarios durante el enlace de datos. Mediante el empleo de un algoritmo de revisión de paridad, este proceso de codificación de las señales de mensaje de navegación de los satélites, permite al receptor la detección y una limitada corrección de errores en los dígitos binarios de los datos recibidos

El proceso de codificación que utilizan los satélites para proteger las palabras digitales que han de transmitir, emplea el método de codificación por bloques Hamming Extendido. Este método de codificación produce palabras digitales codificadas formadas por secuencias con una longitud total (n) de 32 elementos binarios, en los que 26 dígitos binarios corresponden a "bits" de pseudo-información (k), formados por los 24 elementos binarios de información de la palabra digital a codificar (k) más los 2 "bits" finales de la palabra digital que previamente ha sido codificada y transmitida, denotados por d'_{29} y d'_{30} .

En la codificación de los dígitos binarios de las palabras digitales del mensaje de producida por el método de codificación por bloques Hamming Extendido (31,26,3), se utilizan los parámetros de codificación, ($n - 1 = 2^m - 1$, k , 3), con $m = 5$. El valor 3 representa la distancia mínima o peso de Hamming que indica la capacidad de detección y corrección de elementos binarios erróneos en el receptor.

Cada satélite utiliza varias ecuaciones de codificación para determinar el valor lógico de los elementos binarios de verificación de paridad que han de adicionarse a las palabras digitales D_i ha transmitir. Estas ecuaciones de codificación se aplican a los "bits" de información de la palabra digital.

El conjunto de ecuaciones de codificación puede ser expresado por medio de un vector (D) de 32 renglones, el cual resulta de combinar la matriz generadora de la codificación (H_0), formada por 32 renglones y 26 columnas, con un arreglo (d) de una sola columna y 26 renglones, en el que sus elementos son los dos últimos dígitos binarios de la palabra digital que previamente ha sido codificada y transmitida, junto con los 24 dígitos binarios de la palabra digital que se está codificando.

Al final del proceso de codificación sólo se transmiten los primeros 30 elementos de la palabra digital codificada D_i por medio de este método de codificación. La expresión matemática que representa la operación entre matrices utilizada en la codificación es:

$$D = H_0 \cdot d$$

La operación antes citada, da como resultado la palabra digital codificada que el satélite ha de transmitir, en la que cada uno de sus 30 elementos binarios se obtiene a partir de las siguientes ecuaciones de codificación:

para: $1 \leq i \leq 24$, se tiene:

$$D_i = d_{30}^* \oplus d_i$$

para $25 \leq i \leq 30$, se tiene:

$$D_{25} = d_{29}^* \oplus d_1 \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{17} \oplus d_{18} \oplus d_{20} \oplus d_{23}$$

$$D_{26} = d_{30}^* \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_4 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_{11} \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{19} \oplus d_{21} \oplus d_{24}$$

$$D_{27} = d_{29}^* \oplus d_1 \oplus d_3 \oplus d_4 \oplus d_5 \oplus d_7 \oplus d_8 \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{19} \oplus d_{20} \oplus d_{27}$$

$$D_{28} = d_{30}^* \oplus d_2 \oplus d_4 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_8 \oplus d_9 \oplus d_{12} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{17} \oplus d_{20} \oplus d_{21} \oplus d_{23}$$

$$D_{29} = d_{10}^* \oplus d_1 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_8 \oplus d_9 \oplus d_{10} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{17} \oplus d_{19} \oplus d_{21} \oplus d_{24}$$

$$D_{30} = d_{29}^* \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_8 \oplus d_9 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \oplus d_{13} \oplus d_{15} \oplus d_{19} \oplus d_{22} \oplus d_{23} \oplus d_{24}$$

Los elementos de los renglones 25 al 30 y de columnas 2 a la 26 en la matriz generadora H_p , conforman a la matriz de verificación de paridad H_p utilizada por los receptores de este sistema en el algoritmo de revisión de paridad. El algoritmo que debe efectuar el microprocesador del receptor GPS para comprobar que no existan errores en la recepción de los datos enviados por cada satélite se explica en el siguiente capítulo de la tesis

1. Proceso de Sincronización de los Subcuadros

Para facilitar el proceso de sincronización de cada subcuadro y eliminar la ambigüedad en la interpretación de los niveles lógicos de los dígitos binarios de la señal $d_i(t)$, se utilizan las dos primeras palabras digitales de cada uno de los subcuadros.

La ambigüedad en la interpretación de los niveles lógicos por parte del receptor, sucede en el proceso de detección de la señal $d_i(t)$. Ésta es ocasionada por un cambio de signo (± 1) en la señal detectada que se produce por la inversión en la fase de las señales transmitidas por los satélites ($\pm \pi$ [rad]), con la consecuente alteración del valor que representan los elementos binarios de la señal de enlace de datos por el valor de su complemento.

□ Primera Palabra Digital de cada Subcuadro (TLM)

El receptor establece la sincronización de los subcuadros y realiza la detección del cambio del signo en los niveles lógicos del subcuadro recibido, a través de la identificación de la primera palabra digital de cada subcuadro denominada **TLM**. Esta palabra digital, indica el comienzo de cada uno de los subcuadros de la señal de enlace de datos, utilizando los primeros 8 elementos binarios de esta palabra digital (del 1 al 8) como un identificador de preámbulo dado por $(8B)_{HEX} = (1000\ 1011)_{BIN}$.

Para determinar si se ha presentado inversión de fase (cambio de signo) en la señal de mensaje de navegación del satélite, el receptor realiza la detección tanto del identificador de preámbulo como de los dos últimos dígitos binarios (29 y 30) de la segunda palabra digital de cada subcuadro (que deben presentar un nivel lógico bajo si no ha ocurrido la inversión en la fase de la señal de enlace de datos).

El receptor interpreta que ha ocurrido la inversión en la fase de la señal detectada si los niveles lógicos de ambos patrones de comparación se han invertido, es decir, cuando se recibe el complemento del preámbulo. $(74)_{HEX} = (0111\ 0100)_{BIN}$, y los dígitos binarios 29 y 30 en la segunda palabra digital de los subcuadros presentan un nivel lógico alto. Si sucede esto último, el receptor debe realizar la corrección apropiada en los niveles lógicos de los "bits" invertidos.

El empleo de los "bits" 29 y 30 de la segunda palabra de cada subcuadro para detectar la inversión de fase de la señal de enlace de datos, disminuye la probabilidad de ocurrencia del evento "falsa alarma" en un factor de $2 \cdot 2^{-10} = 1/512$ [-]. Este evento puede suceder cuando algún segmento de los elementos binarios del mensaje de navegación (los cuales poseen un comportamiento aleatorio) coincide con el patrón de sincronización dado por el identificador de preámbulo de la primera palabra digital.

Los dígitos binarios de la primera palabra de cada subcuadro, comprendidos del "bit" 9 al 22, contienen un mensaje telemétrico formado por datos utilizados por usuarios autorizados, mientras que los elementos binarios 23 y 24 de la misma palabra son "bits" de uso reservado.

□ Segunda Palabra Digital de los Subcuadros (cuenta z)

La segunda palabra digital de cada subcuadro es una palabra de entrega, y sus dígitos binarios 1 al 29 constituyen un contador digital denominado *cuenta z*. Con la longitud de este contador digital, dada por: $2^{29} = 536,870,912$, se puede abarcar el intervalo de 0 a 536,870,911, que permite contar el número de periodos de repetición de la subsecuencia $X_1(t)$ del Código de Precisión (épocas $T_x = 1.5$ [s]), que se han presentado desde el inicio del tiempo cero del sistema **GPS** (definido por la hora 0.00 del meridiano de Greenwich entre los días sábado 5 y domingo 6 de enero de 1980).

Con los 10 dígitos binarios más significativos de la *cuenta z* (del "bit" 1 al 10) se tiene una longitud de: $2^{10} = 1024$, con la que se abarca la cuenta del número de semanas que pueden presentarse desde el comienzo del tiempo cero del sistema GPS dentro de un intervalo que comprende desde la semana 0 hasta la semana 1023.

Los 19 "bits" menos significativos de la *cuenta z* (del elemento binario 11 al 29) están referidos al contador digital del tiempo de la semana TOW (Time Of The Week). La longitud de esta parte de la *cuenta z*, dada por $2^{19} = 524,288$, permite abarcar el intervalo de 0 a 403,199 que se necesita para contar el número de épocas de la subsecuencia $X_1(t)$, que se han completado desde el inicio de la semana GPS (el inicio de una semana está definido a la hora 0:00 del meridiano de Greenwich entre los días sábado y domingo de cada semana).

Una versión truncada de la *cuenta z*, tomando los 17 "bits" más significativos del contador digital TOW (del elemento binario 11 al 27), se define como la palabra digital de transferencia o palabra HOW (Hand-Over Word). La longitud de esta parte de la *cuenta z*, dada por: $2^{17} = 131,072$, permite abarcar el intervalo de 0 a 100,799 que es necesario para contar el número de subcuadros de 6 [s] de la señal de mensaje de navegación que habrán ocurrido desde el inicio de la semana GPS, una vez que concluya el subcuadro que se está captando.

Por cada subcuadro del mensaje de navegación con una duración T_s de 6 [s], se repite 4 veces la subsecuencia $X_1(t)$ del código P, ya que $T_s = 4T_x$, [s], entonces si se multiplica el valor de la palabra digital HOW de uno de los subcuadros por un factor de 4, que en notación binaria es (0100)_{BIN}, se obtiene el valor del número de épocas o periodos de repetición de la subsecuencia $X_1(t)$ que alcanzará el contador digital TOW al final del subcuadro recibido.

La multiplicación de la palabra digital HOW por un factor de 4 hace posible la sincronización aproximada del Código de Precisión (P), auxiliando su adquisición, además de utilizarse para eliminar la ambigüedad dada por el periodo de repetición del Código de Simple Acceso, $T_{C,A}$, de 1 [ms].

A continuación, se muestran las funciones de los demás "bits" de la segunda palabra digital de todos los subcuadros:

"Bits"	Palabra Digital	Observaciones
18	2 ^a	indicador o "bandera de momento"
20 ~ 22	2 ^a	indicador de sincronización o identificador de autenticidad o A-S (Anti-Spoofing)
23 y 24	2 ^a y 10 ^a	"bits" relacionados con el algoritmo de revisión de paridad

A continuación se muestra la estructura del cuadro de datos de la señal de mensaje de navegación transmitida por cada uno de los satélites del sistema GPS.

ESTRUCTURA DEL CUADRO DE DATOS DE LA SEÑAL DE MENSAJE DE NAVEGACIÓN

N_s 1 SUBCUADRO CONSTA DE 10 PALABRAS DIGITALES DE 30 "BITS" CADA UNA ($T_s = 6 [s]$)

1	TLM	HOW	PARAMETROS DE CORRECCIÓN DE LA BASE DE TIEMPO DEL SATELITE INDICADORES DE ESTADO DE OPERACION DEL SATELITE, DEL NUMLRO DE SEMANA Y DEL INDICE DE PRECISION DEL USUARIO, ETC.
2	TLM	HOW	PARAMETROS DE EFEMERIDES DEL SATELITE
3	TLM	HOW	PARAMETROS DE EFEMERIDES DEL SATELITE
4	TLM	HOW	PARAMETROS DEL MODELO IONOSFERICO Y PARA LA CONVERSION DE LA BASE DE TIEMPO DEL SISTEMA GPS AL TIEMPO UTC, ALMANAQUES, ESTADO DE OPERACION Y MENSAJES ESPECIALES DE LOS SATELITES 25 PAGINAS, REPITIENDOSE CADA $T_p = 12.5 [min]$
5	TLM	HOW	ALMANAQUES DE LOS SATELITES ESTADO DE OPERACION DE LOS SATELITES INDICADORES DEL NUMERO DE SEMANA 25 PAGINAS, REPITIENDOSE CADA $T_p = 12.5 [min]$

1 CUADRO DE DATOS ESTÁ FORMADO POR 1500 "BITS", CON UNA DURACION DE $T_c = 30 [s]$

PAI ABRA DIGITAL DE SINCRONIZACION (TLM)

1	0	0	0	1	0	1	1	MENSAJE DE TELEMETRIA	-	-	6 "BITS" DE PARIDAD
---	---	---	---	---	---	---	---	-----------------------	---	---	---------------------

PREÁMBULO

PALABRA DIGITAL DE TRANSFERENCIA (HOW)

CUENTA DEL TIEMPO DE LA SEMANA TOW (TIME OF THE WEEK)	-	-	3 "BITS" IDENTIFICADORES DEL SUBCUADRO	-	-	"BITS" DE PARIDAD	0	0
--	---	---	--	---	---	-------------------	---	---

TIEMPO DE INICIO DEL SIGUIENTE SUBCUADRO

NOTAS:

- N_s número de subcuadro.
- "bits" reservados.
- "bit" indicador de sincronización e identificador de autenticidad o A-S (Anti-Spoofing).
- "bit" identificador de alerta.
- "bits" para comprobar la correcta revisión de paridad con los "bits" finales en nivel bajo.

2. Primer Subcuadro del Enlace de Datos

En el primer subcuadro de la señal de mensaje de navegación $d_i(t)$ de cada uno de los satélites, se encuentra el bloque de datos **I**, el cual contiene una serie de parámetros necesarios para determinar el factor de corrección de la base de tiempo del satélite y una estimación de los retardos ionosféricos de grupo diferencial y de las señales portadoras, así como un conjunto de elementos binarios indicadores del estado de operación ("salud") de las señales del vehículo espacial.

□ Factor de Corrección de la Base de Tiempo del Satélite (Δt_s)

Las palabras digitales 8, 9 y 10 del primer subcuadro del mensaje de navegación de cada satélite, contienen un conjunto de parámetros que son necesarios para determinar el factor de corrección de la base de tiempo de cada satélite respecto al sistema de tiempo GPS.

El factor de corrección de la base de tiempo de cada satélite es calculado por la Etapa de Control de este sistema de navegación, posteriormente a cada satélite se le transmite el valor actualizado de cada parámetro. Los tiempos de actualización de los parámetros necesarios para que el receptor determine el factor de corrección de la base de tiempo de cada uno de los satélites, ocurren a intervalos regulares de una hora, ya que éstos sólo son válidos por un periodo de tiempo limitado.

Estos parámetros son necesarios para que el receptor del usuario posea una representación precisa de la base de tiempo de los satélites del sistema GPS (t_s), la cual es necesaria para determinar con la mayor exactitud posible los tiempos de transmisión y recepción de las señales de los satélites. A partir de los datos actualizados retransmitidos por los satélites, el receptor puede obtener el factor de corrección de la base de tiempo de los mismos (Δt_s). La base de tiempo corregida del vehículo espacial (referida al tiempo del sistema GPS) la obtiene el receptor a través de la expresión de corrección dada por la ecuación:

$$t_s = t'_s - \Delta t_s \quad [s]$$

donde:

t'_s = instante de transmisión de las señales emitidas por los satélites, determinado por la cuenta de la palabra digital de transferencia (**HOW**) presente en los subcuadros [s]

Para calcular el factor de corrección de la base de tiempo (Δt_s) de cada satélite, el receptor utiliza cuatro parámetros de corrección (a_{1s} , a_1 , a_{2s} y f_{oc}). Estos datos se obtienen de algunos dígitos binarios de la señal de mensaje.

El factor de corrección de la base de tiempo del satélite (Δt_{s_1}), puede representarse mediante un polinomio de segundo orden, en función del valor corregido de la base de tiempo del vehículo espacial (t_{s_1}), expresándolo por medio de:

$$\Delta t_{s_1} = a_{f_0} + a_{f_1}(t_{s_1} - t_{oc}) + a_{f_2}(t_{s_1} - t_{oc})^2 + \Delta t_{R} \text{ [s]}$$

donde:

- a_{f_0} = primer coeficiente del polinomio de corrección de la base de tiempo del satélite debido al error de fase de la señal producida por el generador de la frecuencia de referencia ($f_0 = 10.23$ [MHz]) [s]
- a_{f_1} = segundo coeficiente del polinomio de corrección de la base de tiempo del satélite debido al error en la frecuencia de la señal producida por el generador de la frecuencia de referencia f_0 [-]
- a_{f_2} = tercer coeficiente del polinomio de corrección de la base de tiempo del satélite debido a la relación de cambio del error en la frecuencia de la señal producida por el generador de la frecuencia f_0 [s^{-1}]
- t_{oc} = tiempo de referencia necesario para estimar la corrección de la base de tiempo del satélite [s]
- Δt_{R} = desviación del factor de corrección de la base de tiempo debida al efecto relativista [s]

En la siguiente tabla se mencionan los "bits" del primer subcuadro empleados para representar los valores numéricos de los parámetros utilizados en el cálculo del factor de corrección de la base de tiempo del satélite (Δt_{s_1})

Parámetro	"bits" utilizados	Palabra Digital	Cantidad de "bits"	Factor de escala
t_{oc}	9-24	8*	16	2^{-1}
a_{f_1}	1-8	9*	8	2^{-1}
a_{f_2}	9-24	9*	16	2^{-11}
a_{f_3}	1-22	10*	22	2^{-11}

NOTAS:

El valor de los coeficientes a_{f_1} , a_{f_2} , y a_{f_3} , está en complemento a dos, utilizando los "bits" más significativos para representar su signo y los menos significativos para indicar el factor de escala.

El tiempo de referencia t_{oc} , necesario para estimar la corrección de la base de tiempo del satélite presenta un intervalo efectivo de 604,784 [s] (el cual es el intervalo máximo que se puede alcanzar con la asignación de sus elementos binarios y su factor de escala). Si $t_{s_1} < t_{oc}$, $\pm 604,784$ [s], entonces se le resta el valor 604,784 [s] y, en caso de que $t_{s_1} - t_{oc} > 0$ [s], se le suma 604,784 [s].

Para estimar la variación en el factor de corrección de la base de tiempo del satélite debida al efecto relativista, el receptor del usuario debe aplicar la siguiente ecuación de primer orden para un sistema de referencia geocéntrico inercial (ECI)

$$\Delta t_r = F e \sqrt{a} \operatorname{sen}(E_s) \quad [s]$$

donde:

$$F = -2\sqrt{\mu}/c^2 = -4.442807633 \cdot 10^{-10} \quad [s/m^2]$$

$$\mu = 3.986005 \cdot 10^{14} \quad [m^3/s^2] \quad (\text{parámetro gravitacional universal terrestre})$$

$$c = 2.99792458 \cdot 10^8 \quad [m/s] \quad (\text{velocidad de las ondas electromagnéticas})$$

$$e = \text{excentricidad de la órbita del satélite} \quad [-]$$

$$a = \text{semieje mayor de la órbita del satélite} \quad [m]$$

$$E_s = \text{anomalía excéntrica de la órbita del satélite} \quad [-]$$

□ Estimación del Retardo Ionosférico de Grupo Diferencial (Δt_{ion})

Algunas palabras digitales del primer subcuadro de la señal de enlace de datos de navegación, contienen una serie de parámetros claves para efectuar correcciones aproximadas del retardo ionosférico de grupo, para usuarios con receptores que no puedan recibir ambas frecuencias, $f_{L1} = 1575.42$ [MHz] y $f_{L2} = 1227.60$ [MHz]

Los receptores que sólo reciben las señales de los satélites modulando alguna de las dos frecuencias portadoras, utilizan un parámetro transmitido por cada satélite, (T_{GD}), para modificar el factor de corrección de la base de tiempo de los satélites (Δt_s), considerando el retardo diferencial debido al efecto ionosférico de grupo en ambas señales. En la siguiente tabla se mencionan los "bits" del primer subcuadro empleados para representar el valor numérico del parámetro T_{GD} .

Parámetro	"bits" utilizados	Palabra Digital	Cantidad de "bits"	Factor de escala
T_{GD}	17-24	7*	8	2^{-31}

NOTA:

El valor del parámetro T_{GD} , está en complemento a dos, donde los "bits" más significativos representan su signo y los menos significativos indican su factor de escala.

Las ecuaciones que se utilizan para determinar la modificación del factor de corrección de la base de tiempo del satélite $(\Delta t_s)_{L_1}$, según la frecuencia portadora que capta el receptor, son las siguientes:

$$(\Delta t_s)_{L_1} - \Delta t_s - T_{GD} \quad [s] \quad \cdot \quad (\Delta t_s)_{L_2} - \Delta t_s - \Gamma T_{GD} \quad [s]$$

donde:

$$\Gamma \cdot (f_{L_1}/f_{L_2})^2 = (154 f_o/120 f_o)^2 \cdot (77/60)^2 \approx 1.6469444... \quad [-]$$

El valor del retardo diferencial debido al efecto ionosférico de grupo $(\Delta \tau_{ion})$ que se presenta en la transmisión de las señales portadoras L_1 y L_2 del satélite, se determina basándose en una medición indirecta de la diferencia entre el retardo de grupo total que se presenta en la señal L_2 (τ_{L_2}) menos el retardo de grupo total de la señal L_1 (τ_{L_1}). Esta medición se realiza momentos previos al lanzamiento del satélite.

La relación entre el valor del parámetro de corrección T_{GD} y el retardo ionosférico de grupo diferencial del satélite $\Delta \tau_{ion}$ que se presenta en la transmisión de sus señales portadoras L_1 y L_2 , puede calcularse mediante la expresión:

$$T_{GD} = \Delta \tau_{ion}/(\Gamma - 1) \quad (\tau_{L_2} - \tau_{L_1})/(\Gamma - 1) \quad [s]$$

De lo anterior se deduce que, la relación entre el valor del parámetro de corrección T_{GD} y los retardos ionosféricos de grupo, τ_{L_1} y τ_{L_2} , de las señales L_1 y L_2 , puede obtenerse mediante las expresiones:

$$T_{GD} + \tau_{L_1} = \tau_{ion} \quad [s] \quad \cdot \quad \tau_{L_2} + \Gamma T_{GD} \quad [s]$$

Anteriormente se comentó que los retardos ionosféricos de grupo, τ_{L_1} y τ_{L_2} , para las señales L_1 y L_2 , presentan una variación inversamente proporcional al cuadrado de su frecuencia, que puede ser expresada mediante las ecuaciones:

$$\tau_{L_1} = k \cdot \left(\frac{2\pi}{\omega_{e_1}} \right)^2 = \frac{k}{f_{L_1}^2} \quad [s] \quad \cdot \quad \tau_{L_2} = k \cdot \left(\frac{2\pi}{\omega_{e_2}} \right)^2 = \frac{k}{f_{L_2}^2} \quad [s]$$

donde:

$$\begin{aligned} \omega_{e_1} &= \text{frecuencia de la señal } L_1, \quad \omega_{e_1} = 2\pi f_{L_1} \quad [\text{rad/s}] ; & f_{L_1} &= 1575.42 \quad [\text{MHz}] \\ \omega_{e_2} &= \text{frecuencia de la señal } L_2, \quad \omega_{e_2} = 2\pi f_{L_2} \quad [\text{rad/s}] ; & f_{L_2} &= 1227.60 \quad [\text{MHz}] \end{aligned}$$

□ Contador del Número de Semanas GPS

El parámetro (**WN**) se utiliza para contar el número de semanas que han transcurrido desde el tiempo cero del sistema **GPS** y se emplea en el algoritmo que calcula el factor de corrección del tiempo **GPS** con respecto al Tiempo Universal Coordinado (**UTC**), con los datos del cuarto subcuadro en la página 18. Para representar el parámetro **WN** se utilizan los siguientes dígitos binarios.

Parámetro	"Bits"	Palabra Digital	Subcuadro
WN	1 ~ 10	3*	1°

Los siguientes "bits" indican cual de las dos señales telemétricas de expansión espectral del sistema (el código **C/A** o el código **P**) está modulando a la señal portadora **L₂** y el estado de operación de las señales que está transmitiendo el satélite

"Bits"	Palabra Digital	Subcuadro	Observaciones
11 y 12	3*	1°	Código C/A o código P modulando a la señal L₂
17 ~ 22	3*	1°	Estado de operación de las señales del satélite

Por medio de cuatro dígitos binarios, los satélites proporcionan un número entre los valores de 0 a 15. Este valor corresponde al índice de la precisión de la pseudo-distancia que puede ser estimada por el usuario, denotado por **I_{URA}**. Mediante éste, los usuarios sin autorización del gobierno estadounidense para obtener el acceso a la máxima precisión del sistema **GPS**, pueden predecir la exactitud en la estimación de la posición de los vehículos espaciales (**SVA** Space Vehicle Accuracy), la pseudo-distancia que los separan de éstos y, por tanto, la precisión en el cálculo de la posición de su receptor. En la siguiente tabla se muestran los "bits" que expresan el índice del intervalo de precisión del usuario (**I_{URA}**) relacionado con la exactitud proporcionada por el satélite para la estimación de la posición del vehículo espacial (**SVA**)

"Bits"	Palabra Digital	Subcuadro	Valor lógico de "bits"	I_{URA} [°]	SVA [m]
13 ~ 16	3*	1°	0 0 0 0	0	0.00-2.40
			0 0 0 1	1	2.40-3.40
			0 0 1 0	2	3.40-4.85
			0 0 1 1	3	4.85-6.85
			0 1 0 0	4	6.85-9.65
			0 1 0 1	5	9.65-13.65
			0 1 1 0	6	13.65-24.0
			0 1 1 1	7	24.0-48.0
			1 0 0 0	8	48.0-96.0
			1 0 0 1	9	96.0-192.0
			1 0 1 0	10	192.0-384.0
			1 0 1 1	11	384.0-768.0
			1 1 0 0	12	768.0-1536.0
			1 1 0 1	13	1536.0-3072.0
			1 1 1 0	14	3072.0-6144.0
1 1 1 1	15	~6144.0			

Los receptores del sistema GPS detectan cualquier cambio en los parámetros del factor de corrección de la base de tiempo del satélite (Δt_s) mediante la información proporcionada por un grupo de 10 dígitos binarios del primer subcuadro, formado por los "bits" que se muestran en la siguiente tabla

"Bits"	Palabra Digital	Subcuadro
23 - 24	3 ^a	1 ^a
1 - 8	8 ^a	1 ^a

Cuando los receptores detectan un cambio en estos "bits", se disponen a actualizar el valor de dichos parámetros, utilizándolos para determinar el nuevo valor del factor de corrección de la base de tiempo del vehículo espacial que están captando

3. Segundo y Tercer Subcuadros del Enlace de Datos

En el segundo y tercer subcuadro de la señal de mensaje de navegación $d_s(t)$ de cada satélite se encuentra el bloque de datos II, el cual provee de 375 elementos binarios de información, de los cuales 358 proporcionan el valor de 16 parámetros de datos de efemérides necesarios para desarrollar un modelo que contempla las modificaciones en la trayectoria de la órbita elíptica ideal descrita por el satélite.

□ Parámetros de Efemérides de los Satélites del Sistema GPS

Los datos de los 16 parámetros de efemérides proporcionan algunos términos de corrección para considerar las perturbaciones que sufre la órbita del satélite, describiéndola en intervalos cortos de tiempo. Normalmente un receptor del sistema GPS, reúne las nuevas efemérides de cada satélite, que son actualizados periódicamente en intervalos de 4 [horas], para proporcionar un mejor ajuste de la órbita actual del vehículo espacial, aunque se pueden emplear datos que no han sido modificados por más de cuatro horas, sin presentarse un error significativo en la estimación de la posición del satélite

Para cada instante del periodo de la órbita descrita por los satélites, el receptor puede estimar la posición de éstos al introducir el valor numérico del conjunto de parámetros de efemérides en un algoritmo matemático, que incluye los procedimientos para calcular el modelo modificado de las ecuaciones de Kepler que ya se explicaron.

Los receptores GPS comparan la información proporcionada por los dígitos binarios que se muestran en la siguiente tabla. Si éstos no coinciden, los receptores asumen que ha ocurrido una actualización de los parámetros de efemérides y del factor de corrección de la base de tiempo del satélite (Δt_s), por lo que deben reunirlos para calcular la nueva posición de los satélites que están captando.

"Bits"	Palabra Digital	Subcuadro
23 - 24	3 ^a	1 ^a
1 - 8	8 ^a	1 ^a
1 - 8	3 ^a	2 ^a
1 - 8	10 ^a	3 ^a

El "bit" 17 de la décima palabra en el segundo subcuadro es un indicador del intervalo de ajuste en la órbita del vehículo espacial a través de los datos de efemérides. Si este dígito binario presenta un nivel lógico alto, esto indica que la Etapa de Control del sistema GPS ha utilizado un ajuste de mínimos cuadrados con un periodo de 4 [horas] y si presenta un nivel lógico bajo implica que se ha utilizado un intervalo de ajuste de 6 [horas]. Para el intervalo de ajuste de 4 [horas], los datos contribuyen con una predicción de las efemérides con una variación menor de 0.35 [m], mientras que con un intervalo de 6 [horas], se tiene un error menor a 1.5 [m]. Ahora se resume la distribución de los "bits" de los parámetros de efemérides.

Parámetro	"bits" utilizados	Palabra Digital	Subcuadro	Cantidad de "bits"	Factor de escala
C_{rx}	9-24	3 ^a	2 ^a	16	2 ¹
Δn	1-16	4 ^a	2 ^a	16	2 ²³
M_0	17-24 y 1-24	4 ^a y 5 ^a	2 ^a	32	2 ¹¹
C_{sc}	1-16	6 ^a	2 ^a	16	2 ²⁰
e	17-24 y 1-24	6 ^a y 7 ^a	2 ^a	32	2 ³³
C_{up}	1-16	8 ^a	2 ^a	16	2 ²⁵
$(a)^{31}$	17-24 y 1-24	8 ^a y 9 ^a	2 ^a	32	2 ³¹
t_{oe}	1-16	10 ^a	2 ^a	16	2 ⁴
C_k	1-16	3 ^a	3 ^{er}	16	2 ²⁰
Ω_B	17-24 y 1-24	3 ^a y 4 ^a	3 ^{er}	32	2 ³¹
C_{ls}	1-16	5 ^a	3 ^{er}	16	2 ²³
f_0	17-24 y 1-24	5 ^a y 6 ^a	3 ^{er}	32	2 ³¹
C_{rc}	1-16	7 ^a	3 ^{er}	16	2 ⁵
ω	17-24 y 1-24	7 ^a y 8 ^a	3 ^{er}	32	2 ³¹
Ω	1-24	9 ^a	3 ^{er}	24	2 ⁴³
i	9-22	10 ^a	3 ^{er}	14	2 ²³

Los parámetros de efemérides involucrados en la estimación la posición de cada satélite del sistema GPS, son los siguientes:

- C_{ro}, C_{ra} = términos de corrección armónica del radio orbital [m]
- C_{ue}, C_{ua} = términos de corrección armónica del argumento de latitud [sc]
- C_{ie}, C_{ia} = términos de corrección armónica de la inclinación [sc]
- Δn = variación en el movimiento angular promedio [sc]
- M_0 = anomalía promedio en el tiempo de referencia [sc]
- e = excentricidad de la órbita descrita por el satélite [-]
- $(a)^{1/2}$ = raíz cuadrada del semieje mayor de la órbita descrita por el satélite [m^{1/2}]
- t_{oe} = tiempo de referencia para los datos de efemérides [s]
- Ω_0 = longitud del nodo ascendente del plano orbital en el tiempo t_{oe} [sc]
- i_0 = ángulo de inclinación en el tiempo de referencia [sc]
- ω = argumento de perigeo [sc]
- $\dot{\Omega}$ = factor de cambio de la ascensión recta respecto al tiempo [sc/s]
- \dot{i} = factor de cambio del ángulo de inclinación respecto al tiempo [sc/s]

A excepción de la excentricidad de la órbita del satélite (e), el tiempo de referencia de efemérides (t_{oe}) y la raíz cuadrada del semieje mayor de la órbita descrita por el satélite ($(a)^{1/2}$), los demás parámetros orbitales están en complemento a dos, utilizando los "bits" más significativos para indicar su signo y los menos significativos para su factor de escala.

El valor del intervalo efectivo de la excentricidad de la órbita del satélite (e) es de 0.03 [-], mientras que el tiempo de referencia de efemérides (t_{oe}) alcanza el valor máximo de 604,784 [s]. Si $t_e = t_i - t_{oe} > 604,784$ [s], entonces a t_e se le deben restar 604,784 [s], pero si $t_e = t_i - t_{oe} < 0$ [s], a t_e se le deben sumar 604,784 [s].

NOTA:

La unidad [sc] se refiere a un semiciclo, es decir: 1 [sc] = 180° = π [rad].

4. Cuarto y Quinto Subcuadros del Enlace de Datos

El cuarto y quinto subcuadros de cada uno de los 25 cuadros o páginas que constituyen el mensaje completo del enlace de datos de navegación de un satélite, proporcionan varios parámetros de todos los vehículos espaciales del sistema **GPS**. Estos parámetros se encuentran agrupados en diferentes palabras digitales, presentes en diferentes cuadros del grupo completo de 25 páginas (125 subcuadros) del mensaje de navegación enviado por cada satélite.

Parámetros de Almanaque de los Satélites del Sistema GPS

El cuarto subcuadro de las páginas 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9 y 10, así como el quinto subcuadro de los 24 primeros cuadros, se emplean para transmitir diferentes páginas de datos orbitales de menor exactitud (almanaques rotatorios de los satélites). Empleando esta cantidad de páginas, se contempla la posibilidad de utilizar como un máximo de 32 vehículos espaciales en la constelación de la Etapa Espacial del Sistema de Localización Global (**GPS**).

Los almanaques corresponden a un sumario de 10 parámetros orbitales de todos y cada uno de los satélites del sistema **GPS**, cuyos datos representan valores aproximados, truncados y de menor exactitud, de algunos de los 16 parámetros de efemérides que son necesarios para calcular las órbitas descritas por los satélites y el valor de los coeficientes utilizados para determinar el factor de corrección de sus bases de tiempo.

Los datos de almanaque tienen una vigencia más extensa, en algunas ocasiones pueden ser utilizados hasta por meses. Para recibir el conjunto completo de datos de almanaque enviados por alguno de los satélites en particular, se requiere por lo menos de un tiempo de adquisición igual a la duración de los 25 cuadros del enlace de datos de navegación, esto es $T_a = 12.5$ [min]

En los cuadros designados para la información de almanaques de los satélites que en ese momento no se encuentren activos, se envía una secuencia alternante de niveles lógicos bajos y altos, la cual auxilia al receptor a mantener la sincronía.

La capacidad de captar los datos de los almanaques actualizados ayuda a los receptores del sistema **GPS** a operar con mayor rapidez, reduciendo el tiempo de adquisición de las señales provenientes de los satélites que se encuentren dentro del alcance del patrón de recepción de sus antenas.

La siguiente tabla muestra la distribución de los datos de almanaque de los satélites en el cuarto y quinto subcuadros, dependiendo de la página del enlace de datos de navegación:

Página	4° Subcuadro	Página	5° Subcuadro
2-5 7-10	Datos de almanaque de los satélites (25-32)	1-24	Datos de almanaque de los satélites: (1-24)
18	Correcciones para el modelo matemático del retardo ionosférico Referencia del Tiempo Universal Coordinado (UTC)		
25	Indicador de autenticidad de los satélites Configuración de los 32 satélites. Estado de operación de los satélites. (25-32)	25	Estado de operación de los satélites. (1-24) Tiempo de referencia de almanaque Referencia del número de semana
1, 6 11-17 19-24	Mensajes especiales y reservados		

Para realizar una estimación de la posición de cada satélite en la constelación, el receptor utiliza los datos orbitales aproximados (almanaques) para desarrollar los cálculos necesarios con un algoritmo matemático similar al empleado con los valores de los parámetros de efemérides. Esta estimación es de menor precisión debido a que sólo se envían 10 parámetros orbitales de todos los satélites para efectuar los cálculos.

En los parámetros de almanaque no se contemplan algunas de las correcciones que se hacen al modelo matemático que describe la órbita elíptica ideal predicha por las ecuaciones de Kepler, tales como los términos de corrección armónica orbital. Estos factores de corrección normalmente se igualan a cero, mientras que para calcular el valor del ángulo de inclinación (i_0), se parte de un valor nominal implícito (i_0) de 0.3 [sc] (54°), al cual se le suma el factor de corrección del ángulo de inclinación proporcionado por el parámetro de almanaque (δi) transmitido por cada satélite.

La tabla muestra la distribución de los parámetros de almanaque necesarios para estimar la posición y las correcciones de las bases de tiempo de los satélites:

Parámetro	"bits" empleados	Palabras Digitales	Subcuadros	Páginas	Cantidad de "bits"	Factor de Escala
e	9-24	3 ^a	5 ^o	1-24		
		5 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	16	2 ²¹
t_{oa}	1-8	4 ^a	5 ^o	1-24		
		4 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	8	2 ¹²
δi	9-24	4 ^a	5 ^o	1-24		
		4 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	16	2 ¹⁹
$\dot{\Omega}$	1-16	5 ^a	5 ^o	1-24		
		5 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	16	2 ¹⁶
$(a)^{1/2}$	1-24	6 ^a	5 ^o	1-24		
		6 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	24	2 ¹¹
Ω_0	1-24	7 ^a	5 ^o	1-24		
		7 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	24	2 ¹¹
ω	1-24	8 ^a	5 ^o	1-24		
		8 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	24	2 ²¹
M_0	1-24	9 ^a	5 ^o	1-24		
		9 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	24	2 ²¹
$a_{1/2}$	1-8	10 ^a	5 ^o	1-24		
	17-19	10 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	11	2 ¹⁰
$a_{1/1}$	9-16	10 ^a	5 ^o	1-24		
	20-22	10 ^a	4 ^o	2-5 / 7-10	11	2 ¹⁶

donde:

- e = excentricidad de la órbita descrita por el satélite [-]
- $(a)^{1/2}$ = raíz cuadrada del semieje mayor de la órbita del satélite [m]
- t_{oa} = tiempo de referencia para los datos de almanaque [s]
- Ω_0 = ascensión recta en el tiempo de referencia (t_{oa}) [sc]
- i_0 = ángulo de inclinación en el tiempo de referencia (t_{oa}): $i_0 = i_n + \delta i$ [sc]
- ω = argumento de perigeo [sc]
- $\dot{\Omega}$ = factor de cambio angular de la ascensión recta respecto al tiempo [sc/s]
- δi = factor de corrección del ángulo de inclinación orbital [sc]
- M_0 = anomalía promedio en el tiempo de referencia de almanaque [sc]
- $a_{1/2}$ = primer coeficiente del polinomio de corrección de la base de tiempo de los satélites debido al error de fase de la señal de referencia [s]
- $a_{1/1}$ = segundo coeficiente del polinomio de corrección de la base de tiempo de los satélites producido por errores en la frecuencia de referencia [-]

NOTA:

A excepción del tiempo de referencia de almanaque (t_{oa}), la raíz cuadrada del semieje mayor de la órbita del satélite ($(a)^{1/2}$) y la excentricidad (e), el valor de los parámetros de almanaque restantes, está dado en complemento a dos, utilizando los elementos binarios más significativos para representar su signo y los menos significativos para indicar el factor de escala. El tiempo de referencia de almanaque (t_{oa}) tiene un intervalo efectivo de 602.112 [s], el cual indica el valor máximo de este parámetro producido por el factor de escala y la posición de los "bits".

Los parámetros de almanaque, a_{j_2} y a_{j_1} , se utilizan para determinar el factor de corrección de la base de tiempo de cada uno de los satélites (Δt_{j_1}), sustituyendo el valor de dichos parámetros en un polinomio de primer orden que está en función del tiempo de transmisión de cada vehículo espacial (t_{j_1}), dado por la expresión

$$\Delta t_{j_1} = a_{j_2} \cdot a_{j_1} t_{j_1} \quad [s]$$

Este polinomio proporciona valores truncados (de menor exactitud) del factor de corrección de la base de tiempo calculado con los parámetros de efemérides enviados por cada satélite (Δt_{j_1}) y del tiempo corregido del satélite (t_{j_1}), mediante

$$t_{j_1} = t_{j_1} - \Delta t_{j_1} \quad [s]$$

donde

t_{j_1} = tiempo de transmisión del mensaje del satélite dado por la cuenta de la palabra digital de transferencia (HOW) de los subcuadros [s]

La siguiente tabla resume algunas funciones de los demás "bits" del cuarto y quinto subcuadros del mensaje de navegación

"bits" empleados	Cantidad de "bits"	Palabra Digital	Subcuadro	Páginas	Observaciones
1 y 2	2	3*	4° y 5°	1 - 25	Identificador de datos
3 - 8	6	3*	4° y 5°	1 - 25	Identificador del satélite
17 - 19	8	5*	4°	2 - 5 / 7 - 10	Estado de operación de los datos de los satélites
			5°	1 - 24	
20 - 24	8	5*	4°	2 - 5 / 7 - 10	Estado de operación general de las señales de los satélites
			5°	1 - 24	
1 - 24	24	4*	5°	25	Recopilación de los estados de operación de los 24 primeros satélites (1-24), asignándoles 6 "bits" a cada uno de ellos (4 en cada palabra digital)
1 - 24	24	5*			
1 - 24	24	6*			
1 - 24	24	7*			
1 - 24	24	8*			
1 - 24	24	9*			
19 - 24	6	8*	4°	25	Recopilación de los estados de operación de los 8 satélites restantes (25-32), asignando a cada uno 6 "bits"
1 - 24	24	9*			
1 - 18	18	10*			
9 - 24	16	3*	4°	25	Información sobre la configuración y el identificador (A-S) o de autenticidad de las señales de cada uno de los satélites, se asignan 4 "bits" a cada vehículo espacial
1 - 24	24	4*			
1 - 24	24	5*			
1 - 24	24	6*			
1 - 24	24	7*			
1 - 16	16	8*			

□ Estimación del Retardo Ionosférico de Grupo (τ_{ion})

En el cuarto subcuadro del cuadro 18 del enlace de datos de navegación, se incluye una serie de 8 parámetros de 8 "bits" cada uno. El valor de cada uno de éstos, se emplea como coeficiente para el modelo matemático ionosférico que es utilizado por el receptor para aproximar el retardo en el tiempo de las señales debido a los efectos ionosféricos en cualquier punto o instante de tiempo.

En la siguiente tabla se muestra la distribución de los ocho parámetros (α_n y β_n) en los "bits" del cuarto subcuadro de la página 18, utilizados como coeficientes en las ecuaciones cúbicas que calculan la amplitud del retardo vertical y el periodo del modelo matemático que describe los efectos ionosféricos sobre la propagación de las señales emitidas por los satélites

Parámetro	"bits" utilizados	Cantidad de "bits"	Palabra Digital	Subcuadro	Página	Factor de escala	Unidades
α_0	9-16	8	3*	4°	18	2^{10}	[s]
α_1	17-24	8	3*	4°	18	2^{-27}	[s/sc]
α_2	1-8	8	4*	4°	18	2^{-24}	[s/sc ²]
α_3	9-16	8	4*	4°	18	2^{-24}	[s/sc ³]
β_0	17-24	8	4*	4°	18	2^{11}	[s]
β_1	1-8	8	5*	4°	18	2^{-4}	[s/sc]
β_2	9-16	8	5*	4°	18	2^{14}	[s/sc ²]
β_3	17-24	8	5*	4°	18	2^{16}	[s/sc ³]

NOTA:

El valor de estos parámetros está en complemento a dos, indicando su signo con los "bits" más significativos y el factor de escala con los menos significativos.

Los usuarios con receptores que sólo pueden captar una de las frecuencias portadoras, pueden recurrir al empleo de un modelo matemático que proporciona una aproximación del factor de corrección en el tiempo de propagación de las señales para reducir el retardo en el tiempo debido a los efectos ionosféricos. Estos efectos introducen un error en la determinación del tiempo de propagación de las señales, que se traduce en un error en la estimación de la posición del receptor.

El valor del retardo ionosférico de grupo depende de varios factores tales como la hora del día, los ángulos de elevación y azimut de los satélites, el factor de oblicuidad, la latitud geo-magnética, la longitud y latitud geodésicas del usuario y la proyección sobre la superficie terrestre del punto de intersección de la línea de vista entre el receptor y el satélite sobre la ionosfera (su altura promedio es $h_{ion} = 350$ [km]), entre otros factores. El retardo ionosférico puede fluctuar entre 5 y 300 [ns].

El retardo ionosférico de grupo para la señal portadora L_1 , denotado por $\tau_{ion} = \tau_{L_1}$, se determina a partir de los siguientes datos:

$$\begin{aligned} \phi &= \text{latitud geodésica del usuario} \quad [\text{sc}] \\ \lambda &= \text{longitud geodésica del usuario} \quad [\text{sc}] \\ \phi_E &= \text{ángulo de elevación del satélite} \quad [\text{sc}] \\ \theta_A &= \text{ángulo de azimut del satélite} \quad [\text{sc}] \end{aligned}$$

Estos datos se sustituyen en el siguiente modelo matemático para calcular el retardo ionosférico de grupo (τ_{ion}) asociado a la señal portadora L_1 , que se obtiene mediante la siguiente serie de ecuaciones:

$$\tau_{ion} = \begin{cases} F \cdot 5.0 \cdot 10^9 + A_{ion} \cos(\psi) & [\text{s}] ; \quad \text{para } \psi < \pi/2 \quad [\text{rad}] \text{ (día)} \\ F \cdot 5.0 \cdot 10^9 & [\text{s}] ; \quad \text{para } \psi \geq \pi/2 \quad [\text{rad}] \text{ (noche)} \end{cases}$$

donde:

F = factor de oblicuidad, dado por:

$$F = 1.0 + 16(0.53 - \phi_E) \quad [-]$$

ψ = valor de fase y está dado por:

$$\psi = 2\pi \frac{(\tau_u - 50,400)}{T_{ion}} \quad [\text{rad}]$$

τ_u = tiempo local del usuario y se calcula mediante:

$$\tau_u = 4.32 \cdot 10^4 \lambda_r - t_s, \quad [\text{s}] \quad 0 < \tau_u < 86,400 \quad [\text{s}]$$

A_{ion} = amplitud del retardo vertical dado por:

$$A_{ion} = \begin{cases} \sum_{n=0}^3 \alpha_n \cdot \phi_m^n & ; \quad \text{para } A_{ion} > 0 \\ \text{si } A_{ion} < 0, & \text{entonces se fija } A_{ion} = 0 \end{cases} \quad [\text{s}]$$

T_{ion} = periodo del retardo ionosférico y se calcula mediante:

$$T_{ion} = \begin{cases} \sum_{n=0}^3 \beta_n \cdot \phi_m^n & ; \quad \text{para } T_{ion} > 72,000 \\ \text{si } T_{ion} < 72,000, & \text{entonces se fija } T_{ion} = 72,000 \end{cases} \quad [\text{s}]$$

ϕ_m = latitud geo-magnética de la proyección sobre la superficie terrestre del punto de intersección de la línea de vista entre el receptor y el satélite sobre la ionosfera, y se obtiene con la ecuación:

$$\phi_m = \alpha_i + 0.064 \cos(\lambda_i - 1.671) \quad [\text{sc}]$$

ϕ_i = latitud geodésica de la proyección sobre la superficie terrestre del punto de intersección de la línea de vista entre el receptor y el satélite sobre la ionosfera, y se calcula por medio de:

$$\phi_i = \begin{cases} \phi + \Phi \cos(\theta_A) & 0.416 \leq \phi_i \leq 0.416 \\ \text{Si } \phi_i > 0.416, \text{ entonces } \phi_i = 0.416 \\ \text{Si } \phi_i < -0.416, \text{ entonces } \phi_i = -0.416 \end{cases} \quad [\text{sc}]$$

λ_i = longitud geodésica de la proyección sobre la superficie terrestre del punto de intersección de la línea de vista entre el receptor y el satélite sobre la ionosfera, y se obtiene mediante:

$$\lambda_i = \lambda + \frac{\Phi \sin(\theta_A)}{\phi_i} \quad [\text{sc}]$$

Φ = ángulo central terrestre entre el usuario y la proyección sobre la superficie terrestre del punto de intersección de la línea de vista entre el receptor y el satélite sobre la ionosfera, y está dado por

$$\Phi = \frac{0.0137}{\phi_E + 0.11} - 0.022 \quad [\text{sc}]$$

Los receptores de una sola frecuencia portadora también pueden corregir el retardo de tiempo debido a efectos ionosféricos, empleando el parámetro proporcionado por el primer subcuadro (T_{ion}) el cual, como ya antes se explicó, es utilizado para determinar el retardo ionosférico de grupo diferencial entre ambas señales portadoras.

Ajuste del Tiempo GPS respecto al Tiempo Universal Coordinado (UTC)

Cada satélite envía la desviación o desajuste de su reloj de sincronía del sistema GPS respecto al Tiempo Universal Coordinado o UTC (Universal Coordinated Time). Esta corrección puede ser empleada por el receptor para ajustar su base de tiempo con respecto al tiempo UTC dentro de una diferencia de 100 [ns]

La siguiente tabla muestra la distribución de ocho parámetros (en el cuarto subcuadro de la página 18) utilizados para determinar el factor de corrección para la translación del tiempo GPS transmitido por el satélite al tiempo UTC.

Parámetro	"bits" utilizados	Página Digital	Cantidad de "bits"	Factor de escala	Unidades
A_0	1-24 y 1-8	7* y 8*	32	2	[s]
A_1	1-24	6*	24	2 ^{sr}	[s]
Δt_{LS}	1-8	9*	8	1	[s]
t_{or}	9-16	8*	8	2 ^{sr}	[s]
WN_i	17-24	8*	8	1	[semanas]
WN_{LSF}	9-16	9*	8	1	[semanas]
DN	17-24	9*	8	1	[días]
Δt_{LSF}	1-8	10*	8	1	[s]

NOTA:

El valor de estos parámetros, a excepción del tiempo de referencia (t_{or}), la cuenta de la semana de referencia del tiempo UTC (WN_i) están en complemento a dos, indicando su signo con los "bits" más significativos y el factor de escala con los menos significativos.

El intervalo efectivo del tiempo de referencia (t_{or}) es de 602.112 [s] y el del contador de días (DN) es de 7 [días].

El algoritmo para convertir el tiempo GPS al tiempo UTC es:

$$t_{UTC} = (t_e - \Delta t_{UTC}) [s] - \Delta t_{UTC} = \Delta t_{LS} + A_0 + A_1(t_e - t_{or} + 604,800(WN - WN_i)) [s]$$

donde:

t_e = tiempo estimado por el receptor del usuario a través del factor de corrección de la base de tiempo del satélite, desarrollada con los parámetros del primer subcuadro, el factor de corrección del retardo en el tiempo debido a los efectos ionosféricos, troposféricos, relativistas, [s]

WN = parámetro de la cuenta del número de semana desarrollada con los "bits" de la tercera palabra digital en el primer subcuadro [semanas]

El tiempo GPS transmitido por los satélites es producido por patrones de tiempo atómicos. Al enviar este tiempo de referencia, los satélites no transmiten la cuenta de segundos porque la introducción de esta cuenta dificulta la sincronización con respecto al periodo de la subsecuencia $X_i(t)$ del Código de Precisión. Para obtener la información sobre incrementos de tiempo en el orden de los segundos, se utilizan los datos de los demás parámetros, tales como: Δt_{LS} , Δt_{LSF} y las cuentas del número de la semana (WN_{LSF}) y del día (DN) en el cual ha ocurrido este incremento.

Los dígitos binarios restantes en las palabras digitales del cuarto y quinto subcuadros de diferentes páginas, son "bits" reservados y algunos otros se utilizan como indicadores de estado o desempeñan funciones especiales.

RECEPTOR DEL SISTEMA GPS

III.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realiza una descripción detallada de las características, componentes y dispositivos electrónicos externos e internos que, en su conjunto, conforman al receptor del Sistema de Localización Global (GPS) diseñado por la compañía GEC Plessey Semiconductors. Este receptor, se puede utilizar para desarrollar una amplia gama de las aplicaciones del sistema GPS.

Algunos usuarios del sistema GPS pueden utilizar este receptor para detectar las señales transmitidas por los satélites que permiten el desarrollo de las aplicaciones relacionadas con los sistemas de navegación. Para este tipo de aplicaciones, el receptor debe incluir los siguientes módulos principales.

- ANTENA
- PREAMPLIFICADOR
- MÓDULO DE RECEPCIÓN DE SEÑALES DE RADIOFRECUENCIA
- MÓDULO DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

Otros usuarios pueden utilizar este receptor para captar los datos que permiten el desarrollo de las aplicaciones que requieren de bases de tiempo y/o patrones de frecuencia de alta precisión, por lo que se puede prescindir de algunos de los módulos antes citados

Existen además usuarios que, por medio de dos receptores sincronizados entre sí, pueden medir la diferencia de fase entre las señales emitidas por los satélites que ambos están captando, con el fin de determinar su ubicación geográfica, al desarrollar las aplicaciones de reconocimiento diferencial del sistema GPS (DGPS).

A continuación se muestra un diagrama de bloques que representa, en forma simplificada, al receptor del sistema GPS y en secciones posteriores del capítulo se realiza una descripción detallada de cada uno de los módulos que lo conforman.

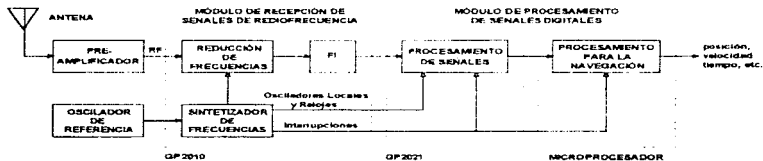


Diagrama de bloques de un receptor GPS

NOTA:

Durante el análisis que se realiza en este capítulo, se hace referencia a varias etapas, circuitos y componentes externos del receptor GPS por lo que, si se desea observar la disposición que éstos presentan, se sugiere referirse a las hojas anexas al final del capítulo que muestran los diagramas esquemáticos de cada uno de los módulos que conforman al receptor diseñado por la compañía GEC Plessey Semiconductors.

III.2 ANTENA

Dependiendo de los requerimientos de desempeño de la antena, ésta puede estar formada por uno o más elementos. Sus principales funciones son:

1. Acoplar la impedancia de la línea de transmisión que la conecta a la entrada del receptor (z_r) con la impedancia del espacio libre (z_0)
2. Captar y concentrar la densidad superficial de potencia de las señales electromagnéticas transmitidas por los satélites del sistema GPS ($\Phi_e(r)$) y convertirlas en señales de voltaje para que el receptor las pueda detectar.

En seguida, se detallan algunos de los requisitos que debe satisfacer la antena del receptor GPS, así como sus principales parámetros característicos.

- *Ganancia* contra los ángulos de azimut y elevación

Los requerimientos de *ganancia* están en función de las necesidades de visibilidad de los satélites y del rechazo a señales de trayectorias múltiples y de interferencia. La antena debe presentar una *ganancia* prácticamente uniforme para las señales de los satélites ubicados en su entorno (ángulo de azimut $360^\circ \pm 0^\circ$) y por encima de un ángulo de elevación especificado ($\phi_E \sim 10^\circ$), pero al mismo tiempo presentar un nivel alto de atenuación a las señales de multi-trayectoria y de interferencia que se presentan normalmente a bajos ángulos de elevación ($\phi_E < 10^\circ$).

- Rechazo a señales de trayectorias múltiples y de interferencia

La antena debe ser capaz de rechazar o limitar la recepción tanto de las señales de trayectorias múltiples así como de las señales de interferencia presentes en el medio. Para rechazar las señales no deseadas, la *ganancia* de la antena se reduce para señales con polarización lineal (LP) y circular izquierda (LHCP) pero sin disminuir para las señales con polarización circular derecha (RHCP), pues las señales emitidas por los satélites del sistema GPS presentan este tipo de polarización, mientras que la polarización de las ondas electromagnéticas de las señales de trayectorias múltiples puede ser circular izquierda e incluso lineal. Gracias a esta restricción la recepción se limita a las señales de los satélites del sistema GPS.

- Estabilidad en fase y capacidad de repetición

La estabilidad en fase y capacidad de repetición son dos características de la antena que dependen de su orientación y son importantes para aplicaciones de reconocimiento diferencial (DGPS), pues requieren gran precisión en la detección de la diferencia de fase de las señales captadas.

- Perfil aerodinámico y dimensiones físicas

El perfil aerodinámico y las dimensiones físicas de la antena son dos factores importantes en aplicaciones dinámicas, pues para éstas se requiere de un perfil aerodinámico bajo que afecta la distribución de la *ganancia* de la antena y otros parámetros deseados.

- Condiciones ambientales

Las condiciones ambientales dictan el tipo de material a utilizar en la antena, ya que se debe considerar que algunos materiales cambian sus propiedades dieléctricas dependiendo de las condiciones térmicas a las que se encuentren sometidos

- Temperatura de ruido de la antena

La temperatura de ruido de la antena (T_A) se adiciona directamente a la temperatura de ruido equivalente del receptor (T_R). La temperatura de ruido de la antena (T_A) se puede estimar mediante

$$T_A \approx T_{SKY} / A_{RAIN} \cdot T_m (1 - 1/A_{RAIN}) + T_{GND} \quad [\text{K}]$$

donde:

T_{SKY} = temperatura de ruido atmosférica [K]

T_{GND} = temperatura de ruido del suelo [K]

T_m = temperatura termodinámica media de la atmósfera $260 \cdot T_m \approx 280$ [K]

A_{RAIN} = atenuación atmosférica debida a las condiciones meteorológicas [-]

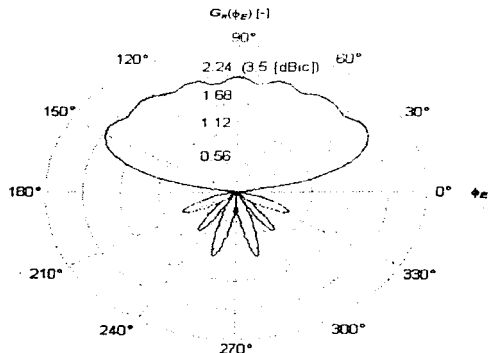
Aunque la mayoría de los receptores GPS emplean sólo una antena, se pueden utilizar varias (cada una con su etapa de preamplificación) con los siguientes fines:

- 1) Compensar por su ubicación y disposición abordo del vehículo en que se encuentren instaladas, las posibles interrupciones en el enlace con los satélites producidas por la estructura del móvil durante ciertas maniobras dinámicas.
- 2) Incrementar la *ganancia* de recepción apuntando cada antena a un satélite o grupo de satélites en particular, al controlar su orientación mediante dispositivos electrónicos o mecánicos y mejorar la *directividad* en sus patrones de recepción.
- 3) Reducir la recepción de señales de interferencia o de trayectorias múltiples empleando antenas con angostos haces en su patrón de recepción en el que sus nulos estén orientados hacia los ángulos de elevación en los que se presentan, con mayor probabilidad, este tipo de señales o mediante antenas adaptadas que posean planos de tierra especiales.

La antena empleada por el receptor GPS de la compañía GEC Plessey Semiconductors, corresponde al número de modelo ANP-C-114 fabricado por la compañía M/A-COM, Inc. En la siguiente tabla se listan algunas de sus características.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia de recepción ($f_{R_c} = f_{L_c} \pm \Delta f_{R_c}$) [MHz]	f_{R_c}		1575		MHz
	Δf_{R_c}		5		MHz
Ganancia mínima de recepción (para $\phi_E = 90^\circ$)	$G_{R_{min}}$		3		dB
Ganancia máxima de recepción (para $\phi_E = 90^\circ$)	$G_{R_{max}}$		3.5		dB
Tipo de polarización		Circular Derecha (RHCP)			
Nivel de potencia de las señales a la salida	P_S		-130		dBm
Ancho de banda $B_T = 2B_{IC, A_1}$ [MHz]	B_T		2.046		MHz
Nivel de potencia del ruido térmico a la salida	N_{out}		111		dBm
$N = \eta B_T = kT_C B_T$ [-]; $N_{out} = 10 \log_{10}(1000N)$ [dBm]					
$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]; $T_C = 290$ [K]					
Temperatura de operación	T_o	40	25	85	°C

La siguiente figura muestra una aproximación de la distribución de la ganancia de la antena ($G_R(\phi_E)$) respecto a su ángulo de elevación (ϕ_E)



Distribución de la ganancia $G_R(\phi_E)$ de la antena ANP-C-114 de la compañía M/A COM Inc.

III.3 PREAMPLIFICADOR

El preamplificador está formado por las siguientes etapas: una sección de protección para el receptor, un amplificador de bajo ruido y un filtro con respuesta del tipo pasa-banda. A continuación se explica cada una de éstas etapas.

III.3.1 SECCIÓN DE PROTECCIÓN

La sección de protección disminuye la posibilidad de daño o degradación en el desempeño del receptor al limitar el nivel pico de la densidad superficial de potencia en las señales captadas, $\Phi_p(r)$ [W/m^2], y restringir el nivel máximo de densidad superficial de potencia en las mismas que se presente de manera continua, $\Phi_a(r)$ [W/m^2]. Para reducir el nivel máximo de potencia que presentan las señales de interferencia, se pueden emplear arreglos de diodos que les brinden una trayectoria a tierra, mientras que, para la protección contra posibles descargas eléctricas se requieren sistemas aun más complejos

III.3.2 AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

El amplificador de bajo ruido o **LNA** (Low Noise Amplifier) ajusta la figura de ruido del receptor, proveyendo de la ganancia suficiente para que el nivel de potencia compense el efecto de las pérdidas de inserción posteriores. Mientras que, las pérdidas presentes a la entrada del amplificador de bajo ruido se adicionan directamente a la figura de ruido y no pueden ser reducidas por el mismo

Los parámetros que dictan los requerimientos del amplificador son, su factor de atenuación de las señales de radiofrecuencia no deseadas presentes en el medio, pérdidas anteriores y posteriores al amplificador, así como su figura y temperatura de ruido.

Las pérdidas anteriores al amplificador y su propia figura de ruido afectan, directamente, a la figura de ruido equivalente del receptor, mientras que las pérdidas en etapas posteriores se reducen, proporcionalmente, al inverso del factor de la ganancia en la etapa asociada a cada pérdida. Es por esto que se dice que el amplificador de bajo ruido *ajusta* la figura y la temperatura de ruido del receptor

El amplificador de bajo ruido con alta ganancia se sitúa cerca a la antena de recepción para reducir los factores de ruido producidos en las etapas de amplificación posteriores. Si la ganancia del preamplificador es muy alta, es decir, $G_{LNA} \gg 1$ [-], la figura de ruido equivalente del receptor se reduce, predominando la figura de ruido del preamplificador.

La figura y la temperatura de ruido equivalentes del receptor GPS son:

$$F_R = F_{LNA} + \frac{F_1 - 1}{G_{LNA}} + \frac{(F_2 - 1)}{G_{LNA}G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_{LNA}G_1G_2} + \dots \quad [-] \quad ; \quad F_{R_{dB}} = 10 \log_{10}(F_R) \quad [\text{dB}]$$

$$T_R = T_{LNA} + \frac{T_1}{G_{LNA}} + \frac{T_2}{G_{LNA}G_1} + \frac{T_3}{G_{LNA}G_1G_2} + \dots \quad [\text{K}]$$

si $G_{LNA} \gg 1$ [-] entonces $F_R \approx F_{LNA}$ [-] y $T_R \approx T_{LNA}$ [K]

donde:

F_R = figura de ruido equivalente del receptor [-]

T_R = temperatura de ruido equivalente del receptor [K]

F_{LNA} = figura de ruido del preamplificador [-]

T_{LNA} = temperatura de ruido del preamplificador [K]

G_{LNA} = ganancia del amplificador de bajo ruido [-]

F_i = figuras de ruido de las etapas posteriores al preamplificador [-]

T_i = temperaturas de ruido de las etapas posteriores al preamplificador [K]

G_i = ganancias de las etapas posteriores al preamplificador [-]

El amplificador de bajo ruido empleado por el receptor de la compañía GEC Plessey Semiconductors, se encuentra alojado en el interior de la antena ANP-C-114. De esta forma se disminuye la figura de ruido y se mejora el desempeño del receptor. En caso de que la antena estuviera formada por elementos pasivos y se conectara, a través de cables largos, a un módulo de preamplificación externo de alta ganancia, se presentarían mayores pérdidas y atenuación, que podrían hacer necesario intercalar otra etapa de amplificación previa al siguiente módulo. La siguiente tabla muestra algunas de las especificaciones eléctricas que cumple el amplificador de bajo ruido.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Magnitud de su respuesta en frecuencia	M_{LNA}		20		dB
Ancho de banda de su respuesta en frecuencia	B_{LNA}		140		MHz
$f \pm f_L \pm B_{LNA}$ [MHz] : $f_L = 1575.42$ [MHz]					
Figura de ruido	F_{LNA}		2.5		dB
Ganancia	G_{LNA}	16	22	26	dB
Nivel de potencia a la salida	P_{LNA}		7		dBm
Frecuencias de las señales imágenes	f_i		1566.80		MHz
			1504.58		
			1435.42		
			1295.42		
			1224.58		
Niveles nominales del voltaje de polarización	V_{CC2}	2.7	3	3.3	V
		4.5	5	5.5	V
Intensidad de corriente de polarización	I_{CC2}		35		mA

La ganancia del amplificador de bajo ruido (G_{LNA}) debe ajustar el nivel máximo de potencia a la entrada del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia, para que no supere el valor $N_{p_{min}} \approx 15$ [dBm], que corresponde a $P_{max} \approx 31.623$ [mW].

Además, la ganancia del amplificador puede compensar la atenuación producida por cables y conexiones (L_c) de hasta 10 [dB], que equivalen a las pérdidas que presenta un cable del tipo RG-58 con una longitud de 15 [m], aunque dichas pérdidas varían a altas frecuencias.

Los niveles de polarización (V_{CC}) y de referencia ($V_{EE} = 0$ [V]) para el amplificador se introducen a través de un conector del tipo SMA de 5 terminales (SMA, con número de serie RS 111-712), el cual posee un puente de conexión o "jumper" (JP₁) conectado a un circuito formado por los inductores L_{10} de 10 [nH] y L_9 de 39 [nH], y los capacitores C_9 de 10 [nF] y C_{10} de 100 [pF], que reducen el ruido generado por la fuente de voltaje. Este puente de conexión se debe desconectar cuando se utilice una etapa de preamplificación con polarización independiente. La siguiente tabla indica las características eléctricas de los conectores SMA.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Niveles de voltaje	V		250	300	V _{max}
Frecuencia de operación	f_o	0		4	GHz
Impedancia nominal	Z_o		50		Ω
Resistencia de aislamiento	R_a			10	m Ω
Resistencia de contacto	R_c	1000			m Ω
Temperatura de operación	T_c	-40		85	°C
Ciclos de acoplamiento	C_a		50		
Máxima relación de voltaje en la onda estacionaria	VSWR		0.8		dB

III.3.3 ETAPA DE FILTRADO PASA-BANDA

La etapa de filtrado pasa-banda del preamplificador, debe limitar el ancho de banda de las señales captadas a la entrada del receptor, produciendo la atenuación de señales no deseadas que pueden provocar interferencia o saturación en los dispositivos electrónicos de las etapas subsiguientes.

Las señales no deseadas de diversas frecuencias presentes en el ambiente, que son captadas por la antena pueden dañar o saturar a los dispositivos electrónicos, tanto del preamplificador como los posteriores al mismo. Aunque, es posible prever el daño que puedan ocasionar las señales ambientales recibidas a través de la antena, no se pueden suprimir las que se encuentren dentro del ancho de banda de las señales del sistema GPS. Si es crítica la influencia de este problema, se puede optar por intercalar ecualizadores adaptables entre las etapas posteriores de filtrado de frecuencia intermedia.

