CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA

PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN PARA INTERCONECTIVIDAD DE REDES LOCALES DE DATOS INALÁMBRICAS TIPO ETHERNET

TESIS
MAESTRÍA EN CIENCIAS

JUAN IVAN NIETO HIPÓLITO

Ensenada, Baja California, México, junio de 1994.

RESUMEN de la Tesis de Juan Ivan Nieto Hipólito presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FÍSICA APLICADA con opción en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES.
Ensenada, Baja California, México. Junio 1994.

PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN PARA INTERCONECTIVIDAD DE REDES LOCALES DE DATOS INALÁMBRICAS TIPO ETHERNET.

Resumen aprobado por: _____

M.C. Jorge Enrique Preciado Velazco.
Director.

Las redes locales de datos desde sus inicios se han interconectado, independientemente de su topología, utilizando medios físicos como cable coaxial, par trenzado o fibra óptica. Para acceso al medio de comunicación se implementaron técnicas como paso de testigo (token passing), contienda (CSMA) o encuesta (polling). Por la calidad de los servicios prestados por estas redes en la comunicación de datos, sus demandas se han incrementado inusitadamente. Uno de los costos mayores de la implementación de estas redes radica en el cableado, con la desventaja inherente al mismo cuando se requiere reubicar los nodos de la red.

De aquí que para tratar de solventar esta desventaja, una evolución natural es hacia redes locales de datos inalámbricas. De esto surgen las siguientes preguntas: ¿Cúal método de acceso para compartir el medio será el idoneo?. ¿Qué tipo de tecnología será la más adecuada para el transporte de la información?

El objetivo de esta tesis es el modelaje y simulación del protocolo CSMA/CA para interconectar redes locales de datos inalámbricas tipo Ethernet utilizando la técnica de EE-CDMA para transportar la información.

ABSTRACT of the thesis, presented by Juan Ivan Nieto Hipólito, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in APPLIED PHYSICS, within the option of ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.
Ensenada, Baja California, México. June 1994.

COMMUNICATION PROTOCOL FOR INTERCONNECTIVITY OF WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS ETHERNET-LIKE.

Approved by:

M.Sc. Jorge Enrique Preciado Velazco.
Thesis Advisor

Since its beginnings, the local area networks have been interconnected independently of their topology, using physical media such as coaxial cable, twisted pair or fiber optic. To access the communication medium several techniques like Token Passing, CSMA and Polling were implemented. The popularity of these networks has been increasing rapidly because of the big quality of the service they offer. The cabling is, among others, one of the higher costs in the implementation of these networks, with inherent disadvantage when networks node's reubication is required.

A natural evolution towards wireless local area networks is followed to solve this disadvantage. So the following questions appear: Which is the ideal access method to share the medium?. Which technology is the best suited for the information transportation?.

The objective of this thesis is the modeling and simulation of the CSMA/CA protocol to interconnect wireless LAN's Ethernet-like using the SS-CDMA technique to transport the information.

TESIS DEFENDIDA POR: **JUAN IVAN NIETO HIPOLITO**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:

M.C. JORGE ENRIQUE PRECIADO VELAZCO.- Director del Comité

M.C. ERNESTO QUIROZ MORONES.- Miembro del Comité

DR. FRANCISCO JAVIER MENDIETA JIMENEZ.- Miembro del Comité

M.C. ROBERTO CONTE GALVAN.- Miembro del Comité

DR. CIRO ANDRES MARTINEZ GARCIA-MORENO.- Miembro del Comité

DR. ENRIQUE MITRANI ABENCHUCHAN.- Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones

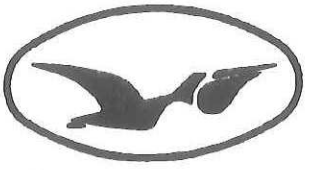
DR. LUIS EDUARDO CALDERON AGUILERA.- Director Estudios de Posgrado

22 DE JUNIO DE 1994

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA

Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR

DE ENSENADA B.C.



CICESE

DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Y TELECOMUNICACIONES

PROTOCOLO DE COMUNICACION PARA INTERCONECTIVIDAD DE REDES LOCALES DE DATOS INALAMBRICAS TIPO ETHERNET

Tesis

Que para cubrir parcialmente los requisitos

necesarios para obtener el grado de

Maestro en Ciencias presenta

Juan Ivan Nieto Hipólito

Ensenada, B.C., Junio de 1994

DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado con amor y cariño:

A la memoria de mi padre

Erwin Nieto Ayala

Por su ayuda, apoyo, confianza y cariño. Quien me dío todo e hizo hasta los imposible por impulsarme a seguir adelante, quien me enseñó el camino de la superación.

A mi madre

María Clara Hipólito de Nieto

Por su amor, cariño y comprensión, quien me ha apoyado sin límite ni condiciones.

A mi esposa

Martha Alicia Ramírez López

Por su amor, cariño y paciencia, por ser el complemento a mi persona.

A mi hija

Martha Berenice

Por ser la alegría y dicha de mi vida.

A mis hermanos

Licurgo, Beronica, Erwin, Isaías, Aida Minerba, Diana Mireya, Yaridia, Sandra Abisaí y Set Osmán.

Por formar una familia de motivaciones, por su cariño y paciencia.

AGRADECIMIENTOS

A **Dios** por haberme permitido alcanzar una de mis metas.

A mi amigo y director de tesis **Jorge Enrique Preciado Velasco** por su apoyo en la realización de este trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis: **M.C. Roberto Conte Galván, M.C. Ernesto Quiroz Morones, Dr. Ciro A. Martínez García Moreno, Dr. Francisco J. Mendieta Jimenez** por su apoyo y aportaciones.

A mis compañeros de generación: **Alejandro Márquez, L.A. Cetto, Abel Rodríguez, Francisco Rangel** por compartir sus experiencias.

A mis amigos **Carlos Merla, Jorge Edgar Peña y Miguel Angel "La Marrana" Gomez** por ser una pequeña familia y por su amistad.

