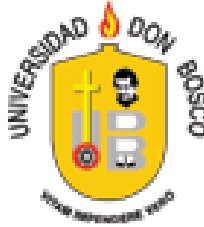


UNIVERSIDAD DON BOSCO



“DISEÑO DE LAN SOBRE LINEA AC”

**TRABAJO DE GRADUACION
PREPARADO PARA LA FACULTAD DE INGENIERIA**

**PARA OPTAR AL GRADO DE:
INGENIERO ELECTRONICO**

**PRESENTADO POR:
BRENDA LENNY FABIAN JOYA
LUIS GUILLERMO ROSALES ROSALES
BERNARDO ANTONIO QUIJADA TOBAR**

**ASESOR:
ING. OSCAR WENCESLAO RIVAS**

**MARZO 2008
SOYAPANGO – EL SALVADOR – CENTROAMERICA**

UNIVERSIDAD DON BOSCO

**RECTOR
INGENIERO FEDERICO MIGUEL HUGUET RIVERA**

**SECRETARIO GENERAL
PBRO. PEDRO JOSE GARCIA CASTRO, S.D.B.**

**DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA
INGENIERO FEDERICO GIRON**

**ASESOR DE TRABAJO DE GRADUACION
INGENIERO OSCAR WENSCESLAO RIVAS**

**JURADO EVALUADOR
INGENIERO OSCAR BLANCO
INGENIERO JUAN CARLOS CASTRO
INGENIERO JORGE LOPEZ**

UNIVERSIDAD DON BOSCO

FACULTAD DE INGENIERIA

**JURADO EVALUADOR DE TRABAJO DE GRADUACION
“DISEÑO DE LAN SOBRE LINEA AC”**

**ING. OSCAR BLANCO
JURADO**

**ING. JUAN CARLOS CASTRO
JURADO**

**ING. JORGE LOPEZ
JURADO**

**ING. WENSCESLAO RIVAS
ASESOR**

AGRADECIMIENTOS

A mi Padre Dios, a El sea toda la gloria y la honra, a su hijo mi Señor Jesús por darme la fuerza y la sabiduría, quien tocó corazones y cambió pensamientos. Gracias Señor una vez más.

A mi mami Milagro Esperanza Joya de Fabián por todo su sacrificio, paciencia y amor, a mi papi Víctor Antonio Fabián Castillo por sus noches de espera y permisos otorgados. Que Dios me los Bendiga.

A mis hermanos Benjamín, Francisco y Douglas, por su apoyo en las tareas que me correspondían, por sus oraciones y paciencia, a mi sobrina la pequeña Kenia por su sonrisa y cariño.

A Guillermo por su amor. Lo logramos BB.

A Don Guillermo Rosales y Doña Luz de Rosales por abrirme las puertas de su hogar.

A todos mis amigos por su apoyo, por comprender el porque de no haberlos acompañado en ocasiones especiales, por haber compartido todas esas noches de soda, churros, chocolates y café.

A mis hermanos en Cristo que intercedían por mí en sus oraciones. Que Dios les duplique Bendiciones y realice todos sus sueños.

Y a todas aquellas personas que me compartieron sus conocimientos he influyeron en mis estudios, y aquella en especial que me enseñó que “entre el hombre mas se prepara Dios mas lo utiliza”

Domo Arigato Gozaimasu

BRENDA LENNY FABIAN JOYA

“Mas buscad primeramente el reino de Dios y su justicia y todas estas cosas os serán añadidas.” Mateo 6:33

AGRADECIMIENTOS

Primero y antes que nada, dar gracias a mi Señor Jesús, por estar conmigo en cada paso que doy, por fortalecer mi corazón e iluminar mi mente y por haber financiado este trabajo.

Agradecer a mis padres Guillermo y Luz de María por darme el apoyo incondicional en cualquier cosa que se necesitara desde mis estudios hasta la comida. A mi mama tita porque sin ella no hubiera pasado del cuarto grado.

A mi hermano Carlos por habernos ayudado a no dormirnos poniéndonos música a todo volumen, ahora entiendo que nos quería ayudar.

A mis compañeros Bernardo y Brenda porque a pesar de que veíamos problemas en el camino le echamos ganas para salir con todo y porque en su compañía las cosas malas se convierten en buenas, la tristeza se transforma en alegría y la soledad no existe.

A mis amigos que me daban sobre todo esa gran amistad que me escuchaban y me aconsejaban y que me brindaban su apoyo, desde el moral hasta el que nos traía los elementos.

De igual manera mi más sincero agradecimiento a las personas que me dijeron que no funcionaria, porque tuvieron razón, pero eso me hizo dar lo mejor de mí y siempre luchar hasta el final.

A mis compañeros de trabajo que de alguna u otra manera me ayudaron desde una palmadita en la espalda hasta hojas de papel bond, ya que dentro de los ámbitos que a cada uno le competen me han colaborado sin ponerme ningún impedimento, al contrario, me han brindado siempre una sonrisa.

A todas esas personas que no menciono, pero que siempre les estaré agradecido por su ayuda; y a los animales que se desvelaron conmigo.

Luis Guillermo Rosales

AGRADECIMIENTOS.

A Dios todopoderoso por darme la oportunidad de salir adelante y guiarme en el camino correcto para concretar esta meta, especialmente a su madre la Virgen María por su intersección ante él.

A mis padres, quienes me han brindado su apoyo incondicional durante todo el desarrollo de mi carrera, y lo siguen haciendo alentándome a continuar capacitándome; en los momentos más difíciles cuando todo parecía cuesta arriba sin final, ellos me dieron su soporte aligerando la carga; los amo mucho.

A mi esposa quien también me ha apoyado, sus fuerzas y amor me empujaron a seguir adelante y me impulsa a no estancarme en mis estudios; gracias por darme una hija tan bella.

A mis compañeros de tesis, aun cuando se veía un final oscuro siempre dieron fuerzas para seguir y no desmayar en el camino; además de compañeros, nos volvimos amigos verdaderos en las desveladas y en los festejos de pequeños logros.

A la universidad, por darnos la oportunidad de graduarnos y brindarnos una educación de calidad, capacitándonos para los retos que puedan surgir en el camino profesional.

Agradecimientos especiales a todos mis familiares y amigos que siempre creyeron en mi apoyándome y aconsejándome.

La carrera de Ingeniería Electrónica ha sido una experiencia especial en mi vida dándome el carácter, los conocimientos y aptitudes para mi superación personal y para ayudar a mi país a salir adelante.

BERNARDO QUIJADA

INTRODUCCIÓN.....	1
COMUNICACIONES EN LINEAS DE POTENCIA.....	2
Tecnologías Iniciales de Comunicación en líneas de Potencia.....	2
Medio de las Líneas de Potencia	2
1 CAPÍTULO I.....	4
1.1 CARACTERISTICAS DE LA RED ELÉCTRICA.....	4
1.1.1 Resistividad	4
1.1.2 Capacitancia.....	4
1.1.3 La naturaleza y características de la red eléctrica	4
1.1.4 Perturbaciones de la red eléctrica.....	6
1.1.4.1 Ruido de fondo	7
1.1.4.2 Ruido impulsivo	8
1.1.4.3 Ruido de banda angosta.....	8
1.1.4.4 Armónicos	10
1.1.5 Atenuación.....	10
1.2 DISPONIBILIDAD DE ANCHO DE BANDA.....	12
2 CAPITULO II.....	13
2.1 TECNICAS DE MODULACION	13
2.1.1 Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (OFDM).....	13
2.1.1.1 Modulaciones, velocidades y bandas de frecuencias de OFDM.	16
2.1.1.2 Ventajas de OFDM	16
2.1.2 Sistemas de espectro disperso (SS)	17
2.1.2.1 Caracterización y atributos de los sistemas de espectro disperso.....	19
2.1.2.2 Secuencias de pseudo ruido (PN).....	19
2.1.2.2.1 Tipos de secuencias PN.....	19
2.1.2.3 Principales técnicas de modulación de los sistemas de espectro disperso.....	20
2.1.2.4 Espectro disperso de secuencia directa (DSSS)	21
2.1.2.5 Espectro disperso por saltos de frecuencia (FHSS).....	21
2.1.2.6 Espectro disperso por saltos de tiempo (THSS)	23
2.1.2.7 Comparación de las técnicas de espectro disperso	24
3 CAPITULO III.....	25
3.1 TECNOLOGIAS DESARROLLADAS PARA TRANSMISION SOBRE LINEAS DE POTENCIA.....	25
3.1.1 X-10	25
3.1.1 CEBus	26
3.1.2 LonWorks.....	28
3.1.3 HomePlug 1.0.....	29
3.1.3.1 Funcionamiento de HomePlug 1.0 en un entorno residencial.	32
3.1.3.2 Configuración de la prueba.	33
3.1.3.3 Resultados obtenidos por los realizadores de la prueba	34
3.1.3.4 Tabla comparativa.....	35

4	CAPITULO IV	36
4.1	HOMEPLUG 1.0.....	36
4.1.1	Introducción	36
4.1.2	Capa Física.....	37
4.1.2.1	Generalidades	37
4.1.2.2	Especificaciones de la capa física (PHY).....	38
4.1.2.3	Procesamiento de señal.....	38
4.1.2.4	Tramas PHY	43
4.1.3	Capa de control de acceso al medio (MAC) de HomePlug 1.0	45
4.1.3.1	Sensor de portadora y detección de colisión sobre las líneas de potencia.	47
4.1.3.2	Encapsulación de tramas IEEE 802.3	48
4.1.3.3	Estructura de paquete MPDU	50
4.1.3.4	El Tiempo y espaciado entre tramas.....	54
4.1.3.5	Resolución de Las prioridades.....	55
4.1.4	Acceso del canal.....	56
4.1.5	Control de errores MAC.....	59
4.1.5.1	Segmentación y reensamblaje.....	60
4.1.5.2	Ráfaga de segmentos y acceso libre de argumentos.	61
4.1.6	Administración de la capa MAC	62
4.1.6.1	Función de control de estimación de canal.....	64
4.1.6.2	Manejo de privacidad y llaves.....	65
5	CAPITULO V	67
5.1	IMPLEMENTACION DE HOMEPLUG.....	67
5.1.1	Descripción del hardware	67
5.1.2	Etapa de acoplamiento y filtrado.....	68
5.1.3	MAX 2980	68
5.1.3.1	Aplicaciones.....	69
5.1.3.2	Diagrama funcional del MAX2980	69
5.1.3.2.1	Canal de recepción	69
5.1.3.2.2	Canal de transmisión	70
5.1.4	MAX2986	70
5.1.4.1	Características.....	71
5.1.4.2	Aplicaciones.....	72
5.1.5	Dispositivo de capa física ethernet (PHY) L80225 10/100 Mbps TX/10BT	74
5.1.6	Transformador H1102.....	74
5.1.7	MAX3387E.....	75
5.1.8	Osciladores.....	76
5.1.9	Diagrama de bloques del circuito final.....	77
5.2	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS MÓDULOS	77
5.3	PRUEBAS Y DATOS DE LAS MEDICIONES HECHAS EN LA ETAPA DE AISLAMIENTO Y FILTRADO	79
5.3.1.1.1	Utilizando multímetro digital.....	79
5.3.1.1.2	Utilizando osciloscopio.....	80
5.3.1.1.3	Utilizando analizador espectral.....	80
6	ANEXOS	85

6.1	LISTADO DE SIGLAS	86
6.2	ELEMENTOS DE LOS MÓDULOS	89
6.2.1	Filtrado, Aislamiento y AFE	89
6.2.2	Capa PHY y MAC	89
6.2.3	Fuente 5 v / 3.3 v	90
6.2.4	Conexión RS-232	90
6.2.5	Presupuesto de compra a diciembre de 2007.	90
6.2.6	Circuitos Implementados En Los Módulos	93
6.3	FOTOGRAFÍAS DE IC'S	96
6.4	DISEÑO DE IMPRESOS EN EAGLE 4.16 R12 Y FOTOGRAFÍAS DE DICHS MÓDULOS.....	97
7	OBSERVACIONES	101
8	CONCLUSIONES	102
9	RECOMENDACIONES	103
10	REFERENCIAS.....	104

INTRODUCCIÓN

El tendido de cables en un determinado sistema de comunicación ha creado costos que reducen la productividad que se puede obtener en algún tipo de servicio, esto se debe a factores como la cantidad de material necesario, el espacio requerido, etc.

Desafortunadamente, para cubrir completamente una casa utilizando una infraestructura inalámbrica es necesario conectar múltiples puntos de acceso. La solución es establecer una comunicación usando como medio de transmisión las líneas de bajo voltaje existentes (110/220) que lleva potencia eléctrica a los toma corrientes y luces de cada cuarto o a cada pared de la casa o del edificio. Es previsto que los fabricantes de computadoras, de redes, de dispositivos de comunicación y periféricos, usarán circuitos integrados de bajo costo y con un protocolo de comunicación eficiente para habilitar tal equipo, para que actúe como un nodo en la red de casa/oficina simplemente conectándolo al toma de la pared. El toma, el cual normalmente es requerido como una conexión de potencia eléctrica, ahora se vuelve simultáneamente como un punto de conexión para comunicación de datos de alta velocidad.

Es también posible utilizar la línea de teléfono para este propósito y posiblemente con características más atractivas como canal. Sin embargo, las líneas de teléfono, al igual que el cableado de TV, aparecen solamente en algunos cuartos de la casa. Usualmente solo hay una conexión de teléfono en cada cuarto con servicio. Por otro lado, las líneas de potencia son notoriamente malas como un canal de comunicación debido al ruido eléctrico e interferencia, así como la variabilidad del canal dependiendo de los aparatos conectados a ella que están en uso de tiempo en tiempo. Pruebas de campo sugieren que las líneas de potencia proveerán conectividad en situaciones donde algunas redes inalámbricas fallarán debido a atenuaciones dadas por la distancia u obstrucciones tales como paredes y muebles.

COMUNICACIONES EN LINEAS DE POTENCIA

Tecnologías Iniciales de Comunicación en líneas de Potencia

El esfuerzo para utilizar líneas de potencia como un medio de transmisión se han llevado a cabo desde hace 160 años, pero transmisiones de alta velocidad arriba de 10 Mbps fueron alcanzadas recién a mediados de 1990. Antes de este tiempo los varios tipos de línea de potencia fueron tomados como medios de transferencia de datos de bajo rendimiento. Existen varios protocolos de comunicación para líneas de potencia, el propósito principal de estos protocolos no es la implementación de una red de datos en una casa sino servir como protocolos de control para automatizaciones en casa, seguridad y control de luces. Por otro lado, se tiene un protocolo denominado HomePlug 1.0, que es un estándar de red de alta velocidad dentro de casa, éste puede coexistir con dispositivos que usan protocolos de control porque usan bandas de frecuencias diferentes.

Medio de las Líneas de Potencia

Las líneas de potencia fueron originalmente diseñadas para frecuencias de 50-60 Hz y a lo sumo de 400 Hz. En altas frecuencias la línea de potencia es bastante hostil para la propagación de señales. Las redes de línea de potencia operan sobre un estándar de cableado eléctrico ya construido y como tal consiste en una variedad de tipos de conductores transversalmente unidos casi al azar. Por lo tanto en la red se encontraran una amplia variedad de impedancias características. La impedancia del terminal de red tenderá a variar con la frecuencia de la señal de comunicación y con el tiempo en que las cargas debidas al consumidor varían, esta discrepancia en las impedancias causa un efecto de múltiple ruta resultando profundos desvanecimientos de la señal a ciertas frecuencias. En un ambiente típico de casa la atenuación de las líneas de potencia está entre 20 dB y 60 dB y esto está en función de la carga.

Las mayores fuentes de ruido vienen de aplicaciones eléctricas, las cuales utilizan fuentes de 60 Hz y que generan componentes de ruido que se extienden muy bien en el espectro; a alta frecuencia algunas fuentes comunes de ruido eléctrico son

ciertos tipos de lámparas (halógenas y fluorescentes), fuentes de poder conmutadas, motores y las lámparas regulables.

Para que la transmisión de datos sea confiable sobre este medio hostil se necesita utilizar fuertes códigos de corrección de error adelantada (FEC), detección de error por interpolación y técnicas de requerimiento automáticas de repetición (ARQ), junto con esquemas de modulación apropiados, así como robustos protocolos de acceso al medio (MAC).

Nota: Antes de introducirse a la lectura del documento o tratar de implementar lo descrito en el mismo, favor tomar en cuenta las observaciones, conclusiones y recomendaciones al final del documento también así tomar nota de la sección 5.2.

1 CAPÍTULO I

1.1 CARACTERÍSTICAS DE LA RED ELÉCTRICA

1.1.1 Resistividad

Esta a pesar de ser una característica propia de la línea, también puede limitarla, ya que provoca que la corriente eléctrica no llegue con la misma intensidad debido a la oposición que presenta el conductor al paso de la corriente. La resistencia que ofrece el cable depende de su diámetro o área de la sección transversal porque la conductividad se reduce al disminuir el grosor de la línea, del material con que está hecho y de la longitud, ya que la conductividad de un cable es inversamente proporcional a la longitud; y la resistencia es directamente proporcional a la longitud.

También influyen mucho los cambios de temperatura que sufre porque; al paso de la corriente, la resistividad se ve incrementada ligeramente al aumentar su temperatura. La razón para el incremento de la resistencia de los metales con la temperatura viene dada debido al efecto de las vibraciones térmicas de iones de la red cristalina. A temperaturas más altas la amplitud de vibraciones aumenta y el intervalo de tiempo entre choques de un electrón con iones disminuye.

1.1.2 Capacitancia

La energía que es perdida por la capacitancia de las líneas afecta mucho al sistema eléctrico, porque a medida que se transfiera más carga al conductor, el potencial del conductor se vuelve más alto, lo que hace más difícil transferirle más carga. El conductor tiene una capacitancia determinada para almacenar carga que depende del tamaño y forma del conductor, así como de su medio circundante.

1.1.3 La naturaleza y características de la red eléctrica

Un sistema de comunicación en su forma más básica está representada por un esquema muy simple: el emisor, el receptor y entre ellos el medio, por ello es importante un estudio previo de este medio para saber las bondades o problemas que éste le pueda causar a la comunicación.

El desarrollo de las comunicaciones a través de la red eléctrica se puede comparar con la transmisión inalámbrica; ya que los medios que usa este tipo de transmisión se ven afectados por ruido, múltiples trayectorias, atenuación, etc. El ruido en su mayor parte es producido por los equipos que están conectados en la red; la atenuación y las múltiples trayectorias son causadas por la imperfección del canal en sí.

Antes de entrar más a fondo en las características específicas con las que cuenta la red eléctrica, se presentará un resumen previo y muy general del Sistema de Distribución de Energía, el cual está formado en tres diferentes tramos.

1. ALTA TENSIÓN: La central eléctrica, que eleva el voltaje de la energía eléctrica generada a las altas tensiones utilizadas en las líneas de transporte.

El voltaje en esta fase anda entre los 138,000 y los 765,000 voltios para la línea de transporte primaria (cuanto más alta es la tensión en la línea, menor es la corriente y menores son las pérdidas, ya que éstas son proporcionales al cuadrado de la intensidad de corriente).

2. MEDIA TENSIÓN: Las subestaciones donde la señal baja su voltaje para adecuarse a las líneas de distribución; el voltaje se transforma en tensiones entre 69,000 y 138,000 voltios para que sea posible transferir la electricidad al sistema de distribución.

3. BAJA TENSIÓN: Los transformadores que bajan el voltaje al valor utilizado por los consumidores. La industria suele trabajar a tensiones entre 380 y 415 voltios, y las viviendas reciben entre 220 y 240 voltios en algunos países y entre 110 y 125 en otros, como en el nuestro.

Distinto a lo que se piensa, los problemas que muestra el uso de la red eléctrica como medio de comunicación, no radican en la naturaleza del sistema de conductores que se utilizan para la transmisión de energía; si no, en el hecho de que existe una amplia variedad de cargas (luces, ventiladores, televisores, computadoras, microondas, motores, etc.) que son conectadas y desconectadas a la red de forma continua y aleatoria; lo cual implica que nuestro sistema de

comunicación se encontraría, en un ambiente altamente hostil al conectarse a la red.

Entonces un buen punto de inicio es la medición, modelado y caracterización de este medio. Los parámetros a los que se prestará mayor importancia a la hora de estudiar la red eléctrica como canal de comunicación son: la atenuación característica del canal, la naturaleza de las perturbaciones presentes en el canal y la impedancia de entrada de la red eléctrica.

1.1.4 Perturbaciones de la red eléctrica

Como ya se dijo anteriormente, la red eléctrica presenta un ambiente altamente hostil a cualquier dispositivo que es conectado en ella, y esto se debe a las perturbaciones originadas en algunas ocasiones en la etapa de transporte y distribución (variación de la frecuencia, conmutación de las líneas, descargas atmosféricas, disparo de protecciones, algunos armónicos, etc.) y en otros muchos casos se debe a las perturbaciones originadas en la fase de explotación, donde ciertos tipos de cargas no lineales o maniobras de conexión y desconexión, originan fenómenos transitorios que alteran la forma de onda de la señal [1].

Las principales fuentes de ruido son los Triacs; que se utilizan en muchas aplicaciones como: luces regulables, motores universales, fuentes conmutadas utilizadas en computadoras y las lámparas fluorescentes [2].

Los Triacs generan ruido síncrono con la frecuencia principal de la señal de Corriente Alterna y surgen como armónicos de esta frecuencia; este tipo de ruido es generalmente causado por fuentes de poder que operan sincrónicamente con la frecuencia principal; tales como convertidores de potencia conectados a la fuente principal.

Los motores universales que se encuentran en licuadoras, batidoras o taladros también son fuentes de ruido, sin embargo, el nivel del ruido que estos generan, es menor al producido por luces regulables y no son síncronos con la frecuencia fundamental, éstos son los que más dañan a las comunicaciones por líneas de poder, porque su densidad de potencia espectral alcanza valores de más de 50 dB sobre el nivel de ruido de fondo. Es más, las luces regulables permanecen

encendidas por un período de tiempo mayor al que son utilizados los aparatos que contienen motores universales, los cuales son utilizados intermitentemente.

Últimamente han surgido otras dos fuentes con altos niveles de ruido: las lámparas fluorescentes (CFL) y las fuentes conmutadas presentes en baterías recargables (por ejemplo las existentes en computadoras portátiles y otros dispositivos de reducido tamaño). En la mayoría de los casos, estos presentan una frecuencia de operación (o bien algunos de sus armónicos) en la banda de frecuencias que va desde los 10 kHz hasta los 150 kHz [2].

Con el fin de analizar los principales tipos de ruido presentes en la línea eléctrica, estos suelen clasificarse como sigue: ruido de fondo, ruido impulsivo, ruido de banda angosta y armónicos [3]; los cuales se describen a continuación.

1.1.4.1 Ruido de fondo

Este tipo de ruido está presente de forma permanente en la red eléctrica independientemente de que existan dispositivos conectados a ella. Usualmente, su existencia se debe a factores tales como: el transformador de distribución de energía, el sistema de alumbrado público, etc.

Este tipo de ruido es principalmente causado por una superposición de numerosas fuentes de ruido de baja intensidad y es independiente del excedente de la gama de frecuencia especificada.

El modelo matemático más aceptado para describir el comportamiento del ruido de fondo en una red eléctrica es el presentado por O. Hooijen [3], [6]. El cual es descrito por la ecuación 1.1 y esta expresado en Watts por Hertz.

$$N(f) = 10^{(K - 3.95 \cdot 10^{-5} \cdot f)} \quad (\text{W/Hz}) \quad (\text{EC. 1.1})$$

La densidad espectral de potencia del ruido de fondo es dependiente de la frecuencia y en el rango de frecuencias de los 9 hasta los 95 kHz decrece con el incremento de la frecuencia con una pendiente de 20-25 dB/década en interiores y de 35 dB/década en exteriores.

1.1.4.2 Ruido impulsivo

Se define como aquellas perturbaciones que duran un intervalo de tiempo muy pequeño, y que se distribuye por igual para todas las frecuencias y es caracterizado por presentar una magnitud de elevado valor, muy corta duración y un muy pequeño tiempo entre un impulso y otro. Debido a que su duración es mucho menor que el tiempo de barrido del analizador, este ruido impulsivo aparecerá como un pico muy estrecho a una frecuencia cualquiera.

Generalmente la magnitud del pico puede alcanzar valores de 10 dB a 40 dB más que el valor promedio del nivel de ruido de fondo que existe en la red eléctrica. A diferencia de la red telefónica, el ruido impulsivo esperado en la red eléctrica debería presentar un nivel capaz de destruir los bits de información que viajen a través de ella al ser alcanzados por estos impulsos [3].

Las dos principales fuentes de este tipo de ruido son: un simple impulso asociado con el apagado y encendido manual de dispositivos domésticos tales como lámparas, televisores, etc., que pueden llegar a generar pulsos de 1 voltio de amplitud con una duración de 1ms o más. La segunda principal fuente de ruido impulsivo lo representan aquellas cargas que por si mismas generan trenes de pulsos como controladores basados en Triacs para la regulación de velocidad de ventiladores, reguladores de intensidad de lámparas, termostatos, etc., éstos presentan amplitudes de 20 voltios pico con tiempos de duración que alcanzan las decenas de microsegundos.

1.1.4.3 Ruido de banda angosta

El ruido de banda angosta o *narrow band* (como se le conoce) se caracteriza por presentar componentes que ocurren a frecuencias distintas a las que se presentan las armónicas de la frecuencia de red, este tipo de ruido es asíncrono con la frecuencia de red. Este ocupa una pequeña banda de frecuencias del espectro completo. Las principales fuentes del ruido de banda angosta lo representan los pulsos de las trazas horizontales presentes en las señales de video de los televisores y monitores de computadora, transmisiones que hacen uso de técnicas de codificación en el tiempo, transmisiones de radio, etc.; estas se acoplan directamente a la red eléctrica. Las interferencias de banda angosta han sido

observadas a diferentes frecuencias como: 25 kHz, 32 kHz, 46 kHz, 49 kHz, 55 kHz, 62 kHz, 75 kHz, 78 kHz y 94 kHz; y la mayor parte de estas, no se puede definir su procedencia [3].

En estudios hechos en la banda de frecuencia de los 75 – 80 kHz se observaron valores de potencia de ruido de -80 dBW/Hz o más [7].

Con el fin de minimizar los efectos de este tipo de perturbaciones es recomendable, evitar la transmisión de información a 15734 kHz y sus armónicos asociados, ya que a esta frecuencia los sistemas de televisión PAL (no existentes en El Salvador) causan interferencias, con la presencia de armónicos de una frecuencia fundamental igual a la dicha anteriormente, y además se debe de hacer uso de esquemas de modulación basados en la variación de la frecuencia, lo cual evitará la presencia de ruido en frecuencias inesperadas.

Las características que debe cumplir una señal de voltaje de red y a las cuales se refirió anteriormente son las siguientes:

- Amplitud constante.
- Forma de onda perfectamente senoidal.
- Frecuencia constante.
- Simetría, en el caso de redes trifásicas.

No obstante, un sistema eléctrico real no cumple con las características anteriormente mencionadas. En la realidad, la red eléctrica presenta una serie de alteraciones o perturbaciones que alteran la calidad del servicio, entre algunas de las perturbaciones presentes están:

- Variaciones de frecuencia.
- Variaciones de amplitud del voltaje.
- Sobretensiones.
- Asimetrías entre fases.
- Deformaciones en voltajes y corrientes (armónicas).