La atenuación de las radiofrecuencias ambientales que no se encuentran dentro del ancho de banda de las señales de interés del sistema **GPS**, se consigue por medio de las etapas de filtrado, anteriores y posteriores a la etapa de amplificación, aunque conllevan un compromiso entre las necesidades de la figura de ruido equivalente del receptor, sus pérdidas de inserción y la eficiencia de su ancho de banda

Las señales provenientes de la antena y del módulo de preamplificación se introducen, a través del conector **SMA₁**, a un circuito de filtrado previo al módulo de recepción de señales de radiofrecuencia. Dicha etapa utiliza un filtro cerámico de respuesta pasa-banda para señales de radiofrecuencia (F_1) de 7 terminales, fabricado por la compañía Murata (número DFC1R57P002BHA). La siguiente tabla lista las especificaciones eléctricas más importantes de este filtro

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia central	f_c		1575.4		MHz
Ancho de banda a potencia media $f = f_0 \pm B_0/2$ [MHz] ; $f_0 = f_c = 1575.42$ [MHz]	B_0		2		MHz
Atenuación	para $f = f_0 - 140$ [MHz]		16		dB
	para $f = f_0 + 140$ [MHz]		14		dB
Pérdidas de inserción en la banda de paso	L_{ins}	0.8		0.9	dB
Rizo en el ancho de banda	R_0		0.3		dB
Relación de voltaje en la onda estacionaria	$VSWR_0$		2.0		dB
Rechazo a señales imágenes ($f_1 = 1224.58$ (MHz))	R_{im}		7		dB
Impedancia de entrada	Z_i		50		Ω
Impedancia de salida	Z_o		50		Ω
Temperatura de operación	T_o	40		85	$^{\circ}C$

El terminal de salida (2) del filtro F_1 , se conecta a la entrada del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia, a través de un circuito para acoplamiento formado por los capacitores C_{2b} de 1.5 [pF] y C_{2c} de 4.7 [pF]. Dichos capacitores acoplan las impedancias de salida del filtro (Z_o) y de entrada del módulo de recepción (Z_i) a un valor de 50 [Ω]

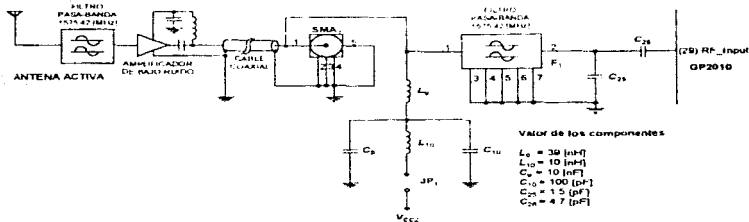
Las pérdidas de inserción totales que la etapa de prefiltrado adiciona al receptor (L_{pr}) deben ser pequeñas, es decir $L_{pr} < 2$ [dB], para no aumentar la temperatura de ruido equivalente del receptor

La función principal de la etapa de prefiltrado es reducir el nivel de potencia de las señales de interferencia en bandas de frecuencia adyacentes a la de las señales emitidas por los satélites del sistema **GPS**, pues la presencia de interferencia puede producir saturación de los dispositivos electrónicos en los módulos subsecuentes o trasladar al punto de operación de las etapas de amplificación de frecuencia intermedia a regiones de respuesta no lineal.

El rechazo a señales de interferencia fuera de la banda de paso de este filtro está 10 [dB] por debajo de la ganancia de la siguiente etapa del receptor (primer mezclador del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia).

Por otra parte, la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro de radiofrecuencia, debe presentar el ancho de banda apropiado y una respuesta de fase lineal, con el fin de producir la menor distorsión en las señales transmitidas por los satélites

A continuación se muestra el diagrama esquemático que corresponde al circuito que realiza la interconexión entre el preamplificador, el filtro pasa-banda (F_1) y el módulo de recepción de señales de radiofrecuencia (circuito integrado GP2010)



Interconexión entre el preamplificador, el filtro F_1 y el circuito integrado GP2010

III.4 MÓDULO DE RECEPCIÓN DE SEÑALES DE RADIOFRECUENCIA

Las funciones de este módulo son reducir la frecuencia portadora de las señales emittas por los satélites a valores de frecuencia intermedia, facilitando su filtrado y amplificación, así como cuantificar en forma digital las señales de la última frecuencia intermedia para permitir su procesamiento en el siguiente módulo del receptor. Para realizar la conversión de frecuencia se emplea el circuito integrado **GP2010**, fabricado por la compañía GEC Plessey Semiconductors, el cual consta de las siguientes etapas:

- SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS
- ETAPAS DE CONVERSIÓN Y FILTRADO DE FRECUENCIA INTERMEDIA
- ETAPA DE CUANTIFICACIÓN
- INTERFAZ DIGITAL Y CONTROL DE POTENCIA

Por las características del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia se le puede considerar como un receptor superheterodino de múltiples frecuencias intermedias. A continuación, se muestra un diagrama de bloques del circuito integrado **GP2010** y, posteriormente, se analiza cada una de sus etapas y los componentes externos que requiere para operar.

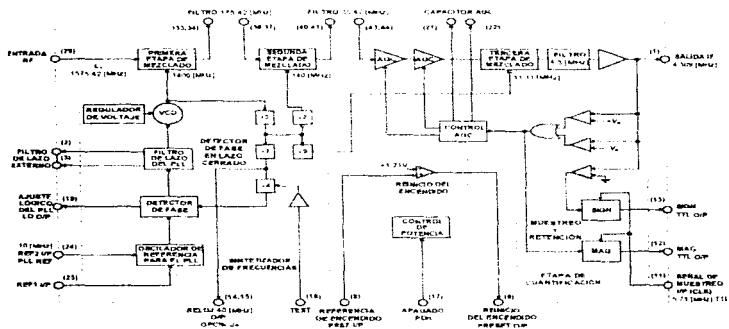


Diagrama de bloques del circuito integrado **GP2010**

III.4.1 SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS

El sintetizador de frecuencias del circuito integrado **GP2010** utiliza como señal de referencia ($s_r(t)$) a la salida de un cristal oscilador, para generar las señales sinusoidales utilizadas por los osciladores locales $s_{ol_1}(t)$, $s_{ol_2}(t)$ y $s_{ol_3}(t)$, y algunas señales de sincronía empleadas por el módulo de procesamiento de señales digitales del receptor **GPS**.

La mayoría de los requerimientos del sintetizador dependen de las necesidades de diseño, basado en el plan de frecuencias que define los valores de frecuencia que han de utilizarse en los osciladores locales, las frecuencias intermedias y las de sincronía que el receptor debe generar. El plan de frecuencias requiere de un cuidadoso análisis para asegurar el rechazo de las señales armónicas, que resultan de la respuesta no lineal de los dispositivos que se utilizan en el mezclado, las bandas laterales no deseadas de las señales emitidas por los satélites y las señales *imágenes* de radiofrecuencia presentes en el medio.

Un parámetro clave en el diseño del sintetizador de frecuencias, es la reducción del ruido de fase generado por el mismo. El ruido de fase producido por el oscilador de referencia se multiplica por un factor dado por la relación entre la frecuencia de referencia y la frecuencia principal de oscilación. Por todo esto es que, el diseño del sintetizador de frecuencias es un factor crítico en el comportamiento del receptor **GPS**.

El sintetizador de frecuencias que utiliza el circuito integrado **GP2010**, está constituido por las siguientes etapas:

1. **Oscilador de Referencia**
2. **Detector de Fase en Lazo Cerrado**
 - **Comparador de Fase**
 - **Filtro de lazo**
 - **Oscilador Controlado por Voltaje**
3. **Divisores de Frecuencia de Alta Velocidad (Preescaladores)**
4. **Regulador Interno de Voltaje**

1. Oscilador de Referencia

El oscilador provee al circuito integrado **GP2010** de una señal sinusoidal que el sintetizador de frecuencias utiliza como referencia para producir las señales de los osciladores locales de las etapas de mezclado y algunas señales de sincronía para las etapas digitales del receptor.

La etapa del oscilador de referencia es una función clave del receptor, debido a que las mediciones que realiza el receptor **GPS** necesitan de una estimación precisa de las diferencias en tiempo, fase y frecuencia que existen entre las señales emitidas por los satélites y las señales que se generan localmente a partir de este oscilador.

Debido a su alto costo, los requisitos de los osciladores de referencia en los receptores **GPS** han cambiado, considerablemente, en los últimos años. Un oscilador de alta calidad puede ser el elemento de costo más significativo en un receptor moderno. Por esta razón, se ha contemplado un conjunto de compromisos con respecto al desempeño del oscilador. Pero, en un receptor **GPS** con canales múltiples, el desempeño del oscilador no es un factor tan crítico, en especial para aplicaciones comerciales. No obstante, existen aplicaciones tanto comerciales como militares donde el desempeño de este sí resulta ser crucial. En seguida, se explican las restricciones típicas que deben contemplarse al seleccionar el oscilador de referencia para el receptor **GPS**.

- Dimensiones físicas y costo

Tanto los osciladores de rubidio como los osciladores de cristal controlados por horno u **OCXO** (**O**ven-**C**ontrolled **X**(crys)tal **O**scillators), que son sometidos a un tiempo de horneado con el fin de disminuir las excursiones de frecuencia que son la causa principal de su inestabilidad, poseen dimensiones físicas relativamente grandes pero, en consecuencia a su volumen y masa, presentan una mayor inercia térmica que los hace más estables.

Los osciladores de cristal compensados contra variaciones en la temperatura o **TCXO** (**T**emperature-**C**ompensated **X**(crys)tal **O**scillators) se emplean frecuentemente en aplicaciones comerciales ya que, además de presentar dimensiones físicas y costo menores, es posible compensar su menor estabilidad de oscilación contra variaciones de temperatura, gracias al gran avance en el procesamiento de señales digitales.

- Consumo de potencia

Por lo regular, los osciladores de cristal controlados por horno (**OCXO**) y los osciladores de rubidio consumen mayor potencia respecto a los cristales osciladores compensados contra variaciones en la temperatura (**TCXO**).

- Estabilidades de oscilación a corto y largo plazo

Las estabilidades de oscilación a corto y largo plazo, son causadas por las variaciones en la temperatura y en el voltaje de polarización del oscilador, así como por las características naturales del cristal y su tiempo de vida operativa, las cuales afectan su capacidad de generar una frecuencia estable para el receptor.

- Sensibilidad a la aceleración

La sensibilidad a la aceleración de los osciladores se refiere a las variaciones en su estabilidad cuando se someten tanto a fuerzas que producen una aceleración del orden de varias veces la aceleración de la gravedad terrestre ($g = 9.81 \text{ [m/s}^2\text{]}$) así como a vibraciones mecánicas que producen ruido de fase. Las fuerzas dinámicas también afectan la capacidad de generar las bases de tiempo y frecuencias del receptor

- Ruido de fase

El ruido de fase se asocia con fluctuaciones de la frecuencia de oscilación a altas frecuencias, las cuales degradan el desempeño del procesamiento de señales del receptor. Normalmente, el ruido de fase se especifica como un valor de densidad espectral de potencia (ϕ_n) para un cierto ancho de banda equivalente de ruido, por ejemplo $B_n = 1 \text{ [Hz]}$, y con diferentes valores de desajuste en su frecuencia (Δf_r)

El circuito integrado **GP2010** de la compañía GEC Plessey Semiconductors, requiere de una señal de referencia ($s_r(t)$) con una frecuencia f_r de 10 [MHz] y una estabilidad promedio ($\Delta f_r/f_r$) $\approx \pm 10^{-9}$ a $\pm 10^{-7}$. Por tanto, esta señal debe obtenerse a partir de un cristal oscilador, ya sea, compensado contra variaciones en la temperatura (**TCXO**) o controlado por horno (**OCXO**)

Aunque, la estabilidad del oscilador de referencia, es mucho menor a la que presentan los patrones atómicos de rubidio y cesio que utilizan los satélites del sistema **GPS** para generar su frecuencia principal de oscilación (f_o), ($\Delta f_o/f_o \approx \pm 10^{-14}$ a $\pm 10^{-12}$, donde $f_o = 10.23 \text{ [MHz]}$), el módulo de procesamiento de señales digitales puede compensar los errores en la frecuencia de referencia (f_r), gracias a que utiliza canales múltiples de seguimiento de las señales emitidas por los satélites y avanzadas técnicas de procesamiento digital.

Para obtener la señal de referencia ($s_r(t)$) para el circuito integrado **GP2010**, se recomienda utilizar el cristal oscilador **TCXO** fabricado por la compañía Rakon con número de serie **TXO4080**, aunque se puede emplear algún otro cristal con características eléctricas semejantes o mejores pero se incrementará el costo total del receptor

Para polarizar al cristal mencionado, su terminal (3) +V_{CC} debe conectarse al voltaje V_{CC}, (5 [V] ± 10%), a través del inductor L_h de 3.3 [μH] que desacopla la fuente de polarización. Además, entre su terminal (3) +V_{CC} y el nivel de referencia V_{EE} (0 [V]) se intercala el capacitor C₄₈ de 100 [nF] que reduce el ruido del nivel de polarización. Por otra parte, el terminal (1) GND del cristal se conecta, directamente, al nivel de referencia (V_{EE}).

En el terminal de salida (2) OP del cristal oscilador, se obtiene la señal de referencia (s_r(t)). La amplitud pico a pico de esta señal (V_r) que ha de introducirse al terminal de la señal de referencia (24) REF_2 en el circuito integrado GP2010, debe estar entre 0.1 y 1.2 [V]_{pp}, con un valor típico V_r = 0.6 [V]_{pp}. La amplitud de la señal del oscilador no debe superar su valor máximo, pues sus armónicas de orden superior pueden provocar interferencia en las posteriores etapas de mezclado. Para evitar esto, la amplitud de la señal s_r(t) se reduce a la mitad (6 [dB]) con un divisor de voltaje formado por los resistores R₉ y R₁₀ de 1 [kΩ], que se conecta al terminal (24) REF_2 a través de un capacitor para acoplamiento de componentes de alterna (C₂₈) de 47 [nF].

Además, los resistores R₉ y R₁₀ acoplan la impedancia de salida del oscilador de referencia a un valor menor que la impedancia de entrada del terminal de referencia, (24) REF_2, (z_r), cuyo valor típico es de 5 [kΩ], aunque dicho valor varía según el voltaje de entrada y de la estabilidad del oscilador. El otro terminal de entrada de la señal de referencia del circuito integrado GP2010 ((25) REF_1), debe mantenerse desconectado mientras esté presente la señal de referencia en el terminal (24) REF_2. Para seleccionar la señal de referencia a introducir al terminal (24) REF_2, se emplea un puente de conexión o "jumper" JP₂. La siguiente figura muestra el diagrama esquemático de las conexiones del oscilador de referencia para el sintetizador de frecuencias del circuito GP2010.

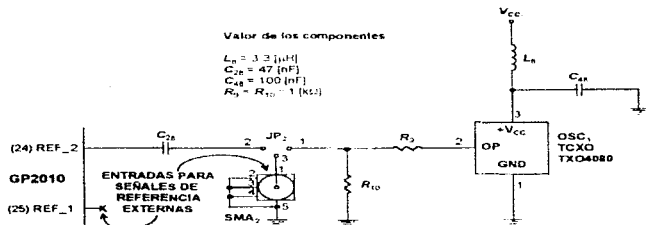
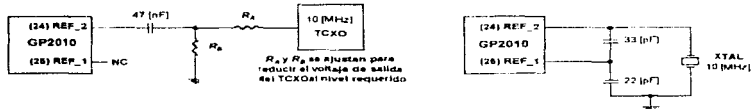


Diagrama esquemático del cristal de referencia

En seguida, se muestran las dos configuraciones recomendadas para conectar el cristal al sintetizador de frecuencias del circuito integrado **GP2010** y en la tabla se listan las especificaciones eléctricas del cristal **TXO4080** de Rakon.



Configuraciones recomendadas para conectar el cristal de referencia al circuito integrado **GP2010**

Parámetros		Símbolo	Valores			Unidades
			Mínimo	Típico	Máximo	
Polarización	Nivel de voltaje	V_{cc}	4.75	5	5.25	V
	Intensidad de corriente	I_{cc}			2.0	mA
	Consumo de potencia	P_{cc}			10.5	mW
Señal sinusoidal de salida	Frecuencia de oscilación	f_o		10		MHz
	Amplitud	V_o	1		1.5	V _{rms}
	Impedancia de carga ($Z_L = R_L - j(1/\omega) / C_L$) [Ω]	R_L C_L		20 5		kΩ pF
	Nivel de armónicas	N_H			12	dBc
	Estabilidad:	- A corto plazo (en 5 [min])	$(\Delta f/f_o)_c$		± 8	
- (en 30 [min])				± 2.5		10 ⁻⁶
- A largo plazo (en 1 [año])		$(\Delta f/f_o)_l$		± 1		10 ⁻⁶
- Contra cambio de temperatura ($T_o = 30-75$ [°C])		$(\Delta f/f_o)_T$	± 0.5	± 2.5	± 5.0	10 ⁻⁶
- Contra variaciones del voltaje ($V_{cc} = 5 \pm 5\%$ [V])		$(\Delta f/f_o)_V$		± 0.2		10 ⁻⁶
- Sensibilidad contra variaciones en la impedancia de carga ($R_L = 20$ [kΩ] / $C_L = 5$ [pF])		S_L			± 0.2	10 ⁻⁶
- Intervalo de histeresis					± 0.4	10 ⁻⁶
- Intervalo de ajuste		± 3.0			10 ⁻⁶	
Densidad espectral de potencia del ruido de fase (Banda unilateral)		ϕ_n				
Ancho de banda equivalente de ruido $B_n = 1 + \Delta f_o$ [Hz]						
	$\Delta f_o = 1$ [Hz]			60		dB _c /Hz
	$\Delta f_o = 10$ [Hz]			90		dB _c /Hz
	$\Delta f_o = 100$ [Hz]			120		dB _c /Hz
	$\Delta f_o = 1$ [kHz]			140		dB _c /Hz
	$\Delta f_o = 100$ [kHz]			145		dB _c /Hz
	$\Delta f_o = 100$ [kHz]			150		dB _c /Hz
Temperatura de operación		T_o	-40	25	85	°C

2. Detector de Fase en Lazo Cerrado

El detector de fase en lazo cerrado o PLL (Phase-Locked Loop) que se utiliza en el sintetizador de frecuencias está formado por las etapas que ahora se describen.

- Comparador de Fase
- Filtro de Lazo
- Oscilador Controlado por Voltaje

Comparador de Fase

El comparador de fase es un dispositivo de mezclado que multiplica las señales que se introducen en su interfaz de entrada. La primera señal es la que genera el cristal oscilador de referencia ($s_r(t)$) y la segunda señal ($s'_r(t)$) resulta de la reducción de la frecuencia de la señal a la salida del oscilador controlado por voltaje ($s_o(t)$). La reducción de la frecuencia de oscilación del VCO (f_{osc}), se consigue mediante tres divisores de frecuencia con los factores de división de 4, 5 y 7 intercalados en el lazo de retroalimentación del PLL. Por su disposición en serie, los preescaladores producen el factor de reducción $N_1 = 40$ [-]. Las señales que multiplica el comparador de fase están desfasadas $\pm \pi/2$ [rad] entre si y son:

$$s_r(t) = \frac{V_r}{2} \text{sen}(\omega_r(t) \cdot t + \phi_r) \quad \frac{V_r}{2} \text{sen}(\phi_r(t)) \quad [V]$$

$$s'_r(t) \approx V_r \cos(\omega'_r(t) \cdot t + \phi'_r) \approx V_r \cos(\phi'_r(t)) \quad [V]$$

donde:

- V_r = valor típico de la amplitud $V_r \approx 0.6$ [V]_{pp}
- $\omega_r(t)$ = frecuencia instantánea de la señal de referencia [rad/s]
 $\omega_r(t) = \omega_r + \Delta\omega_r(t) = 2\pi(f_r + \Delta f_r(t))$ [rad/s] ($f_r = 10$ [MHz])
- $\phi_r(t)$ = fase instantánea de la señal de referencia, $\phi_r(t) = \omega_r(t) \cdot t + \phi_r$ [rad]
- $\omega'_r(t)$ = frecuencia instantánea de la señal que resulta de la reducción de la frecuencia de la señal a la salida del VCO, y está dada por
 $\omega'_r(t) = \omega'_r + \Delta\omega'_r(t) = 2\pi(f'_r + \Delta f'_r(t))$ [rad/s], o bien:
 $\omega'_r(t) = \omega_{osc}(t)/N_1 = (\omega_{osc} + \Delta\omega_{osc})/N_1 = 2\pi(f_{osc} + \Delta f_{osc}(t))/N_1$ [rad/s] cuando el VCO oscila en forma estable, entonces
 $f_{osc} \approx 1400$ [MHz] por lo que: $f'_r = f_{osc}/N_1 \approx 10$ [MHz]
- $\phi'_r(t)$ = fase instantánea de la señal que resulta de la reducción de la frecuencia de la señal a la salida del VCO $\phi'_r(t) = \phi_{osc}(t)/N_1$ [rad]

La señal presente a la salida del comparador de fase, se representa por

$$s_c(t) \approx s_r(t) \cdot s'_r(t) \approx \frac{V_r \cdot V'_r}{2} \left[\text{sen}(\omega_r(t) \cdot t + \phi_r) \cdot \cos(\omega'_r(t) \cdot t + \phi'_r) \right] \quad [V]$$

$$s_c(t) \approx V_c \left[\text{sen}((\omega_r(t) + \omega'_r(t)) \cdot t + (\phi_r + \phi'_r)) + \text{sen}((\omega_r(t) - \omega'_r(t)) \cdot t + (\phi_r - \phi'_r)) \right] \quad [V]$$

A la salida del comparador de fase se encuentra un filtro interno con respuesta en frecuencia del tipo pasa-bajas. Su función es reducir el ruido fuera de su ancho de banda y atenuar las componentes armónicas de orden superior en la señal a la salida del comparador de fase, es decir, $\omega_r + \omega'_r \approx 2\omega_r$ [rad/s], para $\omega_r \approx \omega'_r$ [rad/s].

Cuando la oscilación del VCO se estabiliza, las señales comparadas presentan frecuencias y fases instantáneas similares, esto es $\omega_r(t) \approx \omega'_r(t)$ [rad/s] y $\phi_r(t) \approx \phi'_r(t)$ [rad]. La diferencia de frecuencia ($\Delta\omega_r(t)$) y el error de fase ($\phi_e(t)$) de estas señales, restringen el punto de operación del detector de fase en lazo cerrado dentro de los siguientes márgenes.

$$\Delta\omega_r(t) \approx \omega_r(t) - \omega'_r(t) \text{ [rad/s], que se aproxima a } \Delta\omega_r(t) \approx 2\pi \Delta f, \approx 0 \text{ [rad/s]}$$

$$\begin{aligned} \phi_e(t) \approx \phi_r(t) - \phi'_r(t) \text{ [rad]} & \quad \pi/2 - 2n\pi - \phi_e(t) \approx -\pi/2 + 2n\pi \text{ [rad]} \text{ (pendiente positiva)} \\ & \quad \pi/2 - 2n\pi + \phi_e(t) \approx \pi/2 + 2n\pi \text{ [rad]} \text{ (pendiente negativa)} \end{aligned}$$

Los límites del error de fase los definen los intervalos que abarcan las pendientes (positiva y negativa) del promedio temporal del producto entre las señales comparadas. Si el punto de operación se aleja de los nullos, la pendiente disminuye y se produce un efecto de ganancia no lineal en el lazo. El PLL se diseña para mantener la diferencia de fase entre las señales lo más cercana posible. Cuando se cumplen las restricciones de su punto de operación, a la salida del comparador de fase, se obtiene una señal de baja frecuencia (en la que su nivel máximo de voltaje está delimitado por la ganancia del comparador de fase). Si se asume una respuesta lineal del comparador de fase, la señal a la salida del filtro pasa-bajas es.

$$s_{cr}(t) \approx V_{cr} \text{sen}(\phi_e(t)) \approx K_c \phi_e(t) \quad [V]$$

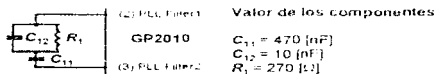
donde:

$$K_c = \text{ganancia del comparador de fase} \quad [V/\text{rad}]$$

□ Filtro de Lazo

La función del filtro de lazo es controlar la respuesta dinámica del detector de fase en lazo cerrado. Por ejemplo, si el punto de operación se encuentra en la pendiente negativa ($\pi/2 + 2n\pi + \phi_s(t) : \pi/2 + 2n\pi$ [rad]) y si se presenta una variación de fase en la señal de entrada ($\Delta\phi_s$), la frecuencia del oscilador controlado por voltaje varía en un sentido, dependiendo de la magnitud y signo del voltaje introducido y de la ganancia del lazo de retroalimentación. Esto produce una variación en la fase de la señal de salida, opuesta a la de la señal de su entrada, que tiende a mantener el ajuste de fase cerca de los límites del punto de operación. Si la ganancia de retroalimentación se invierte, el lazo produce un cambio en la fase de la señal del VCO que provoca un desajuste fuera de dichos límites. En el caso de que el punto de operación esté en la pendiente positiva, su comportamiento dinámico será opuesto al descrito.

El filtro de lazo del sintetizador de frecuencias en el circuito integrado **GP2010**, utiliza un arreglo formado por la conexión en paralelo del resistor R_1 de 270 Ω con el capacitor C_{12} de 10 [nF], dispuestos en serie con el capacitor C_{11} de 470 [nF]. Dichos componentes se conectan, externamente, entre los terminales (2) PLL_FILTER1 y (3) PLL_FILTER2 del circuito integrado **GP2010**, tal y como se muestra a continuación.



Arreglo externo para el filtro de lazo en el detector de fase en lazo cerrado

Designando como $f(t)$ a la respuesta a un impulso del filtro de lazo, luego, la señal a la salida del mismo, en los dominios del tiempo y Laplace, es:

$$s_{o_n}(t) \approx s_{e1}(t) * f(t) \quad [V] \quad s_{o_n}(s) \approx K_c \phi_n(s) \cdot F(s)$$

Una aproximación de la función de transferencia del filtro de lazo, en los dominios de Laplace y de la frecuencia, es:

$$F(s) \approx \left(\frac{\kappa_2}{\kappa_1 \kappa_3} \right) \left(\frac{s + 1/\kappa_2}{s(s + 1/\kappa_3)} \right) \quad [-] \quad F(j\omega) \approx \left(\frac{\kappa_2}{\kappa_1 \kappa_3} \right) \left(\frac{1}{j\omega} \right) \left(\frac{j\omega + 1/\kappa_2}{(j\omega + 1/\kappa_3)} \right) \quad [-]$$

donde:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_1 &= R_1 C_{11} \\ \kappa_2 &= R_1 (C_{11} + C_{12}) \\ \kappa_3 &= R_1 C_{12} \end{aligned} \right\} = \text{constantes de tiempo del filtro de lazo} \quad [s]$$

$$R_1 = \text{impedancia de entrada del filtro de lazo, } R_1 \approx 50 \quad [k\Omega]$$

❑ Oscilador Controlado por Voltaje

La señal a la salida del filtro de lazo ($s_{o_{vc}}(t)$), controla las variaciones en la frecuencia de oscilación del **VCO** (Voltage-Controlled Oscillator). Estas variaciones dependen de la ganancia de dicho oscilador (K_r). La señal presente en la salida del filtro de lazo se introduce al oscilador controlado por voltaje, para producir una señal periódica de amplitud constante con frecuencia y fase instantáneas, dada por:

$$s_{o_{vc}}(t) \approx V_o \cos(\omega_{osc}(t) \cdot t + \phi_{osc}) \approx V_o \cos((\omega_{osc} + \Delta\omega_{osc}) \cdot t + \phi_{osc}) \approx V_o \cos(\phi_{osc}(t)) \quad [V]$$

La frecuencia instantánea de esta señal, es proporcional al nivel de voltaje a la entrada del **VCO**, es decir, la señal de salida del filtro de lazo ($s_{o_{vc}}(t)$), entonces, dicha frecuencia está dada por

$$\omega_{osc}(t) \approx \omega_{osc} + \Delta\omega_{osc} \quad [\text{rad/s}] \quad \text{con} \quad \Delta\omega_{osc} \approx K_r s_{o_{vc}}(t) \quad [\text{rad/s}]$$

pero como, $\omega_{osc}(t) = \frac{d\phi_{osc}(t)}{dt}$ [rad/s], $(\omega_{osc}(s) = s\phi_{osc}(s))$

entonces, $\phi_{osc}(t) = \int_0^t \omega_{osc}(\zeta) d\zeta$ [rad]

si las variaciones de la diferencia de la fase y frecuencia en las señales comparadas son pequeñas, la señal a la salida del filtro de lazo $s_{o_{vc}}(t)$ produce un nivel de voltaje cuya magnitud y signo son proporcionales a dichas variaciones y la desviación en frecuencia del **VCO** está dada por:

$$\Delta\omega_{osc} \approx K_r s_{o_{vc}}(t) \quad [\text{rad/s}] \quad \text{por lo que,}$$

$$\phi_{osc}(t) = \int_0^t \omega_{osc}(\zeta) d\zeta = \omega_{osc} t + K_r \int_0^t s_{o_{vc}}(\zeta) d\zeta + \phi_{osc} - (\omega_{osc} + \Delta\omega_{osc}) t + \phi_{osc} \quad [\text{rad}]$$

donde:

$$K_r = \text{ganancia del oscilador controlado por voltaje} \quad [\text{Hz/V}] \text{ ó } [(\text{rad/s})/\text{V}]$$

Cuando el **VCO** alcanza la oscilación estable, su frecuencia instantánea $\omega_{osc}(t)$ en estado estacionario corresponde a su frecuencia fundamental de oscilación ω_{osc} , pues al estabilizarse $\Delta\omega_{osc} = 0$ [rad/s] y, por tanto, $\omega_{osc}(t) \approx \omega_{osc} \approx 2\pi f_{osc}$ [rad/s], donde: $f_{osc} = 1400$ [MHz]

La función de transferencia del lazo de retroalimentación del detector de fase en lazo cerrado, en los dominios de Laplace y en frecuencia, puede expresarse mediante:

$$H(s) = \frac{\phi_{osc}(s)}{\phi_e(s)} \approx N_1 \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad [-] \quad \text{donde} \quad K_v = \frac{K_e K_f}{N_1} \quad [\text{rad/s}], \quad \text{por tanto:}$$

$$H(s) \approx \left(\frac{N_1 K_1 K_2}{\kappa_1 \kappa_3} \right) \left(\frac{s + 1/\kappa_2}{s^3 + s^2/\kappa_3 + (K_1 K_2 / \kappa_1 \kappa_3)(s + 1/\kappa_2)} \right) \quad [-]$$

$$H(j\omega) \approx \left(\frac{N_1 K_1 K_2}{\kappa_1 \kappa_3} \right) \left(\frac{j\omega + 1/\kappa_2}{j\omega^3 + \omega^2/\kappa_3 + (K_1 K_2 / \kappa_1 \kappa_3)(j\omega + 1/\kappa_2)} \right) \quad [-]$$

Las relaciones, en notación de Laplace y en el dominio de la frecuencia, entre la fase instantánea de error $\phi_e(t)$ y la fase instantánea de referencia del cristal oscilador, $\phi_r(t)$ (entrada), y la generada por el VCO, $\phi_{osc}(t)$ (salida), se obtienen mediante:

$$\frac{\phi_e(s)}{\phi_r(s)} = \frac{s}{s + KF(s)} \quad [-] \quad \frac{\phi_{osc}(s)}{\phi_r(s)} = \frac{1}{N_1} \frac{s}{KF(s)} \quad [-]$$

$$\frac{\phi_e(j\omega)}{\phi_r(j\omega)} = \frac{j\omega}{j\omega + KF(j\omega)} \quad [-] \quad \frac{\phi_{osc}(j\omega)}{\phi_r(j\omega)} = \frac{1}{N_1} \frac{j\omega}{KF(j\omega)} \quad [-]$$

La ganancia total del detector de fase en lazo cerrado o PLL para las componentes de directa está definida por

$$K_v = \frac{K_e K_f F(0)}{N_1} \cdot KF(0) \quad [\text{rad/s}] \text{ o } [\text{Hz}]$$

donde:

$F(0)$ = ganancia del filtro para componentes de directa o a bajas frecuencias, idealmente es $F(0) = 1$ [-] ($F_{dB}(0) = 0$ [dB])

La función primordial del lazo de retroalimentación en el circuito detector de fase es mantener la diferencia de fase instantánea (error de fase) $\phi_e(t)$, que existe entre las señales de entrada y la generada a la salida del VCO, dentro de los márgenes del punto de operación del PLL. Observando la función de transferencia del detector de fase en lazo cerrado, se puede deducir que es un sistema de retroalimentación de tercer orden.

Para la operación adecuada del detector de fase en lazo cerrado, se seleccionan los valores apropiados según el ancho de banda requerido por el filtro de lazo para mantener estable su respuesta pasa-bajas (B_f), su margen de fase (ϕ_m), su frecuencia natural de oscilación del lazo (ω_n), la ganancia total del PLL (K_p), dada por la ganancia del comparador de fase (K_c) y la ganancia del oscilador controlado por voltaje (K_v), así como sus constantes de tiempo (κ_1 , κ_2 y κ_3). Los parámetros del detector de fase en lazo cerrado se determinan mediante las siguientes relaciones:

$$\kappa_1 = \frac{K_v}{B_f} \sqrt{1 - \frac{B_f^2 \kappa_2^2}{\omega_n^2}} \quad [\text{s}] \quad \kappa_2 = \frac{1}{B_f^2 \kappa_3} \quad [\text{s}] \quad \kappa_3 = \frac{\tan(\phi_m) + \cos(\phi_m)}{B_f} \quad [\text{s}]$$

El filtro de lazo recomendado proporciona un ancho de banda con un valor nominal $B_f \approx \omega_n \approx 15$ [kHz] y un margen de fase de $\phi_m \approx \pi/3$ [rad] : 60°. Cuanto mayor es el margen de fase del filtro de lazo para el valor dado de ancho de banda, mayor es la estabilidad del detector de fase en lazo cerrado.

El comportamiento transitorio del detector de fase en lazo cerrado, el cual se presenta mientras se alcanza el estado estacionario e indica la respuesta del PLL a fluctuaciones de la fase en la señal de entrada, se puede obtener mediante:

$$\phi_e(s) = \frac{s}{s + KF(s)} \phi_i(s) \quad ; \quad \phi_e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} s \left[\frac{s}{s + KF(s)} \phi_i(s) \right]$$

En la siguiente tabla se muestra el error de fase $\phi_e(t)$ en el estado estable que se observa en el detector de fase en lazo cerrado de tercer orden cuando se presentan distintos cambios en la fase de la señal a la entrada del comparador de fase.

Caso	Cambio de la fase en la señal de entrada		Error de fase en estado estacionario
1	$\phi_e(t) = \phi_e u(t)$ [rad]	$\phi_e(s) = \frac{\phi_e}{s}$ [rad]	$\phi_e(t) = 0$ [rad]
2	$\phi_e(t) = \Delta\omega t$ [rad]	$\phi_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$ [rad]	$\phi_e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_v} = 0$ [rad] ($K_v \rightarrow \infty$)
3	$\phi_e(t) = \frac{\Delta\omega}{2} t^2$ [rad]	$\phi_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^3}$ [rad]	$\phi_e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\Delta\omega}{s[s + KF(s)]} < 0$ [rad]

En los tres casos, es decir, para variaciones en la fase de la señal de entrada producidas por un cambio en escalón (súbito), una fluctuación escalón de la frecuencia de entrada o una variación constante o rampa de frecuencia, se producen errores de fase en el estado estacionario con valores prácticamente despreciables.

Lo anterior se debe, en gran parte, a la alta ganancia que presenta el filtro activo empleado en el lazo. En tales casos, la frecuencia de oscilación del VCO cambia, según la frecuencia de entrada, sin generar un error de fase significativo en el estado estacionario.

La estabilidad de su lazo es un factor crítico a considerar durante el diseño de un detector de fase en lazo cerrado de tercer orden, ya que se pueden alcanzar ciertas condiciones de inestabilidad en su respuesta. Otra propiedad del detector de fase en lazo cerrado de tercer orden, es el factor de atenuación para altas frecuencias que presenta su filtro de lazo, el cual está dado por el parámetro α/s^2 .

Si la señal en la entrada del comparador de fase presenta ruido blanco de espectro uniforme, cuya densidad espectral de potencia es $S_n(\omega) = \eta/2$ [W/Hz], entonces, el nivel de potencia de ruido (en banda base) a la salida del oscilador controlado por voltaje está dado por:

$$\Phi_n = \frac{(\eta/2)^2}{2\pi} \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad [W]$$

El ancho de banda de paso a potencia media del lazo es $B_f \approx 15$ [kHz]. Como el detector de fase en lazo cerrado se utiliza como sintetizador de frecuencias, entonces, el ancho de banda de paso debe ser lo más estrecho posible, pero no puede ser demasiado angosto, pues restringiría las frecuencias que puede abarcar el barrido del circuito detector de fase en lazo cerrado y, al reducir los límites de frecuencia en que el VCO puede oscilar, se dificulta e incluso imposibilita la sincronización entre las señales cuya fase se está comparando. El factor de calidad efectivo (Q_n) y el ancho de banda equivalente del ruido B_n (banda unilateral) a la salida del lazo se definen por

$$Q_n = \frac{f_o}{2B_f} \quad [-] \quad B_n = \frac{1}{2\pi |H(j\omega_0)|^2} \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad [Hz]$$

por lo que, para el PLL de tercer orden, se tiene que $B_n \approx \frac{f_o}{1.2}$ [Hz]

Aunque, por las características del filtro pasa-bajas presente a la salida del comparador de fase, es posible rechazar el ruido situado fuera del ancho de banda, en caso de que el nivel de ruido a la entrada exceda cierto umbral, la relación señal a ruido en la entrada disminuye por debajo de un valor crítico, lo cual provoca que el comportamiento del PLL comience a fluctuar o, incluso, pierda la sujeción de su frecuencia de oscilación, presentando condiciones de operación no lineales. El umbral de ruido depende de la estructura del lazo, especialmente de las características del comparador de fase y de los filtros pasa-bajas y del lazo

El correcto funcionamiento del detector de fase en lazo cerrado ante la presencia de ruido en la entrada no depende únicamente del nivel del mismo, sino también de su espectro de frecuencia. Si la frecuencia de oscilación del PLL se mantiene dentro del ancho de banda a potencia media del lazo (B_f), la fase de la señal de salida sigue a la de la entrada y es inmune a niveles altos de ruido. Pero, fuera de la banda de paso, la fase de la señal de salida no puede seguir a la de la entrada y el umbral de ruido en la entrada se relaciona con el ancho de banda equivalente de ruido (B_n). Conforme el orden del PLL aumenta, los anchos de banda a potencia media y equivalente de ruido se aproximan cada vez más.

Si el detector de fase en lazo cerrado se encuentra operando en condiciones de régimen estacionario y por la presencia de ruido en la entrada, el valor de $\phi_e(t)$ fluctúa en torno a su punto de operación, variando entre $-\pi \cdot \phi_e(t) \cdot \pi$ [rad], el PLL podrá regresar al valor de equilibrio de su punto de operación. Pero, si el valor de $\phi_e(t)$ excede alguno de los límites del punto de operación, el PLL perderá un ciclo de sujeción y se estabilizará hasta el siguiente ciclo.

Por lo general, la frecuencia de la señal de referencia generada por el cristal y la del oscilador controlado por voltaje no presentan el mismo valor, entonces, el detector de fase en lazo cerrado debe atravesar por un proceso de adquisición hasta que logre ajustarse a la frecuencia y fase de la señal de entrada. Si la diferencia en frecuencia entre las señales en el comparador de fase (Δf_r), es menor que el ancho de banda del lazo, el PLL se sincroniza correctamente, ya que si $\Delta f_r \ll B_f$ [Hz], el filtro de lazo permite el paso, sin atenuación, de la señal de salida del comparador de fase, y la amplitud de la señal a la salida del filtro de lazo presenta una fluctuación completa dentro del intervalo máximo del voltaje que controla la oscilación del VCO.

Si la frecuencia de oscilación del VCO (f_{osc}) alcanza el valor de 1400 [MHz] luego, al ser reducida por el factor N , de 140 [-], a la entrada del comparador de fase se obtiene una frecuencia semejante a la del cristal, $f_c \approx f_{osc}/N$, $\approx f_c \approx 10$ [MHz] y si la pendiente del punto de operación del PLL es la correcta (según el signo de la retroalimentación en el lazo), la frecuencia de oscilación del VCO se ajusta con la frecuencia de referencia sin perder ciclo alguno. La diferencia máxima de frecuencia que permite alcanzar el ajuste en frecuencia entre las señales en el comparador de fase, define el intervalo de sujeción (Δf_L), que cumple con

$$\Delta f_L \cdot B_f \quad [\text{Hz}]$$

Mientras no se cumpla la condición anterior, la frecuencia del detector de fase no podrá ajustarse y, por tanto, el filtro de lazo atenuará la señal a la entrada del VCO y no se producirá el nivel de control apropiado.

Si la señal a la salida del comparador de fase posee componentes de directa y se utiliza un filtro activo en el lazo, es posible ajustar la frecuencia del VCO a la de la entrada si se altera a una razón de cambio adecuada, definida tanto por la magnitud y signo del nivel de directa a la salida del filtro como por la pendiente en el punto de operación, y se cumple que el barrido (variación de la frecuencia del VCO), sea,

$$\Delta f_{osc} \approx B_f^2 \quad [\text{Hz/s}]$$

A continuación, se muestran los terminales del circuito integrado GP2010 que sirven para ajustar o indicar las condiciones de operación del detector de fase en lazo cerrado de su sintetizador de frecuencias

Terminales	Observaciones
(18) TEST	terminal de entrada que, al ajustarlo a nivel lógico bajo (V_{IL}) de V_{EE} a 0.5 [V], habilita la correcta operación del detector de fase en lazo cerrado. Si se le asigna un nivel lógico alto (V_{OH}) de 2 a V_{DD} [V], la señal producida por la reducción de la frecuencia del oscilador controlado por voltaje se desconecta del comparador de fase y el VCO oscila a su máxima frecuencia
(19) LD	terminal de salida que, al presentar un nivel lógico alto (V_{OH}) de $V_{DD} - 1$ a V_{DD} [V], indica la correcta sincronización del PLL, al ajustarse la frecuencia y fase de la señal a la salida del VCO con la señal del cristal referencia. En caso contrario, mientras no se presente el ajuste en fase y frecuencia de ambas señales, en este terminal se presenta un nivel lógico bajo (V_{OL}) de 0.2 a 0.5 [V]

NOTA:

Para obtener la función de transferencia del filtro de lazo $F(s)$ el amplificador operacional se considera ideal, con las siguientes características:

$\Delta V_o \rightarrow \infty$ [-]	Ganancia de voltaje (en lazo abierto)
$Z_i \rightarrow \infty$ [Ω]	Impedancias de entrada y salida (en lazo abierto)
$V_o \rightarrow 0$ [V]	Desajustes ("offset") en el voltaje y corriente de entrada
$B_w \rightarrow \infty$ [Hz]	Ancho de banda (en lazo abierto)
$s_r \rightarrow \infty$ [V/s]	Rapidez de respuesta ("slew-rate")
$v_o = \Delta V_o v_{in} - \Delta V_o (v_{p1} - v_{p2}) = 0$ [V]	Voltaje de salida diferencial (en lazo abierto), pues: $v_p = v_n$ [V]

3. Divisores de Frecuencia de Alta Velocidad

Para generar las frecuencias de la señal en el lazo de retroalimentación del PLL y de las señales de los tres osciladores locales en las etapas de mezclado, la frecuencia de la señal principal a la salida del VCO se reduce en varios factores mediante un arreglo interno formado por cinco divisores de frecuencia de alta velocidad (preescaladores), que poseen los factores de división 2, 4, 5, 7 y 9. Por su disposición, se obtienen los factores de reducción $N_1 = 140$ [-], $N_2 = 10$ [-], $N_3 = 45$ [-] y $N_4 = 35$ [-]. El valor del factor de reducción $N_1 = 140$ [-] no puede ser demasiado alto, pues

1. El factor N_1 reduce, de manera inversa a su valor, la ganancia del lazo y aumenta, proporcionalmente, el tiempo de la respuesta transitoria del detector de fase en lazo cerrado ante cualquier cambio de la fase en la señal de entrada.
2. Si se origina una fuente de ruido a la entrada del comparador de fase, se presenta una fluctuación, dentro de la banda de paso del filtro de lazo, que altera la fase de la señal de entrada. Dicha fluctuación en la fase de la señal de salida es proporcional en N_1 veces al cambio en la fase de la entrada.
3. En el estado estacionario, la diferencia entre las fases instantáneas de entrada (cristal) y salida es $\phi_s(t) = \phi_r(t) \cdot \phi'_r(t)$ [rad] pero, si el valor de N_1 es muy alto, se dificulta alcanzar la estabilidad del PLL.

Cuando la señal de salida del oscilador controlado por voltaje presenta una oscilación estable, a partir de los divisores de frecuencia del circuito integrado GP2010, con los factores de reducción $N_2 = 10$ [-] y $N_3 = 45$ [-], se producen las señales que se emplean en los osciladores locales de las tres etapas de mezclado con las frecuencias:

$$f_{o_1} = f_{osc} = 1400 \quad [\text{MHz}]$$

$$f_{o_2} = \frac{f_{osc}}{N_2} = \frac{f_{osc}}{10} = 140 \quad [\text{MHz}]$$

$$f_{o_3} = \frac{f_{osc}}{N_3} = \frac{f_{osc}}{45} = \frac{280}{9} \quad [\text{MHz}]$$

El cuarto factor de reducción $N_4 = 35$ [-], produce dos señales principales de sincronía, CLK+ y CLK-, invertidas en fase y con las siguientes características:

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Nivel lógico alto de salida	V_{OH}	$V_{PP} - 0.8$	$V_{PP} - 1$	$V_{OH} - 1.2$	V
Nivel lógico bajo de salida	V_{OL}		$V_{OH} - 0.1$		V
Diferencia entre los niveles lógicos ($V_{OH} - V_{OL}$)	V_{diff}	150		220	mV
Ciclo de trabajo	d_c		43		%
Frecuencia ($f_{in} = f_{osc}/N_4 = f_{osc}/35$)	f_{in}		40		MHz

En los terminales de salida **(15) OPCLK+** y **(14) OPCLK-** del circuito **GP2010**, están presentes las señales de sincronía, en la primera la que posee la fase original y en la segunda la de la fase invertida. Estas características reducen la posible interferencia que pueda presentarse entre las etapas analógicas y digitales. Ambas señales principales de sincronía se introducen, a través de los resistores R_{11} y R_{12} de 470 $[\Omega]$, al módulo de procesamiento de señales digitales y son utilizadas por su generador de señales de sincronía para producir la señal de muestreo (**SAMPCLK**)

El generador de señales de sincronía del módulo de procesamiento de señales digitales, divide la frecuencia de las señales principales de sincronía entre un factor de 7, para producir la señal de muestreo. Luego, dicha señal es introducida al terminal **(11) CLK** del circuito integrado **GP2010** a través del resistor R_{13} de 1.5 $[k\Omega]$. Los circuitos de muestreo y retención de la etapa de cuantificación del circuito integrado **GP2010** utilizan los flancos ascendentes de la señal **SAMPCLK** para sincronizar sus señales digitales. La señal de muestreo posee una relación marca:espacio de 4:3, niveles compatibles con la lógica TTL. $V_{OH} = 0.8V_{DD} - V_{DD}$ y $V_{OL} = V_{EE} - 0.4 [V]$, donde: $V_{DD} = 3 \text{ ó } 5 [V] \pm 10\%$, y $V_{EE} = 0 [V]$, con una frecuencia

$$f_s = \frac{f_p}{7} = \frac{40}{7} = 5.7 \quad [\text{MHz}]$$

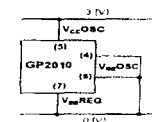
4. Regulador Interno de Voltaje

El oscilador controlado por voltaje posee un regulador interno de su voltaje de polarización, con el fin de mejorar su inmunidad al ruido. Además, para reducir el ruido, los terminales que polarizan al oscilador controlado por voltaje **((5) $V_{CC}(\text{OSC})$ y (7) $V_{EE}(\text{REG})$)**, se conectan a los niveles V_{CC} , (3 ó 5 [V] \pm 10%) y V_{EE} , a través de los capacitores C_{50} de 1 [nF] y C_{51} de 47 [nF]

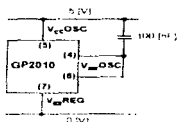
Si el circuito integrado **GP2010** se polariza con el nivel $V_{CC} = 5 [V] \pm 10\%$, entre los terminales **(5) $V_{EE}(\text{OSC})$, (4) $V_{EF}(\text{OSC})$ y (6) $V_{EE}(\text{OSC})$** debe conectarse el capacitor C_{52} de 100 [nF] que permite operar al regulador interno de voltaje y medir, en los terminales **(4) $V_{EE}(\text{OSC})$ ó (6) $V_{EE}(\text{OSC})$** , el componente de directa presente a la salida del regulador de voltaje referido al nivel en **(5) $V_{CC}(\text{OSC})$** . $V_{R_{VCC}} \approx 3.3 [V]$

Por otra parte, si el circuito integrado **GP2010** se polariza con el nivel de voltaje $V_{CC} = 3 [V] \pm 10\%$, entonces, no se puede utilizar el regulador de voltaje y los terminales **(4) $V_{EE}(\text{OSC})$ y (6) $V_{EE}(\text{OSC})$** deben conectarse al nivel de referencia V_{EE} presente en el terminal **(7) $V_{EE}(\text{REG})$** del mismo circuito

El siguiente diagrama muestra las configuraciones necesarias para controlar la operación del regulador interno de voltaje del VCO presente en el GP2010.



Regulador inhabilitado



Regulador habilitado

Configuraciones para controlar al regulador interno de voltaje del VCO

A continuación se muestran algunas especificaciones eléctricas del sintetizador de frecuencias.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia del oscilador controlado por voltaje	f_{osc}	1386	1400	1414	MHz
Ganancia del oscilador controlado por voltaje	K_f	50	150	240	MHz/V
Voltaje de salida del regulador interno	V_{reg}	3.0	3.3	3.5	V
Ganancia del comparador de fase	K_c		5.3		V/rad
Niveles de voltaje de la señal de referencia (terminal (24) REF_2 con $f_r = 10$ [MHz])	V_r	0.1	0.5	1.2	V_{rD}
Impedancia de entrada (terminal (24) REF_2 con $f_r = 10$ [MHz])	Z_r	3.5	5	6.5	k Ω
Tiempo de ajuste del detector de fase en lazo cerrado	T_{adj}		6		ms
Ganancia en lazo cerrado del PLL	K_v	130	150	160	dB
Ancho de banda a potencia media del lazo	B_p	3.162	31.62	100	10^0 kHz
Temperatura de operación	T_o	40	25	85	$^{\circ}$ C
Nivel de potencia de ruido de fase	Φ_n				
Ancho de banda equivalente de ruido $B_n = B_p \cdot \Delta f_n$ (Hz)					
$\Delta f_n = 1$ [kHz]			68		dB $_c$ /Hz
$\Delta f_n = 10$ [kHz]			75		dB $_c$ /Hz
$\Delta f_n = 100$ [kHz]			88		dB $_c$ /Hz
$\Delta f_n = 1$ [MHz]			110		dB $_c$ /Hz
$\Delta f_n = 5$ [MHz]		120		dB $_c$ /Hz	
$\Delta f_n = 50$ [MHz]		120		dB $_c$ /Hz	
Espumas a la salida del PLL			50		dB

Antes de proseguir con la descripción del receptor, es importante mencionar que, por las restricciones que éste presenta, respecto a su ancho de banda y limitada capacidad de su módulo de procesamiento de señales digitales que sólo puede generar réplicas digitales de las secuencias del Código de Simple Acceso (C/A), el receptor analizado en esta tesis sólo es capaz de detectar los componentes de las señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa emitidas por los satélites del sistema GPS que utilizan la combinación lógica entre el mensaje de navegación y el código C/A, para modular la fase de la señal portadora L_1 (mediante la técnica de modulación digital BPSK). El conjunto de señales captadas por el receptor son

$$r_{L_1}(t) = \sum_{i=1}^N \chi_{L_1}(t + \tau_i) \cdot n(t) \cdot h(t) \quad [V]$$

$$\chi_{L_1}(t + \tau_i) = V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \odot p_{N_{C/A}}(t + \tau_i) \cos[(\omega_c + \Delta\omega_{Dop})(t + \tau_i) - \phi_i] \quad [V]$$

donde:

Componente	Observaciones
$V_{C/A}$	máxima amplitud de la componente de las señales que emplean el código C/A [V]
$d_i(t)$	señal digital del mensaje de navegación transmitida por el satélite i del sistema GPS.
	Velocidad de Transmisión $V_{T_{C/A}} = 50$ [bits/s] Ancho de Banda $B_{C/A} = 2B_{C/A} = 100$ [Hz]
$p_{N_{C/A}}(t)$	Código de Simple Acceso (código C/A) transmitido por el satélite (señal telemétrica de expansión espectral del Servicio de Localización Estándar (SPS)).
	Velocidad de Transmisión $V_{T_{C/A}} = 1023$ [Mbits/s] Ancho de Banda $B_{C/A} = 2B_{C/A} = 2.046$ [MHz]
ω_c	valor de la frecuencia de la primera señal portadora L_1 , donde $\omega_c = 2\pi/f_L$ [rad/s] y la frecuencia f_L pertenece a la banda L (1-2 [GHz]), ya que: $f_L = 1575.42$ [Hz]
$\Delta\omega_{Dop}$	variación (incremento o decremento) en la frecuencia de la señal portadora debido al efecto Doppler, esto es: $\Delta\omega_{Dop} = 2\pi \Delta f_{Dop}$ [rad/s]
ϕ_i	cambio en la fase de las señales emitidas por los satélites del sistema GPS [rad]
τ_i	retardo en el tiempo de las señales transmitidas por los satélites del sistema GPS [s]
$n(t)$	ruido blanco gaussiano estacionario (asociado al ruido térmico del receptor) [V] _{ruido}
$h(t)$	señales de interferencia limitadas en banda (ruido pasa-banda) [V] _{ruido}

NOTAS:

Dependen del tiempo, posición y movimiento relativo entre el receptor y los satélites. Son producidos por los efectos ionosféricos, troposféricos y relativistas del medio que influyen sobre la propagación de las señales. La influencia de estos efectos, así como el comentario Doppler, se analizan en el Apéndice C.

III.4.2 ETAPAS DE CONVERSIÓN Y FILTRADO DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Con el fin de facilitar el proceso de detección de las señales emitidas por los satélites, el receptor utiliza varias etapas de conversión de frecuencia que reducen, consecutivamente, el valor de la frecuencia portadora de estas señales en tres valores de frecuencia intermedia, para lo cual se emplean tres etapas de mezclado formadas por dispositivos mezcladores doble-balanceados

Los requerimientos primordiales de estas etapas son reducir la radiofrecuencia de las señales transmitidas por los satélites en valores de frecuencia intermedia y disminuir los efectos de las señales *imágenes* (señales de radiofrecuencia presentes en el medio que, en las etapas de mezclado, producen la presencia de otras señales con los mismos valores de frecuencia intermedia). Esto facilita los procesos posteriores de filtrado, amplificación y conversión a señales digitales que permiten la obtención de la información del sistema GPS por parte del módulo de procesamiento del receptor. El proceso de reducción de frecuencia está en función del plan de frecuencias, por lo que sus necesidades de diseño son similares a las del sintetizador de frecuencias.

Los mezcladores doble-balanceados poseen de uno o a dos terminales o puertos de entrada, uno para la señal del oscilador local y uno o dos de salida. En los terminales de entrada se introducen las señales cuya frecuencia se reducirá y en el otro puerto la señal de su oscilador local. El factor de reducción de la frecuencia presente en las señales mezcladas, está dado por la diferencia entre las frecuencias de las señales de entrada y del oscilador local

Los terminales de salida del mezclador doble-balanceado proporcionan señales de frecuencia intermedia con su fase invertida (diferenciales) para reducir la interferencia de modo común. Cada una de estas señales posee componentes en ambas bandas laterales. Entre los puertos de los mezcladores doble-balanceados existe aislamiento, es decir, las señales presentes en cada uno de los terminales no se reflejan en los demás. Esto facilita la supresión de señales armónicas de orden superior de las señales en los puertos del mezclador que se presentan, comúnmente, a las salidas de los mezcladores balanceados simples debido a su respuesta no lineal

En las salidas de cada etapa de mezclado, se intercalan etapas de filtrado pasabanda con entrada diferencial, en las que su frecuencia central está situada en la frecuencia intermedia de las bandas laterales deseadas de las señales a la salida de las etapas de mezclado. Las etapas de filtrado deben conseguir la supresión y el rechazo final de las señales de interferencia fuera del ancho de banda, así como de las bandas laterales no deseadas, de las señales armónicas de orden superior y de las señales que se infiltran a los mezcladores provenientes de los osciladores locales. Además, las etapas de filtrado, deben reducir el ruido térmico y limitar la presencia de las señales *imágenes*.

Para satisfacer sus principales necesidades, las etapas de filtrado deben presentar una magnitud de su respuesta en frecuencia con poca atenuación y un comportamiento lineal de su respuesta en fase dentro del ancho de banda de las señales de los satélites para no distorsionarlas. Además, las etapas de filtrado, no deben aumentar la temperatura de ruido del receptor por encima de un nivel máximo aceptable, por lo que sus pérdidas de inserción deben ser lo más bajas posibles.

Las etapas de filtrado pasa-banda disminuyen el efecto *alias* (superposición de los lóbulos de la densidad espectral de potencia de las señales transmitidas por los satélites) que se puede producir durante el proceso de muestreo y retención, en la etapa de cuantificación (que se explica posteriormente). Aunque los filtros disminuyen el efecto *alias*, es necesario prever y reducir al mínimo la posible presencia del mismo utilizando la frecuencia de muestreo apropiada en la etapa de cuantificación.

También, es importante resaltar que, a consecuencia del filtrado previo al módulo de procesamiento de señales digitales, se presentan pérdidas de correlación que disminuyen el nivel máximo que puede presentarse durante las operaciones de correlación. Los efectos del filtrado afectan el desempeño del módulo de procesamiento de señales digitales, el cual se aborda en el siguiente tema. En seguida se explican las tres etapas de conversión y filtrado de frecuencia intermedia

1. Primera Etapa

La primera etapa de conversión de frecuencia utiliza un mezclador doble-balaceado que realiza el producto entre la señal generada por el primer oscilador local del sintetizador de frecuencias y las señales de radiofrecuencia transmitidas por los satélites, las cuales han sido captadas por la antena y amplificadas previamente en el módulo de preamplificación presente a la entrada del receptor.

Las señales de los satélites, provenientes del preamplificador y filtradas en el filtro pasa-banda de radiofrecuencia (F_1), se introducen al terminal **(29) RF_Input** del circuito integrado **GP2010**, a través del circuito para acoplamiento de las señales de radiofrecuencia formado por los capacitores C_{25} de 1.5 [pF] y C_{26} de 4.7 [pF]. Este arreglo capacitivo acopla la impedancia de entrada de este terminal (z_1) con la impedancia de salida (z_0) del filtro F_1 a un valor de 50 [Ω].

La primera etapa de conversión en frecuencia intermedia produce dos señales invertidas en fase y cada una posee componentes en ambas bandas laterales (superior e inferior). Dichas señales son el resultado del producto entre las señales emitidas por los satélites y dos señales generadas en el primer oscilador local (una con la fase original y otra invertida).

Las señales producidas por la primera etapa de conversión en frecuencia intermedia están presentes en los terminales de salida diferencial del mezclador doble balanceado, (33) O/P 1- y (34) O/P 1+, y pueden representarse mediante:

$$s_{m_{1-}}(t) = r_{L_1}(t) \cdot s_{OL1}(t) \quad \text{donde: } s_{OL1}(t) = \cos(\omega_o t)$$

$$\bar{s}_{m_{1-}}(t) = r_{L_1}(t) \cdot \bar{s}_{OL1}(t) \quad \text{donde: } \bar{s}_{OL1}(t) = \cos(\omega_o t + \pi)$$

$$s_{m_{1-}}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_{C/A}}(t + \tau_i) [\cos(\alpha - \beta) \cdot \cos(\alpha + \beta)] \quad [V]$$

$$\bar{s}_{m_{1-}}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_{C/A}}(t + \tau_i) [\cos(\alpha - (\beta + \pi)) + \cos(\alpha + (\beta + \pi))] \quad [V]$$

donde:

$$\alpha = (\omega_{L_1} + \Delta\omega_{L_1})(t + \tau_i) + \phi_i \quad [\text{rad/s}] \quad \beta = \omega_o t \quad [\text{rad/s}]$$

$$\omega_o = 2\pi f_o \quad [\text{rad/s}] \quad f_o = 1400 \quad [\text{MHz}] \quad (\text{frecuencia del primer oscilador local})$$

Los terminales (33) O/P 1- y (34) O/P 1+ se encuentran a colector abierto, por lo que se conectan al voltaje de polarización, a través del inductor L_1 de 680 [nH] y los capacitores C_{21} de 47 [nF], C_{22} de 22 [nF] y C_{23} de 10 [pF] que deben desacoplar la fuente de voltaje en un amplio espectro de frecuencia. Luego, las señales mezcladas se introducen a un filtro con entrada diferencial, respuesta pasa-banda con un ancho de banda mínimo $B_1 \approx 2B_{C/A} \approx 2$ [MHz] y su frecuencia central (f_1) situada en la primera frecuencia intermedia (f_{r1}), es decir:

$$\omega_{r1} = \omega_{L_1} \quad \omega_{r1} = 2\pi f_{r1} \quad [\text{rad/s}]$$

$$f_{r1} = f_c = f_o \quad (1575.42 \quad 1400) \cdot 10^9 \quad 175.42 \quad [\text{MHz}]$$

por lo que

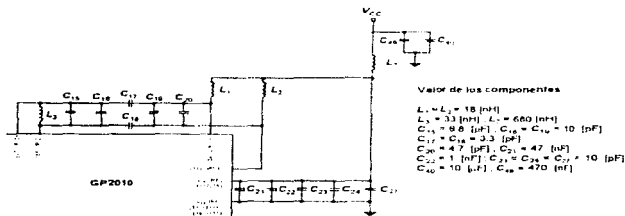
$$f_1 = f_{r1} = 175.42 \quad [\text{MHz}]$$

Este filtro se acopla externamente a los terminales (33) O/P 1-, (34) O/P 1+ y (36) I/P 2-, (37) I/P 2+. El filtro se construye mediante un arreglo inductivo-capacitivo (L,C), sintonizado en la frecuencia central f_1 y con respuesta aproximada a la del tipo Chebyshev con dos polos resonantes. Dicho filtro se encuentra formado por:

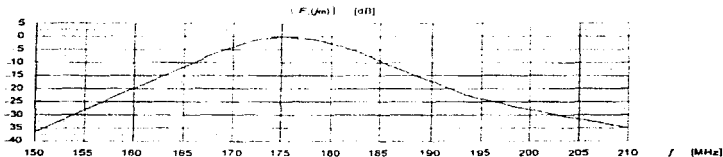
Componentes del Primer Filtro Pasa-Banda				
Inductores	Valores	Factor de Calidad (Q)	Capacitores	Valores
L_1	18 [nH] \pm 2%	$Q_1 \approx 30$ [-] ($f_1 = 175.42$ [MHz])	C_{1-}	8.8 [pF] \pm 2% a 50 [V]
L_2	18 [nH] \pm 2%	$Q_2 \approx 30$ [-] ($f_1 = 175.42$ [MHz])	C_{1+}	10 [pF] \pm 2% a 50 [V]
L_3	33 [nH] \pm 2%	$Q_2 \approx 30$ [-] ($f_1 = 175.42$ [MHz])	C_{2-}	3.3 [pF] \pm 2% a 50 [V]
NOTA:	La frecuencia de resonancia propia de los inductores debe ser mayor a 1500 [MHz]		C_{2+}	10 [pF] \pm 2% a 50 [V]
			C_{3-}	4.7 [pF] \pm 2% a 50 [V]

A continuación, en la tabla se listan las características que debe cumplir el filtro pasa-banda de la primera etapa de frecuencia intermedia, el diagrama esquemático muestra la disposición y conexión de los componentes que constituyen a este filtro y la gráfica corresponde a su respuesta en frecuencia ($f, (j\omega)$).

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia central	f_c	1386	175.42	1414	MHz
Ancho de banda a potencia media ($f = f_c \pm B/2$ [MHz])	B	2	15	20	MHz
Frecuencias de las señales imágenes	f_i		104.58 166.80		MHz MHz
Pérdidas de inserción	$L_{ins.}$			3	dB
Impedancia típica de la fuente	Z_s		700		Ω
Impedancia típica de la carga	Z_L		700		Ω
Amplitud del rizo	A_v		0.1		dB
Rechazo a señales de interferencia	R_{fi}		10		dB
Temperatura de operación	T_o	-40	25	85	$^{\circ}C$



Disposición de los componentes del filtro pasa-banda



Respuesta en frecuencia de la primera etapa de filtrado

La primera etapa de filtrado suprime las bandas laterales de la densidad espectral de potencia de la diferencia de la señales presentes en su entrada que están centradas en la frecuencia $\omega_c - \omega_o$ [rad/s], obteniéndose las señales:

$$\tilde{s}_{o_+}(t) = \sum_{i=1}^N V_{C_i/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_{C_i/A}}(t + \tau_i) \left(\cos((\omega_{F_i} + \Delta\omega_o)(t + \tau_i) + \phi_i) \right) \quad [V]$$

$$\tilde{s}_{o_-}(t) = \sum_{i=1}^N V_{C_i/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_{C_i/A}}(t + \tau_i) \left(\cos((\omega_{F_i} + \Delta\omega_o)(t + \tau_i) + \phi_i - \pi) \right) \quad [V]$$

Entre estas señales existe una diferencia de fase de π [rad] y, a través de los terminales (36) I/P 2- y (37) I/P 2+, se introducen a la segunda etapa de mezclado y filtrado de señales de frecuencia intermedia del circuito integrado GP2010

La polarización de la primera etapa de reducción y filtrado se realiza a través de los siguientes terminales

Terminal	Observaciones
(26) V _{CC} (RF) (32) V _{CC} (RF)	terminales de polarización positiva para el mezclador de la primera etapa de frecuencia intermedia. Aunque están conectados internamente, es necesario conectarlos a V _{CC} , (3 ó 5 [V] + 10%), a través del inductor L ₇ de 680 [nH], con el fin de reducir al mínimo las inductancias en serie. Además, cada terminal se conecta, a través de los capacitores C ₂ ó C ₄ de 10 [pF], al nivel de referencia V _{EE} = 0 [V]
(27) V _{EE} (RF) (28) V _{EE} (RF) (30) V _{EE} (RF) (31) V _{EE} (RF)	terminales de polarización negativa para el mezclador de la primera etapa de frecuencia intermedia (aunque están conectados internamente, es necesario que cada terminal se conecte a V _{EE} para reducir al mínimo las inductancias en serie internas)

La siguiente tabla muestra las principales características de esta etapa.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Nivel de potencia a la entrada (terminal (29) RF Input)	N _p			15	dB _m
Frecuencia de entrada $f_i = f_{L_1} - 1575.42$	f _i		1575.4		MHz
Figura de ruido equivalente del receptor (z _s = 50 [Ω])	F _n		9		dB
Compresión de las señales de entrada (1 [dB])	f ₁	-22		16	dB _m
Rechazo a señales imágenes	R _{im}	5		7	dB
Impedancia de entrada $z_i = R_i + j(\omega_c L_i)$ [Ω]	Z _i R _i L _i		15 3.6		Ω nH
(la impedancia de entrada se adapta a z _s = 50 [Ω])	G ₁	11	18	25	dB
Ganancia de conversión	Z _o R _o C _o		700 1		Ω pF
Impedancia de salida diferencial					
$z_o = R_o - j \left(\frac{1}{\omega_c C_o} \right)$ [Ω]					
Temperatura de operación	T _o	-40	25	85	°C

2. Segunda Etapa

Las señales balanceadas de la primera frecuencia intermedia presentes a las salidas de la primera etapa de filtrado son introducidas, a través de los terminales (36) I/P 2- y (37) I/P 2+ del circuito integrado GP2010, a la segunda etapa de conversión y filtrado de señales de frecuencia intermedia.

Las señales que entran al segundo mezclador doble-balanceado son multiplicadas por la señal del segundo oscilador local (con su fase original). Este proceso de mezclado origina dos señales invertidas en fase, formadas por componentes en ambas bandas laterales. A las salidas del segundo mezclador se tienen las señales

$$\bar{s}_{m_1}(t) = s_{o_1}(t) \cdot s_{OL2}(t) \quad \bar{s}_{m_2}(t) = s_{o_1}(t) \cdot s_{OL2}(t), \text{ donde } s_{OL2}(t) = \cos(\omega_o t)$$

$$s_{m_1}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_c, a}(t + \tau_i) (\cos(\delta - \gamma) + \cos(\delta + \gamma)) \quad [V]$$

$$\bar{s}_{m_1}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus p_{N_c, a}(t + \tau_i) (\cos(\delta - (\gamma + \pi)) + \cos(\delta + (\gamma + \pi))) \quad [V]$$

donde:

$$\delta = (\omega_{FI} + \Delta\omega_o)(t + \tau_i) - \phi_i \quad [\text{rad/s}] \quad \gamma = \omega_o t \quad [\text{rad/s}]$$

$$\omega_{FI} = 2\pi f_{FI} \quad [\text{rad/s}] \quad f_{FI} = 175.42 \quad [\text{MHz}] \quad (\text{primera frecuencia intermedia})$$

$$\omega_o = 2\pi f_o \quad [\text{rad/s}] \quad f_o = 140 \quad [\text{MHz}] \quad (\text{frecuencia del segundo oscilador local})$$

Luego, la segunda frecuencia intermedia de interés, corresponde a

$$\omega_{FI_2} = \omega_{FI} - \omega_o = 2\pi f_{FI_2} \quad [\text{rad/s}]$$

$$f_{FI_2} = f_{FI} - f_o = (175.42 - 140) \cdot 10^6 = 35.42 \quad [\text{MHz}]$$

Las señales de la segunda etapa de frecuencia intermedia se encuentran presentes en los terminales de salida diferencial (40) O/P 2- y (41) O/P 2+, del mezclador doble-balanceado de la segunda etapa de conversión de frecuencia. Debido a que estos terminales de salida del circuito integrado GP2010 están a colector abierto, es necesario conectarlos a V_{CC} , (3 o 5 [V] \pm 10 %), a través del resistor R_2 de 10 [Ω] y los inductores L_4 y L_5 de 560 [nH]. Entre los inductores L_4 y L_5 , el resistor R_3 y el nivel de referencia ($V_{EE} = 0$ [V]), se conectan los capacitores C_{13} de 10 [nF] y C_{14} de 1 [nF], para disminuir el ruido y desacoplar la fuente de polarización.