A mis maestros y personal del **CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA**, por permitirme mejorar mis estudios.

Al **CONACyT** por su apoyo económico.

CONTENIDO

	Página
I. INTRODUCCIÓN.	1
I.1 Marco de referencia del problema.	2
I.2 Motivaciones y objetivo del trabajo.	3
I.3 Metas.	4
I.4 Organización del trabajo.	5
II. ESTADO DEL ARTE DE LAS REDES INALÁMBRICAS.	7
II.1 Introducción.	7
II.2 Descripción de tecnologías.	9
II.2.1 Microondas.	9
II.2.2 Infrarrojo.	11
II.2.3 Espectro Esparcido.	13
II.3 Comparación entre tecnologías.	15
II.4 Estándares en RLDI.	19
III. ESTUDIO DE LA TÉCNICA DE EE-CDMA.	21
III.1 Sistemas de espectro esparcido.	21
II.1.1 Ganancia de procesamiento y margen de interferencia.	25
III.1.2 Características de las señales en secuencia directa.	26
III.2 Códigos para sistemas EE en secuencia directa.	29
III.2.1 Autocorrelación.	32
III.2.2 Propiedad de adición lineal.	33
III.2.3 Estado de agotamiento.	34
III.2.4 Configuraciones para generadores de códigos lineales.	35
III.2.5 Autocorrelación y correlación cruzada de códigos.	38
III.2.6 Códigos Gold.	42
III.3 Conclusiones.	43
IV. PROTOCOLO CSMA/CA (ACCESO MÚLTIPLE POR SENSADO DE PORTADORA CON PREVISIÓN DE COLISIONES).	45
IV.1 Introducción.	45
IV.2 Protocolo de acceso CSMA/CA y premisas del sistema.	47
IV.3 Modelo de tráfico: suposiciones y notación.	48
IV.4 Análisis del caudal eficaz.	49
IV.4.1 CSMA/CA con reconocimiento implícito (R.I.).	50
IV.4.2 CSMA/CA con Prioridad en el Tráfico de Reconocimientos.	59
IV.4.2.1 Notación y suposiciones del sistema.	59
IV.4.2.2 Análisis de Caudal Eficaz.	60
IV.4.3 CSMA/CA en configuración de canal dividido.	62
IV.4.3.1 Análisis de caudal eficaz y capacidad de canal.	67

CONTENIDO (Continuación)

	Página
IV.5 Consideraciones de retardo.	69
IV.6 Conclusiones.	72
V. PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN.	75
V.1 Aspectos de propagación.	75
V.2 Parámetros del canal.	76
V.3 Pérdidas por trayectoria.	77
V.4 Tx y Rx localizados en el mismo piso.	79
V.5 Tx y Rx en diferentes pisos en el mismo edificio.	80
V.6 Análisis de resultados.	83
VI. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	88
VI.1 Conclusiones.	88
VI.2 Aportaciones.	90
VI.3 Recomendaciones.	91
LITERATURA CITADA	93
GLOSARIO	95

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Micro celda de una RLDI utilizando la tecnología de Microondas.	10
2	RLDI tipo Token Ring, utilizando como dorsal un haz de infrarojo.	12
3	RLDI utilizando la tecnología de EE.	14
4	Ancho de banda de la señal de datos y de la de espectro esparcido.	22
5	Descripción de diferentes modos de acceso múltiple.	24
6	Espectro en potencia de una señal BPSK, el cual tiene la forma $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$	26
7	Modulador bifase típico en secuencia directa.	27
8	Enlace en RF utilizando la técnica de EE.	28
9	Configuración para la generación de códigos lineales máximos, usando registros de corrimiento.	30
10	Ilustración de la distribución de carreras.	31
11	Ilustración de autocorrelación y correlación de códigos binarios.	33
12	Generador de código simple (SRG).	35
13	Configuración alterna para generadores de códigos tipo modular.	36
14	Generador de códigos con múltiples tomas de retroalimentación.	37
15	Generador de códigos multi-toma tipo modular.	38
16	Autocorrelación para código máximo de 21-chip.	39
17	Función de autocorrelación para una m-secuencia o código lineal máximo.	41
18	Función de autocorrelación típica de un código no-máximo.	41
19	Generador de Códigos Gold.	42
20	Convivencia de varias sub-redes a partir de la utilización de EE.	44
21	Enlace típico de una RLDI utilizando el protocolo CSMA/CA.	45
22	Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CA en configuración de R.I.	51
23	Estructura de ciclos y períodos dentro del protocolo CSMA/CA R.I.	52
24	Perído ocupado y ocioso dentro del protocolo CSMA/CA R.I.	53
25	Caudal eficaz (S) vs tráfico ofrecido (G) para diferentes valores de a.	56
26	Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes distancias, con un tamaño de paquete de 1500 octetos y una velocidad de transmisión de 2 Mbps.	57
27	Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes tamaños de paquete, con una velocidad de transmisión de 2 Mbps y una distancia entre par fuente-destino de 200 metros.	58
28	Caudal eficaz (S) vs tráfico ofrecido (G) para diferentes velocidades de transmisión con un tamaño de paquete de 1500 octetos y una distancia de 200 metros entre par fuente-destino.	58
29	Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CA con prioridad en el tráfico de reconocimiento.	61

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

30	Diagrama de tiempos y perídos del protocolo CSMA/CA con prioridad en el tráfico de reconocimiento.	62
31	Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes valores de w, con a = 0.001.	64
32	Capacidad vs W para diferentes valores de *a*.	65
33	Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CA en configuración de canal divídido.	66
34	Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes valores *a* con w = 0.1.	68
35	Capacidad vs w, con a = 0.001.	68
36	Promedio de intentos (G/S) vs caudal eficaz (S), para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA, con a = 0.001 y w = 0.1.	71
37	Retardo normalizado (D) vs caudal eficaz, para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA.	71
38	Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA.	73
39	Ambiente de propagación intramuros.	78
40	Tx y Rx en diferentes pisos.	78
41	Modelo 2 pérdidas vs distancia, k = No. de pisos entre Tx y Rx.	85
42	Pérdidas vs distancia, dodelo 4.	85
43	Pérdidas vs distancia, comparación de modelos.	86
45	Pérdidas vs distancia, k = No. de pisos y p = No. de paredes.	86

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Comparación entre tipos de tecnologías.	17
II	Comparación entre redes inalámbricas.	18
III	Conversión binaria-a-decimal de un código con n-tuplas.	34
IV	Capacidad de canal, con a = 0.001 y w = 0.1.	73
V	Valores de atenuación en la banda de 900 MHz.	83
VII	Comparación de modelos.	84

PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN PARA INTERCONECTIVIDAD DE REDES LOCALES DE DATOS INALÁMBRICAS.