1.1.4.4 Armónicos

Los armónicos surgen a partir de las interferencias electromagnéticas, a limitaciones de los transformadores y otros dispositivos por los que se propagan; es decir que además de la existencia de la frecuencia fundamental de 50 ó 60 Hz, aparecen otros componentes armónicos de menor amplitud en la red AC.

Los armónicos de esta frecuencia de red tienden a disminuir en gran medida con la frecuencia fundamental hasta el grado de desaparecer prácticamente a partir de los 50 ó 100 kHz, por lo tanto es necesario que se use (a la hora de diseñar el sistema de comunicación) señales portadoras que tendrán frecuencias superiores a este rango.

Los principales dispositivos generadores de armónicos son los Triacs o los SCR's (Rectificadores Controlados de Silicio), que se encuentran generalmente en aparatos como, fotocopiadoras, reguladores de luz, fuentes conmutadas, etc.

Ya que el espectro de frecuencia de estas interferencias es regular, se puede alcanzar una mayor confiabilidad en la comunicación usando circuitos de modulación que eviten o anulen las frecuencias armónicas de la frecuencia de red. Filtrar las componentes armónicas utilizando un filtro de muesca lo más exacto posible, sería otra opción.

1.1.5 Atenuación

Para tratar de disminuir las atenuaciones que se dan en las líneas de transmisión *full-duplex*, se necesita definir los modelos de alta frecuencia de sus cargas. Se puede hacer una aproximación llamada "aproximación de primer orden". En los casos en que la longitud de la línea de transmisión es menor a un octavo de la longitud de onda de la señal (aproximadamente 250 metros a los 100 kHz), y se utiliza una sola fase, la presencia de una impedancia de carga baja, hace que la línea de transmisión sea inductiva.

En muchos casos un modelo simplificado que incluye sólo inductancia del alambre y la impedancia de carga de bajo valor aproxima considerablemente la atenuación real señalada.

Frecuentemente el único otro efecto que debe considerarse que es la pérdida encontrada cuando el signo de comunicación debe cruzar las fases de poder. Esta pérdida, típicamente en el rango de 5 a 25 dB, es influenciada por varias variables como la distribución del transformador de acople, acoplamiento-cruce de alambre de distribución, impedancia de carga de multi-fase y circuitos que se instalan específicamente para reducir esta pérdida.

La atenuación de las señales que se dan en las líneas eléctricas, puede clasificarse en dos tipos:

- a) pérdidas por el acoplamiento de los circuitos.
- b) pérdidas de la línea.

Habitualmente las pérdidas de señal debido al acoplamiento son muy pequeñas. Así pues diremos que, la principal fuente de atenuación será entonces las pérdidas en la línea, esta depende en su mayoría de la distancia que se encuentra entre el transmisor y el receptor.

Según los datos provistos por [4] la atenuación contra la distancia de una red de bajo voltaje puede experimentar un aumento con la frecuencia en una proporción de valor igual a 0.25 dB/kHz para frecuencias entre los 60 y 90 kHz y un incremento con la distancia con una pendiente igual a 55 dB/km.

La atenuación (A) puede ser expresada como una función de la frecuencia y la distancia, tal y como se describe en la ecuación 1.2:

$$A = 12.6 + 0.055(d - 100) + 0.25(f - 60)(\text{dB}) \quad (\text{EC. 1.2})$$

Después de realizar mediciones en donde el transmisor y el receptor se encontraban en el mismo circuito de la red, se obtuvieron pérdidas en el rango de los 10 hasta los 15 dB; de otra forma si el transmisor y el receptor se encuentran ubicados en distintos circuitos de la red, separados por un panel de servicio, se observa un nivel de atenuación adicional de 10 hasta los 20 dB [2].

Según algunos estudios realizados en hogares del Reino Unido se encontró que los niveles de atenuación varían de 15 a 25 dB para una distancia de separación de 100 m en el rango de frecuencias de 3 a 150 kHz. Para los mismos parámetros,

de distancia y frecuencia, los valores obtenidos en hogares de Zurich, Suiza, los niveles de atenuación obtenidos están entre los 3 y los 13 dB.

1.2 DISPONIBILIDAD DE ANCHO DE BANDA

El ancho de banda del que se dispone en este ambiente no está limitado por las capacidades físicas del canal en si; sino más bien por estándares y regulaciones que son establecidos por organismos que se encargan de la regulación del espectro de frecuencia utilizado por los servicios de telecomunicaciones en los diferentes países o regiones.

La Banda A, que cubre el rango de frecuencias desde los 3 hasta los 95 kHz y que es utilizada por las compañías eléctricas. El rango de frecuencias comprendido entre los 95 y los 148.5 kHz comprende las bandas B, C y D; la principal diferencia entre estas tres bandas es el protocolo de acceso al medio que estas utilizan. Así pues, la Banda B comprendida desde los 95 hasta los 125 kHz no requiere del uso de protocolo de acceso para establecer la comunicación; y es utilizada por aplicaciones de usuarios finales tales como intercomunicadores. La Banda C, que comprende el rango de 125 a los 140 kHz requiere la implementación de protocolos de acceso para que los dispositivos transmitan en este rango de frecuencias. La banda D, que se extiende desde los 140 hasta los 148.5 kHz y que es similar a la banda A en que no requiere protocolo de acceso, por lo tanto las colisiones en esta banda son posibles [5].

2 CAPITULO II

2.1 TECNICAS DE MODULACION

2.1.1 Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (OFDM)

OFDM es una de las técnicas más prominentes para la transmisión de datos sobre líneas de potencia. OFDM es bien conocido en la literatura y en la industria; actualmente es usado en tecnología DSL, distribución inalámbrica terrestre de señales de distribución y ha sido recientemente adaptada a estándares de redes LAN inalámbricas de alta velocidad (802.11 A y 802.11G). La idea básica de OFDM es dividir el espectro disponible en varias bandas angostas, sub-portadoras de baja tasa de datos. Es un tipo de modulación multi-tono discreta (DMT). Para obtener alta eficiencia espectral la respuesta en frecuencia de las sub-portadoras se traslapan y son ortogonales entre sí, de ahí el nombre OFDM.

Cada sub-portadora de banda angosta puede ser modulada usando varios formatos de modulación. Escogiendo un espacio pequeño de la sub-portadora, la función de transferencia del canal se reduce a una simple constante dentro del ancho de banda de cada sub-portadora. De esta forma un canal de selección de frecuencia es dividido en varios sub-canales planos desvanecedores, lo cual elimina la necesidad de ecualizadores sofisticados.

La modulación OFDM divide el espectro del canal disponible dentro de algunas subportadoras independientes. Esto se logra haciendo todas las portadoras ortogonales entre ellas, evitándose así interferencia entre ellas.

La ortogonalidad se logra haciendo coincidir los picos del espectro de las subportadoras con los valores nulos del espectro de las otras subportadoras pertenecientes al mismo canal, obteniéndose como resultado un perfecto alineamiento y espaciado de las señales sub-portadoras, como mostramos a continuación:

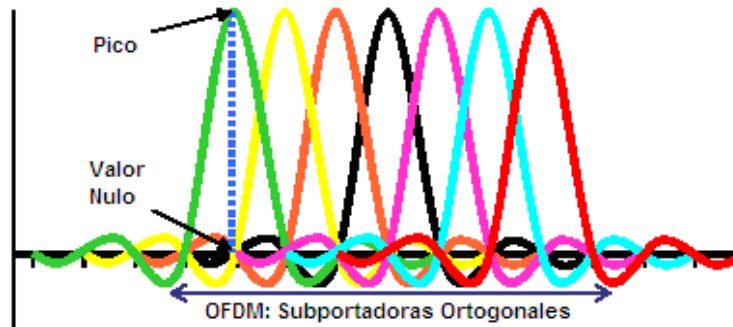


Figura 2.1 Alineamiento y espaciado de las subportadoras. Tomado de [16]

Las señales en sub-portadoras independientes son individualmente moduladas y demoduladas. Si una o dos subportadoras son degradadas o impactadas por el desvanecimiento selectivo en frecuencia (señales a diferentes frecuencias se propagan y viajan a velocidades diferentes), el impacto es mínimo una vez que la información es ensanchada a través de los desechos de sub-portadoras. La transmisión simultánea de varias sub-portadoras permite una alta tasa de transmisión de datos. Una vez que la señal OFDM es transmitida en varias subportadoras paralelas, los bits para detección y corrección de errores (FEC) son insertados en las mismas los cuales son utilizados en el receptor para recobrar bits perdidos debido a la interferencia o multitrayectoria. Este mecanismo de corrección de errores permite a OFDM maximizar la fiabilidad de la transmisión de los datos. En este tipo de modulación el ancho de banda requerido es de 16.6 Mhz pero se le asigna 20 Mhz por canal debido a que se le agrega unas pequeñas bandas de guarda.

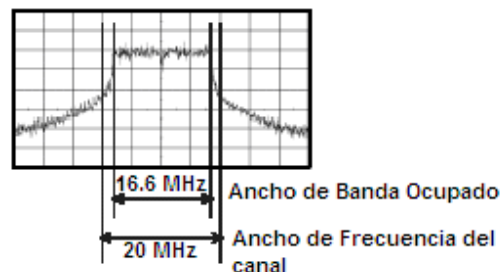


Figura 2.2 Ancho de banda del canal donde se observan las bandas de guarda. Tomado de [16]

En dicho canal existen 52 sub-portadoras ortogonales por canal las cuales están divididas en dos grupos, uno de 48 portadoras de datos y otro de 4 portadoras piloto.

Las sub-portadoras poseen una separación de 312,5 kHz entre ellas y son moduladas digitalmente por ejemplo con BPSK, 64 QAM, etc. Lo podemos ver en la siguiente figura:

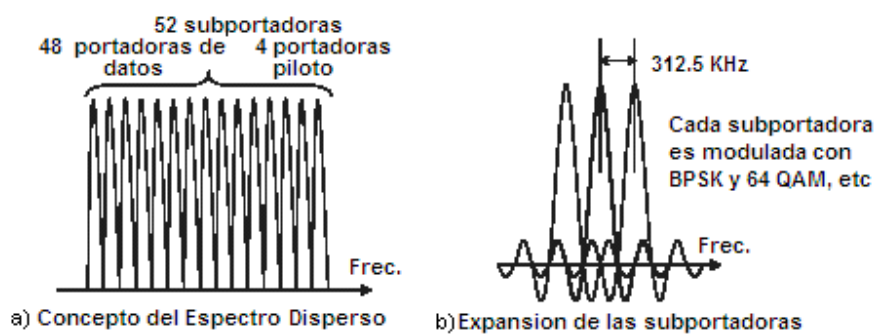


Figura 2.3 a) Concepto del espectro disperso, b) Expansión de las portadoras. Tomado de [16]

Otro procedimiento característico en este tipo de modulación es que al momento de enviar los símbolos se le agrega un intervalo de guarda a la duración efectiva del mismo.

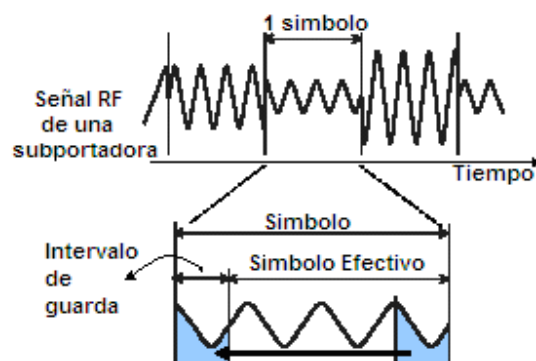


Figura 2.4 Procedimiento donde se agregado un intervalo de guarda. Tomado de [16]

La duración del símbolo efectivo es de 3.2 ms motivo por el cual la separación entre sub-portadoras es de 312.5 kHz.



Figura 2.5 Ancho de banda de la duración del símbolo efectivo. Tomado de [16]

2.1.1.1 Modulaciones, velocidades y bandas de frecuencias de OFDM.

CARACTERÍSTICAS	ESPECIFICACIÓN
Frecuencia	Banda de 5 GHz
Salida	10 mW/MHz
Modulación	BPSK-OFDM (6Mbps-9Mbps) QPSK-OFDM (12Mbps-18Mbps) 16QAM-OFDM (24Mbps-36Mbps) 64QAM-OFDM (48Mbps-54Mbps)
Subportadoras	52
Largo del símbolo OFDM	4
Intervalo de Guarda	0.8 μs
Intervalo de Subportadora	312.5 KHz
Ancho de Banda Ocupado	16.6 MHz

Tabla 2.1 Modulación, velocidad y bandas de frecuencia OFDM Tomado de [16]

2.1.1.2 Ventajas de OFDM

- 1- Excelente mitigación de efectos de dispersión de tiempo.
- 2- Es muy bueno minimizando el efecto de interferencia dentro de la banda de banda angosta.
- 3- Tiene alta eficiencia de ancho de banda.
- 4- Es escalable a altas tasas de datos.

5- Es flexible y puede ser adaptativo; esquemas diferentes de modulación para sub-portadoras, cargado de bits.

6- Tiene excelente desarrollo ISI (INTERFERENCIA INTERSIMBOLO), de modo que la ecualización compleja del canal no es requerida.

Por estas razones es un candidato excelente en las comunicaciones por líneas de potencia.

2.1.2 Sistemas de espectro disperso (SS)

En 1942 Hedy Lamarr presenta una patente que contiene los fundamentos sobre la teoría de espectro disperso, en los cuales al dispersar el espectro a través del uso de un código personalizado, se lograba un aumento del ancho de banda, pero también se fortalecía la transmisión frente al ruido y a las interferencias, intencionales o no. Su sistema fue la base de la técnica conocida como Saltos de Frecuencia (FHSS, por sus siglas en inglés: *Frequency Hopping Spread Spectrum*). Hacia la década de los 90's aparecen los primeros equipos que explotan estos principios.

Espectro Disperso es una técnica de transmisión en la que se utiliza un código pseudo aleatorio o código de pseudo ruido, el cuál es independiente de la señal de información, este código es empleado para dispersar la energía de la señal sobre un ancho de banda mucho más grande que el ancho de banda necesario para la señal de información original. En el receptor, la señal es “desensanchada” haciendo uso de una réplica sincronizada del código de pseudo ruido (PN) generado en el lado del transmisor [8].

Un sistema de espectro disperso debe cumplir algunos criterios básicos tales como:

- El ancho de banda de la señal transmitida debe ser mucho mayor que el ancho de banda de la señal original.
- El ancho de banda de transmisión está determinado por una función o código que es independiente del mensaje y que es conocida por el receptor.

Para lograr una mayor ocupación del espectro y además personalizar la transmisión, se puede simplemente multiplicar la señal digital que se quiere transmitir por una secuencia pseudo aleatoria o de pseudo ruido (PN) tal y como se muestra en la figura 2.6.

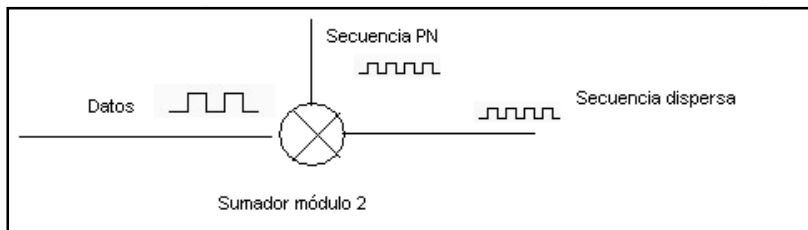


Figura 2.6 Esquema general de la generación de una señal SS.

Multiplicar dos señales en el dominio del tiempo, implica hacer una convolución en el dominio de la frecuencia; lo cual esparce o dispersa el espectro.

Algo que es importante resaltar en las comunicaciones basadas en Espectro Disperso, es la capacidad que estas señales tienen de coexistir con señales de banda angosta. Estas señales SS solamente añadirán un ligero incremento en el nivel de ruido que los receptores de los sistemas de banda angosta ven.

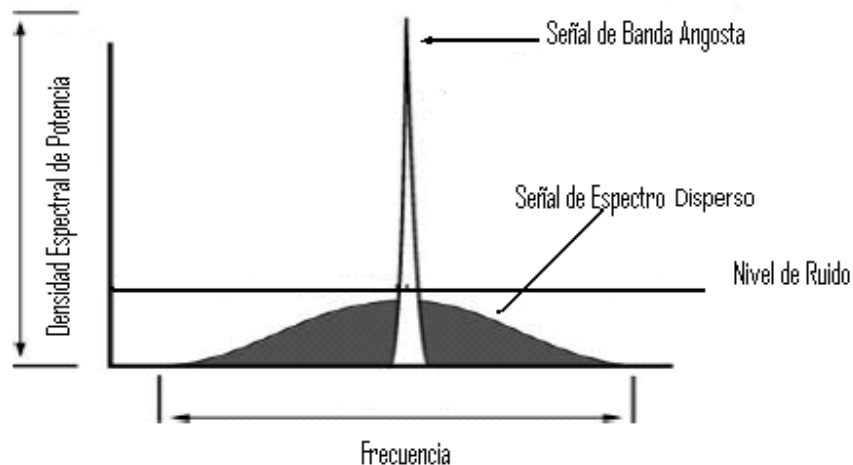


Figura 2.7 Nivel de ruido en receptores de banda angosto generadas por las señales de espectro disperso ss. Tomado de [17]

2.1.2.1 Caracterización y atributos de los sistemas de espectro disperso

Con el fin de caracterizar los sistemas de Espectro Ensanchado, de una forma general, se hace uso de dos criterios: la ganancia de procesamiento (G_p) y el margen sobre la interferencia (*Jamming Margin*, J)

Los sistemas de espectro disperso presentan capacidades adicionales que son importantes en algunos tipos de aplicaciones [9]. Entre algunos de estos atributos tenemos:

- Capacidad de Acceso Múltiple.
- Capacidad anti-interferencia
- Alto desempeño frente a múltiples trayectorias
- Baja Probabilidad de Intercepción (LPI)
- Capacidad Criptográfica

2.1.2.2 Secuencias de pseudo ruido (PN)

Una secuencia pseudo aleatoria o de pseudo ruido (PN, por sus siglas en inglés: *Pseudo Noise*) actúa como una portadora que parece ruido, y se define como un conjunto de señales binarias, periódicas y de cierta longitud de tal forma que, dentro de cada período, la señal puede aproximarse a una señal aleatoria; y que son utilizadas para dispersar el espectro de la energía de la señal. Se hace esto para tener la certeza de que la misma secuencia puede generarse tanto en el transmisor como en el receptor. Si fuese totalmente aleatoria esto no sería posible.

2.1.2.2.1 Tipos de secuencias PN

Dependiendo de la configuración y los bloques constructivos de los códigos PN, estos pueden ser de diversos tipos. Entre algunos de ellos tenemos: Secuencias de Máxima Longitud, Códigos de Barker, Códigos de Gold, Códigos de Hadamard-Walsh [8].

2.1.2.3 Principales técnicas de modulación de los sistemas de espectro disperso

Los sistemas de Espectro Disperso pueden estar fundamentados en diversas técnicas de modulación y que son distinguidas principalmente por el punto en el cual el generador de código PN es insertado dentro del sistema de comunicación; tal como se muestra en la figura 2.8.

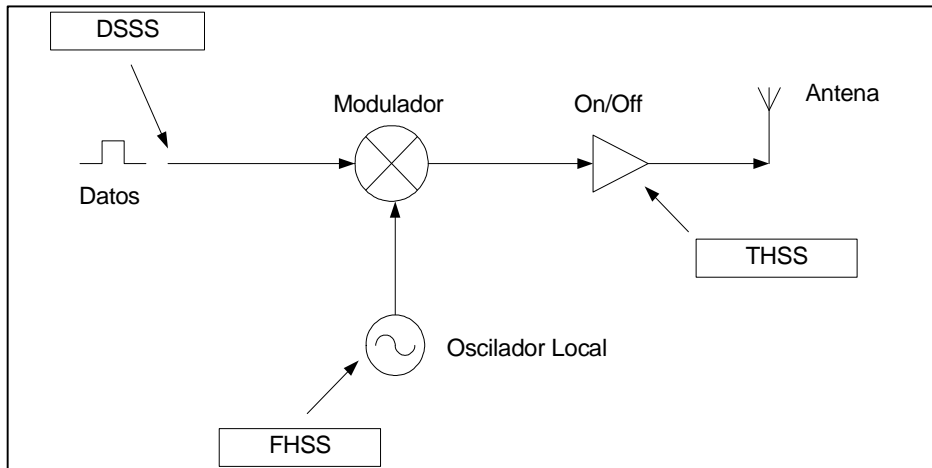


Figura 2.8. Técnicas de Modulación de Espectro Disperso

Sí, el código PN es insertado en el nivel de los datos, el sistema es conocido como Espectro Disperso por Secuencia Directa (DSSS, del inglés: *Direct Sequence of Spread Spectrum*).

Al hacer uso de esta técnica, la secuencia pseudo aleatoria es mezclada o multiplicada con la señal de información, dando la impresión de que esta fue encriptada por el código PN. Por otra parte, si el código PN actúa a nivel de la frecuencia portadora, dicha técnica es conocida como Espectro Disperso por Saltos de Frecuencia (FHSS, del inglés: *Frequency Hopping of Spread Spectrum*). De esta manera, al aplicar el código PN a nivel del oscilador local del sistema, este fuerza a la señal portadora a “saltar” de banda de frecuencia en banda de frecuencia, en consonancia con el código pseudo aleatorio. Y finalmente si el código PN actúa a nivel del dispositivo de conmutación de encendido/apagado de la señal de transmisión, la técnica es conocida como Espectro Disperso por Saltos

de Tiempo (THSS, del inglés: *Time Hopping of Spread Spectrum*), en la cual se barre linealmente la frecuencia portadora en el dominio del tiempo. Con la combinación de cualquiera de estas técnicas se pueden formar sistemas híbridos de Espectro Disperso; siendo la combinación DSSS+FHSS la más utilizada en estos tipos de sistemas.

2.1.2.4 Espectro disperso de secuencia directa (DSSS)

En esta técnica de espectro disperso, la señal digital de información es modulada directamente por una secuencia pseudo aleatoria (PN), cuya frecuencia es mucho mayor que la frecuencia de la señal de datos; y luego es transmitida hacia el receptor haciendo uso de alguna técnica de modulación digital convencional.

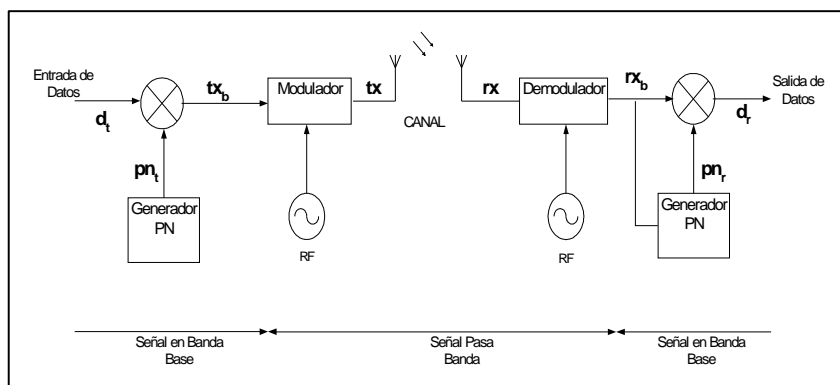


Figura 2.9 Diagrama general de bloques de un sistema DSSS

En la figura 2.9 se presenta el diagrama de bloques básico de un sistema DSSS; este está compuesto, como todo sistema de comunicación, de una etapa de transmisión y una de recepción.

2.1.2.5 Espectro disperso por saltos de frecuencia (FHSS)

En los sistemas DSSS, a mayor dispersión del ancho de banda, mayor es la fortaleza frente a las interferencias. Sin embargo, esto también aumenta la complejidad del diseño del sistema a implementar.

En este apartado se presenta otro tipo de técnica conocida como Espectro Disperso por saltos de frecuencia (FHSS); en la cual, la señal o mensaje es modulada, con algún tipo de modulación, por señales de portadoras que cambian abruptamente su frecuencia a intervalos regulares, cíclica o aleatoriamente.

Estos saltos de frecuencia se hacen con dos objetivos fundamentales: incrementar la capacidad del sistema y mejorar su calidad (disminuyendo la tasa de bits errados). Esta variación de frecuencia a la cual nos referimos puede lucir como se muestra a continuación:

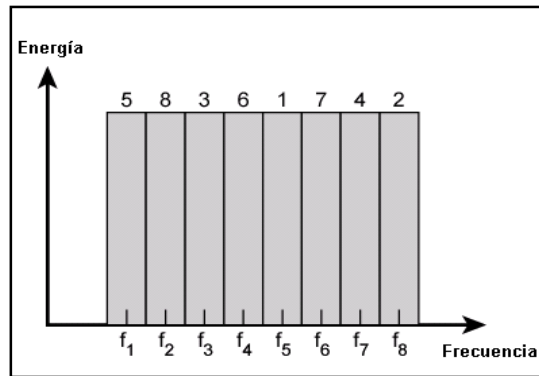


Figura 2.10 Asignación de canales en un sistema FHSS. Tomado de [18].

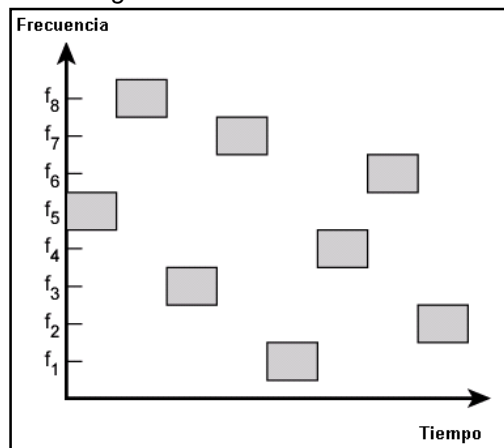


Figura 2.11 Utilización de los canales en un sistema FHSS. Tomado de [18].

En los figuras 2.10 y 2.11, se observa que a cada frecuencia utilizada para llevar a cabo la modulación de la información, se le asigna un número de secuencia el cual define hacia qué frecuencia ocurrirá el próximo salto.

Esta secuencia a la cual nos referimos, es determinada por un generador de secuencias PN.

En la siguiente figura se presenta el esquema de un típico sistema FHSS.

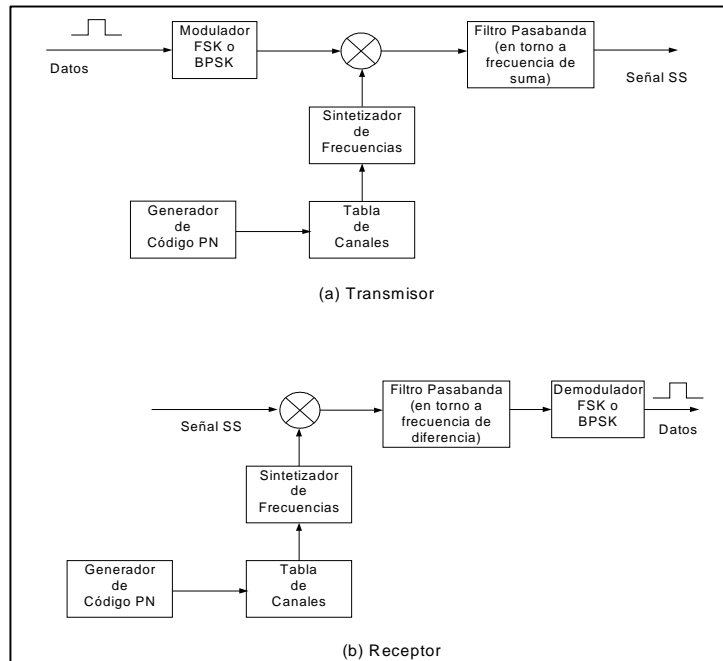


Figura 2.12 Diagrama de bloques general de un sistema FHSS.