Luego, las señales de la segunda etapa de frecuencia intermedia son filtradas en la segunda etapa de filtrado pasa-banda. Esta etapa es un factor crítico en el desempeño del receptor, por lo que se utiliza un filtro de ondas *acústicas* superficiales o filtro **SAW** (**Surface Acoustic Wave**).

El filtro **SAW** es un filtro transversal adaptado, el cual se ha diseñado para que su respuesta se adecue a las señales de entrada para incrementar la relación señal a ruido en el receptor. Para conseguir esto, el filtrado debe atenuar las componentes de la densidad espectral de potencia de las señales de entrada que presenten una energía relativamente pequeña pero sin afectar los componentes con energía alta.

La respuesta de fase del filtro **SAW** debe ser tal que los componentes del ruido a la entrada se reduzcan, al sumarse todos los desfases aleatorios de su densidad espectral, produciéndose el incremento de la relación señal a ruido.

El filtro **SAW** está formado por una línea de retardo con derivaciones ponderadas. Dicho filtro posee dos transductores colocados en extremos opuestos de un sustrato piezoeléctrico pulido. El sustrato puede ser de cuarzo, de niobato de litio o de tantalio-litio. A su vez, cada transductor está formado por un conjunto de dos películas metálicas delgadas entrelazadas. La línea de retardo con derivaciones se construye espaciando las películas y las ponderaciones se determinan por medio del traslapeo entre películas adyacentes.

Al aplicar una señal eléctrica al transductor de entrada, esta señal ocasiona una distorsión física de su superficie convirtiendo su energía eléctrica en energía mecánica al producirse ondas *acústicas* viajeras propagándose en el sustrato. Al llegar al transductor de salida, la energía mecánica de las ondas *acústicas* se transforma, nuevamente, en señales eléctricas ya filtradas.

La respuesta al impulso de los filtros **SAW** se relaciona, directamente, con su geometría, la posición relativa de las películas determina la fase, y el traslapeo entre películas adyacentes determina la ponderación de la amplitud. La velocidad de propagación sobre el sustrato es cercana a 3000 [m/s].

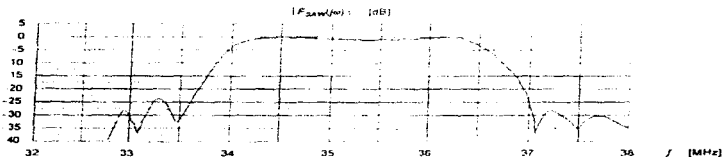
El tamaño del sustrato, la conveniencia de su fabricación y la atenuación *acústica*, limitan el intervalo de la frecuencia de operación de este tipo de filtros entre 2 y 2000 [MHz]. En general, las frecuencias de los dispositivos en producción comercial varían desde 20 hasta 500 [MHz].

Este tipo de filtros se usan ampliamente en aplicaciones que requieren filtros de alta calidad, pues sus restricciones son más flexibles que las de los filtros amortiguados del tipo RLC, pero, una vez que el filtro ha sido diseñado y construido, su respuesta en frecuencia no se puede modificar.

El filtro pasa-banda que utiliza el circuito integrado **GP2010** de la compañía GEC Plessey Semiconductors, corresponde al filtro **SAW** con número de serie **DW9255**, formado por un circuito de 12 terminales, cuyas entradas y salidas son diferenciales. Este filtro está fabricado con un sustrato de tantalio-litio y se encuentra protegido con un encapsulado cerámico herméticamente cerrado, de bajo perfil y diseñado para montaje superficial. La siguiente tabla muestra las características más importantes de este filtro de ondas acústicas superficiales

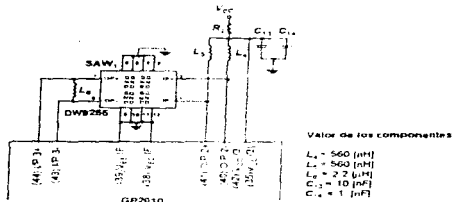
Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia central $f_c = f_{n1}$	f_c		35.42		MHz
Ancho de banda $B_c = 2B_{CA}$	B_c	1.6	2.0		MHz
Pérdidas de inserción	L_{SAW}	16		18	dB
Amplitud del rizo ($f = 34.62$ a 36.22 [MHz])	R_f	0.8		1.6	dB _{rL}
Atenuación relativa a las pérdidas de inserción	A_{SAW}				
f [MHz]					
< 28.0		35		40	dB
< 31.0		30		35	dB
< 33.5		21		25	dB
< 37.5		21		25	dB
< 40.0		25		30	dB
> 50.0		30		40	dB
> 63.0		28		35	dB
> 73 a 110		40		45	dB
Frecuencia de las señales imágenes	f_i		26.80		MHz
Variación del retardo de grupo	Δt_{SAW}	190		300	ns
Retardo de grupo	t_{SAW}	1.6		1.7	µs
Impedancia de la fuente (conectada a la entrada)	Z_s		500		Ω
Impedancia de la carga (conectada a la salida)	Z_L		1000		Ω
Temperatura de operación	T_o	40	25	85	C

En seguida se muestra la respuesta en frecuencia ($|F_{SAW}(f)|$) del filtro SAW



Respuesta en frecuencia de la segunda etapa de filtrado

El filtro **SAW** recibe las señales balanceadas de la segunda frecuencia intermedia, $f_{R_2} = 35\ 42$ [MHz], provenientes de los terminales de salida **(40) O/P 2-** y **(41) O/P 2+** del circuito **GP2010**, a través de sus terminales **(1) IP-** y **(2) IP+**. Los terminales diferenciales de salida **(7) OP+** y **(8) OP-** del filtro **SAW** se conectan a los terminales **(43) I/P 3-** y **(44) I/P 3+** del circuito integrado **GP2010** y, por estar a colector abierto, se polarizan con el nivel V_{CC_1} , a través del resistor R_7 de $10\ [\Omega]$ y los inductores L_4 y L_5 de 560 [nH]. Además, estos inductores reducen las capacitancias presentes a la entrada del filtro **SAW** mediante acoplamiento resonante. Entre los terminales **(7) OP+** y **(8) OP-** del filtro **SAW** se conecta el inductor L_6 de $2.2\ [\mu\text{H}]$ para sintonizar su respuesta.



Este filtro suprime las bandas laterales de la densidad espectral de potencia de la diferencia de las señales centradas en la frecuencia $\omega = \omega_{R_1} + \omega_{e_1}$ [rad/s], por lo que en sus salidas se obtienen las señales:

$$s_{o_1}(t) = \sum_{j=1}^N V_{C_1/A} d_j(t - \tau_j) \cdot p_{N_{C_1/A}}(t - \tau_j) \left\{ \cos((\omega_{R_1} + \Delta\omega_{d_1})(t - \tau_j) + \phi_j) \right\} \quad [V]$$

$$s_{o_2}(t) = \sum_{j=1}^N V_{C_1/A} d_j(t - \tau_j) \cdot p_{N_{C_1/A}}(t - \tau_j) \left\{ \cos((\omega_{R_1} + \Delta\omega_{d_1})(t - \tau_j) + \phi_j - \pi) \right\} \quad [V]$$

La siguiente tabla muestra los terminales de polarización de la segunda etapa de reducción y filtrado de señales de frecuencia intermedia

Terminal	Observaciones
(36) $V_{CC}(2)$	terminal de polarización positiva para el mezclador de la segunda etapa de frecuencia intermedia. Como las salidas del mezclador están a colector abierto, es necesario que este terminal se conecte a V_{CC_1} a través del resistor R_7 de $10\ [\Omega]$. Además, los capacitores C_{13} de 10 [nF] y C_{14} de 1 [nF], se conectan entre este terminal y el nivel de referencia V_{EE} con el fin de reducir el ruido.
(38) $V_{EE}(1F)$	terminal de polarización negativa que debe estar conectado a V_{EE} .

A continuación se listan las principales características de la segunda etapa de reducción y filtrado de señales de frecuencia intermedia.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia de entrada $f_i - f_{ni}$	f_i		175.42		MHz
Ganancia de conversión	G_c	22	27	33	dB
Compresión de las señales de entrada (1 [dB])	f_i'	5		14	mV _{rms}
Rechazo a señales imágenes	R_{fi}	5		7	dB
Impedancia de entrada $z_i = R_i \cdot j \left(\frac{1}{\omega_{ni} C_i} \right)$ [Ω]	z_i R_i C_i	490	700 1	910	Ω pF
Impedancia de salida $z_o = R_o \cdot j \left(\frac{1}{\omega_{ni} C_o} \right)$ [Ω]	z_o R_o C_o	350	500 1	650	Ω pF
Temperatura de operación	T_o	-40	25	85	°C

3. Tercera Etapa

Las señales balanceadas diferenciales, presentes a las salidas del filtro **SAW**, se introducen a los terminales (43) I/P 3- y (44) I/P 3+ del circuito integrado **GP2010**, que son las entradas a la etapa principal de amplificación de frecuencia intermedia formada por dos amplificadores con un dispositivo de control automático de ganancia o **AGC** (Automatic Gain Control). Las tres funciones primordiales de esta etapa son:

1. Aumentar el intervalo dinámico de la respuesta en el receptor. Al variar su factor de amplificación, la amplitud de las señales de la segunda frecuencia intermedia se ajusta hasta el nivel apropiado para esta etapa. Además, las señales de frecuencia intermedia se sitúan por encima del nivel de referencia V_{EE} para reducir los niveles altos de interferencia continua, que puedan saturar a las etapas posteriores.
2. Controlar los niveles de cuantificación (que se analizan en la siguiente sección).
3. Suprimir la posible interferencia entre pulsos en la etapa de cuantificación.

En los terminales (21) **AGC-** y (22) **AGC+** del circuito integrado **GP2010**, se conecta el capacitor C_{31} de 100 [nF], el cual ajusta la constante de tiempo del controlador de la ganancia de los amplificadores (t_{AGC}) a un valor de 2 [ms].

Las salidas balanceadas del amplificador principal de frecuencia intermedia, se introducen al tercer mezclador doble-balanceado para efectuar el producto entre las señales balanceadas de la segunda frecuencia intermedia (filtradas y amplificadas) y la señal generada por el tercer oscilador local obteniéndose, a las salidas de la tercera etapa de conversión de frecuencia, dos señales invertidas en fase que son:

$$\bar{s}_{m_{11}}(t) = s_{v_{11}}(t) \cdot s_{oL_3}(t) \quad \bar{s}_{m_{12}}(t) = s_{v_{12}}(t) \cdot s_{oL_3}(t) \quad \text{y} \quad s_{oL_3}(t) = \cos(\omega_{o_3} t)$$

$$\bar{s}_{m_{11}}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t + \tau_i) \left[\cos(\varphi + \psi) + \cos(\varphi - \psi) \right] \quad [V]$$

$$\bar{s}_{m_{12}}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t + \tau_i) \left[\cos(\varphi + (\psi + \pi)) \cdot \cos(\varphi + (\psi + \pi)) \right] \quad [V]$$

donde:

$$\varphi = (\omega_{f_{11}} + \Delta\omega_{d_1})(t + \tau_i) + \phi_1 \quad [\text{rad/s}] \quad \gamma = \omega_{o_3} t \quad [\text{rad/s}]$$

$$\omega_{f_{11}} = 2\pi f_{f_{11}} \quad [\text{rad/s}] \quad f_{f_{11}} = 35.42 \quad [\text{MHz}] \quad (\text{segunda frecuencia intermedia})$$

$$\omega_{o_3} = 2\pi f_{o_3} \quad [\text{rad/s}] \quad f_{o_3} = 31.1/9 \quad [\text{MHz}] \quad (\text{frecuencia del tercer oscilador local})$$

El inconveniente de la etapa de amplificación principal es que al aumentar el factor de amplificación también se incrementa el nivel de ruido en el ancho de banda, por lo que se necesita otra etapa de filtrado para las señales balanceadas en las salidas del tercer mezclador. La tercera etapa de filtrado pasa-banda es interna y su frecuencia central (f_3), está situada en la tercera frecuencia intermedia, es decir:

$$\omega_{f_3} = \omega_{f_{11}} - \omega_{o_3} = 2\pi f_{f_{11}} \quad [\text{rad/s}]$$

$$f_{f_{11}} = f_{f_{11}} - f_{o_3} = \left(35.42 - \frac{280}{9} \right) \cdot 10^6 = \frac{1939}{450} \cdot 10^6 = \left(4 \frac{139}{450} \right) \cdot 10^6 \approx 4.308888 \dots \quad [\text{MHz}]$$

por tanto:

$$f_3 = f_{f_{11}} = \left(4 \frac{139}{450} \right) \cdot 10^6 \approx 4.308888 \dots \quad [\text{MHz}]$$

La última etapa de filtrado suprime las bandas laterales de la densidad espectral de potencia de la diferencia de la señales de salida del tercer mezclador doble-balanceado centradas en la frecuencia $\omega_{f_{11}} + \omega_{o_3}$ [rad/s], originando las señales:

$$s_{v_{11}}(t) = \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t + \tau_i) \left[\cos\left((\omega_{f_{11}} + \Delta\omega_{d_1})(t + \tau_i) + \phi_1\right) \right] \quad [V]$$

$$s_{v_{12}}(t) = \sum_{i=1}^N V_{C/A} d_i(t + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t + \tau_i) \left[\cos\left((\omega_{f_{11}} + \Delta\omega_{d_1})(t + \tau_i) + \phi_1 + \pi\right) \right] \quad [V]$$

En el terminal de salida **(1) IF_Output** se presenta tan sólo la señal con la fase original con un voltaje eficaz ($V_{o_{rms}}$) que sirve para comprobar el funcionamiento del circuito **GP2010**. La impedancia de salida de este terminal (Z_o) es de 1 [k Ω].

En seguida se muestran los terminales de polarización de la tercera etapa de reducción y filtrado de señales de frecuencia intermedia y se listan sus características eléctricas más importantes

Terminal	Observaciones
(42) Vcc(3)	terminal de polarización positiva para el mezclador de la tercera etapa de frecuencia intermedia. Este terminal se conecta a V_{cc} por medio del resistor R_2 de 10 [Ω] y se le conectan los capacitores C_3 de 10 [nF] y C_4 de 1 [nF] a V_{eff} para reducir el ruido
(39) Vex(IF)	terminal de polarización negativa para el mezclador de la tercera etapa de frecuencia intermedia por lo cual se conecta directamente al nivel de referencia V_{eff}

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia de entrada f_i - f_{R1}	f_i		35.42		MHz
Ganancia de conversión máxima	G_{conv}		75		dB
Ganancia de conversión mínima	G_{min}				dB
$G_{2-3} = (P_{LNA} - N - G_{LNA} - F_R + L_1 + L_2) - (G_1 + G_2)$					dB
Condiciones					
• Nivel de potencia a la salida del preamplificador	P_{LNA}		-7		dBm
• Nivel de ruido en la entrada de la antena	N		111		dBm
• Ganancia mínima del amplificador de bajo ruido	G_{LNA}	10			dB
• Figura de ruido del circuito integrado GP2010	F_R		9		dB
• Pérdidas de los filtros pasa-banda externos	L_1, L_2		21		dB
• Ganancia de la primera etapa de mezclado	G_1	11		25	dB
• Ganancia de la segunda etapa de mezclado	G_2	22		33	dB
• Intervalo del control automático de ganancia	ΔG_{AGC}		50		dB
Impedancia de entrada diferencial (terminales (43) y (44))	Z_i	0.7	1	1.3	k Ω
Voltaje eficaz máximo de la señal de entrada	$V_{i_{rms}}$		7	20	mV $_{RMS}$
Impedancia de salida (terminal (1) IF_Output)	Z_o	0.7	1	1.3	k Ω
Voltaje eficaz de la señal de salida	$V_{o_{rms}}$	60	85	120	mV $_{RMS}$
Frecuencia central del filtro pasa-banda	f_c		4.309		MHz
Ancho de banda	B	1.8	2.0		MHz
Banda de paso (para $f < f_c + B/2$) [MHz]	H_3	1.5		1.0	dB
Rechazo fuera de la banda de paso para una frecuencia $f - f_c + (B/2 + \Delta f_s)$ [MHz], donde	R_f				
$\Delta f_s = 0.5$ [MHz]			12		dB
$\Delta f_s = 50$ [MHz]			45		dB

III.4.3 ETAPA DE CUANTIFICACIÓN

Las señales de la tercera frecuencia intermedia con la fase original, limitadas a un ancho de banda $B_3 \approx 2B_{cA} \approx 2.046$ [MHz] y centradas en la tercera frecuencia intermedia, $f_{FI_3} = (4\ 139/450) \cdot 10^6 \approx 4.309$ [MHz], se introducen a una etapa de cuantificación de dos dígitos binarios, mediante los cuales se generan las señales digitales **MAG** y **SIGN** que representan la magnitud y signo de estas señales.

Para generar la señal **MAG**, se emplean dos comparadores de nivel. El primero, utiliza un voltaje de referencia positivo en su terminal inversor, $v_n = V_R$ [V], y el segundo posee una referencia negativa en su terminal no-inversor, $v_p = -V_R$ [V]. A las salidas de cada uno de los comparadores de nivel se presentan las señales v_o y v_o' que, al presentar sus flancos ascendentes, indican el instante en el que la amplitud de las señales de la tercera frecuencia intermedia ($V_{o_{FI_3}}$), sobrepasa uno de los umbrales de referencia de los comparadores, ya que

$$v_o = \Delta V_o (v_{o_{FI_3}} - v_n) \quad [V] \quad \text{y} \quad v_o' = \Delta V_o (v_p - v_{o_{FI_3}}) \quad [V]$$

donde:

$$\Delta V_o = \text{es la ganancia en lazo abierto de los comparadores} \quad [-]$$

Luego, las señales de los comparadores de nivel, se introducen a una compuerta lógica que realiza la operación **OR** entre ambas. La señal resultante, es la señal digital **MAG**, que representa la magnitud de las señales cuantificadas. La señal digital **MAG** también se emplea para controlar el factor de amplificación del amplificador principal de frecuencia intermedia, según las restricciones que dictan los umbrales de cuantificación, estableciendo un lazo de retroalimentación que permite el ajuste automático de la ganancia de esta etapa.

El controlador de ganancia del amplificador principal ajusta el factor de amplificación de éste, para producir un cambio en la amplitud de las señales de la tercera frecuencia intermedia, hasta que su nivel de voltaje sobrepase los umbrales de referencia $\pm V_R$ durante el 15% del periodo de las señales de la tercera frecuencia intermedia (T_{FI_3}) pues, como:

$$T_{FI_3} = \frac{1}{f_{FI_3}} = \frac{450}{1939 \cdot 10^6} = 232.0784 \quad [\text{ns}]$$

luego:

$$T_{D_{\text{max}}} = 0.15 T_{FI_3} = 34.81175 \quad [\text{ns}]$$

Cuando la amplitud de las señales a cuantificar ($V_{o_{m_1}}$) sobrepasa los niveles de referencia $\pm V_R$, la señal **MAG** debe mantenerse en nivel lógico alto durante el 30% del tiempo del periodo de las señales cuantificadas, y el 70% del tiempo restante debe presentar un nivel bajo. Por lo tanto, el ciclo de trabajo de la señal **MAG** es de 30%.

Para obtener la señal digital **SIGN**, las señales de la tercera frecuencia intermedia se introducen a un comparador de nivel que posee, en su terminal inversor, un umbral de referencia $v_{in} = V_{EX} - 0$ [V].

La señal de salida $v_o = \Delta V_o (V_{o_{m_1}} - v_{in})$ [V], se mantiene en nivel lógico alto durante el semiciclo positivo de las señales cuantificadas y en nivel bajo en el semiciclo negativo y, por tanto, su ciclo de trabajo es del 50%. entonces, como

$$T_{PL_1} = \frac{1}{f_{PL_1}} = \frac{450}{1939 \cdot 10^6} = 232,0784 \quad [\text{ns}]$$

luego:

$$T_{D_{max}} = \frac{T_{PL_1}}{2} = 116,039195 \quad [\text{ns}]$$

Las señales digitales de cuantificación, **MAG** y **SIGN**, se sincronizan separadamente en dos circuitos de muestreo y retención, utilizando los flancos ascendentes de la señal de muestreo **SAMPCLK**. El teorema de muestreo de Nyquist indica que: *para poder reconstruir correctamente una señal de valor real y limitada en banda a un valor B , a partir de una serie de muestras espaciadas en el tiempo T_s [s], se debe utilizar una señal de muestreo con una frecuencia $f_s \geq 2B$ [Hz].*

Las señales de entrada a los circuitos de muestreo y retención están limitadas en banda y centrados en la frecuencia intermedia $f_{EL_1} \approx 4,309$ [MHz], por lo que la frecuencia de muestreo debe ser $f_s \geq 2B_s$, es decir, $f_s \geq 4B_{EL_1}$ ó $f_s \geq 4,092$ [MHz].

La señal de muestreo **SAMPCLK**, se produce en el generador de señales de sincronía del módulo de procesamiento de señales digitales, a partir de las señales principales de sincronía **CLK-** y **CLK+**, del sintetizador de frecuencias del circuito integrado **GP2010**. Para cumplir con la restricción anterior, la frecuencia de muestreo (f_s) se obtiene al dividir la frecuencia f_p , entre 7 (el proceso para generar la frecuencia de muestreo se explica con más detalle en secciones posteriores).

La señal **SAMPCLK**, $s_s(t)$, (presente en el terminal (11) CLK del GP2010) es una señal cuadrada que se representa mediante:

$$s_s(t) = d \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} e^{j\omega_s k t} \right) = d \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} \cos(k\omega_s t) \right)$$

donde:

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T_s \quad [\text{rad/s}] \quad ; \quad f_s = f_p/7 = 40/7 \quad [\text{MHz}] \quad \text{y} \quad d = \tau_s/T_s \quad [-]$$

La siguiente tabla muestra las características eléctricas de la señal **SAMPCLK**.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Nivel lógico alto de entrada	V_{IH}	2		V_{DD}	V
Intensidad de corriente de entrada con nivel lógico alto	I_{IH}		10		μA
Nivel lógico bajo de entrada	V_{IL}	$V_{EE} = 0$		0.5	V
Intensidad de corriente de entrada con nivel lógico bajo	I_{IL}		300		μA
Frecuencia de muestreo ($f_s = f_p/7$)	f_s		40/7		MHz
Período de la señal de muestreo ($T_s = 1/f_s$)	T_s		175		ns
Relación (Marca Espacio)			4/3		-
Ciclo de trabajo ($d = \tau_s/T_s$)	d		4/7		-
Duración del estado lógico alto ($\tau_s = dT_s$)	τ_s		100		ns
Duración del estado lógico bajo ($\tau_o = (1-d)T_s$)	τ_o		75		ns

Las etapas de muestreo y retención sincronizan a las señales digitales de cuantificación **SIGN** y **MAG**, produciendo las muestras que resultan de

$$s_o(t) = s_{o_n}(t) \cdot s_s(t_k) = s_{o_n}(t) \cdot d \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} \cos(k\omega_s t) \right)$$

dichas muestras se obtienen a intervalos de t_k [s], por lo que se pueden representar mediante señales discretas de la tercera frecuencia intermedia, expresadas por:

$$s_o(t_k) = \sum_{m=1}^M s_{m_i}(t_k)$$

$$s_{m_i}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k \cdot \tau_{i_s}) \cdot p_{N_{C_{i_s}}}(t_k \cdot \tau_{i_s}) \left[\cos((\omega_{p_i} + \Delta\omega_d)(t_k \cdot \tau_{i_s}) + \phi_{i_s}) \right] \quad [\text{V}]$$

donde:

$$t_k = kT_s \quad [\text{s}] \quad ; \quad \frac{A}{\sqrt{2}} = V_{C/A} \cdot d \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} \right) \quad [\text{V}]$$

Luego, la densidad espectral de las señales discretas es:

$$S_o(\omega) = \frac{1}{2\pi} S_{o_1}(\omega) * S_s(\omega) \quad [\text{W/Hz}]$$

donde:
$$S_s(\omega) = 2\pi(Ad)^2 \sum_k \left[\frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} \right]^2 \delta(\omega - k\omega_s) \quad [\text{W/Hz}]$$

La densidad espectral de potencia $S_o(\omega)$ presenta réplicas de la densidad espectral de potencia de las señales de la tercera frecuencia intermedia ($S_{o_1}(\omega)$) espaciadas $\omega - \omega_{f_{r_1}} = k\omega_s$ [rad/s] y ponderadas por $2\pi(Ad)^2 \left[\frac{\text{sen}(k\pi d)}{k\pi d} \right]^2$. Si sólo se considera la réplica de la densidad espectral de las señales de la tercera frecuencia intermedia centrada en la frecuencia $\omega = \omega_{f_{r_1}} - \omega_s$, se observa una alteración en su frecuencia que da origen a una frecuencia intermedia residual f_{r_1} :

$$f_{r_1} = f_{f_{r_1}} - f_s = \left(\frac{1639}{480} - \frac{40}{7} \right) \cdot 10^6 - \frac{4427 \cdot 10^3}{3150} = \left(1 - \frac{1277}{3150} \right) \cdot 10^6 = 1.405396825397 \text{ [MHz]}$$

El signo negativo de la frecuencia intermedia residual produce la inversión en la fase de las señales digitales en las salidas de las etapas de muestreo y retención. El muestreo a intervalos de tiempo $t_k = kT_s$ [s], produce valores de fase discretos, dados por: $\phi_k = (\omega_{f_{r_1}} - \Delta\omega_d)(t_k - \tau_k) + \phi_k$ [rad]. Por tanto, cada señal discreta está dada por:

$$s_m(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k - \tau_k) + p_{N_i}(t_k - \tau_k) \cos(\phi_k)$$

Los dígitos binarios sincronizados de las señales digitales de cuantificación, **SIGN** y **MAG**, representan cuatro valores de cuantificación para indicar el signo y magnitud, de la forma de onda de las señales de la tercera señal de frecuencia intermedia. La siguiente tabla muestra los niveles representativos (de cuantificación) de las señales digitales **MAG** y **SIGN** (N_i), el tiempo de duración de sus "bits" y niveles representativos ($T_{b_{\text{mag}}}$, $T_{b_{\text{sign}}}$ y T_{N_i}).

SIGN	MAG	N_i	$T_{b_{\text{mag}}}$	$T_{b_{\text{sign}}}$	T_{N_i}
0	1	-3	$0.5T_{f_{r_1}} = 116.039$ [ns]	$0.15T_{f_{r_1}} = 34.8117$ [ns]	$0.15T_{f_{r_1}} = 34.8117$ [ns]
0	0	-1		$0.35T_{f_{r_1}} = 81.2274$ [ns]	$0.35T_{f_{r_1}} = 81.2274$ [ns]
1	0	+1	$0.5T_{f_{r_1}} = 116.039$ [ns]	$0.35T_{f_{r_1}} = 81.2274$ [ns]	$0.35T_{f_{r_1}} = 81.2274$ [ns]
1	1	+3		$0.15T_{f_{r_1}} = 34.8117$ [ns]	$0.15T_{f_{r_1}} = 34.8117$ [ns]

Los periodos de repetición de los niveles lógicos altos en la señal **MAG** (T_{mag}) y en la señal **SIGN** (T_{sign}) son:

$$T_{mag} = \frac{T_{r1}}{2} = 116.039195 \quad [\text{ns}] \quad , \quad T_{sign} = T_{r1} = 232.07839 \quad [\text{ns}]$$

Algunas especificaciones importantes de las etapas de muestreo y retención son el tiempo de apertura (t_{ap}), el tiempo de adquisición (t_{adq}) y el tiempo de establecimiento (t_{st}). El tiempo de apertura es el retardo entre la presencia del flanco ascendente de la señal de muestreo y la obtención de las muestras. El tiempo de apertura debe mantenerse con un valor mucho menor al periodo de las señales de la tercera frecuencia intermedia (T_{r1}). El tiempo de adquisición es el intervalo más corto transcurrido entre la obtención de la muestra y la ocurrencia del flanco descendente de la señal de muestreo que indica el inicio del estado de retención. Por último, el tiempo de establecimiento es el que transcurre desde la retención hasta que la salida alcanza su nivel final de voltaje, y se define dentro de un porcentaje especificado ($\pm 0.01\%$).

La siguiente tabla muestra algunas de las características eléctricas que presentan las señales de cuantificación **MAG** y **SIGN**, a las salidas de las etapas de muestreo y retención en los terminales (12) **MAG** y (13) **SIGN** del circuito **GP2010**.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Nivel lógico alto de salida	V_{OH}	$V_{DD} - 1$		V_{DD}	V
Intensidad de corriente de salida con nivel lógico alto	I_{OH}		0.5		mA
Nivel lógico bajo de entrada	V_{OL}	$V_{FF} = 0$		0.5	V
Intensidad de corriente de salida con nivel lógico bajo	I_{OL}		-0.5		mA
Frecuencia de muestreo ($f_s = f_p \cdot \sqrt{2}$)	f_s		40/7		MHz
Periodo de la señal de muestreo ($T_s = 1/f_s$)	T_s		175		ns
Relación (Marca - Espacio)			4 : 3		
Ciclo de trabajo de la señal digital SIGN	d_s	40	50	60	%
Ciclo de trabajo de la señal digital MAG	d_m	20	30	40	ns
Tiempo de apertura	t_{ap}		20		ns

Las señales digitales de cuantificación, **MAG** y **SIGN**, presentes en las salidas de las etapas de muestreo y retención, se introducen al módulo de procesamiento de señales digitales, por medio de los resistores R_{14} y R_{15} de 470 Ω].

NOTA:

Para mayor información acerca del circuito integrado **GP2010** o del filtro **SAW DW9255** referirse a las hojas de especificaciones incluidas en el Apéndice D. Las hojas anexas de este capítulo muestran los diagramas esquemáticos de los circuitos que conforman al receptor **GPS**, así como una lista de los componentes externos.

III.4.4 INTERFAZ DIGITAL Y CONTROL DE POTENCIA

Para controlar su funcionamiento, el circuito integrado **GP2010** posee una interfaz digital, la cual se polariza con un nivel de voltaje V_{DD} , que se genera con una fuente de voltaje independiente a las que producen los niveles V_{CC} . Esto es para evitar interferencia entre la señales digitales de esta interfaz y las señales analógicas de las etapas de frecuencia intermedia

Entre el nivel V_{DD} y la referencia $V_{EE} = 0$ [V], se conectan los capacitores C_1 y C_2 de 10 [μ F], C_3 , C_5 , C_7 de 100 [nF], C_4 , C_6 y C_8 de 100 [pF], con el fin de reducir el ruido presente en el voltaje de polarización. Este nivel de voltaje debe cumplir con las siguientes especificaciones

Parámetros	Valores
Niveles nominales del voltaje de polarización V_{DC}	3.05 [V] \pm 10%
Intensidades mínima/máxima de corriente de polarización I_{DD}	9/14.5 [mA]
Diferencia de voltaje entre las etapas analógicas y digital V_{CC} , V_{DD}	\pm 100 [mV]

Los niveles de voltaje V_{DD} y V_{EE} están presentes en los siguientes terminales de entrada del circuito integrado **GP2010**:

Terminal	Observaciones
(16) V_{DD} (IO) (10) V_{EE} (IO)	terminales de polarización positiva para la interfaz digital, que para eliminar el ruido se les conecta los capacitores C_2 de 47 [nF] y C_1 de 1 [nF]

La interfaz digital establece las características eléctricas de los niveles lógicos en los siguientes terminales del circuito integrado **GP2010**.

Terminal	Observaciones
(17) PD_n	terminal de entrada que controla el consumo de potencia para el circuito integrado GP2010 . Cuando se conecta a nivel lógico alto, la mayoría de las etapas del circuito se inhabilitan a excepción de la etapa de reinicio del consumo de potencia.
(18) TEST	terminal de entrada que habilita el PLL con un nivel lógico bajo. Si se conecta a nivel lógico alto, la señal producida por la reducción de la frecuencia de la señal principal a la salida del VCO se desconecta de la entrada del comparador de fase, provocando que oscile a su máxima frecuencia de operación.
(19) LD	terminal de salida que mediante un nivel lógico indica que la señal que produce el VCO se ha ajustado en fase con respecto a la señal del oscilador de referencia.
(9) PRESET	terminal de salida de un comparador de nivel. Presenta nivel lógico alto para indicar que en el terminal de entrada (8) PREF está presente un nivel de voltaje superior a $V_p = 1.21$ [V]. Sirve como control del consumo de potencia del receptor.

En la tabla se muestran las características eléctricas de los niveles lógicos presentes en los terminales de la tabla anterior.

Parámetros	Valores
Nivel lógico alto de salida V_{OH} ($I_{OH} = -0.5$ [mA])	$V_{DD} - 1 - V_{DD}$ [V]
Nivel lógico bajo de salida V_{OL} ($I_{OL} = 0.5$ [mA])	$V_{EE} - 0.5$ [V]
Nivel lógico alto de entrada V_{IH} ($I_{IH} = 10$ [μ A])	$2 - V_{DD}$ [V]
Nivel lógico bajo de entrada V_{IL} ($I_{IL} = 300$ [μ A])	$V_{EE} - 0.5$ [V]

1. Control de Potencia

Si el terminal (17) PD_n del circuito integrado GP2010 se conecta a nivel lógico alto, se produce una disminución en el consumo de potencia de este circuito. Bajo estas condiciones, el GP2010 opera en el Modo de Ahorro de Energía (Power_Down_Mode). En dicho modo de operación se desactivan la mayoría de las etapas analógicas y digitales de este circuito integrado y sólo permanece activa la función de reinicio para el módulo de procesamiento de señales digitales del receptor.

Para calcular los valores típico y máximo de potencia que las fuentes de polarización deben suministrar al circuito integrado GP2010 en sus dos modos de operación, Normal y de Ahorro de Energía, se aplican las fórmulas:

$$P_{i_{norm}} = (V_{CC})_{nom} \cdot (I_{CC})_{tip} + (V_{DD})_{nom} \cdot (I_{DD})_{tip} \quad [W]$$

$$P_{i_{max}} = (V_{CC})_{nom} \cdot (I_{CC})_{max} + (V_{DD})_{nom} \cdot (I_{DD})_{max} \quad [W]$$

La siguiente tabla muestra los diferentes valores de potencia suministrada por las fuentes de polarización a las interfaces analógicas y digitales del circuito integrado GP2010 para el Modo de Operación Normal

Modo de Operación	Niveles de Polarización	$P_{i_{tip}}$ [mW]	$P_{i_{max}}$ [mW]
NORMAL (NORMAL_MODE)	$V_{CC} = (3)_{nom}$ [V] $\pm 10\%$ $I_{CC} = (55)_{tip} - (77)_{max}$ [mA]	192 $\pm 10\%$	274.5 $\pm 10\%$
	$V_{DD} = (3)_{nom}$ [V] $\pm 10\%$ $I_{DD} = (9)_{tip} - (14.5)_{max}$ [mA]	320 $\pm 10\%$	457.5 $\pm 10\%$
$V_{CC} = (5)_{nom}$ [V] $\pm 10\%$ $I_{CC} = (55)_{tip} - (77)_{max}$ [mA]			
	$V_{DD} = (5)_{nom}$ [V] $\pm 10\%$ $I_{DD} = (9)_{tip} - (14.5)_{max}$ [mA]		

En la tabla se resumen los valores de potencia suministrada por las fuentes de polarización a las interfaces analógicas y digitales del circuito integrado GP2010, cuando éste funciona en el Modo de Operación de Ahorro de Energía.

Modo de Operación	Niveles de Polarización	$P_{I_{in}}$ [mW]	$P_{I_{out}}$ [mW]
AHORRO DE ENERGÍA (POWER_DOWN_MODE)	$V_{CC1} = 2.4 [V] \pm 10\%$ $I_{CC1} = (3)_{I_{HP}} - (6)_{I_{MA}} [mA]$ $V_{DD} = (3)_{I_{HP}} [V] \pm 10\%$ $I_{DD} = (3)_{I_{HP}} - (5)_{I_{MA}} [mA]$	16.2 \pm 10%	29.4 \pm 10%
	$V_{CC1} = 4.2 [V] \pm 10\%$ $I_{CC1} = (3)_{I_{HP}} - (6)_{I_{MA}} [mA]$ $V_{DD} = (5)_{I_{HP}} [V] \pm 10\%$ $I_{DD} = (3)_{I_{HP}} - (5)_{I_{MA}} [mA]$	27.6 \pm 10%	50.2 \pm 10%

2. Función de Reinicio del Módulo de Procesamiento de Señales Digitales

A continuación se describe la etapa que el circuito integrado GP2010 utiliza para reiniciar la operación del módulo de procesamiento de señales digitales, durante el encendido de las fuentes de polarización.

En el terminal (8) PREF se conecta un arreglo divisor de voltaje. Cuando el circuito integrado GP2010 se polariza con el nivel $V_{CC1} = 5 [V]$, dicho arreglo debe estar formado por los resistores R_{20} de 6.8 [k Ω] y R_{21} , de 2.7 [k Ω]. Cuando se utiliza el nivel de polarización $V_{CC1} = 3 [V]$, el primer resistor se debe cambiar por R'_{20} de 2.7 [k Ω]. En ambos arreglos, el resistor R_{21} se conecta en paralelo con un capacitor C_{34} de 10 [nF], que mantiene estable el nivel del divisor de voltaje. El nivel del divisor de voltaje para cada arreglo está dado por:

$$V_{S1} = \frac{R_{21}}{R_{20} + R_{21}} V_{CC1} = \frac{2.7 \cdot 10^3}{(6.8 + 2.7) \cdot 10^3} (5) \approx 1.4 \pm 10\% [V]$$

$$V_{S2} = \frac{R_{21}}{R'_{20} + R_{21}} V_{CC1} = \frac{2.7 \cdot 10^3}{(2.7 + 2.7) \cdot 10^3} (3) \approx 1.5 \pm 10\% [V]$$

Los niveles V_{s_2} se utilizan como voltajes de detección, que se introducen en el terminal no-inversor de un detector de nivel, alojado en el circuito integrado **GP2010**, para determinar el consumo de potencia de los módulos del receptor al comparar el nivel de detección con un umbral de referencia V_p que está en su terminal inversor. La siguiente tabla muestra los valores de voltaje del umbral de referencia y la intensidad de corriente demandada por la entrada del comparador de nivel.

Parámetro	Valores
Valores mínimo, típico y máximo del umbral de referencia V_p	1.1 ~ 1.21 ~ 1.35 [V]
Valores mínimo y máximo de la intensidad de corriente de entrada I_i	10 ~ 10 [μ A]

El terminal **(9) PRESET** en el circuito integrado **GP2010** es la salida del comparador. Su nivel lógico V_p indica el consumo de potencia por parte del receptor, tal y como muestran las siguientes relaciones

$$\begin{aligned} \text{Si } V_p = V_{00} \quad \text{indica que } V_{s_2} < V_p \quad ; \quad \text{por lo tanto } V_{cc1} &= 3 \text{ o } 5 [V] + 10\% \\ \text{pero si } V_p = V_{ee} \quad \text{implica que } V_{s_2} > V_p \quad ; \quad \text{por lo tanto } &\begin{cases} V_{cc1} = 4.2 [V] : 10\% \\ \text{ó} \\ V_{cc1} > 2.4 [V] \cdot 10\% \end{cases} \end{aligned}$$

La reducción en los niveles de polarización se produce en el instante en que se encienden las fuentes de voltaje que polarizan a los reguladores con un nivel (V_{pp}) que debe ser superior a 12 [V], hasta que alcanzan sus valores nominales de polarización o, también, cuando ocurre una interrupción del suministro de la energía eléctrica.

El terminal **(9) PRESET** se utiliza para controlar el consumo de potencia por parte del módulo de procesamiento de señales digitales del receptor al operar en el Modo de Ahorro de Energía (Power_Down_Mode)

En el siguiente tema de este capítulo, se explica el módulo de procesamiento de señales digitales del receptor **GPS**, las etapas que lo conforman, así como las funciones que desempeña cada una de ellas

NOTA:

En las hojas anexas al final de este capítulo se explican algunas de las características de los reguladores de voltaje que deben utilizarse para suministrar los niveles de voltaje e intensidades de corriente de polarización para cada una de las etapas del receptor **GPS**.

III.5 MÓDULO DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

El módulo de procesamiento de señales digitales, que emplea el receptor GPS descrito en esta tesis, está formado por los siguientes componentes principales:

- ❑ MÓDULO CORRELACIONADOR DE DOCE CANALES
- ❑ MÓDULO DE FUNCIONES PERIFÉRICAS
- ❑ INTERFAZ DEL MICROPROCESADOR
- ❑ MICROPROCESADOR

Los tres primeros componentes se encuentran alojados en un solo circuito integrado, denominado GP2021, que es fabricado por la compañía GEC Plessey Semiconductors. El microprocesador utilizado en el módulo de procesamiento de señales digitales puede ser el microprocesador ARM60 de la misma compañía que el circuito GP2021, así como la mayoría de los microprocesadores de 16 ó 32 "bits" fabricados por las compañías Intel o Motorola. En la siguiente figura, se ilustra un diagrama de bloques del circuito integrado GP2021.

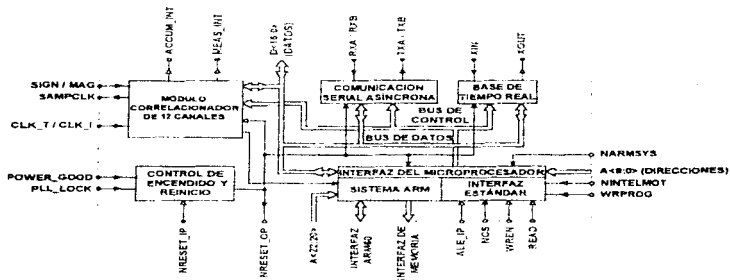


Diagrama de bloques del circuito integrado GP2021

El procesamiento de señales digitales desarrollado por este módulo permite la detección de las señales de mensaje de navegación $d_i(t)$ emitidas por cada satélite. El microprocesador efectúa el control, la supervisión y una serie de procedimientos de cálculo que, en su conjunto, aseguran el correcto funcionamiento del receptor GPS.

Una vez conseguida la detección de las señales de mensaje, el microprocesador utiliza su información en los cálculos relacionados con la aplicación a la que se ha destinado el receptor GPS. En las siguientes secciones de este tema se realiza un análisis, con mayor detenimiento, de cada uno de los componentes del módulo de procesamiento de señales digitales, así como de las funciones que éstos desarrollan.

III.5.1 MÓDULO CORRELACIONADOR DE DOCE CANALES

El módulo correlacionador del circuito integrado GP2021 aporta los resultados de las operaciones de correlación, que permiten alcanzar la sincronía del receptor respecto a las señales de los satélites del sistema GPS. Este módulo está formado por:

1. Etapas de Muestreo y Retención
2. Generador de Señales de Sincronía (Relojes)
3. Generador de Bases de Tiempo
4. Doce Canales de Seguimiento

La siguiente figura muestra un diagrama del módulo correlacionador y, en secciones posteriores, se explican las funciones que desarrolla cada etapa.

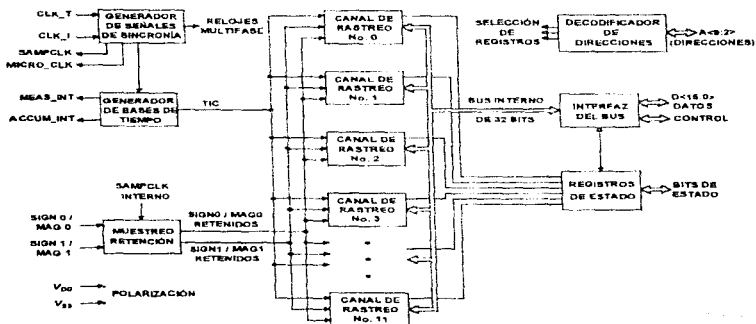


Diagrama de bloques del módulo correlacionador de doce canales

1. Etapas de Muestreo y Retención

El circuito integrado **GP2021** presenta dos modos de operación

- ① Modo de Entrada Real (Real_Input_Mode)
- ② Modo de Entrada Compleja (Complex_Input_Mode)

Para seleccionar el modo de operación el microprocesador debe establecer el nivel lógico del dígito binario (6) **FRONT_END_MODE** presente en el registro **SYSTEM_SETUP** del circuito integrado **GP2021**, según indica la siguiente tabla.

FRONT_END_MODE	Modo de Operación del Circuito Integrado GP2021
0	Entrada Real (Real_Input_Mode)
1	Entrada Compleja (Complex_Input_Mode)

- ① Modo de Entrada Real (Real_Input_Mode)

En este modo de operación se utilizan las señales digitales **MAG** y **SIGN** que producen las etapas de muestreo y retención de la etapa de cuantificación del circuito integrado **GP2010**, las cuales indican la magnitud y signo de las señales de la tercera frecuencia intermedia ($f_{r_3} = 4.139/450$ [MHz]) y limitadas a un ancho de banda $B_3 \approx 2B_{C,A} = 2.046$ [MHz]

Las señales de cuantificación, presentes en los terminales de salida (13) **SIGN** / (14) **MAG** del circuito **GP2010**, se introducen a los terminales de entrada (76) **SIGN₀** / (77) **MAG₀**, del circuito integrado **GP2021**, a través de resistores de 470 [Ω] (R_{14} y R_{15}). Si los terminales de entrada (78) **SIGN₁** / (79) **MAG₁**, del circuito integrado **GP2021** no se utilizan, entonces, deben conectarse al nivel de referencia $V_{SS} = 0$ [V], a través de los resistores R_{16} y R_{17} de 470 [Ω]

En seguida, se muestran los niveles representativos que producen las señales de cuantificación **SIGN** y **MAG** (N_r), su tiempo de duración (T_{N_r}) y su probabilidad de ocurrencia (P_{N_r})

SIGN	MAG	N_r	T_{N_r}	P_{N_r}
0	1	3	$0.15T_{N_r} = 34.811175$ [ns]	15%
0	0	-1	$0.35T_{N_r} = 81.22744$ [ns]	35%
1	0	+1	$0.35T_{N_r} = 81.22744$ [ns]	35%
1	1	+3	$0.15T_{N_r} = 34.811175$ [ns]	15%

Ahora, se muestran las características eléctricas que presentan las señales digitales de cuantificación (**SIGN** y **MAG**) en el circuito integrado **GP2021**

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Nivel lógico alto de salida	V_{OH}	$V_{DD} - 1$		V_{DD}	V
Intensidad de corriente de salida con nivel lógico alto	I_{OHL}		0,5		mA
Nivel lógico bajo de entrada	V_{OL}	$V_{FF} = 0$		0,5	V
Intensidad de corriente de salida con nivel lógico bajo	I_{OHL}		-0,5		mA
Ciclo de trabajo de la señal digital SIGN	d_s	40	50	60	%
Ciclo de trabajo de la señal digital MAG	d_m	20	30	40	ns
Tiempo de apertura	t_{sp}		20		ns

Las etapas de muestreo y retención del circuito integrado **GP2010** utilizan los flancos ascendentes de la señal **SAMPCLK**, con una frecuencia de muestreo $f_s = 40/7 \approx 5.71$ [MHz], para sincronizar a las señales digitales **MAG** y **SIGN**. El muestreo y retención de las señales de cuantificación, produce una alteración en su frecuencia, que origina la frecuencia intermedia residual (f_{R_n}) dada por

$$f_{R_n} = f_{R_1} - f_s \cdot \left(\frac{1939}{450} - \frac{40}{7} \right) \cdot 10^6 = \frac{885 \cdot 10^{10}}{63} - \frac{4477 \cdot 10^6}{3150} = -1 \frac{1277}{3150} \text{ [MHz]}$$

Una vez que las señales digitales **MAG** y **SIGN** se introducen al circuito integrado **GP2021**, se vuelven a sincronizar con el siguiente flanco ascendente de la señal de sincronía **SAMPCLK**. Luego, las señales **MAG** y **SIGN** se distribuyen en cada uno de los canales de seguimiento del módulo correlacionador. A cada canal se le asocia una señal discreta de frecuencia intermedia residual $s_m(t_k)$, representada por las señales digitales de cuantificación, que puede expresarse mediante:

$$s_m(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k - \tau_i) + p_{N_{e,i}}(t_k - \tau_i) \cos((\omega_{R_i} + \Delta\omega_d)(t_k - \tau_i) + \phi_k)$$

El muestreo a intervalos de $t_k = kT_s$, [s], produce valores de fase discretos $\phi_k = (\omega_{R_i} + \Delta\omega_d)(t_k - \tau_i) + \phi_i$ [rad] en las señales discretas y quedan dadas por:

$$s_m(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k - \tau_i) + p_{N_{e,i}}(t_k - \tau_i) \cos(\phi_k)$$

NOTA:

Para mayor información acerca de la programación en el registro **SYSTEM_SETUP**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP2021**.

② Modo de Entrada Compleja (Complex_Input_Mode)

En el modo de operación de Entrada Compleja, el circuito **GP2021** emplea 4 señales digitales que representan la magnitud y signo de dos señales de frecuencia intermedia residual ortogonales en fase. Estas señales se sincronizan con otra señal de muestreo cuya frecuencia es $f_{s_2} = 35/6 = 5\ 5/6$ [MHz]. Luego, éstas se reciben a través de sus terminales (76) **SIGN₁** / (77) **MAG₁** y (78) **SIGN₀** / (79) **MAG₀** y se distribuyen en las etapas asignadas a las señales en fase y cuadratura.

2. Generador de Señales de Sincronía

Las señales principales de sincronía producidas por el sintetizador de frecuencias del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia, se introducen al generador de señales de reloj del módulo de procesamiento de señales digitales, el cual posee varios preescaladores que dividen la frecuencia de las señales de sincronía introducidas entre dos factores de reducción (6 para el Modo de Entrada Compleja y 7 para el Modo de Entrada Real). A la salida de los divisores de frecuencia, se originan una serie de señales de reloj que se utilizan en los canales del módulo correlacionador para mantenerse en sincronía durante el procesamiento de señales digitales.

La siguiente tabla muestra las características de las señales principales de sincronía (**CLK_T** / **CLK_I**) que se deben introducir al generador de señales de reloj del circuito integrado **GP2021**, a través de sus terminales (70) **CLK_T** / (71) **CLK_I**.

Parámetros		Símbolo	Valores		Unidades	
			Mínimo	Típico		Máximo
Modo de Entrada Real	Frecuencia	f_{p_1}		40		MHz
	Periodo	T_{p_1}		25		ns
Modo de Entrada Compleja	Frecuencia	f_{p_2}		35		MHz
	Periodo	T_{p_2}		28,571		ns
Nivel lógico alto de entrada		V_{DH}	0.8V _{DD}			V
Nivel lógico bajo de entrada		V_{DL}			0.2V _{DD}	V
Diferencia entre los niveles lógicos		V_{sw}	130			mV

Si en el módulo de recepción de señales de radiofrecuencia se utiliza el circuito integrado **GP2010**, entonces, el modo de operación del circuito **GP2021** es el de Entrada Real, ya que las características de las señales de sincronía (**CLK+** y **CLK-**) que se producen a las salidas (15) **OPCLK+** / (14) **OPCLK-** del sintetizador de frecuencias del circuito integrado **GP2010**, cumplen con las especificaciones anteriores.

En el modo de Entrada Real, las señales de sincronía CLK+ y CLK- del circuito integrado GP2010 se introducen, a través de los resistores R_{11} y R_{12} de 470 Ω conectados entre los terminales de salida del sintetizador de frecuencias (15) OPCLK+ / (14) OPCLK-, a los terminales (70) CLK_T / (71) CLK_I del circuito GP2021

Las siguientes tablas muestran las características y los terminales de salida del circuito GP2021 para las señales de muestreo (SAMPCLK) y de sincronía para el microprocesador (MICRO_CLK) producidas por el generador del módulo de procesamiento de señales digitales

Modo de Entrada	Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
			Mínimo	Típico	Máximo	
Real	Señal de muestreo (SAMPCLK)					
	Frecuencia ($f_{s_1} = f_{p_1}/7$)	f_{s_1}		40/7		MHz
	Periodo ($T_{s_1} = 1/f_{s_1}$)	T_{s_1}		175		ns
Compleja	Relación marca : espacio			4 : 3		-
	Frecuencia ($f_{s_2} = f_{p_2}/7$)	f_{s_2}		35/6		MHz
	Periodo ($T_{s_2} = 1/f_{s_2}$)	T_{s_2}		171.43		ns
Modo de Entrada	Señal de reloj (MICRO_CLK)					
Real	Frecuencia ($f_{m_1} = f_{p_1}/2$)	f_{m_1}		20		MHz
	Periodo ($T_{m_1} = 1/f_{m_1}$)	T_{m_1}		50		ns
	Relación marca : espacio			1 : 1		-
Compleja	Frecuencia ($f_{m_2} = f_{p_2}/2$)	f_{m_2}		17.5		MHz
	Periodo ($T_{m_2} = 1/f_{m_2}$)	T_{m_2}		57.143		ns
	Relación marca : espacio			1 : 1		-
Nivel lógico alto de salida (SAMPCLK / MICRO_CLK)		V_{OH}	0.8V _{DD}		V_{DD}	V
Nivel lógico bajo de salida (SAMPCLK / MICRO_CLK)		V_{OL}	V_{SS}		0.4	V

Terminal	Observaciones
(73) SAMPCLK	terminal de salida que, en el Modo de Entrada Real, se utiliza para transferir la señal SAMPCLK al terminal (11) CLK del circuito integrado GP2010, por medio del resistor R_{13} de 1.5 [k Ω], pues los flancos ascendentes de la señal de muestreo sincronizan a las señales digitales SIGN y MAG que produce la etapa de cuantificación. Para el Modo de Entrada Compleja, la señal de muestreo no está disponible de manera externa y este terminal se mantiene en nivel bajo.
(31) ABORT/ MICRO_CLK	terminal de salida que, en ambos modos de entrada (Real y Compleja), se utiliza para transferir la señal MICRO_CLK al microprocesador para sincronizarlo con su interfaz. Además, este terminal sirve para controlar las operaciones de escritura y lectura a las memorias externas que requiere el microprocesador ARM60.
(30) MCLK	terminal de salida que presenta una señal derivada de la señal MICRO_CLK cuya fase se altera a través del control de la interfaz del microprocesador del circuito integrado GP2021, cuando esta funciona en el modo del sistema ARM. En el modo Estándar, dicho terminal no se emplea y debe desconectarse.

3. Generador de Bases de Tiempo

El generador de bases de tiempo presente en el módulo correlacionador se utiliza para producir cuatro señales digitales, las cuales sirven para efectuar los ciclos de interrupción que necesita el microprocesador para sincronizar las operaciones de lectura y escritura en los registros del circuito integrado GP2021, así como para producir una base de tiempo local que es utilizada por el receptor. Este generador utiliza la señal de muestreo SAMPCLK, con las frecuencias $f_{s_1} = 5/7$ [MHz] ó $f_{s_2} = 5/6$ [MHz], como señal de referencia en un conjunto de contadores digitales. Las salidas de estos contadores producen las señales que en seguida se describen.

□ ACCUM_INT

Señal de interrupción que controla la transferencia de datos entre los acumuladores del módulo correlacionador y los del microprocesador. El estado de operación de esta señal depende tanto del tipo de interfaz como de la serie de microprocesador que se esté utilizando. Para verificar si la señal ACCUM_INT se encuentra activa, el microprocesador debe revisar los niveles lógicos que presentan el terminal (24) ACCUM_INT o el dígito binario (15) ACCUM_INT del registro ACCUM_STATUS_A del circuito integrado GP2021, tal y como muestra la siguiente tabla de estados lógicos.

(24) ACCUM_INT	Modo de Operación de la Interfaz del Microprocesador
0	Interfaz del sistema ARM o Estándar (microprocesadores de la serie Motorola)
1	Interfaz Estándar (microprocesadores de la serie Intel)
(15) ACCUM_INT	Estado de la señal ACCUM_INT
1	ACCUM_INT activada desde la última lectura del registro ACCUM_STATUS_A
0	Estado inicial del "bit" que ocurre una vez leído el registro ACCUM_STATUS_A

El periodo de la señal ACCUM_INT (T_A), se controla con la señal de salida de un contador descendente de 13 dígitos binarios. Cuando su cuenta alcanza el valor de cero por vez primera, al contador se le transfiere un valor prefijado P_A , que se encuentra almacenado en un registro temporal interno. Luego, se reinicia la cuenta generándose la secuencia: $P_A, P_A - 1, P_A - 2, \dots, 1, 0, P_A, P_A - 1, \dots$, la cual produce la división de la frecuencia de las señales de muestreo, f_{s_1} o f_{s_2} , entre el factor $(P_A + 1)$. Por lo tanto, el periodo T_A es:

$$T_A = (P_A + 1) \cdot T_s, \quad \text{donde} \quad \begin{array}{l} T_{s_1} = 175 \text{ [ns]} \text{ (Entrada Real)} \\ T_{s_2} = 171.43 \text{ [ns]} \text{ (Entrada Compleja)} \end{array}$$

A continuación, se muestran los valores prefijados del factor P_A y del periodo T_A de la señal **ACCUM_INT**, para ambos modos de operación del circuito **GP201**.

P_A		T_A [μ s]	Modo de Entrada
(HEX)	(DEC)		
0B45	= 2885	505.05000	Real
1313	= 4883	854.70000	Real
0B81	= 2845	505.02857	Compleja
1379	= 4985	854.74286	Compleja

El microprocesador puede cambiar el periodo de repetición de la señal **ACCUM_INT**, escribiendo en el registro **PROG_ACCUM_INT** del circuito integrado **GP201** que altera el valor del factor P_A .

□ TIC

Señal interna empleada como un contador para retener, al mismo instante, la medición de los datos en algunos contadores y las condiciones de operación de otras etapas del circuito integrado **GP201**.

Para ajustar el periodo de la señal **TIC** (T_{TIC}), se utiliza la señal de salida de un contador descendente de 21 dígitos binarios que al alcanzar, por vez primera, el valor cero en su cuenta adquiere un valor binario prefijado P_{TIC} que se encuentra almacenado en un registro temporal. Luego, se reinicia la cuenta y, una vez que se completa, se produce la secuencia: $P_{TIC}, P_{TIC}-1, P_{TIC}-2, \dots, 1, 0, P_{TIC}, P_{TIC}+1, \dots$. El contador divide la frecuencia de las señales de muestreo (f_s , ó f_{s_1}) entre el factor ($P_{TIC} + 1$). Por tanto, el valor del periodo T_{TIC} está dado por:

$$T_{TIC} = (P_{TIC} + 1) \cdot T_s, \quad \text{donde} \quad T_s = 175 \text{ [ns]} \text{ (Entrada Real)}$$

$$T_{TIC} = (P_{TIC} + 1) \cdot T_{s_1}, \quad T_{s_1} = 171.43 \text{ [ns]} \text{ (Entrada Compleja)}$$

La siguiente tabla muestra el valor del factor prefijado P_{TIC} y el periodo T_{TIC} de la señal **TIC** que se obtiene a partir de éste

P_{TIC}		T_{TIC} [ms]	Modo de Entrada
(HEX)	(DEC)		
0x08 B823	= 571427	99.999900	Real
0x08 E6A4	= 583332	99.999943	Compleja

La precisión de la señal **TIC** está dada por el tiempo que transcurre cada vez que cambia el nivel lógico del dígito menos significativo, es decir, cuando se disminuye el valor lógico en el contador, por lo que es igual al periodo de la señal de muestreo utilizada, esto es:

$$\Delta T_{TIC} = T_s = 175.00 \text{ [ns]} \quad (\text{Entrada Real})$$

$$\Delta T_{TIC} = T_s = 171.43 \text{ [ns]} \quad (\text{Entrada Compleja})$$

Para alterar el periodo de repetición de la señal **TIC**, el microprocesador debe efectuar la operación de escritura en los registros **PROG_TIC_HIGH** y **PROG_TIC_LOW** del circuito integrado **GP2021** que cambia el valor binario del factor prefijado P_{TIC} .

MEAS_INT

Señal derivada del contador **TIC** y que es empleada por el microprocesador para conmutar interrupciones en los programas, que permiten verificar el nivel lógico del terminal de salida (25) **MEAS_INT** o realizar la operación de lectura en los registros de estado **MEAS_STATUS_A** y **ACCUM_STATUS_B**. La señal **MEAS_INT** se activa en el instante T_M y, según se cumpla alguna de las siguientes condiciones relacionadas con el periodo de la señal **TIC** (T_{TIC}), se obtendrá el valor de T_M , esto es:

$$\text{Si } T_{TIC} > 50 \text{ [ms]} \Rightarrow T_M = T_{TIC} - 50 \text{ [ms]}$$

$$\text{Si } T_{TIC} < 50 \text{ [ms]} \Rightarrow T_M = T_{TIC} \text{ [ms]}$$

Si el periodo de la señal **TIC** es $T_{TIC} = 99.9999 \text{ [ms]}$ ó $T_{TIC} = 99.999943 \text{ [ms]}$ (Entrada Real y Entrada Compleja, respectivamente), la señal **MEAS_INT** se activará con un periodo $T_M = T_{TIC} - 50 = 50 \text{ [ms]}$.

TIMEMARK

Señal derivada del contador **TIC** que puede presentarse en alguna de los terminales de salida discretas (1) **MULTI_FN_IO**, (32) **DISCIO** y (6B) **DISCOP** del circuito integrado **GP2021**. Esta señal se utiliza como base de tiempo de referencia del tiempo **UTC**, produciendo cada uno de sus pulsos a $T_{TM} \approx 1 \text{ [s]}$ con una duración de cada pulso de $T_{b,TM} \approx 1 \text{ [ms]}$.

Esta señal tiene dos modos de operación, que el microprocesador selecciona al programar el registro **TIMEMARK_CONTROL** del circuito integrado **GP2021**. En ambos casos, los flancos ascendentes de la señal **TIMEMARK** coinciden con los de la señal **TIC**, pero difiere la forma como producen dicha señal.

El primero de estos modos de operación es el Modo Fijo (Arm_TimeMark), el cual produce la señal **TIMEMARK** al modificar el periodo de la señal **TIC** durante un solo de sus ciclos y al siguiente se regresa a su valor original. El segundo es el Modo Libre (Free_Run_TimeMark), el cual genera la señal **TIMEMARK** al cambiar el factor de división del contador descendente de la señal **TIC**, definiendo un número entero de señales **TIC** (N_{TIC}) y después se regresa a su valor original. En este modo, el periodo de la señal **TIMEMARK** se obtiene a partir de:

$$T_{TM} = (N_{TIC} + 1) \cdot T_{TIC} > 1 \quad [s]$$

La siguiente tabla muestra el número de señales **TIC** (N_{TIC}), definido por el microprocesador y el periodo de la señal **TIMEMARK** (T_{TM}) que se obtiene

N_{TIC} (HEX) (DEC)	T_{TM} [s]	Modo de Entrada
09 = 9	0.99999900	Real
09 = 9	0.99999943	Compleja

Un contador adicional reinicia la señal **TIMEMARK** para controlar el ancho de sus pulsos ($T_{b, TM}$) que debe ser de 1 [ms]. Este contador se deriva del que controla el periodo de la señal **TIC** y como la precisión de este último es $T_s = 175$ [ns] (Modo de Entrada Real) o $T_s = 171.43$ [ns] (Modo de Entrada Compleja), entonces, los valores de precisión que determinan la exactitud de la señal **TIMEMARK** dependen de la precisión del contador de la señal **TIC**. El ancho de cada pulso de la señal **TIMEMARK** se obtiene a partir de:

$$T_{b, TM} = (5714 + 2/7) \cdot T_s = (5714 + 2/7) \cdot (7/40 \cdot 10^9) = 1.0000000 \text{ [ms] (Entrada Real)}$$

$$T_{b, TM} = (5833 + 1/6) \cdot T_s = (5833 + 1/6) \cdot (6/35 \cdot 10^9) = 0.9999714 \text{ [ms] (Entrada Compleja)}$$

El tiempo dado por la señal **TIC** debe coincidir con el tiempo **UTC** pero como el decremento del contador de la señal **TIC** sucede cada $T_s = 175$ ó $T_s = 171.43$ [ns], que no son sub-múltiplos exactos de 1 [s], entonces, el microprocesador debe verificar la relación entre la señal **TIC** y el tiempo **UTC** para mantenerlos en sincronía. Si la señal **TIMEMARK** se mantiene en sincronía, entonces, sólo variará respecto al tiempo **UTC**, dentro de los siguientes límites

$$\Delta T_{(TM)} = (7/4) \cdot T_s = (7/4) \cdot (7/40 \cdot 10^9) = 100 \text{ [ns] (Modo de Entrada Real)}$$

$$\Delta T_{(TM)} = (3/6) \cdot T_s = (3/6) \cdot (6/35 \cdot 10^9) = 85.714 \text{ [ns] (Modo de Entrada Compleja)}$$

La señal **TIMEMARK** puede adquirirse externamente a través de los terminales de salida discretas, (1) **MULTI_FN_IO**, (32) **DISCIO** o (68) **DISCOP** del circuito integrado **GP2021**. Estos terminales producen un retardo adicional de hasta 50 [ns] y, por tanto, el error máximo que se puede presentar entre la señal **TIMEMARK** y el tiempo **UTC** es de 150 [ns] (Entrada Real) o de 135.714 [ns] (Entrada Compleja). Si ocurre una variación en la frecuencia de cualesquiera de las señales de muestreo, se produce un cambio de 175 [ns] en la señal **TIMEMARK**.

4. Doce Canales de Seguimiento

Una vez que las señales de cuantificación (**SIGN** y **MAG**) se encuentran en el módulo de procesamiento de señales digitales, éstas se distribuyen en los canales de seguimiento del circuito integrado **GP2021** que se encuentran activos. Los canales aportan un conjunto de datos al microprocesador que le permiten controlar la sincronización del receptor respecto a las señales transmitidas por los satélites.

Los canales poseen dos modos de operación que el microprocesador selecciona, según el nivel lógico del "bit" (12) **PRESET / UPDATEB** en el registro de control **CHx_SATCNTL** del circuito integrado **GP2021**. La siguiente tabla muestra los dos modos de operación de los canales de seguimiento y el nivel lógico necesario para seleccionarlos.

(12) PRESET / UPDATEB	Modo de Operación	Observaciones
0	Actualización (Update_Mode)	Este es el modo normal de operación, en el cual cualquier modificación en algunos registros de los canales se hace efectiva hasta que sucede la siguiente señal de descarga (DUMP).
1	Preajuste (Preset_Mode)	Modo de operación especial en la que la operación de escritura sobre ciertos registros de los canales sucede hasta la siguiente señal TIC , permitiendo la sincronización entre estos y el ajuste previo de sus condiciones de operación.

NOTA:

Para mayor información acerca de la programación en los registros **PROG_ACCUM_INT**, **PROG_TIC_HIGH** y **PROG_TIC_LOW**, **TIMEMARK_CONTROL** y los registros de estado **MEAS_STATUS_A**, **ACCUM_STATUS_A**, **ACCUM_STATUS_B** y **ACCUM_STATUS_C** referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito **GP2021**.

El siguiente diagrama de bloques de los canales de seguimiento del módulo correlacionador ilustra sus etapas que, en secciones posteriores, se explican.

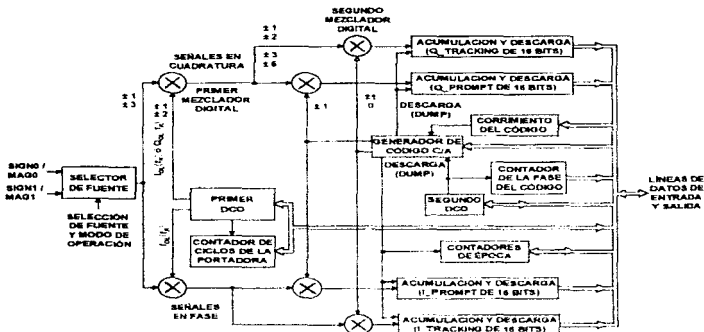


Diagrama de bloques de los canales de seguimiento del módulo correlacionador

□ Selector de Fuente

Quando el circuito integrado GP2021 opera en el Modo de Entrada Real, el selector de fuente debe asignar las señales digitales de cuantificación, presentes en los terminales de entrada **SIGN₀ / MAG₀** o **SIGN₁ / MAG₁**, que han de introducirse a los canales de seguimiento del módulo correlacionador

Si el circuito GP2021 funciona en el Modo de Entrada Compleja, el selector de fuente asigna las señales en los terminales **SIGN₀ / MAG₀** a las etapas de los canales de seguimiento para señales en fase y, las señales en sus terminales **SIGN₂ / MAG₂**, a las etapas para señales en cuadratura. El microprocesador controla al selector de fuente mediante el "bit" (10) **SOURCE_SEL** del registro **CHx_SATCNTL** del circuito GP2021.