I. INTRODUCCIÓN.

Con el surgimiento de las redes locales de datos (RLD) en la década de los 80s fue posible dar solución a la necesidad del ser humano de eficientizar el uso de los equipos de cómputo, compartiendo recursos informáticos. El ritmo creciente de la necesidad en el campo de la informática tanto en ambientes académicos como corporativos demandan un servicio mejor y más eficiente.

Los principales componentes que caracterizan a las redes locales de datos, tanto cableadas (RLD) como inalámbricas (RLDI) son: entidades, canal, protocolos y topología [Black, 1987].

- Las entidades (nodos, servidores, enrutadores, etc.) alojan las funciones para la comunicación de datos.
- El canal es el medio físico por el cual las señales, transportando los datos viajan de una entidad a otra.
- Los protocolos son un conjunto de programática que dictan reglas y convenios entre partes comunicantes para regular el proceso y comportamiento de las entidades.
- La topología se refiere al arreglo físico mediante el cual las entidades se conectan entre si.

Las RLDs (Ethernet, Token Ring, etc.) se diseñaron aplicando los medios de comunicación existentes como cable coaxial y par trenzado, los cuales limitan su alcance a distancias pequeñas, posteriormente se utilizó la fibra óptica permitiendo mayor velocidad y distancias a cubrir. Al utilizar estos medios de comunicación, el costo de instalación resulta alto y se está restringido a permanecer en ciertos lugares, es decir, no existe una libertad completa de realizar cambios de lugar, ya que esto implica re-enrutar los cables, lo cual conlleva inversiones importantes.

Hoy en día los sistemas de cómputo han evolucionado en lo que se conoce como computación nómada (desde la supercomputadora hasta la computadora portátil) de igual forma lo han hecho las necesidades de comunicación entre individuos y/o corporaciones.

Para solventar las desventajas que presentan las RLD alámbricas como lo son:

- cambios de localización de nodos
- uniones entre segmentos
- falsos contactos y desconexiones
- inversiones importantes tanto de material como de mano de obra al re-enrutar cables, etc.

Éstas han evolucionado naturalmente hacia las Redes Locales de Datos Inalámbricas (RDLI), las cuales ofrecen un futuro de gran proyección en las comunicaciones.

I.1 Marco de referencia del problema.

Una red local de datos inalámbrica como en toda red de comunicaciones, consiste en cierto número de terminales que se comunican entre sí por medio de un canal común, el cual debe ser compartido de una manera eficiente, para lograr esto es necesario tener esquemas de acceso que resuelvan el conflicto entre las terminales, tal que el canal sea usado de una manera eficiente, transportando información útil el mayor tiempo posible.

Los esquemas o protocolos de acceso involucran parámetros que proporcionan la eficiencia de la red como lo son el retardo de propagación, la capacidad de canal, el tamaño del paquete de información y la velocidad de transmisión. El equilibrio de dichos parámetros definirá la mejor utilización del canal.

Las tecnologías que se utilizan para interconectar RLDI van desde las ultra altas frecuencias hasta el infrarrojo y se dividen en:

- Radio frecuencias (UHF 902-928 MHz).
- Microondas (2.4, 5.8 y 18 GHz).
- Infrarrojo (Tera Hertz).

La migración hacia estas redes y uso dependerá de las ventajas y desventajas que presenta cada una de estas tecnologías y de factores como:

- Velocidad requerida.
- Distancias y medios involucrados.
- Área de cobertura.

En este trabajo se analiza la problemática asociada a las redes de datos inalámbricas que utilizan como técnica de transporte de la información Espectro Esparcido (EE) y como esquema de acceso al medio el protocolo CSMA/CA (Acceso Múltiple por Sensado de Portadora con Previsión de Colisiones).

I.2 Motivaciones y objetivo del trabajo.

Entre las motivaciones que impulsan el desarrollo de este trabajo de tesis se encuentran:

El conocer el comportamiento del canal de comunicación (espacio libre) cuando se utilizan CSMA/CA y espectro esparcido en aplicaciones de intercambio de información.

Se han realizado estudio pero en forma independiente, es decir, estudios de CSMA/CA, utilizando otros medios de comunicación, por ejemplo cable coaxial; así como estudios de espectro esparcido, pero para comunicación de voz y/o información en canales menos restringidos en su ancho de banda.

La aplicación de estas tecnologías en redes locales de datos, es reciente; los estándares están próximo a darse a conocer, existe un gran número de usuarios potenciales, por lo que existe una demanda creciente que el mercado está entrando fuertemente en esta dirección.

De tal forma que es importante hacer las siguientes reflexiones:

¿Cómo se comportará el canal cuando se utiliza CSMA/CA en el espacio libre con espectro esparcido como medio de transporte?. ¿Cual será su caudal eficaz?. ¿La distancia a cubrir?.

El objetivo de esta tesis es el modelaje y simulación del protocolo CSMA/CA para interconectar RLD tipo Ethernet Inalámbricas utilizando la técnica de Espectro Esparcido (EE) para transportar la información.

Para lograr el objetivo, es importante apoyarse en el estudio del estado arte de las RLDI, considerando las propuestas de estándares para estas redes.