2.1.2.6 Espectro disperso por saltos de tiempo (THSS)

En los sistemas que hacen uso de esta técnica de espectro disperso el tiempo de transmisión es dividido en intervalos a los cuales se les conoce como *tramas*. Las cuales a su vez se encuentran divididas en ranuras de tiempo M . La información es transmitida únicamente durante una ranura de tiempo dentro de la trama.

De esta forma, todos los bits de mensaje acumulados en la trama anterior son transmitidos en forma de una ráfaga en una ranura de tiempo que es seleccionada por el generador de secuencias PN.

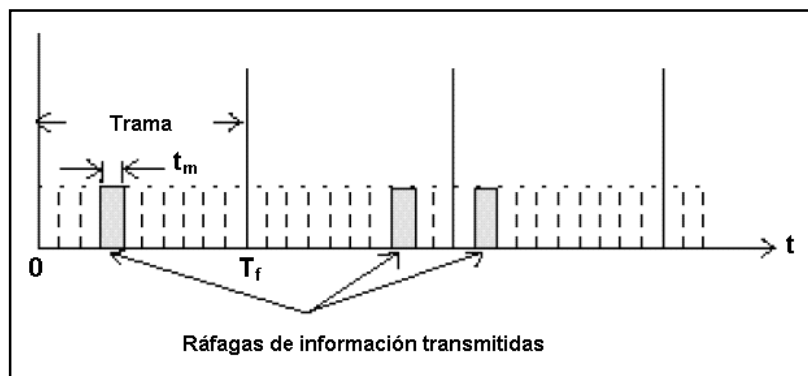


Figura 2.13 Representación de una señal THSS.

2.1.2.7 Comparación de las técnicas de espectro disperso

En la siguiente tabla se resumen las ventajas y desventajas de las principales técnicas de espectro disperso

Técnica	Ventajas	Desventajas
<i>Secuencia Directa</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Mejor desempeño en presencia de ruido y anti-perturbaciones. - Mayor dificultad en su detección por terceros. - Mejor nivel de discriminación ante las múltiples trayectorias. - La interferencia de banda angosta en el mismo canal es reducida debido a la ganancia de procesamiento. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere un gran ancho de banda. - Presenta problemas según la distancia.
<i>Salto de Frecuencia</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Muy alto nivel de dispersión de la señal. - Puede ser programado para evitar porciones del espectro. - Es afectado en menor medida por el problema de la distancia. 	<ul style="list-style-type: none"> - Compleja sintetización de frecuencias. - Se requiere un subsistema de corrección de errores. - La interferencia de banda angosta en el mismo canal no es reducida.
<i>Salto de Tiempo</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Alta eficiencia en la utilización del ancho de banda. - Su implementación es más simple que la de saltos de frecuencias. - El problema de la distancia es resuelto en sistemas controlados. 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesidad de corrección de errores. - Tiempo de muestreo largo.

Tabla 2.2 Comparativo entre las técnicas de Espectro Disperso. Tomado de [10], [11]

3 CAPITULO III

3.1 TECNOLOGIAS DESARROLLADAS PARA TRANSMISION SOBRE LINEAS DE POTENCIA

3.1.1 X-10

La tecnología X-10 es una de las más antiguas tecnologías de protocolo y usa una forma de modulación en amplitud (Modulación ASK) para transmitir la información. Aunque fue originalmente unidireccional (Controlador para módulos configurables) desarrollos recientes indican que algunos productos bidireccionales están siendo implementados.

Los controladores X-10 mandan sus señales sobre las líneas de potencia a simples receptores que son usados principalmente para el control de luces y otras aplicaciones. Algunos controladores disponibles hoy, implementan algún ordenamiento de *gateways* entre las líneas de potencia y otros medios tales como RF e infrarrojo.

Una portadora de 120 kHz. y una señal de 0.5 watts son sobrepuestas dentro de la línea de potencia en cruce por cero para minimizar las interferencias de ruido. La información es codificada de estas señales de alta frecuencia en forma de cascada. Para incrementar la confiabilidad, cada bit de información es enviado dos veces, requiriendo un ciclo de línea completa, lo cual limita la tasa de transmisión en 60 bits por segundo (en una línea de 60 Hz). Un comando normal X-10 consiste de dos paquetes con una diferencia de 3 ciclos entre ellos. Cada paquete contiene dos mensajes idénticos de 11 bits cada uno, los cuales proporcionan un comando de longitud de 48 ciclos aproximadamente de 0.8 segundos. Esto representa un ancho de banda limitado, mientras que la confiabilidad de la transmisión se compromete seriamente en un ambiente ruidoso.

Éstas son las razones principales por las que esta tecnología ha limitado su uso.

[19]

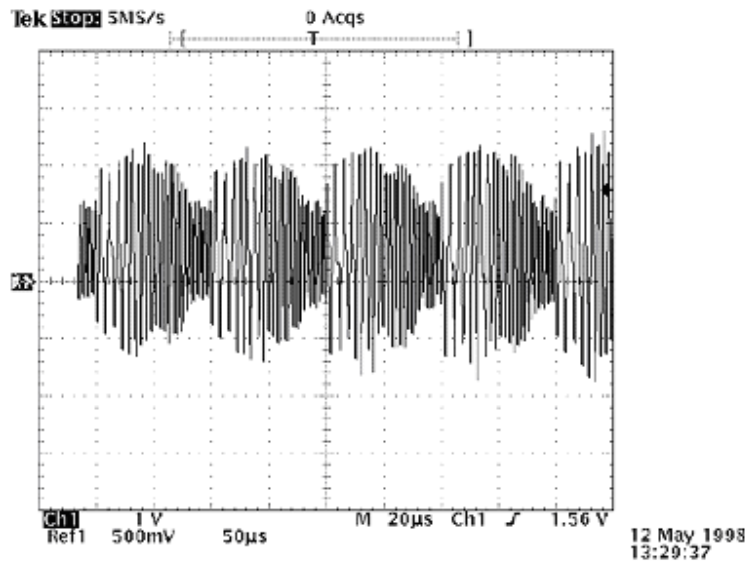
3.1.1 CEBus

El protocolo de CEBus utiliza un modelo de comunicaciones punto-punto de modo que cualquier nodo en la red tenga acceso al medio en cualquier momento. Para evitar colisiones de los datos, utiliza un protocolo de Sensor de Portadora de Múltiple Acceso con Detección y Resolución de Colisión (CSMA/CDCR por sus siglas en inglés: *Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection and Collision Resolution*). Básicamente, este protocolo del control de acceso al medio (MAC) requiere un nodo de red para esperar hasta que la línea está limpia, lo cual significa que no se está transmitiendo ningún otro paquete antes de que pueda enviar los sus propios paquetes.

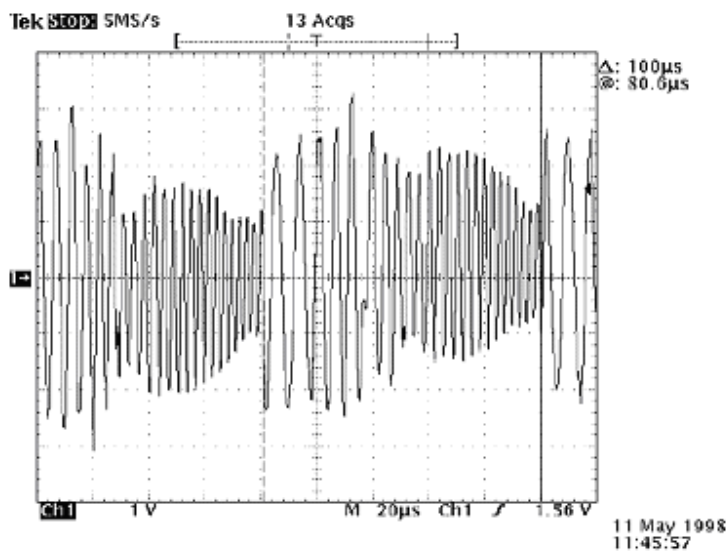
El objetivo de CSMA/CDCR es optimizar el acceso del canal permitiendo que tantos nodos usen el medio como sea posible sin interferir uno con otro. Los paquetes de datos son transmitidos por el transmisor-receptor en 10 kbits por segundo (kbps) aproximadamente, empleando la tecnología patentada espectro disperso (SS= *Spread Spectrum*), que es propia de CEBus. Cada paquete contiene las direcciones necesarias del transmisor y del receptor.

La capa física de líneas de potencia en el protocolo de comunicación de CEBus se basa en la tecnología de espectro disperso patentada por Intellon Corp. de Ocala, FL. A diferencia de las técnicas tradicionales del espectro disperso (que usa salto de frecuencias o secuencia directa dispersa), la portadora de la línea de potencia de CEBus barre una gama de frecuencias a medida que se transmite. La forma de onda se sintetiza de una tabla de 360 valores convertidos a digital dados en el estándar [14], [15]. De acuerdo con la patente, "los puntos fueron elegidos para maximizar energía dentro de la banda mientras que mantenían el contenido fuera de la banda armónica a un mínimo".

La frecuencia de la forma de onda comienza en 200 kHz y barre hasta 400 kHz, salta a 100 kHz y entonces barre de nuevo hasta 200 kHz. El barrido completo de la frecuencia de 200-400/100-200 kHz (llamado chirrido) toma 25 ciclos en 100 milisegundos. La figura 3.1 a y b presenta las muestras reales de estos chirridos.



a)



b)

Figura 3.1 a) y b) Muestras reales de las formas de onda de los chirridos

Los chirridos están autosincronizados, en la longitud de los bits de datos y son detectables por todos los nodos de red, para permitir la resolución de competencia y la detección de colisiones necesarias para soportar su censo de portadora basado en el protocolo de red. La capacidad de rechazar los altos niveles de señales que interfieren es una de las principales ventajas de las comunicaciones de espectro disperso. Como se dijo anteriormente, se transmiten los paquetes de

los datos usando chirridos de espectro disperso. Una primera secuencia de chirridos forma un preámbulo para la resolución de competencia que los transmisores utilizan para resolver las competencias que están en conflicto en el acceso al medio de comunicación. Este preámbulo es seguido por un grupo de chirridos que forman el inicio del símbolo del paquete usado para marcar el inicio de los datos dentro del paquete. Para distinguir el preámbulo de los datos, los chirridos del preámbulo son transmitidos en un tono diferente. (114 contra 110 milisegundos.) Los receptores tienen un correlador o un filtro emparejado que produce un pulso cuando se detecta un chirrido, produciendo el auto sincronizado específico. En resumen, este protocolo utiliza portadora pre-muestreada almacenada en la ROM, y la señal transmitida utiliza un ancho de banda considerablemente mayor que el ancho de banda mínimo necesario para enviar la información. Este método introduce una ganancia de cerca de 15 dB (mejora la razón señal a ruido) a 10 Kbps. [19]

3.1.2 LonWorks

LonWorks es una tecnología desarrollada por Echelon Corporation y proporciona un protocolo de comunicación de punto-punto, implementando técnicas de Sensor de Portadora de Múltiple Acceso (CSMA por sus siglas en inglés *Carrier Sense Multiple Access*). A diferencia de CEBus, LonWorks es un esquema de la modulación de espectro disperso de banda angosta (125-140 kHz, BPSK), que utiliza un correlador multi-bit y se propuso preservar los datos en presencia de ruido de interferencia [12], con una cancelación de ruido impulsivo patentada. Puesto que esta tecnología utiliza una banda más estrecha, las señales transmitidas son sometidas a niveles mucho más bajos de distorsión que el ancho de banda del espectro disperso.

El uso de las técnicas de procesamiento digital de señales para el receptor alcanza las características antes mencionadas así como la filtración digital externa del ruido de la banda y de rangos dinámicos más altos (exigidos para ser tan altos como 80 dB). El transmisor-receptor recomendado para estas aplicaciones es descrito como el PLT-21, que ofrece un amplificador interno que aumenta la señal

de salida a 7 Vp-p. Su impedancia de salida de 1 ohmio y 1 Ap-p de corriente capacidad que permite que el transmisor-receptor conduzca altos niveles de la salida en los circuitos de baja impedancia.

La figura 3.2 muestra un diagrama de bloques de este transmisor-receptor y de su uso en un nodo PLC.

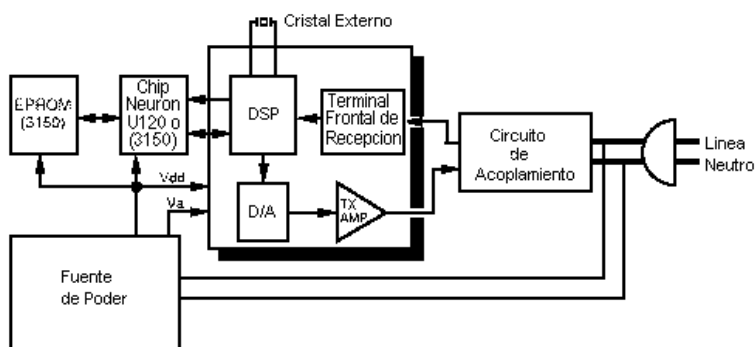


Figura 3.2 Diagrama a bloques de un transmisor-receptor en un nodo PLC. Tomado de [19].

Una ventaja de un ancho de banda más estrecho como el de LonWorks, es que puede ser utilizado casi por todo el mundo a diferencia de CEBus que ha limitado el uso en Europa puesto que la extensión está fuera del espectro permitido por CENELEC. El transmisor-receptor PLT-21 implementa el protocolo del acceso de CENELEC, el cual puede ser habilitado o deshabilitado por el usuario, eliminando la necesidad de desarrollar la compleja sincronización y los algoritmos del acceso asignados por disposición de CENELEC 50065-1 [13]. Su desventaja principal es la reducción en la tasa de transmisión a 5.5 kbps, que corresponde a una red de tasa de bits de 4 kbps después del conteo del exceso de errores corregidos.

La integridad de los datos se garantiza por el hecho que todas las transmisiones disponen de un control de errores basado en códigos polinómicos de 16 bits. [19]

3.1.3 HomePlug 1.0

Al igual que las tecnologías inalámbricas recientes, HomePlug ofrece al usuario la posibilidad de conectar en red dispositivos sin necesidad de instalar nuevos cables en las viviendas u oficinas, evitando así las difíciles modificaciones.

Con unas prestaciones que alcanzan los 14 Mbps (dependiendo de la topología de la instalación de baja tensión y de las fuentes de ruido) este circuito sobrepasa con creces las prestaciones que se habían predicho para el mismo HomePlug.

Para garantizar que la solución de comunicaciones es viable en un medio tan hostil como es la red eléctrica, se deben utilizar interfaces de capa física y de acceso al medio suficientemente robustos. Además los protocolos MAC deben asegurar un reparto adecuado de los recursos del medio para permitir el reparto entre los nodos clientes de la red.

La capa física del HomePlug utiliza multiplexación por división en frecuencias ortogonales (OFDM). Utiliza esta técnica en modo ráfaga, en lugar de hacerlo de forma continua por ejemplo como en los sistemas de radiodifusión digital. Para aumentar la robustez del sistema también se utiliza protección contra errores de tipo FEC (Viterbi y *Reed Solomon* concatenados) para la información, y Turbocódigos para las tramas de señalización más sensibles.

La capa MAC de HomePlug es una variante del CSMACA (Sensor de Acceso múltiple por detección de portadora evitando colisiones), a la cual se le han añadido algunas características que permiten la priorización según clases, la igualdad y el control de retardos.

La utilización CSMACA implica que la capa física debe soportar la transmisión y recepción a ráfagas, es decir cada cliente activa la transmisión sólo en los momentos en los que tiene datos que enviar, y al terminar apaga el transmisor y vuelve al modo de recepción.

En HomePlug se elimina la necesidad de receptores coherentes, mediante el empleo de modulación DQPSK.

No se utilizan modulaciones más eficientes tipo QAM, para evitar la sobrecarga de estimación de canal, estimación de ganancia y de fase de la portadora.

Los paquetes de transporte de datos en HomePlug, están formadas por secuencias de símbolos OFDM, y consisten en un delimitador de comienzo de trama, la información y un delimitador de final de trama.

En transmisiones *unicast*, la estación de destino responde mediante la transmisión de un delimitador de respuesta que indica el estado de la recepción (ACK, NACK o Fallo). [20].

A continuación se muestran los resultados de una prueba realizada por:

- M. K. Lee, y H. A. Latchman, del departamento ECE de la Universidad de Florida, en el 32611 de Gainesville Florida.
- R. E. Newman del departamento CISE de la Universidad de Florida, en el 32611 de Gainesville Florida con PO Box 116120.
- S. Katar y L. Yonge de Intellon Corporation en el 5100 W. Silver Spring Blvd. En Ocala, Florida.

Las personas antes mencionadas presentaron los resultados de pruebas para la red de línea de potencia HomePlug 1.0 usando una simulación de eventos basada en programación C. Todos los escenarios los asumieron QPSK con un tasa de código de $\frac{3}{4}$ en varios enlaces, y un segmento TCP con un tamaño máximo de 1460 bytes. En esta simulación, se usaron fuentes de tráfico UDP y TCP. El tráfico UDP es generado con un tiempo exponencial promedio de 100 microsegundos. El tamaño de la trama se asume constante a 1460 bytes con prioridad 0. El tráfico TCP es igual en el tiempo y la prioridad, y se asume que las fuentes de estos tráficos siempre tienen datos a enviar. Cada vez que un nodo tiene espacio para enviar, se le permite que envíe el tamaño máximo de segmentos de 1460 bytes sin cabecera.

El escenario de simulación de tráfico UDP de nodo simple muestra el mejor rendimiento en nuestra simulación dado que no compite para nada.

En la simulación de tráfico TCP; a través de un escenario de nodo simple, tiene solamente una fuente de tráfico; el ancho de banda debe ser compartido con datos y tramas de respuesta resultando en un menor rendimiento que la simulación de tráfico UDP. El rendimiento MAC representa el número total de bytes transmitidos por el tiempo de simulación sin importar la entrega exitosa. El rendimiento TCP incluye solo las entregas exitosas de datos y los ACK.

Junto con el comportamiento del protocolo HomePlug 1.0, fue posible también construir una red PLC real, usando dispositivos comerciales.

En este experimento, se tenían 4 computadoras tipo escritorio:

- Una Pentium II a 430MHz, (PC2, usada como servidor de archivos) equipada con 128RAM, Tarjeta 3COM fase Ethernet y una tarjeta PLC PCI.
- Dos Pentium III 700MHz (PC3 y PC4), 256MB RAM y una tarjeta PLC PCI.
- Una Pentium MMX 266MHz (PC1) con 64MB RAM y una tarjeta 3COM Ethernet.

PC1 fue conectada a un puerto Ethernet-powerline, el cual convierte tramas generados desde la tarjeta Ethernet en tramas compatibles PLC y viceversa. Todas las computadoras fueron conectadas a líneas de potencia por medio de dispositivos de potencia de pared en el mismo cuarto para dar un canal casi ideal. Para evaluar el rendimiento de esta red real PLC, se realizó el siguiente experimento:

Un archivo de 215, 502,106 bytes fue colocado en el servidor usando un FTP *daemon*. Las computadoras cliente hicieron requerimientos FTP para el archivo. Se probaron diferentes números de conexiones FTP, hasta un máximo de 3, usando máquinas clientes individuales en la red PLC.

Los resultados mostraron que el desempeño de la red PLC es de 6Mbps. Cuando hay solamente una conexión FTP, el rendimiento es de 6.21 Mbps. Los resultados sugieren que una conexión FTP no utilizará completamente una red PLC, porque el servidor tiene que parar sí ningún ACK es recibido desde el cliente.

3.1.3.1 Funcionamiento de HomePlug 1.0 en un entorno residencial.

Esta parte tratará sobre el resultado de una prueba de campo hecha por las mismas personas que la prueba anterior en un hogar típico de la Florida. Mientras que el rendimiento de procesamiento máximo a través de la red de líneas de potencia es 14 Mbps, esta tarifa de datos es de la red PHY y es solamente posible bajo condiciones ideales.

De hecho para la red de líneas de potencia, hemos visto ya; que la simulación y el rendimiento de procesamiento ideal medido de la red, estaban entre 5 y 7 Mbps. Esta sección muestra el funcionamiento en el mundo real en un entorno residencial.

3.1.3.2 Configuración de la prueba.

La prueba desarrollada fue hecha en una casa en Gainesville, Florida; de 10 años de antigüedad, y de 2700 pies cuadrados. Esta localización residencial fue seleccionada para la prueba de campo puesto, que la tecnología LAN de Powerline se apunta hacia el hogar estándar.

Para esta prueba, utilizaron dos computadoras portátiles:

- Una máquina era un Pentium III de 700 MHz equipada de un puente USB de líneas de potencia.
- La otra máquina era un Pentium II de 500 MHz equipada con un puente de Ethernet de líneas de potencia.

El puente USB se piensa para la conexión a la línea de energía a través del puerto USB. El puente de Ethernet lo pensaron para la conexión a la línea de energía a través de una tarjeta de Ethernet. Estas pruebas las diseñaron para medir la capacidad de transferencia de datos de las redes líneas de potencia. Para obtener los resultados que reflejarían exactamente la experiencia del usuario, ellos utilizaron los siguientes escenarios para las pruebas:

Escenario-1:

FTP - Utilizaron el programa de WSFTP para hacer una transferencia de archivo. Esta utilidad se utiliza muy extensamente, e instalaron esta utilidad con los parámetros siguientes:

Tamaño del buffer de transmisión: 4096 bytes

Tamaño del buffer de recepción: 4096 bytes

Tamaño del archivo a transmitir: 40 Mbytes.

Escenario-2:

TCP - Utilizaron el programa de WSTTCP para probar el funcionamiento del TCP. WSTTCP es un programa popular para TTCP. Instalaron esta utilidad con los parámetros siguientes:

Longitud del Buffer: 4096 bytes

Numero de buffers enviados: 5000

Total de datos intercambiados: 20 Mbytes

Protocolo: TCP.

3.1.3.3 Resultados obtenidos por los realizadores de la prueba

La red de líneas de potencia tenía conectividad completa. Además, las transferencias de líneas de potencia estaban siempre cerca de una tasa constante. Para las separaciones con una larga distancia el funcionamiento es nulo. El rendimiento de procesamiento no era igual para las conexiones en una dirección y las transmisiones a la inversa. En algunas ocasiones se fijaron que, el rendimiento de procesamiento no fue el mismo para el envío en una dirección que para el envío en la otra dirección.

Las características del canal que varían en la línea de potencia, causan los diversos resultados del funcionamiento.

TRANSMISOR	RECEPTOR	DISTANCIA ENTRE TRANSMISOR Y RECEPTOR(aprox.)	LINEAS DE POTENCIA	
			RENDIMIENTO WSFTP (Mbps)	RENDIMIENTO TTCP (Mbps)
Laptop 1 (Comedor)	Laptop 2 (Comedor)	2 pies	4.2	5.2
Laptop 1 (Estudio)	Laptop 2 (Comedor)	23 pies	4.5	5.3
Laptop 2 (Oficina)	Laptop 1 (Cocina)	35 pies	4.0	4.5
Laptop 1 (Cocina)	Laptop 2 (Oficina)	35 pies	3.1	3.1
Laptop 1 (Dormitorio)	Laptop 2 (Oficina)	70 pies	1.9	1.8
Laptop 2 (Oficina)	Laptop 1 (Dormitorio)	70 pies	4.1	3.9
Laptop 1 (Piscina)	Laptop 2 (Oficina)	60 pies	2.0	1.6
Laptop 2 (Oficina)	Laptop 1 (Piscina)	60 pies	2.4	2.8

Tabla 3.1 Resultados obtenidos a través de la prueba de campo. Tomado de [21]

3.1.3.4 Tabla comparativa

TECNOLOGIA	VELOCIDAD DE TRANSMISION	DETECCION DE ERRORES
X-10	60 bps	No tiene, manda el dato 2 veces.
CEBus	10 Kbps	Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection y Collision Resolution (CSMA/CD) (CSMA/CD) (CSMA/CD)
Lonworks	5.5 Kbps	Códigos Polinómicos de 16 bits.
HomePlug 1.0	14 Mbps (máx.) 5 a 7 Mbps en simulación.	FEC (Viterbi y Reed Solomon concatenados) y Turbocódigos

Tabla 3.2 Tabla comparativa de las tecnologías

Por la velocidad acorde a los estándares exigidos por las nuevas tecnologías, y la confiabilidad al momento de transmitir y recibir datos, dados sus protocolos de encriptación y códigos; HomePlug 1.0, es la tecnología ideal para la transmisión sobre líneas de potencia; además de ser muy económico al momento de su adquisición y montaje debido a que HomePlug fue ideado para usar la infraestructura de líneas de potencia existente. [21]

4 CAPITULO IV

4.1 HOMEPLUG 1.0

4.1.1 Introducción

HomePlug 1.0 es una tecnología de comunicación de redes por medio de las líneas de potencia; surge en el año 2000 a partir de una alianza formada por 3 industrias líderes en el área de comunicaciones. En junio del 2001 la especificación HomePlug 1.0 es terminada y comienza la producción de dispositivos basados en ella.

HomePlug usa las líneas de potencia existentes dentro de la casa para convertirlas en una red de casa.

La alianza HomePlug de líneas de potencia colocó la tecnología a través de pruebas de campo extensivas, estas fueron llevadas dentro de 500 casas a través de Estados Unidos y Canadá e incluyeron 2 pruebas de nodo de campo, que envolvían pruebas de la salida entre par de dispositivos HomePlug, todas exitosas con el 77% de los enlaces soportando por lo menos 5 Mbps de la salida de la MAC y el 98% soportando 1.5 Mbps de la salida de la MAC.

Como se estudió en el capítulo 1 las redes de las líneas de potencia son también afectadas por la interferencia. Aplicaciones eléctricas con motores de brocha, fuentes conmutadas y lámparas halógenas producen ruido impulsivo que puede reducir la confiabilidad de las señales de comunicación.

Debido a altas atenuaciones sobre las líneas de potencia, el ruido es dependiente de la localidad.

HomePlug 1.0 sobrepasa esos retos usando aproximación adaptativa, técnicas de transmisión robustas combinadas con corrección de error adelantado (FEC), detección de error, interpolación de datos, y requerimiento automático de repetición (ARQ). [20]

4.1.2 Capa Física

4.1.2.1 Generalidades

La técnica básica de transmisión es OFDM (Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia) usada por HomePlug, OFDM [22] es bien conocida en la literatura y la industria. Es actualmente usada en tecnología DSL [24], distribución inalámbrica terrestre de señales de televisión, y también ha sido adaptado para estándares IEEE de alta tasa de redes inalámbricas LAN. La idea básica de OFDM es dividir el espectro disponible en varias bandas angostas (subportadoras) de baja tasa de datos.

El OFDM [25] para HomePlug, está especialmente diseñado para ambientes de línea de potencia [23]. Usa 84 subportadoras igualmente espaciadas en la banda de frecuencia entre 4.5 MHz y 21 MHz. Para eliminar completamente la necesidad de cualquier ecualización, se usan Prefijos cíclicos y técnicas de modulación diferenciales (DBPSK, DQPSK). Los eventos de ruido impulsivo son sobrellevados por medio de corrección de errores adelantado e interpolación de datos. El paquete que conlleva la información (payload) en la tecnología HomePlug usa una concatenación de Viterbi y FEC Reed-Solomon.