NOTA:

Para mayor información sobre el registro **CHx_SATCNTL** referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito GP2021.

□ Primer Oscilador Controlado Digitalmente

El primer oscilador controlado digitalmente o **DCO** (**D**igital **C**ontrolled **O**scillator), presente en cada uno de los doce canales de seguimiento, genera dos señales digitales, $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$, con una frecuencia de referencia (f_r).

La frecuencia de referencia (f_r) varía en forma discreta hasta alcanzar el valor que permita utilizarla en un proceso de mezclado digital para remover las componentes de frecuencia intermedia residual de las señales discretas ($s_m(t_k)$) que representan a las señales de cuantificación, **SIGN** y **MAG**, producidas por el circuito integrado **GP2010**. De esta forma, se elimina la frecuencia portadora utilizada en la transmisión de las señales de los satélites del sistema **GPS**.

Las señales digitales para la remoción de la frecuencia intermedia residual están formadas por secuencias binarias de 2 [bits], que producen 4 valores representativos de dos señales sinusoidales discretas, ortogonales en fase y con una frecuencia igual al valor de f_r . La siguiente tabla muestra las secuencias de valores representativos de estas señales digitales.

Señales Digitales a la Salida del Primer DCO	Valores Representativos							
$I_{OL}(t_k) = \cos(\phi_k)$	1	-1	-2	-2	1	-1	2	-2
$Q_{OL}(t_k) = \sin(\phi_k)$	-2	-2	1	1	-2	-2	1	1

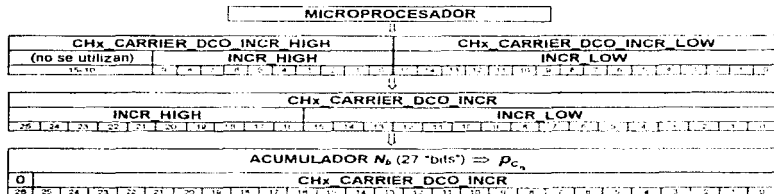
donde

$$\phi_k = \text{fase de las señales } I_{OL}(t_k) \text{ y } Q_{OL}(t_k), \text{ dada por } \phi_k = 2\pi(f_r - \Delta f_r)t_k \text{ [rad]}$$

Las señales digitales $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$, pueden originar hasta 8 valores de fase diferentes, pero debido a que la relación entre la frecuencia de las señales de muestreo (f_m) y la frecuencia de referencia (f_r) es $f_m = 4f_r$ [Hz] sólo se pueden producir 4 valores de fase por ciclo y la fase se debe cambiar con el transcurso del tiempo para abarcar los valores restantes.

El microprocesador controla la frecuencia del oscilador digital (f_r), al producir una palabra digital (p_{C_n}) formada por 27 dígitos binarios que, primero ajusta la frecuencia del oscilador al valor absoluto nominal de la frecuencia intermedia residual ($|f_{ri}|$). Luego, el microprocesador compensa las posibles variaciones en la frecuencia portadora debidas al efecto Doppler y la inestabilidad del cristal oscilador del sintetizador de frecuencias del receptor mediante ligeras variaciones aplicadas en forma discreta (Δf_r). El proceso de búsqueda y seguimiento de la frecuencia intermedia residual se analiza en la sección del microprocesador.

Para ajustar el valor de la palabra digital de control ρ_{c_n} , el microprocesador primero realiza una operación de escritura en secuencia sobre los registros **CH_x_CARRIER_DCO_INCR_HIGH** y **CH_x_CARRIER_DCO_INCR_LOW** del circuito integrado GP2021. Una vez establecidos los estados lógicos en los "bits" de ambos registros, se transfieren a las locaciones de un registro de incremento interno formado por 26 "bits" (**CH_x_CARRIER_DCO_INCR**). Luego, los 26 dígitos binarios del registro de incremento se almacenan en un acumulador (N_b) de 27 "bits" (0-26), en el que su dígito binario más significativo se mantiene a nivel lógico bajo. En el siguiente diagrama se muestra, de manera simplificada, dicho procedimiento:



El valor lógico inicial de la palabra digital de control (ρ_{c_n}), lo definen los datos relevantes dados por el valor nominal (absoluto) de la frecuencia intermedia residual a ser removida y la frecuencia de muestreo. Para el Modo de Entrada Real, se tiene que:

$$|f_{m_n}| = 11277/3150 \text{ [MHz]} \text{ (valor nominal (absoluto) de la frecuencia intermedia residual)}$$

$$f_s = 5/7 \text{ [MHz]} \text{ (frecuencia de muestreo)}$$

Por lo tanto, el valor lógico inicial de la palabra digital de control (ρ_{c_n}) es:

$$\rho_{c_n} = (2^{N_b} |f_{m_n}|) / f_s = \left((2^{27}) \frac{4427}{3150} \right) / \left(\frac{40}{7} \right) = \left(\frac{37130367616}{1125} \right)_{DEC} \approx (001 F 7 B 1 B 9)_{HEX} \text{ (Entrada Real)}$$

La resolución mínima y el valor máximo de la frecuencia f_s , están dados por:

$$(\Delta f_s)_{min} = \frac{f_s}{2^{N_b}} \text{ [Hz]}$$

$$(\Delta f_s)_{max} = \frac{f_s}{2} \text{ [Hz]}$$

La siguiente tabla muestra los valores de la resolución mínima y el valor máximo de la frecuencia f_{r_n} que se obtienen para ambos modos de entrada

Parámetro	Valores	Modo de Entrada
Frecuencia de sincronía f_{s_n}	40/7 [MHz] 35/6 [MHz]	Real Compleja
Cantidad de dígitos binarios del acumulador N_b	27 "bits"	Real y Compleja
Resolución mínima de la frecuencia de referencia $(\Delta f_{r_n})_{min}$	0.042574746 [Hz] 0.043461720 [Hz]	Real Compleja
Valor máximo de la frecuencia de referencia $(\Delta f_{r_n})_{max}$	2.85714286 [MHz] 2.91666666 [MHz]	Real Compleja

La resolución mínima debe compensar las fluctuaciones en frecuencia y mantener a la diferencia de fase entre las señales de la frecuencia intermedia residual $s_m(t_n)$ y las señales $I_{ol}(t_n)$ y $Q_{ol}(t_n)$ en su valor menor. Los valores mínimo y máximo de la fase ϕ_{r_n} de las señales $I_{ol}(t_n)$ y $Q_{ol}(t_n)$, se obtienen mediante

$$(\Delta \phi_{r_n})_{min} = \frac{2\pi(\Delta f_{r_n})_{min}}{f_{s_n}} \cdot \frac{2\pi}{2^{N_b}} = \frac{2\pi}{2^{N_b}} \text{ [rad] (ambos modos de entrada)}$$

$$(\Delta \phi_{r_n})_{max} = \frac{2\pi(\Delta f_{r_n})_{max}}{f_{s_n}} = \frac{2\pi f_{s_n}}{2 f_{s_n}} = \pi \text{ [rad] (} \frac{1}{2} \text{ ciclo) (ambos modos de entrada)}$$

El valor final de la frecuencia de referencia f_{r_n} , se obtiene mediante

$$f_{r_n} = P_{C_{r_n}} \left((\Delta f_{r_n})_{min} + |f_{r_{n0}}| \right) + \Delta f_{r_n} \text{ [MHz]}$$

donde

Δf_{r_n} = resolución de la frecuencia de referencia f_{r_n} , se ajusta mediante el proceso de búsqueda y seguimiento de la frecuencia intermedia residual, siendo un múltiplo (k) de la resolución mínima, es decir: $\Delta f_{r_n} = k(\Delta f_{r_n})_{min}$ [Hz]

$|f_{r_{n0}}|$ = valor absoluto de la frecuencia intermedia residual de las señales de cuantificación, que corresponde al valor inicial de la frecuencia f_{r_n} [Hz]

NOTA:

Para mayor información acerca de la operación de programación en los registros **CHX_CARRIER_DCO_INCR_HIGH** y **CHX_CARRIER_DCO_INCR_LOW**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito **GP2021**.

□ Contador de Ciclos

El contador de ciclos (L_c) indica el número de ciclos completos de las señales digitales $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$ que, el primer DCO ha generado entre dos señales TIC. Por tanto, si el periodo de la señal TIC es $T_{TIC} = 99.9999$ [ms] y la frecuencia de referencia es $f_{r_0} \approx |f_{R_{in}}| = 11277/3150$ [MHz] (Modo de Entrada Real), entonces, se tiene que la cuenta de ciclos completos se aproxima a $N_c - T_{TIC} f_{r_0} \approx 140540$ [ciclos], el cual casi no varía entre dos señales TIC. Para contar el número de ciclos N_c se utilizan 20 dígitos binarios (M_b), pudiendo abarcar la cuenta desde 0 hasta 1048575 [ciclos].

El microprocesador obtiene acceso al valor del contador de ciclos al realizar la operación de lectura de los registros **CHX_CARRIER_CYCLE_HIGH** y **CHX_CARRIER_CYCLE_LOW** del circuito integrado **GP2021**. Estos registros almacenan el valor binario que representa la cuenta de la cantidad de ciclos completos (N_c) de las señales digitales $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$ que se han generado desde la última señal TIC, indicando las veces que ha ocurrido la transición o cruce por cero posterior a cada semiciclo positivo, al contar las veces que han cambiado los valores representativos de +1 a -1 en las secuencias digitales a la salida del primer DCO.

El valor que proporciona el contador de ciclos se complementa con otro valor que se obtiene a partir de los 10 dígitos binarios menos significativos del acumulador N_b de 27 "bits" que se utiliza para generar la frecuencia f_{r_0} de las señales digitales $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$. Este valor aporta la parte fraccionaria de la fase ϕ_{r_0} de estas señales y mejora la precisión del receptor.

El microprocesador obtiene el valor fraccionario de la cuenta de ciclos al realizar la operación de lectura en el registro **CHX_CARRIER_DCO_PHASE** del circuito integrado **GP2021**. Este registro proporciona un número entero no signado con valores comprendidos en el intervalo de 0 a 1023, el cual sirve para complementar la cuenta de ciclos completos que expresan los registros **CHX_CARRIER_CYCLE_HIGH** y **_LOW**. La resolución en la cuenta de fracciones de ciclos, dada por el "bit" menos significativo, corresponde a $(\Delta\phi_{r_0})_{min} = 2\pi/2^{10} = 2\pi/1024$ [rad].

Los valores lógicos de estos registros permiten que el microprocesador calcule la fase de las señales digitales para la remoción de la frecuencia intermedia residual (ϕ_{r_0}), al acumular el número de incrementos en fase ($\Delta\phi_{r_0}$), que se han realizado durante n señales TIC. En el cálculo de la fase acumulada, el microprocesador realiza la lectura de dichos registros a cada señal TIC. Posteriormente, se genera un sobre-flujo en el acumulador del contador de ciclos completos, el cual indica que se ha completado un ciclo y, por tanto, la cuenta de ciclos es igual a: $(N_c + 1)$.

Para determinar la fase acumulada, el microprocesador realiza la siguiente operación:

$$\phi_{r_n} = \sum_{k=1}^n \Delta\phi_{r_k} + 2\pi \left(\sum_{k=1}^n (N_{c_k} + 1) \right) \phi_{r_0} + \phi_{r_n} \quad [\text{rad}]$$

donde:

$N_{c_k} + 1$ = valor lógico en los registros **CHx_CARRIER_CYCLE_HIGH** y **_LOW**, que es leído por el microprocesador, cuando se presenta la señal **TIC_k**,
 $\phi_{r_0} \cdot \phi_{r_n}$ = valores fraccionarios de la fase de las señales $I_{ol}(t_k)$ y $Q_{ol}(t_k)$ (multiplicados por el factor $(2\pi/1024)$), leídos en el registro **CHx_CARRIER_DCO_PHASE** al presentarse las señales **TIC₀** y **TIC_n**.

La cuenta del valor acumulado de ciclos se puede utilizar para ajustar el valor de las pseudo-distancias (ρ_i), definido por la diferencia de fase entre las secuencias digitales del código **C/A** emitidos por los satélites y sus réplicas locales. Esta cuenta también se puede emplear para estimar la variación en las pseudo-distancias existentes entre los i satélites y el receptor ($\Delta\rho_i$) que ocurra entre las señales **TIC**.

A su vez, la estimación de $\Delta\rho_i$, se traduce en una medición indirecta de la velocidad del receptor. Al valor de fase acumulada lo afecta el movimiento de los satélites respecto al receptor y, por tanto, este cálculo debe realizarse a intervalos regulares, es decir, cada vez que ocurren las señales **TIC**. La variación de las pseudo-distancias, permite el ajuste de la posición del receptor al utilizarlas en un filtro digital que calcule el promedio de las mismas.

Una vez que se consigue el ajuste de la frecuencia de referencia f_{r_n} respecto a la frecuencia intermedia residual, es posible realizar una estimación del valor y los cambios en la fase de la señal portadora utilizada por los satélites (ϕ_{i_n}), basándose en la fase ϕ_{r_n} de las señales digitales $I_{ol}(t_n)$ y $Q_{ol}(t_n)$.

Este cálculo permite efectuar el seguimiento de las secuencias del Código de Simple Acceso, ya que todas las señales transmitidas por los satélites son generadas coherentes en fase y sus frecuencias son proporcionales. Entonces, utilizando el factor de conversión apropiado, el rastreo de la frecuencia y fase de la señal portadora, puede servir como auxiliar en el control del rastreo de las secuencias del código **C/A**.

NOTA:

Para mayor información sobre la programación en los registros **CHx_CARRIER_CYCLE_HIGH**, **CHx_CARRIER_CYCLE_LOW** y **CHx_CARRIER_DCO_PHASE**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito GP2021.

□ Primera Etapa de Mezclado Digital

En esta etapa se utilizan compuertas lógicas que realizan la operación combinatoria **EX-OR** (\oplus) entre las señales de frecuencia intermedia residual $s_{m_i}(t_k)$ y las señales digitales de referencia generadas por el primer DCO, $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$. Dicha operación da como resultado dos señales digitales ortogonales, es decir, en fase $s_{i(i)}(t_k)$ y cuadratura $s_{i(o)}(t_k)$, que se expresan mediante ocho niveles o valores representativos que son $\pm 1, \pm 2, \pm 3$ y ± 6 .

Una vez que la frecuencia de referencia f_{r_i} coincide con la frecuencia intermedia residual, en las salidas de la primera etapa de mezclado digital se presenta la remoción casi completa de la frecuencia portadora f_{L_i} , haciendo posible la posterior detección de las señales moduladoras transmitidas por cada satélite ($d_i(t) \oplus p_{N_{e,i}}(t)$).

En el modo de operación de Entrada Real, las señales digitales para la remoción de la frecuencia intermedia residual en fase y cuadratura producidas por el primer oscilador controlado digitalmente son introducidas al mezclador correspondiente. La representación discreta de las señales de salida de cada mezclador puede ser expresada mediante:

$$\begin{aligned}
 s_{i(i)}(t_k) &= s_{m_i}(t_k) \oplus I_{OL}(t_k) & ; & & s_{i(o)}(t_k) &= s_{m_i}(t_k) \oplus Q_{OL}(t_k) \\
 s_{m_i}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \cos((\omega_{F_i} + \Delta\omega_{\sigma})(t_k + \tau_{L_i}) + \phi_{L_i}) \\
 s_{m_i}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \cos(\phi_{L_i}) \\
 I_{OL}(t_k) &= \cos(2\pi(f_{r_i} + \Delta f_{r_i})t_k) \cdot \cos((\omega_{r_i} + \Delta\omega_{r_i})t_k) \cdot \cos(\phi_{r_i}) \\
 Q_{OL}(t_k) &= \text{sen}(2\pi(f_{r_i} + \Delta f_{r_i})t_k) \cdot \text{sen}((\omega_{r_i} + \Delta\omega_{r_i})t_k) - \text{sen}(\phi_{r_i}) \\
 s_{i(i)}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \oplus \cos((\omega_{F_i} + \omega_{r_i} + \Delta\omega_{\sigma} + \Delta\omega_{r_i})(t_k + \tau_{L_i}) + \phi_{L_i}) \\
 s_{i(i)}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \oplus \cos(\phi_{L_i} - \phi_{r_i}) \\
 s_{i(o)}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \oplus \text{sen}((\omega_{F_i} + \omega_{r_i} + \Delta\omega_{\sigma} + \Delta\omega_{r_i})(t_k + \tau_{L_i}) + \phi_{L_i}) \\
 s_{i(o)}(t_k) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{L_i}) \oplus p_{N_{e,i}}(t_k + \tau_{L_i}) \oplus \text{sen}(\phi_{L_i} - \phi_{r_i})
 \end{aligned}$$

Cuando $\omega_{e_i} \approx -\omega_{p_i}$ y $\Delta\omega_{e_i} \approx \Delta\omega_{p_i}$ [rad/s], entonces se produce la remoción de la frecuencia intermedia residual, aunque siguen prevaleciendo pequeños errores discretos de fase dados por $\phi_{e_i} = \phi_{p_i}$, $\phi_{e_i} \approx 2\pi\Delta f_k t_k + \Delta\phi_k$ [rad]. Luego, a las salidas de los mezcladores digitales, se obtienen las siguientes señales ortogonales discretas:

$$s_{i,I_i}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{i_i}) \oplus p_{N_{e_i}}(t_k + \tau_{i_i}) \oplus \cos(\phi_{e_i})$$

$$s_{i,Q_i}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_{i_i}) \oplus p_{N_{e_i}}(t_k + \tau_{i_i}) \oplus \sin(\phi_{e_i})$$

donde

- $d_i(t_k + \tau_{i_i})$ = señal discreta del mensaje de navegación emitido por el satélite i
- $p_{N_{e_i}}(t_k + \tau_{i_i})$ = señal discreta del Código de Simple Acceso emitido por el satélite i
- ϕ_{e_i} = valores discretos del error de fase entre las señales de cuantificación y de remoción de la frecuencia intermedia residual [rad]
- τ_{i_i} = valores discretos del retardo en el tiempo que presenta la señal transmitida por el satélite i [s]

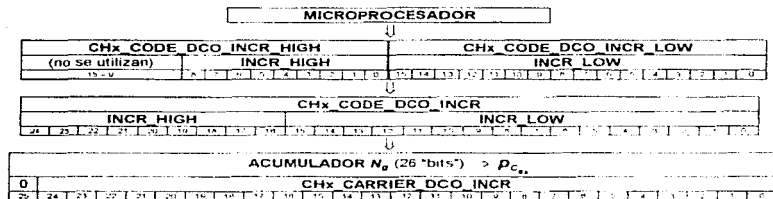
□ Segundo Oscilador Controlado Digitalmente

El segundo oscilador controlado digitalmente se utiliza para sintetizar la señal digital que sincroniza el generador de réplicas de las secuencias digitales del código C/A, a partir de la señal de muestreo **SAMPCLK**. La frecuencia nominal de la señal digital presente a la salida de este oscilador (f_{ϕ}), es igual al doble de la frecuencia de la señal utilizada por los satélites para sincronizar estas mismas secuencias, esto es:

$$f_{\phi} = 2f_{C/A} \approx 2.046 \text{ [MHz]}$$

A la frecuencia nominal inicial f_{ϕ} se le aplican ligeros cambios discretos para producir la frecuencia f_{ϕ_i} que controla la velocidad de transmisión ($V_{T_{e_i}}$) de las réplicas locales del código C/A, ajustando su valor nominal en 1 023 [Mbits/s] y su periodo de repetición ($T_{IC,A}$) en 1 [ms] pero permitiendo desplazarlas en el tiempo, en intervalos de la mitad de la duración de un "chip" ($T_{ch,c_i}/2 = 488.76$ [ns]). Para ajustar la frecuencia f_{ϕ_i} , el microprocesador define el valor lógico de una palabra digital de control ($p_{C_{e_i}}$), realizando la operación de escritura en secuencia sobre los registros de 16 "bits", **CHX_CODE_DCO_INCR_HIGH** y **CHX_CODE_DCO_INCR_LOW** del circuito integrado **GP2021**. Después, el estado lógico en estos "bits" se transfirió a un registro de incremento interno de 25 "bits" (**CHX_CODE_DCO_INCR**).

A continuación, los 25 dígitos binarios del registro de incremento, se almacenan en un acumulador (N_B) de 26 "bits", en el que su dígito binario más significativo se mantiene a nivel lógico bajo, dando origen a la palabra digital de control ($p_{C_{25}}$) que ajusta, a cada instante, el valor de la frecuencia f_{θ} . En seguida se muestra, de manera simplificada, el procedimiento mencionado.



El valor lógico inicial de la palabra digital de control ($p_{C_{25}}$) lo definen los datos relevantes obtenidos a partir del valor nominal de la frecuencia de la señal de sincronía que necesitan las réplicas de las secuencias digitales del Código de Simple Acceso. Por tanto, la palabra digital de control corresponde a:

$$P_{C_{25}} = (2^{N_s} f_{\theta}) / f_s, \quad \left((2^{25}) \frac{2046}{1000} \right) / \frac{40}{7} = \left(\frac{15017705432}{625} \right)_{DEC} = (01\ 6\ E\ A\ 4\ A\ 9)_{HEX} \quad (\text{Entrada Real})$$

$$P_{C_{25}} = (2^{N_s} f_{\theta}) / f_s, \quad \left((2^{25}) \frac{2046}{1000} \right) / \frac{35}{8} = \left(\frac{102978551808}{4375} \right)_{DEC} = (01\ 6\ 7\ 2\ 9\ 2\ 3)_{HEX} \quad (\text{Entrada Compleja})$$

El "bit" menos significativo de la palabra $p_{C_{25}}$, da la resolución de f_{θ} , que es:

$$(\Delta f_{\theta})_{min} = \frac{f_{\theta}}{2^{N_s}} \quad [\text{Hz}]$$

En la siguiente tabla se muestran los valores de la resolución mínima de la frecuencia de sincronía f_{θ} , que se obtienen:

Parámetro	Símbolo	Valores	Modo de Entrada
Resolución mínima de la frecuencia de sincronía	$(\Delta f_{\theta})_{min}$	0.08514949 [Hz] 0.08692344 [Hz]	Real Compleja

La resolución permite mantener la diferencia de fase entre las señales de los satélites y las réplicas del código C/A dentro de su valor mínimo posible a cada instante de tiempo y compensar las variaciones en frecuencia producidas por el efecto Doppler y por errores en el oscilador de referencia del receptor. En realidad, la resolución corresponde al doble de su valor verdadero, ya que, la frecuencia de la señal de sincronía f_{ν_s} es igual al doble de la frecuencia de la señal utilizada por las secuencias del Código de Simple Acceso emitidas por los satélites.

El valor de la frecuencia de la señal de sincronía para las réplicas de las secuencias digitales del código C/A, se obtiene al sumar el valor inicial (f_{ν_s}) más las estimaciones o espacios en frecuencia (Δf_{ν_s}) que compensan las variaciones debidas al efecto Doppler y a errores en el oscilador de referencia del receptor, esto es:

$$f_{\nu_s} = P_{C/A} \cdot (\Delta f_{\nu_s})_{\text{min}} + f_{\nu_s} + \Delta f_{\nu_s} = 2.046 \cdot k(\Delta f_{\nu_s})_{\text{min}} \quad [\text{MHz}]$$

En el modo de operación de Actualización la diferencia de fase entre las réplicas digitales de las secuencias del Código de Simple Acceso y las señales transmitidas por los satélites, se modifica mediante pequeñas variaciones en la frecuencia f_{ν_s} y en el Modo Prefijado se altera directamente.

El proceso de búsqueda y rastreo de la frecuencia de la señal de sincronía del generador de réplicas de las secuencias del código C/A utiliza el mismo procedimiento que para el rastreo de la frecuencia intermedia residual ya que, entre ambas existe una relación proporcional, dada por

$$f_{\nu_s} = 2f_{\text{C/A}} = \frac{f_{L_1}}{770} \quad [\text{MHz}]$$

y como:

$$f_{L_1} = \left[f_{\text{ref}} \right] \approx \frac{4427}{4962573} f_{L_1} \quad [\text{MHz}]$$

por tanto:

$$f_{\nu_s} = \frac{64449}{44270} f_{L_1} \quad [\text{MHz}]$$

El microprocesador puede determinar la frecuencia f_{ν_s} , de manera bastante precisa, al aplicar el factor de escala entre a la frecuencia de referencia (f_{L_1}) producida por el primer DCO y la frecuencia de sincronía (f_{ν_s}) generada por el segundo DCO.

NOTA:

Para mayor información acerca de la programación en los registros CHX_CODE_DCO_INCR_HIGH y CHX_CODE_DCO_INCR_LOW, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado GP2021.

□ Generadores de Réplicas del Código de Simple Acceso (C/A)

Cada canal de seguimiento debe producir una réplica local $p'_{N_c, \alpha}(t_k)$ de las secuencias digitales del Código de Simple Acceso transmitidas por los satélites del sistema GPS con las siguientes características:

- Secuencias digitales formadas por 1023 elementos binarios o "chips"
- Velocidad de transmisión $V_{r_{C/A}} = 1.023$ [Mbps/s]
- Frecuencia nominal de la señal de sincronía $f_{\phi} = 2f_{C/A} = 2.046$ [MHz]
- Desplazamiento en el tiempo mínimo $(\Delta\tau/2) = T_{ch_{C/A}}/2 = 488.76$ [ns]
- Pulsos con forma rectangular (tiempo de transición $\delta T_{ch_{C/A}} > 0$ [s])

En cada uno de los canales de seguimiento del circuito integrado GP2021, están presentes dos generadores de réplicas $p'_{N_c, \alpha}(t_k)$, denominados G_1^* y G_2^* , cada uno formado por un registro de desplazamiento lineal con retroalimentación de longitud máxima. Ambos registros poseen $N = 10$ celdas binarias, algunas de las cuales presentan derivaciones de retroalimentación. Los generadores se inician bajo el control del microprocesador que establece el estado inicial de cada una de sus celdas con un nivel predeterminado. Para sincronizar a cada registro se utiliza la señal de sincronía producida por el segundo DCO, con la frecuencia f_{ϕ} . Estos registros producen subsecuencias de longitud máxima L_{G_1} y L_{G_2} , dadas por

$$L_{G_i} = L_{G_i} = 2^N - 1 = 2^{10} - 1 = 1023 \quad [\text{chips}]$$

El primer generador, produce una subsecuencia de salida $(G_1^*(t_k))$ igual a la generada por los satélites, la cual es el resultado de retroalimentar la señal de salida de una compuerta que realiza la operación lógica EX-OR (⊕) entre los estados binarios presentes en las etapas con derivaciones 3 y 10 a la entrada de su registro. Su estado inicial consta de niveles lógicos altos en las 10 celdas, es decir, un valor (3FF)_{HEX}.

El segundo generador, produce una subsecuencia de salida, $G_2^*(t_k)$, al efectuar la operación lógica EX-OR (⊕) entre los estados binarios presentes en sus celdas con derivación 2, 3, 6, 8, 9 y 10 y la salida resultante de esta operación se retroalimenta a la entrada del registro.

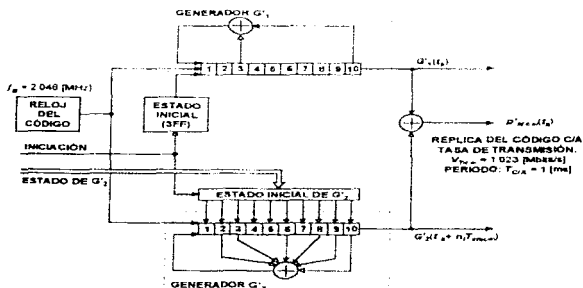
Para que las réplicas digitales de las secuencias del código C/A coincidan con las enviadas por los diferentes satélites, el GP2021 produce un corrimiento de la subsecuencia de salida del segundo registro, $(G_2^*(t_k + n_i \Delta\tau/2))$ con un determinado número de "chips" al asignar diferentes estados iniciales al generador G_2^* .

La subsecuencia con corrimiento del segundo registro se obtiene cuando el microprocesador ajusta diferentes estados iniciales en sus celdas, originando una de las 37 posibles secuencias del Código de Simple Acceso utilizadas en el sistema GPS. Además se pueden generar otras secuencias de ruido pseudo-aleatorio que se emplean en aplicaciones especiales o las réplicas de las señales de expansión espectral utilizadas por los satélites del sistema GLONASS

La réplica de la secuencia del código C/A ($p_{N_{C/A}}(t_k)$) se produce a la salida de una compuerta que realiza la operación EX-OR (\oplus), entre las subsecuencias de salida del primer generador $G_1(t_k)$ y la subsecuencia con un corrimiento de n_i "chips" que se obtiene del segundo $G_2(t_k \cdot n_i \Delta\tau/2)$, es decir

$$p_{N_{C/A}}(t_k) = G_1(t_k) \oplus G_2(t_k \cdot n_i \Delta\tau/2) \quad [5]$$

El microprocesador selecciona la réplica de las secuencias del Código de Simple Acceso, al definir el estado inicial del segundo generador G_2 , realizando una operación de escritura en el registro CHX_SATCNTL del circuito GP2021, que define el estado de sus 10 "bits" menos significativos. El siguiente diagrama corresponde a los generadores de las réplicas de las secuencias digitales del código C/A, presentes en el circuito integrado GP2021



Generadores de las réplicas de las secuencias digitales del Código de Simple Acceso

El estado inicial formado por niveles lógicos bajos en todas las celdas del segundo generador, provoca que la subsecuencia producida por el primer generador se presente a la salida y sólo se utiliza con fines de prueba o cuando ocurre una iniciación general del circuito integrado **GP2021**. Una vez seleccionada la secuencia, se producen las siguientes versiones de las réplicas digitales del código **C/A**.

Tipo de réplicas	Notación y observaciones
Réplicas instantáneas (PROMPT)	$p_{N_{C/A}}(t_k)$ se utilizan en el proceso de búsqueda de las señales de los satélites
Réplicas de seguimiento (TRACKING)	se utilizan en el proceso de rastreo de las señales de los satélites y se dividen en cuatro variantes que son:
1. Réplicas en adelanto	$p_{N_{C/A}}(t_k - \Delta\tau/2)$ adelantadas $(\Delta\tau/2) \cdot T_{CH_{C/A}}/2$ [s], respecto a las réplicas instantáneas
2. Réplicas en atraso.	$p_{N_{C/A}}(t_k + \Delta\tau/2)$ atrasadas $(\Delta\tau/2) \cdot T_{CH_{C/A}}/2$ [s], respecto a las réplicas instantáneas
3. Réplicas alternantes	$p_{N_{C/A}}(t_k \pm \Delta\tau/2)$ se presentan, alternadamente, las réplicas de seguimiento en atraso y adelanto cada 20 periodos de repetición de las réplicas, es decir cada $20T_{C/A} = 20$ [ms]
4. Réplicas diferenciales:	$\Delta p_{N_{C/A}}(t_k)$ resultan de la diferencia de las réplicas en adelanto y atraso, es decir: $\Delta p_{N_{C/A}}(t_k) = (\sqrt{2}) [p_{N_{C/A}}(t_k - \Delta\tau/2) - p_{N_{C/A}}(t_k + \Delta\tau/2)]$

Los niveles representativos de los estados binarios de las réplicas del código **C/A** en adelanto, atraso y alternante son ± 1 . Para las réplicas del tipo diferencial, se obtienen estados ternarios que resultan de la diferencia entre los estados lógicos de las réplicas en adelanto y atraso, pues $(+1) - (\pm 1) = (+2 - 0 - 2)$, por lo que, para evitar la necesidad de emplear otro "bit" que represente los niveles diferenciales, éstos se dividen entre 2. Este factor de reducción debe considerarse al ajustar los umbrales de detección esperados cuando se utilicen este tipo de réplicas.

Al final de cada réplica del Código de Simple Acceso se produce la señal de descarga (**DUMP**), con un periodo $T_{DUMP} = T_{C/A} \cdot n$ [ms]. Esta señal inicia la transferencia los datos acumulados al microprocesador para que controle el proceso de seguimiento. Debido a que las señales de los satélites no se reciben con la misma fase cada canal debe retenerse por separado. En el modo de operación de Actualización cualquier modificación en el registro **CHx_SATCNTL**, se hace efectiva hasta la siguiente señal de descarga. En el Modo Prefijado, sucede en la siguiente señal **TIC**.

NOTA:

Para mayor información acerca del proceso de programación en el registro **CHx_SATCNTL**, referirse a las hojas de especificaciones DS4C57 del circuito integrado **GP2021**.

□ Segunda Etapa de Mezclado Digital

Esta etapa utiliza compuertas internas para realizar la operación de lógica combinatoria **EX-OR** (⊕) entre las señales, con componentes en fase y en cuadratura, presentes a las salidas de la primera etapa de mezclado digital y las diferentes réplicas digitales de las secuencias del código **C/A**, ya sean las instantáneas (**PROMPT**) o de seguimiento (**TRACKING**)

Las réplicas instantáneas se utilizan en la operación de búsqueda de las señales transmitidas por los satélites, siendo necesario desplazarlas en el tiempo un valor $\hat{\tau}_k$, esto es $p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k)$, hasta que la fase relativa entre las réplicas y las señales emitidas por los satélites coincida. A las salidas de las compuertas de las réplicas instantáneas del código **C/A** se presentan las siguientes señales discretas

$$s_{(I)_{P_r}}(t_k) = s_{(I)_{T_r}}(t_k) \oplus p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k) \cdot \int_{\sqrt{2}} d_i(t_k - \tau_k) \oplus p_{N_{C/A}}(t_k + \tau_k) \oplus p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k) \oplus \cos(\phi_{s_k})$$

$$s_{(Q)_{P_r}}(t_k) = s_{(Q)_{T_r}}(t_k) \oplus p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k) \cdot \int_{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_k) \oplus p_{N_{C/A}}(t_k + \tau_k) \oplus p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k) \oplus \sin(\phi_{s_k})$$

En esta etapa se tiene que, el ancho de banda previo a las operaciones de correlación y la frecuencia de muestreo de los resultados de éstas, son mayores respecto a la frecuencia de sincronía de las secuencias del código **C/A** y, por tanto, la interferencia o pérdidas que se presentan son despreciables. Además, el nivel de ruido blanco gaussiano presente en las muestras en fase y cuadratura se reduce al valor cuadrático medio dado por $\overline{n_I^2}(t_k) = \overline{n_Q^2}(t_k) = 1/2T_b$ [W] (banda lateral única)

Para producir la integración de las señales resultantes del proceso de mezclado digital con las réplicas instantáneas, se utilizan dos etapas de acumulación y descarga, que producen el promedio en el tiempo durante un periodo de tiempo T . En la práctica, se debe asegurar que las operaciones de correlación se realicen durante un estado lógico estable de los dígitos binarios del mensaje de navegación $d_i(t_k)$; como cada uno de estos "bits" se presenta con una duración igual a $T_b = 20T_{C/A} = 20$ [ms] y además se debe cumplir que $T \ll T_b$, entonces se ajusta para que $T = T_{C/A} \cdot 1$ [ms]

Las etapas de acumulación y descarga están formadas por dos registros de 16 dígitos binarios (0-15) cada uno, designados por **CHx_I_PROMPT** y **CHx_Q_PROMPT**. El microprocesador realiza la operación de lectura en estos registros y obtiene los resultados de la correlación entre las señales $s_{(I)_{P_r}}(t_k)$,

$s_{(Q)_{P_r}}(t_k)$ y las réplicas instantáneas $p'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k)$ acumulados durante el periodo T .

Los registros de acumulación almacenan los resultados de correlación, representándolos en complemento a dos, con un intervalo de valores válidos comprendido entre $-2^{15} = -32768$ y $+ (2^{15} - 1) = +32767$. Cuando el microprocesador efectúa la petición de lectura de estos registros, los resultados acumulados en éstos se le transfieren a través de la interfaz del microprocesador. Para las réplicas de las secuencias instantáneas, a las salidas de los registros de acumulación se tienen las señales cuya representación discreta es:

$$I_{i_r}(t_k) = \sum_{k=0}^{K_{m-1}} S_{i_r}(t_k) \cdot \frac{A}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{K_{m-1}} d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus P_{N_{c,i_r}}(t_k + \tau_{i_r}) \oplus P'_{N_{c,i_r}}(t_k + \hat{\tau}_{i_r}) \oplus \cos(\phi_{e_i})$$

$$Q_{i_r}(t_k) = \sum_{k=0}^{K_{m-1}} S_{Q_{i_r}}(t_k) \cdot \frac{A}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{K_{m-1}} d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus P_{N_{c,i_r}}(t_k + \tau_{i_r}) \oplus P'_{N_{c,i_r}}(t_k + \hat{\tau}_{i_r}) \oplus \sen(\phi_{e_i})$$

definiendo la siguiente función de correlación:

$$R_{i_r}(\tau_{i_r}) = \sum_{k=0}^{K_{m-1}} P_{N_{c,i_r}}(t_k + \tau_{i_r}) \oplus P'_{N_{c,i_r}}(t_k + \hat{\tau}_{i_r})$$

donde:

$$\tau_{i_r} = \tau_{i_r} - \hat{\tau}_{i_r} = \text{error discreto entre el retardo recibido } \tau_{i_r} \text{ y el estimado } \hat{\tau}_{i_r} \quad [s]$$

al sustituir se obtiene:

$$I_{i_r}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} K_{m_i} d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus R_{i_r}(\tau_{i_r}) \sum_{k=0}^{K_{m-1}} \cos(\phi_{e_i})$$

$$Q_{i_r}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} K_{m_i} d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus R_{i_r}(\tau_{i_r}) \oplus \sum_{k=0}^{K_{m-1}} \sen(\phi_{e_i})$$

Las sumas de los términos sinusoidales, se pueden aproximar como:

$$\frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K_{m-1}} \cos(\phi_{e_i}) T_s \approx \frac{1}{T_s} \int_0^T \cos(2\pi \Delta f_s t + \Delta \phi_s) dt \approx \frac{\sen(\pi \Delta f_s T)}{(\pi \Delta f_s T)} \cos(\Delta \phi_s)$$

$$\frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K_{m-1}} \sen(\phi_{e_i}) T_s \approx \frac{1}{T_s} \int_0^T \sen(2\pi \Delta f_s t + \Delta \phi_s) dt \approx \frac{\sen(\pi \Delta f_s T)}{(\pi \Delta f_s T)} \sen(\Delta \phi_s)$$

puesto que: $\phi_{e_i} = \phi_{i_r} - \phi_{i_s}$, $\phi_{e_i} \approx 2\pi \Delta f_s t_k + \Delta \phi_s$ [rad], y se supone que el cambio en la diferencia de fase de las señales de los satélites (ϕ_{i_r}) y la fase de referencia (ϕ_{i_s}), se mantiene prácticamente constante durante el intervalo T , presentándose errores mínimos en frecuencia (Δf_s) y fase ($\Delta \phi_s$), en cada muestra obtenida.

Por último, se adicionan los términos referidos al ruido presente en el receptor que, anteriormente, se habían excluido con el fin de simplificar las expresiones utilizadas durante el análisis previo pero, realmente, corresponden a:

$$I_{i_r}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi \Delta f_k T)}{(\pi \Delta f_k T)} (d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus R_{p_i}(\tau_{i_r})) \cos(\Delta \phi_k) + n_i(t_k)$$

$$Q_{i_r}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi \Delta f_k T)}{(\pi \Delta f_k T)} (d_i(t_k + \tau_{i_r}) \oplus R_{p_i}(\tau_{i_r})) \text{sen}(\Delta \phi_k) + n_o(t_k)$$

el factor $\sqrt{\frac{2E}{\eta}}$ resulta después de multiplicar las señales $I_{i_r}(t_k)$ y $Q_{i_r}(t_k)$ por un coeficiente que normaliza el nivel de potencia de las señales de ruido $n_i(t_k)$ y $n_o(t_k)$, cuyo valor, antes de normalizarlo, es:

$$n_i^2(t_k) + n_o^2(t_k) = \frac{\eta}{2T_s} K_{mt} \quad [W]$$

donde:

E = energía por muestra de las señales discretas, la cual está dada por:

$$E = ST \quad [J] \quad ; \quad S = \frac{A^2}{2} \quad [W]$$

K_{mt} = número de muestras que es necesario acumular para que se cumpla que $T \cdot K_{mt} t_s = K_{mt}(kT_s) = T_{(C,A)} = 1$ [ms], pues las muestras deben obtenerse dentro del tiempo de duración de un "bit" de la señal de mensaje de navegación

T = periodo de acumulación. $T \cdot K_{mt} t_s = K_{mt}(kT_s) = T_{(C,A)} = 1$ [ms]

$n_i(t_k) / n_o(t_k)$ = señales discretas del ruido blanco gaussiano estacionario presentes en las señales en fase $I_{i_r}(t_k)$ y cuadratura $Q_{i_r}(t_k)$

T_s = periodo de las señales de muestreo, que puede ser de:

$T_s = 175$ [ns] (Entrada Real) / $T_s = 171.43$ [ns] (Entrada Compleja)

NOTA:

En estas señales se asume que, tanto el retardo τ_{i_r} como las diferencias en frecuencia Δf_k y fase $\Delta \phi_k$, permanecen prácticamente constantes durante todo el periodo de acumulación T . A menos que se consiga el máximo nivel de correlación, las señales que resultan de la operación de correlación siguen presentando un comportamiento pseudo-aleatorio

Cuando la réplica digital de la secuencia del Código de Simple Acceso coincide con alguna de las señales de expansión espectral de los satélites que está captando el receptor, el nivel de potencia de las señales asociadas a las operaciones de correlación comienza a aumentar y el microprocesador debe seguir desplazando en el tiempo la réplica de la secuencia instantánea hasta que se alcance su nivel máximo.

Una vez que se ha conseguido el ajuste correcto entre las secuencias del código C/A, es necesario dar seguimiento a las mismas para mantenerlas sincronizadas. Para esto, se desplazan en el tiempo las diferentes réplicas de seguimiento (TRACKING) el valor $\hat{\tau}_k$ aplicado a las réplicas instantáneas, esto es $P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2)$. Las señales discretas que resultan del mezclado digital, son

$$s_{I_{I_{\tau_i}}}(t_k) = s_{I_i}(t_k) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2)$$

$$s_{(I)_{\tau_i}}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t_k + \tau_i) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2) \oplus \cos(\phi_{e_i})$$

$$s_{(O)_{\tau_i}}(t_k) = s_{O_i}(t_k) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2)$$

$$s_{(O)_{\tau_i}}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t_k + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t_k + \tau_i) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2) \oplus \text{sen}(\phi_{e_i})$$

Para producir la integración de los productos resultantes del proceso de mezclado digital de las réplicas de seguimiento, se utilizan dos etapas de acumulación y descarga, que producen su promedio en el tiempo durante un periodo de tiempo T . En estas operaciones de correlación, también se debe asegurar que se realicen durante un estado lógico estable de los dígitos binarios del mensaje de navegación $d_i(t_k)$, por lo que, el periodo de acumulación debe ser $T = T_{C/A} \cdot 1$ [ms]. Las etapas de acumulación y descarga están formadas por dos registros de 16 dígitos binarios (0-15) cada uno, designados por CHX_I_TRACK y CHX_Q_TRACK . De esta forma, se culmina con el proceso completo de correlación que utiliza las réplicas de seguimiento de las secuencias del código C/A. Los registros de acumulación almacenan los resultados de correlación, representándolos en complemento a dos, con valores válidos en el intervalo $2^{15} = -32768$ a $+(2^{15} - 1) = +32767$. Para las réplicas de las secuencias de seguimiento del Código de Simple Acceso, las señales que se obtienen en las salidas de estas etapas pueden expresarse mediante

$$I_{I_{\tau_i}}(t_k) = \sum_{k=0}^{K_{\text{max}}} s_{I_{(I)_{\tau_i}}}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{K_{\text{max}}} d_i(t_k + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t_k + \tau_i) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2) \oplus \cos(\phi_{e_i})$$

$$Q_{I_{\tau_i}}(t_k) = \sum_{k=0}^{K_{\text{max}}} s_{(I)_{\tau_i}}(t_k) = \frac{A}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{K_{\text{max}}} d_i(t_k + \tau_i) \oplus P_{N_{C/A}}(t_k + \tau_i) \oplus P'_{N_{C/A}}(t_k + \hat{\tau}_k \pm \Delta\tau/2) \oplus \text{sen}(\phi_{e_i})$$

Las funciones de correlación, según el tipo de réplica de seguimiento utilizada en esta operación (en adelante, en atraso, alternante o diferencial), se definen por:

$$R_{i_{T_+}}(\tau_c) = R_{i_{P_+}}(\tau_c, \Delta\tau/2) = \sum_{k=0}^{K_{\text{rep}}} p_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \oplus p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c - \Delta\tau/2) \quad \text{réplicas en adelante}$$

$$R_{i_{T_-}}(\tau_c) = R_{i_{P_-}}(\tau_c, \Delta\tau/2) = \sum_{k=0}^{K_{\text{rep}}} p_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \oplus p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c + \Delta\tau/2) \quad \text{réplicas en atraso}$$

$$R_{i_{T_{\pm}}}(\tau_c) = R_{i_{P_{\pm}}}(\tau_c, \Delta\tau/2) = \sum_{k=0}^{K_{\text{rep}}} p_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \oplus p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c \pm \Delta\tau/2) \quad \text{réplicas alternantes}$$

$$R_{i_{T_0}}(\tau_c) = \frac{1}{2} [R_{i_{T_+}}(\tau_c) - R_{i_{T_-}}(\tau_c)] = \sum_{k=0}^{K_{\text{rep}}} p_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \oplus \frac{1}{2} [p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c - \Delta\tau/2) - p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c + \Delta\tau/2)]$$

$$R_{i_{T_{\Delta}}}(\tau_c) = \sum_{k=0}^{K_{\text{rep}}} p_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \oplus \Delta p'_{N_{c,k}}(t_k + \tau_c) \quad \text{réplicas diferenciales}$$

Las señales en fase y cuadratura, asociadas a cada una de las funciones de correlación previamente definidas, se pueden representar mediante las expresiones:

$$I_{i_{T_+}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_+}(\tau_c) \} \cos(\Delta\phi_k) + n_i(t_k)$$

$$Q_{i_{T_+}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_+}(\tau_c) \} \text{sen}(\Delta\phi_k) + n_o(t_k)$$

$$I_{i_{T_-}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_-}(\tau_c) \} \cos(\Delta\phi_k) + n_i(t_k)$$

$$Q_{i_{T_-}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_-}(\tau_c) \} \text{sen}(\Delta\phi_k) + n_o(t_k)$$

$$I_{i_{T_{\pm}}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_{\pm}}(\tau_c) \} \cos(\Delta\phi_k) + n_i(t_k)$$

$$Q_{i_{T_{\pm}}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_{\pm}}(\tau_c) \} \text{sen}(\Delta\phi_k) + n_o(t_k)$$

$$I_{i_{T_0}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_0}(\tau_c) \} \cos(\Delta\phi_k) + n_i(t_k)$$

$$Q_{i_{T_0}}(t_k) = \sqrt{\frac{2E}{\eta}} \frac{\text{sen}(\pi\Delta f_s T)}{(\pi\Delta f_s T)} \{ d_i(t_k + \tau_c) \oplus R_{T_0}(\tau_c) \} \text{sen}(\Delta\phi_k) + n_o(t_k)$$

El circuito integrado **GP2021** puede efectuar la operación de correlación en forma individual, seleccionando independientemente la réplica a utilizar en cada uno de sus canales, brindándole al receptor la máxima capacidad que permite desarrollar gran parte de las aplicaciones del sistema **GPS**.

Cada vez que en un canal de seguimiento se presentan la señal de descarga (**DUMP**) o la señal **TIC**, según el modo en que este funcionando el canal (Modo de Actualización o Modo Prefijado), se produce la alteración a nivel lógico alto del dígito binario **CHx_NEW_ACCUM_DATA** correspondiente en el registro de estado **ACCUM_STATUS_A** y los registros de acumulación son asignados a direcciones consecutivas. En caso necesario, después de cada interrupción **ACCUM_INT**, las direcciones pueden ser leídas como si fuesen un bloque continuo o por separado.

Al realizar la lectura del registro **CHx_Q_PROMPT** se produce la iniciación del dígito binario **CHx_NEW_ACCUM_DATA** del canal correspondiente, por tanto, este registro debe ser el último en leerse. Los registros de acumulación no están protegidos contra sobre-escritura, entonces, la operación de lectura debe realizarse cuando estén disponibles los datos nuevos, es decir, al presentarse la señal **ACCUM_INT** y antes de que se produzca la siguiente señal de descarga (**DUMP**).

Los dígitos binarios **CHx_MISSED_ACCUM** del registro **ACCUM_STATUS_B** indican la pérdida de los datos acumulados y estos sólo se reinician al realizarse la operación de escritura del registro **CHx_ACCUM_RESET** o al desactivarse su canal correspondiente.

NOTA:

Para mayor información acerca de las operaciones de lectura en los registros de acumulación **CHx_I_PROMPT**, **CHx_Q_PROMPT**, **CHx_I_TRACK**, **CHx_Q_TRACK** y en los registros de estado **ACCUM_STATUS_A** y **ACCUM_STATUS_B**; así como la operación de escritura del registro **CHx_ACCUM_RESET** entre otros, referirse a las hojas de especificaciones **DS4057** del circuito integrado **GP2021**.

□ Contador de Fase

Este es un contador ascendente (L_n) de 11 dígitos binarios sincronizado con la señal de reloj de las réplicas digitales de las secuencias del Código de Simple Acceso, que realiza la cuenta del número de periodos de tiempo iguales a la mitad de la duración de un elemento binario de la secuencia digital que han sido generados. Esta cuenta representa la fase de las secuencias del código C/A, utilizando un número no signado N_{CF} , con un intervalo de valores válidos comprendido entre 0 y 2047

Cada vez que se presenta la señal TIC el microprocesador efectúa la operación de lectura del registro CHx_CODE_PHASE que, mediante sus 11 dígitos binarios menos significativos (0~10), expresa el valor almacenado en el acumulador de 26 "bits" que se utiliza para generar la palabra digital que controla la alteración de la frecuencia de la señal de sincronía producida por el segundo DCO, con un valor nominal de su frecuencia $f_{\theta} = 2.046$ [MHz]. El dígito binario menos significativo del registro CHx_CODE_PHASE representa la fase mínima de las réplicas digitales de las secuencias del código C/A, la cual, es $(\Delta\phi_{C/A})_{min} = 2\pi/2^{11} = 2\pi/2048$ [rad]

Por otra parte, a cada señal TIC, en los dígitos binarios (0~9) del registro de lectura $CHx_CODE_DCO_PHASE$ se almacena el estado lógico de los 10 "bits" más significativos (16~25) del acumulador N_{θ} de 26 "bits" que controla la frecuencia de sincronía del generador de réplicas de las secuencias del Código de Simple Acceso (f_{θ}). De esta forma se expresa un número no signado válido de 0 a 1023, que representa el valor lógico de la fase de las réplicas digitales de las secuencias del código C/A y que el microprocesador utiliza para controlar la alteración de la frecuencia de la señal de sincronía generada por el segundo DCO. El dígito binario menos significativo del registro $CHx_CODE_DCO_PHASE$ representa el valor de fase mínima de la señal de sincronía de las secuencias digitales del código C/A que es $(\Delta\phi_{\theta})_{min} = 2\pi/2^{10} = 2\pi/1024$ [rad]. El valor 2π [rad] representa medio ciclo de la fase de la señal de sincronía.

En el Modo Prefijado, es posible definir el valor de la fase de las réplicas del Código de Simple Acceso que se aplicará en la siguiente vez que se presente la señal TIC. Lo anterior lo consigue el microprocesador al realizar la operación de escritura en el registro $CHx_CODE_DCO_PRESET_PHASE$. El estado lógico asignado en sus 8 dígitos binarios menos significativos (0~7), establecerá el nivel lógico que han de presentar los 8 "bits" más significativos (18~25) del acumulador de 26 "bits" que controla la frecuencia f_{θ} . Para este caso, el valor mínimo de fase que representa el "bit" menos significativo de éstos es $(\Delta\phi_{\theta})_{min} = 2\pi/2^8 = 2\pi/256$ [rad] y el valor 2π [rad] representa medio ciclo de la señal de sincronía del código C/A.

Si el canal de seguimiento está operando en el Modo de Actualización, la escritura en estos registros no afecta su funcionamiento, pero el valor puede almacenarse y se aplicará al cambiar al modo de operación Prefijado.

El máximo valor de fase de la secuencia del Código de Simple Acceso está definido por la longitud prefijada de la misma. Normalmente, el microprocesador prueba todas las posibles réplicas de las secuencias del Código C/A para un valor dado de la frecuencia intermedia residual, pero si al terminarse todas las combinaciones del código no se ha conseguido el nivel máximo de correlación, entonces, modifica el valor de la frecuencia de referencia utilizada para la remoción de la frecuencia intermedia residual o altera la incertidumbre en la fase de las réplicas de las secuencias de este código. Casi siempre es necesario realizar varias veces el proceso de sincronización hasta conseguir la detección de las señales emitidas por los satélites.

NOTA:

Para mayor información acerca del proceso de programación en los registros **CHx_CODE_PHASE**, **CHx_CODE_DCO_PHASE** y **CHx_CODE_DCO_PRESET_PHASE**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado GP2021.

Contador del Desplazamiento

Este es un contador ascendente (L_d) de 11 "bits" que indica el desplazamiento de tiempo \hat{t}_k que se ha aplicado a las réplicas digitales de las secuencias del código C/A $p'_{N_{CD},k}(t_k + \hat{t}_k)$, durante la operación de correlación con las señales transmitidas por los satélites. El desplazamiento \hat{t}_k está dado por un múltiplo de N_{CD} veces la mitad de la duración de un "chip" de la secuencia, esto es $\hat{t}_k = N_{CD}(\Delta\tau/2) \cdot N_{CD}(T_{ch,k}/2)$ [s]. Por la cantidad de "bits" de este contador, el valor de N_{CD} abarca desde 0 hasta 2047.

El microprocesador debe efectuar la operación de escritura en los registros **CHx_CODE_SLEW_COUNTER** para seleccionar el valor inicial de desplazamiento de la mitad de la duración de un elemento binario de las réplicas de las secuencias del código C/A. En el modo de operación de Actualización, cada desplazamiento se aplica a la siguiente señal de descarga (**DUMP**), mientras que en el modo Prefijado, éste ocurre en cada señal **TIC**. Los registros antes mencionados, deben escribirse cada vez que se requiere un corrimiento, sin importar que ya se haya aplicado el mismo desplazamiento con anterioridad. El estado lógico en estos registros puede alterarse en cualquier momento pero, sólo se considera válido el estado lógico asignado por el microprocesador antes de que se presentaran las señales **DUMP** (Modo de Actualización) o **TIC** (Modo Prefijado).

El microprocesador debe efectuar la operación de lectura en el registro de 16 "bits" **CHx_CODE_SLEW** para corroborar la cuenta del número de "chips" que se han desplazado las réplicas digitales del Código de Simple Acceso. Esta cuenta se representa con los 11 dígitos binarios menos significativos (0-10). Como las operaciones de corrimiento son relativas a la fase actual del código producido, entonces la cuenta permite acumular el total de los desplazamientos discretos en el tiempo que fueron necesarios efectuar hasta que se presentara el nivel máximo de correlación, efectuado entre las señales transmitidas por un satélite y su réplica instantánea del código C/A.

Partiendo de estos datos, el microprocesador puede determinar las pseudo-distancias (ρ_i) entre cada satélite y el receptor. El valor 2047 en la cuenta se interpreta como un desplazamiento de 1 "chip" que se aplica a la siguiente secuencia. Para el modo de operación de Actualización, el cambio surte efecto 1 [ms] después de presentarse la siguiente señal de descarga (**DUMP**) y en el modo de operación Prefijado se produce una vez que se presenta la señal **TIC**.

NOTA:

Para más información acerca de la programación en el registro **CHx_CODE_SLEW_COUNTER** y la operación de lectura en los registros **CHx_CODE_SLEW**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP2021**.

Durante el proceso de desplazamiento, los registros de acumulación de datos del canal en operación se inhiben para que el primer resultado sea válido. Cuando un canal se encuentra inhabilitado y se presenta un ajuste del desplazamiento diferente de cero de su réplica digital, éste actualizará el corrimiento de su réplica hasta el instante en que sea habilitado. Si, durante o inmediatamente después de que se ha definido un desplazamiento, se presenta una señal TIC, el canal de seguimiento no puede ajustarse con las señales transmitidas por el satélite que está rastreando y los datos de medición que se produzcan no deben considerarse válidos.

En la sección del microprocesador, se analizan los procedimientos que realiza éste para estimar el valor del retardo que ha de aplicar a las réplicas de las secuencias digitales del Código de Simple Acceso.

□ Contadores de Épocas

Los contadores de épocas mantienen un seguimiento del número de periodos de repetición de las secuencias de las réplicas de las señales telemétricas de expansión espectral del código C/A que ocurren en un lapso de 1 [s].

El primer contador de épocas emplea 5 dígitos binarios, para contar el número de periodos de repetición de las réplicas digitales de las secuencias del Código de Simple Acceso, con una duración $T_{(C/A)} - 1$ [ms]. El intervalo de valores que se utiliza para abarcar esta cuenta es de 0 a 19, del total de 0 a 31 que es el valor máximo de la cuenta que se puede abarcar con 5 "bits".

Por otra parte, el segundo contador utiliza 6 dígitos binarios para contar el número de periodos que correspondan al tiempo de duración de un elemento binario de información de la señal del mensaje de navegación transmitida por cada satélite, esto es $T_b = 20T_{(C/A)} - 20$ [ms]. El intervalo necesario para abarcar la cuenta debe ser desde 0 hasta 49, del total de 63 que es el valor máximo que se puede abarcar con 6 "bits". El microprocesador ajusta el valor inicial de la cuenta en estos contadores al realizar la operación de escritura en el registro CHX_EPOCH_COUNTER.

En el registro CHX_EPOCH se retienen los valores de los contadores de épocas hasta que sucede la siguiente señal TIC y el microprocesador debe efectuar la operación de lectura en este registro para conocer estos valores. Por otra parte, en el registro CHX_EPOCH_CHECK están disponibles los valores instantáneos que presenta cada contador de épocas para permitir su revisión.

De esta forma, los contadores de épocas pueden ser cargados previamente para sincronizar la trama o cuadro formado por los 5 subcuadros de 10 palabras digitales con 30 elementos binarios que se presentan en las señales de mensaje de navegación transmitidas por los satélites ($d_i(t)$).

Los contadores de épocas permiten que el microprocesador detecte el instante en que ocurre la transición de cada uno de los dígitos binarios de las señales de mensaje de navegación emitidas por los satélites. Esto facilita al microprocesador alcanzar la sincronización de los dígitos binarios, palabras digitales, subcuadros y cuadros del enlace de datos que envían estas señales, para luego efectuar el algoritmo de revisión de paridad, descifrarlos y, por último, utilizarlos en los programas que realizan los cálculos necesarios para desarrollar la aplicación a la que se ha destinado el receptor GPS. En la sección del microprocesador, se analizan estos procedimientos con mayor detenimiento.

NOTA:

Para mayor información acerca del proceso de programación en el registro CHx_EPOCH_COUNTER y la operación de lectura en los registros CHx_EPOCH y CHx_EPOCH_CHECK, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado GP2021.

III.5.2 MÓDULO DE FUNCIONES PERIFÉRICAS

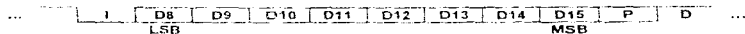
La siguiente sección describe los procesos secundarios que desarrolla el módulo de funciones periféricas presente en el circuito integrado **GP2021** que agrupa las siguientes etapas:

1. **Interfaz para Comunicación Serial Asíncrona**
2. **Controladores del Consumo de Potencia e Inicio del circuito GP2021**
3. **Generadores de la Base de Tiempo Real y de la Función Revisión**
4. **Controlador de los Terminales de Entrada y Salida de Señales Discretas**

1. Interfaz para Comunicación Serial Asíncrona

Esta interfaz está formada por dos etapas, cada una de las cuales posee canales independientes para la recepción y transmisión asíncrona de cuadros formados por dígitos binarios seriales. Ambas etapas poseen un dispositivo transmisor-receptor universal asíncrono o **UART** (**Universal Asynchronous Receiver Transmitter**), y para diferenciarlas, se denotan por medio de **UART_A** y **UART_B**, mientras que a sus canales de transmisión y recepción se identifican mediante **TXA**, **TXB**, **RXA** y **RXB**.

El microprocesador debe efectuar la operación de escritura en los registros **CONFIG_A** o **CONFIG_B** del circuito integrado **GP2021** para configurar por separado algunas de las características que presenta cada **UART**, tales como: tipo de revisión de paridad y velocidad de los canales de recepción. Por otra parte, el microprocesador selecciona la velocidad de los canales de transmisión mediante la escritura en los registros **TX_RATE_A** o **TX_RATE_B** del circuito integrado **GP2021**. Cada canal de transmisión y recepción posee un registro con una longitud de 8 "bytes" (64 "bits"), del tipo **FIFO** (**First Input First Output**). Los registros **FIFO** (de transmisión o recepción) retienen y transfieren cuadros de datos seriales, los cuales presentan la disposición de dígitos binarios que muestra la siguiente figura



NOTAS

(1) = "bit" de inicio; (Dn) = "bits" de datos; (P) = "bit" de paridad y (D) = "bit" de detención

El "bit" de paridad (P) es opcional y cuando no se utiliza, su espacio lo ocupa el "bit" de detención (D) al disminuir el tiempo de duración del cuadro de datos.

En la siguiente tabla se muestran las características más importantes de las tramas de datos que emplea la interfaz para comunicación serial asincrónica.

Parámetros	Estado
Cantidad de "bits" de inicio (I)	1 "bit" con nivel lógico bajo
Cantidad de "bits" de datos (Dn)	8 "bits"
Cantidad "bits" de detención (D)	1 "bit" con nivel lógico alto
Tipo de revisión de paridad (P)	Par / Impar / Ninguna
Control de flujo	Ninguno

Canales de Recepción de Datos

Las tramas de datos que han de ser recibidas por los canales de recepción, a través de los terminales (9) RXA y (10) RXB del circuito integrado GP2021, pueden provenir de un circuito de interfaz que convierta niveles de lógica TTL a niveles RS232.

Una vez recibidos los datos, se obtienen muestras de éstos mediante una señal de sincronía con un valor nominal de su frecuencia 20 veces mayor a la velocidad con que se recibe el cuadro de datos. Este valor de la frecuencia de muestreo permite la sincronización en la recepción de datos, pues facilita la detección del "bit" de inicio.

Cuando se detecta el "bit" de inicio, los canales de recepción se sincronizan con la trama de datos. Luego, se reduce la frecuencia de muestreo para obtener las muestras de cada "bit" en el instante en que su estado lógico ha alcanzado un nivel estable, es decir, a la mitad de éste. Lo anterior es para reducir los errores producidos por transiciones demasiado lentas en sus flancos o por la presencia de ruido en los mismos. Los canales de recepción deben sincronizarse continuamente con los cuadros recibidos para prevenir una acumulación de errores en la fase de las tramas de datos.

En el registro FIFO de recepción sólo se almacenan datos válidos, es decir, los que presentan los niveles lógicos correctos en los "bits" de inicio, de detención y de paridad. Si una trama recibida contiene algún error en alguno de estos "bits", en el registro de estado correspondiente (STATUS_A o STATUS_B), se presentará un nivel lógico específico en algunas de sus locaciones que indican al microprocesador la ocurrencia de dicho error.

Una vez que el registro FIFO de recepción adquiere datos válidos, luego se transfieren al registro correspondiente, ya sea RX_DATA_A o RX_DATA_B del circuito integrado GP2021, para que el microprocesador pueda efectuar la operación de lectura en estos registros y obtener el acceso a los datos recibidos. Si el registro FIFO recibe demasiadas tramas de datos válidos, el exceso de datos no podrá ser retenido en este registro y para indicar esto al microprocesador, el "bit" RX_FIFO_FULL, en los registros STATUS_A o STATUS_B del circuito integrado GP2021, presenta un nivel lógico alto.

Cuando se recibe una trama de datos continua, el "bit" de inicio de una palabra digital se presenta inmediatamente después del "bit" de detención de la palabra precedente. A velocidades de transmisión muy bajas, un nivel lógico alto se presenta entre dos palabras digitales. Los canales receptores aceptarán los datos mientras presenten un error en la velocidad de transmisión de hasta $\pm 1\%$. La siguiente tabla muestra las posibles configuraciones para el **UART** doble.

Parámetros	Valores
Tipo de revisión de paridad	Par / Impar / Ninguna
Velocidad máxima de escritura y lectura del registro FIFO	1 "byte" por cada 230 [ns] (con un retardo máximo de 2 [μ s])
Velocidad de recepción de los datos (se configura individualmente)	300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400 y 76800 [bauds]

□ Canales de Transmisión de Datos

Para transferir tramas de datos que deban ser transmitidas por los canales de transmisión del **UART** doble, es necesario que el microprocesador realice la operación de escritura en los registros **TX_DATA_A** o **TX_DATA_B** del circuito integrado **GP2021**, para que luego puedan ser enviadas al circuito de interfaz que convierta niveles de lógica TTL a niveles **RS232** a través de los terminales **(7) TXA** y **(8) TXB** del circuito integrado **GP2021**. En transmisiones continuas, el "bit" de comienzo de un cuadro seguirá inmediatamente después del "bit" de detención de la trama precedente. A velocidades de transmisión bajas se presenta un dígito binario adicional, con nivel lógico alto, entre los cuadros.

Si el microprocesador escribe demasiadas tramas de datos hacia los registros del **UART**, el exceso de cuadros no podrá ser retenido en el registro **FIFO** de transmisión y su operación se suspende temporalmente. El **UART** reanudará su operación normal tan pronto como el espacio de almacenamiento en el registro **FIFO** esté disponible. Para evitar pérdidas de datos, el microprocesador debe limitar su velocidad de transmisión, manteniendo un seguimiento del número de datos enviados y el tiempo usado para transmitirlos o leyendo directamente la información de los registros de estado (**STATUS_A** o **STATUS_B**) del circuito integrado **GP2021** y detener la transmisión cuando sus "bits" **TX_FIFO_FULL**, presenten un nivel alto.

Parámetros	Valor
Longitud del registro FIFO de transmisión	8 "bytes" (64 "bits")
Velocidad máxima de escritura y lectura del registro FIFO	1 "byte" por cada 230 [ns] (con un retardo máximo de 2 [μ s])
Velocidad de transmisión de los datos (se configura individualmente)	300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400 y 76800 [bauds]

Sistema de Iniciación (RESET)

Es posible iniciar cualquiera de los dos canales del **UART** doble por medio de instrucciones del programa. Lo anterior se consigue al programar, debidamente, cada uno de los registros de iniciación de los canales (**RESET_A** o **RESET_B**) del circuito integrado **GP2021**. Durante el procedimiento de iniciación del **UART**, el contenido de todos los registros de control y estado se restablecen, el contenido de los registros **FIFO** de transmisión y recepción se descargan y los terminales de salida para la transmisión, (7) **TXA** y (8) **TXB** del circuito integrado **GP2021**, se mantienen a nivel lógico bajo.

Canal de Retroalimentación

Para propósitos de prueba del sistema, el circuito integrado **GP2021** posee un canal de retroalimentación para cada etapa **UART** que es controlado por los registros de configuración. Cuando se utiliza la función de retroalimentación del canal, las salidas de transmisión, (7) **TXA** y (8) **TXB** del circuito integrado **GP2021**, se mantienen a nivel lógico alto.

NOTA:

Para mayor información acerca de las operaciones de escritura en los registros de la interfaz de comunicación serial asincrónica **CONFIG_A**, **CONFIG_B**, **RESET_A**, **RESET_B**, **RX_DATA_A**, **RX_DATA_B**, **TX_DATA_A**, **TX_DATA_B**, **TX_RATE_A** y **TX_RATE_B**, así como la operación de lectura de los registros **STATUS_A** y **STATUS_B**, referirse a las hojas de especificaciones **DS4057** del circuito integrado **GP2021**.