Es necesario analizar las diferentes técnicas utilizadas como transporte de la información: infrarrojo, microondas y espectro esparcido, enfocando el estudio en esta última técnica para establecer el papel que jugará en los escenarios de red mencionados anteriormente. Esto permitirá incursionar en un área de investigación multidisciplinario en CICESE donde se conjuntan conocimientos como son el estudio sobre esquemas de acceso múltiple, sobre transmisión de datos en espacio libre, así como teoría de redes locales de datos.

I.3 Metas.

Para llevar a cabo el objetivo mencionado, se plantean las metas siguiente:

1) Determinar la problemática asociada con la transmisión de datos en forma inalámbrica, enfatizando en el ancho de banda a utilizar, a sus características de desvanecimiento y sus propiedades de velocidad en la transmisión de los mismos.

2) Analizar y modelar matemáticamente el protocolo de acceso al medio CSMA/CA, con el propósito de determinar cual de sus variantes mejora el caudal eficaz, de acuerdo al retraso, localización de los nodos, tamaño del paquete y velocidad de transmisión.

3) Realizar un estudio de pérdidas de propagación sufrida en interiores de edificios adicionales a las que se tienen en el espacio libre.

I.4 Organización del trabajo.

En el capítulo II se presenta un análisis a partir de las diferentes tecnologías aplicadas al transporte de la información utilizadas en RLDI con relación a los siguientes parámetros de comparación :

a) Área de cobertura.

b) Velocidad de transmisión.

c) Distancia máxima entre par fuente-destino.

d) Costos del equipo.

Además se presenta la situación que guarda el estándar IEEE 802.11 el cual regirá a las RLDI.

Posteriormente en el capítulo III se realiza un estudio de la teoría de operación y del papel que desempeña la técnica de EE en las RLDI. Se visualiza sus características de direccionamiento selectivo, rechazo a interferencia.

En el capítulo IV se analiza en tiempo el protocolo de acceso CSMA/CA en sus diferentes configuraciones:

- CSMA/CA con Reconocimiento Implícito.
- CSMA/CA con Prioridad en el Tráfico de Reconocimientos y
- CSMA/CA en configuración de Canal Dividido.

Se muestran los resultados que arrojó el modelaje por computadora de dicho protocolo en sus diferentes configuraciones, tomando como parámetros:

a) Tráfico ofrecido

b) Velocidad de transmisión

c) Tamaño del paquete de información

d) Distancia entre par fuente-destino

e) Retardo esperado.

También dentro de este capítulo se muestra una comparación entre las diferentes configuraciones de este protocolo.

En el capítulo V se analizan las pérdidas por propagación dentro de edificios para mostrar el área o distancia máxima que puede ser cubierta por los equipos comerciales, teniendo como restricción la sensibilidad del receptor.

Finalmente en el capítulo VI, se presentan las conclusiones finales de este trabajo de tesis, enfatizando en aquellos aspectos que representan aportaciones y analizando los resultados obtenidos y su comprobación con resultados previamente publicados.

II. ESTADO DEL ARTE DE LAS REDES INALÁMBRICAS.

II.1 Introduccón.

El principal atractivo de las RLDI está en obtener un abatimiento de costos respecto a su contraparte alámbrica. El costo de conectar un nodo a una red varía entre 200 y 2,000 dólares incluyendo mano de obra y materiales, con 800 dólares como promedio [Craig, 1992]. Esto no incluye el costo de la tarjeta de red, sistema operativo o concentradores.

El costo inicial de conexión es sólo un aspecto del alto precio de una RLD. El enrutamiento del cable requerido para mover un nodo puede costar tanto como la instalación de un nuevo nodo, además de que estas redes pueden requerir de personal de apoyo, especialistas para planear y ejecutar cambios. Por otro lado los concentradores pueden bajar en algo el costo del cableado.

No obstante que las RLDI inicialmente son más costosas, alrededor de 700 dólares por nodo [Craig,1992], también sin incluir el sistema operativo, virtualmente resultan ser más baratas una vez que se tengan que hacer cambios o reconfigurar su localización. Esto es a causa de que pueden ser reconfiguradas sin hacer cambios físicos (de cable o de estructuras), y el costo puede ser rápidamente recuperado.

Otra gran ventaja de las RLDI se encuentra en lo fácil que resulta inicializar un nodo, lo cual puede tomar unos cuantos minutos, ya que en muchos casos el usuario simplemente conecta la tarjeta de red en una ranura de la PC, alinea la antena y hay un nuevo nodo en la red. A diferencia de las cableadas en las que se tiene que tender el cable, poner terminadores, armar conectores, además de requerir herramienta de uso especial.

La facilidad de las RLDI para manejar cambios tan fácilmente las hace apropiadas para un número de aplicaciones en las cuales las RLD son problemáticas, tales como instalaciones temporales, convenciones, puntos de venta o en computadoras portátiles.

Las redes inalámbricas en la actualidad todavía no igualan en características y desempeño a las redes cableadas, ya que sólo algunos productos ofrecen una velocidad del 70 % de su contraparte cableada y sólo algunas pueden manejar tráfico Ethernet, Token Ring u operar en modo propietario. Con respecto al desempeño, los diseñadores de RLDI han hecho grandes avances y no hay barrera tecnológica que impidan que igualen en un futuro cercano a las redes Ethernet, Token Ring o incluso FDDI [Milt, 1992].

En términos de confiabilidad, las redes inalámbricas probablemente pueden sobrepasar a las cableadas. Los estudios indican que problemas con el cable como son falsos contactos, desconexiones, son la causa más común de tiempo muerto en las redes cableadas. Ya que las RLDI hacen uso mínimo o nulo de cables, tendrán un tiempo útil más alto de uso eficaz.

Como en las redes cableadas, las RLDI están clasificadas por su desempeño y topología. Por su desempeño se clasifican en:

- Baja y media velocidad (hasta 1 Mbps) y
- Alta velocidad (mayores a 1 Mbps).

Por su topología en:

- central o estrella y
- nodo-a-nodo.

Las redes inalámbricas usan uno de los siguientes tipos de tecnologías para transmitir datos, cada una con sus ventajas y desventajas:

- Espectro Esparcido, EE (Spread Spectrum).
- Microondas de banda angosta.
- Infrarrojo.