El canal de líneas de potencia entre cualquier enlace tiene una amplitud diferente y respuesta de fase diferente. Aun más, el ruido en la línea de potencia es local al receptor. La tecnología HomePlug optimiza la tasa de datos en cada enlace por medio de una aproximación adaptativa. La adaptación del canal es lograda por la localización de tonos, modulación y elección de FEC. La localización de tonos es el proceso por el cual ciertas portadoras, altamente incompatibles, no son tomadas en cuenta. Esto reduce significativamente las tasas de error de bits y ayuda a mejorar la corrección de errores adelantada y obtiene una mejor modulación en las portadoras. HomePlug también permite elegir de DBPSK $\frac{1}{2}$, DQPSK $\frac{1}{2}$ y DQPSK $\frac{3}{4}$ en todas las portadoras. El resultado final de esta adaptación es un enlace altamente optimizado.

Ciertos tipos de información, tales como paquetes de transmisión, no pueden hacer uso de técnicas de adaptación de canales. HomePlug usa una modulación

innovadora llamada ROBO, así que la información es transmitida confiablemente. La modulación ROBO usa DBPSK con corrección de error pesado y repetición de bit en tiempo y frecuencia para habilitar la comunicación altamente confiable. Paquetes ROBO son usados también por los canales de adaptación.

4.1.2.2 Especificaciones de la capa física (PHY)

La PHY detecta las condiciones del canal usando estimación de canal, luego se adapta evadiendo sub-portadoras pobres, seleccionando un método de modulación apropiada y tasa de codificación para las sub-portadoras remanentes. Una combinación del preámbulo y control de tramas (FC) son usados como delimitadores que comienzan y terminan largas tramas; esto lo realiza con solo una porción del paquete de información (payload) adaptado al canal. Se realiza un Censo de Portador Físico (PCS) que ayuda a la capa MAC a determinar cuando el medio está ocupado.

Se asumen que los conectores contactan una sola línea de fase (L1 y L2) de la red local de la línea de potencia, y el neutro. Las conexiones pueden o no tener contacto a tierra y el usuario debería poder conectarse y desconectarse en cualquier momento.

4.1.2.3 Procesamiento de señal

La PHY de HomePlug 1.0 usa OFDM en una banda desde aproximadamente de 4.49 a 20.7 MHz. La banda desde 0 a 25 MHz es dividida en 128 portadoras igualmente espaciadas, de las cuales 84 caen dentro de la banda usada (sub-portadoras 23-106 inclusive). Adicionalmente, 8 de las sub-portadoras (tonos) dentro de la banda usable están permanentemente enmascaradas para evitar las bandas amateur de 40 metros, 30 metros, 20 metros, y de 17 metros; lo cual deja 76 sub-bandas para uso en los Estados Unidos. La máscara de los tonos está diseñada para ser modificada y así soportar los requerimientos regulatorios en diferentes países. La compatibilidad espectral es regulable por la FCC en los EEUU, y el cumplimiento con el requerimiento de potencia radiada ha resultado en

-50 dBm/Hz de densidad espectral de transmisión de potencia (PSD), mucho más bajo que el usado por la tecnología inalámbrica.

Para evadir ISI (Interferencia Inter-Símbolo), un prefijo cíclico de las últimas 172 muestras del intervalo IFFT de 256 muestras, son añadidas al intervalo IFFT para formar un símbolo OFDM de 428 muestras. Usando un reloj de 50 MHz y 8 muestras para un intervalo de *roll-off*, esto resulta en 8.4 microsegundos por símbolo, con 5.12 microsegundos para un símbolo OFDM no procesado y 3.28 microsegundos para el Prefijo Cíclico (CP).

Antes de formar el símbolo OFDM en el terminal frontal análogo (AFE) los datos son cifrados, codificados con metodología RS, codificados por convolución, agrupados y luego interpolados en el transmisor. Este proceso será discutido en mayor detalle luego.

El AFE consiste en un mapeo de constelación de bloques, un bloque IFFT, un bloque preámbulo, un bloque de prefijo cíclico y un bloque de coseno elevado (RC). El bloque de mapeo agrupa bits de datos y los mapea en puntos de constelación del método de modulación; este selecciona el tipo de modulación y las portadoras a ser usadas en el bloque IFFT, tal como se especifica en el mapa de tonos y máscaras de tonos. El bloque IFFT modula los puntos de constelación en formas de onda de la portadora (en tiempo discreto), mientras el bloque preámbulo inserta el preámbulo. El prefijo cíclico es añadido por el bloque CP, y la formación del coseno elevado (RC) es aplicada para reducir la energía de fuera del canal.

La capa física trasmite 4 identidades distintivas:

- 1- El preámbulo.
- 2- El control de tramas (FC).
- 3- La información (*payload*).
- 4- Las señales de resolución de prioridad.

Las primeras dos se envían siempre juntas, y forman un delimitador. Un delimitador por sí mismo o un paquete de información (*payload*) rodeado de limitadores forman un protocolo de unidad de datos de la capa física (PPDU).

El preámbulo consiste de 7 ½ símbolos especiales OFDM sin añadir el prefijo cíclico (CP) y dura 38.4 μsegundos. Este es usado para el control automático de ganancia (AGC) y para la sincronización, así como para la formación de la referencia de fase para la codificación del control de tramas. El preámbulo también es usado para la detección temprana del delimitador en el censo de portadora física (PCS), y el tiempo necesario para determinar su presencia determina el tamaño del slot usado por la MAC en el período de competencia, descrito en la sección de acceso al canal.

Las señales de resolución de prioridad consisten en 6 símbolos especiales OFDM sin el prefijo cíclico (CP) los cuales son de hecho los mismos que el preámbulo pero con la polaridad invertida. Para enviarlos, le toma 30.72 microsegundos, y con el retraso del procesamiento determinan el tamaño de los slots de resolución de prioridades (PRS0 y PRS1), usados por la MAC para establecer accesos priorizados para el medio (ver sección de Resolución de Prioridades).

El dato en los 4 símbolos OFDM del control de tramas (FC) son codificados usando un Producto Turbocódigo (TPC) diseñado especialmente, y son interpolados por un interpolador, distinto del usado por los datos de la información (*payload*). Coherentemente BPSK es siempre usado para la modulación de los símbolos de control de tramas (FC), estos toman 33.6 microsegundos para enviarse.

Junto con el preámbulo, el FC forma un delimitador de 72 microsegundos, del cual hay 3 tipos básicos: inicio, fin y respuesta. Los formatos y funcionalidad son discutidos en más detalles en la sección de tramas de la capa física (PHY). Los delimitadores de inicio en el control de tramas (FC) incluyen dos campos necesitados por la capa física (PHY); un campo de longitud y un mapa índice de tonos (TMI). El receptor necesita los mapas índices de tonos (TMI) para saber como demodular y codificar la información (*payload*) y la longitud le dice al receptor que tanto debe usarse el método de de-modulación antes de la llegada del delimitador final.

Los delimitadores y las señales de resolución de prioridad deben ser detectados y decodificados correctamente por todos los receptores, así que ellos deben usar en

todas las sub-portadoras, la misma modulación y codificación no importando quien este mandándolos o recibéndolos. La información (*payload*) puede ser y es adaptada a las condiciones del canal por negociaciones entre el transmisor y el receptor durante la estimación del canal (ver sección Función del Control de Estimación de Canal). La estimación del canal determina cuales sub-portadoras usar y para estas, cual tipo de modulación y control de la tasa de errores adelantados (FEC) se aplicará.

Dependiendo de las condiciones del canal, un número de combinaciones de tipo de modulación y tasas de FEC están disponibles, permitiendo al transmisor adaptarse al canal para mejorar las tasas de datos y de errores. Toda las sub-portadoras usan el mismo método de modulación.

El paquete de información (*payload*) de la capa física consiste en un número de entre 20 y 40 bloques de transmisión de símbolos OFDM, codificados en una base de enlace-por-enlace usando un código concatenado reed-solomon/convolucionado. El tamaño de estos bloques son necesarios para combatir el ruido impulsivo, el cual puede dañar fácilmente muchos símbolos OFDM (dado que la modulación diferencial es usada, al menos dos símbolos son perdidos al mismo tiempo). El codificador convolucional tiene una longitud restringida de 7, y tasas de $\frac{1}{2}$ o $\frac{3}{4}$ (por agrupación) son seleccionables durante la adaptación del canal.

El código reed-solomon (RS) tiene tasas de codificación fluctuando desde 23/39 a 238/254. Cada combinación de modulación y tasa de códigos convolucionales requieren un número mínimo de portadoras a ser seleccionadas. Para DBPSK y una tasa de $\frac{1}{2}$, 32 portadoras son necesarias; 16 son necesarias para DQPSK con una tasa de $\frac{1}{2}$; mientras que 11 son suficientes para DQPSK con una tasa de $\frac{3}{4}$ de códigos convolucionales.

Antes que la adaptación de canal ocurra, el receptor debe ser hábil de demodular y decodificar el paquete de información (*payload*) con solamente un previo conocimiento. Asimismo para transmitir una trama en la capa física (PHY), todos los receptores deben usar un solo método par de de-modulación y codificación.

Por esta razón y para el manejo de esos casos en el cual la transmisión usando el mapa de tonos (TM) existente ha fallado, una forma especial de modulación y corrección adelantada de errores (FEC) fueron desarrollados. El modo ROBO (de OFDM robusto) está basado en DBPSK con tiempo extensivo y frecuencia diversa para operación robusta bajo condiciones ruidosas. El modo ROBO siempre usa todas las portadoras, y también usa una modulación interpolada diferente. También usa un código Reed-Solomon (RS) diferente con tasas entre 31/35 a 43/51; solamente soporta bloques de transmisión física de 40 símbolos.

Los mapas de tonos (TM's) son usados por pares receptores-transmisores para adaptar las condiciones de variación del canal. Un TM tiene la lista de portadoras que el transmisor usará para unitransmitir a ese receptor particular, para evadir sub-bandas no deseadas donde la atenuación es severa o hay ruido de banda angosta. Cada TM también especifica el método de modulación y la tasa de código convolucional para usarse con los símbolos enviados. (Note que en HomePlug 1.0 el cargado de bits no es usado; el mismo método de modulación y tasa de codificación son usados para todas las portadoras indicadas). Las TM's no son usadas para los delimitadores de las tramas, el preámbulo, o símbolos de resolución prioritarios, el TM tampoco es obedecido cuando el modo ROBO es empleado (ya sea para unitransmitir o multitransmitir / transmitir).

El campo de longitud de la trama FC indica que tanto se debería usar la demodulación por el receptor y los métodos de decodificación especificados por el mapa de tonos, antes de buscar el próximo preámbulo. Todo junto, eliminando los modos duplicados de alcanzar la tasa de datos, 139 distintas tasas de datos físicas están disponibles desde 1 Mbps a 14.1Mbps.

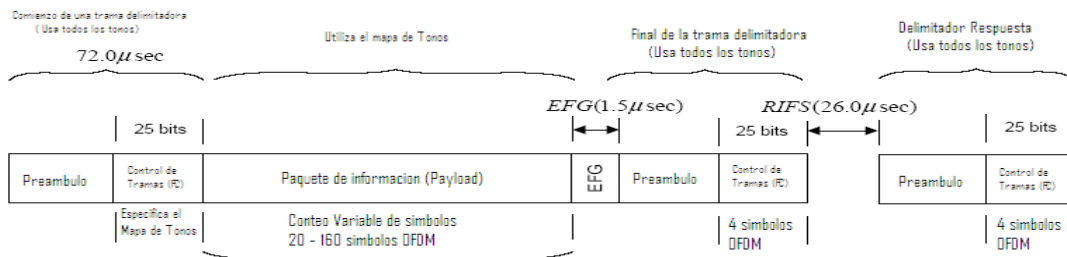
Con un rango cercano continuó de tasas de datos disponibles, la adaptación del canal permite la buena utilización del ancho de banda, sin embargo se dice que hay espacio para mejoras usando carga de bits completa.

4.1.2.4 Tramas PHY

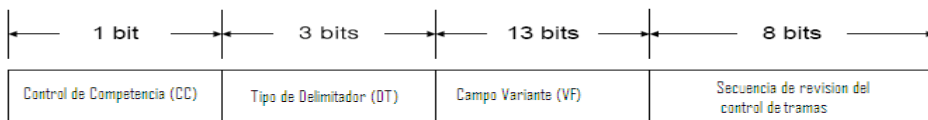
La adaptación del canal requiere que cada par receptor-transmisor optimice el mapa de tonos a las condiciones del canal en ese enlace, pero hay información a ambos niveles de capa física (PHY) y capa de acceso al medio (MAC) que todos los nodos deben ver. Ambas capas (PHY y MAC) necesitan información de longitud, y la capa de acceso al medio necesita información de competencia y resolución de prioridades. El compromiso usado en el estándar HomePlug 1.0 es de violar capas estrictas por la propia eficiencia y permitir la lectura universal del campo del control de tramas (FC) para retener la información necesaria para ambas capas. Por esta razón los campos del delimitador del control de tramas (FC) aparece en los protocolos de unidades de datos (PDU's) de ambas capas. Vamos a proceder a llamar a las tramas de la capa física (PHY) PPDU's, y a las tramas de la capa de acceso al medio (MAC) MPDU's, y no preocuparnos que el FC aparezca en ambos.

Como se muestra en la figura 2.15, un Protocolo de Unidades de Datos de capa física (PPDU) largo, comienza con un delimitador de inicio de trama (SOF) seguido del paquete de información (*payload*), un espacio de final de trama de 1.5 microsegundos (EFG) y un delimitador de fin de trama (EOF). El EFG es un retardo insertado para permitir el tiempo de proceso.

El EOF ayuda en la detección de colisión y recobro, en adición a sus funciones MAC. El tamaño del paquete de información (*payload*) en bits de datos, esta determinado no solo por la longitud (en incrementos de 20 símbolos como se requiere por los bloques de transmisión PHY, o los bloques de 40 símbolos para el modo ROBO), sino también por el método de modulación y la tasa de codificación usada para la transmisión. Un PPDU corto consiste solamente de un delimitador respuesta.



(a) Formato de Trama de capa física (PHY)



(b) Control de Tramas

Figura 4.1 a) y b) Formato de la trama de la capa física del HomePlug 1.0. Tomado de [21]

Cada trama delimitadora de 72 microsegundos consiste de un preámbulo seguido del campo de control de trama (FC). Los 4 símbolos OFDM del control de trama proveen 25 bits de datos de control por cada campo de tramas de control. El tipo de campo distingue los SOF, EOF y los delimitadores respuesta, además en el SOF y EOF, se incluye si una repuesta es esperada o no. Todos los delimitadores tienen un chequeo cíclico de redundancia (CRC) como una Secuencia de Chequeo de Tramas (FCS) para detectar errores en el campo de control de tramas.

El control de tramas (FC) del SOF incluye la longitud de la trama (número de codificación y tamaño de los bloques de transmisión PHY) y el índice de mapa de tonos (TMI) que el receptor deseado debería usar para encontrar el mapa de tonos necesario para de-modular y decodificar el paquete de información (*payload*). Otros que traten de decodificar la información (*payload*) usando un mapa de tonos (TM) diferente (con el mismo TMI) son menos probables de hacerlo correctamente, mientras que el receptor deseado será capaz de confirmar su estado chequeando la dirección de destinatario en el contenido decodificado de la información (*payload*).

Es necesario para la capa física (PHY) saber qué tipo de modulación y de-codificación es usado para decodificar el paquete de información (*payload*) PPDU

apropiadamente. Esta información está contenida en el SOF dentro del índice de mapa de tonos (TMI), el cual indexa dentro de cada Tabla de mapa de tonos de cada nodo donde el tipo de modulación y tasas de codificación negociados durante la adaptación del canal son almacenados. La capa física también necesita saber que tanto usará este mapa de tonos antes que observe el EOF; esta información es acarreada dentro de la longitud del campo del FC del SOF.

4.1.3 Capa de control de acceso al medio (MAC) de HomePlug 1.0

La elección del protocolo de Control de Acceso al Medio (MAC) provee un grupo diferente de cambios. Las redes de casa deberían estar habilitadas a soportar una diversa gama de aplicaciones desde la simple transferencia de archivos hasta aplicaciones que demanden muy alta Calidad de Servicio (QoS) tales como VoIP y Streaming Media. La capa MAC de HomePlug está construida para integrarse con la capa física y conlleva estas necesidades.

La capa MAC de HomePlug esta modelada para trabajar con formatos de tramas IEEE 802.3, esta elección simplifica la integración con Ethernet. La capa MAC de HomePlug le agrega a las tramas Ethernet, encriptación y otras gestiones antes de transmitirlo sobre la línea de potencia. Un mecanismo de segmentación y reensamble es usado en casos donde la trama completa no puede caber en una simple trama.

La capa MAC de HomePlug 1.0 usa un acceso de canal basado en Sensor de Portadora de Acceso Múltiple con Evite de Colisión (CSMA/CA) para transportar datos desde una longitud de 46 a 1500 bytes desde tramas IEEE 802.3 encapsuladas como Unidades de Servicio de Datos MAC (MSDUs).

Un esquema de prioridad de cuarto nivel refuerza estrictamente el acceso prioritario (tráfico de alta prioridad podrá ganar acceso al medio tan pronto como un segmento de baja prioridad sea enviado). La segmentación limita el retraso para el tráfico de alta prioridad, y los modos de acceso libre de competencia soportan requisitos de baja agitación.

La competencia para el canal está limitada para aquellos nodos que sobreviven el período de resolución de prioridad.

Las estaciones que infieran una colisión deben invocar el procedimiento de retroceso, por el cual ellas satisfactoriamente incrementan la cantidad de retraso aleatorio que esperan en el período de competencia hasta algún máximo, dependiendo en el nivel de prioridad de sus datos. Diferente a otros métodos CSMA/CA, HomePlug 1.0 también usa el número de veces que una estación esta aplazada para otras estaciones en el mismo nivel de prioridad para inferir en la cantidad de tráfico presente a ese nivel y para ajustar el rango de retroceso adecuadamente.

Los segmentos MAC alargan las unidades de datos de servicios MAC (MSDUs) para limitar el tiempo de transmisión a medida que la tasa de la capa física es bajada adaptativamente. Cada segmento transmitido es autenticado, y el "ARQ parcial" es una opción para transmitir segmentos y así hacerle saber al transmisor que al menos una estación recibió el segmento correctamente.

La segmentación en ráfaga evita la competencia para el medio en cada segmento, mejor aún, permite el derecho de operación aumentando el tráfico prioritario.

Las funciones de administración de la capa MAC soportan la estimación del canal y la tasa de adaptación así como el manejo clave para el aislamiento criptográfico de las redes lógicas. Todas las estaciones en la red lógica comparten la misma clave DES, llamada Clave de Encriptamiento de Red (NEK). Esto es necesario desde que múltiples apartamentos pueden compartir el mismo transformador, lo cual permite que los nodos en un apartamento reciban los PDU's enviados por los nodos en los apartamentos cercanos. Un tipo de Ethernet registrado IEEE permite a la capa MAC administrar la información a ser transmitida, transparentemente.

4.1.3.1 Sensor de portadora y detección de colisión sobre las líneas de potencia.

Debido al ruido, a la atenuación y a la adaptación del canal, es difícil usar solo Sensor de Portadora Física (PCS) como es usado en muchos sistemas CSMA como Ethernet. La capa física de HomePlug 1.0 reporta el Censo de Portadora Física (PCS) detectando los preámbulos o aciertos de prioridad de slots, mientras la capa MAC mantiene el Censo Virtual de Portadora (VCS) usando el campo de longitud del control de tramas del SOF junto con la información sobre si la respuesta es esperada o no (presente en ambos controles de paquete SOF y EOF).

De igual manera, la detección directa de colisión así como se usa en Ethernet no es confiable debido a la atenuación y otros factores, así que las colisiones solo pueden ser deducidas como una falta de respuesta después que un paquete fue enviado. Esto hace que las colisiones sean muy costosas comparadas con los sistemas CSMA/CA, de tal forma que deben evitarse siendo menos agresivos cuando el medio está lleno. En vez de transmitir tan pronto como el medio se vuelva inactivo tal como en el estándar Ethernet. HomePlug 1.0 usa Acceso Múltiple con Sensor de Portadora/Évite de Colisión (CSMA/CA). Al igual que IEEE 802.11, después de cada paquete, hay típicamente un período de contención consistiendo en una sucesión de slots cortos (35.84 microsegundos para HomePlug 1.0) durante el cual una estación puede iniciar la transmisión previendo, que este no haya detectado otra estación que ha empezado a enviar antes que ese slot.

4.1.3.2 Encapsulación de tramas IEEE 802.3

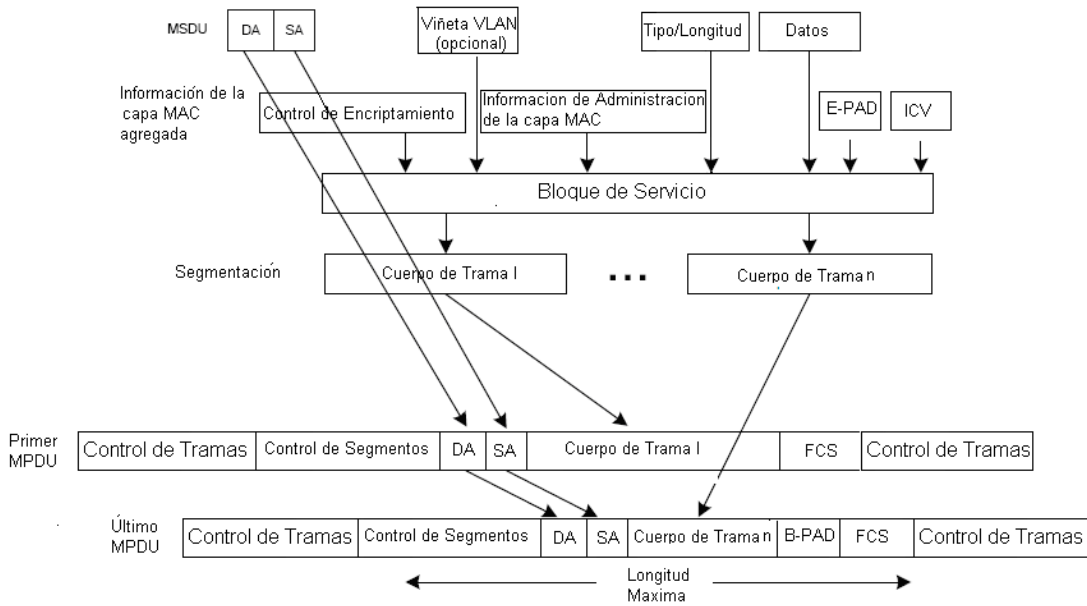
Las Unidades de Datos de Servicio de la capa MAC (MSDUs) son recibidas desde la interfase del anfitrión, e incluye la dirección destino (DA), dirección fuente (SA), viñeta opcional VLAN, tipo/longitud y los datos MSDU. Todos estos con excepción de la dirección fuente y direcciones de destino son colocados dentro de un Bloque de Servicio (SB) (figura 4.2 a)) el cual es la unidad básica de la información transferida por la capa MAC.

Cada SB es enviado al destino como un cuerpo de paquete de un MPDU cuyo cabezal guarda la dirección de la fuente y del destino.

Cada SB consiste de 9 bytes de Control de Encriptamiento (ECtl) seguido de una viñeta VLAN opcional de 4 bytes, y una longitud variable del campo de la Información de Administración de la capa MAC, 2 bytes para el Tipo (si este contiene un MSDU), la longitud variable de datos de la trama (si alguno), terminando en, 0 a 7 bytes de la Almohadilla de Encriptamiento (E-PAD) y 4 bytes de ICV, como se muestra en la figura 4.2 b). Solo el ECtl es enviado en la limpieza, el resto es encriptado con la Llave de Encriptamiento de la Red (NEK) para la Red Lógica (LN) a la cual pertenece el transmisor y receptor.

El ECtl, E-PAD, y el ICV son mandatorios en todos los SB. El primer byte del campo ECtl es el primer byte de la Selección de la Llave de Encriptamiento (EKS), seguido de ocho bytes del Vector de Inicialización (IV) utilizado por el algoritmo de encriptamiento. Un valor de 0x0 para el EKS indica la llave pre-determinada, la cual es diferente para cada estación y es configurada por el fabricante.

Descripción de la Comunicación en Líneas de Potencia



(a) Creación y Segmentación del Bloque de Servicios

9 bytes	0 - M bytes	2 bytes	0 - N bytes	4 bytes
Control de Encriptamiento	Información de administración de la capa MAC	Tipo	Trama de Datos	E-PAD
Requerido	Opcional	Opcional	Opcional	Requerido

(b) Campo del Bloque de Servicio

Figura 4.2 a) y b) Bloque de Servicio. Tomado de [21]

Los otros 255 valores son para los NKS determinados dinámicamente. El E-PAD está entre 0 y 7 ceros añadidos para ser la porción encriptada del cuerpo del paquete un múltiplo de la inscripción de algoritmos de bloque de 8 bytes de tamaño.

Para el ICV se usa un CRC de 32 bits sobre todos los campos siguiendo el ECI hasta el E-PAD (en forma de texto limpio), de tal forma que el receptor pueda confirmar una recepción correcta y el de-encriptamiento del SB. El E-PAD y el ICV son requeridos aún si el encriptamiento es evitado.

La viñeta IEEE 802.1Q VLAN es copiada del MSDU, la Administración de Información de la capa MAC es opcional, pero si está presente, los primeros dos octetos deben ser 0x887B. El tipo de paquete de información (*payload*) y la

longitud en el campo Tipo, son información para una capa más alta de información Tipo/Longitud copiada desde el MSDU, los datos del MSDU deben de ser de longitud desde 46 y 1500 bytes, si el SB porta un MSDU. Con el máximo de datos MSDU, mas los campos SB requeridos y opcionales, un nodo debe poder soportar un SB de por lo menos 1116 bytes.

4.1.3.3 Estructura de paquete MPDU

Dos formatos de Protocolo de Unidad de Datos de la capa MAC son soportados:

- Un formato largo (que toma 313.5-1489.5 μ segundos) usados para datos y control;
- Y un formato corto (que toma 72 microsegundos) para respuestas, que consiste solamente de un delimitador de respuesta (preámbulo con control de trama). La figura 4.3 a) describe el formato MPDU largo.

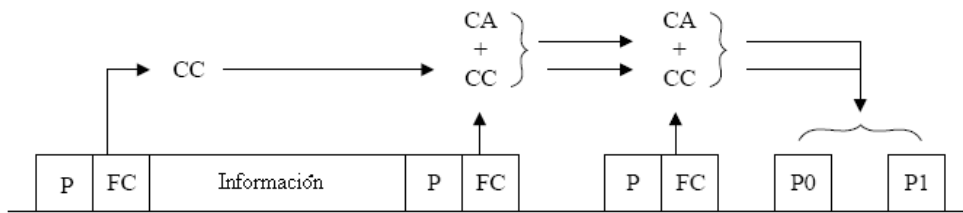
Los 25 bits del control de tramas consisten de un bit para el control de competencia (CC), seguido por 3 bits para el Delimitador Tipo (DT), un Campo Variable de 13 bits (VF), con una última secuencia de revisión del control de tramas de 8 bits.