2. Controladores del Consumo de Potencia e Inicio del Circuito GP2021

□ Controlador del Consumo de Potencia

Con el fin de mantener sin interrupciones el suministro de potencia para el circuito integrado **GP2021**, se utiliza una batería que funciona como sistema de respaldo, la cual opera cuando este circuito integrado funciona en el Modo de Ahorro de Energía (**Power_Down_Mode**). En este modo de operación, el nivel de polarización $V_{DD} = 5 [V] \pm 10\%$, se reduce a un valor mínimo de $V_{resp} \approx 2.2 [V]$ y la intensidad de corriente demandada por el circuito integrado **GP2021** también disminuye, pues se inhabilitan casi todas sus funciones, exceptuando el generador de la Base de Tiempo Real (**RTC**).

En la siguiente tabla se muestra la condición que debe presentarse en el terminal de entrada **(2) POWER_GOOD** para que el modo de operación del circuito integrado **GP2021** conmute entre el Modo Normal y el Modo de Ahorro de Energía.

(2) POWER_GOOD	Modo de Operación del Circuito Integrado GP2021
1	Modo Normal (Normal_Mode)
0	Modo de Ahorro de Energía (Power_Down_Mode)

Cuando la interfaz del microprocesador del circuito integrado **GP2021** opera en el Modo del Sistema **ARM**, es necesario que el microprocesador **ARM60** detecte el nivel lógico bajo en el terminal **(2) POWER_GOOD** del circuito integrado **GP2021**, y retrase el cambio al Modo de Ahorro de Energía hasta 6 [ns] después de que se presente el siguiente flanco descendente de la señal de sincronía **MICRO_CLK**.

De la forma anterior, el microprocesador **ARM60** asegura que la batería de respaldo no afecte la posible operación de escritura o lectura que se esté efectuando en alguna memoria de acceso aleatorio o **RAM**. Para retardar la conmutación al Modo de Ahorro de Energía, es necesario que el microprocesador **ARM60** establezca los siguientes estados lógicos en el terminal **(75) NBRAM / DISCIP4** del circuito **GP2021**.

(75) NBRAM / DISCIP4	Función
1	Define el estado normal de operación en el terminal de salida (16) NRAM (Sistema ARM).
0	Retarda 6 [ns] la conmutación al Modo de Ahorro de Energía y define el estado del terminal de salida (16) NRAM (Sistema ARM) en este modo de operación.

En el modo de Ahorro de Energía los terminales de entrada y los de entrada/salida, exceptuando los terminales (2) **POWER_GOOD** y (5) **XIN**, se conmutan internamente para mantener sus niveles lógicos en determinados valores estables, esto con el fin de prevenir conmutaciones externas que puedan causar un consumo excesivo de potencia. La siguiente tabla muestran los niveles lógicos de salida que presentan algunos terminales en el modo de Ahorro de Energía

Terminal	Estado Lógico	Terminal	Estado Lógico
(1) MULTI_FN_IO	Alta impedancia	(22) ARM_ALE / NC	Bajo
(3) NRESET_OP	Bajo	(23) DBE / NC	Bajo
(6) XOUT	Activo	(24) ACCUM_INT	Alta impedancia
(7-8) TXA, TXB	Bajo	(25) MEAS_INT	Alta impedancia
(11) NROM / NC	Alta impedancia	(30) MCLK / NC	Bajo
(12) NEEPROM / NC	Alta impedancia	(31) ABORT / MICRO_CLK	Bajo
(13) NSPARE_CS / NC	Alta impedancia	(32) DISCIO	Alta impedancia
(16) NRAM / NC	Inactiva NBRAM	(48-54) (58-65) D<0:15>	Alta impedancia
(17-20) NW<0:3> / NC	Bajo	(68) DISCOP	Alta impedancia
(21) NRD / NC	Bajo	(73) SAMPCLK	Bajo

Los valores típico y máximo de la potencia consumida en ambos modos de operación del circuito integrado GP2021, Normal y de Ahorro de Energía, se calculan por medio de:

$$P_{I_{max}} = (V_{DD})_{nrm} \cdot (I_{DD})_{op} \quad [W] \quad P_{I_{max}} = (V_{DD})_{num} \cdot (I_{DD})_{max}$$

La siguiente tabla muestra los diferentes valores de potencia consumida por el circuito integrado GP2021 para el Modo de Operación Normal.

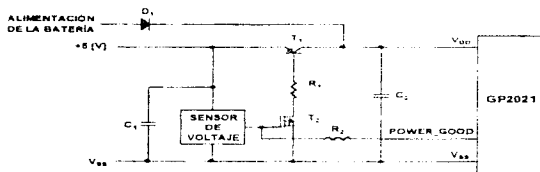
Modo de Operación	x	Niveles de Polarización	$P_{I_{(x)}}$ [mW]
NORMAL (NORMAL_MODE)	0	$V_{DD} = (3)_{num} [V] \pm 10\%$	
	4	$I_{DD} = (22)_{op} [mA]$	$66 \pm 10\%$
	8	$I_{DD} = (27)_{op} [mA]$	$71 \pm 10\%$
	8	$I_{DD} = (32)_{op} [mA]$	$96 \pm 10\%$
	12	$I_{DD} = (38)_{op} [mA]$	$114 \pm 10\%$
	0	$V_{DD} = (5)_{num} [V] \pm 10\%$	
	4	$I_{DD} = (22)_{op} [mA]$	$110 \pm 10\%$
	4	$I_{DD} = (27)_{op} [mA]$	$135 \pm 10\%$
8	$I_{DD} = (32)_{op} [mA]$	$160 \pm 10\%$	
12	$I_{DD} = (38)_{op} [mA]$	$190 \pm 10\%$	

NOTA: x corresponde al número de canales de seguimiento CHx activados.

La siguiente tabla muestra los diferentes valores de potencia consumida por el circuito integrado **GP2021** para el Modo de Ahorro de Energía.

Modo de Operación	Niveles de Polarización	$P_{V_{DD}}$ [mW]	$P_{I_{DD}}$ [mW]
AHORRO DE ENERGÍA (POWER_DOWN_MODE)	$V_{DD} = V_{RESP} = (2.2)_{nom} [V]$ $I_{DD} = (70)_{typ} \sim (150)_{max} [\mu A]$	0.154 ± 10%	0.330 ± 10%
	$V_{DD} = (3)_{nom} [V] \pm 10\%$ $I_{DD} = (70)_{typ} \sim (150)_{max} [\mu A]$	0.210 ± 10%	0.450 ± 10%
	$V_{DD} = (5)_{nom} [V] \pm 10\%$ $I_{DD} = (250)_{typ} \sim (500)_{max} [\mu A]$	1.250 ± 10%	2.500 ± 10%

La siguiente figura muestra un diagrama esquemático de la configuración sugerida para que opere, en forma correcta, la batería de respaldo que se activa cuando el circuito integrado **GP2021** funciona en el Modo de Ahorro de Energía.



Configuración sugerida para el correcto funcionamiento de la batería de respaldo

□ Control del Inicio del Circuito Integrado **GP2021**

La manera en la que ocurre la iniciación del receptor, a través del estado lógico presente en algunos terminales (*hardware reset*), depende del modo de operación en el que se encuentre operando la interfaz del microprocesador en el circuito integrado **GP2021** (modo del Sistema **ARM** o modo de Interfaz Estándar)

Durante la iniciación del circuito integrado **GP2021**, su terminal de salida (**3**) **NRESET_OP** presenta nivel lógico bajo y la iniciación que afecta a todas sus etapas, excepto a la Base de Tiempo Real (**RTC**) que se explica en la siguiente sección

Existen tres formas comunes de iniciación para ambos modos de operación de la interfaz del microprocesador, que son

1. La primera se produce cuando en el terminal de entrada (2) **POWER_GOOD** del circuito integrado **GP2021** se presenta un nivel lógico bajo, lo cual indica que ha ocurrido una transición en los niveles de polarización del receptor.
2. La segunda se origina cuando ocurre una transición temporal en la señal de la función de revisión o "**Watchdog**" (que posteriormente se analiza). Esta iniciación restablece la función de "**Watchdog**" cuyo periodo es de 2 a 3 [s].
3. La tercera forma es el nivel lógico presente en el terminal de entrada (66) **PLL_LOCK** del circuito integrado **GP2021**. Mientras su estado lógico sea bajo, produce un estado de iniciación, que se desactiva al ocurrir un nivel lógico alto por más de 50 [ms], que indica el instante en que la fase de las señales de sincronía **CLK_T** y **CLK_I**, generadas por el **PLL** del sintetizador de frecuencias del **GP2010**, se ha ajustado con la de la señal del oscilador de referencia.

Además de las formas de iniciación descritas anteriormente, se dispone de otro sistema de iniciación externo que se activa cuando la interfaz del microprocesador en el circuito integrado **GP2021** opera en el modo de Interfaz Estándar y en su terminal (47) **NRESET_IP** se presenta un nivel lógico bajo.

Una vez que las formas de iniciación del circuito integrado **GP2021** presentan sus condiciones normales y para satisfacer los requerimientos de iniciación del microprocesador **ARM60**, el terminal (3) **NRESET_OP** del circuito integrado **GP2021** debe presentar nivel lógico alto después de 4 ciclos de la señal **MICRO_CLK**.

Existe además la posibilidad de iniciar el circuito integrado **GP2021** via programa (*software reset*) que ocurre cuando el microprocesador realiza la operación de escritura en el registro **CONTROL_RESET** del circuito integrado **GP2021** y establece los estados lógicos apropiados de los dígitos binarios en este registro que permiten restablecer, tanto en forma individual o general, la operación de los canales de seguimiento.

NOTA:

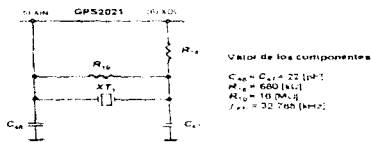
Para mayor información acerca de la operación de escritura en el registro **CONTROL_RESET**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP2021**.

3. Generadores de la Base de Tiempo Real y de la Función de Revisión

□ Generador de la Base de Tiempo Real

El generador de la Base de Tiempo Real o **RTC (Real Time Clock)** utiliza un circuito oscilador, un divisor de frecuencia con un factor de reducción prefijado y un contador de 24 "bits" que, mediante tres registros de lectura formados por 8 "bits" cada uno, informa al microprocesador el valor en que se encuentra su cuenta. De esta forma se genera una señal que se emplea para contar los segundos.

El circuito oscilador se conecta en los terminales (5) **XIN** y (6) **XOUT** del circuito integrado **GP2021**. Dicho circuito está formado por el cristal **XT**, que oscila a la frecuencia $f_{XT} = 32.768$ [kHz], los resistores R_{16} de 680 [k Ω] y R_{17} de 10 [M Ω] y los capacitores C_{46} y C_{47} de 22 [nF]. En el siguiente diagrama se muestra la configuración en que están dispuestos los componentes mencionados y la tabla describe las características eléctricas que debe cumplir el cristal a utilizar



Circuito oscilador recomendado para el generador de la Base de Tiempo Real

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia de oscilación	f_{XT}		32.768	1000	kHz
Trans-conductancia de amplificación	g_m	220	550	2500	$\mu A/V$
Impedancia de salida	Z_o	20	55	100	k Ω
Resistencia en serie	R_s		50	100	k Ω
Capacitancia de carga (típica)	C_L		10		pF

El divisor de frecuencia tiene un factor de reducción con un valor predeterminado de 32768. Luego, en su salida se obtiene una señal cuadrada con una frecuencia $f_{RTC} = 1$ [Hz]. Esta señal se utiliza para sincronizar los cambios en los estados lógicos presentes en un contador ascendente de 24 "bits", el cual emplea tres registros del circuito integrado **GP2021** de ocho "bits" cada uno, (**RTC_LS**, **RTC_2ND** y **RTC_MS**), para transferir el valor de su cuenta al microprocesador y es necesario que sus estados lógicos se mantengan estables mientras se realiza su lectura.

El registro **RTC_LS** almacena el "byte" menos significativo de los datos del reloj y una vez que este registro alcanza su cuenta máxima (cuando sus 8 "bits" presentan nivel lógico alto), entonces, la cuenta prosigue al iniciarse el estado lógico del registro **RTC_2ND** y cuando éste completa su cuenta, se utiliza el registro **RTC_MS**. Un ciclo de la cuenta termina hasta que todos los "bits" de los tres registros presentan nivel alto. Con la máxima longitud de 24 "bits", la cuenta de segundos puede abarcar desde 0 hasta 16777215 [s] que suman en total 194 días, 4 horas, 20 minutos y 15 segundos.

En el modo de Ahorro de Energía, la Base de Tiempo Real (**RTC**) continúa funcionando, aunque no se permite el acceso a los datos de sus registros. Cuando el suministro de energía regresa a su estado normal, el microprocesador puede volver a leer los registros del contador y determinar el tiempo transcurrido durante el modo de Ahorro de Energía. De tal forma, el microprocesador es capaz de estimar las posiciones actuales de los satélites y reduce el tiempo necesario para determinar la primer estimación de la posición del usuario aunque se haya presentado una disminución en los niveles de polarización del receptor.

Función de Revisión

La función de revisión o "**Watchdog**" se utiliza para verificar el funcionamiento del generador de Base de Tiempo Real. Esta función produce un sistema de iniciación si a su dirección no se ha escrito un dato por un periodo de aproximadamente 2 a 3 [s]. La función "**Watchdog**" se inhabilita en el modo de Ahorro de Energía o cuando el microprocesador asigna un nivel lógico bajo al "bit" 0 en el registro de configuración del sistema **SYSTEM_CONFIG** del circuito integrado **GP201**.

Mediante instrucciones del programa se puede iniciar la Base de Tiempo Real y la función "**Watchdog**" usando los registros de Iniciación del Reloj (**CLOCK_RESET**) y el de la función "**Watchdog**" (**WATCHDOG_RESET**) del circuito **GP201**. Esta función de revisión también se inicia cuando ocurre una iniciación general del sistema.

NOTA:

Para mayor información acerca de las operaciones de escritura en los registros **RTC_LS**, **RTC_2ND** y **RTC_MS**, **CLOCK_RESET**, **WATCHDOG_RESET** y **SYSTEM_CONFIG**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP201**.

4. Controlador de los Terminales de Entrada y Salida de Señales Discretas

4. Controlador de los Terminales de Entrada y Salida de Señales Discretas

El circuito integrado **GP2021** posee un número de terminales los cuales pueden ser utilizados por el microprocesador como entradas o salidas para señales discretas con propósitos generales, tales como: revisión del estado de operación del sistema y aplicaciones de control. El uso de estos terminales se encuentra en función tanto del tipo de microprocesador empleado, es decir, depende del modo de operación de la interfaz del microprocesador en el circuito **GP2021**, así como de las aplicaciones que se desarrollen con el receptor **GPS**.

La siguiente tabla muestra los posibles modos en que pueden utilizarse algunos terminales para que funcionen como entradas para señales discretas.

Configuración de los Terminales de Entrada para Señales Discretas		
Terminales	Registros de Verificación	Condiciones de Operación
(80) DISCI P1	IO_CONFIG ACCUM_STATUS_B	Siempre disponible (entrada discreta dedicada)
(27) NMREQ / DISCI P2	IO_CONFIG	Modo de Interfaz Estándar
(29) NRW / DISCI P3	IO_CONFIG	Modo de Interfaz Estándar
(75) NBRAM / DISCI P4	IO_CONFIG	Modo de Interfaz Estándar
(28) NOPC / NINTELMOT	IO_CONFIG	Modo de Interfaz para el Sistema ARM
(26) NBW / WRPROG	IO_CONFIG	Modo de Interfaz Estándar (serie Motorola)
(32) DISCIO	IO_CONFIG	Terminal DISCIO (entrada discreta)
(1) MULTI FN IO	IO_CONFIG	Terminal MULTI FN IO (entrada discreta)
(76) SIGN0 / (77) MAG0	IO_CONFIG	SIGN1, MAG1 conectadas a un GP2010
(78) SIGN1 / (79) MAG1	IO_CONFIG	SIGN0, MAG0 conectadas a un GP2010
(9) RXA / (10) RXB	IO_CONFIG	Sin utilizar los canales de recepción de los UART

El microprocesador verifica el estado de los terminales de entrada de señales discretas al efectuar las operaciones de lectura en los registros **IO_CONFIG** y **ACCUM_STATUS_B** del circuito integrado **GP2021**.

NOTA:

Para mayor información acerca de las operaciones de lectura en el registro **IO_CONFIG** y el registro de estado **ACCUM_STATUS_B**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP2021**.

La siguiente tabla muestra los posibles modos en los que funcionan algunos terminales como salidas para señales discretas.

Configuración de los Terminales de Salida de Señales Discretas		
Terminal	Registros de Configuración	Posibles Señales Discretas
(68) DISCOP	SYSTEM_SETUP	Nivel lógico alto estable Nivel lógico bajo estable Señal DUMP del canal CH0 Señal TIMEMARK Señal cuadrada de 100 [kHz] Salida de bando
(32) DISCIO	IO_CONFIG	Nivel lógico alto estable Nivel lógico bajo estable Señal cuadrada de 100 [kHz] Señal TIMEMARK
(1) MULTI_FN_IO	IO_CONFIG	Nivel lógico alto estable Nivel lógico bajo estable Señal cuadrada de 100 [kHz] Señal TIMEMARK

El microprocesador controla el estado de los terminales de salida de señales discretas al efectuar las operaciones de escritura en los registros SYSTEM_SETUP y IO_CONFIG del circuito integrado GP2021.

NOTA:

Para mayor información acerca de las operaciones de escritura en los registros IO_CONFIG, SYSTEM_SETUP, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado GP2021.

III.5.3 INTERFAZ DEL MICROPROCESADOR

Para que el circuito integrado **GP2021** desarrolle sus funciones en forma satisfactoria requiere de un microprocesador que efectúe las operaciones de escritura y lectura en los diversos registros que este circuito integrado posee.

De esta manera, el microprocesador desempeña una doble función, la primera es la de controlar el funcionamiento del circuito integrado **GP2021**, al establecer las condiciones de operación tanto de los canales de seguimiento del módulo de correlación así como de las funciones periféricas, mediante las operaciones de escritura en una serie de registros de control. Por otra parte, la segunda función que realiza el microprocesador, es la adquisición de la información proporcionada por el circuito **GP2021**, al efectuar las operaciones de lectura en los registros de acumulación y medición. Lo anterior permite que el microprocesador desarrolle los cálculos necesarios para determinar las estimaciones de posición, velocidad, desviación y correcciones de la base de tiempo local del receptor **GPS**, que compensan los retardos que presentan las señales transmitidas por los satélites, debidos a los efectos ionosféricos, troposféricos y relativistas entre otros.

Para lo anterior, se pueden utilizar la mayoría de los microprocesadores de 16 o 32 "bits" fabricados por las compañías Motorola e Intel, pero también se puede emplear el microprocesador **ARM60**, que es un procesador de 32 "bits" con serie de instrucciones reducida o **RISC** (Reduced Instruction Set Computer) fabricado por la compañía GEC Plessey Semiconductors.

Dependiendo del tipo de microprocesador que utilice el receptor, es necesario seleccionar uno de los dos modos de operación de la interfaz para el microprocesador que posee el circuito integrado **GP2021**, que son:

- Modo de Interfaz Normal o Estándar (microprocesadores series Intel o Motorola)
- Modo de Interfaz para el Sistema **ARM** (para el microprocesador **ARM60**)

Para seleccionar la configuración del modo de operación de la interfaz del microprocesador, es necesario establecer los niveles lógicos en los terminales que muestra la siguiente tabla de estados.

(4) NARMSYS	(28) NOPC/NINTELMOT	(26) NBW/WRPROG	Modo de Interfaz	Microprocesador
0	-	-	ARM	ARM60
1	1	-	Estándar	Serie Motorola
1	0	0	Estándar	Serie Intel 80186
1	0	1	Estándar	Serie Intel 80486

1. Interfaces para el Control de las Líneas de Datos

Las interfaces para el control de líneas de datos o "buses" indican las direcciones a donde realizar la transferencia de los mismos entre las líneas de datos externa formadas por 16 "bits" y las líneas de datos interna de 32 "bits".

A excepción de la transferencia de dígitos binarios utilizados para ajustar a los osciladores controlados digitalmente empleados por los generadores de señales digitales réplicas del código C/A y de señales de cuantificación de frecuencia intermedia residual, todos los demás elementos binarios de transferencia son de 16 "bits" de longitud.

Las operaciones de escritura en los osciladores controlados digitalmente empleados en los módulos de seguimiento, utilizan las líneas de transferencia de datos de 32 "bits" de longitud, donde los 16 "bits" más significativos deben ser escritos exactamente antes que los 16 dígitos binarios menos significativos.

Límites Generales de Tiempo para la Interfaz del Microprocesador

Además del tiempo o ciclos que el microprocesador ocupa al efectuar las operaciones de lectura y escritura, la arquitectura interna del circuito integrado **GP2021** impone ciertos límites en el tiempo que debe transcurrir entre dichos ciclos (en particular entre los ciclos de escritura-escritura y de escritura-lectura).

Sin importar en que modo opera la interfaz del microprocesador del circuito integrado **GP2021**, esta debe impedir que el microprocesador pueda tener acceso a los registros asociados al módulo correlacionador durante un lapso (T_r) de 300 [ns] (Modo de Entrada Real) ó 314 [ns] (Modo de Entrada Compleja) posterior a un ciclo de escritura interna de la interfaz del microprocesador, imposibilitando el empleo de los primeros dos ciclos de escritura para la transferencia de datos que han de ser cargados en los registros del módulo correlacionador.

Estas limitaciones de tiempo sólo son aplicables a las operaciones de escritura o lectura de los registros del módulo correlacionador, ya que no influyen en las operaciones que se realicen en los registros que controlan las funciones periféricas, ni tampoco al escribir en la dirección asociada al registro **X_DCO_INCR_HIGH** de este módulo.

Cuando sea imprescindible que el microprocesador realice dichas operaciones en los registros del módulo correlacionador, antes de que transcurran los límites de tiempo mencionados, la interfaz del microprocesador debe emplear una línea o "bus" de mayor complejidad (el cual considera ciertos estados de espera).

Las restricciones de tiempo se derivan del tiempo que necesita la interfaz del microprocesador para realizar la siguiente serie de operaciones: primero la retención tanto de los estados lógicos presentes en las líneas de direcciones, las cuales le indican la dirección asociada al registro al que el microprocesador necesita obtener el acceso, así como los niveles presentes en las líneas del "bus" de datos que el microprocesador establece cuando se efectúa una operación de escritura, segundo la transferencia de los niveles entre las líneas o "buses" interno y externo del circuito integrado **GP2021**, desde o hacia los registros especificados por el microprocesador

□ **Limites de Tiempo entre los Ciclos de Escritura y Lectura**

Para que el microprocesador pueda realizar una operación de lectura de algún registro del módulo correlacionador, se debe presentar un ciclo de escritura interna que transfiera los estados lógicos presentes en las locaciones del registro en cuestión hacia la interfaz del microprocesador, lo cual ocupa el lapso T .

Una vez que el microprocesador establece los niveles lógicos en el "bus" de direcciones, el ciclo de operación de escritura interna se completa cuando el decodificador de direcciones interpreta la dirección presente en las líneas del "bus" de direcciones que le indican el registro o registros en los que se ha de realizar la operación de lectura.

El decodificador de direcciones del módulo correlacionador utiliza un registro interno en el que almacena una serie de valores predeterminados asignados como direcciones de los demás registros. Esta serie de valores se compara con los estados lógicos que el microprocesador establece en las líneas de direcciones antes de que el controlador del "bus" de datos interno sea habilitado. Una vez reconocidas las direcciones de los registros a los que el microprocesador necesita tener acceso, ocurre la activación de las líneas de datos interna y la transferencia de los estados lógicos desde los registros a las líneas de datos interna y posteriormente a la externa.

Cuando el microprocesador necesita realizar la operación de lectura en algún registro del módulo correlacionador, primero debe alterar el nivel lógico presente en el indicador de lectura, no sin antes esperar a que transcurra el tiempo T . Esto es con el fin de proporcionar el tiempo de ejecución requerido por la operación de escritura interna desde los registros a la interfaz del microprocesador.

Los ciclos de lectura interna en los registros del módulo correlacionador, sin ciclos de escritura anteriores al tiempo T , son independientes y no retardan a los ciclos subsecuentes. Por otra parte, un ciclo aislado de lectura requiere sólo de los estados de espera suficientes para cumplir los tiempos de restricción que limitan las operaciones que realiza la interfaz del microprocesador.

□ Límites de Tiempo entre los Ciclos de Escritura-Escritura

Una vez que el microprocesador ha alterado el nivel lógico presente en el indicador de escritura, debe transcurrir un ciclo T_1 para que se realice la operación de escritura interna en los registros del módulo correlacionador. Durante este tiempo, tanto los estados lógicos que indican la dirección del registro, en el que se ha de realizar la operación de escritura interna, como los niveles de los datos a escribir deben mantenerse estables. Si ocurre un segundo ciclo de escritura, este deberá retardarse el tiempo T_1 , una vez que se termine el ciclo previo.

Cuando el microprocesador concluye con el ciclo de una operación de escritura en algún registro del módulo correlacionador, entonces, debe producir otro cambio en el nivel lógico presente en el indicador de la operación escritura. Lo anterior provoca que la interfaz del microprocesador retenga los estados lógicos presentes en las líneas de direcciones y en el "bus" de datos. Luego, los niveles en el "bus" de datos externo del circuito integrado **GP2021**, son transferidos a su "bus" interno y, a continuación, al registro especificado por el microprocesador.

Si el microprocesador no realiza una operación de escritura en los registros del módulo correlacionador por un lapso de tiempo mayor a T_1 , entonces, podrá efectuar una de manera inmediata, mientras los tiempos de restricción se cumplan. Pero, para evitar que en ciclos subsiguientes de lectura o escritura se produzcan cambios en la dirección interna o las líneas de datos, es necesario retardar los ciclos subsiguientes.

□ Restricciones en los Límites de Tiempo para la Interfaz del Microprocesador

Los límites de tiempo para la interfaz del microprocesador tan solo deben cumplirse cuando ha de obtenerse el acceso a los registros del módulo correlacionador y no para obtener el acceso a las funciones periféricas, ya que éstas utilizan sus propios ciclos de escritura y no se sincronizan mediante las señales de sincronía multi-fase (**MICRO_CLK** y **MCLK**).

Para escribir en el registro **X_DCO_INCR_HIGH** del módulo correlacionador, no es necesario respetar dichos retardos, pues la operación de escritura en este registro no conlleva un ciclo de escritura interno. Al ciclo de escritura en esta dirección debe seguirlo la operación de escritura en los registros **CHx_CARRIER_DCO_INCR_LOW** o **CHx_CODE_DCO_INCR_LOW**. Una vez efectuados ambos ciclos de escritura, se produce el ciclo de escritura interno. El número exacto de estados de espera que necesitan intercarse después del ciclo de escritura en el módulo correlacionador, no está determinado. Si el microprocesador produce un ciclo de escritura en los registros del módulo correlacionador, entonces, se utilizarán 400 [ns] para el acceso a un periférico diferente, pero los ciclos de lectura y escritura subsiguientes en los registros del correlacionador no incurrirían en retardos adicionales.

Los estados de espera del módulo correlacionador se generan en uno o dos contadores descendentes externos, en los que el valor inicial de su cuenta se ajusta a un número prefijado al final del ciclo de escritura en sus registros hasta alcanzar la cuenta cero. Sólo hasta que el contador esté en cero, se permite el siguiente acceso a los registros de este módulo, ya sea para completar un ciclo de escritura o empezar uno de lectura.

2. Modo para el Sistema ARM

El modo de operación de la interfaz del microprocesador para el sistema **ARM** permite que el circuito integrado **GP2021** establezca la comunicación con locaciones de memoria externas que necesita el microprocesador **ARM60**, tales como memoria de acceso aleatorio (**RAM**), memorias de sólo-lectura (**ROM**, **EPROM** o **EEPROM**) y memoria *Flash*, sin requerir dispositivos lógicos de control externos. Tanto las locaciones de los registros del circuito integrado **GP2021** como las locaciones de memoria externa se ubican en un mapa de memoria en segmentos de 1 [Mbyte]. El microprocesador ajusta los estados lógicos presentes en los terminales **(33) A22**, **(36) A21** y **(37) A20**, **ARM60** del circuito integrado **GP2021** para controlar el acceso a los dispositivos que se muestran a continuación.

(33) A22	(36) A21	(37) A20	Permite el Acceso	Terminal Activado	Nivel Lógico
0	0	0	Memoria ROM	(11) NROM	bajo
0	0	1	Memoria RAM	(16) NRAM	bajo
0	1	0	Módulo Correlacionador		
0	1	1	Funciones Periféricas		
1	0	0	Memoria EEPROM	(12) NEEPROM	bajo
1	0	1	Definido por el usuario	(13) NSPARE_CS	bajo
1	1	0	No decodificado		
1	1	1	No decodificado		

En el modo de Sistema **ARM**, las restricciones en los límites de tiempo para la interfaz del microprocesador son controlados por un controlador de memoria interno. El microprocesador **ARM60** puede escribir en locaciones de memoria utilizando un "byte" o una palabra digital de 4 "bytes" de longitud. Para las operaciones de escritura y lectura en los registros del circuito integrado **GP2021** se utilizan palabras alineadas con una longitud de 4 "bytes".

☐ **Señales de Control**

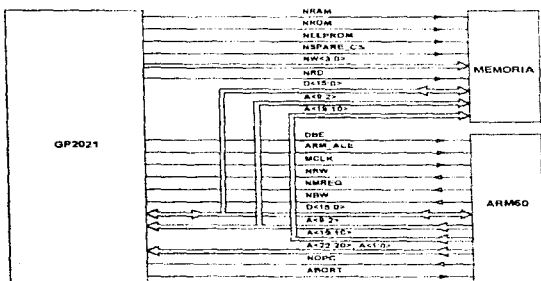
El circuito integrado **GP2021** utiliza las señales de control que el microprocesador **ARM60** establece en algunos terminales para ajustar tanto la fase de la señal de sincronía **MCLK** como las necesidades de tiempos de espera que permiten el acceso y controlar a los diferentes dispositivos de memoria. La siguiente tabla muestra las operaciones que se obtienen según los estados lógicos en algunos terminales del circuito integrado **GP2021**, cuando su interfaz del microprocesador opera en el modo para el Sistema **ARM**

Terminal	Observaciones
(17) - (20) NW <3:0> (Write byte)	terminales de salida que, mediante un estado lógico bajo, le indican al microprocesador ARM60 que se ha activado la operación de escritura en alguno o los 4 "bytes" (0 - 3)
(21) NRD	terminal de salida que, mediante nivel lógico bajo, indica al microprocesador ARM60 que se está efectuando la lectura de los estados lógicos en el "bus" de datos
(22) ARM_ALE (Address Latch Enable)	terminal de salida que indica al microprocesador ARM60 la retención de los niveles lógicos que ha especificado en el "bus" de direcciones y el ajuste del tiempo de espera para obtener el acceso a los diferentes dispositivos de memoria
(23) DBE (Data Bus Enable)	terminal de salida que le indica al microprocesador el estado que presentan los controladores del "bus" de datos del microprocesador ARM60 . Con nivel lógico alto indica la habilitación de las líneas de datos como salidas al microprocesador y el nivel bajo indica estado de alta impedancia en las mismas
(26) NBW (Byte/Word)	terminal de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 para solicitar la transferencia de un "byte" (nivel lógico bajo) o de 4 "bytes" (nivel lógico alto)
(27) NMREQ (Memory Request)	terminal de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 cuando requerirá el acceso a una locación de memoria durante el siguiente ciclo
(28) NOPC	terminal de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 para indicar que está efectuando una operación de búsqueda o transferencia hacia o desde una locación de memoria
(29) NRW (Read/Write)	terminal de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 para indicar que ha de realizar un ciclo de lectura (nivel lógico bajo) o de escritura (nivel lógico alto)
(33) A22 (36) A21 (37) A20	terminales de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 para indicarle al decodificador de direcciones la selección de una partición del espacio en el registro de direcciones
(38) - (45) A <9:2>	terminales de entrada mediante los cuales, el microprocesador ARM60 indica la dirección de los registros del circuito integrado GP2021 en los que realizará las operaciones de lectura o escritura
(46) A1 (47) A0	terminales de entrada que utiliza el microprocesador ARM60 para seleccionar, según el estado lógico en éstos, la escritura de un solo "byte" asociado a alguno de los cuatro terminales NW <3:0>
(48) - (54) y (57) - (65) D <0:15>	terminales de entrada y salida para las líneas o "bus" de datos externos bidireccionales

□ Generación de Estados de Espera

Para obtener el acceso a periféricos lentos o a locaciones de memoria, el microprocesador **ARM60** debe ajustar la fase de la señal **MCLK** en dos condiciones distintas que permitan la introducción de estados de espera. Además, el circuito integrado **GP2021** introduce un estado de espera para obtener el acceso a la Base de Tiempo Real, a la interfaz de comunicación serial, al sistema de control de registros y a los registros del módulo correlacionador. Para el acceso a locaciones subsiguientes, es necesario prever contraindicaciones que afecten los requerimientos de dicho módulo, añadiendo más estados de espera.

Para asegurar la compatibilidad con la gran variedad de dispositivos de memoria **ROM**, **EEPROM** o **SPARE**, se pueden programar desde uno o hasta seis estados de espera, mediante el registro de estados de espera (**WAIT_STATE**) del circuito integrado **GP2021**. Durante un ciclo de lectura de la memoria Flash, a la salida se inhabilita el "bus" de datos para liberar tiempo, que puede ser de más de 25 [ns]. Pero, para evitar problemas en el "bus", el periodo de la señal **MCLK** se ajusta a 25 [ns] durante el siguiente ciclo. En seguida se muestra un diagrama de la interconexión externa entre el microprocesador **ARM60** y el circuito integrado **GP2021**.



NOTA: No se muestran los pines NRESET, CPU, A15QUM_INT y MEMA_INT.

Configuración para el Modo de Interfaz ARM

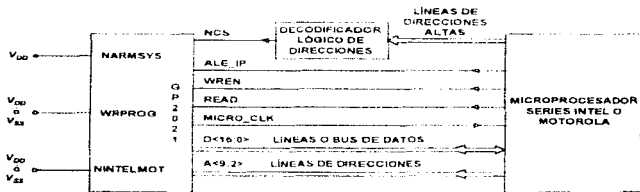
NOTA:

Para mayor información acerca de la programación en el registro **WAIT_STATE**, referirse a las hojas de especificaciones DS4057 del circuito integrado **GP2021**.

3. Modo de Interfaz Estándar

Este modo permite que el circuito integrado **GP2021** pueda ser controlado por la mayoría de los microprocesadores de 16 y 32 "bits" que fabrican las compañías Intel y Motorola. La interfaz para el microprocesador operando en el Modo Estándar, no provee de control interno de locaciones de memoria, por lo que en caso de ser necesario utilizar locaciones de memoria adicionales, es imprescindible recurrir a dispositivos lógicos externos que permitan establecer la comunicación entre el microprocesador y las locaciones de memoria.

La siguiente figura muestra un diagrama simplificado de la interconexión externa entre el microprocesador y el circuito integrado **GP2021** cuando su interfaz para el microprocesador opera en el Modo Estándar.



NOTA: no se muestran los terminales **NRESET_OP**, **ACCUM_INT** y **MEAS_INT**

Configuración para el Modo de Interfaz Estándar

☐ Señales de Control

Cuando la interfaz del microprocesador opera en el Modo Estándar, utiliza algunos terminales del circuito integrado **GP2021** para producir ciertas señales de control a las que se les asignan varias funciones que dependen de la serie del microprocesador utilizado, ya sea Motorola o Intel.

Cuando la interfaz del microprocesador opera en el Modo de Interfaz Estándar se producen tres señales de control internas, denominadas **ALE_INT**, **WRSTROBE_INT** y **RDSTROBE_INT**. Los estados lógicos de dichas señales dependen de las condiciones presentes en los terminales (33) **READ**, (36) **NCS**, (37) **WREN** y (46) **ALE_IP** del circuito integrado **GP2021**.

Las funciones de las señales de control internas, **ALE_INT**, **WRSTROBE_INT** y **RDSTROBE_INT**, son las siguientes.

Señal de Control	Observaciones
ALE_INT	habilita la retención de los estados lógicos en las líneas de dirección
WRSTROBE_INT	indica la presencia de una operación de escritura
RDSTROBE_INT	indica la ocurrencia de una operación de lectura

Para los microprocesadores de la serie Motorola, los estados lógicos de las señales internas se derivan de las siguientes relaciones:

$$\text{ALE_INT} = \text{ALE_IP} \cdot (\text{WRSTROBE_INT} + \text{RDSTROBE_INT})$$

$$\text{WRSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{READ}$$

$$\text{RDSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{READ}$$

Mientras que, para los microprocesadores de la serie Intel 80186, los estados de las señales internas se generan a partir de:

$$\text{ALE_INT} = \text{ALE_IP}$$

$$\text{WRSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{WR\!EN}$$

$$\text{RDSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{READ}$$

Por último, para los microprocesadores de la serie Intel 80486, los estados de las señales internas resultan de:

$$\text{ALE_INT} = \text{ALE_IP}$$

$$\text{WRSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{ALE_IP}$$

$$\text{RDSTROBE_INT} = \text{NCS} \cdot \text{READ} \cdot \text{ALE_IP}$$

En la siguiente tabla se muestran las funciones de ciertos terminales del circuito integrado GP2021 cuando su interfaz del microprocesador opera en el Modo de Interfaz Estándar:

Terminal	Observaciones								
(33) READ	terminal de entrada que los microprocesadores de la serie Intel utilizan para indicar a la interfaz que se realizará un ciclo de lectura. Los microprocesadores de la serie Motorola emplean este terminal para indicar la presencia de ciclos de lectura y escritura, según muestran los siguientes estados.								
	MICROPROCESADOR								
	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 60%;">Series Intel (80186 / 80486)</th> <th style="width: 20%;">Lectura</th> <th style="width: 20%;">Escritura</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">Serie Motorola</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> </tbody> </table>	Series Intel (80186 / 80486)	Lectura	Escritura	0	0	-	Serie Motorola	1
Series Intel (80186 / 80486)	Lectura	Escritura							
0	0	-							
Serie Motorola	1	0							
(36) NCS	terminal de entrada que, al asignarle un nivel lógico bajo, las series de microprocesadores Intel y Motorola indican que se realizará un ciclo de lectura o escritura en los registros del circuito integrado GP2021								
(37) WREN (Write / Read Enable)	terminal de entrada que los microprocesadores de la serie Intel utilizan para indicar a la interfaz que se realizará un ciclo de escritura. Los microprocesadores de la serie Motorola emplean este terminal para indicar la presencia de ciclos de escritura y lectura, según muestran los siguientes estados.								
	MICROPROCESADOR								
	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 60%;">Series Intel (80186 / 80486)</th> <th style="width: 20%;">Escritura</th> <th style="width: 20%;">Lectura</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">Serie Motorola</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> </tbody> </table>	Series Intel (80186 / 80486)	Escritura	Lectura	0	-	0	Serie Motorola	1
Series Intel (80186 / 80486)	Escritura	Lectura							
0	-	0							
Serie Motorola	1	0							
(38) - (45) A <9:2>	terminales de entrada para las líneas de direcciones de los registros del circuito integrado GP2021. Son utilizados por ambas series de microprocesadores (Intel y Motorola) para establecer los estados lógicos asociados a las direcciones de los registros e indicar a la interfaz del microprocesador en cuales se realizarán los ciclos de lectura o escritura.								
(46) ALE_IP (Address Latch Enable Input)	terminal de entrada que ambas series de los microprocesadores (Intel y Motorola) utilizan para indicar a la interfaz del microprocesador que retenga los estados lógicos en las líneas de direcciones A <9:2>. Cuando se utilizan los microprocesadores Motorola e Intel 80186 y los niveles en las líneas de dirección se retienen externamente, entonces, este terminal debe mantenerse a nivel lógico alto.								
(46) NRESET_IP	terminal de entrada que, al asignarle un nivel lógico bajo, los microprocesadores de ambas series restablecen al circuito integrado GP2021.								
(48)-(54)/(57)-(65) D <0:15>	terminales de entrada y salida para las líneas o "bus" de datos externos bidireccionales.								

En la siguiente página se muestra un diagrama que contempla, en forma más completa, cada uno de los bloques que conforman al receptor GPS.

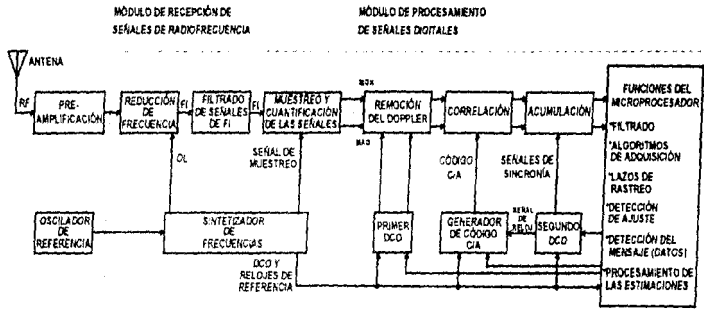


Diagrama de bloques completo de un receptor GPS

III.5.4 MICROPROCESADOR

El microprocesador utilizado para controlar y procesar la información adquirida por el receptor GPS debe ser capaz de generar los ciclos de interrupción dados por la señal **ACCUM_INT** que ocurren cada 505 05 [µs], por tanto, el microprocesador debe alcanzar una velocidad de procesamiento de 50 [MHz] o mayor, poseer una línea de datos ("bus") para 16 ó 32 "bits" y un coprocesador matemático. Algunos ejemplos de microprocesadores que cumplen estos requerimientos son los que utilizan las computadoras personales 486-DX y 486-DX2 o superiores. El empleo de esta clase de microprocesadores permite utilizar la información de los 12 canales de seguimiento del receptor, con el fin de obtener estimaciones de su posición con mayor precisión. Aunque se pueden utilizar microprocesadores con una velocidad de procesamiento menor, por ejemplo 33 [MHz], o sin coprocesador matemático, en estos casos se deben reducir los canales de seguimiento activos, lo cual afecta en la precisión de la posición.

Los objetivos primordiales del microprocesador de navegación consisten en adquirir las estimaciones de las pseudo-distancias y aplicarlas al vector de coordenadas del usuario. Al hacer esto, el microprocesador debe resolver las ecuaciones del modelo modificado de las ecuaciones de Kepler para determinar la posición de cada satélite que está captando el receptor. El microprocesador determina asimismo qué satélites se encuentran visibles (ubicados dentro del patrón de recepción de la antena del receptor) y, de ellos qué satélites se deben elegir para utilizar la mejor configuración geométrica de navegación. El microprocesador suele incorporar una etapa de filtrado digital que reduce el promedio estadístico de la suma de los cuadrados de los errores debido al ruido del sistema y a las maniobras dinámicas del usuario. Además, este filtro ajusta automáticamente sus parámetros para contemplar las posibles variaciones percibidas en el entorno de las relaciones señal a ruido y de la disposición geométrica de los satélites. En resumen, las funciones que realiza el microprocesador son:

1. Iniciar tanto las condiciones de operación como los programas que controlan al receptor y a sus interfaces de comunicación.
2. Seleccionar los satélites a seguir según se encuentren al alcance del patrón de recepción de la antena del receptor. La determinación aproximada de la posición de los satélites se realiza a partir de datos previos de almanaque y el criterio de selección se basa en el factor **GDOP**.
3. Procesamiento (búsqueda, seguimiento y adquisición) de las señales emitidas por los satélites del sistema **GPS** que hayan sido seleccionados, el cual puede realizarse, prácticamente, bajo cualquier condición meteorológica aunque se restringe bajo ciertas maniobras dinámicas.
4. Descifrar los datos de las señales de mensaje emitidas por los satélites.
5. Realizar los cálculos de navegación con operaciones de punto flotante y el filtrado digital utilizando como variables de entrada los resultados de la navegación, posición, velocidad y base de tiempo del usuario.

Para realizar, satisfactoriamente, las funciones del programa se puede utilizar un sistema de procesamiento múltiple que simplifique las tareas del programa. Por ejemplo, asignar un Procesador para Señales Digitales o **DSP (Digital Signal Processor)** para que se encargue únicamente de las operaciones de correlación. Además, se puede utilizar un microcontrolador para las operaciones de comunicación vía interfaces y, por último, destinar un microprocesador para que efectúe los cálculos de navegación con operaciones de punto flotante.

Los inconvenientes de utilizar un sistema de procesamiento y control tan complejo son que se observará un aumento significativo en el costo del receptor, en sus dimensiones físicas y, si el diseño no es el óptimo, se puede presentar un mayor tiempo de procesamiento debido a que, entre más se distribuyan las tareas del programa, se incrementará la cantidad de interrupciones necesarias para la comunicación entre las diferentes etapas del microprocesador ya que, por lo regular, es necesario transferir y compartir la información obtenida o generada por cada una de éstas. Por todo lo anterior, normalmente, en los receptores **GPS** se opta por emplear un solo microprocesador que se encargue de todas y cada una de las tareas desempeñadas por el programa.

El receptor descrito en la tesis, puede utilizar la mayoría de los microprocesadores de 16 ó 32 "bits" fabricados por las compañías **Motorola** e **Intel**, así como el procesador **ARM60**, que es un **RISC** de 32 "bits" fabricado por la compañía **GEC Plessey Semiconductors**.

Si se desea utilizar un microprocesador alojado en la misma tarjeta del circuito impreso en la que se encuentra montado el receptor **GPS**, dicho microprocesador debe cumplir con los siguientes requerimientos.

- Velocidad de procesamiento mínima de 20 [MHz]
- Capacidad de memoria de sólo-lectura (**EPROM**) de 128 KBytes - 16
- Capacidad de memoria de acceso aleatorio (**RAM**) de 128 KBytes

Para el caso anterior, es necesario convertir el código fuente del programa a un lenguaje que pueda almacenarse en las locaciones de la memoria **EPROM**. Al emplear este tipo de microprocesadores, se debe realizar un cuidadoso análisis de programación que contemple varios factores como son: la cantidad de canales de seguimiento a utilizar, la correcta asignación de locaciones de memoria, modificaciones en el programa según las necesidades del usuario, etcétera.

El programa utilizado por el receptor **GPS** descrito en esta tesis, consta de un archivo ejecutable (**GPS Builder-2**) que requiere para funcionar el sistema operativo **MS-DOS** versión 5.0 o superior y su código fuente se ha programado en el lenguaje **Borland C++** (versiones 3.1 ó 4.0) y es necesario utilizar el programa de compilación de este lenguaje si se realiza cualquier modificación en el código fuente.

El sistema de programas utilizado presenta las siguientes características:

- > Una serie de rutinas destinadas para realizar las operaciones de lectura y acumulación de los resultados de las operaciones de correlación que se obtienen cada 1 [ms], es decir con una frecuencia de 1 [kHz], así como controlar al módulo correlacionador del circuito integrado **GP2021**.
- > Un conjunto de rutinas que se encargan de la actualización de los parámetros que controlan los lazos de seguimiento de las señales de los satélites, analizar y descifrar las señales de mensaje de navegación del sistema **GPS** y verificar las condiciones de operación de los detectores en lazo cerrado. Las rutinas se efectúan con una frecuencia de 50 [Hz], es decir cada 20 [ms].
- > Otras rutinas para coleccionar las mediciones indirectas de la fase, frecuencia y retardo en el tiempo de las señales emitidas por los satélites, predecir las pseudo-distancias, actualizar las estimaciones de la posición y velocidad del receptor del usuario y controlar el seguimiento de los satélites. Estas rutinas se realizan con una frecuencia de 1 [Hz], es decir cada 1 [s], pero las mediciones de pseudo-distancias se realizan con una frecuencia de 10 [Hz], o sea que están disponibles cada 100 [ms].
- > Una serie más de rutinas que desarrollan los cálculos de efemérides y genera coeficientes de interpolación para estimar la posición de los satélites. Dichas rutinas se efectúan con una frecuencia de 1 [Hz], es decir cada 1 [s].
- > Rutinas de interrupción que permitan la comunicación vía interfaces seriales.
- > Rutinas de despliegue de la información que resultan de los cálculos de navegación y algunos otros mensajes en la pantalla de la computadora personal del usuario.
- > Rutinas de almacenamiento de datos de efemérides y almanaque en el disco duro de la computadora para su posterior utilización.

1. Proceso de Sincronización del Receptor GPS

Para conseguir la detección de las señales de mensaje de navegación $d_r(t)$ emitidas por los satélites del sistema GPS, se requiere que el receptor se sincronice respecto a dichas señales. Para desarrollar el proceso de sincronización, es necesario que el microprocesador realice un conjunto de procedimientos de búsqueda y seguimiento a partir de los resultados de las operaciones de correlación que realiza el módulo correlacionador del circuito GP2021

Al proceso de sincronización también se le denomina *contracción*, pues produce la reducción del ancho de banda de las señales de Espectro Expandido del sistema GPS. Las operaciones de correlación permiten comparar las réplicas del código C/A con las señales recibidas, y cuando éstas coinciden se alcanza el nivel máximo de correlación que indica la cancelación de las secuencias de este código que producen la expansión espectral de las señales transmitidas por los satélites y se logra la identificación de los satélites captados por el receptor.

Para alcanzar el nivel correcto de correlación, el microprocesador debe estimar, con gran exactitud, el retardo τ_r , la fase ϕ_r , y la frecuencia portadora f_{L_r} de las señales de los satélites, contemplando sus posibles variaciones provocadas por las condiciones dinámicas y atmosféricas que prevalecen en el enlace entre los satélites y el receptor. El microprocesador posee programadas las ecuaciones asociadas a algunos sistemas de control en lazo cerrado, denominados estimadores digitales de fase, retardo y frecuencia, los cuales le permiten controlar los procedimientos de búsqueda y seguimiento de estos parámetros.

Los estimadores digitales de retardo y frecuencia, poseen una etapa de filtrado de pre-detección, formada por las etapas de acumulación y descarga presentes en el circuito integrado GP2021 más una posterior acumulación, en el programa del microprocesador, de un conjunto de muestras de las señales resultantes de las operaciones de correlación. El filtrado de pre-detección establece un ancho de banda equivalente de ruido previo a la realización de un procesamiento no lineal con las muestras acumuladas. El ancho de banda de pre-detección se define como de doble banda lateral, puesto que se asume que aún se encuentran presentes componentes de frecuencia intermedia residual. Una vez filtradas, las muestras acumuladas de los resultados de correlación se aplican a una función no lineal de discriminación proporcionando una serie de términos de corrección que se aplican a algoritmos de detección para determinar el instante en el cual coincide el valor estimado del retardo, fase o frecuencia con su valor verdadero. Los términos de corrección se aplican a filtros digitales que establecen el lazo cerrado de los estimadores digitales para mantener el valor correcto del retardo, fase o frecuencia mediante el seguimiento de sus variaciones. Estos filtros son posteriores a la detección y se consideran con un ancho de banda lateral única, pues se asocia a señales en banda base.

□ Estimador Digital de Retardo en Lazo Cerrado

Los procedimientos de búsqueda y seguimiento del retardo en el tiempo τ_k que presentan las señales emitidas por los satélites, utilizan los resultados que se obtienen durante las operaciones de correlación para que, después de varias iteraciones, el microprocesador haga coincidir el desplazamiento $\hat{\tau}_k$ que se ha de aplicar a las réplicas digitales de las secuencias del Código de Simple Acceso generadas localmente, con la de las secuencias transmitidas por cada uno de los satélites τ_k . De esta manera, el error de retardo, dado por $\tau_k - \tau_k - \hat{\tau}_k$ [s], es suficientemente pequeño en relación con el intervalo de tiempo en el que se presenta el aumento del nivel en la función de correlación, $t(\Delta\tau/2) \approx t(T_{ch,ca}/2)$, por lo que se asegura la operación entorno al punto en el que se presenta el nivel máximo de correlación.

• Búsqueda del Retardo

Para determinar si la réplica digital de la secuencia del Código de Simple Acceso generada en cada canal de seguimiento coincide con alguna de las señales de expansión espectral de los satélites que el receptor está captando, el nivel de potencia de las señales asociadas al proceso correlación $I_k(t_k)$ y $Q_k(t_k)$, se compara con un umbral predeterminado.

Si el microprocesador aplica la réplica apropiada de la secuencia instantánea $P\hat{N}_{c,ka}(t_k \cdot \hat{\tau}_k)$ y la desplaza en el sentido correcto, el nivel de correlación comienza a aumentar hasta que se alcanza el valor correcto del corrimiento $\hat{\tau}_k$, cuando se detecta el nivel máximo de correlación. El microprocesador estima el nivel de correlación $N_{R,k}$, calculando el valor de K sumas de los cuadrados de M muestras de los resultados de correlación, mediante un filtro digital recurrente cuya ecuación en diferencias es

$$y_k = y_{k-1} + (1-\alpha)(x_k - y_{k-1})$$

donde

y_k = valor promedio de la suma de los cuadrados de los resultados de correlación

x_k = valor actual de la suma de los cuadrados de los resultados de correlación

$\alpha = 0.96875$, de tal forma que el factor $(1-\alpha) \approx 2^{-5}$ y se puede generar con un registro de corrimiento de 5 "bits".

A la salida del filtro digital recurrente se obtiene el nivel de correlación dado por:

$$N_{R(t)} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^K \left[\left(\sum_{i=1}^M I_{i,K}(t_k) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M Q_{i,K}(t_k) \right)^2 \right]$$

donde:

$1 \leq M \leq 20$ = cantidad de muestras de los resultados de correlación
 $K = 50$ = cantidad de sumas de los cuadrados de las muestras de los resultados de correlación que son necesarios para abarcar un intervalo de $T_K = KT_{PD} = (KM)T - 1$ [s]

$(1/M)$ = factor de reducción del ancho de banda de pre-detección

T_{PD} = intervalo de pre-detección $T_{PD} = MT$ [s], como $1 \leq M \leq 20$ y $T = T_{C/A} - 1$ [ms] entonces: $1 \leq T_{PD} \leq 20$ [ms], que a su vez define el ancho de banda equivalente de ruido de pre-detección (B_{PD}), que está dado por $B_{PD} = \frac{1}{T_{PD}} = \frac{1}{MT}$ [Hz]

A continuación, el nivel de correlación se compara con un umbral preestablecido en un valor N_A . Dicho umbral posee una cierta tolerancia, que debe compensar las pérdidas de correlación producidas por las etapas de filtrado previas, los errores en la sincronización en frecuencia y fase, así como la posible pérdida de algunos elementos binarios de las señales telemétricas de expansión espectral emitidas por los satélites.

El valor al que se ajusta el umbral N_A es un criterio de diseño, pues debe ser lo suficientemente bajo para permitir la detección de señales débiles, pero no tan pequeño, para que se ocupe demasiado tiempo en el procesamiento de falsas detecciones. Si se cumple que

$$N_{R(t)} \geq N_A$$

entonces, el microprocesador puede asumir que el generador de réplicas del código C/A ha ajustado su retardo con el de las señales recibidas y debe fijar el último desplazamiento en el tiempo aplicado a las réplicas locales.

El microprocesador compara el nivel de correlación con un segundo umbral N_L , para detectar la ocurrencia de la pérdida de ajuste en la operación de búsqueda de las secuencias del Código de Simple Acceso y, si este es el caso, reiniciar el proceso de adquisición. El reinicio en el proceso de adquisición se presenta cuando el nivel de correlación se encuentra por debajo del umbral N_L , es decir:

$$N_{R(t)} < N_L$$

• Seguimiento del Retardo

Una vez que el microprocesador encuentra el valor apropiado del retardo $\hat{\tau}_k$, que debe aplicar a las réplicas de las secuencias del código **C/A**, se debe estimar un factor de corrección de dicho retardo que compense sus variaciones. Para esto en cada canal de seguimiento, se utiliza un sistema de control en lazo cerrado de segundo orden, denominado estimador digital de retardo en lazo cerrado o **DLL (Delay-Locked Loop)**, el cual utiliza los resultados de las operaciones de correlación obtenidos por los canales de seguimiento para obtener el término de corrección del retardo que se ha de aplicar.

Los estimadores de retardo poseen una etapa de filtrado de pre-detección, formada por las etapas de acumulación y descarga presentes en el circuito integrado **GP2021** más la acumulación de un conjunto de M muestras de las señales $I_i(t_k)$ y $Q_i(t_k)$. El filtrado de pre-detección establece un ancho de banda equivalente de ruido B_{PD} previo a la aplicación de una función no lineal con las muestras acumuladas.

Las muestras acumuladas de las señales $I_i(t_k)$ y $Q_i(t_k)$, se aplican a una función no lineal de discriminación que produce un término de corrección para la detección de la envolvente de las funciones cuadráticas de correlación asociadas a la diferencia de las réplicas de seguimiento (TRACKING) en adelante y atraso, esto es:

$$\delta \hat{\tau}_k = \left[\left(\sum_{i=1}^M I_{i,r_k}(t_k) \right)^2 - \left(\sum_{i=1}^M Q_{i,r_k}(t_k) \right)^2 \right] \left[\left(\sum_{i=1}^M I_{i,r_k}(t_k) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M Q_{i,r_k}(t_k) \right)^2 \right]^{-1} \quad [S]$$

$$\delta \hat{\tau}_k = - \left(\frac{2ST_{PD}}{\eta} \right) \left[(R_{T_r}(\tau_k))^2 - (R_{T_a}(\tau_k))^2 \right] = \left(\frac{4ST_{PD}}{\eta} \right) [2 - \Delta\tau] \tau_k \quad [S]$$

o, también, se puede utilizar una función de discriminación no lineal que realiza el producto punto entre las réplicas de seguimiento diferenciales y las instantáneas (PROMPT), originándose alguno de los siguientes términos de corrección:

$$\delta \hat{\tau}_k = - \left[I_{i,r_{\Delta\tau}}(t_k) I_{i,p}(t_k) \right] \left[Q_{i,r_{\Delta\tau}}(t_k) Q_{i,p}(t_k) \right] \quad [S]$$

$$\delta \hat{\tau}_k = - \left(\frac{2ST_{PD}}{\eta} \right) \left[(R_{T_r}(\tau_k) - R_{T_a}(\tau_k)) R_{P_i}(\tau_k) \right] = \left(\frac{4ST_{PD}}{\eta} \right) [1 - |\tau_k|] \tau_k \quad [S]$$

Los términos de corrección se emplean en una serie de algoritmos programados en el microprocesador que dan origen a la respuesta de un filtro digital recurrente que se utiliza como el filtro de lazo del DLL, el cual provee estimaciones del error en el seguimiento del retardo (τ_e) que se adicionan y retroalimentan junto con el valor inicial del retardo que se ha aplicado a la réplica de la secuencia del Código de Simple Acceso, con el fin de mantener el correcto seguimiento de dicho retardo.

La separación en el tiempo que existe entre las réplicas en seguimiento en adelanto $P'_{\text{ch},e,a}(t_k + \hat{\tau}_e - \Delta\tau/2)$ y atraso $P'_{\text{ch},e,a}(t_k + \hat{\tau}_e + \Delta\tau/2)$, dada por $\Delta\tau = T_{\text{ch},e,a}$ [s], proporciona la precisión máxima en la estimación del retardo de las señales de los satélites y define la región lineal que abarca la pendiente de la respuesta de los términos de corrección dados por las funciones de discriminación

Un valor pequeño de la separación $\Delta\tau$, esto es $\Delta\tau = T_{\text{ch},e,a}$ [s], produce tanto ventajas como desventajas en el desempeño del DLL. Entre las ventajas está que se obtiene un incremento en la pendiente de la respuesta de los términos de corrección. Dentro de las desventajas está la reducción del umbral de detección debido a la disminución de la región lineal en la respuesta de los términos de corrección y el afectar el desempeño para alcanzar la estabilidad durante el estado transitorio. Por las razones anteriores, en la mayoría de los diseños de los receptores GPS se ha optado por utilizar una separación entre las réplicas en adelanto y atraso de $\Delta\tau = T_{\text{ch},e,a}$ [s].

Las funciones de transferencia del filtro en lazo abierto y del estimador de retardo en lazo cerrado son

$$F(j\omega) = \frac{\kappa_2 j\omega + 1}{\kappa_1 j\omega} [-] \quad H(j\omega) = \frac{\hat{\tau}_e(j\omega)}{\tau_e(j\omega)} \frac{K_1 F(j\omega) \frac{K_0}{j\omega}}{1 - K_1 F(j\omega) \frac{K_0}{j\omega}} \frac{2\zeta\omega_n j\omega + \omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n j\omega + \omega^2} [-]$$

donde:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 K_0}{\kappa_1}} \quad [\text{rad/s}] \quad \zeta = \frac{\kappa_2}{2} \sqrt{\frac{K_1 K_0}{\kappa_1}} \quad [-]$$

K_0 = ganancia de conversión del segundo oscilador controlado digitalmente

K_1 = ganancia del detector del error en el retardo

κ_2, κ_1 = constantes de tiempo que determinan la respuesta del estimador de retardo en lazo cerrado (para una respuesta estable del filtro de lazo $\kappa_1 > \kappa_2 > 0$)

El término $(K_0/j\omega)$ corresponde a la función de transferencia del segundo DCO, pues en el estimador de retardo actúa como integrador de la salida del filtro de lazo

El ancho de banda equivalente de ruido posterior a la detección (B_n), se define como de banda lateral única, ya que se asocia a señales en banda base, y se obtiene:

$$B_n = \frac{1}{2\pi|H(0)|^2} \int_0^{\omega_c} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad [\text{Hz}]$$

por lo que: $B_n = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)$ [Hz] y se asume que: $B_n \ll \frac{1}{T_{c,r,a}}$ [Hz]

La respuesta del DLL para componentes de directa $|H(0)|$, depende del espacio entre las réplicas de seguimiento en atraso y adelanto Δt , del nivel de señal y de la ganancia del lazo cerrado en el estimador digital de retardo.

La ganancia de conversión del segundo DCO (K_n), ajusta los parámetros ω_n y ζ de la respuesta del DLL en lazo cerrado. La función de discriminación produce un nivel cuadrático máximo de correlación, cuando $\tau_i \approx 0$ [s]. Además, sucede un efecto de supresión en el nivel de correlación, cuando éste disminuye por debajo de la unidad, es decir, para $\tau_i \neq 0$ [s]. El siguiente diagrama de bloques corresponde al estimador digital de retardo en lazo cerrado.

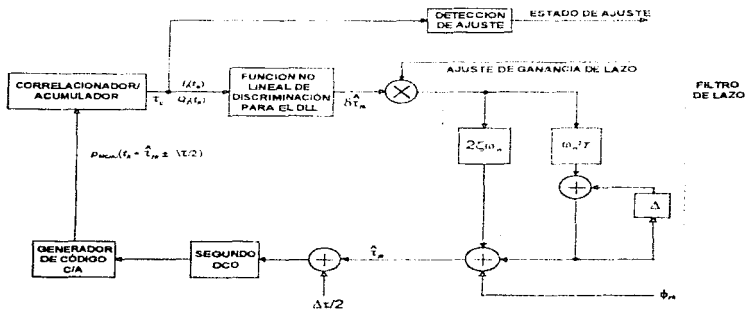


Diagrama de bloques del estimador digital de retardo en lazo cerrado o DLL.

■ Búsqueda y Rastreo de la Frecuencia Portadora

Debido a que la frecuencia portadora (f_L) ha sido reducida hasta la frecuencia intermedia residual (f_{ri}) por las etapas de conversión de frecuencia del módulo de recepción de señales de radiofrecuencia, entonces, para la sincronización en frecuencia, el microprocesador necesita estimar el valor exacto de la frecuencia intermedia residual $|f_{ri}|$ más las variaciones en frecuencia que presentan las señales emitidas por los satélites (producidas por el efecto Doppler) y las señales generadas por el sintetizador de frecuencias del receptor.

La estimación de la frecuencia intermedia residual permite que el microprocesador controle la frecuencia de referencia (f_r) de las señales digitales, $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$, generadas por el primer DCO del módulo correlacionador y, al mezclarse digitalmente con las señales de cuantificación $s_m(t_k)$, se consigue la remoción completa de la frecuencia portadora empleada en la transmisión de las señales de los satélites.

El microprocesador realiza el ajuste de la frecuencia de referencia (f_r) respecto a la frecuencia intermedia residual que presentan las señales de cuantificación utilizando un sistema de control en lazo cerrado de segundo orden, denominado estimador digital de frecuencia en lazo cerrado o FLL (Frequency-Locked Loop).

El estimador de frecuencia utiliza los resultados de las operaciones de correlación entre las secuencias del código C/A ($I_c(t_k)$ y $Q_c(t_k)$). Primero, estas señales se introducen a un filtro de pre-detección que se origina al acumular un número K de muestras sucesivas de los resultados de correlación, durante un lapso de tiempo que define el intervalo de pre-detección (T_{PD}) que, a su vez, determina el ancho de banda equivalente de ruido de pre-detección bilateral (B_{PD}).

Luego, a las señales filtradas se les aplica una función no lineal de discriminación y detección que origina algunos términos de corrección y, por último, se les utiliza en un conjunto de algoritmos que establecen la respuesta de un filtro digital recurrente funcionando como el filtro de lazo.

A partir de los factores de corrección se determina la excursión en frecuencia (Δf_r) que se utiliza para compensar las variaciones de la frecuencia intermedia residual. El estimador digital de frecuencia en lazo cerrado ofrece un desempeño superior en condiciones de operación de alta dinámica, así como una mayor inmunidad a las señales de interferencia.

El proceso de búsqueda y rastreo de la frecuencia intermedia residual, requiere de varios ciclos antes de que alcance la sincronización en frecuencia. De hecho, el rastreo de la frecuencia intermedia residual se realiza mediante dos etapas. Primero, el microprocesador utiliza un estimador digital de frecuencia con cuatro cuadrantes que establece una aproximación inicial menos precisa y luego, emplea el estimador digital de frecuencia en lazo cerrado de segundo orden para mejorar el ajuste de la frecuencia de referencia

- **Estimador Digital de Frecuencia con Cuatro Cuadrantes**

La adquisición del valor inicial de la frecuencia de referencia (f_n) se consigue mediante un estimador digital de frecuencia con cuatro cuadrantes, el cual produce un ajuste de la frecuencia (Δf_n) dentro de una variación de algunas decenas de ciclos. Con un error de frecuencia $\delta f_n \approx \pm 500$ [Hz], el cambio máximo en la fase de las señales generadas por el primer DCO, que puede ser detectado sin ambigüedad durante un periodo de 1 [ms], es $\Delta \phi_n \approx +\pi/2$ [rad], mientras que las pérdidas de correlación (L_c) que produce un desajuste en la frecuencia de referencia de 250 [Hz] son de aproximadamente 4 [dB] y se pueden estimar mediante:

$$L_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})}{(\pi \Delta f_n T_{PD})} \right\} \quad [\text{dB}]$$

Dos factores que limitan la adquisición del valor exacto de la frecuencia a rastrear son el posible cambio ambiguo de la fase y la reducción de la ganancia de procesamiento en el proceso de correlación del sistema, ya que se utilizan señales de Espectro Expandido. Esta reducción o pérdida de correlación, es producida por los errores en el rastreo de la frecuencia.

La magnitud y el signo de los términos de corrección δf_{i_n} y $\delta f_{i_{90}}$, para el estimador de frecuencia con cuatro cuadrantes, se calculan mediante la diferencia entre los resultados de correlación, de las señales en fase y cuadratura para dos muestras sucesivas ($I_i(t_k)$, $I_i(t_{k+1})$, $Q_i(t_k)$ y $Q_i(t_{k+1})$), esto es:

$$\delta f_{i_n} = I_i(t_k) - I_i(t_{k+1}) \quad [\text{Hz}] \quad \delta f_{i_{90}} = Q_i(t_k) - Q_i(t_{k+1}) \quad [\text{Hz}]$$

para $|I_i(t_k)| > |Q_i(t_k)|$: Si $I_i(t_k) > 0$ entonces la corrección es δf_{i_n}
en caso contrario, $I_i(t_k) < 0$ la corrección es, $\delta f_{i_{90}}$

para $|I_i(t_k)| < |Q_i(t_k)|$: Si $Q_i(t_k) > 0$, entonces, la corrección es $-\delta f_{i_n}$,
en caso contrario, $Q_i(t_k) < 0$, la corrección es, δf_{i_n}

- **Estimador Digital de Frecuencia en Lazo Cerrado**

La adquisición del valor final de la frecuencia de referencia (f_{r_n}), permite el seguimiento de la frecuencia intermedia residual por parte del primer DCO, para lo cual se utiliza un estimador digital de frecuencia en lazo cerrado o FLL de segundo orden, pues presenta un error de frecuencia en estado estacionario prácticamente nulo, tanto para fluctuaciones súbitas en frecuencia como para cambios constantes en la misma.