II.2 DESCRIPCIÓN DE TECNOLOGÍAS.

II.2.1 Microondas.

Las redes inalámbricas basadas en la tecnología de microondas de banda angosta usan las bandas de 18.82-18.87 y 19.21-19.6 GHz. Estos segmentos requieren licencia para su uso por parte de los organismos reguladores como la SCT (Secretaria de Comunicaciones y Transportes) en México, la FCC (Federal Communications Commission) en Estados Unidos, lo cual significa que un vendedor debe tener aprobación por parte de estos organismos para el uso de estas bandas.

Uno de los fabricantes que utiliza esta tecnología es la compañía Motorola, la cual diseñó su sistema Altair [Buchholz,1991]. La RLDI Altair (ver figura 1) consiste de: un Módulo de Control (MC) y uno o más Módulos de Usuario (MU). Conectado a servidores Ethernet y a redes cableadas, el Modulo de Control enruta los datos entre los Módulos de Usuario y también desde/hacia las dorsales de RLD. A los Módulos de Usuario se conectan dispositivos tales como computadoras personales e impresoras por medio de tarjetas de interfaz tipo Ethernet. Una sub-red Altair soporta hasta 32 tarjetas Ethernet en una área aproximada de 450 metros cuadrados, a esta área de operación se le da el nombre de micro celda. Las micro celdas Altair transmiten y reciben, requiriendo solo una de dos frecuencias disponibles, lo que permite agregar una celda vecina haciendo uso de la frecuencia sobrante. Si es necesario agregar más celdas, es necesaria la re-utilización de frecuencias, agregando estas celdas fuera de la zona de operación de las celdas previamente instaladas.

Cada Módulo de Usuario soporta de 1 a 6 tarjetas Ethernet. La comunicación entre el MC y los MU se da por medio de la técnica de Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA).

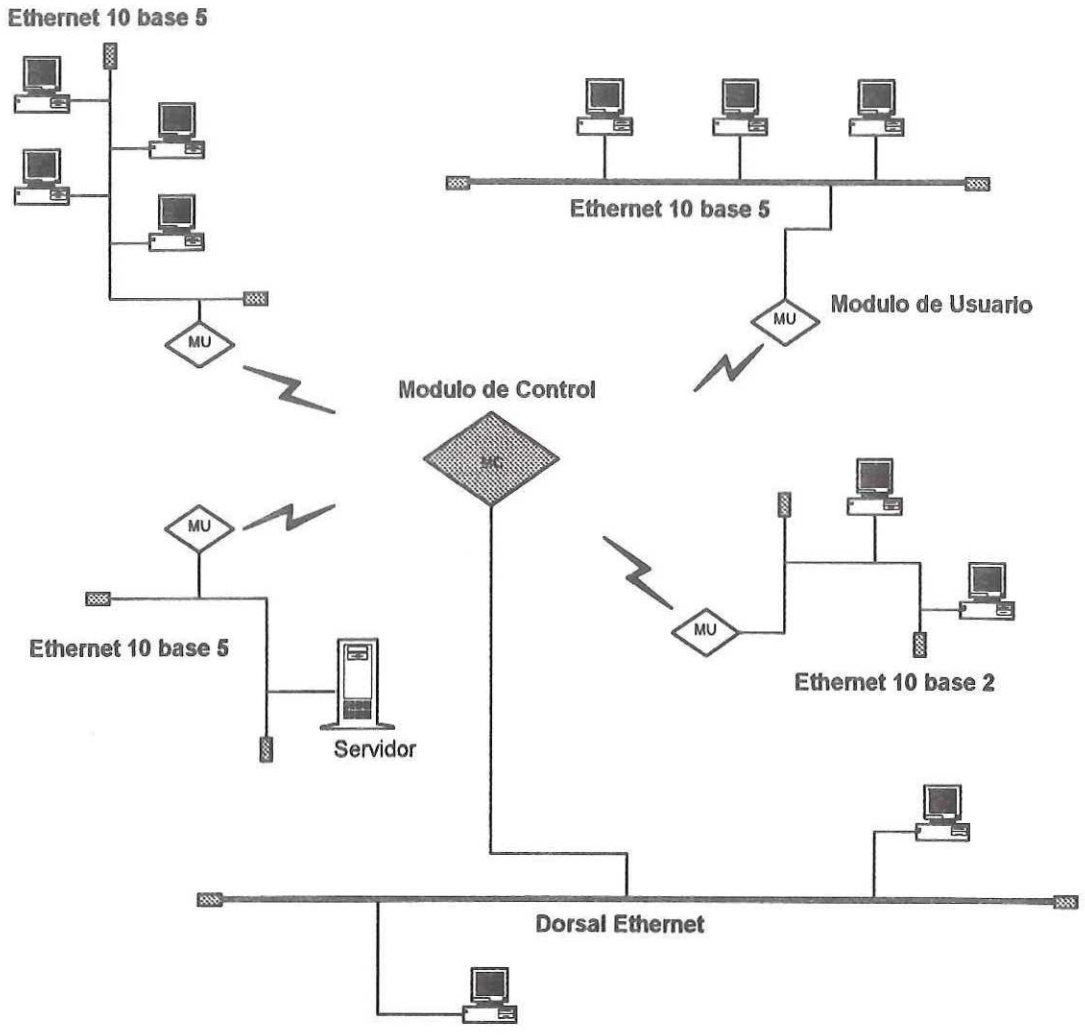


Fig. 1 Micro celda de una RLDI utilizando la tecnología de Microondas.

Este tipo de red se puede considerar híbrida, ya que utiliza en su segmento cableado (Ethernet) el protocolo CSMA/CD y en su segmento inalámbrico de MC a MU el método de acceso TDMA.

II.2.2 Infrarrojo.