Durante la ráfaga de segmentos y el acceso libre de competición, CC = 1 hasta el último segmento. En este caso, solo el tráfico de alta prioridad puede bloquear al transmisor por acceso para el canal, siguiendo la transmisión de un MPDU y su respuesta.

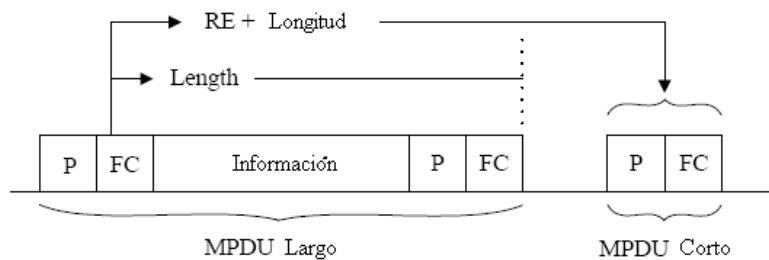
El campo DT codifica mientras el delimitador es un SOF, un EOF, o un delimitador respuesta, y mientras una respuesta es esperada o no, para los SOF o EOF. El FCS es un CRC de 8 bits que revisa los otros 17 bits.

En el SOF, el campo variante sostiene un campo de longitud de trama (FL) de 8 bits y un Índice de Mapa de Tonos (TMI) de 5 bits. El FL indica el número de bloques de la transmisión de la capa física de 49 símbolos en el paquete de información (payload) del MPDU largo, y mientras estos sean o no seguidos por una unidad de 20 símbolos. La longitud de la codificación soporta 8 longitudes en incrementos de 20 símbolos desde 20 hasta 160 símbolos inclusive. El TMI es el

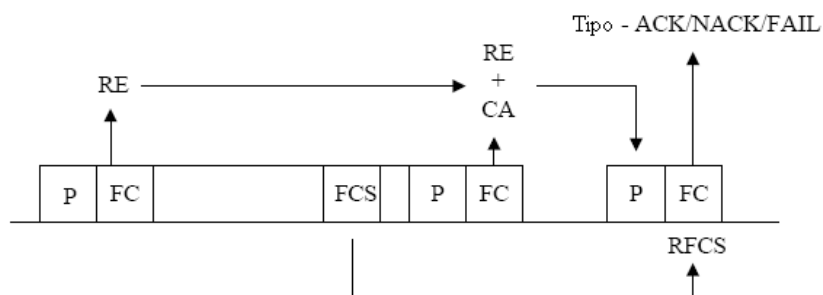
índice que el receptor usa para encontrar el mapa de tonos que necesita para demodular y decodificar el paquete de información (*payload*), tal como fue puesto después de la estimación del canal. Además hay 5 bits indicando 32 TM's posibles, la mitad están reservados y uno (0b00000) es usado para indicar el modo ROBO, dejando 15 disponibles para negociar el mapa de tonos por receptor. Note que el uso del modo ROBO restringe el campo FL, ya que el modo ROBO solamente soporta bloques de transmisión físicos de 40 símbolos.



(a) Campos CC + CA usados para prioridad



(b) Longitud y respuesta esperada usada por el VCS

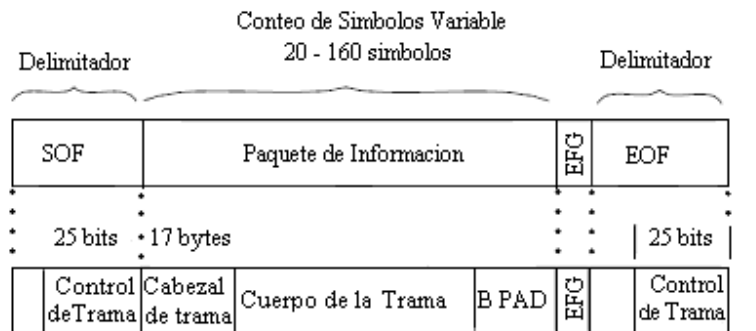


(c) Campos FC y FCS usados para ARQ

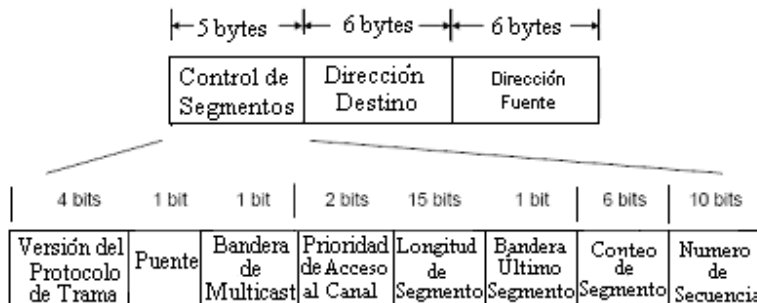
Figura 4.3 a), b) y c) Uso del campo de control de la capa MAC.

En el EOF el Campo Variable (VF) guarda 2 bits de Prioridad de Acceso al Canal (CAP) de la trama, el CAP es usado durante la ráfaga para determinar si un nodo puede adquirir la ráfaga.

El Campo Variable (VF) para el ACK también incluye un CAP de 2 bits que hace eco a la prioridad de la trama para el cual la respuesta fue generada. Los remanentes 11 bits son los FCS recibidos (RFCS), los cuales son los 11 LSB del campo MPDU respondido por un ACK. Esto permite al transmisor confirmar que el ACK era el deseado para la trama que él envió, y no otra trama de transmisor que el receptor puede haber oído. Si estos bits no concuerdan, entonces el transmisor lo trata como una colisión. Las respuestas NACK y FAIL comparten un VF común. Los primeros 2 bits son CAP con ACK's, seguidos por un "Tipo de respuesta" de un bit (0=NACK, 1=FAIL), y 10 bits del RFCS. El NACK no usa el campo RFCS, y el transmisor trata el FAIL como una colisión si los bits del RFCS no concuerdan con los bits PCS del transmisor.



a) MPDU



b) Cabecera de trama y control de segmentos

Figura 4.4 a) y b) Formato de MPDU largo.

La figura 4.3 muestra la relevancia del campo del control de la trama del MAC. Hay 3 maneras en el cual el FC es usado por la capa MAC:

1. Muestra su uso para el Sensor Virtual de Portadora (VCS). El campo de longitud del SOF, y el tipo de campo del SOF y el EOF son usados para determinar cuando el período de resolución de prioridades debería terminar y la competición empezar.
2. Muestra como el bit de control de competición de todos los delimitadores y los bits de prioridad de acceso al canal del SOF y los delimitadores de respuesta, son usados para propósitos de control de competición.
3. Describe como parte del FCS del MPDU es copiado en el delimitador de respuesta para confirmar ACK's y FAIL's al transmisor en el mecanismo ARQ.

El MPDU largo consiste en el delimitador SOF (preámbulo y FC), el paquete de información (*payload*) de 20 a 160 símbolos, el EFG, y el delimitador EOF (ver fig. 4.4). EL MPDU coincide con el PPDU desde que los campos delimitadores FC contienen información usada para la capa física y la MAC, pero en el MPDU, los contenidos del paquete de información (*payload*) de la capa física son expuestos dado que el receptor tiene el mapa de tonos correcto para demodular y decodificar el campo PPDU. En el MPDU largo, el paquete de información (*payload*) de la capa física es abierto para revelar: 5 bytes del Control de Segmentos (SC), 48 bits de la Dirección Destino tipo IEEE802.3 (DA), la Dirección Fuente (SA) (6 bytes cada uno), seguido por un cuerpo de trama de longitud variable, un colchón de bloques de ceros necesarios para llenar el bloque de transmisión físicos (B-PAD), y una Secuencia de Revisión de Trama (FCS) de 2 bytes. El B-PAD está presente solamente en el último segmento del bloque de servicio. Los primeros 3 campos son llamados también el Cabezal de Trama (FH), y son enviados sin encriptamiento. La Secuencia de Control de la Trama (FCS) es un CRC de 16 bits computados sobre bytes del Control de Segmentos a través del último byte del B-PAD. La tasa de codificación y modulación determina cuantos bytes pueden ser llevados en los 20 o 160 símbolos permitidos por el paquete de información (*payload*) MPDU.

Los 40 bits del Control de Segmentos (SC) son mostrados en la fig. 2.18b y consiste de 3 bits, de los bits reservados de la Versión 2 del Protocolo de Trama, un Bandera de Multitransmisión (MCF, 0v1 para tramas Multicast o Broadcast), 2bits de la Prioridad de Acceso al Canal (CAP), 15 bits de la Longitud del Segmento (SL) en bytes, una Bandera del Último Segmento (LSF, 0v1 si este es el último segmento de un SB) , 6 bits del Contador de Segmentos (SC), y 10 bits del Numero de Secuencia (SN). Si la Bandera de Multitransmisión esta configurada, entonces el bloque de servicio debe tener una Transmisión de Administración de la capa MAC como entrada de respuesta; si el SB es segmentado, entonces todos los segmentos tienen MCF = 1. Entonces, el campo SL indica la longitud del cuerpo de la trama en bytes no incluyendo el E-PAD o el ICV. Los campos SC y SN son usados por la segmentación y el reensamblaje para reconstruir correctamente los bloques de servicio. Cada fuente contiene un SN por destino y por prioridad de clase.

4.1.3.4 El Tiempo y espaciado entre tramas

Hay muchos puntos en el cual el protocolo requiere un retraso para procesar o para cambiar de modo de transmisión a recepción. Cuando una respuesta es esperada (como se indica por ambos campos FC del SOF y EOF), la estación que responde espera por un Espacio de Respuesta Inter-Tramas (RIFS) de 26 microsegundos antes de transmitir su respuesta. Después de la respuesta, si un 1 es esperado, o después del EOF si ninguna respuesta es esperada, todas las estaciones consideran al medio como ocupado por un Espacio de Competición Inter-Tramas (CIFS) de 35.84 microsegundos antes que el Período de Resolución de Prioridades comience. Cada Slot de Resolución de Prioridades de 35.84 microsegundos puede contener una Señal de Resolución de Prioridades que dura 30.72 microsegundos enviados por una o más estaciones. Debido a una sincronización compacta y a mínimos retardos de propagación, estas señales son aditivas y los slots tienen sus propios retardos de procesamiento construidos interiormente.

Como se muestra en la figura 4.5 el RIFS y CIFS son necesarios para los tiempos de propagación y procesamiento. El Espacio Extendido Inter-Tramas (EIFS) es usado cuando una estación no está segura del estado del medio mientras esta escucha a otra estación para comenzar la transmisión. Por ejemplo, este cuenta por el máximo tiempo que una estación puede estar transmitiendo, incluyendo la duración máxima de la trama nonROBO, junto con varios delimitadores, *spot* prioritarios, CIFS, RIFS, y EFG. Todo esto suma 1695.0 microsegundos. EL EIFS es también usado para determinar por cuánto tiempo el canal es considerado ocupado después de una colisión o un error del Control de Tramas (dado que el tamaño de una trama no puede ser determinado confiablemente por más VCS exactos)

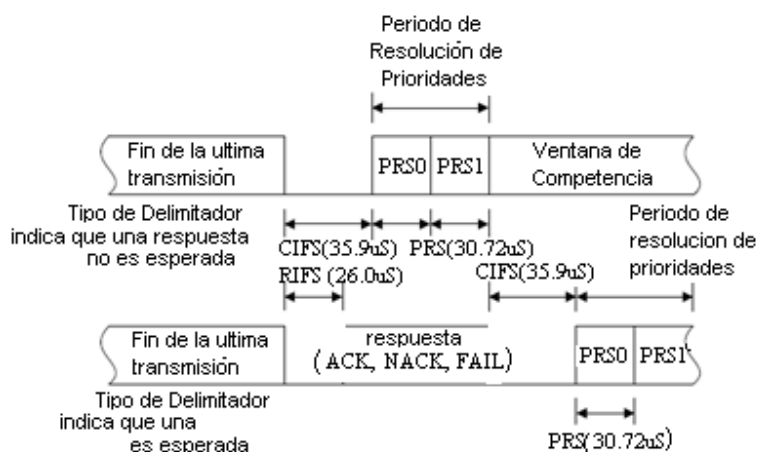


Figura 4.5 Espaciamiento inter-tramas de HomePlug 1.0. Tomado de [21]

4.1.3.5 Resolución de Las prioridades

Antes del período de competencia, hay un período de resolución de prioridades (PRP) consistiendo en dos slots de resoluciones de prioridad de 35.84 picosegundos (PRS's). Usando solo el PRP las estaciones con la más alta prioridad de tráfico para enviar; podrían competir por el medio en el período de competencia.

Las estaciones de competencia que usan PRS0 y PRS1 determinan la máxima prioridad de tráfico en la red. Cuatro niveles de prioridad son soportados: CA3 y CA2 para tráfico de alta prioridad susceptible al tiempo, y CA1 y CA0 para tráfico

de baja prioridad. Si los delimitadores EOF o delimitadores de respuesta de la trama inmediatamente precediendo el periodo PR tiene el seteo del bit de control de la competencia, entonces cualquier nodo con la misma prioridad o más baja, se retrasará. De otra forma, los nodos CA3 y CA2 aseguran a PRS0 el cual causa que los nodos CA1 y CA0 se retrasen. Los nodos CA3 también asegurarán el PRS1 el cual causará que el nodo CA2 se retrase; si el PRS0 no está activo, entonces el nodo CA1 asegurará el PRS1, lo cual causará que el nodo CA0 se retrase. Solo los nodos de más alta prioridad de clase (ganadores) competirán por el acceso al medio usando la ventana de competencia. Las prioridades serían asignadas de acuerdo a las reglas 802.1D. Esto permite que las redes HP 1.0 operen con RFC 2205 RSVP (Protocolo de Reservación de Recursos) e Internet *draft Standard subset Bandwidth Manager* (SBM), para proveer calidad de servicio diferenciado (*diffserve*) para tráfico multimedia [26], [27]. CA3 es usado por las etiquetas de prioridad 6 o 7 de las VLAN (control de red y tráfico extremadamente retrasado-sensible tal como la voz), y CA2 es usado por las etiquetas de prioridad 4 o 5 de las VLAN (tráfico retrasado-sensible tal como audio y video y sujetos importantes en la aplicación de negocios para el control de admisión). CA1 es usado para un “esfuerzo excelente” (más alta calidad mejor esfuerzo de servicio) y es el nivel por defecto. CA0 es usado para tráfico LAN estándar (cuando es etiquetado como tal) y tráfico desapercibido. Las entradas de administración MAC pueden usar también prioridades necesarias (ej.: para solicitud de estimación de canal y respuestas).

4.1.4 Acceso del canal

El período de competencia es usado por el procedimiento de alejamiento, el cual esta deshabilitado durante el segmento de ráfagas o acceso de libre-competencia. Primero, PCS/VCS es usado para detectar el estado del medio y esperar ya sea, hasta que este desocupado o hasta el periodo de resolución de prioridades (tal es el caso de las estaciones que aseguran esta prioridad a menos que esta sea diferente) o hasta que haya ganado el PRP y pueda competir por el medio, en la ventana de competencia.

Cuando una estación primero empieza a competir por el canal, ésta aleatoriamente elige uno de los primeros 8 slots de competencia siguiendo el PRP para comenzar su transmisión, configurando un contador de alejamiento (BC) para el número de slots y así dejar vacío el canal, para que otros lo usen. Si no se detectan otros delimitadores SOF antes que los slots seleccionados lleguen, entonces las estaciones comienzan la transmisión en este slot de competencia. De otro modo, espera y pone su Contador de atraso (DC) de acuerdo al horario de dependencia de prioridad. A medida que los slots no usados pasan de largo en periodos de competencia en el mismo nivel de prioridad, (tal como el tráfico espera a ser enviado por la estación) el contador de alejamiento es decrementado hasta que una de las siguientes dos cosas suceda. Si el BC llega a cero la estación comienza la transmisión, luego espera por una respuesta si esta es esperada. Si el DC llega a cero, entonces muchas estaciones en el mismo nivel de prioridad han hecho su aparición sabiendo que el transmisor aleatoriamente elige un nuevo valor para el BC desde el próximo rango más alto de los valores (otra vez, dependiendo de los niveles de prioridad de sus datos) en muchos casos de la misma forma que lo haría si hubiera inferido una colisión. Esto permite la información extra de los rechazos para ser usadas y evitar colisiones costosas.

Cuando una estación manda una trama y uno u otro no espera una respuesta o recibe una ACK concordante desde su destino, entonces la trama ha sido enviada satisfactoriamente y la próxima trama está siendo preparada para la transmisión. Si este era el último segmento en un bloque de servicio, entonces el éxito es reportado a la interface huésped.

Si una respuesta de fallo válida es recibida, y el máximo número de fallas reparadas (entre 0 y 6) no está siendo excedido, entonces la estación espera un tiempo extendido (10 ms) antes de reanudar su transmisión.

De otra forma si uno u otro recibe un NACK, o este deduce que una colisión ha ocurrido, esta estación invoca el procedimiento de alejamiento para incrementar el tamaño de la ventana de competencias de acuerdo con el programa de alejamiento (arriba de un máximo de 32 para CA3 y CA2 o 64 para CA1 y CA0) eligiendo un nuevo retraso para el BC. Si la estación ha tratado un máximo

número de intentos que pueden ser hechos usando un mapa de tonos de destino específicos, entonces el modo es conmutado a ROBO y nuevos intentos son hechos para llevar la trama. Conmutando en el modo ROBO podría requerir una resegmentación del bloque de servicio (ver sección de segmentación y reensamble). Si el límite es excedido en un número de intentos de transmisión que pueden ser hechos (en total por cualquiera, por modo ROBO, por modo NACK's o por colisiones) entonces la trama es descartada y la falla es reportada. En la tabla 4.1 la alta prioridad es CA3 y CA2, la baja prioridad es CA1 y CA0. BPC es el contador de procedimientos de alejamiento, el cual cuenta el número de veces que el procedimiento de alejamiento ha sido invocado debido a las colisiones o retardos. El BPC es puesto a cero después de la falla tanto como la cantidad de tráfico en la expectativa de cambio después de un largo retraso. DC es el contador de retrasos y CW es la máxima ventana de competencia (el mínimo es cero tanto que el tamaño de CW actualmente es CW+1).

CAP -->	ALTO	ALTO	BAJO	BAJO
BPC	CW	DC	CW	DC
0	7	0	7	0
1	15	1	15	1
2	15	3	31	3
> 2	31	15	63	15

Tabla 4.1 Selección de prioridades en el contador de procedimientos BPC

Las colisiones son deducidas bajo varias circunstancias. Primero, si una respuesta no es detectada cuando una es esperada, entonces se asume una colisión, aunque esto podría ser debido a un mal canal. Incluso si un delimitador es detectado, si el campo del DC del delimitador está malo, o si el FC no indica que es un ACK, NACK o Fallo cuando una respuesta es esperada entonces se asume una colisión. Finalmente las respuestas de Fallo y ACK contienen un campo de respuesta FCS (RFCS) que es igual a los 10 o 11 (respectivamente) LSB's de las FCS de los tramas que ellos reconocen. Si los campos RFCS no coinciden con el FCS mandado, entonces el transmisor asume que una colisión ha ocurrido.

4.1.5 Control de errores MAC

La capa MAC implementa un método de errores para-y-espera ARQ. El reconocimiento y retransmisión son realizadas en una base de segmentos por segundo. La espera de una respuesta está indicada en los campos FC de ambos delimitadores SOF y el EOF. La respuesta es enviada por el destinatario dentro de un formato MPDU corto, consistiendo de un delimitador de respuesta solitaria. Tres tipos de respuesta son usados: ACK, NACK y FAIL. Los tres incluyen un campo de respuesta FCS (RFCS) de 10 u 11 bits, el cual es una copia de los LSB's de los 16 bits FCS del MPDU para el cual la respuesta fue enviada, así como la prioridad de acceso al canal CAP, el cual es usado para el control de competencia y apropiación.

Una respuesta ACK tiene un RFCS de 11 bits, y solo si el RFCS concuerda con los 11 bits menos significativos del FCS de la trama transmitida, esa trama es considerada ya reconocida. De lo contrario, el transmisor lo trata como una colisión, NACK y FAIL tienen campos RFCS de 10 bits. El NACK es usado para indicar que la trama fue recibida con errores, tal como fue indicado por el FCS, mientras que el FAIL es usado para indicar que el receptor no tiene buffers disponibles para el reensamblaje del bloque de servicio o que el segmento fue recibido fuera de orden. Los NACK y FAIL con validos RFCS seguramente indican falla, y la ausencia de un ACK valido cuando uno es esperado es también conocido como indicador de falla o colisión. Las tramas que reciben un NACK o ninguna respuesta pueden competir por la retransmisión inmediatamente, pero una respuesta FAIL requiere que el transmisor espere por un período más largo (el retraso de 10 microsegundos de FAIL) antes de recomenzar, en la esperanza que el receptor haya terminado de reensamblar el bloque de servicio en el cual estaba trabajando anteriormente, y tendrá los recursos disponibles para comenzar el reensamblaje del bloque de servicios al cual pertenece la trama. De hecho, solamente tramas de alta prioridad pueden ser enviados por esa estación a la dirección destino que respondió con un FAIL. Si el segmento recibiendo la respuesta FAIL no fue el primer segmento, entonces el intento completo de transmisión del bloque de servicio es abortado y el transmisor comienza

nuevamente. Las estaciones prueban transmitir nuevamente la trama hasta que el límite de repeticiones es excedido o el tiempo de vida de la transmisión es excedida.

ACK's parciales están disponibles para tramas *multicast* o *broadcast*; el transmisor puede especificar cualquier estación en su red lógica (no solamente aquellos en el grupo *multicast*) para responder a una trama *multicast* o *broadcast*. El *multicast* con respuesta de entrada de administración MAC del bloque de servicios tiene los 6 bytes de la dirección destino *multicast* actual, mientras el DA dentro de la capa de la trama de administración MAC es un Proxy para el *multicast* y generará una respuesta si el tipo de delimitador indica que uno es esperado. En el caso de ACK's parciales, FAIL puede ser tratado como un ACK. Un intervalo cerrado de respuesta fuera de tiempo es usado para decidir que tanto esperar por una respuesta antes de inferir que una colisión ha ocurrido. Un ACK valido inspira al nodo a enviar el próximo segmento (Si hay más de un SB a enviar) o para reportar éxito (si este era el último segmento del SB).

4.1.5.1 Segmentación y reensamblaje

Un bloque de servicio es segmentado en cuerpos de tramas MPDU como sean necesarios, dependiendo del número de bytes que un MPDU puede llevar debido a la limitación de la información (*payload*) de 160 símbolos y a la tasa de datos determinada por el mapa de tonos. Cada MPDU incluye el DA y SA del MSDU en su cabezal de trama, y cada uno tiene su propio SC y FCS. Solamente el último segmento tiene B-PAD, ya que todos los demás deberían llenar completamente su cuerpo de trama MPDU. El campo del control de segmentos está siempre presente, aún si el SB no está segmentado (ej. En un segmento de bloque de servicio), el SC incluye la longitud del segmento en bytes exclusivo del B-PAD, SC y LSF. La ráfaga de segmentos es usada para enviar todos los segmentos de un SB en un tiempo tan corto como sea posible.

El campo del Control de Segmentos (SC) del cabezal de la trama incluye un Número de Secuencia (SN), un conteo de segmentos y una bandera del último segmento (LSF). Estos son usados para detectar duplicados y los recupera. El SN

es el mismo para todos los segmentos en el mismo bloque de servicio y es incrementado para cada nuevo bloque de servicio. El conteo de segmentos indica cual segmento dentro de un SB retiene el MPDU, comenzando con un valor de 0 para el segmento inicial. LSF indica el último segmento en un bloque de servicio. Para cada SA y prioridad, un receptor almacena el paquete más reciente (SA, SN, SC, LSF). Las entradas de las listas son comparadas con campos de cabezales de tramas entrantes para detectar duplicados y omisiones. Nuevos pares (SA.prioridad) crean nuevas entradas de listas, con un ACK si es el primer segmento. De la misma manera, el primer segmento de un nuevo SN recibido causa que la lista se actualice. Los Segmentos recibidos en el orden correcto naturalmente generan ACK's y actualizan la lista; y cuando el LSF es seteado, indica que el reensamblaje está completo, el bloque de servicio de reensamblaje es pasado para la des-criptación. Los segmentos duplicados más recientes sobrescriben el segmento de buffer del reensamblaje y generan un ACK, mientras que segmentos viejos o segmentos que dejarían un hueco en el buffer de reensamblaje causan que el receptor mande un FAIL de respuesta y limpie el buffer de reensamblaje. Esto obliga al transmisor a comenzar la transmisión de un SB nuevamente desde el primer segmento.

Las respuestas son enviadas solamente para MPDU's requiriendo una respuesta, y un cronómetro de reensamblaje es usado para prevenir que un reensamblaje parcial SB ocupe recursos indefinidamente. A cada estación se requiere que tenga por lo menos un Buffer de reensamblaje MPDU con cronómetro. Más de uno es permitido, pero cada buffer debe tener su propio cronómetro.

4.1.5.2 Ráfaga de segmentos y acceso libre de argumentos.

La función de Ráfaga de Segmentos usa control de competencias y campos de prioridad de acceso al canal en el delimitador FC para permitir a una estación enviar segmentos pertenecientes al mismo bloque de servicios sin competición repetitiva para el canal. Las estaciones con tráfico de prioridad mayor pueden reemplazar una ráfaga de segmentos afirmando los bits de prioridad entre los

segmentos en la ráfaga. Esta función está limitada a 2 MPDU's consecutivos en CA3, para proveer bajo ruido para el tráfico CA3. Este mecanismo permite el uso eficiente del medio mientras que también preserva la alta calidad del servicio diferenciado.

Para usar la Ráfaga de Segmentos, una estación compite como lo usual. Una vez gana acceso, setea los bits CC dentro del SOF y EOF del FC a 1, e inserta su prioridad de MPDU en el campo CAP del FC del EOF. Después que cada segmento es enviado (y reconocido, si se requiere), el periodo de resolución de prioridad (PRP) es abierto para las estaciones con tráfico de nivel de alta prioridad. El transmisor también afirma su prioridad en el PRP, escuchando alguna estación con tráfico de mayor prioridad. Tan pronto como no sea reemplazado, la estación continúa transmitiendo el resto de los segmentos en el bloque de servicios justo después del PRP. En el MPDU conteniendo el último segmento, el bit CC en el FC es limpiado para permitir que ocurra competición normal. Si el transmisor es reemplazado, entonces regresa a la resolución de prioridad y competición como siempre.

Un modo más restringido de competencia es también soportado. Acceso libre de competencia (CFA) solamente es posible para estaciones con tráfico CA3, y permite a la estación enviar todos sus bloques de servicio (aún para diferentes DA) a un nivel CA3 usando CC=1 en el FC. Esta limitado a 7 MPDU's consecutivos por ráfaga CFA. CC es reseteado a 0 en el FC del último segmento del último MPDU en una ráfaga CFA.

4.1.6 Administración de la capa MAC

El campo de información de administración de la capa MAC opcional de un bloque de servicio debe comenzar con un campo MTYPE de 2 bytes con valor 0x887B, el cual es el IEEE Ethernet Asignado. Esto es seguido por 1 byte del campo Ctl MAC (MCTRL), luego el número variable de Administración de la capa MAC ENTRIES (MMENTRY's).