El término de corrección δf_{r_n} , que permite al estimador de frecuencia en lazo cerrado ajustar la frecuencia de las señales digitales ortogonales utilizadas en la remoción de la frecuencia intermedia residual: $I_{OL}(t_k)$ y $Q_{OL}(t_k)$, se obtiene por medio de la diferencia entre el producto cruzado entre dos muestras sucesivas de los resultados de correlación, en fase y cuadratura, es decir

$$\delta f_{r_n} = Q_i(t_k)I_i(t_{k+1}) - I_i(t_k)Q_i(t_{k+1}) \quad [\text{Hz}]$$

La obtención de muestras sucesivas de los resultados de correlación, en fase y cuadratura, debe realizarse durante un estado lógico estable de los dígitos binarios del mensaje de navegación $d_i(t)$, pues una transición de éstos, provoca errores de ajuste en la sincronización en frecuencia.

Por la restricción anterior, el microprocesador debe definir el ancho de banda equivalente de ruido (B_{PD}) y el intervalo de pre-detección (T_{PD}), ajustando el número de muestras a considerar dentro de la duración de un "bit" de la señal del mensaje de navegación, en los siguientes valores:

$T_{PD} = MT$ [s], pero $1 < M < 20$ y $T = T_{D,FA} = 1$ [ms], entonces: $1 < T_{PD} < 20$ [ms]

y el ancho de banda equivalente de ruido de pre-detección es: $B_{PD} = \frac{1}{T_{PD}} = \frac{1}{MT}$ [Hz]

El término de corrección δf_{r_n} se acumula durante M intervalos de pre-detección y si se cumple que, entre las muestras de los resultados de correlación en dicho intervalo, existen diferencias en fase y frecuencia pequeñas y semejantes, esto es $\Delta f_{r_n} \approx \delta f_{r_n}$, y $\Delta \phi_{r_n} \approx \delta \phi_{r_n}$, entonces, el microprocesador puede asumir que los resultados de correlación se mantienen estables durante la acumulación, por lo que $I_i(t_k) \approx I_i(t_{k+1})$ y $Q_i(t_k) \approx Q_i(t_{k+1})$.

El error de la frecuencia de referencia respecto de la frecuencia intermedia residual, se puede calcular a partir del promedio del término de corrección, es decir:

$$\delta f'_n = \sum_{i=1}^{M-1} (\delta f_{n,i}), \quad [\text{Hz}]$$

$$\delta f'_{n,i} = 2 \left(\frac{\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})}{(\pi \Delta f_n T_{PD})} \right)^2 \frac{S}{\eta} T_{PD}^2 d_i(t_k) \sum_{j=1}^{M-1} (\cos(\Delta \phi_{k,j}) \text{sen}(\Delta \phi_{k,i}) \text{sen}(\Delta \phi_{k,i+j}) \cos(\Delta \phi_{k,i})),$$

$$\delta f'_{n,i} = 2 \left(\frac{\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})}{(\pi \Delta f_n T_{PD})} \right)^2 \frac{S}{\eta} T_{PD}^2 d_i(t_k) \sum_{j=1}^{M-1} (\text{sen}(\Delta \phi_{k,i} - \Delta \phi_{k,i+j})), \quad [\text{Hz}]$$

Para valores pequeños de δf_n , se asume que $\Delta \phi_{k,i} - \Delta \phi_{k,i+j} = 2\pi \Delta f_n T_{PD}$ [rad], durante las $M-1$ muestras (se descarta la primera muestra obtenida en el periodo de un "bit" de la señal $d_i(t_k)$), por lo que se tiene:

$$\delta f'_{n,i} = 2 \left(\frac{\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})}{(\pi \Delta f_n T_{PD})} \right)^2 \frac{S}{\eta} T_{PD}^2 d_i(t_k) (M-1) \text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD}) \quad [\text{Hz}]$$

$$\delta f'_{n,i} \approx 4\pi \frac{S}{\eta} T_{PD}^2 d_i(t_k) (M-1) \Delta f_n \quad [\text{Hz}]$$

La función de discriminación del FLL en lazo cerrado presenta varios puntos nulos (con pendientes positivas y negativas) en función de Δf_n , debido a la relación $\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})$ y es atenuado por la función $\left[\frac{\text{sen}(\pi \Delta f_n T_{PD})}{(\pi \Delta f_n T_{PD})} \right]^2$. Para no provocar errores significativos en el ajuste de f_n , el lazo de seguimiento no se debe iniciar con un valor Δf_n , demasiado grande.

El ancho de banda de pre-detección (B_{PD}) debe ser lo más pequeño posible, por lo que se reduce gradualmente al aumentar el número de muestras M que se utilizan en el promedio del término de corrección $\delta f_{n,i}$, hasta alcanzar el valor del ancho de banda de las señales de navegación $d_i(t)$ en banda base, $B_B = 50$ [Hz] con $M = 20$. Si no se ha conseguido la sincronía con los flancos de los "bits" de las señales $d_i(t)$, se debe utilizar un ancho de banda de pre-detección inicial $B_{PD} = 1$ [kHz], con $M = 1$.

El error en la frecuencia de referencia δf_{r_0} , se introduce a un filtro de lazo digital de segundo orden con respuesta Jaffe-Rechtin con un ancho de banda posterior a la detección mucho menor al de pre-detección, esto es: $B_{PL} \ll B_{PD}$ [Hz], para un intervalo de muestreo $T = 1$ [ms]. Después de normalizar el nivel de potencia de las operaciones de correlación, se obtienen los siguientes términos de variación para la frecuencia de referencia (f_{r_0}), dados por:

$$\Delta \omega_{r_0} = \omega_{r_0} - \omega_{r_0} = T \dot{\omega}_{r_0} = \sqrt{2 \omega_{r_0} \delta f_{r_0}} \quad \text{donde} \quad \omega_{r_0} > 1.89 B_{PL}$$

El ajuste óptimo del ancho de banda B_{PL} para un cambio en la frecuencia f_{r_0} , se alcanza cuando

$$\frac{\dot{\omega}_{r_0}}{\omega_{r_0}} = 4T$$

El valor de la resolución Δf_{r_0} se define partiendo de los *espacios en frecuencia* que se han de considerar en el rastreo. Un *espacio en frecuencia* es una estima inicial (Δf_{r_0}) de la desviación en la frecuencia portadora f_{L_0} , que ha de compensar las variaciones debidas al efecto Doppler ($\Delta f_{r_0} \approx \pm 6$ [kHz]) más las fluctuaciones y el error máximo de estabilidad en la frecuencia producida por el cristal de referencia utilizado en el sintetizador de frecuencias del receptor. El *espacio en frecuencia* corresponde a una fracción del ancho de banda de pre-detección definido por el microprocesador durante el rastreo de la frecuencia de referencia

Para determinar la frecuencia de sincronía de las réplicas del código C/A (f_{s_0}), el microprocesador aplica el factor de escala entre a la frecuencia de referencia producida por el primer DCO (f_{r_0}) y la frecuencia de sincronía generada por el segundo DCO (f_{s_0}). Este factor está dado por la relación proporcional que existe entre sus valores nominales, es decir:

$$f_{s_0} \approx 2f_{C/A} \approx \frac{2f_{L_0}}{1540} \approx \frac{f_{L_0}}{770} \quad \text{[MHz]}$$

y como:

$$f_{r_0} \approx |f_{PL_0}| \approx \frac{4427}{4962573} f_{L_0} \quad \text{[MHz]}$$

por tanto, se tiene que: $f_{s_0} \approx \frac{64449}{44270} f_{r_0} \quad \text{[MHz]}$

• **Detector del Ajuste de la Frecuencia Intermedia Residual**

Una vez que el estimador de frecuencia en lazo cerrado alcanza el ajuste de la frecuencia de referencia (f_{r_n}) con respecto a la frecuencia intermedia residual ($f_{r_{n-1}}$), el promedio del término de corrección, es decir, el error en el rastreo de la frecuencia intermedia residual ($\delta f'_{r_{n-1}}$) presenta un valor nulo. El microprocesador calcula el valor promedio del producto punto entre los resultados de correlación (ϕ_{r_n}), mediante:

$$\phi_{r_n} = \sum_{i=1}^{M-1} (I_i(t_k) I_i(t_{k+1}) + Q_i(t_k) Q_i(t_{k+1}))$$

Cuando se consigue la sincronización en frecuencia, el valor de ϕ_{r_n} comienza a aumentar, puesto que $I_i(t_k) \approx I_i(t_{k+1})$ y $Q_i(t_k) \approx Q_i(t_{k+1})$, y al superar un valor preestablecido, el microprocesador detecta que ha ocurrido el ajuste de la frecuencia de referencia (f_{r_n}) a la salida del primer DCO, con respecto a la frecuencia intermedia residual. El término ϕ_{r_n} se utiliza como auxiliar en el seguimiento de las secuencias del código C/A en el estimador de retardo en lazo cerrado o DLL. La siguiente figura ilustra el diagrama de bloques del estimador digital de frecuencia en lazo cerrado

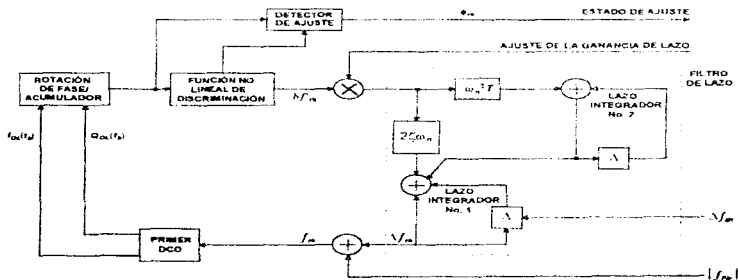


Diagrama de bloques del estimador digital de frecuencia en lazo cerrado o FLL

□ Estimador Digital de la Fase en Lazo Cerrado

Los procedimientos de búsqueda y seguimiento de la fase ϕ_n , que presentan las señales emitidas por los satélites, utilizan un sistema de control en lazo cerrado de segundo orden en cada canal de seguimiento, denominado estimador de fase en lazo cerrado o PLL (Phase-Locked Loop) que emplea, tan sólo, la acumulación de una muestra ($M = 1$) de los resultados de las operaciones de correlación obtenidos por los canales de seguimiento para que el microprocesador pueda hacer coincidir la fase ϕ_n de las señales digitales $I_{OL}(t_n)$ y $Q_{OL}(t_n)$ con la de las señales de los satélites.

En los estimadores de fase, las señales $I_i(t_n)$ y $Q_i(t_n)$ se aplican a una función no lineal de discriminación, denominada *Ciclo de Costas*, la cual produce un término de corrección ($\delta\phi_n$) para el seguimiento de la diferencia de fase ϕ_n entre las señales digitales $I_{OL}(t_n)$ y $Q_{OL}(t_n)$ y las señales emitidas por los satélites a partir del producto de muestras de las señales $I_i(t_n)$ y $Q_i(t_n)$ de los resultados de correlación obtenidas durante el mismo "bit" del mensaje de navegación $d_i(t_n)$, es decir:

$$\delta\phi_n = I_{i,n}(t_n)Q_{i,n}(t_n) - \left(\frac{2ST}{\eta}\right) \left[(R_{p_i}(\tau_i))^2 \right] \text{sen}(2\phi_n) \approx \left(\frac{2ST}{\eta}\right) \phi_n$$

donde:

$$\phi_n = \phi_{i,n} - \phi_{e,n} \approx 2\pi\Delta f_n t_n + \Delta\phi_n \quad [\text{rad}] \quad \text{y} \quad T = T_{C/A} = 1 \quad [\text{ms}]$$

La expresión del *Ciclo de Costas* solo es válida si se presentan pequeñas variaciones de frecuencia Δf_n y fase $\Delta\phi_n$. Si este es el caso, el PLL efectúa un correcto rastreo de la fase ϕ_n , pero cuando se presentan errores mayores en el seguimiento, la amplitud de la función de discriminación se reduce significativamente.

El término de corrección se emplea en una serie de algoritmos programados en el microprocesador que dan origen a la respuesta de un filtro digital recurrente que se utiliza como filtro de lazo en el PLL, el cual provee estimaciones en el seguimiento del error en la fase ϕ_n . Las funciones de transferencia del filtro en lazo abierto y del estimador de retardo en lazo cerrado están dadas por:

$$F(j\omega) = \frac{\sigma_2 j\omega + 1}{\sigma_1 j\omega} \quad [-] \quad H(j\omega) = \frac{\phi_{i,n}(j\omega)}{\phi_{e,n}(j\omega)} = \frac{K_n K_p F(j\omega)}{j\omega + K_n K_n F(j\omega)} \quad \frac{2\zeta\omega_n j\omega + \omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n j\omega - \omega^2} \quad [-]$$

Algunos de los parámetros característicos del PLL son los siguientes:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_o}{\sigma_1}} = \text{frecuencia natural de oscilación del lazo} \quad [\text{rad/s}]$$

$$\zeta = \frac{\sigma_2}{2} \sqrt{\frac{K_d K_o}{\sigma_1}} = \text{factor de amortiguamiento} \quad (0 < \zeta < 1, \zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ [-]})$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = \text{frecuencia amortiguada} \quad [\text{rad/s}]$$

$$K_o = 2\pi(\Delta f_c)_{\min} = \text{ganancia de conversión del primer DCO} \quad [\text{rad/s}]$$

$$K_d = \text{ganancia del detector de fase y que se ajusta mediante:}$$

$$K_d = \frac{4}{\pi} \left[\left(I_{r_1}(t_s) \right)^2 + \left(Q_{r_1}(t_s) \right)^2 \right] - \left[\left(I_{r_2}(t_s) \right)^2 + \left(Q_{r_2}(t_s) \right)^2 \right]$$

$$\sigma_2, \sigma_1 = \text{constantes de tiempo que determinan la respuesta del PLL en lazo cerrado (para una respuesta estable del filtro de lazo se debe cumplir que } \sigma_1 > \sigma_2 > 0 \text{ [s])}$$

El ancho de banda equivalente de ruido posterior a la detección es

$$B_n = \frac{1}{2\pi|H(0)|^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad [\text{Hz}] \quad \text{por lo que} \quad B_n = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad [\text{Hz}]$$

Debido a que la ganancia del término de corrección depende directamente de la relación señal a ruido, es importante que la ganancia de conversión del primer DCO K_o , ajuste los parámetros ω_n y ζ de la respuesta del PLL en lazo cerrado. La ganancia del detector de fase (K_d) compensa las variaciones de dicha relación y mantiene estables el ancho de banda equivalente de ruido en el filtro de lazo y las características de la respuesta dinámica del estimador digital de fase en lazo cerrado. Es por esto que, para controlar el correcto desempeño del PLL, sólo es necesario que el microprocesador ajuste el valor de las ganancias K_o y K_d .

El estimador digital de fase en lazo cerrado utiliza como auxiliar en el rastreo de la fase, la estimación de las variaciones en frecuencia generadas por el FLL. El lazo de retroalimentación en el PLL posee en realidad dos acumuladores, pues el primer DCO funciona como un integrador (acumulador) en el estimador digital de fase.

Si los osciladores de los satélites o del receptor presentan un ruido de fase excesivo, el desempeño del estimador de fase en lazo cerrado resulta degradado. El ruido de fase, puede ser ocasionado por el ruido de fase natural del cristal oscilador o por vibraciones externas que lo afecten, debido a sus propiedades piezoelectricas.

Entre menor sea la frecuencia natural no amortiguada (ω_n), mayor será la contribución del ruido de fase. Es por esto que, el **PLL** no puede rastrear las variaciones del oscilador y requiere la ayuda por parte del **FLL**. El ancho de banda del lazo (B_n) posee relaciones de compromiso opuestas entre los efectos de estabilidad causados por el ruido de fase del oscilador del receptor y por el ruido térmico. De tal forma que, un valor mínimo en la frecuencia natural no amortiguada (ω_n) disminuye el ancho de banda equivalente de ruido y aumenta el desempeño del lazo respecto al ruido. Además, el valor de ω_n afecta la respuesta dinámica del estimador digital de fase en lazo cerrado ante variaciones en la fase de entrada. La respuesta dinámica del **PLL** está dada por los siguientes parámetros:

$$\Delta f_p = \frac{4}{\pi} \sqrt{2\zeta\omega_n K_s K_v} \cdot \omega_n^2 \quad [\text{Hz}] \quad \text{intervalo de ajuste en frecuencia para el PLL}$$

$$T_p = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \frac{\Delta\omega_i^2}{\zeta\omega_n^3} \quad [\text{s}] \quad \text{tiempo de ajuste para un error en la frecuencia inicial } \Delta\omega_i$$

$$\Delta f_{p0} = 1.8\omega_n(\zeta + 1) \quad [\text{Hz}] \quad \text{intervalo de frecuencia que puede desajustar al PLL}$$

El error máximo, causado por diversas variaciones en la frecuencia de referencia, puede aproximarse a la respuesta en estado estacionario del estimador digital en lazo cerrado, mediante:

$$\delta\phi_{ss} = \frac{\Delta f}{(\omega_n)^2} \quad [\text{ciclos}] \text{ ó } [\text{rad}]$$

• Detector del Ajuste en Fase

Para determinar cuando el estimador digital de fase en lazo cerrado ha alcanzado el ajuste de la fase de referencia ϕ_{ss} con respecto a la fase de las señales emitidas por los satélites ϕ_{s_k} , el microprocesador calcula el factor $C(2\phi_{s_k})$, dado por:

$$C(2\phi_{s_k}) = \frac{\left[\left(\sum_{i=1}^M I_{i,p}(t_k) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M Q_{i,p}(t_k) \right)^2 \right]}{\left[\left(\sum_{i=1}^M I_{i,r}(t_k) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M Q_{i,r}(t_k) \right)^2 \right]} = \cos(2\phi_{s_k}) \quad [-]$$

donde:

ϕ_{s_k} = diferencia entre la fase de las señales emitidas por los satélites y la señal de referencia, dada por $\phi_{s_k} = \phi_{i_k} - \phi_{r_k} \approx 2\pi\Delta f_k t_k + \Delta\phi_k \quad [\text{rad}]$

Cuando se consigue la sincronización en fase, el valor de $C(2\phi_{e_n}) \rightarrow 1$, ya que $\phi_{e_n} \rightarrow 0$ [rad], y el microprocesador puede detectar que ha ocurrido el ajuste de la fase de referencia (ϕ_{r_n}) generada por el primer DCO con respecto a los valores discretos de la fase de las señales transmitidas por los satélites (ϕ_{i_n}). La siguiente figura muestra el diagrama de bloques del estimador digital de fase en lazo cerrado

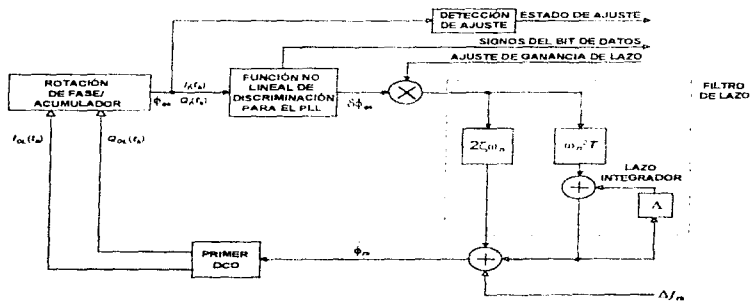


Diagrama de bloques del estimador digital de fase en lazo cerrado o PLL

2. Adquisición de las Señales de Mensaje de Navegación

El microprocesador del receptor GPS debe efectuar un complejo proceso de adquisición y detección de las señales de mensaje de navegación transmitidas por los satélites que está captando ($d_i(t)$), el cual consiste principalmente de las siguientes tareas:

- Estimación de la relación señal a ruido
- Sincronización en el tiempo de las señales de mensaje de navegación
- Detección de las señales
- Sincronización de los cuadros
- Revisión de paridad

A continuación, se explica cada una de estas tareas.

• Estimación de la Relación Señal a Ruido

La potencia de las señales de mensaje de navegación S_d , después de los factores de ganancia y pérdida presentes en el enlace entre los satélites y el receptor del sistema GPS, está dada por:

$$S_d \approx \frac{A^2}{2} \text{ [W]}$$

la densidad espectral de potencia de ruido blanco gaussiano, está dada por:

$$S_n(\omega) \approx \frac{\eta}{2} \text{ [W/Hz]}$$

entonces, el nivel de potencia de ruido de banda unilateral es:

$$N = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi B_d} S_n(\omega) d\omega \approx \frac{\eta}{2} B_d \text{ [W]} \quad , \quad B_d = \frac{1}{T_b} \text{ [Hz]}$$

donde:

B_d es el ancho de banda de las señales de mensaje $d_i(t)$ en banda base.

por tanto, la relación señal a ruido es:

$$\left(\frac{S_d}{N} \right) \approx \frac{A^2}{\eta B_n} \quad [-]$$

Definiendo la energía por dígito binario E_b mediante: $E_b = S_d T_b$ [J], entonces, la relación señal a ruido puede expresarse de la siguiente forma:

$$\left(\frac{S_d}{N} \right) \approx \frac{2E_b}{\eta} \quad [-]$$

La probabilidad de que el receptor cometa un error en la detección de la señal de mensaje de navegación $d_i(t)$ (con niveles lógicos igualmente probables), es:

$$P_e \approx Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{\eta}} \right) \quad [-]$$

El microprocesador estima la relación señal a ruido al calcular el nivel de potencia normalizado de las señales que resultan de las operaciones de correlación, esto es:

$$P_{n_i} = \frac{\left[\left(\sum_{k=1}^M I_{i,r}(t_k) \right)^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^M Q_{i,r}(t_k) \right)^2 \right]}{\left[\sum_{k=1}^M \left[\left(I_{i,r}(t_k) \right)^2 \cdot \left(Q_{i,r}(t_k) \right)^2 \right] \right]} \cdot A \quad [-]$$

El denominador es el nivel de potencia total de las muestras de los resultados de las operaciones de correlación, es decir, el nivel de potencia de banda ancha (B_{WB}) para $B_{WB} = 1/T = 1/T_{(C,A)}$ [kHz]. Mientras que el numerador es el nivel de potencia de banda angosta (B_{NB}), para $B_{NB} = B_{PD} = 1/MT = 1/20T_{(C,A)} = 50$ [Hz].

Luego, el microprocesador calcula el valor promedio del nivel de potencia normalizado de los resultados de correlación, por medio de:

$$\bar{P}_{n_i} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{n_i} \quad [-]$$

Por último, la estimación de la relación señal a ruido se obtiene a partir de:

$$\left(\frac{S_{\sigma_i}}{N} \right) \approx \frac{\bar{P}_{\sigma_i} - 1}{M \cdot P_{\sigma_i}} \quad [-] \quad \text{o bien:} \quad \left(\frac{S_{\sigma_i}}{N} \right) \approx 10 \log_{10} \left(\frac{\bar{P}_{\sigma_i} - 1}{M \cdot P_{\sigma_i}} \right) \quad [\text{dB}]$$

donde:

$1 \leq M \leq 20$ = cantidad de muestras de los resultados de correlación $I_i(t_k)$ y $Q_i(t_k)$

K = cantidad de sumas los cuadrados de las muestras de los resultados de correlación abarcando un intervalo de T_K $KT_{PD} - (KM)T - 1$ [s], para una cantidad de $M = 20$ muestras $K = 50$ para que $T_K = 1$ [s]

T_{PD} = intervalo de pre-detección T_{PD} MT [s], $1 \leq M \leq 20$ y $T = T_{C/A} = 1$ [ms], entonces: $1 \leq T_{PD} \leq 20$ [ms]

B_{PD} = ancho de banda de pre-detección, que es: $B_{PD} = \frac{1}{T_{PD}} = \frac{1}{MT}$ [Hz]

• Sincronización en el tiempo de la señal de mensaje de navegación

Durante la búsqueda y rastreo de las secuencias digitales de ruido pseudo-aleatorio del Código de Simple Acceso, cuando las incertidumbres en la posición y en la base de tiempo del receptor son mayores, los resultados ambiguos en la determinación del periodo del código C/A (épocas) no permiten detectar el instante en que ocurre la transición de los niveles lógicos en los "bits" de la señal de mensaje de navegación. Es por esto que se requiere de la sincronización en el tiempo de las señales de mensaje de navegación transmitidas por los satélites.

El método utilizado por el microprocesador para conseguir la sincronización en el tiempo de las señales de mensaje de navegación consiste en contar los periodos (épocas) de las secuencias del Código de Simple Acceso, $T_{C/A} = 1$ [ms] en grupos de 20, ya que el tiempo de duración de un "bit" del mensaje de navegación es $T_b = 20T_{C/A} = 20$ [ms], y en detectar si ocurre un cambio de signo en los niveles lógicos entre dos épocas consecutivas. Los contadores de épocas (periodos de repetición del código C/A) se explicaron anteriormente en la sección del modulo correlacionador del circuito integrado GP2021.

Por cada cambio de signo que el microprocesador detecta en la cuenta de épocas, se puede obtener un *histograma* (gráfica de su frecuencia de ocurrencia), la cual se incrementa cada vez que sucede una alteración en los niveles lógicos de los dígitos binarios del mensaje de navegación hasta que la cuenta supera una cantidad especificada en uno de los 20 grupos de épocas contadas.

El procedimiento descrito se puede simplificar en la siguiente serie de pasos:

1. Establecer el contador de épocas para contar los periodos del código C/A.
2. Cada cambio de signo se registra agregando un 1 al *histograma* del grupo que corresponde a la cuenta
3. El proceso continua hasta que sucede uno de los siguientes eventos:
 - a) Dos cuentas exceden un umbral inferior predeterminado
 - b) Pérdida del ajuste
 - c) Una cuenta excede un umbral superior predeterminado.

Si se presenta el primer evento, no se alcanza la sincronización debido a la baja relación señal a ruido o por la pérdida de transiciones de los "bits" de la señal de mensaje de navegación. Si ocurre el segundo, el microprocesador debe restablecer el ajuste. Si sucede el último evento, se alcanza la sincronización en el tiempo de la señal de mensaje de navegación y el contador de épocas se reinicia a su valor correcto. Los umbrales inferior y superior se determinan a partir de la probabilidad de ocurrencia de errores al estimar un cambio de signo en los dígitos binarios de la señal de mensaje de navegación para una cierta relación señal a ruido y del tiempo de duración de los "bits"

• Detección de las señales de mensaje de navegación

El desempeño de la detección de las señales de mensaje de navegación se mide en términos de la tasa de "bits" erróneos. Para detectar los dígitos binarios de las señales de mensaje de navegación se utilizan los resultados de las operaciones de correlación, con una rotación igual a la del error en la fase de referencia ($\theta_k = \phi_{*k}$) respecto a la señal portadora hasta conseguir un valor nominal cero, esto es

$$\begin{aligned} I'_i(t_k) &= I_i(t_k) \cdot \cos(\theta_k) + Q_i(t_k) \cdot \text{sen}(\theta_k) \\ Q'_i(t_k) &= I_i(t_k) \cdot \text{sen}(\theta_k) - Q_i(t_k) \cdot \cos(\theta_k) \end{aligned}$$

donde:

$$\theta_k = \text{sign}(I'_i(t_k)Q'_i(t_k))$$

Las señales $I'_i(t_k)$ le proporcionan al microprocesador una representación de los dígitos binarios de las señales de mensaje de navegación. Para reducir el tiempo en el cálculo de las operaciones anteriores, el microprocesador determina las funciones $\text{sen}(\theta_k)$ y $\cos(\theta_k)$ a partir de tablas previamente establecidas.

Durante la adquisición de las señales de mensaje de navegación existe una ambigüedad en su fase de π [rad]. Debido a esto, el microprocesador puede rastrear las mismas señales pero invertidas en fase. La ambigüedad de la fase se elimina durante la sincronización de cuadro de las señales de mensaje de navegación y, subsecuentemente, como parte del algoritmo de revisión de paridad.

• Sincronización de cuadro de las señales de mensaje de navegación

El microprocesador no puede realizar el algoritmo de revisión de paridad antes de la sincronización en el tiempo de los dígitos binarios y de los cuadros de la señal de mensaje de navegación porque desconoce los límites entre las palabras de los subcuadros del enlace de datos cuando es grande la incertidumbre en el tiempo de inicio y fin de cada "bit". El primer paso para conseguir la sincronización de cuadro es determinar el comienzo de cada subcuadro al detectar su palabra digital de preámbulo (8 "bits"), con el valor lógico $TLM = (10001011)_{BIN} = (8B)_{HEX}$, el cual, por un cambio de signo (inversión de la fase) en las señales de mensaje, puede invertirse dando el valor $TLM = (01110100)_{BIN} = (74)_{HEX}$. En seguida se describe el procedimiento que realiza el microprocesador para encontrar el preámbulo.

1. Buscar el valor de la palabra digital **TLM**, original $(8B)_{HEX}$ o invertido $(74)_{HEX}$.
2. Cuando se encuentra un supuesto preámbulo, es necesario revisar si es un patrón legítimo y no el resultado del comportamiento aleatorio de los datos digitales. Para esto se determina si se encuentra al principio de una palabra digital de 30 "bits". Esto se logra al coleccionar los siguientes 22 dígitos binarios y desarrollar con ellos el algoritmo de revisión de paridad. Si el algoritmo resulta erróneo el supuesto preámbulo se descarta.
3. Si la condición de revisión de paridad se cumple, esto comprueba que el preámbulo existió al inicio de la palabra digital recibida. El algoritmo de revisión de paridad también resuelve la ambigüedad en la inversión de la fase de las señales de mensaje. Existen otros patrones válidos en las demás palabras digitales que permiten comprobar la legitimidad de la palabra **TLM**.
4. Si la palabra digital de preámbulo es la correcta entonces, en la siguiente palabra digital de 30 "bits" se encuentra la palabra de transferencia **HOW** que es un valor truncado de la *cuenta z*. La condición de revisión de paridad se debe cumplir para la palabra digital **HOW**. De no ser así, el procedimiento de sincronización de cuadro se reinicia. Se pueden realizar hasta dos revisiones de paridad con la palabra digital **HOW** para comprobar que la *cuenta z* sea razonable y concuerde con la cuenta de subcuadros.
5. Si la palabra digital **HOW** parece ser legítima, puede comenzar la detección provisional de las demás palabras digitales del enlace de datos y su acumulación en locaciones de memoria del microprocesador para su posterior revisión de paridad y uso en los algoritmos de navegación. Una revisión final con las palabras digitales de preámbulo y transferencia del siguiente subcuadro sirve para comprobar la validez de la sincronización.

Para asegurar la sincronización de cuadro, el microprocesador debe mantener una continua revisión de la misma

• **Revisión de Paridad de las Señales de Mensaje de Navegación**

Una vez adquiridos los datos de la señal digital del mensaje de navegación transmitida por cada satélite, el microprocesador del receptor GPS realiza un algoritmo de revisión de paridad (p) para comprobar que los niveles lógicos con los que se han recibido los elementos binarios de las palabras digitales del mensaje de navegación enviado por los satélites son los correctos

Este algoritmo puede ser expresado como el producto entre un vector d' , formado por los "bits" de información de la palabra digital recibida (d_i para $1 \leq i \leq 24$) combinado con una matriz de verificación de paridad (H_p), es decir

$$p = H_p \oplus d'$$

La matriz de verificación de paridad (H_p), está dada por el siguiente arreglo de orden (6-24)

$$H_p = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Como se puede observar, en la matriz de verificación de paridad, los elementos binarios del segundo al quinto renglón se producen a partir del primer renglón, efectuando un desplazamiento cíclico de un elemento en la fila previa. Además, los dígitos binarios del primer al cuarto renglón presentan un número par de niveles lógicos (altos y bajos), mientras que los elementos binarios del quinto y sexto renglón presentan un número impar de los mismos. Por último, la cantidad de niveles lógicos altos y bajos en los elementos de las 24 columnas es impar.

El receptor puede asumir que los datos recibidos no presentan errores, si los elementos binarios recibidos (d_i), comprendidos de $25 \leq i \leq 30$, de la palabra digital transmitida coinciden con los dígitos binarios calculados en el algoritmo de verificación de paridad (p) de la palabra digital sometida a revisión.

El algoritmo de revisión de paridad desarrollado por el microprocesador, le permite detectar la ocurrencia de hasta 3 errores simultáneos (en la misma palabra digital de la señal de mensaje de navegación) y corregir el nivel lógico de un "bit" erróneo por palabra digital. Si sucede un error en la corrección, no se podrán detectar tres errores simultáneos. Cuando ocurre una cantidad mayor de errores, el microprocesador rechaza el conjunto de datos proporcionados por la palabra digital.

Existen algunos patrones de 3 errores que pueden presentarse en el mensaje y que el algoritmo de revisión de paridad no los reconoce como tales y la probabilidad de que no se detecte un error con este algoritmo (P_{nd}), está en función de que suceda un error aleatorio en los elementos binarios (P), y puede obtenerse una aproximación mediante un polinomio dado por

$$P_{nd} \approx 4495P^4(1 - P.)^{24}$$

La probabilidad de que no se detecte error con este algoritmo (P_{nd}), puede despreciarse para valores de probabilidad de errores en los "bits" del mensaje de navegación $P. < 1 \cdot 10^{-3}$, pero para probabilidades de error relativamente altas, esto es $P. \approx 1/64$, la probabilidad de no detectar los errores se incrementa significativamente.

Por otra parte, la probabilidad de que se pierda una palabra digital en la señal de mensaje de navegación (P_{pp}), está dada por

$$P_{pp} \approx 1 - (1 - P.)^{32}$$

3. Filtros de Kalman Común, Adaptable y Extendido

Si se obtienen cuatro estimaciones de las pseudo-distancias simultáneas, cuatro posiciones de los satélites determinadas al mismo tiempo y los vectores supuestos de las coordenadas del usuario y estas pseudo-distancias, entonces, la posición del usuario se puede calcular a partir de la ecuación:

$$P_u = \bar{P}_u + H^{-1} (p_i - \bar{p}_i) \quad [m]$$

es decir:

$$\begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ b_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}_u \\ \bar{y}_u \\ \bar{z}_u \\ \bar{b}_u \end{bmatrix} + H^{-1} \begin{bmatrix} p_1 - \bar{p}_1 \\ p_2 - \bar{p}_2 \\ p_3 - \bar{p}_3 \\ p_4 - \bar{p}_4 \end{bmatrix} \quad [m]$$

Desde luego, existen dificultades prácticas que impiden obtener la serie de datos necesarios al mismo instante en que se desea encontrar la solución de la posición. El aspecto más importante en este momento, es si se puede considerar que los resultados obtenidos son lo suficientemente exactos, según la precisión en la estimación de la posición deseada, o es necesario algún proceso de filtrado que ajuste las fluctuaciones de la posición.

Convencionalmente, se utiliza un filtro digital para reducir los efectos del ruido en los resultados de las estimaciones de la posición que proporcionan los algoritmos de navegación utilizados en el sistema GPS. No obstante, cuando el vehículo en el que se encuentra el receptor se somete a condiciones dinámicas de orden superior, la situación no es tan favorable y las variables de salida del filtro no necesariamente seguirán a las de entrada sin cometer algún error. Un filtro "óptimo" se diseña para reducir la diferencia que existe entre los errores debidos al ruido en la estimación y al seguimiento deficiente del filtro provocado por el movimiento no uniforme del vehículo. Es decir, el diseño de un filtro óptimo intenta igualar, en alguna medida, los errores provocados por ambas fuentes.

Por lo regular, el vehículo está sujeto a movimientos que son descritos por ecuaciones diferenciales en las que las derivadas de orden superior de sus soluciones no se hacen nulas (por ejemplo, las soluciones sinusoidales) y, en estos casos, los filtros sin errores resultan imposibles.

Un método que se utiliza frecuentemente para resolver el problema del filtrado consiste en describir el movimiento del vehículo y el ruido en la estimación de su posición como funciones de muestreo a partir de funciones aleatorias gaussianas. Para este método existe un filtro digital lineal, denominado filtro de Kalman, que reduce el promedio estadístico del cuadrado del error de seguimiento total instantáneo.

Para que el filtro de Kalman sea el óptimo, se requiere de un modelo matemático en particular para el tipo de variables de entrada que se desean filtrar. Por tanto, el diseño del filtro está basado en ese modelo de entrada específico. En este caso, se especifica en realidad un filtro generador que produce la clase de entradas a seguir y, luego, sus elementos se incorporan a la estructura final del filtro de Kalman.

El primer paso para modelar el filtro de Kalman es definir el vector de estado a seguir. El vector de posición del usuario está compuesto por:

$$P_u \begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ b_u \end{bmatrix} \quad [m]$$

Ahora bien, para generar el modelo del filtro de Kalman de orden superior, es necesario definir un vector que contemple la primera y segunda derivadas de los componentes del vector de posición. Es una práctica común en los receptores GPS, el limitar en el modelo de la desviación de la pseudo-distancia debida a la deriva de la base de tiempo del usuario a sólo la primera derivada. El orden en el que se acomodan los elementos del vector de estado no es arbitrario pues afecta a los cálculos. Las dos definiciones más comunes del vector de estado son:

$$R_u^T = [x_u \quad y_u \quad z_u \quad \dot{x}_u \quad \dot{y}_u \quad \dot{z}_u \quad x_u \quad \dot{y}_u \quad \dot{z}_u \quad b_u \quad \dot{b}_u]$$

$$R_u^T = [x_u \quad \dot{x}_u \quad x_u \quad y_u \quad \dot{y}_u \quad y_u \quad z_u \quad \dot{z}_u \quad z_u \quad b_u \quad \dot{b}_u]$$

El modelo generador de la matriz de vectores de x_u , y_u , z_u y b_u , para cualquier definición del vector de estado, se expresa en forma canónica de la siguiente manera:

$$R_u(t) = A \cdot R_u(t) + B \cdot W_u(t)$$

$$[x_u \quad y_u \quad z_u \quad b_u]^T = \Gamma \cdot R_u(t)$$

La función excitadora $W_u(t)$ está dada por:

$$W_u^T(t) = [w_x(t) \quad w_y(t) \quad w_z(t) \quad w_b(t)]$$

Los componentes de la función excitadora son independientes entre sí y del tiempo, además poseen valor medio cero, *varianza* conocida y distribución de probabilidad gaussiana.

La estructura que presentan las matrices de entrada y de acoplamiento es:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_b \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Al sustituir estas matrices, la forma canónica del modelo generador se reduce a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \dot{R}_x(t) &= A_x \cdot R_x(t) + B_x \cdot W_x(t) \\ \dot{R}_y(t) &= A_y \cdot R_y(t) + B_y \cdot W_y(t) \\ \dot{R}_z(t) &= A_z \cdot R_z(t) + B_z \cdot W_z(t) \\ \dot{R}_b(t) &= A_b \cdot R_b(t) + B_b \cdot W_b(t) \end{aligned}$$

donde las matrices A_x , A_y , A_z , A_b y los vectores B_x , B_y , B_z , B_b son de la forma:

$$A_x = A_y = A_z = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_b = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_x = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_x \end{bmatrix}, \quad B_y = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_y \end{bmatrix}, \quad B_z = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_z \end{bmatrix}, \quad B_b = \begin{bmatrix} 0 \\ b_b \end{bmatrix}$$

La descomposición de la forma canónica del modelo generador es posible debido a que, en el filtro de Kalman se considera que la matriz de acoplamiento muestra una completa independencia entre las coordenadas del vector de posición, x_u , y_u , z_u y b_u . El problema de aceptar esta suposición es que no se obtiene el conocimiento anticipado de la correlación conjunta o acoplamiento de los componentes del modelo, a menos de que se cuente con información adicional auxiliar, por ejemplo, una unidad de medición de la inercia del vehículo. Por tanto, simplemente se supone que los coeficientes de acoplamiento cruzado son nulos en la matriz A y se puede realizar la descomposición descrita anteriormente.

Limitando el análisis a un sistema de 3×3 de orden reducido para cualesquiera de las coordenadas del usuario, se tiene

$$\begin{bmatrix} \dot{r}_u(t) \\ \dot{v}_u(t) \\ \dot{a}_u(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_u(t) \\ v_u(t) \\ a_u(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} j(t)$$

$$\dot{R}_u(t) = A \cdot R_u(t) + B \cdot j_u(t)$$

donde:

$r_u(t)$ = estimación de las coordenadas del vector de posición del usuario

$v_u(t)$ = estimación de la velocidad del usuario

$a_u(t)$ = estimación de la aceleración del usuario

$j_u(t)$ = estimación de la primera derivada de la aceleración del usuario

El filtro de Kalman se desarrolla en la forma de muestras de datos. Por tanto la ecuación diferencial de matrices se convierte en una ecuación de diferencias en el tiempo discreto. Esto se consigue obteniendo muestras de las variables de entrada cada $t_k = kT$ [s], donde T es el periodo de muestreo, y se introducen al filtro generador a través de un circuito de retención de orden cero. Se observa una transformación de las ecuaciones del filtro generador en el tiempo discreto que se convierten en

$$\begin{bmatrix} r_u(t_{k+1}) \\ v_u(t_{k+1}) \\ a_u(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} r_u(t_k) \\ v_u(t_k) \\ a_u(t_k) \end{bmatrix} + \gamma \cdot j_u(t_k)$$

donde:

$$\Phi = e^{AT} = \begin{bmatrix} e^{\lambda T} & T e^{\lambda T} & (T^2/2) e^{\lambda T} \\ 0 & e^{\lambda T} & T e^{\lambda T} \\ 0 & 0 & e^{\lambda T} \end{bmatrix} \quad ; \quad \gamma = \int_0^T e^{Aq} dq \cdot B$$

λ = valor característico de la matriz de acoplamiento A , pero como $\lambda = 0$

entonces:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T & (T^2/2) \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad ; \quad \gamma = \begin{bmatrix} T^3/6 \\ T^2/2 \\ T \end{bmatrix}$$

La transformación de las ecuaciones del filtro generador de tiempo discreto se puede expresar en forma de escalar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} r_u(t_{k+1}) &= r_u(t_k) + T \cdot v_u(t_k) + (T^2/2) \cdot a_u(t_k) + (T^3/6) \cdot j_u(t_k) \\ v_u(t_{k+1}) &= v_u(t_k) + T \cdot a_u(t_k) + (T^2/2) \cdot j_u(t_k) \\ a_u(t_{k+1}) &= a_u(t_k) + T \cdot j_u(t_k) \end{aligned}$$

Con las suposiciones consideradas en el diseño del filtro de Kalman, los datos de entrada al filtro ($Z_u(t_k)$), constan de las estimaciones de las coordenadas del vector de posición del usuario ($R_u(t_k)$), más ruido blanco aditivo ($n(t_k)$), independiente de $j_u(t_k)$, con comportamiento estadístico gaussiano, valor medio cero y *varianza* conocida σ_n^2 . Así, la forma de los datos es

$$Z_u(t_k) = R_u(t_k) + n(t_k)$$

Ahora se resumen las ecuaciones del filtro de Kalman

Ecuación Generatriz:

$$\begin{aligned} R_u(t_{k+1}) &= \Phi \cdot R_u(t_k) + \gamma \cdot j_u(t_k) \\ r_u(t_{k+1}) &= \lambda^T \cdot R_u(t_k) + \lambda^T \cdot [1 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

Ecuación de los datos de entrada $Z_u(t_k) = R_u(t_k) + n(t_k)$

Ecuaciones del Filtro de Kalman

$$\begin{aligned} \tilde{r}_u(t_k) &= \lambda^T \cdot \tilde{R}_u(t_k) \\ \tilde{r}_u(t_k) &= G(t_k) \{ Z_u(t_k) - \lambda^T \cdot \Phi \cdot \tilde{R}_u(t_{k-1}) + \Phi \cdot \tilde{R}_u(t_{k-1}) \} \end{aligned}$$

donde:

$G(t_k)$ = vector de ganancia del filtro de Kalman, que puede ser variante en el tiempo y está definido por $G^T(t_k) = [g_r(t_k) \ g_v(t_k) \ g_a(t_k)]$

Las ecuaciones del filtro de Kalman se pueden expresar en forma escalar como.

$$\begin{aligned} \tilde{r}_u(t_k) &= \tilde{r}_u(t_{k-1}) + T \cdot \tilde{v}_u(t_{k-1}) + (T^2/2) \cdot \tilde{a}_u(t_{k-1}) + g_r(t_k) \cdot e(t_k) \\ \tilde{v}_u(t_k) &= \tilde{v}_u(t_{k-1}) + T \cdot \tilde{a}_u(t_{k-1}) + g_v(t_k) \cdot e(t_k) \\ \tilde{a}_u(t_k) &= \tilde{a}_u(t_{k-1}) + g_a(t_k) \cdot e(t_k) \\ e(t_k) &= z_u(t_k) - [\tilde{r}_u(t_{k-1}) + T \cdot \tilde{v}_u(t_{k-1}) + (T^2/2) \cdot \tilde{a}_u(t_{k-1})] \end{aligned}$$

Cada nueva estimación de la posición, que es filtrada por el filtro de Kalman, consta de una predicción $\tilde{r}_u(t_k)$, basada en las estimaciones anteriores, más una corrección $\hat{r}_u(t_k)$, proveniente de los datos nuevos. La corrección es un término de error ponderado, el cual corresponde a los datos menos la posición predicha. Los factores de ponderación son las *ganancias del filtro de Kalman*. El término de error ($v(t_k)$), se denomina residuo o innovación del filtro.

En un filtro de Kalman común, el vector de ganancia, $G(t_k)$, se calcula a partir del conjunto de ecuaciones que se exponen a continuación.

$$\text{Error de filtrado: } \hat{r}_u(t_k) = r_u(t_k) - \tilde{r}_u(t_k)$$

Matriz de covarianza del error de filtrado

$$\zeta(t_k) = E\{\tilde{r}_u(t_k) \tilde{r}_u^T(t_k)\}$$

Ecuaciones de ganancia

$$\begin{aligned} \zeta(t_k, t_{k-1}) &= \Phi \zeta(t_{k-1}) \Phi^T + \gamma \sigma_v^2 \gamma^T \\ G(t_k) &= \zeta(t_k | t_{k-1}) \lambda \left[\sigma_v^2 + \lambda^T \zeta(t_k | t_{k-1}) \lambda \right]^{-1} \\ \zeta(t_k) &= \left[I - G(t_k) \lambda^T \right] \zeta(t_k | t_{k-1}) \end{aligned}$$

donde,

$\zeta(t_k)$ = matriz de covarianza calculada empleando la estimación predicha

σ_v^2 = varianza conocida del ruido blanco aditivo

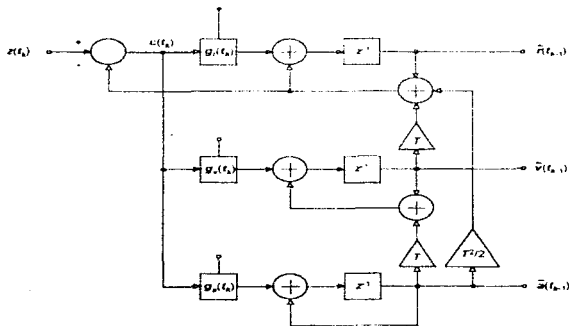
σ_v^2 = varianza conocida de la primera derivada de la aceleración del usuario

$E\{ \}$ = promedio estadístico y se supone que $r_u(t_k)$ y $\tilde{r}_u(t_k)$ tienen valores medios cero

El cálculo del vector de ganancia, $G(t_k)$, es recurrente y se inicia con un valor $\zeta(t_0)$. Por lo general dicho vector es la matriz de varianza de estado estable del proceso para estimar la posición del usuario. Los elementos del vector de ganancia tienden, rápidamente, a valores estables. Las ganancias de estado estable son función del periodo de muestreo T y de la razón σ_v^2/σ_a^2 . Cuanto mayor es esta razón, mayores son las ganancias y la sensibilidad de la respuesta del filtro a cambios abruptos en las variables de entrada (provocadas por maniobras dinámicas) y también aumenta el nivel de ruido a la salida del filtro. Por otro lado, mientras menores sean las ganancias, el filtro presenta un tiempo de asentamiento mayor pero se reducen los efectos del ruido blanco aditivo en su salida.

Una dificultad que presenta el empleo de un filtro de Kalman en la corrección de los resultados generados por los algoritmos de navegación es que la razón σ_1^2/σ_n^2 cambia en forma drástica dependiendo de las maniobras dinámicas efectuadas por el vehículo del usuario. Durante un movimiento no acelerado, la razón σ_1^2/σ_n^2 tiende a ser nula y las ganancias óptimas en el estado estable son pequeñas, dando como resultado poco ruido a la salida del filtro. Durante un movimiento acelerado, la razón σ_1^2/σ_n^2 tiende a aumentar y las ganancias óptimas en el estado estable se incrementan, por lo que, a la salida del filtro de Kalman, se obtiene un nivel de ruido mayor pero se reduce el error del filtro al ser su respuesta más rápida.

En el cálculo de las ganancias del filtro de Kalman común no se tiene conocimiento previo de las posibles fluctuaciones que pueden tener sus diferentes valores durante la operación del filtro. Por tanto, para utilizar el filtro en forma efectiva, se debe emplear un *algoritmo de ganancia adaptable*. El requisito básico de los filtros de ganancias adaptables, es que el residuo del filtro se debe utilizar para obtener la información necesaria a fin de ajustar sus ganancias de forma independiente y consistente con los resultados producidos para la solución de dichas ganancias. En caso contrario, el filtro adaptable puede alcanzar un estado de respuesta inestable. A continuación, se muestra un diagrama de bloques del filtro de Kalman.



Filtro de Kalman aplicado a los resultados de los cálculos de navegación del sistema GPS

Existe una dificultad final en la aplicación del filtro de Kalman como auxiliar en la estimación de la posición del usuario a partir de los resultados proporcionados por los algoritmos de navegación del sistema GPS. Dicha dificultad se refiere a que las estimaciones discretas de las pseudo-distancias $\rho_i(t_k)$ que presentan ruido aditivo, no constituyen la forma de datos correcta para ser introducida al filtro de Kalman, ya que éste requiere como variables de entrada a las estimaciones de las coordenadas de la posición del usuario. Sin embargo, las estimaciones de las pseudo-distancias son transformaciones no lineales de las coordenadas de la posición. Un método para resolver este problema consiste en utilizar la transformación lineal:

$$P_u(t_k) - \tilde{P}_u(t_k) = H^{-1} [\rho_i(t_k) - \tilde{\rho}_i(t_k)] \quad [m]$$

donde:

$P_u(t_k)$ = vector de la posición real estimada, $P_u^T(t_k) = [x_u \ y_u \ z_u \ b_u]$

$\tilde{P}_u(t_k)$ = posición de referencia supuesta para calcular la matriz H^{-1}

$\rho_i(t_k)$ = vector de cuatro pseudo-distancias estimadas

$\tilde{\rho}_i(t_k)$ = vector de las pseudo-distancias predichas $\rho_i(t_k)$ a partir de las posiciones supuestas del usuario y la ubicación de los satélites

Puesto que las pseudo-distancias $\rho_i(t_k)$ tienen ruido blanco aditivo, entonces dicho ruido se agrega a la posición $P_u(t_k)$, a través de la transformación lineal de H^{-1} . Sin embargo, esta serie de ecuaciones producen una transformación diferencial de $\rho_i(t_k)$ a $P_u(t_k)$, y no una transformación global. Ahora bien, para producir los datos de entrada necesarios para el filtro de Kalman a partir de estas ecuaciones, primero se considera que el vector de posición supuesto $\tilde{P}_u(t_k)$ está constituido por los siguientes componentes de posición predichos por los estados previos del filtro de Kalman:

$$\tilde{P}_u(t_k | t_{k-1}) = \lambda^T \Phi \tilde{P}_u(t_{k-1})$$

Ahora, expresando, en forma explícita, la contribución del ruido aditivo del término $H^{-1} \rho_i(t_k)$ en la transformación lineal se obtienen las siguientes relaciones:

$$P_u(t_k) - \tilde{P}_u(t_k | t_{k-1}) = H^{-1} [\rho_i(t_k) - \tilde{\rho}_i(t_k | t_{k-1})] \quad Z_u(t_k) - P_u(t_k) = u(t_k)$$

$$\text{luego } Z_u(t_k) - \tilde{P}_u(t_k | t_{k-1}) = H^{-1} [\rho_i(t_k) - \tilde{\rho}_i(t_k | t_{k-1})] \quad \epsilon(t_k) = Z_u(t_k) - \tilde{P}_u(t_k | t_{k-1})$$

$$\text{y por tanto: } \epsilon(t_k) = H^{-1} [\rho_i(t_k) - \tilde{\rho}_i(t_k | t_{k-1})]$$

Debido al tipo de matriz de acoplamiento Φ utilizada en el modelo generador del filtro de Kalman, éste se reduce a cuatro modelos independientes que tienen 3, 3, 3 y 2 estados respectivamente, con base en la descripción de los vectores de estado.

El filtro de Kalman extendido se compone, en forma semejante, de cuatro secciones independientes, en cada una de éstas interviene uno de los cuatro elementos del vector de error ($v(t_k)$). Aunque la estructura de este filtro se desacopla en forma óptima hasta donde concierne a las operaciones de cálculo, las estimaciones de la posición no son realmente independientes, ya que los errores en x_u , y_u , z_u y b_u se acoplan en forma cruzada por la relación no lineal de las pseudo-distancias y por la matriz H^{-1} . Otro efecto es que las varianzas del ruido blanco adicionado a las variables de entrada del filtro (x_u , y_u , z_u y b_u), no son necesariamente iguales ni constantes, pues dependen de la matriz H^{-1} , que a su vez es función de la disposición geométrica de los satélites que se están captando y se puede expresar mediante:

$$H^{-1} = \begin{bmatrix} h_{x_1} & h_{x_2} & h_{x_3} & h_{x_4} \\ h_{y_1} & h_{y_2} & h_{y_3} & h_{y_4} \\ h_{z_1} & h_{z_2} & h_{z_3} & h_{z_4} \\ h_{b_1} & h_{b_2} & h_{b_3} & h_{b_4} \end{bmatrix}$$

Expresando en forma implícita al ruido aditivo en $\rho_i(t_k)$ como:

$$\rho_i^*(t_k) = \rho_i(t_k) + n(t_k) = \begin{bmatrix} \rho_1(t_k) \\ \rho_2(t_k) \\ \rho_3(t_k) \\ \rho_4(t_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t_k) \\ n_2(t_k) \\ n_3(t_k) \\ n_4(t_k) \end{bmatrix}$$

entonces, el ruido efectivo en los componentes x_u , y_u , z_u y b_u es:

$$\begin{aligned} n_x(t_k) &= \sum_{i=1}^4 h_{x_i} \cdot n_i(t_k) \\ n_y(t_k) &= \sum_{i=1}^4 h_{y_i} \cdot n_i(t_k) \\ n_z(t_k) &= \sum_{i=1}^4 h_{z_i} \cdot n_i(t_k) \\ n_b(t_k) &= \sum_{i=1}^4 h_{b_i} \cdot n_i(t_k) \end{aligned}$$

Suponiendo que los ruidos en la estimación de la pseudo-distancias $n_i(t_k)$ tienen valor medio cero, son independientes y presentan la misma *varianza* σ_p^2 , entonces, las *varianzas* del ruido efectivo en las estimaciones de la posición son:

$$\sigma_{x_s}^2 = \sigma_p^2 \cdot \sum_{i=1}^4 \tilde{h}_{x_i}^2 ; \quad \sigma_{y_s}^2 = \sigma_p^2 \cdot \sum_{i=1}^4 \tilde{h}_{y_i}^2 ; \quad \sigma_{z_s}^2 = \sigma_p^2 \cdot \sum_{i=1}^4 \tilde{h}_{z_i}^2 ; \quad \sigma_{b_s}^2 = \sigma_p^2 \cdot \sum_{i=1}^4 \tilde{h}_{b_i}^2$$

En el desarrollo del filtro de Kalman se supone que las estimaciones de las cuatro pseudo-distancias se obtienen y están disponibles al mismo tiempo t_k y que el filtro opera en un ciclo con cuatro pseudo-distancias disponibles, es decir

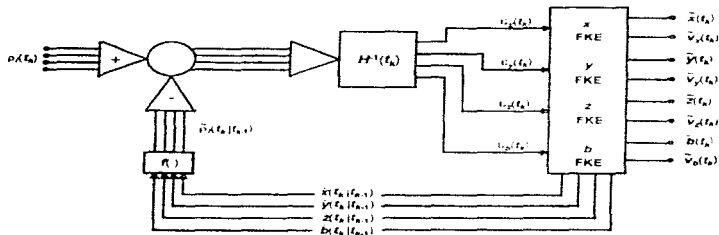
$$\begin{bmatrix} x_u(t_k) - \tilde{x}_u(t_k) \\ y_u(t_k) - \tilde{y}_u(t_k) \\ z_u(t_k) - \tilde{z}_u(t_k) \\ b_u(t_k) - \tilde{b}_u(t_k) \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} \rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k) \\ \rho_2(t_k) - \tilde{\rho}_2(t_k) \\ \rho_3(t_k) - \tilde{\rho}_3(t_k) \\ \rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{x_1} & \tilde{h}_{x_2} & \tilde{h}_{x_3} & \tilde{h}_{x_4} \\ \tilde{h}_{y_1} & \tilde{h}_{y_2} & \tilde{h}_{y_3} & \tilde{h}_{y_4} \\ \tilde{h}_{z_1} & \tilde{h}_{z_2} & \tilde{h}_{z_3} & \tilde{h}_{z_4} \\ \tilde{h}_{b_1} & \tilde{h}_{b_2} & \tilde{h}_{b_3} & \tilde{h}_{b_4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k) \\ \rho_2(t_k) - \tilde{\rho}_2(t_k) \\ \rho_3(t_k) - \tilde{\rho}_3(t_k) \\ \rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_u(t_k) - \tilde{x}_u(t_k) \\ y_u(t_k) - \tilde{y}_u(t_k) \\ z_u(t_k) - \tilde{z}_u(t_k) \\ b_u(t_k) - \tilde{b}_u(t_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{x_1}(\rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k)) \\ \tilde{h}_{y_1}(\rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k)) \\ \tilde{h}_{z_1}(\rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k)) \\ \tilde{h}_{b_1}(\rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k)) \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} \tilde{h}_{x_4}(\rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k)) \\ \tilde{h}_{y_4}(\rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k)) \\ \tilde{h}_{z_4}(\rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k)) \\ \tilde{h}_{b_4}(\rho_4(t_k) - \tilde{\rho}_4(t_k)) \end{bmatrix}$$

Como se puede observar en las ecuaciones anteriores, la primera columna de la matriz H^{-1} corrige las cuatro coordenadas estimadas de la posición del usuario a partir de la información que proporciona la pseudo-distancia diferencial $\rho_1(t_k) - \tilde{\rho}_1(t_k)$. De igual forma la segunda, tercera y cuarta columnas de H^{-1} aplican las correcciones de los vectores de posición debidas al segundo, tercero y cuarto satélites, respectivamente

Si las correcciones de los filtros de Kalman se aplican en secuencia y no en forma simultánea, es decir, cuando el filtro opera en un ciclo diferente cada vez que se obtiene una nueva estimación de la pseudo-distancia, no se producirá un error significativo en las correcciones siempre y cuando la frecuencia de la señal de muestreo sea alta en comparación a la velocidad de maniobra del vehículo donde se encuentre instalado el receptor **GPS**.

El siguiente diagrama corresponde a un filtro de Kalman extendido aplicado a los resultados de los cálculos de navegación del sistema GPS



Filtro de Kalman extendido aplicado a los resultados de los cálculos de navegación del sistema GPS

FUENTES DE VOLTAJE PARA POLARIZAR AL RECEPTOR GPS

Para polarizar a las diferentes etapas del módulo principal de recepción de señales de radiofrecuencia se requiere un nivel de voltaje V_{cc} , de 3 ó 5 [V] \pm 10%, referido a $V_{EE} = 0$ [V], con una intensidad de corriente I_{cc} , de 55 a 77 [mA]

Para generar el nivel de polarización V_{cc} , = 5 [V] \pm 10%, se utiliza un regulador de voltaje de tres terminales **7805**. Al terminal del voltaje de entrada **(1) V**, del regulador **7805** y a través de dos resistores R_4 y R_5 de 10 [Ω] conectados en serie, se le introduce el nivel de directa que proviene de una fuente externa de voltaje

El regulador de voltaje **7805** posee conectado entre su terminal del voltaje de entrada **(1) V**, y V_{EE} , un capacitor C_{35} de 0.1 [μ F], cuya función es la de reducir el rizo. Entre el terminal del voltaje de salida **(3) V_o** y V_{EE} , se conectan varios capacitores en paralelo, C_{36} de 0.1 [μ F], C_{37} de 10 [μ F], C_{40} de 10 [μ F] y C_{49} de 0.47 [μ F], que tienen por finalidad la de eliminar el ruido presente en el voltaje de salida. El terminal **(2) GND** se conecta directamente al nivel de referencia V_{EE}

Cualquiera de los dos niveles de voltaje de polarización V_{cc} , = 3 ó 5 [V], se aplican en los siguientes terminales de entrada del circuito integrado **GP2010**

Terminales	Observaciones
(5) V_{cc}(OSC)	terminal de polarización positiva para el regulador de voltaje del oscilador controlado por voltaje VCO
(23) V_{cc}(DIG)	terminal de polarización positiva tanto del detector de fase en lazo cerrado PLL y de la etapa de cuantificación de la tercera señal de frecuencia intermedia. Entre este terminal y el nivel V_{EE} se conectan los capacitores C_{29} de 1 [nF] y C_{30} de 47 [nF]
(26) V_{cc}(RF) (32) V_{cc}(RF)	terminales de polarización positiva para el mezclador de la primera etapa de frecuencia intermedia. Aunque están conectados internamente, es necesario que cada terminal se conecte externamente a V_{cc} , lo cual se hace a través del inductor $L_7 = 680$ [nH], con el fin de reducir al mínimo las inductancias en serie. Cada uno de estos terminales posee un capacitor, (C_{27} y C_{34}) de 10 [pF], conectado entre los niveles V_{cc} , y el nivel de referencia V_{EE}
(35) V_{cc}(2)	terminal de polarización positiva para el mezclador de la segunda etapa de frecuencia intermedia. Como las salidas del mezclador son a colector abierto, es necesario que este terminal se conecte a V_{cc} , a través del resistor R_2 de 10 [Ω]. Además, el terminal posee conectados, entre V_{cc} , y el nivel de referencia V_{EE} , los capacitores C_{13} de 10 [nF] y C_{12} de 1 [nF]
(42) V_{cc}(3)	terminal de polarización positiva para el mezclador de la tercera etapa de frecuencia intermedia. Este terminal se conecta externamente a V_{cc} , por medio del resistor R_3 de 10 [Ω]. Además, el terminal posee conectados, entre V_{cc} , y el nivel de referencia V_{EE} , los capacitores C_{11} de 10 [nF] y C_{14} de 1 [nF]

El nivel de referencia de $V_{EE} = 0$ [V] debe estar presente en los siguientes terminales de entrada del circuito integrado **GP2010**

Terminales	Observaciones
(7) $V_{EE}(\text{REG})$	terminal de polarización negativa para el regulador de voltaje del oscilador controlado por voltaje V_{CO}
(20) $V_{EE}(\text{DIG})$	terminal de polarización negativa tanto del detector de fase en lazo cerrado PLL y de la etapa de cuantificación de la tercera señal de frecuencia intermedia
(27) $V_{EE}(\text{RF})$	terminales de polarización negativa para el mezclador de la primera etapa de frecuencia intermedia (aunque están conectados internamente es necesario que cada terminal se conecte externa y directamente a V_{EE} para reducir al mínimo las inductancias en serie)
(31) $V_{EE}(\text{RF})$	
(38) $V_{EE}(\text{IF})$	terminal de polarización negativa para el mezclador de la segunda etapa de frecuencia intermedia, por lo cual debe estar conectado al nivel de referencia V_{EE}
(39) $V_{EE}(\text{IF})$	terminal de polarización negativa para el mezclador de la tercera etapa de frecuencia intermedia, por lo cual se conecta directamente al nivel de referencia V_{EE}

Para ambos modos de operación del circuito integrado **GP2010** (Normal y de Ahorro de Energía), los niveles de voltaje V_{cc} , e intensidades de corriente I_{cc} , son:

Modo de Operación	Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
			Mínimo	Típico	Máximo	
NORMAL	Niveles nominales de Voltaje	V_{cc}	2.7	3	3.3	V
	Intensidad de Corriente	I_{cc}	4.5	5	5.5	mA
AHORRO DE ENERGÍA	Niveles nominales de Voltaje	V_{cc}			2.4	V
	Intensidad de Corriente	I_{cc}	3		6	mA

Por otra parte, para polarizar el módulo de preamplificación se emplean los niveles de voltaje (V_{cc}) e intensidades de corriente (I_{cc}), que se muestran en la tabla.

Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
		Mínimo	Típico	Máximo	
Niveles nominales de Voltaje	V_{cc}	2.7	3	3.3	V
Intensidad de Corriente	I_{cc}	4.5	5	5.5	mA
		10		14.5	mA

Los niveles anteriores se producen mediante un regulador de voltaje adaptable **LM317** de ocho terminales. El terminal del voltaje de entrada (1) V_1 de este regulador se conecta, por medio del resistor R_1 de 10 [Ω], al voltaje de directa proporcionado por una fuente externa de voltaje.

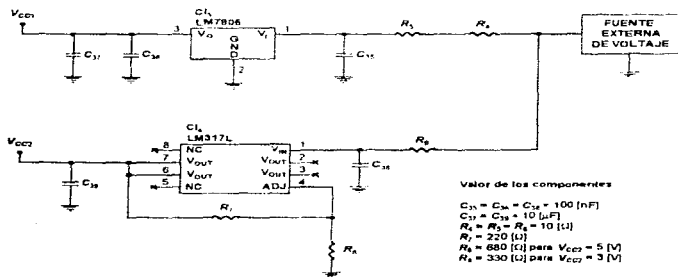
El regulador de voltaje adaptable **LM317** posee un capacitor C_{38} de 1 $[\mu\text{F}]$ conectado entre el terminal de entrada (1) V_i y V_{EE} , cuya función es la de reducir el rizo. Los terminales del voltaje de salida V_o (6) y (7) están conectados entre sí y V_{EE} , al capacitor C_{39} de 10 $[\mu\text{F}]$, la función de este capacitor es la de eliminar el ruido presente en el voltaje de salida. Por otra parte, los terminales (2) V_o , (3) V_{o-} , (5) NC y (8) NC se mantienen sin conexión.

Para ajustar el nivel de voltaje de salida de este regulador, entre los terminales del voltaje de salida V_o (6 y 7) y el terminal de ajuste (4) **ADJ** se conecta el resistor R_7 con un valor de 220 $[\Omega]$. Además, entre el terminal de ajuste (4) **ADJ** y 0 [V], es necesario conectar un resistor (R_8), cuya resistencia se calcula por medio de

$$R_8 = \frac{|V_o - V_{ref}|}{(V_{ref} / R_7) + I_{adj}} \quad [\Omega]$$

Voltaje de salida V_o	Nivel de referencia V_{ref}	Corriente de ajuste I_{adj}	Resistencia R_8
5 [V]	1.25 [V]	50 $[\mu\text{A}]$	624 25 $[\Omega] \Rightarrow$ 680 $[\Omega]$
3 [V]	1.25 [V]	50 $[\mu\text{A}]$	305 31 $[\Omega] \Rightarrow$ 330 $[\Omega]$

El diagrama esquemático muestra los reguladores que producen los niveles de voltaje V_{cc1} y V_{cc2} , que polarizan, respectivamente, a los módulos de recepción de señales de radiofrecuencia y de preamplificación del receptor GPS.



Reguladores del voltaje para polarizar al receptor GPS

El nivel de voltaje V_{DD} que se utiliza para polarizar la interfaz digital del circuito integrado **GP2010** y al circuito integrado **GP2021** del módulo de procesamiento de señales digitales, se obtiene de una fuente de voltaje independiente a las anteriores para evitar la interferencia entre las señales de la interfaz digital y de las etapas analógicas de frecuencia intermedia. Aunque el nivel de polarización V_{DD} se refiere al mismo nivel de referencia $V_{EE} = 0$ [V] pero, en el circuito **GP2021**, se denota por V_{SS} .