Las primeras redes inalámbricas que usaron la tecnología de infrarrojo fueron desarrolladas al final de la década de los 70s [Barry, 1991]. Desde entonces numerosas RLDI basadas en esta tecnología han sido desarrolladas. Estos sistemas buscan explotar las ventajas del espectro infrarrojo sobre las basadas en RF (Radio Frecuencia). Por ejemplo, tiene abundancia en ancho de banda y no esta sujeto a reglamentación por parte de los organismos reguladores, es inmune a la interferencia electromagnética y los componentes de infrarrojo son pequeños, baratos y consumen baja potencia. El infrarrojo y la luz visible, estando cercanas en longitud de onda, se comportan similarmente; el infrarrojo es absorbido por objetos obscuros, difusamente reflejado por objetos claros y direccionalmente reflejado por espejos y metales brillantes. El infrarrojo penetra al vidrio, pero no paredes, a causa de esto permite la existencia de celdas vecinas separadas por paredes, coexistiendo sin interferencia. Esto hace a esta tecnología segura, ya que confina los datos en la localidad en la cual se originaron.

El infrarrojo por su parte, presenta algunas desventajas. Un enlace de infrarrojo es susceptible a ensombrecimiento causado por objetos o gente posicionada entre el transmisor y receptor. El ensombrecimiento no es catastrófico para sistemas no directivos, ya que la luz puede alcanzar su destino debido a reflexiones del medio, pero se limitan a velocidad reducidas.

Otra desventaja del infrarrojo es su alcance limitado, el cual es un resultado de los límites de potencia impuestos a los transmisores por consideraciones de seguridad y al hecho que no pueden atravesar paredes. De esta manera las redes que usen esta tecnología tendrán celdas pequeñas. Un ejemplo de una RLDI que utilice la tecnología de infrarrojo es InfraLan de la compañia BICC Communications, que opera a 870 nanómetros. Esta red suministra conectividad a redes Token Ring, mediante una dorsal de infrarrojo. Una conexión típica de estas redes se muestra en la figura 2.

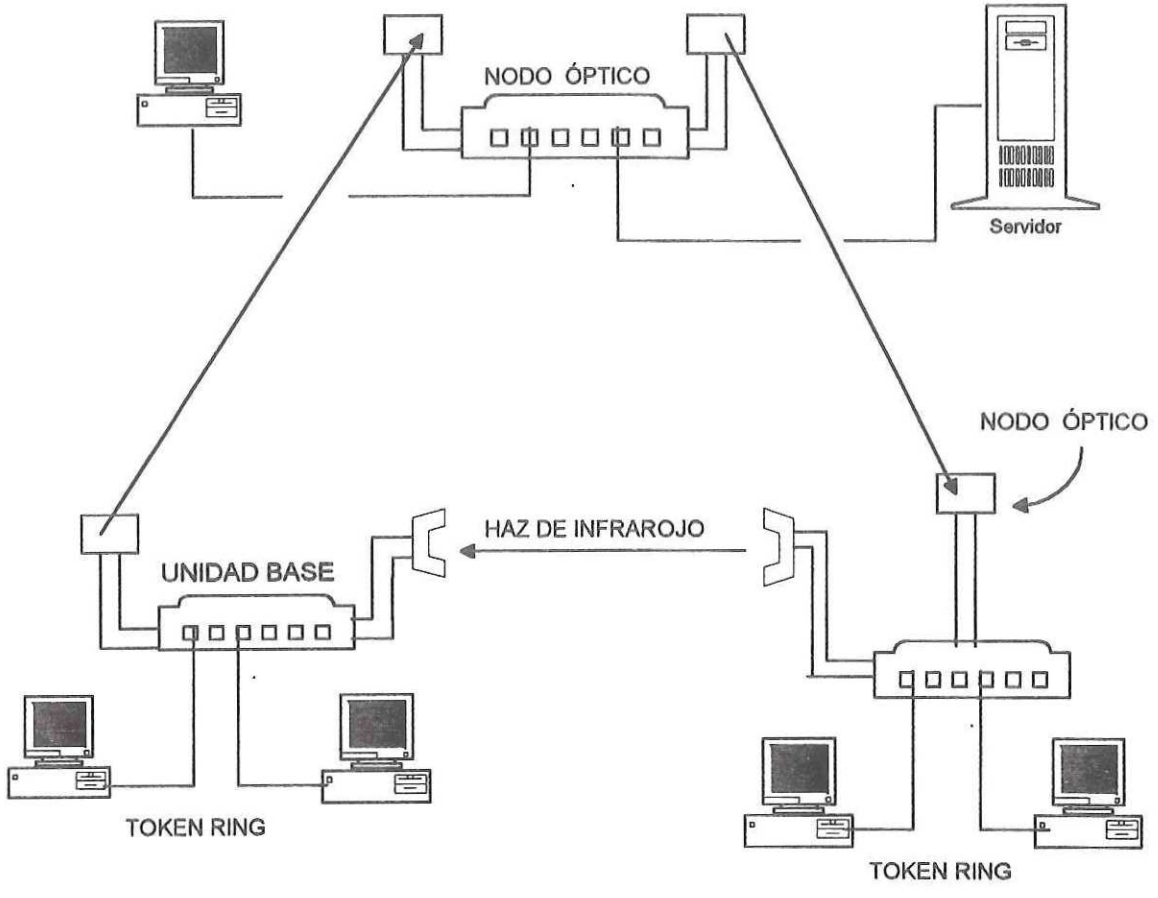


Fig. 2 RLDI tipo Token Ring, utilizando como dorsal un haz de infrarrojo.

La red presentada en la figura 2 también se puede considerar una red híbrida, ya que utiliza el protocolo de acceso Token Ring en su parte cableada y utiliza como dorsal un haz de infrarrojo.