Cada MMENTRY está formado por: 1 byte MAC Management Entry Header (MEHDR), 1 byte MAC Management Entry Length (MELEN) y una variable MAC

Management Entry Data Field (MEENTRY). El LSB del MCTRL está reservado, los restantes 7 bits indican el número de entradas MM que siguen. El campo MELEN permite extensiones de funciones de manejo MAC, con nodos más antiguos habilitados para sobrepasar los campos que estos no comprenden.

Los primeros 3 bits de cada MEHDR es la versión de entrada MAC (MEV), el cual debe ser 0b000 o la entrada es descartada usando el campo de longitud MELEN. Estos últimos 5 bits son la entrada de tipo MAC (METYPE). Entradas MAC puede venir desde un anfitrión vía interface M1, o puede ser generada dentro de la MAC misma. El orden de entradas importa para un procesamiento eficiente, estos deben seguir el siguiente orden:

1. *Multicast* con respuesta METYPE.
2. Petición de estimación del canal METYPE
3. Respuesta estimada del canal METYPE.
4. Reemplazo de direcciones puente METYPE.
5. Todos los otros METYPE en cualquier orden.

Los METYPE's incluyen:

- *Multicast* con respuesta.
- Petición de estimación del canal y respuesta (desde la MAC misma solamente)
- Reemplazo de direcciones puente.
- Fijar/confirmar llave de encriptación de red.
- Parámetros y estadísticas petición/respuesta.
- Vendedor específico, y
- Fabricante específico METYPE.

El fabricante específico METYPE debe ser recibido sobre la interface del anfitrión, mientras el proveedor específico METYPE puede aparecer sobre la interfase anfitrión. Los 3 primeros bytes del proveedor específico METYPE son el identificador único Organizacionalmente asignado por el proveedor IEEE (OUI). Esta entrada puede ser ignorada por el receptor, si el OUI del receptor no coincide con el transmisor OUI. A menos que de otra forma sea especificado, la SA del

MPDU es tomada como el que pide/responde para todas las peticiones/respuestas en un SB, y el DA es tomado como la estación para la cual la petición/respuesta es intencionada.

4.1.6.1 Función de control de estimación de canal.

Las estaciones deben mantener fresca la información del canal sobre el cual estos transmiten datos *unicast*. Esto es realizado por la función de control de Estimación del Canal (CE) usando la petición CE y la respuesta CE de las entradas de administración de la capa MAC. Un mapa de tonos es considerado viejo si el link es nuevo, o si ha expirado (más precisamente, si este no ha sido usado satisfactoriamente por 30 segundos), o si el transmisor tuvo que revertir el modo ROBO durante el alejamiento. Un viejo TM no podría ser usado para mandar un *unicast* SB con un MPDU dentro. Todos los MPDU's *broadcast* o *multicast* son enviados usando modulación ROBO con TMI de cero, y por lo tanto no son objeto de este requerimiento.

La estimación del canal es pedida por el transmisor enviando una Petición de Estimación del canal MMENTRY. Este único byte de datos MAC contiene la versión de capacidad de estimación del canal de 4 bits del requicitor (0x0 para HP1.0), y causa que el receptor mande una respuesta CE. Los requerimientos de CE no deberían ser ejecutados más que una vez cada 4.5 segundos (en promedio sobre un intervalo de 5 minutos) excluyendo las peticiones CE hechas durante la recuperación (después de tener que utilizar el modo ROBO o exceder el límite de repeticiones). Una estación obligada a dejar el modo ROBO no tiene que obtener un nuevo TM antes que termine de mandar el SB actual. Una estación que repetidamente tenga que dejar el modo ROBO no tiene que requerir el CE continuamente, pero este no debe usar un TM que no haya trabajado por 30 segundos.

La petición CE MMENTRY debe ser enviada usando la modulación ROBO y es recomendada para guardar el pequeño SB debido a la baja eficiencia del ancho de banda en el modo ROBO. Una estación debería evadir el enviar una petición CE MMENTRY a menos que también tenga un SB que mandar. Una vez que un

nuevo CE y TMI son recibidos vía respuesta CE, una fuente debe comenzar usando el nuevo TM para todos los unicasts a ese destino por el tercer SB seguido de la recepción de la respuesta CE.

La respuesta del campo de datos CE MMENTRY incluye cuatro bits del número de versión de la respuesta CE (debe ser 0x0 para HP1.0 o si no el solicitante desecha la entrada) los 5 bits del TMI para el solicitante para usar en futuros *unicast* para este destino y 84 banderas de tono válidas (0b1 indica que el tono es para ser usado, conforme a la máscara de tonos). En adición hay un bit de selector de tasa FEC y un selector de Método de Modulación de 2 bits. Un bit de puente proxy indica que el TM está comandado para el DA's que continúa. Un Puente de Números de 7 bits (NBDAS) indica el número de DAs concluyendo la entrada. La respuesta CE de los MPDU's deben ser *unicast* con respuesta esperada. Para evitar confusiones el TMI usado en la respuesta CE debería ser diferente del último TMI mandado por esa fuente a usar. Un receptor podría mandar una respuesta CE no solicitada con un nuevo TM si este es necesario, siempre y cuando este ha sido por lo menos un segundo desde que esa estación envió una respuesta CE a esa fuente. Cada estación puede por lo tanto soportar más de 15 diferentes transmisores de una vez usando la adaptación de canal, mientras que en el exceso de transmisores se debe usar modo ROBO.

4.1.6.2 Manejo de privacidad y llaves.

Las líneas de potencias son compartidas desde el transformador para todas las residencias que sirve el transformador tanto que es posible para una residencia escuchar las transmisiones PLC de una residencia cercana. Por lo tanto es necesario, para proteger la privacidad de los usuarios criptográficamente, dado que solo instalando filtros pasa bajo podría en cierta manera negar el costo de las ventajas de la tecnología. Con este fin nodos forman Redes Lógicas (LN's) basadas en aislamiento criptográfico.

HP 1.0 usa DES (FIP Std. Publicación 46-3) en modo de cadena de bloque cifrado (CBC). Las llaves son generadas desde contraseñas usando la función PBKDF1 desde PKCS#3 v2.0. Las contraseñas son basadas en criptografía estándar con

MD5 como el algoritmo de *underlying* hash (picadillo subyacente). Las estaciones almacenan y retienen ambas llaves por defecto (para rellavado de operaciones solamente) y cualquier llave de cifrado de la red (NEK) recibidas (para cualquier otras transmisiones) en la memoria no volátil.

Todas las transmisiones dentro de una red lógica son encriptadas con el NEK que define esta red lógica. Para participar en una LN, una estación debe tener una NEK por medio de:

1. Entrada de contraseña por el usuario y generación según lo escrito anteriormente, o
2. Entrada de red por recepción del sistema NEK MMENTRY desde otra estación encriptada usando cualquiera de las llaves conocidas por ambas estaciones.

Una estación puede ser miembro de más de una LN y podría ser solicitada para almacenar más de un par (EKS.NEK). Las estaciones que no solicitan soporte de participación en más de una LN a la vez, sin embargo una estación sin ningún NEK puede usar una Entrada de Red para obtener un NEK y entrar al LN por medio de una llave por default generada desde un único *password* determinado por el fabricante a la estación particular. Este *password* debe ingresarse desde otra estación participando en la LN, y usando *Password Entry*, esa estación debe generar el NEK para la nueva estación y usar ese NEK con EKS=0x00 para encriptar y enviar el NEK e identificador EKS del LN para la nueva estación en el set NEK MMENTRY. La nueva estación regresa un NEK MMENTRE confirmante a la estación que lo envió el set NEK MMENTRY.

El set NEK MMENTRY nunca es enviado en texto limpio, y si un set NEK MMENTRY es recibido en texto limpio, debe ser rechazado. Los 9 bytes del campo de datos del set NEK MMENTRY contienen el EKS de 1 byte y el correspondiente NEK de 8 bytes. Para confirmar el NEK MMENTRY tiene un campo de datos vacío. Los valores EKS asociados con el NEK del LN deben ser los mismos para todas las estaciones del LN.

5 CAPITULO V

5.1 IMPLEMENTACION DE HOMEPLUG

5.1.1 Descripción del hardware

HomePlug 1.0 es una tecnología muy compleja de comunicación por medio de líneas de potencia, ésta fue hecha pensando en la facilidad de conectividad que existe por medio de la red AC; sin perder de vista todas las alteraciones que en ella existen.

Debido a esto la tecnología HomePlug 1.0 debe ser capaz de soportar estas interferencias; esto lo hace por medio de filtros que hacen que la comunicación sea más limpia. El circuito diseñado por Maxim consta de elementos pasivos y activos, que realizan la función de limpiar la señal y eliminar armónicos, que podrían afectar en la comunicación.

La conexión del circuito a la red se hace por medio de un conector común AC, que al pasar por capacitores hacen que la señal AC sea apta para trabajar con el resto de elementos. El transformador de acople da un método seguro de tener conectado el circuito y a la vez aislar la línea de potencia con los dispositivos electrónicos; el filtro ocupado es un pasa altas que deja pasar las señales con frecuencias superiores a 1Mhz, que son las que tienen la señal que se busca. Este acoplamiento y filtrado hacen que la señal pueda ser reconocida por el integrado max2980 que es un acondicionador de señal analógica y un convertidor analógico digital, y viceversa para el transmisor.

En la figura 5.2 se puede ver el circuito de acoplamiento y filtrado diseñado por Maxim.

El diagrama a bloques del sistema a implementar se muestra a continuación:

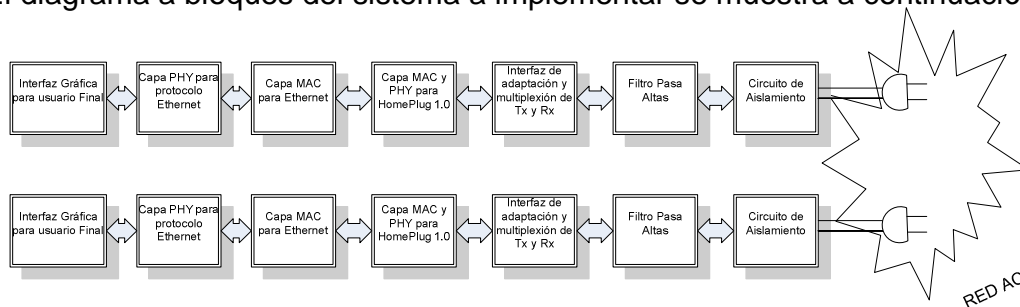


Figura 5.1 Diagrama a bloques del sistema a implementar

5.1.2 Etapa de acoplamiento y filtrado.

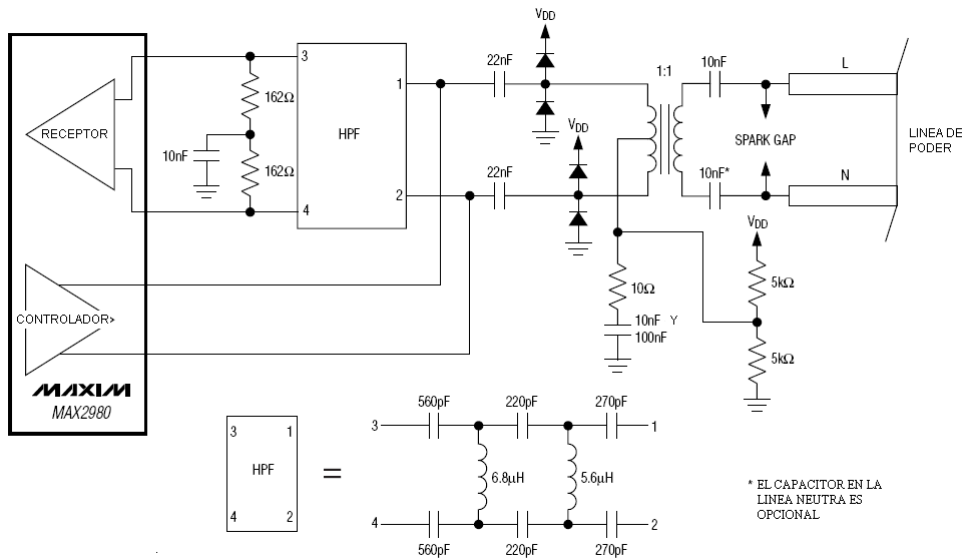


Figura 5.2 Circuito de acoplamiento y filtrado. Tomado de [28]

5.1.3 MAX 2980

El circuito integrado para frente analógico de comunicación en la línea de potencia max2980 es un dispositivo CMOS que entrega alto desempeño y bajo costo. Este diseño integrado combina un convertidor análogo-digital, digita-análogo, un acondicionador de señal y un driver de línea. El max2980 reduce sustancialmente componentes de sistema requeridos previamente siendo compatibles con otros dispositivos HomePlug este dispositivo puede ser una interface con muchos circuitos digitales integrados PHY para proveer una solución completa de comunicación en líneas de potencia.

Algunas de sus características son:

- Driver de línea y receptor totalmente integrados.
- Interfaz confiable para IC's digitales PHY.
- Un DAC y ADC de 10 bits totalmente integrados con muestreo de 50 MHz.
- Control de ganancia adaptativa de 54 dB.
- Capacidad de impedancia de línea mínimo tan bajo como 10 ohmios.

5.1.3.1 Aplicaciones

- Redes de área local (LAN).
- Audio sobre líneas de potencia.
- Voz sobre líneas de potencia.
- Monitoreo y control remoto.
- Acceso a banda ancha.
- Puente entre líneas de potencia a WiFi.
- Puente entre líneas de potencia a DSL.
- Puente entre líneas de potencia Ethernet.
- Puente entre líneas de potencia a USB

5.1.3.2 Diagrama funcional del MAX2980

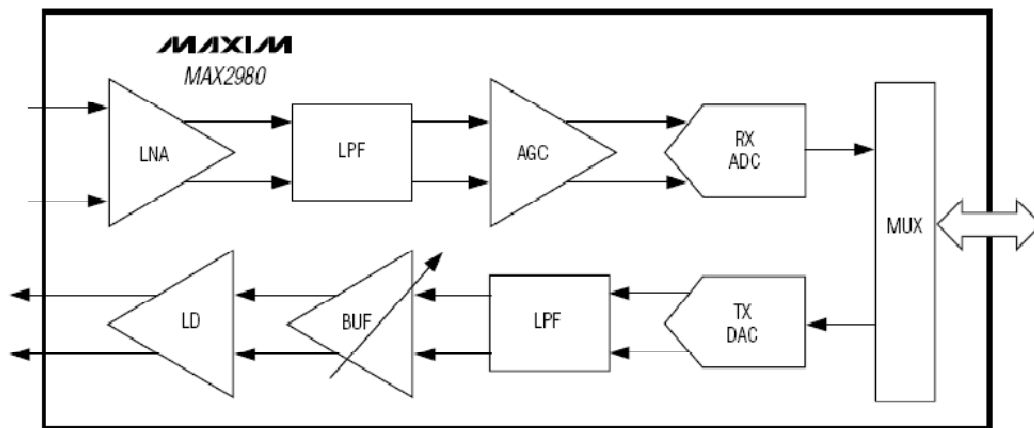


Figura 5.3 Diagrama funcional del MAX2980. Tomado de [28].

5.1.3.2.1 Canal de recepción

Consiste en un amplificador de bajo ruido (LNA) un filtro de pasa bajo LPF y un circuito de control de ganancia adaptativa (AGC). Un bloque ADC muestrea la salida AGC. El ADC se comunica con el chip PHY digital a través del multiplexor.

El LNA reduce el ruido de entrada del canal de recibido proveyendo alguna ganancia de señal a la entrada AFE (Analog Front End).

El filtro remueve ruido no deseado y provee el antialiasing proveído por el ADC para el muestreo correcto.

El AGC gradúa la señal para su conversión de análogo a digital. La graduación mantiene un nivel óptimo de señal en la entrada del ADC y mantiene fuera de saturación a los amplificadores AGC.

El ADC de 10 bits 50 MHz muestrea la señal análoga y la convierte en una trama digital de 10 bits.

5.1.3.2.2 Canal de transmisión

Consiste de un convertidor digital-análogo de 10 bits, un filtro pasa bajos, y un buffer transmisor de ganancia ajustable con driver de línea. El DAC recibe la trama de datos desde el IC PHY digital a través del multiplexor.

El DAC de 10 bits 50 MHz provee la función complementaria del canal de recepción. El DAC convierte la trama digital de 10 bits a un voltaje análogo con una tasa de 50 MHz.

El filtro pasabajos remueve picos y armónicos adyacentes al pasa banda deseado para ayudar a reducir frecuencias de transmisión fuera de banda y energía desde la salida del DAC.

El buffer transmisor y el driver de línea permiten que el nivel de salida del filtro pasabajos obtenga el nivel necesario para conectarse directamente al medio de líneas de potencia, sin necesidad de usar amplificadores o buffers externos.

El nivel de salida es ajustable entre 2.4 Vpp diferenciales y 6.0 Vpp diferenciales, el driver de línea puede manejar cargas resistivas tan bajos como 10 ohmios

5.1.4 MAX2986

Este integrado combina la capa de control de acceso al medio (MAC) y la capa física (PHY) en un mismo chip. El max2986 banda base digital y su compañero max2980 *Analog-Front End*, ofrece una comunicación de líneas de potencia de alta velocidad que es completamente compatible con otros dispositivos *HomePlug 1.0*.

El max2986 utiliza OFDM; un motor de líneas de potencia OFDM avanzado con tasas de datos adaptativas de hasta 14 Mbps. La arquitectura abierta de este chip

permite una extensiva programabilidad, y una experimentada mejora en el desarrollo óptimo de la MAC.

Además, este dispositivo tiene como meta, aplicaciones tales como: redes de área local, audio, voz, automatización de hogares, automatización industrial y redes sobre líneas de potencia, así como capacidad de modelaje espectral y muesca de tonos, proveyendo un nivel no paralelo de flexibilidad para conformar a los disparados cuerpos regulatorios locales.

La técnica OFDM modificada por MAXIM, permite el modelado de la densidad de potencia espectral de la señal transmitida arbitrariamente para acomodar cualquier subportadora no deseada, y colocar nulos espectrales en cualquier localidad de frecuencia no deseada. La adaptación del canal automático y las características de rechazo de interferencia del MAX2986 garantizan un desarrollo espectacular. La privacidad es provista por un encriptamiento DES de 56 bits con administración de llaves.

El MAX2986 puede operar con el estándar IEEE 802.03 interfaz independiente de medios (MII), interfase independiente de medios reducido (rMII), comunicación de datos FIFO con *buffer*, IEEE 802.03 compatible con *Ethernet* 10/100 MAC, o con interfaces USB 1.1. Esta interfaz permite que el MAX2986 pueda acompañarse con casi cualquier dispositivo de comunicación de datos para usarse en una variedad de aplicaciones de información.

5.1.4.1 Características

- Un solo chip transceptor de redes de líneas de potencia.
- Tasa de datos mayores a 14 Mbps
- Banda de frecuencia entre 4.49 hasta 20.7 MHz
- MAC programable y actualizable.
- Interfase JTAG.
- Tabla puente larga: más de 512 direcciones.
- Circuitería avanzada de rechazo de interferencia de banda angosta.
- PHY basada en OFDM.

- 84 portadoras.
- Adaptación del canal automático.
- FEC.
- DQPSK, DBPSK, ROBO.
- Interfaces dentro de chip.
 - *Ethernet* 10/100.
 - USB 1.1
 - MII/rMII/FIFO
- Compatible con el estándar *HomePlug 1.0*.

5.1.4.2 Aplicaciones

- Redes sobre líneas de potencia.
- Redes de área local (LAN's).
- Multimedia sobre líneas de potencia.
- Voz sobre líneas de potencia.
- Automatización Industrial (Monitoreo remoto y control).
- Domótica.
- Seguridad y Confiabilidad.

Este controlador tiene la capacidad de trabajar con interfaces 10/100 *Ethernet*, USB 1.1 y MII/rMII/FIFO. Trabaja con tasas de datos de hasta 14 Mbps en una banda de frecuencias desde 4.49 MHz hasta 20.7 MHz.

Para este circuito, se ha propuesto trabajar con una interface 10/100 *Ethernet* deshabilitando las otras dos interfaces, para esto se conectaron los pines de acuerdo con las tablas siguientes:

USB

LOCALIZACIÓN	NOMBRE	DIRECCIÓN	CONEXIÓN
C5	USBD-	I/O	Conectar a DGND con R de 5M Ohm
B5	USBD+	I/O	Sin conexión

a)

INTERFASE MII/RMII/FIFO

LOCALIZACIÓN	NOMBRE	DIRECCIÓN	CONEXIÓN
K11	MIICRS	0	Sin conexión
F11	MIITXEN	I	DGND
N10	MIICLK	I	DGND
J12	MIIDAT	I/O	Sin conexión
K12	MIIDAT	I/O	Sin conexión
J13	MIIDAT	I/O	Sin conexión
L12	MIIDAT	I/O	Sin conexión
N11	MIIDAT	I/O	Sin conexión
N12	MIIDAT	I/O	Sin conexión
N13	MIIDAT	I/O	Sin conexión
L13	MIIDAT	I/O	Sin conexión
L11	MIIRXER	O	Sin conexión
H10	MIIRXDV	O	Sin conexión
H12	BUFCS	I	Vdd
H11	BUFRD	I	Vdd
H13	BUFWR	I	Vdd
J11	MIIMDC	I	DGND
K13	MIIMDIO	I/O	Sin conexión

b)

Tabla 5.1 a) y b) Conexión de pines del MAX2986 para deshabilitar USB y MII/RMII/FIFO

El MAX2986 va conectado al MAX2980 por medio de un bus de datos en los cuales se encuentran las señales de comunicación y las 10 líneas de datos I/O.

Para que el MAX2986 arranque, este necesita un software para la MAC que puede ser leído desde una memoria flash o bajado directamente por medio de una interfaz UART (RS232), para esto se configuran 5 pines de la siguiente manera:

MODO DE ARRANQUE	TIPO DE MEMORIA	CONFIGURACIÓN DE LOS PINES				
		GPIO 23	GPIO 22	GPIO 21	GPIO 8	GPIO 10
Imagen Encriptada Bajada De La Memoria	SPI (AT45DB)	0	1	0	PU	PU
	SPI (SST25VF)	1	1	0	PU	PU
	I2C	X	1	0	PD	PU
Bajado por UART	X	0	0	0	X	PU

Tabla 5.2 Tipos de configuración para descargar el software de arranque al MAX2986

5.1.5 Dispositivo de capa física ethernet (PHY) *L80225 10/100 Mbps TX/10BT*

El L80225 es una interfase análoga altamente integrada para aplicaciones *Ethernet* de par trenzado, este puede ser configurado para trabajar en operación *Ethernet* a 100 Base-Tx o a 10 Mbps (10Base-T).

Este consiste en un codificador/decodificador, un modulador/demodulador, un transmisor con onda *SHAPING* y salida con buffer, un receptor de par trenzado con un ecualizador y un corrector de línea de fondo *WANDER*, un reloj y recuperación de datos, auto-negociación, interfase controlada (MII) y puerto serial (MI).

El L80225 puede autoconfigurarse para operar a 100 o a 10 Mbps y también para operar *Full Duplex* o *half duplex* con un algoritmo de auto negociación en el chip.

Para aplicarse en un funcionamiento junto al MAX2986 como una interfase de capa física externa, se necesita que el L80225 este configurado para funcionar a 10Mbps Full Duplex sin auto negociación; para esto el L80225 dispone de 3 pines de configuración *ANEG*, *SPEED* y *DUPLX*. El pin *ANEG* habilita o deshabilita la auto negociación, el pin *SPEED* selecciona la velocidad de transmisión 10 o 100 Mbps y el pin *DUPLX* selecciona el tipo de transmisión *Half-Duplex* o *Full Duplex*.

La configuración de trabajo queda de la siguiente manera: *ANEG* = 0, *SPEED* = 0, *DUPLX*= 1, forzando así al L80225 a trabajar en 10Mbps sin auto negociación y *Full Duplex*.

Para la conexión al cable de red, el L80225 utiliza un transformador de acople de impedancias con razón de 1:1, para luego llegar directamente al conector RJ45.

5.1.6 Transformador H1102

Este transformador junto con 6 resistencias, 2 en el transmisor y 4 en el receptor cumplen con el Standard IEEE 802.3.

En el receptor se utilizan 4 resistencias en serie de 25 ohmios cada una, sumando 100 ohmios, lo cual es la impedancia característica del cable UTP, esto da una impedancia característica de acople con el cable. En el transmisor se colocan 2 resistencias de 50 ohmios conectadas a Vcc, las cuales funcionan como resistencias de impedancia de salida y como pérdidas de retorno requeridas por el estándar IEEE 802.3.

Al final se coloca un arreglo de 4 resistencias de 75 ohmios en los pines que no llevan conexión del RJ-45 hasta un capacitor de 0.01 uf conectado a tierra para eliminar cualquier tipo de ruido.

5.1.7 MAX3387E

Es una interfase de comunicación de bajo consumo de potencia, alta capacidad de tasa de datos y una mayor protección a descargas electrostáticas. Posee tres receptores y tres transmisores.

El MAX3387E es capaz de correr todas las tasas de datos arriba de los 250 kbps mientras mantiene fijos los niveles de salida en el RS-232.

Una etapa de salida propia del transmisor permite el funcionamiento del RS-232 en un rango de 3 v a 5.5v, con una bomba de carga dual.

La bomba de carga requiere solamente 4 capacitores de 0.1 μ F para una operación con una alimentación de 3.3v; para otros niveles de voltaje se tiene la tabla 5.3.

Vcc (V)	C1 (μ F)	C2,C3,C4 (μ F)
3.0 a 3.6	0.1	0.1
4.5 a 5.5	0.047	0.33
3.0 a 5.5	0.22	1

Tabla 5.3 Valores de capacitores para diferentes voltajes de alimentación en MAX3387E

Los capacitores utilizados son electrolíticos (no necesariamente) y no tienen que tener valores menores de los que se encuentran en la tabla anterior.

Incrementando los valores de los capacitores se reduce la ondulación en la salida del transmisor y se reduce levemente el consumo de potencia.

Para mayor información sobre la configuración de este chip, refiérase a la hoja de datos del mismo.

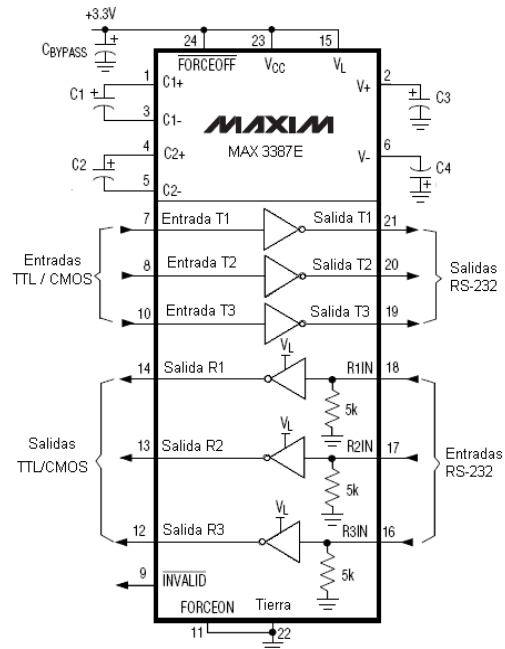


Figura 5.4 Conexión típica para MAX3387E. Tomado de [29]

5.1.8 Osciladores

El circuito consta de dos osciladores, uno de 30 MHz y otro de 25 MHz. El MAX2986 utiliza un oscilador de 30 MHz el cual se convierte en una señal de reloj de 50 MHz generada por el MAX2986 con la que el MAX2980 procesa los datos en el ADC de receptor y en DAC del transmisor. En el MAX2986 se utiliza un oscilador directo de 30MHz y en el L80225 se utiliza un cristal de 25MHz.