Para los modos de operación Normal (Normal_Mode) y de Ahorro de Energía (Power_Down_Mode) de ambos circuitos integrados (**GP2010** y **GP2021**), el nivel de polarización V_{DD} y la intensidad de corriente de polarización I_{DD} , deben ser:

Modo de Operación	Parámetros	Símbolo	Valores			Unidades
			Mínimo	Típico	Máximo	
NORMAL	Niveles nominales del voltaje	V_{DD}	2.7	3	3.3	V
	Corriente (circuito GP2010)	I_{DD}	9		14.5	mA
	Corriente (circuito GP2021)	I_{DD}	22		38	mA
	Diferencia de voltaje ($V_{CC1} - V_{DD}$) (etapas analógicas y digitales)	V_{diff}		100		mV
AHORRO DE ENERGÍA	Niveles nominales del voltaje	V_{DD}	2.7	3	3.3	V
	Corriente (circuito GP2010)	I_{DD}	3		5	mA
	Corriente (circuito GP2021)	I_{DD}	70		500	μ A
	Diferencia de voltaje ($V_{CC1} - V_{DD}$) (etapas analógicas y digitales)	V_{diff}		100		mV

Entre el terminal de salida del voltaje V_{DD} y V_{SS} se conectan en paralelo los capacitores, $C_1 = C_2 = 10$ [μ F], $C_3 = C_5 = C_7 = 0.1$ [μ F] y $C_4 = C_6 = C_8 = 100$ [pF], con el fin de eliminar el ruido a la salida de la fuente de polarización de las etapas digitales del receptor. Los niveles de voltaje V_{DD} y V_{SS} deben estar presentes en los siguientes terminales de entrada de los circuitos integrados **GP2010** y **GP2021**:

Terminales	Observaciones
(16) $V_{DD}(IO)$	terminal de polarización positiva para la interfaz digital del circuito integrado GP2010 , se conecta a $V_{SS} = 0$ [V], a través de los capacitores C_{10} de 47 [nF] y C_{11} de 1 [nF]
(14) V_{DD} (34) V_{DD} (55) V_{DD} (67) V_{DD} (74) V_{DD}	terminales de polarización positiva (V_{DD}) del circuito integrado GP2021
(10) $V_{EE}(IO)$	terminal de polarización negativa de la interfaz digital del circuito integrado GP2010
(15) V_{SS} (35) V_{SS} (56) V_{SS} (69) V_{SS} (72) V_{SS}	terminales de polarización negativa (V_{SS}) del circuito integrado GP2021

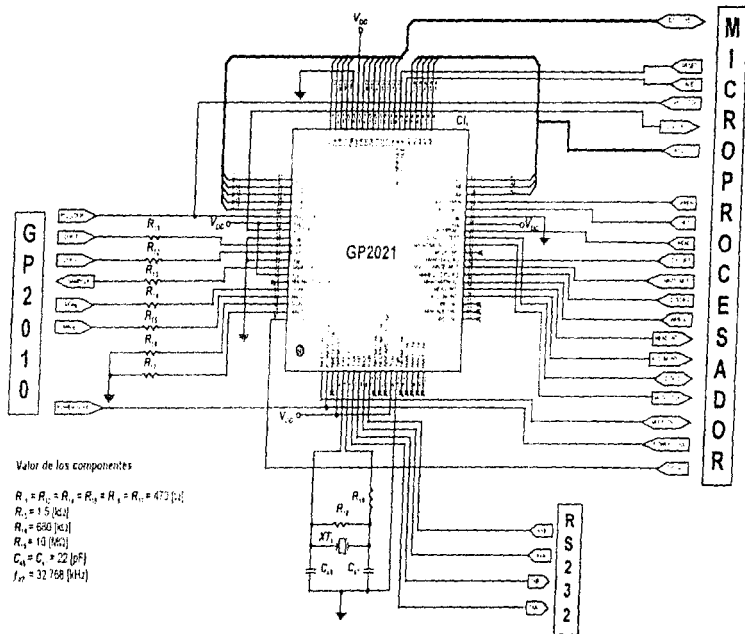


Diagrama del circuito integrado GP201 (configurado para el Modo de Interfaz Estándar)

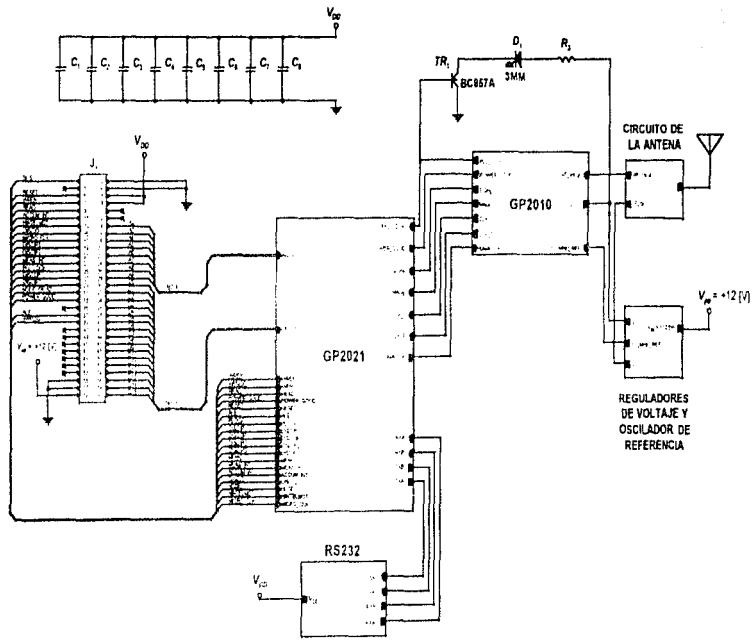
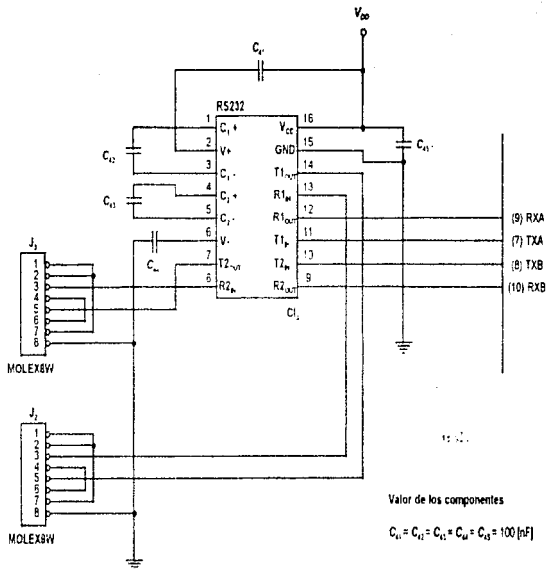


Diagrama del receptor GPS diseñado por la compañía GEC Plessey Semiconductors



G
P
2
0
2
1

Circuito convertidor de niveles lógicos TTL a niveles RS232

Componente	Notación	Valor	Encapsulado	Montaje	Observaciones
Resistores	R ₁	270 [kΩ] 2% ¼ [W]	0805	superficial	
	R ₂	10 [kΩ] 2% ¼ [W]	0805	superficial	
	R ₃	1 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₄	10 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₅	10 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₆	10 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₇	220 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₈	680 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₉	1 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₀	1 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₁	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₂	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₃	1.5 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₄	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₅	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₆	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₇	470 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
	R ₁₈	680 [kΩ] 2% ¼ [W]	0805	superficial	
	R ₁₉	10 [MΩ] 2% ¼ [W]	0805	superficial	
	R ₂₀	6.8 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial	
R ₂₁	2.7 [kΩ] 2% ¼ [W]	1206	superficial		
Inductores	L ₁	18 [nH] 2%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-180XJBC ¹
	L ₂	18 [nH] 2%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-180XJBC ¹
	L ₃	33 [nH] 2%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-330XJBC ¹
	L ₄	560 [nH] 10%	0805	superficial	TDK MLF2012DR56KT ²
	L ₅	560 [nH] 10%	0805	superficial	TDK MLF2012DR56KT ²
	L ₆	2.2 [µH] 10%	0805	superficial	TDK MLF2012A2R2KT ²
	L ₇	680 [nH] 20%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-681XJBC
	L ₈	3.3 [µH] 10%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-332XJBC
	L ₉	39 [nH] 10%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-390XJBC
	L ₁₀	10 [nH] 10%	1008	superficial	COILCRAFT 1008CS-100XJBC

NOTA

Para la etapa de filtrado de la primera frecuencia intermedia, se recomienda utilizar inductores devanados manualmente u otro tipo de inductores que presenten un desempeño similar.

En la etapa de filtrado de la segunda frecuencia intermedia se deben utilizar inductores aislados magnéticamente para impedir que las etapas digitales puedan interferir y afectar su respuesta en frecuencia.

Componente	Notación	Valor	Observaciones	Nº de serie	Fabricante
Circuitos Integrados	CI ₁ CI ₂ CI ₃ CI ₄ CI ₅	GP2021 GP2010 MAX232A LM317 LM7805	Encapsulado: GQ80, de superficie Encapsulado: GP44, de superficie Encapsulado: SO16, de superficie Encapsulado: SO8, de superficie Encapsulado: TO220		GEC Plessey Semiconductors GEC Plessey Semiconductors MAXIM
Cristales	OSC ₁ XT ₁	$f_0 = 10$ [MHz] $f_{xt} = 32\,768$ [kHz]	Cristal oscilador compensado contra variaciones de temperatura (TCXO)	TXO4080	RAKON
Filtros Pasa-Banda	F ₁ SAW	$f_c = 1575.42$ [MHz] $f_c = 35.42$ [MHz]	filtro cerámico para microondas con un ancho de banda de 2 [MHz] filtro de ondas acústicas superficiales con un ancho de banda de 2 [MHz] Encapsulado: LCS1271, de superficie	DFC21R57 P002BHA DW9255	MURATA GEC Plessey Semiconductors
Transistores	TR ₁	BC857A	Transistor del tipo PNP Encapsulado: SOT23		
Diodos	D ₁		Diodo Emisor de Luz (LED) alta eficiencia		
Conectores	SMA ₁ SMA ₂ J ₁ J ₂ J ₃		conector SMA de 5 terminales conector SMA de 5 terminales 3x 2 terminales, separación: 0.1"	RS 111-712 RS 111-712 HEADER 90564-0008 90564-0008	MOLEX MOLEX
Puentes de Conexión	JP ₁ JP ₂ JP ₃		puente de conexión ("jumper") puente de conexión ("jumper") puente de conexión ("jumper")		

Componente	Notación	Valor	Encapsulado	Montaje	Observaciones
Capacitores					
	C ₁	10 [μF] 10% 16 [V]	2412	superficial	dieléctrico de tantalio
	C ₂	10 [μF] 10% 16 [V]	2412	superficial	dieléctrico de tantalio
	C ₃	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄	100 [pF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₅	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₆	100 [pF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₇	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₈	100 [pF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₉	10 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₀	100 [pF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₁	470 [nF] 10% 16 [V]	1812	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₂	10 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₃	10 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₄	1 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₅	6.8 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₆	10 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₇	3.3 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₈	3.3 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₁₉	10 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₀	4.7 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₁	47 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₂	1 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₃	10 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₄	10 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₅	1.5 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₆	4.7 [pF] 2% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₇	10 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₈	47 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₂₉	1 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₀	47 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₁	100 [nF] 10% 16 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₂	47 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₃	1 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₄	10 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₅	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₆	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico

Componente	Notación	Valor	Encapsulado	Montaje	Observaciones
Capacitores	C ₃₇	10 [μ F] 10% 16 [V]	2412	superficial	dieléctrico de tantalio
	C ₃₈	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₃₉	10 [μ F] 10% 16 [V]	2412	superficial	dieléctrico de tantalio
	C ₄₀	10 [μ F] 10% 16 [V]	2412	superficial	dieléctrico de tantalio
	C ₄₁	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₂	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₃	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₄	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₅	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₆	22 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₇	22 [pF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₈	100 [nF] 5% 50 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₄₉	470 [nF] 10% 16 [V]	1812	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₅₀	1 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
	C ₅₁	47 [nF] 5% 50 [V]	0805	superficial	dieléctrico cerámico
C ₅₂	100 [nF] 10% 16 [V]	1206	superficial	dieléctrico cerámico	

NOTA: Todos los capacitores con dieléctrico cerámico deben ser del tipo NPO, COG ó X7R, pues requieren de una mayor estabilidad contra variaciones en la temperatura.

PROPUESTA PARA LA APLICACIÓN DEL RECEPTOR GPS EN LA ESTIMA DE VEHÍCULOS SONDA

IV.1 INTRODUCCIÓN

Los vehículos sonda son equipos complejos de transporte que proveen de una plataforma de gran altitud y una herramienta que permite el desarrollo de experimentos e investigaciones relacionadas con una infinidad de disciplinas científicas que requieren de observaciones y mediciones en lugares inaccesibles, tales como las capas altas de la atmósfera.

Los principales vehículos sonda que se utilizan en la actualidad para efectuar las investigaciones en las diferentes capas atmosféricas y realizar algunos experimentos astronómicos en los límites de dichas capas, son los globos y los cohetes sonda.

A continuación, se describen algunas de las características de ambos vehículos sonda, así como las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

IV.1.1 GLOBOS SONDA

Fundamentalmente, los globos sonda constan de los siguientes componentes:

1. Globo aerostático
 - Módulo de instrumentación
 - Radiotransmisor
2. Carga útil
 - Equipo de grabación
 - Radiorreceptor (opcional)
 - Sistema de recuperación (paracaídas)
3. Estación terrena
 - Radiotransmisor (opcional)
 - Radiorreceptor
 - Unidad de radio - telemetría, telecomando y seguimiento

1. GLOBO AEROSTÁTICO

La operación de los globos aerostáticos se basa en el principio de la flotación libre en las capas atmosféricas que se obtiene al llenar una envoltura elástica con algún gas más ligero (de menor densidad) que el aire, por lo regular helio o hidrógeno. De esta forma, el volumen de aire que el globo desplaza se traduce en una fuerza de empuje que es capaz de levantar, soportar y transportar la carga útil a la altura que se desea enviar.

Durante la fase de ascenso del globo, la presión atmosférica disminuye y, por tanto, el gas en el interior del globo se expande al reducir su densidad. En algunos globos, cuando la envoltura de estos se encuentra completamente inflada, el exceso de gas puede ser expulsado a través de conductos ubicados en la parte inferior de los mismos, con el fin de mantener estable la presión interna y para que el globo permanezca flotando a una misma elevación. Otra clase de globos pueden soportar el aumento de su presión interna pues el material con el que se fabrica su envoltura no se deforma con facilidad.

En el mercado existe una gran cantidad de globos aerostáticos que, por lo regular, se fabrican de varias capas delgadas de goma natural o sintética (polietileno), que son materiales con excelentes propiedades elásticas, impermeables y que resisten abruptos cambios en las condiciones térmicas y climáticas, tales como las que se presentan en los diferentes estratos de la atmósfera. Las dimensiones físicas de los globos varían dependiendo, principalmente, del peso y volumen de la carga útil a transportar, así como de la altura que se desea alcanzar.

2. CARGA ÚTIL

• Módulo de Instrumentación

El módulo de instrumentación está provisto de una serie de dispositivos capaces de realizar una gran variedad de mediciones directas con diversas variables, tales como: la temperatura, humedad y presión de las capas atmosféricas hasta una altura máxima de 30 a 48 [km].

Por otra parte, la información sobre el ascenso del globo permite realizar mediciones indirectas de la dirección y velocidad del viento en las diferentes capas de la troposfera. Opcionalmente, en el módulo de instrumentación se puede contar con algún sistema para el control de vuelo, por ejemplo, un sistema para su rastreo al emitir señales de radio, un equipo de lastre magnético que controle la rapidez en la ascensión del globo y dispositivos que detecten la explosión del globo.

• Radiotransmisor

Una vez que el módulo de instrumentación capta los datos es necesario transmitirlos a una estación terrena por medio de un radiotransmisor. Existen algunas normas, aceptadas en todo el mundo, que establecen las características generales que deben cumplir los equipos empleados para la radiotransmisión de la telemetría obtenida por medio de globos sonda.

El principal enlace telemétrico que se utiliza en la actualidad para la transmisión de datos con propósitos científicos emitidos desde globos sonda, es un sistema de telemetría que emplea una señal digital como moduladora, en la que los pulsos de sus datos se codifican en algún formato de señalización **PCM (Pulse-Code Modulation)**, para aplicarla a la técnica de Modulación por Conmutación en Frecuencia o **FSK (Frequency Shift Keying)**.

En el enlace telemétrico, la frecuencia de la señal portadora se encuentra comprendida dentro de la banda **VHF (30 ~ 300 [MHz])** o superior. El sistema digital de telemetría se identifica como **PCM / FSK** y los datos se pueden codificar con diversos formatos de señalización (**RZ, NRZ, bifásico**), así como diferentes longitudes en sus palabras digitales y velocidades de transmisión de hasta 500 [kbits/s].

Las características del sistema de codificación de los datos satisfacen la gran mayoría de los requerimientos de los experimentos científicos atmosféricos, pero puede ser necesario utilizar algún otro sistema de codificación en caso de presentarse algunas restricciones que no puedan satisfacerse con las características mencionadas.

La siguiente tabla muestra las especificaciones técnicas que debe cumplir el enlace telemétrico PCM / FSK utilizado en los globos sonda.

Parámetro	Valores / Observaciones
Velocidad de transmisión (según el sistema de codificación)	25 [kbits/s] (normal)
"Bits" por palabra digital	8 (7 "bits" de datos, 1 "bit" de paridad)
Palabras digitales por cuadro	32 (normal)
Subcuadros	128
Sincronización de cuadro	31 "bits"
Tipo de pandad	Impar
Canales analógicos	8 (o múltiplos de ocho)
Canales digitales	16 cada uno de 8 "bits" (normal)
Frecuencia de la señal portadora (controlada por cristal)	136.25 [MHz] (banda VHF)
Potencia radiada	1.5 [W]
Técnica de modulación	PCM / FSK
Alcance del enlace telemétrico	450 [km] o mayor

- **Equipo de grabación**

Los datos telemétricos obtenidos durante el vuelo del globo sonda se pueden grabar en cintas de alta velocidad. Para que el microprocesador en la estación terrena pueda descifrar con mayor facilidad los datos grabados, se pueden utilizar cintas compatibles con la grabación de datos digitales.

- **Radioreceptor**

La operación de los experimentos científicos y del vuelo del globo sonda se controla mediante un sistema de *telecomandos* enviados desde la estación terrena. Para que el globo capte los comandos transmitidos, es necesario contar con un radioreceptor a bordo del mismo. El sistema de *telecomandos* que se utiliza más comúnmente en los globos sonda, es aquel que transmite una señal PDM (Pulse-Duration Modulation), la cual modula una señal portadora cuya frecuencia está en la banda VHF mediante alguna técnica de modulación analógica, ya sea la Modulación en Frecuencia o FM (Frequency Modulation) o la Modulación en Amplitud o AM (Amplitude Modulation). En seguida se muestran algunas especificaciones de este sistema.

Parámetro	Valores / Observaciones
Número de comandos discretos	63 (12 comandos reservados)
Número de datos por comando	3
Frecuencia de la señal portadora	148.25 [MHz] (banda VHF)
Potencia radiada por la estación terrena	35 [W]
Técnica de modulación	PDM / FM / AM
Sensibilidad del receptor a bordo del globo sonda	-96 [dBm]
Alcance operacional del enlace (calculado)	600 [km]
Margen del enlace para el alcance máximo	27 [dB]

3. ESTACIÓN TERRENA

- **Radiotransmisor y radiorreceptor**

Los equipos de radiotransmisión y recepción en la estación terrena son los sistemas que complementan los enlaces de telemetría y *telecomandos* desde y hacia el globo sonda, por tanto, deben presentar las mismas características del radiotransmisor y receptor alojados en el globo

- **Unidad de radio-telemetría, telecomandos y seguimiento**

El microprocesador presente en la estación terrena se debe encargar de descifrar los datos de telemetría transmitidos por la radiosonda y desplegar la información que permita un control activo del experimento a través de *comandos* durante el curso completo del vuelo del globo sonda. El sistema de *telecomandos* enviados desde la estación terrena se encarga de controlar la operación de los experimentos científicos y del vuelo del globo sonda. Existen tres aspectos principales que se deben efectuar para alcanzar el control del vuelo del globo sonda: mantener el seguimiento del globo, realizar la liberación del sistema de lastre e indicar la finalización del vuelo.

El globo con su carga útil debe ascender a la altitud planeada, según el experimento que se esté realizando, con una determinada rapidez y en la dirección dada por los vientos dominantes. El seguimiento del globo debe proveer de información continua durante las fases importantes del vuelo, referente a la posición del globo (latitud y longitud de la proyección del globo sobre la superficie terrestre) y su altura sobre el nivel medio del mar. Si se utiliza una antena con alta *directividad* para captar las señales telemétricas del globo, es posible determinar la posición aproximada del mismo. Por medio de un radio emisor o de un medidor de presión atmosférica se puede estimar la altitud a la que se encuentra el globo. Pero, en caso de ser necesaria una gran exactitud en la estimación de la posición del globo, se puede optar por utilizar sistemas de radionavegación de alta precisión, como es el caso del sistema **GPS**.

- **Sistema de recuperación**

El sistema de lastre se puede operar, en caso de ser requerido, a través del sistema de *telecomandos* para acelerar al globo durante la fase de ascenso y para mantener al globo flotando a una determinada altura. Al final del vuelo, la carga útil con su sistema de recuperación (paracaídas) se liberan del globo utilizando un dispositivo que puede operarse en cualquier instante mediante la transmisión de un comando desde la estación terrena o en un momento preestablecido utilizando un contador electrónico de tiempo que se ajuste antes de iniciar el vuelo.

Adicionalmente, existen sistemas auxiliares que se incluyen en la carga útil que pueden separar la carga y al paracaídas del globo. Esto es con el fin de prevenir cualquier falla durante el vuelo, en especial al detectar una explosión o posible inflamación del globo que pueden ocurrir a causa de las descargas eléctricas en la atmósfera y al empleo del hidrógeno como gas sustentante.

7 APLICACIONES DE LOS GLOBOS SONDA

Las principales aplicaciones que se desarrollan con los globos sonda son las investigaciones astronómicas relacionadas con la medición de la emisión de radiaciones cósmicas (rayos X, gamma, infrarrojos y ultravioleta) provenientes de los cuerpos estelares y también son utilizados en los centros de investigación meteorológica para medir las condiciones atmosféricas.

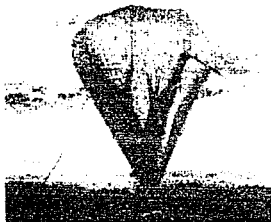
Algunas ventajas de los globos sonda son

- 1 Mayor tiempo de vuelo que los cohetes sonda, desde horas hasta días.
- 2 Costo relativamente bajo.
- 3 Vida útil larga (a veces la carga útil puede utilizarse en varias ocasiones).
- 4 Su puesta en operación no requiere de largo tiempo de espera (semanas).
- 5 La probabilidad de un vuelo exitoso es muy alta.

Las desventajas de los globos sonda se relacionan, principalmente, con

1. La altitud que pueden alcanzar está restringida a un máximo de 30 a 48 [km].
2. Su velocidad de ascenso es reducida ($250 \sim 275$ [m/min] = $15 \sim 16.5$ [km/h]).

La siguiente figura corresponde a la fotografía de un globo sonda poco tiempo antes de ser liberado.



Fotografía de un globo sonda

IV.1.2 COHETES SONDA

Los cohetes sonda son artefactos impulsados por motores de propulsión, guiados por mandos electrónicos a control remoto y provistos en su interior de su carga útil, la cual consta de sistemas de telemetría y *telecomandos*, un módulo de instrumentación, radiotransmisores y receptores, sistemas de recuperación y sistemas de control de su dirección, tales como los giroscopios. Pero además, los cohetes sonda constan de motores de propulsión (que utilizan combustible sólido, líquido o híbrido) con una gran variedad de dimensiones físicas y fuerzas de empuje, los cuales los impulsan a gran velocidad. La propulsión del cohete se basa en el principio de la conservación de la cantidad de movimiento. Un cohete puede estar formado por varias etapas que almacenen las sustancias combustibles y comburentes, a fin de permitir su funcionamiento en un ambiente con poco oxígeno, las cuales se desprenden al agotarse su contenido. El perfil de vuelo de un cohete sonda describe una trayectoria parabólica.

□ APLICACIONES DE LOS COHETES SONDA

Las principales aplicaciones que se desarrollan con los cohetes sonda se relacionan con investigaciones astronómicas y meteorológicas, además de utilizarse como plataformas para realizar pruebas de instrumentos de ingeniería y dispositivos utilizados en satélites artificiales y otras naves espaciales que se aplicarán en otras actividades más costosas.

Entre las ventajas que presentan los cohetes sonda son:

1. Permiten conducir investigaciones en un tiempo y lugar específicos.
2. Mayor alcance que los globos sonda (48 a 160 [km] como mínimo).
3. Su carga útil puede ser de mayor peso que la que transporta un globo sonda.
4. Vida útil larga (algunas secciones pueden utilizarse en varias ocasiones, en especial la carga útil y los motores de propulsión).

Las desventajas de los cohetes sonda se refieren a:

1. Su costo es superior a los globos sonda, debido a la complejidad de los sistemas a bordo y al empleo de combustibles caros por parte del motor.
2. Reducido tiempo de vuelo respecto al de los globos (menor a 30 [min]).
3. El equipo a bordo se somete a intensas aceleraciones (del orden de varias veces la aceleración de la gravedad), las cuales pueden provocar inestabilidad y dificultades en la medición, transmisión y recepción de datos.
4. El tiempo de espera para realizar un lanzamiento de los cohetes sonda es de aproximadamente seis meses.
5. Los lanzamientos de cohetes sonda siempre conllevan un cierto peligro.

La siguiente figura representa un diagrama de un cohete sonda que muestra las principales secciones que lo componen.

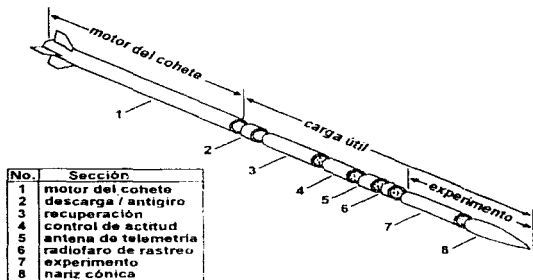


Diagrama de un cohete sonda

IV.2 PROPUESTA DE APLICACIÓN

En capítulos anteriores se han mencionado diferentes y variadas aplicaciones del sistema **GPS** para su uso civil y militar. En esta sección se hace la propuesta de aplicación de este sistema para el Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.)

La propuesta mencionada consiste en utilizar el receptor **GPS** en vehículos sonda de baja y alta dinámica (globos y cohetes respectivamente), para estimar la altura máxima a la que pueden llegar estos, la trayectoria que describen y su posición final para la posible recuperación de los mismos.

Los globos sonda pueden utilizarse para determinar ciertos parámetros atmosféricos como la presión, la temperatura, etc., mediante medidores especiales a bordo de éstos. El objeto de utilizar los receptores del sistema **GPS** en estos vehículos es, en primera instancia, el darles un seguimiento muy preciso para determinar su trayectoria.

Por otra parte, los datos de la posición que proporciona el receptor **GPS** alojado en el globo sonda se pueden utilizar para estimar la velocidad de los vientos en ciertos estratos de la atmósfera.

En los cohetes sonda, el sistema **GPS** se puede emplear para determinar la trayectoria que describen, la velocidad y el alcance máximo que pueden tener. Mediante estos datos se puede obtener la información suficiente para mejorar los combustibles que se utilizan en los cohetes. Estos vehículos también se pueden emplear para transportar los diferentes circuitos que midan los distintos parámetros atmosféricos. Sin embargo, como los cohetes son vehículos de alta dinámica, el enlace de comunicaciones que debe establecerse se dificulta demasiado debido a la capa límite que se forma en el perfil de los cohetes, además del poco tiempo de vuelo.

En cualquiera de los dos casos en el que se utilice el sistema **GPS**, se deben estudiar los requerimientos mínimos para modificar el circuito principal del receptor **GPS**, y agregar únicamente los componentes externos necesarios que hagan que el sistema sea lo más funcional y lo menos costoso posible.

De esta forma, se ha pensado colocar un receptor **GPS** a bordo de alguno de los vehículos sonda, reduciendo su tamaño, mejorar si es posible la distribución de los componentes en la tarjeta y añadiéndole un microprocesador que realice las funciones mínimas necesarias, así como los módulos de memoria necesarios y un módulo de comunicaciones que permita retransmitir los datos a una estación terrena que realice los cálculos más complejos para poder determinar así la posición del vehículo.

Los requerimientos mínimos necesarios para escoger un microprocesador adecuado para el receptor **GPS**, dependen de varios factores. Las necesidades de funcionamiento están sujetas al tipo de aplicación que se le va a destinar al receptor. El microprocesador puede desempeñar tareas especiales que no estén directamente relacionadas con la estimación de la posición, como el control de dispositivos periféricos del receptor.

Los requerimientos de memoria para el receptor **GPS** deben ser cuidadosamente considerados ya que ésta constituye una gran parte del costo. La elección de memoria puede ser compleja y se debe tener en cuenta su precio, la velocidad y el consumo de potencia de los componentes. El tamaño de la memoria depende de la aplicación del sistema. Generalmente, la capacidad de memoria considerada solamente para el programa (*software*) del **GPS** es de 256 [Kbytes] de memoria **ROM** y 64 [Kbytes] de memoria **RAM**. Desde luego que se debe considerar la memoria adicional que se necesite según la aplicación. La elección del tipo y capacidad de la memoria **RAM** puede ser influenciada por los requerimientos y por la complejidad del programa.

Algún tipo de memoria no volátil (**NVM**) puede necesitarse para la retención de información durante los periodos de apagado. Parámetros como el tiempo de la primera estima o **TTFF** (**Time-To-First-Fix**) pueden ser substancialmente modificados por la retención de los almanacos del satélite, las efemérides, las características del oscilador de referencia y otros datos almacenados en este tipo de memoria. Los requerimientos típicos de la memoria no volátil son de aproximadamente 8 [Kbytes].

El microprocesador **ARM60** de la compañía GEC Plessey Semiconductors, usado conjuntamente con los circuitos **GP2010** y **GP2021**, crean una solución de bajo costo empleando los 12 canales disponibles del receptor y un mínimo de componentes externos para el receptor **GPS**. Al usar este microprocesador no se requiere de un control lógico externo para memorias, puesto que el circuito integrado **GP2021** soporta y controla las memorias de tipo **RAM**, **E²PROM**, y **ROM/EPROM/FLASH** con un número de estados de espera que se pueden configurar por las memorias **E²PROM** y **ROM**. Además, las funciones periféricas del circuito integrado **GP2021**, tales como la Base de Tiempo Real (**RTC**) y su interfaz de comunicación serial asíncrona (**UART**), a la cual se le puede configurar su velocidad de transmisión, reducen la necesidad de componentes externos

Considerando todas las características anteriores, se han seleccionado los siguientes componentes que se añadirán al receptor **GPS** que se colocará a bordo de los vehículos sonda

• **Microprocesador**

Microprocesador ARM60-B de la compañía GEC Plessey Semiconductors de propósito general, con bajo consumo de potencia, encapsulado Metric Quad Flat Pack de 100 terminales y con las siguientes características:

- ✓ microprocesador **RISC** (**Reduced Instruction Set Computer**) de 32 "bits"
- ✓ "bus" de datos de 32 "bits"
- ✓ "bus" de direcciones de 32 "bits"
- ✓ gran y pequeño modos de operación
- ✓ alto funcionamiento **RISC 27 Dhrystone MIPS / 5 [V] / 30 [MHz]**
- ✓ tolerancia de temperatura de -40 a +85 [°C]
- ✓ bajo consumo de potencia 1.2 [mA/MHz] / 5 [V]
- ✓ fabricado con tecnología **CMOS** de 0.6 [µm]
- ✓ completa operación estática ideal para aplicaciones sensibles de potencia
- ✓ rápida respuesta a interrupciones para aplicaciones en tiempo real
- ✓ sistema de soporte de memoria virtual
- ✓ excelente soporte de lenguaje de alto nivel
- ✓ simple pero poderosa serie de instrucciones
- ✓ **IEEE 1149.1 (JTAG) Boundary Scan** para probarlo fácilmente

• **Memoria**

Memoria ROM con una capacidad mínima de 256 [Kbytes]

Memoria RAM con una capacidad mínima de 64 [Kbytes]

Memoria E²PROM con una capacidad mínima de 128 [Kbytes]

El tamaño de la palabra en las memorias debe de ser de 16 "bits" en el mejor de los casos. La velocidad de éstas no es un factor crítico ya que en la actualidad existen memorias suficientemente rápidas para cualquier aplicación. El consumo de potencia de las mismas debe de ser bajo. Todos estos parámetros dependen en gran medida del presupuesto que se tenga disponible. Debido a esto, y a la enorme gama de memorias existentes en el mercado, la elección de las mismas debe basarse en los requerimientos mínimos necesarios dependiendo de la aplicación que se le piense dar al sistema GPS.

• Transmisor

Transmisor híbrido HX2000 de la compañía RFM (RF Monolithics Inc.) Este transmisor es un módulo miniatura de montaje superficial que modula una señal portadora mediante la técnica de modulación de Encendido-Apagado u OOK (On-Off-Keyed) a partir de un codificador digital externo (no incluido). La frecuencia de la señal portadora se genera a partir de un cristal de cuarzo, estabilizado por un dispositivo de ondas acústicas superficiales (SAW) y las armónicas de salida son suprimidas por un filtro SAW. Este dispositivo necesita un bajo número de componentes externos para funcionar. La siguiente tabla muestra los parámetros característicos de este transmisor.

Parámetros absolutos máximos		Valor			Unidades	
Alimentación y/o voltaje de entrada de modulación		10			V	
Tolerancia en la temperatura de operación		-40 a +85			°C	
Temperatura de Almacenamiento		230			°C	
Parámetros		Símbolo	Valores			Unidades
			Mínimo	Típico	Máximo	
Frecuencia de salida	Frecuencia absoluta	f_c	916.3	916.5	916.7	MHz
	Tolerancia del valor típico de f_c	Δf_c	± 200			kHz
Potencia de salida de las señales de radiofrecuencia		P_o	3	0		dBm
Potencia según la tolerancia de temperatura		ΔP_o	5	0		dBm
Emisión de espurias armónicas			-40		-32	dB
Señal de entrada (moduladora digital)	Nivel lógico alto de entrada	V_{IH}	2.5		V_{CC}	V
	Corriente de entrada	I_{IH}			100	µA
	Nivel lógico bajo de entrada	V_{IL}	0.0		0.3	V
	Corriente de entrada	I_{IL}	0.0			µA
	Tiempo del flanco ascendente	t_r			60	µs
	Tiempo del flanco descendente	t_f		30	µs	
Resistencia dinámica de entrada		R_d	18			kΩ
Polarización	Nivel de voltaje	V_{CC}	2.7	3	3.3	V _{CC}
	Corriente pico	I_{CC}		9	11	mA
	Corriente de espera				1.0	µA
Tolerancia en la temperatura de operación		T_o	-40	25 ± 2	+85	°C
Impedancia de carga utilizada durante las pruebas		Z_o		50		Ω

• Receptor

Receptor **ASH RX2020** de la compañía RFM. Este es un receptor híbrido de amplificación en secuencia o **ASH (Amplifier-Sequenced Hybrid)** basado en tecnologías muy avanzadas que permiten un destacado funcionamiento en un pequeño y simple módulo de aplicación. Dicho receptor emplea dos dispositivos de ondas **acústicas** superficiales (**SAW**). La etapa de filtrado posee un filtro de este tipo que provee una excelente selectividad. La línea de retardo del filtro **SAW** posee pérdidas bajas y proporciona el tiempo de retardo necesario para la secuencia de los dos amplificadores. La gran sensibilidad del receptor se consigue mediante circuitos regeneradores y no con osciladores de radiofrecuencia. Esto reduce la emisión de espurias de radiofrecuencia. El tiempo de las secuencias de la ganancia, elimina la necesidad de efectuar la conversión de frecuencias anterior a la detección de la modulación en amplitud (**AM**). Su salida en banda base es accesible y el umbral de su comparador puede cambiarse externamente para hacer más flexible su empleo. En seguida se muestran algunos parámetros característicos de este receptor.

Parámetros Absolutos Máximos		Valor			Unidades	
Potencia de la señal de radiofrecuencia incidente		-10			dBm	
Polarización (V_{cc} referido a 0 [V])		0.3 a +4.0			V _{cc}	
Descargas electrostáticas		±200			V	
($C_d = 100$ [pF], $Z_1 = 1.5$ [k Ω]) Los otros terminales a 0 [V]		+300			V	
Tolerancia de la temperatura		-45 a +100			°C	
Parámetros Característicos		Símbolo	Valores		Unidades	
			Mínimo	Típico	Máximo	
Radiofrecuencia de operación		f_r	916.50		MHz	
Tipo de modulación de la portadora recibida			Modulación OOK		-	
Sensibilidad		S_r	-80		dBm	
Potencia de la señal		P_r	-10		dBm	
Ancho de banda del canal		B_c	$f_r \pm 200$		kHz	
Ancho de banda equivalente de ruido		B_n	48		kHz	
Impedancia de entrada		Z_i	50		Ω	
Rechazo a señales de interferencia		Espurias a $f_c \pm 1$ [MHz]		80	dB	
Secuencia (Muestreo)		Duración del muestreo		15	dB	
Señal en banda base		Velocidad de muestreo		700	ns	
Umbral para la comparación		Superior (detección establecida)		625	kHz	
Salida digital		Inferior (ignorar la detección)		20	kbits/s	
		N_p	25		kHz	
		N_i	0		mV	
		C_d	10		pF	
		V_{OH}	$V_{cc} - 0.2$		V	
		V_{OL}	0.0		V	
		t_{ra}	3		μ s	
		t_{rd}	3		μ s	
Polarización (Batería de litio)		V_{cc}	2.7	3.0	3.5	V _{Li}
		I_{cc}	2.5		3.0	mA
Tolerancia en la temperatura de operación		T_p	-40	25	+85	°C

En la siguiente figura se muestra un posible diagrama de la aplicación del sistema GPS en vehículos sonda.

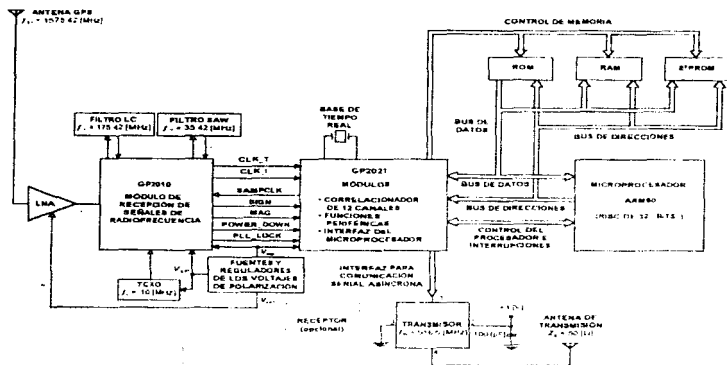


Diagrama de la aplicación del receptor GPS a bordo de un vehículo sonda

En la aplicación propuesta es posible que se requiera mandar algún comando de reinicio del sistema, por lo que se puede añadir otro sistema radiotransmisor de enlace para comandar desde la estación terrena al sistema, aprovechando nuevamente el **UART** doble del circuito GP2021.

Otra modificación en el diagrama presentado es la inclusión de un convertidor Analógico/Digital (A/D) en el caso de que se utilice un módulo de instrumentación a bordo de los vehículos sonda, como pueden ser medidores de presión, temperatura y velocidad, ya que el microprocesador propuesto no posee este tipo de dispositivo. Otra opción sería sustituir el microprocesador **ARM60** por algún otro que posea un convertidor Analógico/Digital ya incluido, pero es necesario realizar un cuidadoso análisis que contemple las características que debe cumplir el microprocesador sustituto, pues debe satisfacer las necesidades mínimas de capacidad y velocidad de procesamiento del receptor **GPS**, así como las de los dispositivos de medición agregados.

En la siguiente figura se muestra el diagrama de la estación terrena la cual sólo emplea el receptor antes mencionado, una interfaz de comunicación serial y una computadora personal (PC) que realiza los cálculos para la estimación de la posición del receptor GPS a bordo del vehículo sonda.

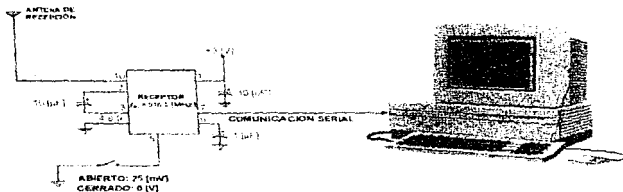


Diagrama de la estación terrena.

La aplicación propuesta está sujeta a modificaciones ya que no se ha podido probar el circuito planteado.

NOTA:

Para mayor información acerca de los dispositivos seleccionados, refiérase al Apéndice D que contiene las hojas de especificaciones publicadas por las compañías fabricantes de cada uno de éstos.

La presente tesis es casi en su totalidad teórica por lo que resulta difícil tener resultados prácticos, sin embargo, toda la descripción del receptor **GPS** está basada en una tarjeta de receptor **GPS** de la compañía GEC Plessey Semiconductors.

La tarjeta cuenta con un programa (*software*) **GPS Builder-2** diseñado por la misma compañía para desarrollar el control de los componentes del receptor **GPS**, establecer la comunicación vía los puertos seriales de la computadora y desplegar en pantalla los diferentes parámetros de efemérides, almanaques, número de satélites disponibles, estimación de la posición del receptor, etc.

La tarjeta mencionada está formada por una sección principal y otra secundaria. La sección principal consta de una serie de componentes que establecen la interfaz con la Arquitectura Industrial Estándar o ISA (Industry Standard Architecture) que determina la distribución de las líneas de comunicación y datos dentro de las ranuras para las tarjetas de la computadora personal. La tarjeta secundaria está formada por cada uno de los componentes que fueron descritos en el capítulo del receptor **GPS**, es decir los circuitos integrados **GP2010** y **GP2021** diseñados por la compañía GEC Plessey Semiconductors y elementos adicionales necesarios para su funcionamiento. La interfaz de comunicación serial asincrónica que posee el receptor **GPS** puede conectarse, en caso de ser necesario a alguno de los dos puertos seriales (**COM1 / COM2**) de la computadora en la que se encuentre albergado.

Esta tarjeta se encuentra conectada a una computadora personal del Laboratorio del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.) y se han realizado diversas pruebas con ella para determinar la precisión que ésta puede proporcionar para la estimación de la posición del usuario.

Convencionalmente, se opta por realizar pruebas de *navegación estática*, las cuales consisten en la adquisición de datos experimentales proporcionados por el receptor **GPS** con el fin de evaluar la precisión que se alcanza según su desempeño. Con estos fines, se obtuvieron los resultados de la estimación de la posición del usuario en coordenadas x_u , y_u , y el valor del factor **GDP** que el microprocesador del receptor iba calculando para diferentes satélites disponibles durante intervalos de un segundo en un lapso de 15 minutos aproximadamente.

Los datos obtenidos se seleccionaron dependiendo del número de satélites que se encontraban disponibles en ese instante y tomando como referencia la posición de la cúpula de la Facultad de Ingeniería. Luego, se realizaron las gráficas de los errores de la posición en x y y entre el lugar antes mencionado y la posición estimada por el receptor **GPS**.

CH: número del canal de seguimiento del circuito integrado **GP2021** (1-12)

Estado del satélite:

- E** ubicado por debajo del ángulo de elevación mínimo (0° a 10°)
- D:** satélite inhabilitado por el usuario
- U:** problemas en el estado de operación del satélite

SV: identificador del satélite captado y asignado al canal (1-32)

ELV: predicción del ángulo de elevación del satélite [°]

AZI: predicción del ángulo de azimut del satélite [°]

DOPP: predicción del comentario Doppler en la frecuencia portadora L_1 del satélite [Hz]

NCO: comentario Doppler o espacio en frecuencia aplicados a la frecuencia de referencia generada por el primer DCO durante la búsqueda y seguimiento del satélite [Hz]

UERE: Error en la Distancia Equivalente del Usuario (User Equivalent Range Error) o Precisión en la Distancia del Usuario URA (User Range Accuracy) [-]

SF: último subcuadro que se ha recibido (1-5) [-]

PRerr: error entre la predicción y determinación de las pseudo-distancias [m]

PRRerr: error entre la predicción y determinación del cambio en las pseudo-distancias [m/s]

ICPerr: error entre la predicción y determinación de las distancias dadas por la fase acumulada [m]

DiffC: corrección diferencial de las pseudo-distancias [m]

SNR: estimación de la relación señal a ruido posterior a la detección [dB]

Ajustes:

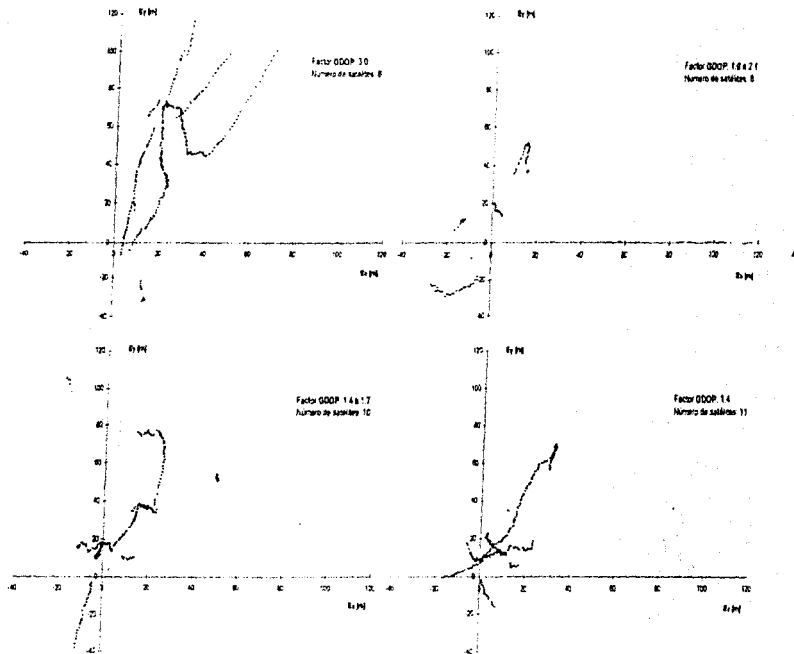
- C** = indicador del ajuste en la operación de correlación entre secuencias del código C/A
- C** = indicador del ajuste de la frecuencia de referencia del primer DCO
- B** = indicador del ajuste en la sincronización de los "bits" de datos (detector de sus flancos)
- F** = indicador del ajuste en la sincronización de los cuadros y subcuadros de datos
- ~** = rastreo temporal durante la pérdida de la recepción de las señales de los satélites

En las siguientes gráficas se muestran los datos obtenidos y, por la disposición cada vez más concentrada de éstos en el plano X-Y, se puede concluir que el número de satélites disponibles es un factor determinante en la precisión de la estimación de la posición a partir del receptor GPS.

NOTA:

La posición de referencia de la cúpula de la Facultad de Ingeniería está tomada del Anuario del Observatorio Astronómico Nacional, editado por el Instituto de Astronomía.

Error en la estimación de la posición del receptor



NOTA: El origen de las gráficas corresponde al punto de referencia local (cúpula de la Facultad de Ingeniería de la U.N.A.M.)

Las conclusiones a las que se llegaron contemplan diferentes aspectos y se listan en seguida.

- Para obtener un profundo conocimiento sobre los principios del funcionamiento del sistema **GPS** es necesario entender lo más claramente posible una gran cantidad de términos y conceptos utilizados en una gran variedad de disciplinas científicas, tales como la Física, la Astronomía y por supuesto la Ingeniería que, en algunos casos, puede ser difícil alcanzar su pleno entendimiento pero que una vez identificadas y comprendidas permiten reconocer la gran relación que existe entre éstas.
- Las bases físicas, matemáticas y técnicas adquiridas durante la carrera son suficientes para comprender un sistema tan complejo como es el **GPS**.
- El sistema **GPS** utiliza señales de Espectro Expandido por Secuencia Directa, las cuales permiten el uso de un solo canal de transmisión sin presentarse interferencia significativa entre la gran cantidad de satélites y usuarios de este sistema.
- Los conocimientos adquiridos al realizar este trabajo se pueden canalizar para modificar de manera significativa el receptor **GPS** para adecuarlo a las necesidades de la aplicación a la que se le desee destinar.
- La recopilación de información que se ha desarrollado en esta tesis puede ser de gran utilidad para investigadores o alumnos interesados en utilizar el sistema **GPS**, y puede servir de base para cátedráticos que deseen enseñar este tipo de temas.
- El sistema **GPS** ha cobrado mayor importancia debido a los adelantos científicos y tecnológicos que día con día surgen en todo el mundo, tales como nuevos receptores que alcanzan mayor precisión, microprocesadores con mayor capacidad y rapidez de procesamiento, los cuales han acrecentado las múltiples aplicaciones de este sistema de navegación por satélite y es responsabilidad de un ingeniero tener conocimiento de los últimos adelantos en su área profesional.
- Los márgenes de error obtenidos en las pruebas de navegación estática están dentro de los parámetros normales para usuarios civiles.

- La propuesta de aplicación expuesta es bastante flexible por lo que se puede utilizar para el rastreo de casi cualquier tipo de vehículo (terrestres, marítimos o aéreos), siempre y cuando se realicen los ajustes y modificaciones necesarios, así como la actualización de los dispositivos empleados en el receptor **GPS** y el enlace telemétrico, puesto que entre cada seis meses o un año, en promedio, surgen mejoras significativas en las características de los componentes electrónicos presentes en el mercado (reducción de las dimensiones físicas y el costo) que pueden superar a los módulos escogidos en la aplicación propuesta
- El emplear el sistema **GPS** en un globo sonda para determinar la velocidad y dirección de los vientos puede ser de gran importancia para estimar la influencia de las condiciones meteorológicas o fenómenos naturales que puedan afectar a las regiones pobladas del país, tales como la emisión de gases por la erupción del volcán Popocatepetl o la presencia de huracanes en los litorales y zonas costeras.
- El sistema **GPS** puede ser de gran utilidad para la recuperación de la carga útil de los globos y cohetes sonda sobretodo cuando el costo del equipo de medición a bordo de éstos sea tal que sea necesario recobrarlo para poder utilizarlo en vuelos posteriores
- Existe la propuesta de los usuarios civiles del sistema **GPS** para que el gobierno estadounidense desactive la Disponibilidad Selectiva (**S/A**) ya que el propósito inicial de este sistema de protección era el de impedir que los enemigos de los Estados Unidos alcanzaran la alta precisión que proporciona este sistema pero últimamente ha sido necesario inhabilitar la Disponibilidad Selectiva puesto que el ejército norteamericano no dispone de suficientes receptores especiales necesarios para eliminar el error que el Departamento de Defensa agrega al sistema **GPS**. Si esta propuesta es aprobada por el gobierno americano, el alcance de las aplicaciones del sistema **GPS** se acrecentará significativamente gracias al aumento en la precisión que puedan alcanzar los receptores **GPS** y a la reducción en el costo de los mismos.
- Al desarrollar este trabajo de investigación se pudo observar que comúnmente los ingenieros no emplean de manera correcta el idioma español, debido a la tendencia de utilizar términos técnicos en otros idiomas o con traducciones erróneas de los mismos.
- Los objetivos planteados al principio de este trabajo no se cumplieron plena y satisfactoriamente ya que resta realizar la aplicación propuesta

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Painter, John H. Navegación por Satélite. Enciclopedia de la Electrónica, Ingeniería y Técnica. Editora: Océano Centrum Tomo VII.
- Parkinson, Bradford W. y Spilker, James J. Global Positioning System: Theory &. Estados Unidos de Norteamérica, Edición: Spilker, James J.; Parkinson, Bradford W. y otros. Publicado por: Instituto Americano de Astronáutica y Aeronáutica (American Institute in Astronautics and Aeronautics), 1995. Volumen I.
- Schwartz, Mischa. Transmisión de Información, Modulación y Ruido. (Traducción: Muñoz Gamboa, Caupolicán; Revisión Técnica: Landeros Ayala, Salvador), México. Editorial McGraw-Hill, 1990, Tercera Edición.
- Stremier, Ferrel G. Introducción a los Sistemas de Comunicación. (Traducción: Duchén Sánchez, Gonzalo Isaac, Reneau Ballester, Ruy y otros). Estados Unidos de Norteamérica. Editorial Addison-Wesley Iberoamericana, 1993, Tercera Edición

HOJAS DE ESPECIFICACIONES

- Publicaciones de la compañía GEC Plessey Semiconductors
DS3861 Filtro de Ondas Acústicas Superficiales (SAW) **DW9255**
DS4056 Circuito Integrado **GP2010**
DS4057 Circuito Integrado **GP2021**

REFERENCIAS ELECTRÓNICAS

- <http://ds.dial.pipex.com>
<http://www.auslig.gov.au>
<http://www.gpsemi.com>
<http://www.rakon.com>
<http://www.rfm.com>

amplificador de bajo ruido (LNA)

Preamplificador situado entre la antena y el receptor de la estación terrena. Para obtener la máxima eficiencia, se debe localizar tan próximo como sea posible de la antena y, comúnmente, se acopla directamente a la misma. El amplificador de bajo ruido se diseña para que contribuya con la menor cantidad de ruido térmico sobre la señal recibida.

ancho de banda

Medida del espectro de frecuencia usado por un sistema o equipo.

ancho de haz

Ángulo o forma cónica del haz que proyecta la antena. Las antenas grandes tienen anchos de haz muy angostos y pueden apuntar con mayor precisión a satélites en el espacio o áreas de tráfico denso en la Tierra. Anchos de haz muy estrechos requieren de altos niveles de potencia y de un gran desempeño en las comunicaciones.

ángulo horario

Ángulo medido en dirección oeste desde el meridiano del observador al meridiano que contiene la dirección del objeto celeste.

anomalía excéntrica (E_s)

Ángulo auxiliar usado en la integración de las ecuaciones de Newton para el movimiento elíptico. E_s es el ángulo entre el eje principal y la línea desde el centro de la elipse al punto Q en el círculo que circunscribe a la elipse. El punto Q es una proyección del satélite a lo largo de una línea paralela al eje menor de la elipse.

anomalía media (M_s)

Ángulo medido desde el *periapsis* en dirección del movimiento del satélite, el cual recorrería el satélite al moverse a velocidad constante, esto es $M_s = 2\pi t_s/T$ [rad], donde T es el periodo orbital y t_s es el instante que indica la posición del satélite.

anomalía real (v_s)

Ángulo en el plano de la órbita del satélite entre el *periapsis* y la posición del satélite, medido en la dirección de su movimiento.

apertura

Sección de área transversal de la antena, la cual está expuesta a la señal del satélite.

apogeo

Punto en la órbita elíptica del satélite que se encuentra más lejana al centro gravitacional de la Tierra

argumento de perigeo (ω)

Ángulo en el plano de la órbita del satélite entre el *nodo ascendente* y el *perigeo*, medido en dirección del movimiento del satélite.

ascensión recta

Ángulo en el plano ecuatorial, medido en dirección este desde la dirección del equinoccio vernal a un *meridiano* en particular, por ejemplo, el meridiano que contiene al vector que apunta en dirección al satélite

ascensión recta del nodo ascendente (Ω)

Ángulo en el plano ecuatorial entre la dirección del equinoccio vernal y la dirección del *nodo ascendente*, medido en sentido horario cuando es visto desde el lado norte del plano ecuatorial

atenuación

Pérdida de potencia de las señales electromagnéticas que se presenta entre los puntos de transmisión y recepción

azimut (θ_A)

Ángulo de rotación (horizontal) que una antena parabólica terrena debe girar de un punto a un satélite en órbita. El ángulo de azimut para cualquier satélite en particular puede ser determinado por cualquier punto en la superficie de la Tierra dando la latitud y la longitud de ese punto. Para mayor facilidad, el ángulo de azimut está definido con respecto al norte

banda base

Señal de salida que se obtiene directamente de alguna fuente de información con su frecuencia intermedia sin traslación en el espectro en frecuencia (centrada en 0 [Hz]).

banda C

Banda de frecuencias entre 4 y 8 [GHz] donde las bandas de 4 y 6 [GHz] son utilizadas para comunicaciones vía satélite. Específicamente, el espectro de frecuencias de esta banda comprendido de 3.7 a 4.2 [GHz], es usada para el enlace descendente y la de 5.925 a 6.425 [GHz] para el enlace ascendente.

banda L

Banda de frecuencias entre 1 y 2 [GHz]. También se refiere al espectro que comprende desde 950 hasta 1450 [MHz] que se utiliza en comunicaciones móviles

baud

Unidad de la tasa o velocidad de transmisión de datos basada en el número de elementos de señal o símbolos transmitidos por segundo. Actualmente la velocidad de transmisión de la mayoría de señales digitales se mide en *bits* por segundo.

bit

Unidad digital mínima de información o dígito binario (*binary digit*).

canal

Banda de frecuencia que se ocupa para transmitir una señal en particular.

CDMA (Code Division Multiple Acces)

Acceso Múltiple por División de Código. Se refiere a un esquema de acceso múltiple donde las estaciones utilizan alguna técnica de modulación de Espectro Expandido y códigos ortogonales para evitar interferencias entre sus señales.

cenit

Punto del cielo situado en la vertical de un lugar en particular de la Tierra.

Control Automático de Ganancia (AGC)

Circuito que automáticamente controla la ganancia de un amplificador, por lo que el nivel de la señal de salida es prácticamente constante para variaciones en el nivel de la señal de entrada.

control de actitud

Orientación del satélite en relación a la Tierra y al Sol.

dB

Potencia en *decibeles* relativa a una fuente isotrópica.

dB_m

Razón de la potencia con respecto a un miliwatt, expresada en *decibeles*.

dB_w

Razón de la potencia con respecto a un watt, expresada en *decibeles*.

decibel (dB)

Unidad logarítmica que convencionalmente se utiliza para expresar la razón entre dos niveles de potencia. Ésta es usada en comunicaciones para expresar la ganancia o la pérdida en la potencia entre la entrada y la salida de los dispositivos.

declinación

Ángulo en un meridiano, medido en dirección norte desde la eclíptica hacia una dirección en particular (dirección definida como la línea desde el centro de la Tierra hacia un objeto celeste en particular).

dirección del equinoccio vernal

Dirección que apunta hacia la constelación de Aries. En el primer día de primavera, la línea que une el centro de la Tierra y el centro del sol apunta en esta dirección. Esta línea es la intersección del plano ecuatorial de la Tierra con el *plano eclíptico*. La dirección del equinoccio vernal es usada como el eje x para los sistemas de referencia astronómicos (si se necesita una extrema precisión, será necesario especificar que la referencia está basada en el equinoccio vernal para una época en particular).

ecuación de Kepler

Ecuación que relaciona la *anomalía real* (M_k), la *anomalía excéntrica* (E_k) y la *excentricidad* (e). Esta ecuación, $M_k = E_k + e \cdot \text{sen}(E_k)$ [rad], se usa para calcular E_k a partir de M_k y de e . Es posible calcular la *anomalía real* (v_k) partiendo de E_k .

elementos o parámetros orbitales

Conjunto de seis parámetros que juntos describen la forma y orientación de una órbita elíptica alrededor de la Tierra, así como la posición de un satélite en esa órbita para una cierta época. Los elementos usuales son: la *ascensión recta del nodo ascendente* (Ω), el *argumento de perigeo* (ω), la *anomalía excéntrica* (E_k), el *semieje mayor* (a), la *inclinación* (i) y la *excentricidad* (e).

Elevación (ϕ_E)

Inclinación ascendente medida en grados que se requiere para alinear la antena de un receptor con la de un satélite en un enlace de comunicación. Cuando el alineamiento ocurre en el horizonte la elevación es de cero grados. Si el alineamiento se presenta en el *cenit*, la antena de la estación terrena presenta una elevación de 90°.

época

Fecha y tiempo escogido como referencia a partir del cual se mide el tiempo. Un conjunto de elementos orbitales es válido para una época específica.

equinoccio

Momento en el cual el sol es visto desde la Tierra aparecer atravesando el ecuador celeste. Esto ocurre alrededor del 21 de marzo (equinoccio vernal) y del 22 de septiembre (equinoccio otoñal).

espectro

Intervalo de frecuencias electromagnéticas usados en la transmisión de mensajes.

estación terrena

El término se utiliza para describir la combinación de una antena, un amplificador de bajo ruido, una etapa de reducción de frecuencia y un receptor, usados para captar una señal emitida por un transmisor o un satélite.

excentricidad (e)

Constante que define la forma de la órbita. Para una órbita elíptica: $e = c/a$ [-], donde c es la distancia del foco al centro de la elipse, y a es el semieje mayor; $0 < e < 1$.

figura de la Tierra

Forma de la Tierra que puede ser aproximada por medio de un esferoide de revolución.

La forma de la elipse se especifica por los siguientes valores (WGS84)

radio ecuatorial (R_E) = 6,378,137 [m]

radio polar (R_P) = 6,356,752.3 [m]

factor de achatamiento (f) = 1/298 257223563

figura de ruido (F)

Término que indica el cociente de las relaciones señal a ruido en la entrada sobre el de la salida de un dispositivo (receptor, amplificador, mezclador, etc.).

frecuencia de la señal portadora

Frecuencia principal en la cual se transmite la señal de mensaje. Los transmisores de comunicaciones vía satélite y de microondas operan en la banda de 1 a 14 [GHz]. La portadora es una señal analógica que puede estar modulada en amplitud, frecuencia o fase en relación por el mensaje.

ganancia

Medida de amplificación expresada en *decibeles*. La ganancia de una antena se refiere a la capacidad de ésta para concentrar la potencia de una señal captada.

inclinación de la órbita (i)

Angulo entre el plano del ecuador de la Tierra y el plano que contiene la órbita (medido positivamente en dirección del polo norte).

interferencia

Energía que interfiere con la recepción de las señales deseadas. Ésta puede ser producida por canales de radiofrecuencia adyacentes, o por la reflexión de señales en diferentes objetos (montañas, edificios, etc.).

límite de cobertura

Límite del área de alcance de un satélite. En muchos casos se considera que éste presenta un nivel medio de la potencia de la señal (3 [dB] por debajo del nivel en el lóbulo principal).

línea de nodos

Línea de intersección entre el ecuador y el plano orbital. Esta línea atraviesa los nodos ascendente y descendente.

modulación

Proceso de manipular la frecuencia, fase o amplitud de una señal portadora en relación con una señal de mensaje o datos.

movimiento angular medio (n)

Promedio de velocidad angular de un satélite en una órbita elíptica, dado por: $n = 2\pi / T$ [rad / s], donde T es el periodo orbital

multi-canalización

técnica que permite un número simultáneo de transmisiones en un solo enlace o canal.

nodo ascendente

Punto en el plano ecuatorial donde el satélite cruza el plano ecuatorial en dirección norte.

nodo descendente

Punto en el plano ecuatorial donde el satélite cruza el plano ecuatorial en dirección sur.

órbita geoestacionaria

Órbita circular en el plano ecuatorial de la Tierra con un periodo orbital exactamente de una *día sideral*. El radio de una órbita geoestacionaria es 6 610 (ecuatorial) veces el radio de la Tierra, es decir, aproximadamente 35,781 [km] sobre la superficie terrestre.

órbita ecuatorial

Órbita de un vehículo espacial cuyo plano es paralelo al del ecuador

órbita geoestacionaria

Órbita en la cual un satélite aparenta permanecer fijo con respecto a un punto de la Tierra, al presentar un ángulo de inclinación de cero grados respecto al ecuador y girar a la misma velocidad angular que la Tierra.

órbita geosíncrona

Órbita circular de un satélite situado a 35,781 [km] sobre la superficie del ecuador terrestre, la cual produce que la velocidad orbital del satélite sea igual a la velocidad tangencial de la velocidad de rotación de la Tierra.

órbita inclinada

Cualquier órbita no ecuatorial de un satélite

órbita polar

Órbita con su plano alineado en paralelo al eje polar terrestre

órbita progresiva

Órbita de un satélite alrededor de la Tierra, en la cual la proyección de la posición del satélite en el plano ecuatorial gira en dirección de la rotación de la Tierra. La *inclinación* de la órbita de un satélite en una órbita progresiva es menor a 90 grados.

órbita retrógrada

Órbita de un satélite alrededor de la Tierra, en la cual la proyección de la posición del satélite en el plano ecuatorial gira en dirección opuesta a la rotación de la Tierra. La *inclinación* de la órbita de un satélite en una órbita retrógrada excede los 90 grados.

PCM (Pulse Code Modulation)

Técnica de modulación por división de tiempo en la cual se obtienen muestras de las señales analógicas y se cuantifican a intervalos periódicos para obtener señales digitales. Los valores observados son representados por pulsos codificados.

periapsis

Punto de una órbita elíptica que se encuentra más cercano al centro gravitacional del sistema que consiste en un cuerpo primario y el satélite (En sistemas basados en Tierra, el periapsis es llamado *perigeo*)

perigeo

Punto de la órbita de un satélite que se encuentra más próximo al centro gravitacional de la Tierra.

período orbital (T)

Tiempo que transcurre para que un satélite complete una vuelta a su órbita

perturbación

Desviación del movimiento real elíptico de un satélite causado por disturbios en las aceleraciones debido a la forma no esférica de la Tierra, la influencia del Sol sobre la Luna, el arrastre y la presión de la radiación del Sol.

plano eclíptico

Plano en el que la Tierra gira alrededor del Sol.

polarización

Técnica utilizada para incrementar la capacidad de los canales de transmisión de las señales de los satélites sin producir interferencia entre las mismas. Para la correcta recepción y detección de dichas señales, las antenas de las estaciones terrenas o de los usuarios deben presentar el mismo tipo de polarización

precisión

Rotación del plano orbital causado por la forma no esférica de la Tierra. Debido al movimiento de precesión, la normal del plano orbital barre una superficie en forma de cono en el espacio con un ángulo de su semi-vértice igual a la inclinación (i). En este caso, la línea de intersección del ecuador y el plano orbital (*línea de nodos*) gira hacia el oeste en una órbita *progresiva* y hacia el este en una órbita *retrógrada*.

razón de señal a ruido (S/N)

Relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido en un ancho de banda dado expresada, comúnmente, en *dB*.

retardo

Tiempo que toma la señal en viajar del satélite a la estación del usuario.

ruido

Cualquier señal no deseada ni modulada que siempre está presente en ciertos límites de la señal de interés.

semieje mayor de una elipse (a)

Radio de la elipse que une al centro y uno de sus focos.

sincronización

Proceso que ajusta en el tiempo a los flancos ascendentes y descendentes de las señales digitales en el receptor con las de los satélites.

tasa de bits

Velocidad de una transmisión digital, medida en *bits* por segundo.

tasa de bits erróneos

Fración de una secuencia de mensaje de *bits* que están equivocados. Una tasa de bits erróneos de 10^6 significa un promedio de un *bit* erróneo por cada millón de *bits*.

tiempo de efemérides (t_e)

Mediciones de alta precisión con relojes atómicos muestran que el periodo de rotación de la Tierra es ligeramente irregular. El tiempo de efemérides es introducido para remover la dependencia en la rotación de la Tierra, y es calculado a partir de la observación del movimiento de la Luna. En la práctica, las diferencias entre el tiempo de efemérides y el *Tiempo Universal* pueden ser desechadas. La diferencia absoluta se ha incrementado en los últimos 100 años a 60 segundos aproximadamente.

tiempo medio de Greenwich (GTM)

El tiempo medio solar en el meridiano de Greenwich, Inglaterra, anteriormente usado como base de tiempo estándar. Actualmente, el **GTM** se reemplaza por el *tiempo universal (UT)*.

tiempo sideral

Tiempo requerido por la Tierra para girar una vez sobre su eje tomando como referencia a las estrellas. Esto ocurre en 23 horas 56 minutos 4 segundos del *tiempo medio solar* ordinario. Un día sideral consiste de 24 horas siderales. El día sideral comienza cuando el *equinoccio vernal* cruza el meridiano de Greenwich. Por tanto, el tiempo sideral es igual al *ángulo horario* del *equinoccio vernal*.

Tiempo Medio Solar o Tiempo Universal (UT)

Tiempo medido con respecto al movimiento de un cuerpo ficticio llamado Sol Medio, el cual se mueve a razón constante (otra forma para establecer esta suposición es que la Tierra se mueve en una órbita circular alrededor del sol, y que el eje de rotación es perpendicular al plano orbital (eclíptica)). El intervalo de tiempo entre dos meridianos que cruzan por el Sol Medio es exactamente un día solar. Debido a los efectos combinados de la excentricidad de la órbita de la Tierra y la inclinación del eje de rotación de la Tierra, el sol sale en realidad en el meridiano local un poco antes en ciertas ocasiones del año y un poco después en otras. La diferencia entre el tiempo real del sol y el tiempo medio solar es llamado ecuación de tiempo (con variaciones de ± 15 minutos durante el año). El tiempo medio solar local en el meridiano de Greenwich, es llamado también tiempo medio de Greenwich (GTM), o tiempo Zúlu (Z).

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

Relación del voltaje de la onda estacionaria mediante la cual se miden errores de acoplamiento en los cables, las guías de onda y las antenas.

CÁLCULO DE LOS ÁNGULOS DE AZIMUT Y ELEVACIÓN

Para estimar los ángulos de azimut (θ_A) y de elevación (ϕ_E) de un satélite a partir de sus coordenadas en el Sistema Geocéntrico Fijo en Tierra (ECEF) (x_s, y_s, z_s) y de las del usuario en los sistemas ECEF (x_u, y_u, z_u) y geodésico (LLA) (ϕ, λ, h) se realiza el siguiente procedimiento de cálculo mediante las ecuaciones que a continuación se resumen.