InfraLAN hace uso de Unidades Base y Nodos Ópticos. Las unidades base tienen la función de formar el anillo en la parte cableada, ya que cada nodo debe contar con una tarjeta Token Ring. Los Nodos Ópticos son transmisores/receptores de la señal de infrarrojo. Cada Unidad Base tiene seis puertos: 4 en los que se pueden conectar estaciones de trabajo, servidores, impresoras y periféricos de red, de los restantes 2 uno sirve de

entrada al anillo (RI) y el otro de salida del anillo (RO), mediante estos dos puertos se puede expandir la red cableada Token Ring haciendo uso de MAU (Unidad de Acceso Múltiple). Otro característica de esta red, es que la distancia máxima entre nodos ópticos es de 24 metros.

II.2.3 Espectro Esparcido (EE).

La tecnología Espectro Esparcido (EE) es la más utilizada actualmente para interconectar RLDI, estos sistemas utilizan las bandas de 902-928 MHz, 2.4-2.48 y 5.725-5.825 GHz designadas para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ICM). Estas bandas no requieren licencia de uso, pero están sujetas a máximo un watt de potencia de transmisión y a utilizar la tecnología de EE, con una ganancia de procesamiento mayor a 10 dB [Gallant, 1993].

Un ejemplo de una RLDI que hace uso de la tecnología de EE es WaveLAN de NCR [Callahan, 1991]. Basada en esta tecnología, WaveLAN funciona como una verdadera Red Local de Datos Inalámbrica, ya que no hace uso de cables excepto para el cable de la antena y una posible extensión para lograr una mejor recepción. WaveLAN consiste de tarjetas de interfaz que se conecta al ducto ISA de una computadora PC/AT y también existe en su versión para microcanal, con un transmisor/receptor de radio frecuencia, conectado a una antena por medio de cable coaxial. Soporta una velocidad de transmisión de 2 Mbps y opera en la banda de 902-928 MHz, con frecuencia central en 915 MHz, teniendo una velocidad de bit (Baud Rate) de 22 Mbit/s. Además tiene un rango de operación que va desde 30 a 240 metros. WaveLAN puede operar en modo propietario ya que utiliza el protocolo de acceso CSMA/CA, u operar en conjunto con redes cableadas tipo Ethernet mediante un enrutador.

WaveLAN utiliza una configuración de red nodo-a-nodo (tipo malla) , lo que significa que cualquier terminal en la red directamente se puede comunicar con cualquier otra de la red.

Todas las terminales en la red compiten por el uso del canal de radio mediante el protocolo CSMA/CA

Debido al uso de EE, se tiene la posibilidad de convivencia de varias subredes en la misma área haciendo uso de la misma banda de frecuencias. En el capítulo III se presenta la teoría de operación de EE y como se puede llevar a cabo a la práctica.

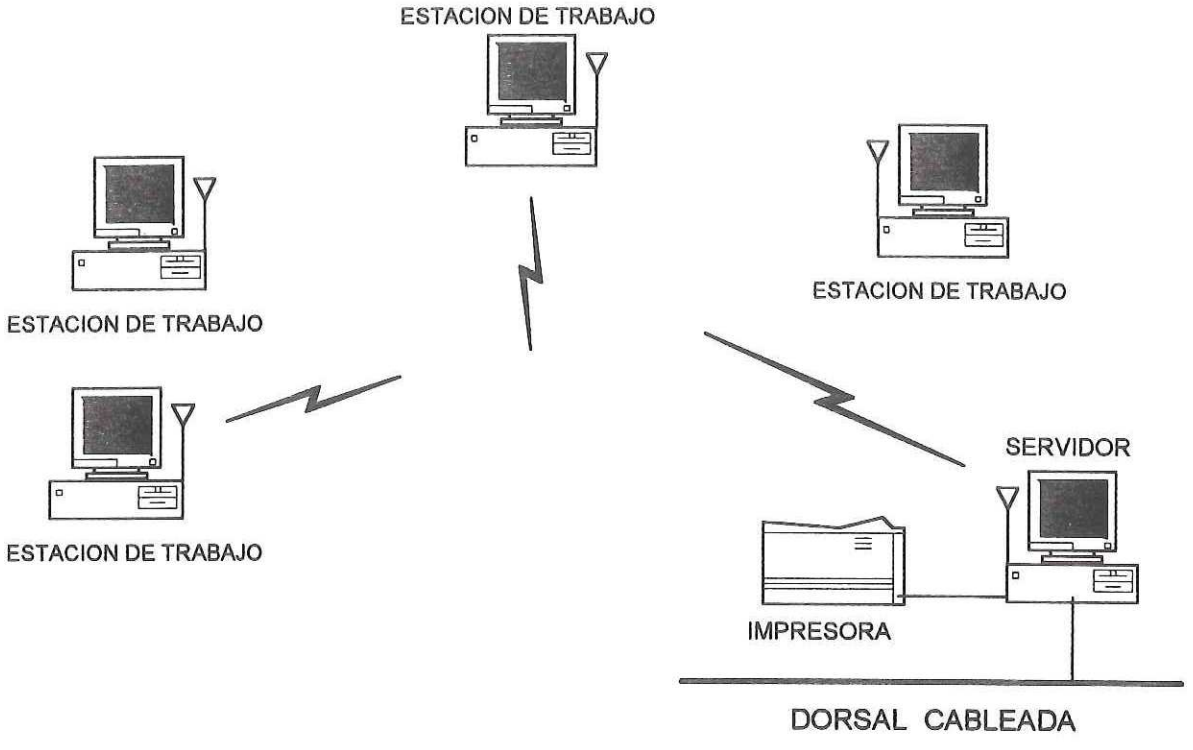


Fig. 3. RLDI utilizando la tecnología de EE.

La red mostrada en la figura 3 tiene como característica que es una red completamente inalámbrica, con la posibilidad de unirse a dorsales cableadas tipo Ethernet mediante un servidor con ambas interfaces.

II.3 Comparación entre tecnologías.

La diferencia más grande entre las RLDI es el tipo de tecnología que usan. Las redes basadas en RF (EE y Microondas), también difieren en el tipo de topología de red que emplean: central o estrella y nodo-a-nodo.