5.1.9 Diagrama de bloques del circuito final

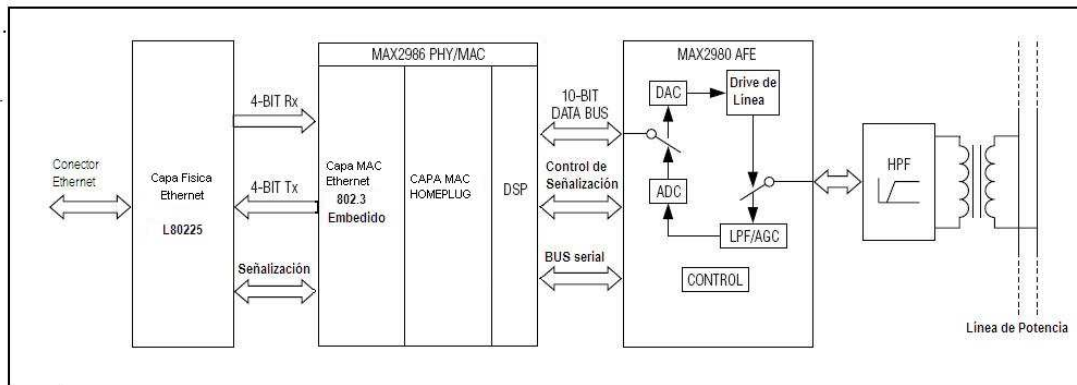


Figura 5.5 Diagrama a bloques del circuito final. Tomado de [30]

5.2 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS MÓDULOS

Debido a la complejidad de los dispositivos utilizados, entre ellos el MAX2980 que tiene un encapsulado TQFP de 64 pines, el MAX2986 de encapsulado CSBGA 144, el L80225 de encapsulado PLCC de 44 pines y otros que también son encapsulados de montaje superficial no pueden ser ensamblados en tabletas de evaluación (*breadboard*), estos fueron montados en tarjetas de circuito impreso.

Tales impresos se diseñaron por medio del software *Eagle* versión 4.16r2 completa; que es un programa de diseño con muchas herramientas de edición, por ejemplo: los diferentes tamaños de grosor en las pistas que se pueden crear, el diseño automático de pistas configurable, una herramienta que permite un panorama del montaje de los dispositivos, etc.; todo esto ayudó en el diseño de los impresos donde las pistas más pequeñas que se diseñaron son de 2 milésimas de pulgada, en un diseño de doble cara que permite hacer perforaciones para conexión de líneas.

También al momento de realizar el diseño del impreso se tuvieron algunas dificultades las cuales fueron resueltas, y consistieron en la creación de los encapsulados de: el MAX2980, el del MAX2986, el del MAX3387E y el del L80225, la creación de nuevos encapsulados es otra de las funcionalidades de este software.

Se realizaron 4 diseños de impresos los cuales se implementaron en 4 módulos: el primer módulo contiene la parte de la alimentación DC de todo el sistema que son de 5v y 3.3v, para este último valor se necesitó un rectificador especial: el ADP 3338 que tiene un encapsulado SOT-223 superficial.

En el segundo módulo se implementó la etapa de aislamiento, filtrado y el Frente Análogo AFE (MAX2980). Este módulo contiene la conexión para la alimentación AC (que es el medio), un aislamiento para proteger el circuito del medio, un filtro pasa altas que se usa para dejar las frecuencias altas con las que trabaja el MAX2980, incluido también en este módulo y que es una Interfaz de adaptación al medio y hace la multiplexión de la transmisión y Recepción en el dispositivo.

En el tercer módulo encontramos el MAX2986 que consta de la capa PHY y la capa MAC para *HomePlug 1.0* y capa MAC para *Ethernet*. El L80225 es la capa PHY para *Ethernet*, también consta de una serie de *jumpers* de configuración para elegir la forma en que el software de arranque del MAX2986 será descargado, esto se puede ver con detalle en la Tabla 5.2.

El cuarto módulo contiene la interfase para la configuración del MAX2986 por medio del RS-232 utilizando el MAX3387E. Este es una vía para descargar el software para inicializar el MAX2986. Este *software* es distribuido junto con el MAX2986 y puede ser obtenido pidiéndolo al soporte técnico de Maxim Integrated Products, Inc. Este es un programa en ensamblador el cual contiene las directivas de configuración para que el MAX2986, pueda funcionar.

Todos los módulos se implementaron en una tarjeta fotosensible de doble cara, los módulos 1, 2 y 4 que es el de alimentación, el frente análogo y la comunicación por RS232, respectivamente, fueron implementados con éxito. No así el tercer módulo ya que el diseño del impreso es bastante complejo (ver anexos), y el equipo disponible no es tan preciso para este tipo de impresión en la tableta específicamente para el encapsulado del integrado de ese módulo (MAX2986).

La conexión entre los módulos 2 y 3 se realizó por medio de una bus de datos de 20 líneas diseñada de la siguiente forma:

PIN MAX 2980	SEÑAL	PIN EN BUS MÓDULO AFE	PIN EN BUS MUDULO PHY	PIN MAX 2986
33	D9	19	19	J4
35	D8	17	17	J3
36	D7	15	15	J2
38	D6	13	13	H4
39	D5	11	11	H3
42	D4	9	9	H2
43	D3	7	7	H1
45	D2	5	5	G4
46	D1	3	3	G3
48	D0	1	1	G2
31	CLK	21	21	K1
24	ENREAD	24	24	K2
61	ENTX	2	2	F1
23	SHRCV	22	22	K3
25	CS	23	23	E4
51	FREEZE	4	4	NC
22	SCLK	20	20	A13
62	SWR	6	6	B12
21	SDI/O	18	18	A12
63	RESETIN	8	8	G1
64	STBY	10	10	A11

Tabla 5.4 Descripción de pines para conexión entre módulos 2 y 3

5.3 PRUEBAS Y DATOS DE LAS MEDICIONES HECHAS EN LA ETAPA DE AISLAMIENTO Y FILTRADO

5.3.1.1.1 Utilizando multímetro digital.

Voltaje de entrada: 120 Vrms.

Voltaje de salida en capacitor de 10nF (salida del filtro): 290mV

Voltaje de salida del transformador medido entre línea y línea: 250mV

Voltaje de salida del transformador medido entre tap central y línea: 110mV

Voltaje entre los capacitores de 22nF: 210mV

Voltaje entre los capacitores de 270pF: 25mV → 0V

Voltaje entre los capacitores de 220pF: 99mV \rightarrow 0V

Voltaje entre los capacitores de 560pF: 25mV \rightarrow 0V

Voltaje entre las resistencias de 150 Ω : 45.8 mV

Vdd: 50mV (dudas en este dato)

Todos los elementos presentaron una temperatura normal, y se tomaron como referencia para los niveles esperados por los chips que se usaran (MAX2980)

5.3.1.1.2 Utilizando osciloscopio

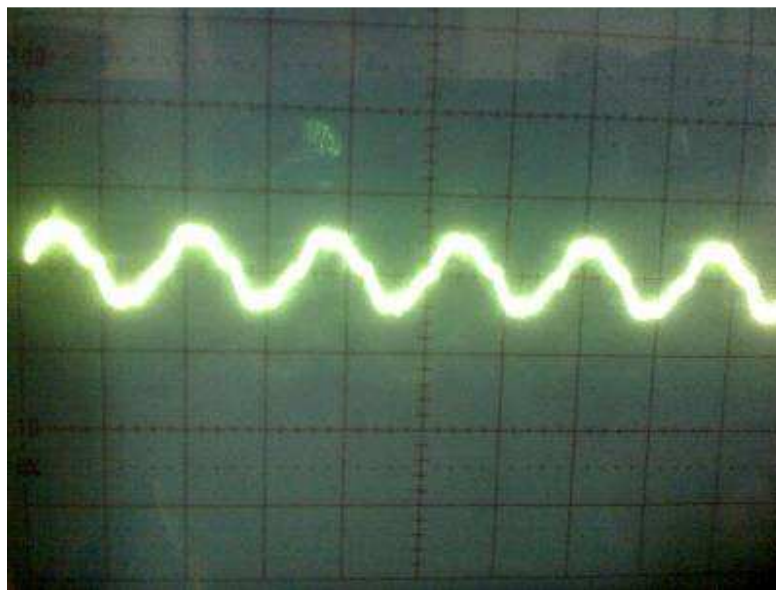


Figura 5.6 Señal a la salida del filtro

Con una frecuencia de 58.82 Hz y 5 Vpp.

Esta imagen muestra la señal obtenida después que el filtro ha eliminado las interferencias de la red, esta señal tiene la misma frecuencia de la señal de la red, que son los 120 Vrms que teníamos a la entrada del circuito.

5.3.1.1.3 Utilizando analizador espectral

Primera prueba del filtro.

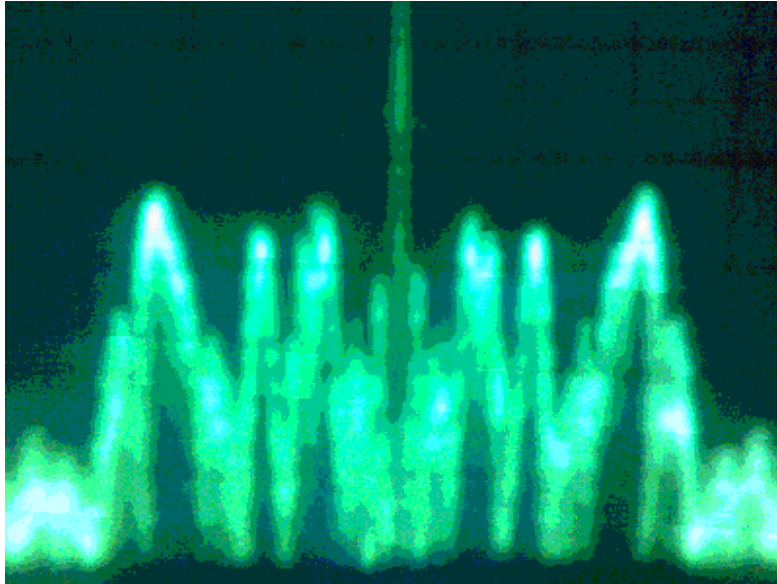


Figura 5.7 Espectro de frecuencias antes del filtro

La figura anterior nos muestra los armónicos y picos que tenemos en la red AC donde se ven una gran cantidad de interferencia causada por los elementos conectados a la red, más que todo cercanas a la frecuencia de la señal de entrada.

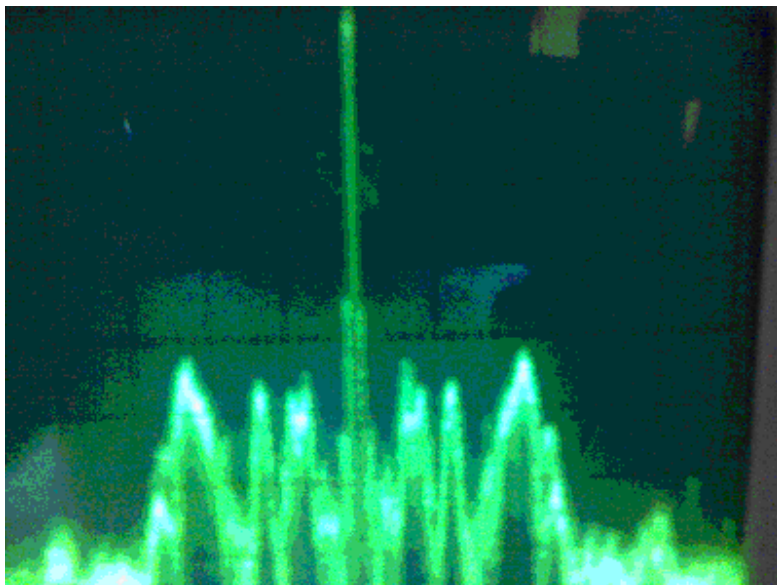


Figura 5.8 Espectro de frecuencias después del filtro

Esta imagen son los armónicos que presenta a la salida del filtro, se puede observar que la potencia de los armónicos ha disminuido aproximadamente unos 15 db (10db/div) que los que se tenían antes del filtro.

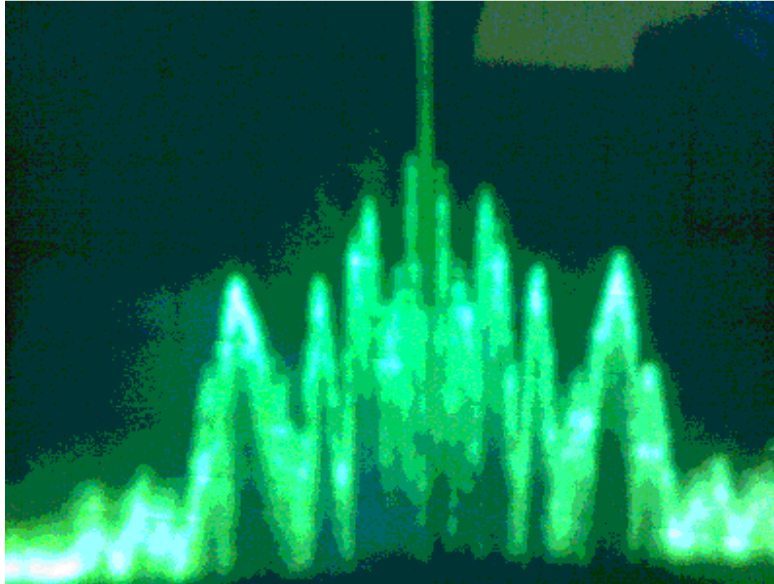


Figura 5.9 Espectro de frecuencias a la salida del filtro sin atenuador

La misma imagen anterior pero sin los atenuadores del analizador de espectro que se tenía en la imagen antes del filtro, aun sin atenuadores se ve la disminución de la potencia de los armónicos de la señal de entrada.

Segunda prueba del filtro.

Esta segunda prueba se realizo con cables de conexión mas cortos dejando así menos probabilidad de interferencia.

Las dos imágenes siguientes son a la entrada y a la salida del filtro, se puede observar cómo influyen los cables largos en la señal, con esto se puede predecir que al tener el circuito montado en un impreso estas señales de interferencia podrían ser menores aun.

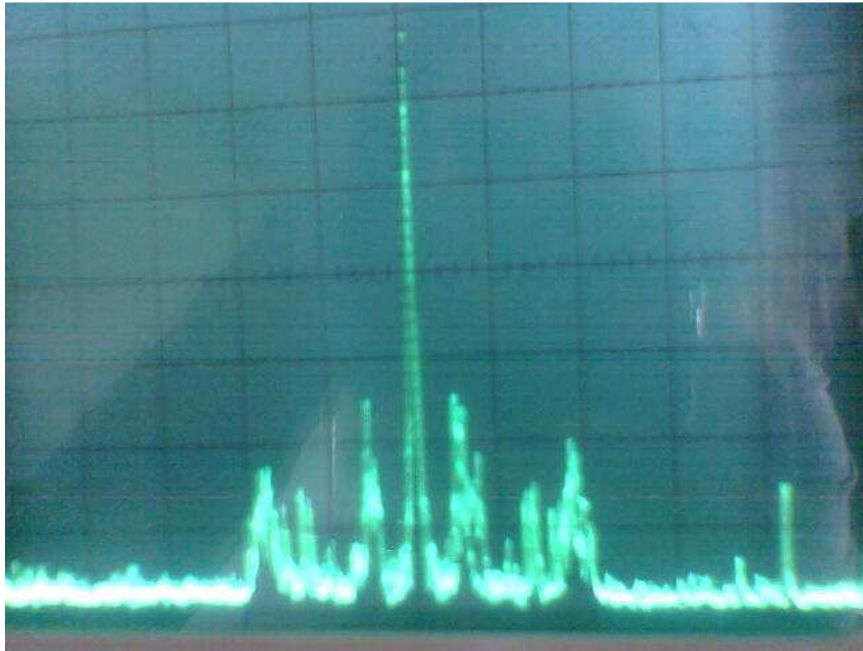


Figura 5.10 Espectro de frecuencias a la entrada del filtro

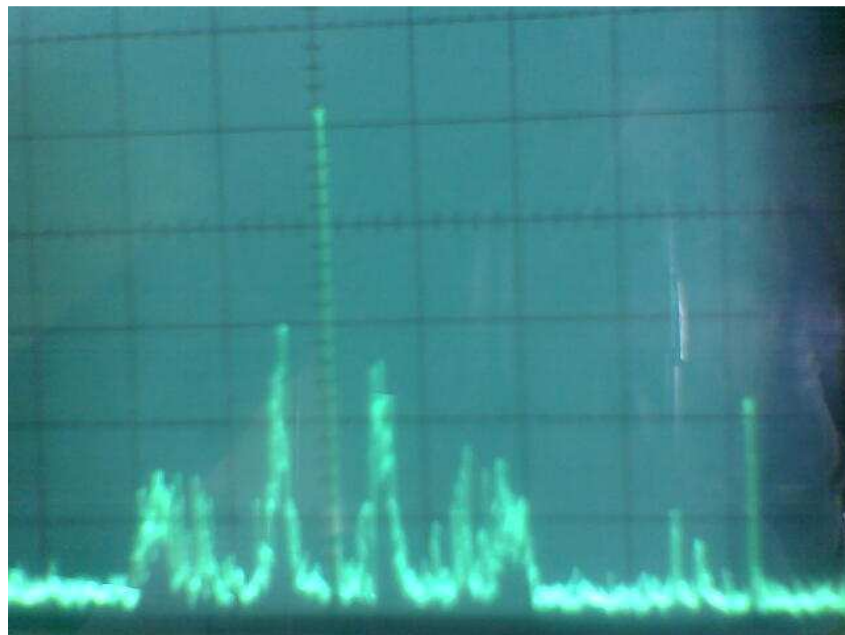


Figura 5.11 Espectro de frecuencias a la salida del filtro.

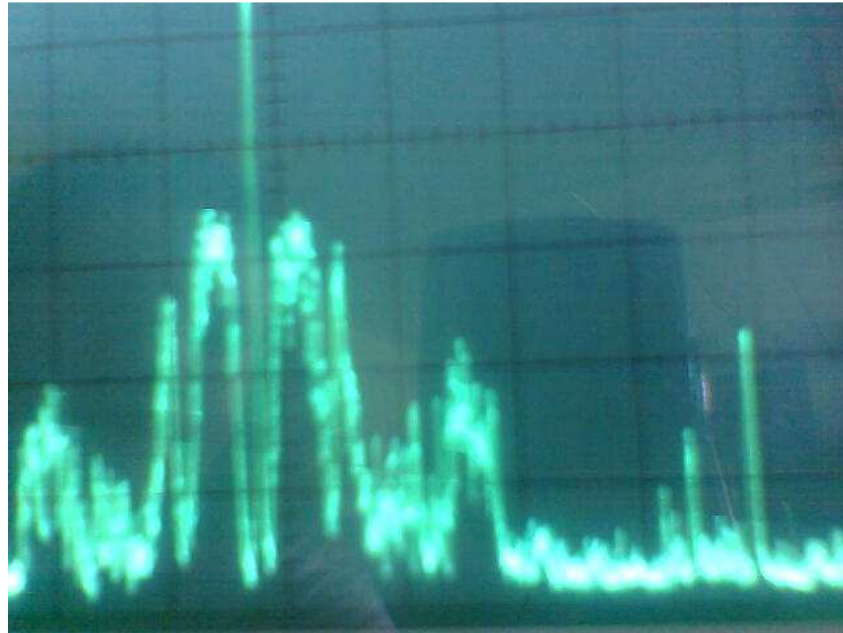


Figura 5.12 Espectro de frecuencias a la entrada del filtro con fuente de ruido externa

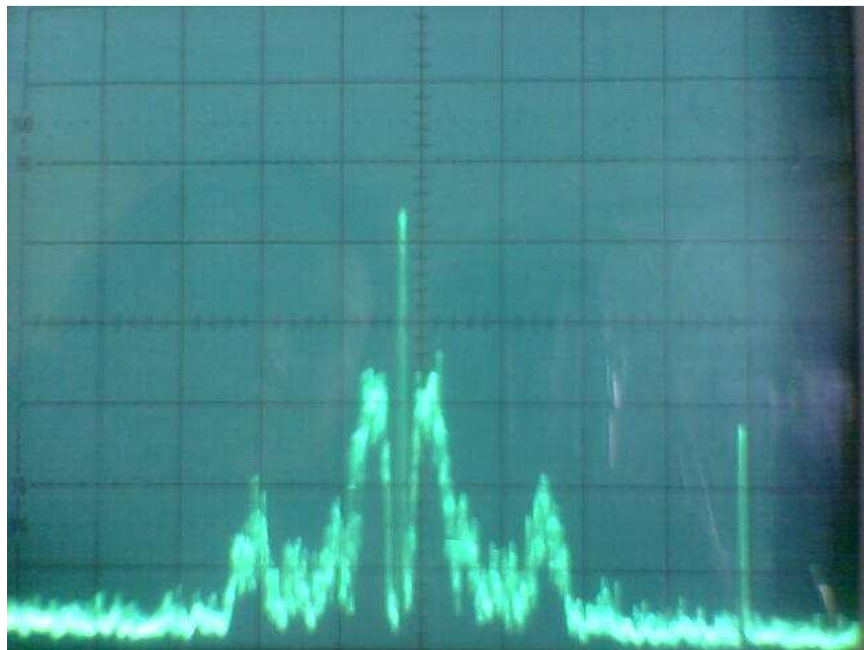


Figura 5.13 Espectro de frecuencias a la salida del filtro con fuente de ruido externa.

En las dos imágenes anteriores se conecto el generador de ruido que se tiene en el laboratorio de comunicaciones del CITT, se puede observa un pequeño incremento de los armónicos, pero son disminuidos a la salida del filtro, podemos ver la eficiencia del filtro que se usa en este diseño.

6 ANEXOS

6.1 LISTADO DE SIGLAS

AFE	(Analog Front End) Terminal Frontal Análogo.
AGC	(Automatic Gain Control) Control Automático de Ganancia.
ARQ	(Automatic Repeat Request) Requerimiento Automático de Repetición.
ASK	(Amplitud Shift Keying) Modulación de Cambio de Amplitud.
BC	(Backoff Counter) Contador de Alejamiento.
BPC	(Backoff Procedure Counter) Contador de Procedimientos de Alejamiento.
BPSK	(Binary Phase Shift Keying) Modulación de Cambio de Fase Binaria.
CAP	(Channel Access Priority) Prioridad de Acceso al Canal.
CBC	(Cipher Block Chaining) Cadena de Bloque Cifrado.
CC	(Contention Control) Control de Competencia.
CE	(Channel Estimation) Estimación del Canal.
CFA	(Contention-Free Access) Acceso Libre de Competencia.
CIFS	(Contention InterFrame Space) Espacio de Competición Inter-Tramas.
CP	(Cyclic Prefix) Prefijo Cíclico.
CRC	(Cyclic Redundancy Check) Chequeo Cíclico de Redundancia.
CSMA/CDCR	(Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection and Collision Resolution) Sensor de Portadora de Múltiple Acceso/Detección de Colisión y Resolución de Colisión.
CSMA	(Carrier Sense Multiple Access) Sensor de Portadora de Múltiple Acceso.
CSMACA	(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) Sensor de Portadora de Múltiple Acceso con Evite de Colisión.
CW	(Contention Window) Ventana de Competencia
DA	(Destination Addresses) Dirección Destino
DC	(Deferral Counter) Contador de Atraso
DMT	(Discrete Multitone Technique) Técnica de Multitono Discreta
DQPSK	(Differential Quadrature Phase Shift Keying) Modulación de Cambio de Fase en Cuadratura Diferencial.
DSL	(Digital Subscriber Line) Suscriptor de Línea Digital.
DSSS	(Direct Sequence of Spread Spectrum) Espectro Disperso por Secuencia Directa.
DT	(Delimiter Type) Delimitador Tipo.
ECTI	(Encryption Control) Control de Encriptamiento.
EFG	(End-of-Frame Gap) Espacio de Fin de Trama.
EIFS	(Extended InterFrame Space) Espacio Extendido Inter-Tramas.
EKS	(Encryption Key Select) Llave de Encriptamiento.
EOF	(End-of-Frame Delimiter) Delimitador de Fin de Trama.