El radio de curvatura en un punto dado sobre la superficie terrestre (r_c) es:

$$r_c = R_E / \sqrt{1 - e^2 \sin^2(\phi)} \quad [m]$$

donde:

$$R_E \approx 6,378,137 \quad [m] \text{ radio ecuatorial (semieje mayor del elipsoide WGS84)}$$

$$e^2 = 2f - f^2 \approx 0,00669438 \quad [-] \text{ excentricidad del elipsoide de revolución del modelo terrestre utilizado por el sistema WGS84}$$

$$f \approx 1/298,257 \quad [-] \text{ factor de achatamiento del sistema WGS84}$$

Las coordenadas de la posición del usuario están definidas por:

$$x_u = (r_c \cdot h) \cos(\phi) \cos(\varphi) \quad [m]$$

$$y_u = (r_c \cdot h) \cos(\phi) \sin(\varphi) \quad [m]$$

$$z_u = (r_c (1 - e^2) \cdot h) \sin(\varphi) \quad [m]$$

donde:

$$x_u, y_u, z_u = \text{coordenadas del usuario referidas al sistema ECEF}$$

$$\phi, \lambda, h = \text{coordenadas geodésicas del usuario (latitud, longitud, altitud)}$$

$$\varphi = \lambda + \theta_u = \text{hora angular del usuario} \quad [\text{rad}]$$

$$\theta_u = \text{tiempo sideral del meridiano de Greenwich} \quad [\text{rad}]$$

El vector dirigido que une la posición del satélite i con la del usuario es:

$$\vec{r}_{u-s_i} = (x_s - x_u)\hat{i} + (y_s - y_u)\hat{j} + (z_s - z_u)\hat{k} \quad [\text{m}]$$

$$|\vec{r}_{u-s_i}| = \rho_i = \sqrt{(x_s - x_u)^2 + (y_s - y_u)^2 + (z_s - z_u)^2} \quad [\text{m}]$$

Definiendo los siguientes vectores unitarios locales ($\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3$).

$$\hat{e}_1 = \begin{bmatrix} \text{sen}(\phi)\cos(\varphi) \\ \text{sen}(\phi)\text{sen}(\varphi) \\ -\cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{sur}) \quad ; \quad \hat{e}_2 = \begin{bmatrix} -\text{sen}(\varphi) \\ \cos(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{este}) \quad ; \quad \hat{e}_3 = \begin{bmatrix} \cos(\phi)\cos(\varphi) \\ \cos(\phi)\text{sen}(\varphi) \\ \text{sen}(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{cenit})$$

Realizando los productos punto entre el vector dirigido (\vec{r}_{u-s_i}) y cada uno de los vectores locales ($\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3$) y al normalizar respecto a la magnitud del vector dirigido ($|\vec{r}_{u-s_i}|$), se obtienen las magnitudes escalares (a_1, a_2, a_3), dadas por:

$$a_1 = (\vec{r}_{u-s_i} \cdot \hat{e}_1) / |\vec{r}_{u-s_i}| = [(x_s - x_u)\text{sen}(\phi)\cos(\varphi) + (y_s - y_u)\text{sen}(\phi)\text{sen}(\varphi) - (z_s - z_u)\cos(\phi)] / |\vec{r}_{u-s_i}|$$

$$a_2 = (\vec{r}_{u-s_i} \cdot \hat{e}_2) / |\vec{r}_{u-s_i}| = [-(x_s - x_u)\text{sen}(\varphi) + (y_s - y_u)\cos(\varphi)] / |\vec{r}_{u-s_i}|$$

$$a_3 = (\vec{r}_{u-s_i} \cdot \hat{e}_3) / |\vec{r}_{u-s_i}| = [(x_s - x_u)\cos(\phi)\cos(\varphi) + (y_s - y_u)\cos(\phi)\text{sen}(\varphi) - (z_s - z_u)\text{sen}(\phi)] / |\vec{r}_{u-s_i}|$$

Luego, los ángulos de elevación (ϕ_E) y de azimut (θ_A) para un satélite son:

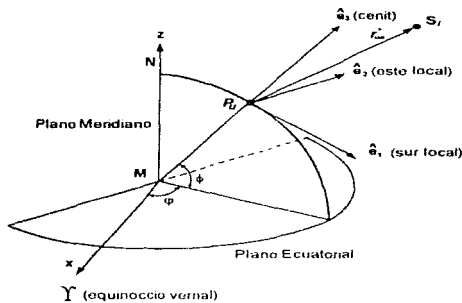
$$\phi_E = \text{sen}^{-1}(a_3) \quad [\text{rad}]$$

$$\theta_A = \tan^{-1}\left(\frac{a_2}{a_1}\right) \quad [\text{rad}] \quad \text{si} \quad a_1 < 0 \text{ y } a_2 > 0$$

$$\theta_A = \pi - \tan^{-1}\left(\frac{a_2}{a_1}\right) \quad [\text{rad}] \quad \text{si} \quad a_1 > 0$$

$$\theta_A = 2\pi - \tan^{-1}\left(\frac{a_2}{a_1}\right) \quad [\text{rad}] \quad \text{si} \quad a_1 < 0 \text{ y } a_2 < 0$$

El siguiente diagrama muestra la distribución del sistema de coordenadas ortogonales formado por los vectores unitarios locales ($\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3$), ubicados en el meridiano que comprende a la posición del usuario dada por las coordenadas en el Sistema Geocéntrico Fijo en Tierra o ECEF del punto P_u (x_u, y_u, z_u). A partir de este sistema de coordenadas local se obtiene la estimación de los ángulos de elevación (ϕ_E) y de azimut (θ_A) para el satélite i .



Sistema de coordenadas para la estimación de los ángulos de elevación y de azimut para el satélite i

NOTA:

Para mayor información acerca del cálculo de los ángulos de azimut y elevación referirse a:
<http://ds.dial.pipex.com>

FÓRMULAS DE MOLODENSKY

Desde hace mucho tiempo se han creado diferentes sistemas geodésicos de referencia para determinar posiciones en la superficie de la Tierra. Estos sistemas se basan en elipsoides distintas que modelan a la Tierra. Es por esto que es necesario disponer de herramientas precisas para transformar posiciones de un sistema a otro. Entre los sistemas más utilizados están el **AGD84** y el **WGS84**, el primero referido a una región local (Australia) y el segundo es universal.

El sistema **AGD84** (Australian Geodetic Datum 1984) es un ajuste nacional, referido al **GMA82** (Geodetic Model of Australia 1982), el cual fue desarrollado usando todos los datos geodésicos australianos previamente incluidos en un ajuste anterior de 1996, así como observaciones modernas terrestres y desde el espacio. El resultado en el cambio de coordenadas por este ajuste fue aceptado por el Concilio Cartográfico Nacional (National Mapping Council) en 1984. El **ANS** (Australian National Spheroid) es el mejor ajuste de elipsoide adoptado para usarse en el sistema **AGD**.

Se ha adoptado el sistema de referencia geocéntrico por ser el que proporciona el mejor ajuste para toda la Tierra, basado en las últimas informaciones. El sistema de referencia adoptado en 1980, conocido como **GRS80** (Geodetic Reference System 1980) fue utilizado por la Agencia Cartográfica de la Defensa de los Estados Unidos o **DMA** (United States Defense Mapping Agency) como la base para el sistema **WGS84** (World Geodetic System 1984), el cual es usado actualmente por el sistema de navegación **GPS**.

Generalmente se considera que el método más eficiente para convertir posiciones de un sistema de coordenadas a otro, es mediante una transformación matemática entre ellos.

La **DMA** ha desarrollado un método de transformación simplificado, el cual emplea como origen el centro de la Tierra y el cambio de parámetros de dos elipsoides diferentes. Las ecuaciones que se emplean para hacer estas transformaciones son las llamadas fórmulas de Molodensky. Este método ajusta posiciones del sistema **AGD84** al **WGS84**. Cada uno de estos sistemas de referencia modela a la Tierra con un elipsoide diferente por lo que es necesario realizar las transformaciones adecuadas.

Las pruebas limitadas han mostrado que el método de conversión de Molodensky del sistema **AGD84** al **WGS84**, puede proporcionar resultados de latitud y longitud con una precisión del orden de 5 a 10 metros, y una altura con una precisión de alrededor de 10 a 20 metros.

Las fórmulas de Molodensky son las siguientes.

$$e^2 = 2f - f^2 \quad [-] \quad ; \quad r_c = \frac{R_E}{\sqrt{1 - e^2 \operatorname{sen}^2(\phi)}} \quad [\text{m}] \quad ; \quad r_c' = \frac{R_E(1 - e^2)}{(\sqrt{1 - e^2 \operatorname{sen}^2(\lambda)})^3} \quad [\text{m}]$$

$$\delta\phi = \frac{-\delta x \operatorname{sen}(\phi) \cos(\lambda) - \delta y \operatorname{sen}(\phi) \operatorname{sen}(\lambda) + \delta z \cos(\phi) + (R_E \delta f + f \delta R_E) \operatorname{sen}(2\phi)}{r_c' \operatorname{sen}(\pi / 648,000)} \quad [\text{rad}]$$

$$\delta\lambda = \frac{-\delta x \operatorname{sen}(\lambda) + \delta y \cos(\lambda)}{r_c \cos(\lambda) + \operatorname{sen}(\pi / 648,000)} \quad [\text{rad}]$$

$$\delta h = \delta x \cos(\phi) \cos(\lambda) + \delta y \cos(\phi) \operatorname{sen}(\lambda) + \delta z \operatorname{sen}(\lambda) + (R_E \delta f + f \delta R_E) \operatorname{sen}^2(\phi) - \delta R_E \quad [\text{m}]$$

$$\phi_{\text{WGS84}} = \phi + \delta\phi \quad [\text{rad}] \quad ; \quad \lambda_{\text{WGS84}} = \lambda + \delta\lambda \quad [\text{rad}]$$

$$h_{\text{ANS}} = h_{\text{MSL}} + N_{\text{ANS}} \quad [\text{m}] \quad ; \quad h_{\text{WGS84}} = h_{\text{ANS}} + \delta h \quad [\text{m}]$$

donde:

e^2 = primera excentricidad del elipsoide **ANS** para el **AGD** [-]

r_c = radio de curvatura del elipsoide apropiado en el punto [m]

r_c' = radio de curvatura del elipsoide en el meridiano [m]

ϕ = latitud **AGD** (sur negativo) [°]

λ = longitud **AGD** (este positivo) [°]

R_E = semieje mayor del elipsoide **ANS** para el **AGD** [m]

f = factor de achatamiento del elipsoide **ANS** para el **AGD** [-]

$\delta\phi$ = corrección de la latitud **AGD** para calcular la latitud **WGS84** [rad]

$\delta\lambda$ = corrección de la longitud **AGD** para calcular la longitud **WGS84** [rad]

δh = corrección de la altura elipsoidal **ANS** para calcular la altura elipsoidal **WGS84** [m]

δx = desplazamiento del origen a lo largo del eje x [m]

δy = desplazamiento del origen a lo largo del eje y [m]

δz = desplazamiento del origen a lo largo del eje z [m]

δR_E = cambio en el semieje mayor del elipsoide **ANS** para el **WGS84** [m]

δf = cambio en el factor de achatamiento del elipsoide **ANS** para el **WGS84** [-]

N_{ANS} = separación entre el elipsoide y el geode [m]

ϕ_{WGS84} = latitud **WGS84** [°]

λ_{WGS84} = longitud **WGS84** [°]

h_{WGS84} = altura sobre el elipsoide **WGS84** [m]

h_{ANS} = altura sobre el elipsoide **ANS** [m]

h_{MSL} = altura sobre el nivel medio del mar [m]

NOTA:

Para mayor información acerca de las fórmulas de Molodensky referirse a:
<http://www.auslig.gov.au/geodesy/>

PERTURBACIONES DEL SISTEMA GPS

EFFECTOS IONOSFÉRICOS

La atmósfera es la capa gaseosa que rodea a la Tierra, cuya estructura varía considerablemente según la distancia que separa a sus diversas capas de la superficie terrestre. Su densidad y presión disminuye conforme aumenta la elevación. Para su estudio, la atmósfera se divide en las siguientes zonas, por orden de proximidad a la superficie terrestre: troposfera, estratosfera, ionosfera y exosfera.

TROPOSFERA. Es la zona en contacto con las capas externas del suelo (litosfera), el agua superficial (hidrosfera) y en las que, en su conjunto, se desarrolla la vida (biosfera). Prácticamente todos los cambios en las condiciones meteorológicas (lluvia, vientos, nieve, etc.) se originan en esta capa atmosférica. El aire consiste, principalmente, de un 78% de nitrógeno, 21% de oxígeno y el 1% restante de helio, argón, criptón, xenón, bióxido de carbono, vapor de agua, ozono, amoníaco, polvo, etc. El contenido y concentración de vapor de agua en la troposfera varía y es uno de los factores que determinan las condiciones climáticas de una región sobre la superficie terrestre. La temperatura, en la troposfera, desciende con la elevación pero, por lo regular, no presenta grandes variaciones sobre la superficie terrestre.

ESTRATOSFERA. La transición de la troposfera a la estratosfera se produce bruscamente, como si ambas estuvieran separadas por una superficie intermedia, a la que se le denomina *tropopausa*. La altura de la *tropopausa* varía considerablemente pero se puede considerar situada a una altura promedio de 10 [km]. La estratosfera se extiende desde los 10 [km] hasta los 50 [km]. Su temperatura es más o menos constante (180 a 200 [K]), pero entre los 50 y 60 [km] se produce un ascenso de la misma, alcanzando un valor cercano a las temperaturas que se presentan a nivel del suelo. Luego, vuelve a descender en las capas superiores.

Desde el nivel del mar hasta 50 [km] de elevación, la atmósfera es bastante homogénea en su composición y sólo varía la proporción en sus componentes. Existe una concentración importante de ozono a 30 [km] sobre la superficie terrestre, la cual filtra y limita el paso de la mayoría de las radiaciones ultravioleta provenientes del Sol y, por tanto, permite el desarrollo de la vida en la Tierra. La cantidad de energía de los rayos ultravioleta que logra llegar a la superficie terrestre es absorbida, casi en su totalidad, por el suelo y la energía restante se transforma y se refleja en forma de rayos infrarrojos que mantienen estable la temperatura en la superficie terrestre.

IONOSFERA. Esta zona se extiende desde 50 a 60 [km] hasta 650 u 800 [km] aproximadamente. Es una región de gases atmosféricos ionizados y electrones libres que no se han combinado con los iones atmosféricos de donde provienen. La ionosfera es descrita por una densidad de electrones por metro cúbico que comienza abruptamente en la vecindad de los 50 [km] de altitud, presenta una densidad máxima en la cercanía de los 250 a 450 [km] y disminuye gradualmente hasta cero alrededor de los 800 a 3000 [km]. En la ionosfera se observan zonas con diferentes densidades, que por su disposición ascendente se designan como regiones **D**, **E**, **F₁** y **F₂**.

La presencia de la ionosfera y cambios en su densidad se deben al bombardeo del viento solar y a la radiación de las moléculas atmosféricas. Así, la densidad de la ionosfera es mayor en torno al medio día local, en latitudes más próximas al influjo solar y en la cresta de mayor actividad solar (se presentan más manchas solares cada 11 años). Por la noche local, la densidad de electrones disminuye hasta un solo estrato **F**, con densidad pico menor que el máximo diurno en 1 a 1.5 órdenes de magnitud.

EXOSFERA Es la capa exterior de la atmósfera y que se considera como la parte superior de la ionosfera. Se extiende, en promedio, desde los 650 [km] hasta 3000 [km] de la superficie terrestre, confundiendo al cabo con el espacio exterior. En ella las partículas de gas se desplazan relativamente libres de obstáculos. Tanto en la exosfera como en la ionosfera, es donde tienen lugar las auroras polares.

Una onda de radio que atraviesa la ionosfera está sujeta a efectos nocivos cuya magnitud es inversamente proporcional al cuadrado de su frecuencia. En el caso de señales con frecuencias adecuadamente bajas, en el intervalo de 15 a 1500 [kHz], son absorbidas durante el día en la región ionosférica más baja (región **D**). Las señales con una mayor frecuencia a las anteriores, atraviesan la región **D** pero sufren una refracción uniforme, o flexión gradual en la trayectoria seguida por sus ondas electromagnéticas, en las regiones superiores (regiones **E**, **F₁** y **F₂**). Si la densidad de electrones es lo suficientemente grande con respecto a la frecuencia de una señal transmitida desde la Tierra, sus ondas se refractan lo suficiente hasta volver a ésta.

Las frecuencias de los sistemas de radionavegación por satélite, como el sistema **GPS**, deben ser lo suficientemente altas para que no exista refracción o absorción considerable de la energía de las ondas electromagnéticas emitidas por los vehículos espaciales. Sin embargo, debido a la exactitud deseada en este sistema, los efectos de refracción, aunque mínimos, son importantes y deben ser considerados para alcanzar la máxima precisión en la navegación.

Los efectos ionosféricos que se presentan en el enlace del sistema **GPS**, son producidos por los fenómenos de reflexión, dispersión y refracción de parte de la energía de las ondas electromagnéticas transmitidas por los satélites, cuando éstas inciden sobre las capas superiores de la atmósfera que se encuentran ionizadas (ionosfera) y al atravesar las regiones con diferentes densidades e índices de refracción.

A consecuencia de lo anterior, las ondas electromagnéticas se propagan con una velocidad ligeramente menor en la ionosfera que en el vacío y recorren una trayectoria curva que es mayor a la trayectoria recta que define la línea que une a cada satélite con el receptor. Debido a que la trayectoria seguida por las ondas electromagnéticas radiadas por el satélite hasta alcanzar al receptor no es completamente recta, la distancia estimada por un receptor del sistema GPS será un poco mayor a la verdadera. De igual manera, la componente de proyección de la velocidad del satélite respecto a la del usuario será mayor, lo cual aumentará el corrimiento en frecuencia debido al efecto Doppler. Estos efectos producen, en su conjunto, un retardo en el tiempo que afecta a las señales de los satélites.

La flexión de la trayectoria seguida por las ondas electromagnéticas de los satélites depende del gradiente de los índices de refracción en las regiones ionosféricas a lo largo de la trayectoria. El gradiente del índice de refracción (μ_f) es función de la frecuencia (f) y de la densidad de electrones por metro cúbico (N), lo que se expresa como:

$$\mu_f = \sqrt{\left(1 - \frac{80.6N}{f^2}\right)} \quad [-] \quad \eta_f = 1 + \mu_f \quad [-] \quad (\text{índice de refracción})$$

Los retardos ionosféricos de grupo en las señales de los satélites, presentan una relación inversamente proporcional al cuadrado de su frecuencia, es decir:

$$\tau_{ion} = k \cdot \left(\frac{2\pi}{\omega_c}\right)^2 = \frac{k}{f^2} \quad [s] \quad k = \frac{e^2}{4\pi^2 m_e \epsilon_0} \int N(r) dr \approx 80.6 \int N(r) dr \quad [s^{-1}]$$

donde:

$$\omega_c = \text{frecuencia de la señal portadora } \omega_c = 2\pi f \quad [\text{rad/s}]$$

$$e = \text{carga del electrón, } e = -1.6021917 \cdot 10^{-19} \quad [C]$$

$$m_e = \text{masa del electrón, } m_e = 9.109558 \cdot 10^{-31} \quad [kg]$$

$$\epsilon_0 = \text{permitividad eléctrica del medio, } \epsilon_0 = 8.8541853 \cdot 10^{-12} \quad [(C^2 \cdot s^2)/m^3 \cdot kg]$$

La integral en k , corresponde a un modelo de la cantidad de electrones en una columna con un área de $1 [m^2]$ a lo largo de la trayectoria desde el usuario al satélite a través de la densidad de electrones y es función del radio geocéntrico del satélite (r_s). Dicho modelo ha sido determinado por Yip y Von Roos, el cual depende de varios factores, entre los que están la densidad electrónica pico (N_{max}), el radio geocéntrico del satélite (r_s), el radio ecuatorial terrestre ($R_E = 6378.137 [km]$) la altura de escala de la ionosfera (H) que va desde 8 a 100 hasta 110 ó 170 [km] de altitud relativa, el ángulo del cenit solar (χ) y las coordenadas del usuario (x_u, y_u, z_u). La solución de esta integral requiere, por su complejidad, de una evaluación mediante algún método numérico.

Existen tablas y gráficas que muestran el error en la distancia debido a los efectos ionosféricos, $\Delta\rho_{ion} = c\tau_{ion}$ [m], para diferentes valores de los factores que intervienen en el modelo de Yip y Von Roos.

Una característica importante de los retardos ionosféricos es que no aumentan en forma significativa para diferentes ángulos de elevación del satélite. Para una variación del ángulo de elevación de 0° a 90° , el retardo por los efectos ionosféricos se incrementa en un factor de 2 a 3.

SEÑALES DE TRAYECTORIAS MÚLTIPLES

Las señales de trayectorias múltiples se producen por la reflexión de las señales de radiofrecuencia transmitidas por los satélites del sistema GPS cuando inciden sobre diferentes superficies que, dependiendo de su constante dieléctrica, provocan un cambio en el tipo de polarización de sus ondas electromagnéticas pudiendo ser circular izquierda (LHCP) o incluso lineal (LP).

Este tipo de señales afectan, sobre todo, a la estimación de las pseudo-distancias que realicen receptores situados por encima del nivel del mar, por ejemplo los que se encuentren a bordo de vehículos aéreos pues, al recorrer una mayor distancia que la trayectoria directa que siguen las señales emitidas por los satélites hacia el receptor, se pueden confundir las señales multi-trayectoria con las que el satélite transmite y estimar una pseudo-distancia mayor a la real.

Los efectos multi-trayectoria adicionan un retardo ($\Delta\tau_{MT}$) al tiempo de propagación de las señales de los satélites. La diferencia en la pseudo-distancia producida por dicho retardo ($\Delta\rho_{MT}$) depende de la altura a la que se encuentre el receptor (h) y del ángulo de elevación de cada satélite (ϕ_E) y se estima mediante

$$\Delta\rho_{MT} \approx c \Delta\tau_{MT} = 2h \operatorname{sen}(\phi_E) \quad [\text{m}]$$

El comportamiento de las señales multi-trayectoria varía en el tiempo debido al movimiento de los satélites y presenta un corrimiento en frecuencia debido al efecto Doppler que puede calcularse mediante

$$\Delta f_{MT} = \Delta\phi_{MT} \cdot \frac{2h \operatorname{sen}(\phi_E) + 2h\dot{\phi}_E \cos(\phi_E)}{\lambda} \quad [\text{Hz}]$$

Dos señales multi-trayectoria se pueden expresar mediante:

$$s_{MT}(t) = Vp_i(t) \cos((\omega_c + \Delta\omega_{MT})t + \phi_i) + \alpha Vp_i(t - \Delta\tau_{MT}) \cos((\omega_c + \Delta\omega_{MT})(t - \Delta\tau_{MT}) + \phi_i) \quad [V]$$

donde:

$p_i(t)$ = mensaje digital transmitido por cada satélite $p_i(t) = d_i(t) \oplus p_{N_i}(t)$

$\Delta\tau_{MT}$ = retardo en el tiempo debido a las trayectorias múltiples respecto a las señales transmitidas por los satélites [s]

α = amplitud relativa entre las señales de trayectoria múltiple, $0 \leq \alpha \leq 1$ [-], aunque, bajo ciertas condiciones, puede ocurrir que las señales multi-trayectoria sean de mayor amplitud que las señales emitidas directamente por los satélites, esto es $\alpha > 1$ [-]

EFFECTOS TROPOSFÉRICOS

La troposfera y la estratosfera pueden producir una gran variedad de efectos sobre la propagación de las ondas electromagnéticas transmitidas por los satélites del sistema GPS, entre los que se incluyen

- 1) Atenuación atmosférica
- 2) Centelleo troposférico
- 3) Refracción troposférica ocasionada por las condiciones meteorológicas de la atmósfera y adiciona un retardo a las señales emitidas por los satélites

La troposfera tiene un índice de refracción que varía con la altitud y se puede obtener mediante:

$$n(h) = 1 + \mu(h) \quad [-] \quad \mu(h) \quad [-] \quad (\text{gradiente del índice de refracción})$$

El índice de refracción es ligeramente mayor que la unidad y causa un retardo de grupo ($\Delta\tau_{trop}$) en la forma de onda diferente al de las señales transmitidas por los satélites propagándose en el espacio libre. La troposfera no está ionizada y no provoca la dispersión en frecuencia ya que el retardo $\Delta\tau_{trop}$ se mantiene prácticamente constante para frecuencias por debajo de los 15 [GHz]. Se obtiene una aproximación de dicho retardo mediante la integración del gradiente del índice de refracción a lo largo de la trayectoria seguida por las señales transmitidas por los satélites, esto es:

$$\Delta\tau_{trop} = \int \mu(h) dh \quad [s]$$

El retardo troposférico produce una variación en la pseudo-distancia, $\Delta\rho_{\text{trop}} = c \cdot \Delta\tau_{\text{trop}}$ [m], que oscila entre 2.6 ~ 20 [m], para ángulos de elevación del satélite (ϕ_E) de 90° (cenit) y menores a 10° respectivamente. Esta variación de la pseudo-distancia debe considerarse cuando se desee alcanzar la mayor precisión en la estimación de la posición del usuario y para una transferencia más exacta de la base de tiempo del sistema GPS. El modelo del retardo troposférico es más sencillo bajo condiciones meteorológicas estables, pero en condiciones húmedas de la atmósfera el modelo se complica debido a lo variable que son estas condiciones climáticas

EFECTOS RELATIVISTAS

Existen varios efectos relativistas que el receptor no puede ignorar para estimar su posición, entre estos están los siguientes

- 1) La influencia del campo gravitacional de la Tierra y su velocidad de rotación
- 2) Las velocidades relativas entre el usuario y los satélites

Estos efectos producen, en su conjunto, un incremento promedio en la base de tiempo y de la frecuencia principal de oscilación de los satélites que es *observado* por el receptor del usuario. Para estimar la variación en la base de tiempo del satélite (Δt_R) debida a los efectos relativistas, existe la siguiente ecuación de primer orden para un sistema de referencia geocéntrico inercial (ECI).

$$\Delta t_R = 2(\dot{\vec{R}} \cdot \dot{\vec{V}}) / c^2 \quad [\text{s}]$$

donde:

- \vec{R} = vector instantáneo de la posición del satélite [m]
- $\dot{\vec{V}}$ = vector instantáneo de la velocidad del satélite [m/s]
- c = velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas [m/s]
- $c = 2.99792458 \cdot 10^8$ [m/s]

Los efectos relativistas se compensan parcialmente al ajustar la frecuencia principal de oscilación del satélite en un valor ligeramente menor al nominal, antes de la puesta en órbita del vehículo espacial

NOTA:

Los vectores instantáneos de posición y velocidad del satélite se definen con respecto al mismo sistema de referencia geocéntrico inercial ECI.

EFEECTO DOPPLER

La rapidez (magnitud) de la velocidad de propagación (c) de cualquier onda electromagnética se mantiene constante sin importar la velocidad relativa del emisor (v_e), por ejemplo la de un satélite, y la del receptor (v_r), es decir la del usuario. Sin embargo, por el movimiento relativo entre ambos, la longitud de onda (λ) de las ondas electromagnéticas emitidas resulta afectada y su frecuencia (f) debe cambiar para mantener su producto, que es la velocidad de propagación, siempre constante. Estos corrimientos en frecuencia se denominan corrimientos Doppler, ya que el físico austriaco Christian Doppler (1803-1853) los predijo por primera vez. La ecuación que explica el efecto Doppler basándose en la teoría clásica, es

$$f_a = f \frac{c + v_r}{c \mp v_e} = f \left(1 \pm \frac{v_r + v_e}{c \mp v_e} \right) \quad f \pm \Delta f_a \quad [\text{Hz}]$$

$$\Delta f_a = f \left(\frac{v_r + v_e}{c \mp v_e} \right) = f \frac{v}{c} \quad [\text{Hz}] \quad \text{para} \quad c \gg v_e, \quad [\text{m/s}]$$

donde:

c = velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas [m/s]

$c = 2.99792458 \cdot 10^8$ [m/s]

f = frecuencia de las ondas electromagnéticas [Hz]

v_e, v_r, v = componentes de la velocidad relativa del emisor y del receptor en la línea que los une $v = v_e + v_r$ [m/s]

f_a = frecuencia producida por el efecto Doppler [Hz]

Δf_a = corrimiento en frecuencia producido por el efecto Doppler [Hz]

Los signos superiores en la ecuación anterior se emplean cuando el movimiento relativo entre el emisor y receptor los acerca, mientras que los signos inferiores se aplican cuando el movimiento relativo entre el emisor y receptor los aleja

La ecuación que describe el efecto Doppler con base en la teoría relativista, es

$$f_a = f \frac{1 \mp v/c}{\sqrt{1 - (v/c)^2}} \quad [\text{Hz}]$$

El signo superior en la ecuación anterior se emplea cuando el movimiento relativo entre el emisor y receptor los aleja, mientras que el signo inferior se aplica cuando el movimiento relativo entre el emisor y receptor los acerca.

Aunque las ecuaciones de ambas teorías parecen bastante diferentes, si se desarrollan por el teorema binomial se observa que los términos de orden superior son pequeños, puesto que los factores $(v/c)^n$ son menores a la unidad, es decir $(v/c)^n \ll 1$.

HOJAS DE ESPECIFICACIONES

Este apéndice contiene las hojas de especificaciones de los siguientes dispositivos electrónicos empleados en la propuesta de aplicación del sistema **GPS**:

- Cristal Oscilador **TXO4080**
- Filtro **SAW DW9255**
- Circuito Integrado **GP2010**
- Circuito Integrado **GP2021**
- Microprocesador **ARM60**
- Transmisor **HX2000**
- Receptor **RX2020**

NOTA:

Para mayor información acerca de las especificaciones de estos dispositivos referirse a
<http://www.gpsemi.com>
<http://www.rfm.com>
<http://www.rakon.com>

DW9255

35.42MHz SAW FILTER FOR GLOBAL POSITIONING SYSTEM RECEIVERS

The DW9255 is a Surface Acoustic Wave (SAW) bandpass filter for use with the GP2000 Global Positioning System (GPS) receiver chip-set, available from GEC Plessey Semiconductors. It is pre-tuned to the exact 2nd IF filter requirements of the GP2010 & GP2015 RF front-end devices, with a centre-frequency of 35.42MHz. The response is tuned for a flat passband, steep stopband and uniform passband group-delay with 3 external inductors. The device is realised on a Lithium Tantalate substrate and housed in a small leadless ceramic Surface Mount package.

The DW9255 gives significant improvement in correlated GPS Signal-to-Noise Ratio (SNR) performance compared to conventional LC bandpass filter schemes. This aids satellite signal acquisition and tracking capability from the GP2000 GPS chip-set. This device effectively filters out-of-band (unwanted) noise in the GPS signal. The Automatic Gain Control (AGC) within the GP2010 and GP2015 RF Front-end devices will then operate only on in-band noise for optimum gain and superior correlated GPS signal strength.

FEATURES

- Centre Frequency of 35.42MHz
- Insertion Loss of 17dB ±1dB (typical)
- 1dB Bandwidth 1.9MHz (typical)
- Passband Ripple 0.8dB (typical)
- Low Profile Ceramic Surface Mount Package
- Operating Temperature Range -40° to +85°C

APPLICATION

- Commercial Global Positioning

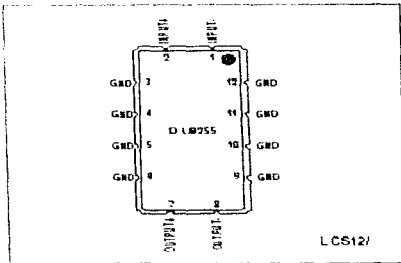


Fig. 1 Pinout

RELATED PRODUCTS AND PUBLICATIONS

Part	Description	Data Reference
GP2010	GPS receiver RF Front-end	DS4056
GP2015	Miniature GPS receiver RF Front-end	DS4374

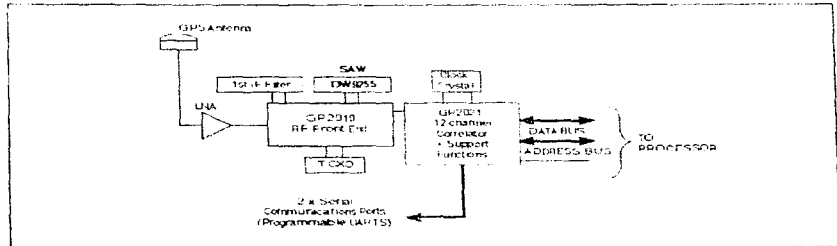


Fig. 2 DW9255 used with GPS chip-set

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Typ. @ 25°C)

Parameter	Min	Typ	Max	Units
Centre Frequency	-	35.42	-	MHz
1dB Bandwidth	1.6	1.9	-	MHz
Insertion Loss	1.6	1.7	1.8	dB
Amplitude Ripple (34.62 to 36.22MHz)	-	0.8	1.6	dB (pk to pk)
Relative Attenuation (relative to insertion loss)				dB
<28MHz	35	40	-	dB
<31MHz	30	35	-	dB
<33.5MHz	21	25	-	dB
>37.5MHz	21	25	-	dB
>40MHz	25	30	-	dB
>50MHz	30	40	-	dB
>63MHz	28	35	-	dB
>73-110MHz	40	45	-	dB
Group Delay Ripple (34.62 to 36.22MHz)	-	190	300	ns
Maximum Group Delay (34.62 to 36.22MHz)	-	1.6	1.7	us
Operating Temperature Range	-40	-	+85	°C

DW9255 used as 2nd IF filter for GP2010

Centre Frequency	35.42MHz
Pass Band	± 1.0 MHz (within ± 1.0 dB)
Insertion loss	1.7-1.8dB
3rd IF image frequency at 2nd IF	26.8MHz
Source Impedance	500 Ω typical
Load Impedance	1000 Ω typical

The second external IF filter is connected between the output of Stage 2 and input of Stage 3. It is required to define the bandwidth of the RF section of the GPS receiver, hence it is critical to the receiver performance. The filter should be flat across the 2MHz bandwidth of the GPS Coarse-Acquisition

(C/A) code signal. It should also have high rejection (greater than 20dB) beyond this bandwidth, and so should have a brick-wall type response at these extremes. The DW9255 SAW filter provides a 1dB Bandwidth of typically 1.9MHz centred on 35.42MHz, with a typical pass band ripple of 0.8dB, when the SAW input and output capacitance is resonantly matched with inductors of optimum value. The out-of-band signal rejection is better than 21dB at ± 2.0 MHz, and better than 35dB at ± 7.5 MHz.

The frequency response of the DW9255 SAW filter with matching components is shown in Fig. 3. The matching components used with the GP2010 device are shown in Fig. 4.

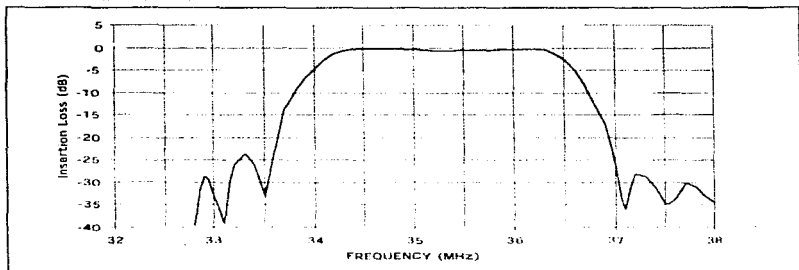


Fig 3 Typical frequency response of DW9255 SAW filter used as 2nd IF filter

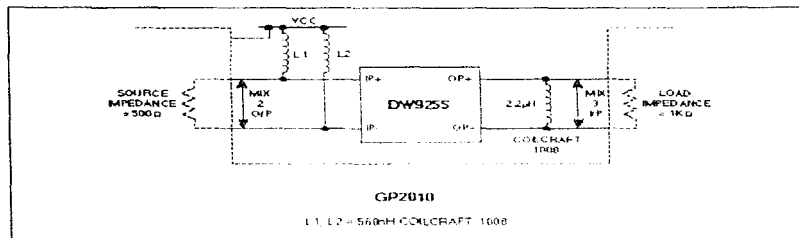


Fig 4 Typical matching components when used with GP2010 GPS Front end IC

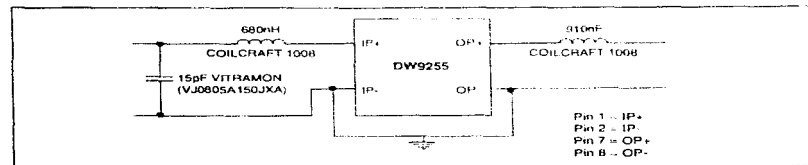


Fig.5 50Ω Matching network

GP2010

GLOBAL POSITIONING SYSTEM RECEIVER RF FRONT END

(Supersedes edition in August 1996 Global Positioning Products Handbook, HB4305-1.0)

The GP2010 is GEC Plessey Semiconductors' second generation RF Front-end for Global Positioning System (GPS) receivers. The GP2010 uses many innovative design techniques and a leading edge bipolar process to offer a low power, low cost and high reliability RF Front End solution. The GP2010 is designed to operate from either 3 or 5 Volt power supplies.

The input to the device is the L1 (1575.42MHz) Coarse-Acquisition (C/A) code Global Positioning signal from an antenna (via a low-noise pre-amplifier). The output is 2-bit quantised for subsequent signal processing in the digital domain. The GP2010 contains an on-chip synthesiser, mixers, AGC and a quantiser which provides Sign and Magnitude digital outputs. A minimum of external components is required to make a complete GPS front-end.

The device has been designed to operate with the GP2021 12-channel Global Positioning Correlator, and DW9255 SAW filter, both also available from GEC Plessey Semiconductors.

FEATURES

- Low Voltage Operation (3V - 5V)
- Low Power - 200mW typ (3V supply)
- C/A Code Compatible
- On-chip PLL Including Complete VCO
- Triple Conversion Receiver
- 44-Lead Surface Mount Quad Flat-Pack Package
- Sign and Magnitude Digital Outputs
- Compatible with GP2021 CMOS Correlator

APPLICATIONS

- C/A Code Global Positioning by Satellite Receivers
- Time Standards
- Navigation
- Surveying

ORDERING INFORMATION

The GP2010 is available in 44 pin Quad Flat pack (gullwing formid leads) to industrial (-40°C to +85°C) grade

ORDERING CODE

GP2010 IG GPBR Industrial - Plastic 44-pin PQFP

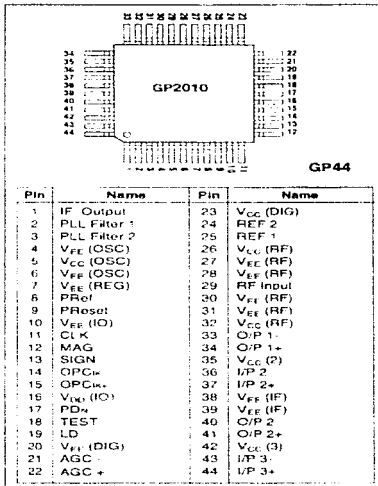


Fig. 1 Pin connections - top view

RELATED PRODUCTS AND PUBLICATIONS

Part	Description	Data Reference
DW9255	35.42MHz SAW Filter	DS3861
GP2021	Twelve-Channel Correlator	DS4057
GPSBuilder-2	Twelve-Channel GPS receiver development system	DS4001
GP2010	Design with the GP2010	AN4364
GP2015	Small RF Format Front End	DS4374
GP2015	Design with the GP2015	AN4533

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The Electrical Characteristics are guaranteed over the following range of operating conditions (see Fig. 3 for test circuit):

Industrial (I) grade:	$T_{AMB} = -40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$
Supply voltage:	V_{CC} and $V_{DD} = +2.7\text{V}$ to $+5.5\text{V}$
Test conditions (unless otherwise stated):	
Supply voltages:	$V_{CC} = +2.7\text{V}$ and $+5.5\text{V}$, $V_{DD} = +2.7\text{V}$ and $+5.5\text{V}$
Test temperature:	Industrial (I) grade product: $+25^{\circ}\text{C}$

Characteristic	Value			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.		
SUPPLY CURRENT					
Normal mode - Analog interface		5.5	7.7	mA	Pins 5, 23, 26, 32, 35, 42
Digital interface		9	14.5	mA	Pin 15
Power down mode - Analog interface		3	6	mA	Pins 5, 23, 26, 32, 35, 42
Digital interface		3	5	mA	Pin 15
Power Supply Differential			100	mV	Between any V_{CC}/V_{DD} pins (Note 7)
Power down Response time		3		μs	(Note 7)
IF STRIP					
Front End/Mixer 1					
Conversion Gain (G1)	11	18	25	dB	$R_{in} = 500\Omega$ (Note 2) $F_{IN} = 1575.42\text{MHz}$ $Z_{in} = 50\Omega$ (Note 7)
Noise Figure		9		dB	
Input Compression (1dB)	-22	-16		dBm	
Input Impedance		15		Ω	Pin 29 (Notes 1 and 7)
		3.6		nH	(Notes 1 and 7)
Differential Output Impedance		700		Ω	Pins 33 & 34 (Note 8)
RF Input Image Rejection		8		dB	$F_{IN} = 1724.58\text{MHz}$ (Note 7)
Stage 2/Mixer 2					
Conversion Gain (G2)	22	27	33	dB	$F_{IN} = 175.42\text{MHz}$
Input Compression (1dB)	5	14		mV rms	
Differential Input Impedance		700		Ω	Pins 26 & 31 (Note 8)
Differential Output Impedance		500		Ω	Pins 40 & 41 (Note 8)
Stage 3					
High Gain (In terms of total strip)	100-01-02			dB	(Note 6)
High Gain (G3)		75		dB	$F_{IN} = 35.42\text{MHz}$
Gain Control Range		60		dB	(Note 3)
Differential Input Impedance		1		k Ω	Pins 63 & 44 (Note 8)
IF Output amplitude	60	85	120	mV rms	CW input (Note 3)
IF Output impedance		1		k Ω	Pin 1 (Note 8)
4.3MHz Filter Response			+1.0	dB	
Flatness 4.3 \pm 1MHz	-1.5	14		dB	(Note 7 and 9)
Rejection @ 0.5MHz	45	70		dB	
@ 50MHz				dB	
2 BIT QUANTISER					
Sign Duty Cycle	40	50	60	%	(Note 10)
Mag Duty Cycle	20	30	40	%	
AGC Time Constant		2		ms	$C_{AGC} = 100\text{nF}$
ON-CHIP PLL SYNTHESISER					
Phase Noise					
± 1kHz		-68		dBc/Hz	15kHz Loop Bandwidth
± 10kHz		-75		dBc/Hz	
± 100kHz		-88		dBc/Hz	(Note 7)
± 1MHz		-110		dBc/Hz	
± 5MHz		-120		dBc/Hz	
± 50MHz		-120		dBc/Hz	
PLL Spurs		-50		dBc	(Note 7)

Characteristic	Value			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.		
VCO Maximum Lock Frequency	1414			MHz	
VCO Minimum Lock Frequency			1386	MHz	
VCO regulator output voltage	3	3.3	3.5	V	(Note 4)
VCO Gain	50	150	240	MHz/V	(Note 7)
Phase Detector Gain		5.3		V/rad	(Note 7)
10MHz Reference Input	0.1	0.6	1.2	V pk-pk	Pin 24
10MHz Reference Input Impedance		5		k Ω	(Note 11)
PLL Lockup Time		6		ms	From Power up (Note 7)
PLL Loop Gain		150		dB	(Note 7)
DIGITAL INTERFACES					
Sample Clock, Power Down, Test inputs.					Pins 11, 17, 18
V _{IN}	2		V _{DD}	V	
V _{IK}	0		0.5	V	
Input Current High I _{IN}			10	μ A	V _{IN} = V _{DD}
Input Current Low I _{IK}	-300			μ A	V _{IK} = V _{FF}
Signr/Mag Outputs					
V _{OH}	V _{DD} -1			V	Pins 13, 12
V _{OL}			0.5	V	I _{IN} = 0.5mA
				V	I _O = 0.5mA
Sample Clock to Signr/Mag Delay		20		ns	CL = 15pF, RL = 15k Ω (Note 7)
40MHz Clock Output					
High Level (V _{OH})	V _{DD} -1.25	V _{OH} -1	V _{OH} -0.6	V	Pins 14 & 15
Low Level (V _{OL})		V _{OH} -0.1	220	mV p p	(Note 5)
Output (differential)					CL = 15pF (GND) (Note 7)
					CL = 5pF (Diff) (Note 7)
Duty Cycle		43		%	(Note 7)
LD (PLL Lock)/PReset Outputs					
Low Level (V _{OL})		0.2	0.5	V	Pins 19 and 9
High Level (V _{OH})	V _{DD} -1	V _{OL}		V	I _{IN} = 0.5mA
				V	I _I = -10 μ A
Power-on Reset comparator Input					
Power Reset Reference Level	1.1		1.35	V	Pin 8
Power Reset Reference Input Current	-10		10	μ A	

Notes on Electrical Characteristics:- All RF measurements are made with appropriate matching to the input or output impedances, such as balun transformers, and levels refer to matched 50ohm ports (see figure 3 for test circuit)

- RF input impedance (series) without input matching components connected - expressed as Real impedance with reactive inductor value. Measured at 1575.42MHz
- Input matched to 50ohm, output loaded with 600ohms differential
- Maximum Stage 3 input signal amplitude for correct AGC operation - 29mV rms.
- VCO regulator voltage measured with respect to Vcc (OSC) pin 5.
- OPCLK outputs are differential and are referenced to V_{IN}.
- Minimum gain requirement expressions:

$$-7\text{dBm} < -174\text{dBm/Hz} + 19\text{dB} + G_1 + G_2 + G_3 - 21\text{dB} + 63\text{dB}$$

where -7dBm = typical IF Output level with AGC active (equivalent to 100mV rms)

$$-174\text{dBm/Hz} = \text{background noise level at RF input}$$

$$19\text{dB} = \text{sum of LNA gain and noise figure}$$

$$-21\text{dB} = \text{total loss in 175MHz and 35MHz filters}$$

$$63\text{dB} = \text{summation of noise over a 2MHz bandwidth}$$

Rearranging the above expression gives $G_1 + G_2 + G_3 > 108\text{dB}$

- This parameter is not production tested.
- This impedance is tolerated at +/- 30% and is not production tested.
- Roll off occurs in on-chip capacitive coupling IF Output to input of ADC circuit. Not measurable at IF Output.
- CW input on pins 43 & 44 of 35.42MHz at 7mV rms.
- This input impedance applies to the typical input level. The impedance is level dependent and is not tested or guaranteed.

GP2021

GPS 12 CHANNEL CORRELATOR WITH MICROPROCESSOR SUPPORT FUNCTIONS

The GP2021 is a 12 channel C/A code baseband correlator for use in NAVSTAR GPS and GLONASS satellite navigation receivers. The GP2021 complements the GP2015 and GP2010 C/A code RF downconverters available from GEC Plessey Semiconductors.

The GP2021 is compatible with most 16 bit and 32 bit microprocessors, especially those from Motorola and Intel, with additional on-chip support for the ARM60 32 bit RISC processor. When the ARM60 is used, the on-chip memory management functions allow implementation of a full GPS receiver with minimal external logic.

The GP2021 allows individual channel de-activation, for systems not requiring full 12 channel operation, to save power and processor loading. Receiver power may be further conserved by reducing the supply voltage to 2.2V under battery backup. Although all system functions are disabled, the 32 768kHz oscillator and Real Time Clock are maintained for the microprocessor to estimate satellite visibility at power on to reduce signal acquisition time.

A development system called the GPS Builder-2 is available as a basis for receiver design using the GP2021 and associated products.

FEATURES

- 12 Fully Independent Correlation Channels
- 1PPS UTC Aligned Timing Output
- On-Chip Dual UART and Real Time Clock
- Compatible with most 16 bit and 32 bit microprocessors
- Memory Control Logic for ARM60 Microprocessor
- Low Voltage, Low Current Power-Down Mode
- Power Dissipation 150mW Typical
- Compatible with GP2015 and GP2010 RF Front Ends
- Battery Backup Voltage 2.2V (min)

APPLICATIONS

- GPS Navigation Systems
- High Integrity Combined GPS-GLONASS Receivers
- GPS Geodetic Receivers
- Time Transfer Receivers

ORDERING INFORMATION

GP2021/G/GO1R



Fig 1. Pin Connections - Top View

PIN	DESCRIPTION	PIN	DESCRIPTION
1	MULTI_FN_ID	41	A0
2	POWER_GOOD	42	A5
3	NRESET_GP	43	A4
4	NARMSYS	44	A3
5	XIN	45	A2
6	XOUT	46	A1/ALE_IP
7	TXA	47	A0/NRESET_IP
8	TXB	48	D0
9	RXA	49	D1
10	RXB	50	D2
11	NROM/NC	51	O3
12	NEPHOM/NC	52	D4
13	NSPARE_CS/NC	53	D5
14	VDD	54	D6
15	VSS	55	VDD
16	NRAM/NC	56	VSS
17	NW0/NC	57	D7
18	NW1/NC	58	D8
19	NW2/NC	59	D9
20	NW3/NC	60	D10
21	NW4/NC	61	D11
22	ARM_ALE/NC	62	D12
23	CHIE/NC	63	D13
24	ACCUM_INT	64	O14
25	MEAS_INT	65	D15
26	NEW/WRPROG	66	PLL LOCK
27	NMEMG/DISCP2	67	VDD
28	NDCP/NINTELMOT	68	DISCOP
29	NRW/DISCP1	69	VSS
30	MCLK/NC	70	CLK_T
31	ABORT/MICRO_CLK	71	CLK_1
32	DISCIO	72	VSS
33	A22/READ	73	SAMPCLK
34	VDD	74	VDD
35	VSS	75	NBRAM/DISCP4
36	A21/NC5	76	SIGN0
37	A20/WREN	77	MAG0
38	A9	78	SIGN1
39	A8	79	MAG1
40	A7	80	DISCP1

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Temperature = -40°C to +85°C. $V_{DD} = \pm 5V \pm 10\%$. The input thresholds and output voltage limits for the logic signal pins are tested and guaranteed by production test. All other parameters are guaranteed by characterisation and design. They apply within the specified ambient temperature and supply voltage ranges unless otherwise stated.

Characteristics	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min	Typ	Max		
Supply Current	I_{DD}		22		mA	0 Channels enabled
			27			4 Channels enabled
			32		mA	8 Channels enabled
			38			12 Channels enabled
			20	150	μ A	Power Down Mode: 2.2V - 3.3V (Note 3)
		50	500	μ A	Power Down Mode: 5.0V (Note 3)	
Battery backup Voltage	V_{BATT}	2.2			V	Power Down Mode
All TTL Inputs, with and without Pull-up or Pull-down Resistors: type TTL						
High level Input Voltage		2.0			V	
Low level Input Voltage				0.8	V	
Schmitt Trigger inputs Type ST1						
Positive-going Threshold	V_{I+}		1.9	2.3	V	$V_{DD} - 3V$
Negative-going Threshold	V_{I-}	0.8	1.2		V	$V_{DD} - 3V$
Hysteresis	V_H	0.35	0.7		V	$V_{DD} - 3V$
Schmitt Trigger inputs Type ST2						
Positive-going Threshold	V_{I+}		1.72	2.32	V	
Negative-going Threshold	V_{I-}	0.72	1.10		V	
Hysteresis	V_H	0.3	0.62		V	
Master clocks : type Diff						
Input Voltage High		$0.8V_{DD}$			V	D.C. coupled
Input Voltage Low				$0.2V_{DD}$	V	D.C. coupled
OR						
D.C. coupled differential sinewave (pk-pk)		130			mV	Mid point at nominal 4.3V
OR						
Peak to Peak single sinewave		600			mV	AC coupled
Crystal Oscillator Type XTLL, XTLO						
Frequency Range	f_{osc}		32	1000	KHz	
Amplifier Transconductance	g_m	220	550	2500	μ A/V	
Output Impedance	Z0	20	56	100	k Ω	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(cont.)

Temp = -40°C to +85°C, $V_{DD} = 5V \pm 10\%$. The input thresholds and output voltage limits for the logic signal pins are tested and guaranteed by production test. All other parameters are guaranteed by characterisation and design. They apply within the specified ambient temperature and supply voltage ranges unless otherwise stated.

Characteristics	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min	Typ	Max		
Power Level 6 Outputs: types OP6 and OPT6						
Output Voltage High	V_{OH}	0.8V _{CC0}		0.4	V	$I_{OH} = -12mA$
Output Voltage Low	V_{OL}				V	$I_{OL} = 12mA$
Output short circuit current	IOS		270 150		mA	$V_{DD} = \max VO = V_{DD}$ $V_{OH} = \max VO = 0V$
Tri-state output leakage current	IOZ		-10		µA	$VOH = GND$ or V_{DD}
Output capacitance	COUT		5		pF	
Power Level 3 Outputs: types OP3 and OPT3						
Output Voltage High	V_{OH}	0.8V _{DD}}		0.4	V	$I_{OH} = -6mA$
Output voltage Low	V_{OL}				V	$I_{OL} = 6mA$
Output short circuit current	IOS		135 75		mA	$V_{DD} = \max VO = V_{DD}$ $V_{OH} = \max VO = 0V$
Tri-state output leakage current	IOZ		-10		µA	$VOH = GND$ or V_{DD}
Output capacitance	COUT		5		pF	
Power Level 2 Outputs: types OP2 and OPT2						
Output voltage High	V_{OH}	0.8V _{DD}}		0.4	V	$I_{OH} = -4mA$
Output voltage Low	V_{OL}				V	$I_{OL} = 4mA$
Output short circuit current	IOS		90 50		mA	$V_{DD} = \max VO = V_{DD}$ $V_{OH} = \max VO = 0V$
Tri-state output leakage current	IOZ		-10		µA	$VOH = GND$ or V_{DD}
Output capacitance	COUT		5		pF	
Power Level 1 Outputs: types OP1 and OPT1						
Output Voltage High	V_{OH}	0.8V _{DD}}		0.4	V	$I_{OH} = -2mA$
Output Voltage Low	V_{OL}				V	$I_{OL} = 2mA$
Output short circuit current	IOS		45 25		mA	$V_{DD} = \max VO = V_{DD}$ $V_{OH} = \max VO = 0V$
Tri-state output leakage current	IOZ		-10		µA	$VOH = GND$ or V_{DD}
Output capacitance	COUT		5		pF	

Note 1: Any unused inputs must be tied High or Low.

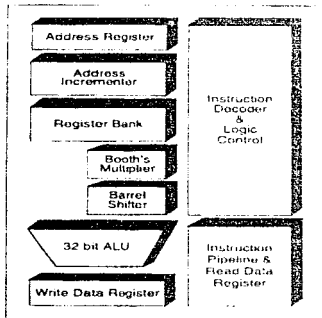
Note 2: The input pair CLK_T/CLK_1 may be driven by CMOS logic levels (D/C coupled) or A/C coupled or by a low amplitude differential sinewave (D/C coupled e.g. GP2010). If a single logic level is to be used this should drive CLK_T with the CLK_1 pin biased to mid supply. If a single sinewave clock is to be used this should drive CLK_T through a capacitor, with both of the CLK_T/CLK_1 pins biased to approximately two thirds supply. See Fig. 24 for a suggested circuit.

Note 3: These values apply when the 32kHz oscillator circuit is not running.

Note 4: The operation of the feature whereby input levels and output drive strengths can be modified is not guaranteed by the existing factory testing procedure.

ARM60-B Overview

The ARM60-B is a low power, general purpose 32 bit RISC microprocessor. It is an implementation of the ARM6 macrocell, packaged in a compact 100 pin Metric Quad Flat Pack. Its simple, elegant and fully static design is particularly suitable for cost and power sensitive applications.



- ┆ 32 bit RISC processor
- ┆ 32 bit data bus
- ┆ 32 bit address bus
- ┆ Big and Little Endian operating modes
- ┆ High performance RISC
27 Dhrystone MIPS @ 5V/30MHz
- ┆ Temperature range -40°C to +85°C
- ┆ Low power consumption
1.2mA/MHz @ 5V fabricated in 0.6µm CMOS
- ┆ Fully static operation
ideal for power sensitive applications
- ┆ Fast interrupt response
for real-time applications
- ┆ Virtual Memory System Support
- ┆ Excellent high-level language support
- ┆ Simple but powerful instruction set
- ┆ IEEE 1149.1 (JTAG) Boundary Scan
to ease testing

Applications:

The ARM60-B is ideally suited to these applications requiring RISC performance from a compact, power efficient processor. These include

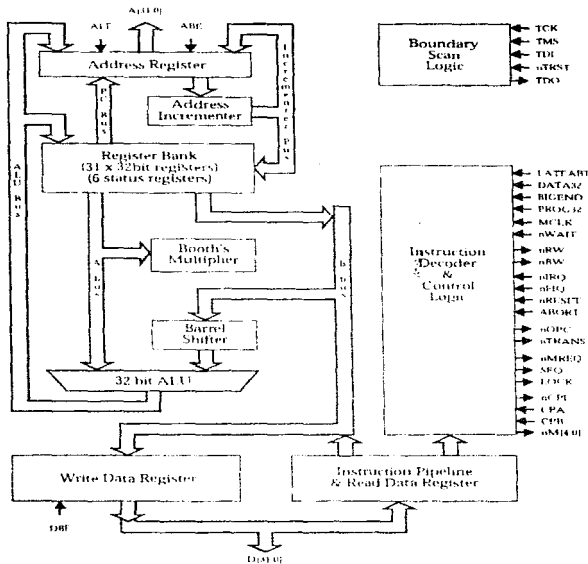
- Telecomms** - eg GSM terminal controller
- Datacomms** - eg protocol conversion
- Portable Computing** - eg palmtop computer
- Portable Instruments** - eg handheld data acquisition unit
- Automotive** - eg engine management unit
- Information Systems** - eg smart cards
- Consumer Multimedia** - low cost controller

Ordering Code

P60ARM-B/G/GPFR

For full details please contact your local GPS Customer Service Centres

ARM60-B Overview



RFM

HX2000

- Ideal for 916.5 MHz: Unlicensed Transmitters in the USA and Canada
- Self-Contained RF Functions Shorten Development Time
- Compact, Surface Mount Case with <math>< 90 \text{ mm}^2</math> Footprint

916.5 MHz Hybrid Transmitter

The HX2000 is a miniature transmitter module that generates on-off keyed (OOK) modulation from an external digital encoder (not included). The carrier frequency is quartz, surface-acoustic wave (SAW) stabilized, and output harmonics are suppressed by a SAW filter. The result is excellent performance in a simple to use, surface-mount device with a low external component count. The HX2000 is designed for unlicensed remote-control, wireless security, and data-link transmitters operating in the USA under FCC Part 15.249 and in Canada under TRS RSS 210.



SM-4 Case

Absolute Maximum Ratings

Rating	Value	Units
Power Supply and/or Modulation Input Voltage	10	V
Nonoperating Case Temperature	-40 to +85	°C
Ten-Second Soldering Temperature	230	°C

Electrical Characteristics

Characteristic	Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Frequency	Absolute Frequency	f_0	916.500		916.700	MHz
	Tolerance from 916.500 MHz	Δf_0	1, 2, 3, 4		+200	kHz
RF Output Power into 50 Ω at 25 °C	Power	P_{out}	2, 4, 5	3	0	dBm
	Within Specified Temperature Range		2, 3, 4, 5	5	0	dBm
Harmonic Spurious Emissions			2, 3, 4, 5	40	-32	dBc
Modulation Input	Input HIGH Voltage	V_{inH}		2.5	V_{cc}	V
	Input LOW Voltage	V_{inL}		0.0	0.3	V
	Input HIGH Current	I_{inH}	3, 4, 5		100	μ A
	Input LOW Current	I_{inL}		0.0		μ A
Dynamic Input Resistance			5	18	k Ω	
Data Tuning Parameters	Modulation Rise Time	t_r			60	ns
	Modulation Fall Time	t_f	3, 4, 5, 6		70	ns
Power Supply	Voltage	V_{cc}	5, 7	2.7	3.3	VDC
	Peak Current	I_{cc}	3, 4, 5, 8		9	mA
	Standby Current	I_{ccS}	5, 9		1.0	μ A
Operating Case Temperature Range	T_c	5	-40		+85	°C

Lead Symbolization: In Addition to Lot and/or Date Code

RFM HX2000



CAUTION: Electrostatic Sensitive Device. Observe precautions for handling.

NOTES:

1. One or more of the following United States patents apply: 4,454,488; 4,616,197; 4,870,681; and 4,760,352
2. Typically, equipment utilizing this device requires on-site testing and government approval, which is the responsibility of the equipment manufacturer.
3. Applies over the specified range of operating temperature.
4. Applies over the specified range of operating power supply voltage.
5. The design, manufacturing process, and specifications of this device are subject to change without notice.
6. The maximum data rate is dependent on the characteristics of the external existing circuitry (not included).
7. Unless noted otherwise, case temperature $T_c = +25^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$, test load impedance = 50 Ω , and modulation input is at logic HIGH.
8. The maximum operating current occurs at the maximum specified power supply voltage and maximum specified operating temperature.
9. Standby current is defined as the supply current consumed with the modulation input at logic LOW.

HX Series of Hybrid Transmitters

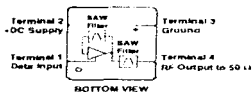
Electrical Connections

Terminal Number	Connection
1	Data Input
2	-DC Supply
3	Ground
4	RF Output to 50Ω



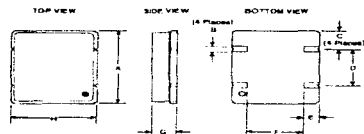
TOP VIEW

Block Diagram



BOTTOM VIEW

Assembly Design



Dimension	Millimeters		Inches	
	Minimum	Maximum	Minimum	Maximum
A		10.67		0.420
B	1.27 Nominal		0.050 Nominal	
C	2.67 Nominal		0.105 Nominal	
D	5.08 Nominal		0.200 Nominal	
E	1.70 Nominal		0.067 Nominal	
F	5.46 Nominal		0.214 Nominal	
G		2.80		0.110
H		9.02		0.355

Footprint

Actual Size Footprint:



Typical Printed Circuit Board Land Pattern



Typically 0.01" to 0.05" or 0.25 mm to 1.25 mm (4 Places)

(The optimum value of this dimension is dependent on the circuit board assembly process employed.)

Typical Test Circuit



BOTTOM VIEW

*NOTE: Bypass required only for "HX2" series transmitters in the 902 to 928 MHz band.

Typical Transmitter Application



NOTES:

1. Bypass required only for "HX2" series transmitters in the 902 to 928 MHz band.
2. This matching component is required only for antennas that are not 50 ohms. It is typically a chip inductor to match to stub antennas shorter than 1/4 wavelength. For very low radiated field-strength applications, a resistor can also be used.

RFM.

- Ideal for 916.5 MHz, 3 V Data Receivers in the USA and Canada
- Passive Design with No RF Oscillation
- Baseband Data Rate of 29 Kbps
- Simple to Apply with Low External Parts Count
- Rugged, Surface-Mount Package with 1.0 mm² Footprint

This amplifier-excited hybrid (ASH) receiver is based on several leading-edge technologies that allow outstanding performance in a small and simple-to-apply module. Two surface-acoustic-wave (SAW) devices are employed. Front-end filtering by a low-loss coupler-resonator SAW filter provides excellent selectivity. Typical sensitivities of -80 dBm is achieved with no RF oscillating or regenerative circuitry. This results in virtually no RF spurious emissions. A low-loss SAW delay line provides the time delay necessary to sequence the two RF amplifiers. Time sequencing of the RF gain eliminates the need for frequency conversion prior to AM detection. This receiver is designed to operate from a 3 V lithium battery with typically 2.5 mA current. For system design flexibility, the baseband output is accessible, and the comparator threshold can be changed externally between two settings. Typical applications include unlicensed wireless remote controls and digital data links operating in the 3.5A and/or 14C Part 15.249 and in Canada under FCC RSS-230.

RX2020

916.5 MHz ASH Receiver



SM-10 Case

Absolute Maximum Ratings

	Rating	Value	Units
Incident RF Power		+10	dBm
Power Supply Voltage (V _{CC}) to Ground (Observe ESD Precautions)		-0.5 to +6.0	VDC
ESD (100 pF, 1.5 kΩ)	Terminals 2, 3, or 7 to Ground	±2000	V
Case Temperature	All Other Terminals to Ground	±1000	V
		-40 to +100	°C

Electrical Characteristics

	Characteristic	Typ	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Radio Frequency		2.9			916.5 (Nominal)		MHz
Received Carrier Modulation Type		A, S			PSK Modulation (ASK)		
RF Band	Sensitivity				-80		dBm
	Operating Signal Strength					10	dBm
	Channel Width	6	1, 2, 3, 4				kHz
	Noise Equivalent Bandwidth	2.5			48		kHz
	Input Impedance	Z _{in}			50 (Nominal)		Ω
Interference Rejection	Half-Frequency Spurious	2			15		dB
	1:1.1 MHz	4			10		dB
Sequencing (Sampling)	Sample Duration	8			200		ns
	Sample Repetition Rate	8			625		kHz
Baseband	Data Rate	29			29		kbps
	4 dB Bandwidth	4		24		20	kHz
Comparator Threshold	Default (Terminal 5 RE)	10			25		mV
	Alternate (Terminal 5 CE)				0		mV
Digital Output	CMOS Load Capacitance					10	pF
	Output High Voltage	V _{OH}		V _{OH} - 0.2		V _{CC}	V
	Output Low Voltage	V _{OL}		0.0		0.2	V
	Rise Time	1			5		ns
Power Supply	Operating Voltage	V _{CC}		2.7		3.0	VDC
	Current at 25°C and 3.0 V	I _{CC}				2.5	mA
Operating Ambient Temperature		T _A		-40		+85	°C

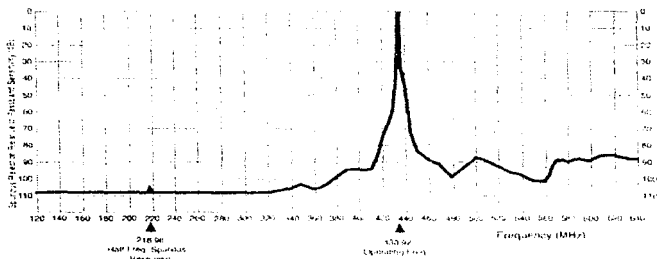
Lead Symbolization (In Addition to Part Code)

RFM-RX2020

The RX Series SMT Hybrid ASH Receivers

Typical Modulated Interference Rejection (433.92 MHz RX1000 Shown)

This plot is for an interfering signal modulated with the receiver's modulation and code. Continuous wave (CW) or signals with other modulation or codes typically results in significantly better rejection performance.



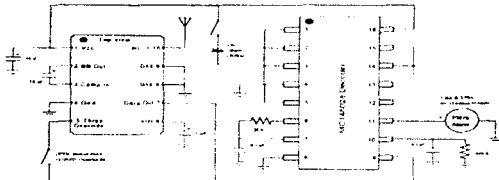
CAUTION: Electrostatic Sensitive Device. Observe precautions for handling.

NOTES

1. Unless noted, all voltages are dc. Waveforms apply over the entire operating frequency range.
2. Time of measurement for the following limits is 100 ns unless otherwise specified. For 100 ns, unless otherwise specified.
3. Typically, equipment making this device requires connection to a host and/or other peripheral, which is the responsibility of the equipment manufacturer.
4. This device is not a true power device and specifications of this device are subject to the manufacturer's terms.
5. A variety of pin-offloads of the package modulation scheme are possible, some requiring the use of an external function generator. Contact the manufacturer.
6. This parameter applies over the operating modulation scheme specified in the data sheet.
7. With interference signal modulated with the receiver's modulation and code. See the ASH datasheet for more information.
8. Sample rate limits values are for 100 MHz and 100 kHz. See the ASH datasheet for more information.
9. Measurement bandwidths and data rates are available for 100 kHz and 1 MHz. See the ASH datasheet for more information.
10. The on-time comparison threshold is not terminal. It is connected to an internal node for the device. It is not a pin. Contact the manufacturer for more information.
11. The ASH receiver is designed to be used in a typical CMOS process.

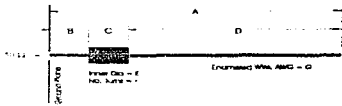
The RX Series SMT Hybrid ASH Receivers

Demonstration Circuit



Typical Antennas

Dimension	Units	Frequency (MHz)			
		303.825	418.0	423.82	916.5
A	Inches	5.34	3.0	3.55	1.58
	Millimeters	136	76	90	40
B	Inches	1.4	11.6	11.6	41.4
	Millimeters	36	295	295	1052
C	Inches	0.25	0.0	0.55	0.16
	Millimeters	6	0	14	4
D	Inches	3.7	2.7	2.4	1.0
	Millimeters	94	69	61	25.4
E	Inches	0.375	0.1	0.1	0.1
	Millimeters	10	2	2	2
F	Number of Turns	4-7	15-1	15-1	1
	A/WC	#20	#22	#22	#24



Case Design