FC	(Frame Control) Control de Paquetes.
FCS	(Frame Check Sequence) Secuencia de Chequeo de Tramas.
FEC	(Forward Error Correction) Corrección de Error Adelantado.
FH	(Frame Header) Cabecera de la Trama.
FHSS	(Frequency Hopping of Spread Spectrum) Espectro Disperso por Saltos de Frecuencia.
FIFO	(First In, First Out) Primero en Entrar, Primero en Salir
FL	(Frame Length) Longitud de Trama.
FTP	(File Transfer Protocol) Protocolo de Transferencia de Archivos.
IFFT	(Inverse Fast Fourier Transform) Transformada Rápida Inversa de Fourier.
ISI	(Inter Symbol Interference) Interferencia Ínter Símbolo.
IV	(Initialization Vector) Vector de Inicialización.
LAN	(Local Area Network) Red de Área Local.
LNA	(Low Noise Amplifier) Amplificador de Bajo Ruido
LN	(Logical Network) Red Lógica.
LPF	(Low Pass Filter) Filtro Pasa Bajo
LSF	(Last Segment Flag) Bandera del Último Segmento.
MAC	(Medium Access Control) Control de Acceso al Medio.
MCF	(Multicast Flag) Bandera de Multitransmisión.
MCTRL	(Ctl MAC) Control de la capa MAC.
MEENTRY	(Management Entry Data field) Campo de datos de entrada de administrador.
MEHDR	(Management Entry Header) Cabecera de entrada de administración.
MELEN	(Management Entry Length) Largo de entrada de administración.
METYPE	(MAC Entry Type) Entrada de Tipo MAC.
MEV	(MAC Entry Version) Versión de Entrada MAC.
MII	(Media Independent Interface) Interfaz Independiente de Medios
MMENTRYs	(Management Entries) Administración de la Capa MAC.
MPDU	(MAC Protocol Data Unit) Protocolo de Unidad de Datos de la Capa Acceso Al Medio.
NEK	(Network Encryption Key) Clave de Encriptamiento de Red
OFDM	(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Multiplexión Por División De Frecuencia Ortogonal.
OUI	(Organizationally Unique Identifier) Organización de Identificador Único.
PCS	(Physical Carrier Sense) Censo de Portador Físico.
PHY	(Physical) Capa Física.
PLC	(Power Line Comunication) Comunicación Sobre Líneas de Poder.
PN	(Pseudo Noise) Ruido Aleatorio o Seudo Ruido
PPDU	(PHY Protocol Data Unit) Protocolo de Unidad de Datos de la Capa Física.
PRS0, PRS1	(Priority Resolution Signals 0,1) Resolución de Señales de Prioridad 0 y 1

PSD	(Spectral Power Density) Densidad Espectral de Potencia
QAM	(Quadrature Amplitude Modulation) Modulación de Amplitud en Cuadratura
QPSK	(Quadrature Phase Shift Keying) Modulación de Cambio de Fase en Cuadratura
RC	(Raised Cosine) Coseno Elevado
RF	(Radio Frequency) Radio Frecuencia
RFCS	(Received FCS) FCS recibidos
RIFS	(Response InterFrame Space) Espacio de Respuesta Inter-Tramas
rMII	(Reduced Media Independent Interface) Interfaz Independiente de Medios Reducida
RS	Reed Solomón.
RSVP	(Resource Reservation Protocol) Protocolo de Reservación de Recursos
SA	(Source Address) Dirección Fuente
SB	(Service Block) Bloque De Servicio
SBM	(Subset Bandwidth Manager) Controlador del ancho de banda
SC	(Segment Count) Contador de Segmentos
SL	(Segment Length) Longitud del Segmento
SN	(Sequence number) Número de Secuencia
SOF	(Start-of-Frame delimiter) Delimitador de Inicio de Trama
SS	(Spread Spectrum) Espectro Disperso
TCP	(Transmission Control Protocol) Protocolo de Control de Transmisión
THSS	(Time Hopping of Spread Spectrum) Espectro Disperso por Saltos de Tiempo
TMI	(Tone Map Index) Índice de Mapa de Tonos
TPC	(Turbo Product Code) Producto Turbo Código
UDP	(User Datagram Protocol) Protocolo de Datagrama del Usuario
USB	(Universal Serial Bus) Bus Serial Universal
VCS	(Virtual Carrier Sense) Censo Virtual de Portadora
VF	(Variant Field) Campo Variable
VLAN	Viñeta Opcional

Tabla 6.1 Listado de siglas

6.2 ELEMENTOS DE LOS MÓDULOS

6.2.1 Filtrado, Aislamiento y AFE

5- Capacitores de 10 η F
2- Resistencias 5 K Ω
1-Resistencias de 10 Ω
2-Resistencias de 162 Ω
2- Capacitores de 22 η F
2- Capacitores de 560 pF
2- Capacitores de 220 pF
2- Capacitores de 270 pF
1-Bobina de 5.6 μ H
1-Bobina de 6.8 μ H
1-Transformador 1:1
1-IC MAX 2980
2-Capacitores de 0.1 μ F
1-Resistencia de 25 K Ω
4-Diodos 1N4002

6.2.2 Capa PHY y MAC

16- Resistencias de 100 K Ω
7-Resistencias de 10 K Ω
1- Resistencia de 5.1 M Ω
1-Resistencia de 5 K Ω
1- Resistencia de 1 K Ω
4- Resistencias de 500 Ω
2-Resistencias de 50 Ω
4-Resistencias de 25 Ω
4-Resistencias de 75 Ω
2- Capacitores de 100 η F
4-Capacitores de 0.01 μ F
4-Led
1-Oscilador de 30 Mhz
1-Cristal de 25 Mhz
1-IC MAX 2986
1-L80225
1- H1102
1-Conector RJ-45

6.2.3 Fuente 5 v / 3.3 v

1-Transformador de 110:12 VAC
 1-Puente de Diodos
 1-LM7805
 1-ADP 3338
 1-Capacitor de 1000 μ F
 1-Capacitor de 1 μ F
 2-Capacitores de 0.1 μ F

6.2.4 Conexión RS-232

5-Capacitores de 0.1 μ F
 1-Conector RS-232
 1-3387E

6.2.5 Presupuesto de compra a diciembre de 2007.

CANT.	DESCRIPCION	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL	TOTAL EN AMBOS MODULOS
	Filtrado, Aislamiento y AFE			
5	Capacitores de 10 η F	0.57	2.85	5.70
2	Resistencias 5 K Ω	0.30	0.60	1.20
1	Resistencias de 10 Ω	0.30	0.30	0.60
2	Resistencias de 162 Ω	0.30	0.60	1.20
2	Capacitores de 22 η F	0.57	1.14	2.28
2	Capacitores de 560 pf*	0.57	1.14	2.28
2	Capacitores de 220 pF*	0.57	1.14	2.28
2	Capacitores de 270 pF*	0.57	1.14	2.28
1	Bobina de 5.6 μ H*	3.50	3.50	7.00
1	Bobina de 6.8 μ H*	1.50	1.50	3.00
1	Transformador 1:1 de aislamiento con TC*	3.36	3.36	6.72
1	IC MAX 2980*	12.50	12.50	25.00
2	Capacitores de 0.1 μ F	0.57	1.14	2.28
1	Resistencia de 25 K Ω	0.30	0.30	0.60
4	Diodos 1N4002	0.36	1.44	2.88
		SUBTOTAL	32.65	65.30

Capa PHY y MAC				
16	Resistencias de 100 K Ω	0.30	4.80	9.60
7	Resistencias de 10 K Ω	0.30	2.10	4.20
1	Resistencia de 5.1 M Ω	0.35	0.35	0.70
1	Resistencia de 5 K Ω	0.30	0.30	0.60
1	Resistencia de 1 K Ω	0.30	0.30	0.60
4	Resistencias de 500 Ω	0.30	1.20	2.40
2	Resistencias de 50 Ω	0.30	0.60	1.20
4	Resistencias de 25 Ω	0.30	1.20	2.40
4	Resistencias de 75 Ω	0.30	1.20	2.40
2	Capacitores de 100 nF	0.57	1.14	2.28
4	Capacitores de 0.01 μ F	0.57	2.28	4.56
4	Led	0.25	1.00	2.00
1	Oscilador de 30 Mhz	1.55	1.55	3.10
1	Cristal de 25 Mhz	1.50	1.50	3.00
1	IC MAX 2986*	17.00	17.00	34.00
1	L80225*	6.99	6.99	13.98
1	H1102*	4.00	4.00	8.00
1	Conector RJ-45	3.97	3.97	7.94
		SUBTOTAL	51.48	102.96

Fuente 5 v / 3.3 v				
1	Transformador de 110:12 VAC	7.84	7.84	15.68
1	Puente de Diodos	1.90	1.90	3.80
1	LM7805	1.10	1.10	2.20
1	ADP 3338*	6.13	6.13	12.27
1	Capacitor de 1000 μ F	0.57	0.57	1.14
1	Capacitor de 1 μ F	0.57	0.57	1.14
2	Capacitores de 0.1 μ F	0.57	1.14	2.28
		SUBTOTAL	19.25	38.51

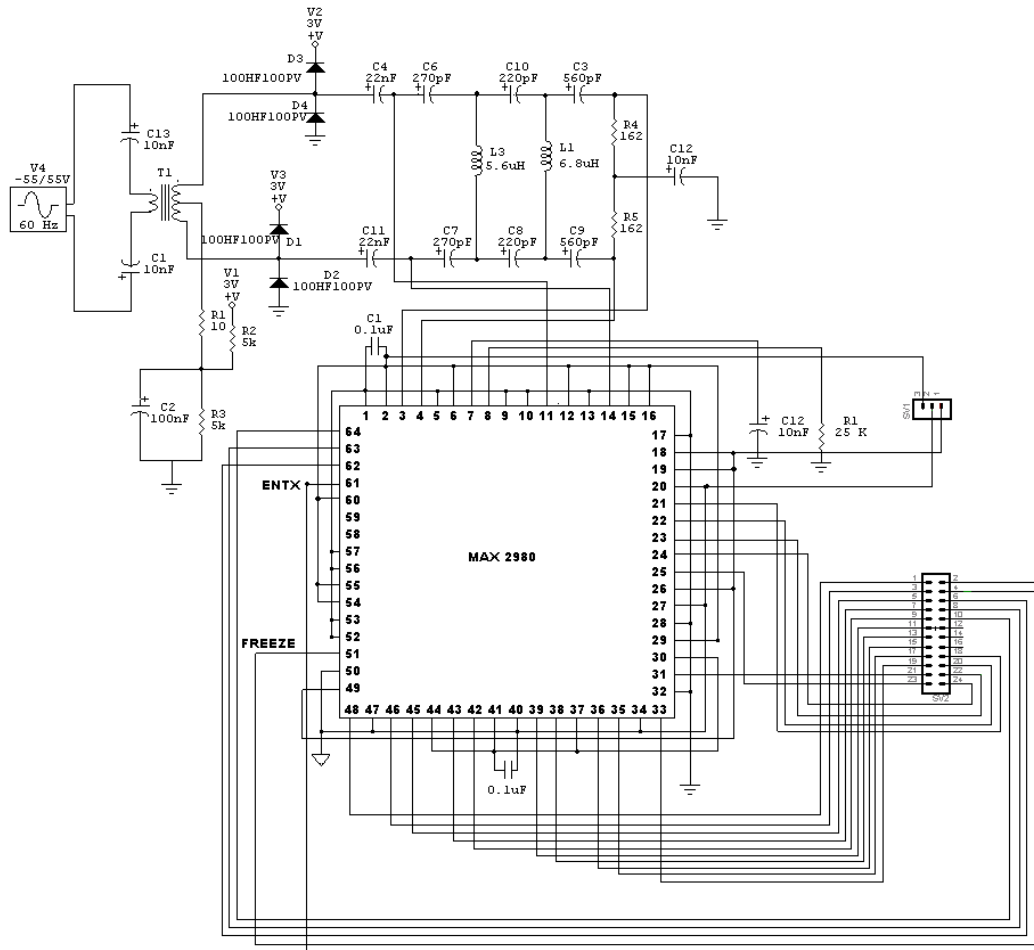
Conexión RS-232				
5	Capacitores de 0.1 μ F	0.57	2.85	5.70
1	Conector RS-232	3.00	3.00	6.00
1	MAX3387E*	9.00	9.00	18.00
		SUBTOTAL	14.85	29.70

Otros				
2	Tableta para impresos 12x6 pulg.*	25.54	51.08	102.16
4	pie de cable para conexion 110VAC	0.50	2.00	4.00
2	Toma corriente para 110VAC	0.25	0.50	1.00
		SUBTOTAL	53.58	107.16

TOTAL	171.81	343.62
-------	--------	--------

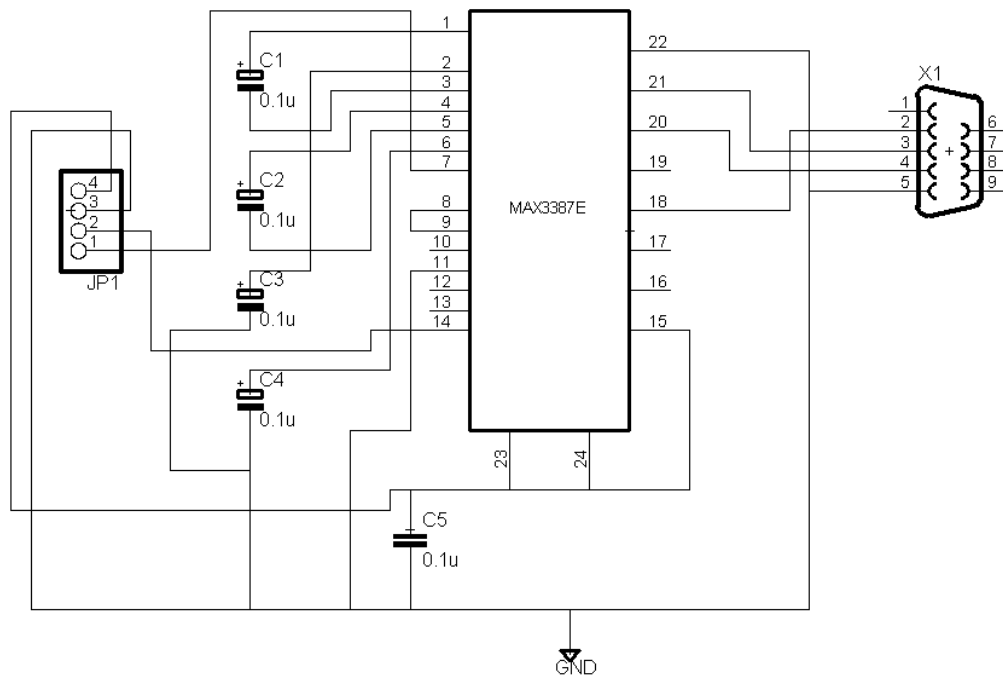
* = Dispositivos comprados en el extranjero incluyen envio e impuestos

6.2.6 Circuitos Implementados En Los Módulos

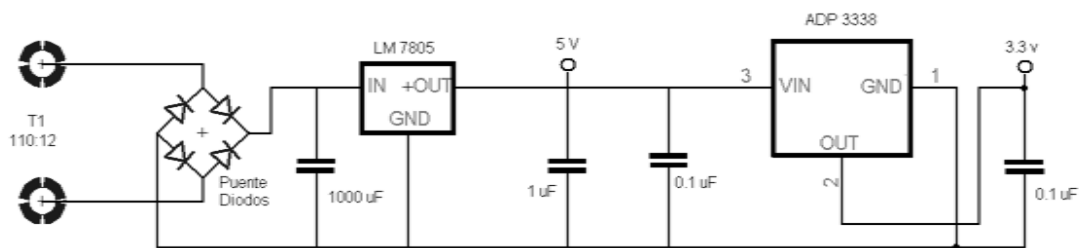


Módulo AFE (Filtrado Y MAX2980)

CAPA MAC Y PHY



Conexión RS232

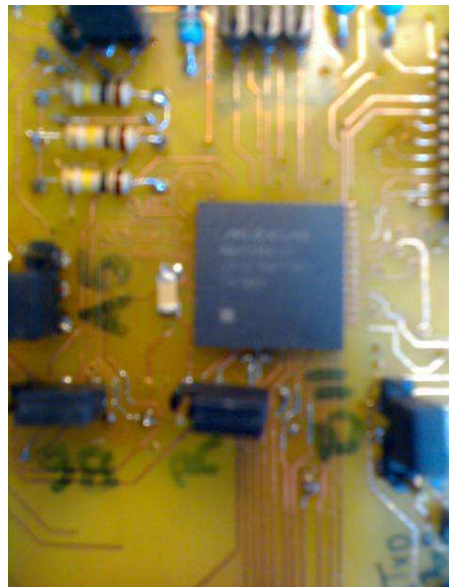


Circuito de Fuente de 5 y 3.3 vdc.

6.3 Fotografías de IC's



MAX2980



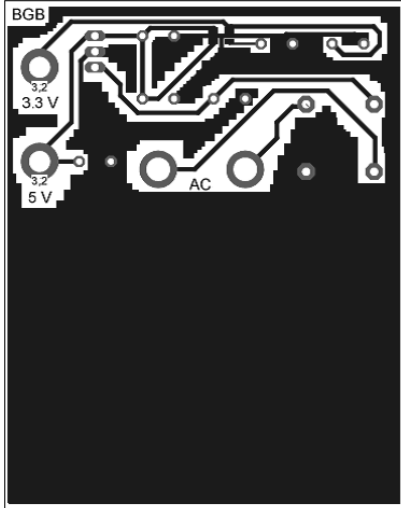
MAX2986



L80255

6.4 Diseño de impresos en Eagle 4.16 r12 y fotografías de dichos módulos.

Fuente 3.3 y 5 voltios

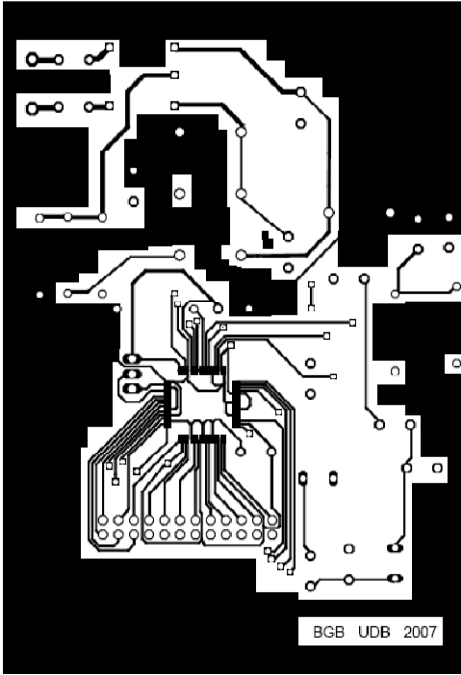


Impreso en Eagle

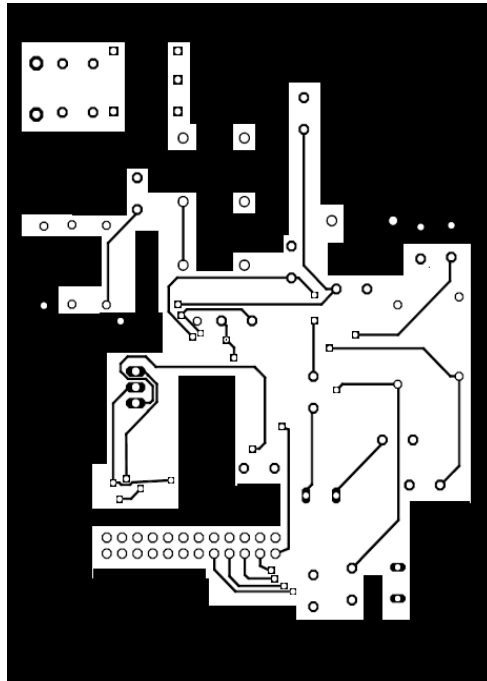


Fotografía

AFE



Capa superior

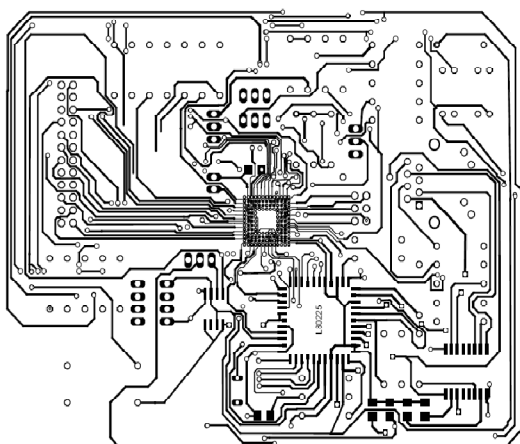


Capa Inferior

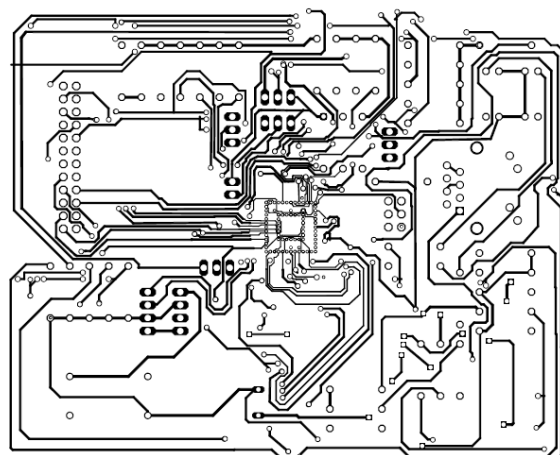


Fotografía

Capa MAC y PHY HomePlug y capa MAC Ethernet



Capa superior

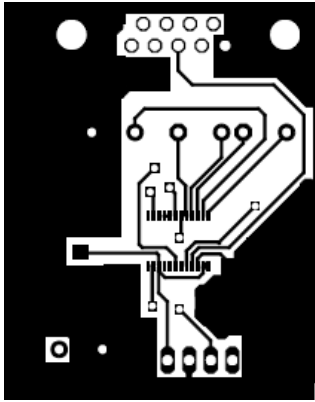


Capa Inferior

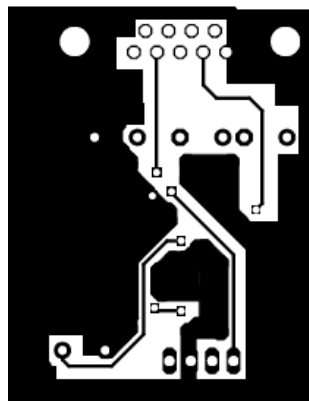


Fotografía

Módulo de conexión RS232



Capa superior



Capa Inferior



Fotografía

7 OBSERVACIONES

- La mayor parte de los dispositivos que se utilizaron en la aplicación fueron importados del extranjero, de la misma manera la tableta donde fueron quemados los impresos para montar dichos dispositivos.
- Al seguir las reglas para minimizar las interferencias en el circuito impreso del proyecto, se presenta la dificultad de realizarlas en la práctica, debido a que las dimensiones de los Circuitos integrados necesitan una mayor precisión que la que pueden brindar los métodos que se utilizan actualmente en el país.
- Debido a muchos factores antes expuestos, la aplicación de este proyecto no pudo llevarse a su finalización, pero con las recomendaciones que se dan se espera que funcione al 100%.

8 CONCLUSIONES

- Se necesita de un equipo más eficiente para realizar los impresos del encapsulado CSBGA 144, que es el que no permitió la realización del módulo correspondiente.
- Hay que hacer una investigación exhaustiva de los dispositivos que trabajan con la tecnología HomePlug, verificar sus características como tamaños, encapsulados, etc. Todo ello para asegurarse que el equipo disponible como lo son programas para el diseño de circuitos impresos, las herramientas para la manufactura del impreso, tengan la capacidad de tomar en cuenta las características de los dispositivos y así desempeñar con eficiencia el trabajo para el que fueron creados.

9 RECOMENDACIONES

- Leer exhaustivamente las hojas de datos técnicos de cada integrado que forman el sistema para evitar conexiones incorrectas entre cada dispositivo.
- Investigar si los dispositivos a utilizar existen en el país, de no ser así buscar distribuidores que tengan la facilidad de importarlos o investigar qué empresa en el extranjero los distribuye e impórtelos usted mismo por medio de una agencia de encomiendas autorizada.
- Asegúrese que exista el equipo necesario y las herramientas adecuadas para realizar e implementar los impresos ya que el encapsulado de los dispositivos es de difícil manufactura. Se recomienda una máquina para realizar PCB's con una precisión de por lo menos 1 milésima de pulgada. Existen bastantes en el mercado una de ellas es la LPKF ProtoLaser 200.
<http://www.lpkfusa.com/protomat/pl200.htm>
- Para una implementación satisfactoria de la etapa de la capa PHY y capa MAC, específicamente con el encapsulado del MAX2986, la fabricación del circuito impreso en el extranjero es lo más recomendable, aunque existe la opción de la adquisición de la base para dicho dispositivo, pero existe siempre el riesgo de obtener pistas unidas con los pines de conexión, especialmente en el encapsulado del MAX2986.
- Al momento del ensamble de elementos se debe de tomar en cuenta que los dispositivos de montaje superficial tiene que ser tratados con mucho cuidado lo más recomendable es usar una pistola de aire caliente.

10 REFERENCIAS

- [1]. Balcells; J., Daura F. , Esparza R. ; Pallás R. Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos. MARCOMBO, 1992.
- [2]. Giuseppe Cantone. ST7538 FSK Power-Line Transceiver Demo-Kit Description. <http://www.st.com/stonline/products/literature/an/9546.pdf>
- [3]. E. Yavuz, F. Kura, N. Çoban, B. Ercan and M. Şafak. Modelling of Power Lines for Digital Communications. http://www.ee.hacettepe.edu.tr/personal/eyavuz/ISPLC_paper_final.doc
- [4]. Technical Report IEC 1334-1-4. Distribution automation using distribution line carrier systems-Part 1: General considerations – Section 4: Identification of data transmission parameters concerning medium and low –voltage distribution mains. 1ª Edición, Noviembre, 1995.
- [5]. Glenn Platt. *Domestic Power Line Carrier Communications*. http://elect.mrt.ac.lk/ug_papers/pr12_dec02.pdf
- [6]. David Cooper and Tony Jeans. *Narrowband, Low Data Rate Communications of the Low-Voltage Mains in the CENELEC Frecuencias – Part I: Noise and Attenuation*. http://www.scholierenlab.tudelft.nl/pic/forum/vragen/Noise_and_attenuation.pdf
- [7]. C.N.Krishnan, P.V.Ramakrishna, T.V.Prasad, S.Karthikeyan. *Power - Line As Access Medium – A Survey*. <http://www.tenet.res.in/commsphere/s13.5.pdf>
- [8]. J. Meel. Spread Spectrum (SS). Introduction. Descargado del Internet el 12 de Julio de 2004, del sitio: http://www.sss-mag.com/pdf/Ss_jme_denayer_intro_print.pdf
- [9]. Leon W. Couch II. *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 5ª Edición. Prentice Hall, México, 1998.
- [10]. J. Meel. Spread Spectrum. Applications. http://www.sss-mag.com/pdf/Ss_jme_denayer_appl_print.pdf
- [11]. Peterson, Ziemer y Borth. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice Hall, 1995.

- [12]. W. Downey and P. Sutterlin, "Power Line Communication Tutorial", Spring'97 LonUsers International Conference Proceedings, Echelon Corp., May 1997.
- [13]. Echelon Corp., "LonWorks PLT-21 Power Line Transceiver User's Guide", Version 2, 1997.
<http://www.echelon.com/Support/documentation/bulletin/005-0056-01B.pdf>
- [14]. J.E. Vander Mey and T.J. Vander Mey, "United States Patent No. 5,090,024", Feb. 18, 1992.
<http://patft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect2=PTO1&Sect2=HITOFF&p=1&u=%2Fnetahtml%2FPTO%2Fssearch-bool.html&r=1&f=G&l=50&d=PALL&RefSrch=yes&Query=PN%2F5090024>
- [15]. J.E. Vander Mey and T.J. Vander Mey, "United States Patent No. 5,278,862", Jan 11, 1994
<http://patft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?Sect2=PTO1&Sect2=HITOFF&p=1&u=%2Fnetahtml%2FPTO%2Fssearch-bool.html&r=1&f=G&l=50&d=PALL&RefSrch=yes&Query=PN%2F5278862>
- [16]. Martín J. Moreno, "Tecnología de red de acceso XDSL OFDM", American Consult Caracas Venezuela.
http://www.ert.rwth-aachen.de/projekte/theo/OFDM/www_ofdm.html
- [17]. Ian Smith, Shane Easterling, Daniel Ling, April Martin. Spread Spectrum Modem.
http://www.ece.msstate.edu/class/ece4522/public_html/projects/2000_fall/duai_modem/test.PDF
- [18]. William Stallings. Data and Computer Communications. 7ª Edición. Prentice Hall.
- [19]. Luis F. Montoya, Miembro IEEE, Universidad de Florida, Gainesville, Florida, "Power Line Communications Performance Overview Of the Physical Layer Of Available Protocols".
<http://www.geocities.com/luisferm/pdf/plc.pdf>
- [20]. Alcatel para fundación AUNA. "Tecnologías y actividades de estandarización para la interconexión de Home Networks"
- [21]. M.K. Lee, R. E. Newman, H. A. Latchman, S. Katar y L. Yonge, "Home Plug 1.0 Power line communication LANs – protocol description and performance results, Version 5.4"

- [22]. Bingham JAC. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. IEEE Communications Magazine.
- [23]. Prasad R, van New R. OFDM Wireless Multimedia Communications.2000; Artech House, City.
- [24]. Proakis JG. Digital Communications. 1995; McGraw Hill, New York.
- [25]. Starr T, Cioffi J, Silverman P. Understanding Digital Subscriber Line Technology. 1999; Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [26]. Braden R (Ed.), Zhang L, Berson S, Herzog S, Jamin S. RFC 2205 Resource Reservation Protocol (RSVP) – Version 1 Functional Specification.
- [27]. Zhou WY, Wu Y. COFDM: an overview. IEEE Transactions on Broadcasting, Mar 1995; 41(1): 1–8.
- [28]. Hoja de datos técnicos MAX2980
- [29]. Hoja de datos técnicos de MAX3387E
- [30]. Hoja de datos técnicos de MAX2986