La topología central tiene una estación base como su punto focal. Cada uno de los nodos se comunica a través de la estación base con cualquier otro nodo. Además la estación base como controlador del tráfico en la red, puede ser usado como servidor de archivos. Esta topología tiende a ser más cara que las de nodo-a-nodo, por la complejidad en la estación base, pero ofrece algunas ventajas claves, especialmente en instalaciones grandes, como es la administración de la red. Ya que cada nodo sólo necesita comunicarse con la estación central, la inicialización de la red es mucho más simple.

En el sistema nodo-a-nodo, cada nodo de la red transmite directamente a todos los otros nodos y/o a un servidor común. Estas redes requieren un protocolo más estricto para garantizar la integridad de los datos. Para combatir este problema, algunas de estas redes utilizan variaciones del protocolo CSMA (Acceso Múltiple por Sensado de Portadora, que ha sido ampliamente usado en redes cableadas como Ethernet y ha mostrado alto grado de desempeño en transmisiones tipo ráfaga.

De los tres tipos de tecnologías usados por las redes inalámbricas, las infrarrojo son las más limitadas. Las señales de infrarrojo se comportan como la luz visible, lo cual significa que requieren una trayectoria libre de obstáculos entre nodos. Los sistemas de infrarrojo son enlaces punto-a-punto, también exhiben sensitividad a la vibración, lo cual implica que los transmisores/receptores deben estar rigurosamente montados y deben ser cuidadosamente

alineados. Si la condición de línea de vista se cumple, las redes de infrarrojo pueden funcionar tan bien o incluso mejor que las redes cableadas.

Para todas las redes inalámbricas el desempeño está directamente afectado por el medio físico en que se desenvuelve la red. Por ejemplo, las redes de EE tienen una distancia de operación de 30 a 240 metros. Si los nodos están situados en un medio libre de obstáculos, tal como un gran almacén con línea de vista entre nodos, los usuarios pueden alcanzar la distancia máxima de operación. Pero en una oficina, con paredes y otros obstáculos físicos, el valor inferior en distancia es lo más realista.

Las consideraciones del medio en que se desenvuelven las redes inalámbricas influyen tanto en la operación interna (dentro de edificios u oficinas) como la externa (fuera de edificios), en los parámetros como máximo intervalo de operación y desvanecimiento de la señal. El desvanecimiento es el resultado de reflexiones de la señal retardadas en tiempo con respecto a una señal que llega más directa. El intervalo en distancia, está determinado por las características de propagación de la señal transmitida a cierta frecuencia, a la potencia de transmisión y sensibilidad del receptor.

En la tabla I se muestra una comparación entre las diferentes tecnologías utilizadas para interconectar RLDI y posteriormente en la Tabla II se muestra comparación entre RLDI comerciales que utilizan las tecnologías comentadas.

TABLA I. COMPARACIÓN ENTRE TIPOS DE TECNOLOGÍAS.

	ESPECTRO ESPARCIDO	MICROONDAS BANDA ANGOSTA	INFRARROJO
Frecuencia	902 - 928 MHz. 2.4 - 2.4835 GHz. 5.725 - 5.825 GHz.	18.825-19.205 GHz.	$3*10^{14}$ Hz. 870 a 900 nanom.
Cobertura (Mínima- Máxima)	30 - 240 metros.	10 - 40 metros.	10 - 30 metros.
Línea de vista requerida	NO	NO	SI
Potencia de Transmisión	menor a 1 W.	25 mW.	No aplicable.
Requiere Licencia	NO	SI	NO
Uso entre Edificios	Posible con antenas directivas	Posible con antenas directivas.	Posible.
% de velocidad respecto a cableadas	20 % a 50 %	33 %	50 % a 100 %

De la Tabla I, se puede observar que la tecnología que presenta mayor área de cobertura es la EE, debido a su capacidad de atravesar paredes y techos, aunado a que no requiere licencia para su operación. En cuanto a velocidad en % de las cableadas, se comportan casi igual que las otras tecnologías, teniendo como única restricción para igualarlas el ancho de banda disponible.

TABLA II. COMPARACIÓN ENTRE REDES INALÁMBRICAS COMERCIALES.

	NCR WaveLAN	MOTOROLA Altair	BICC InfraLAN
Tecnología de Transmisión.	Espectro Esparcido	Microondas	Infrarrojo
Velocidad en Datos	2 Mbps.	15 Mbps.	4 / 16 Mbps.
Radio Máximo	240 metros.	40 metros.	30 metros.
Soporta Ethernet	SI	Planeada	Planeada
Soporta Token Ring	Planeada	Planeada	SI
Puente a redes Cableadas	Opcional	SI	SI
Montaje de Antena	Sobre el escritorio o en la pared	En el techo o en la pared	Ninguna
Método de Acceso	CSMA/CA	TDMA	No Aplicable (en el segmento óptico)
Alineamiento	No requerido	No requerido	LED's indicadores.
No. de Conexiones por unidad	1	6	6
Máximo No. de por subred	Lógicamente no hay límite. (Restringida por el área de operación)	32	Lógicamente no hay límite. (Restringida por el área de operación)

De la Tabla II se observa que la red WaveLAN utilizando la tecnología de EE, también logra la mayor área de cobertura, no requiere de Módulos de Control, ya que opera bajo un proceso distribuido, lo que provoca que lógicamente no haya límite en el número de nodos que pueden convivir en una subred (sólo se esta limitado fisicamente por el área o superficie a cubir por la red).

II.4 Estándares en RLDI.

En 1985, el organismo encargado de la regulación de las comunicaciones en los Estados Unidos, la Federal Communications Commission (FCC) asignó las llamadas bandas "Industrial, Scientific and Medical " (ISM, Industrial Cientifica y Medica por sus siglas en inglés) para redes locales de datos que utilicen la tecnología de espectro esparcido. Tales bandas son: 902-928 MHz, 2,400-2,483.5 MHz, y 5,725-5,850 MHz. No se requiere permiso para el uso de estas bandas pero se está restringido a una máxima potencia de transmisión, la cual debe ser menor a 1 W. El área de cobertura para las redes que utilizan las bandas ISM y la tecnología de EE tienen un alcance máximo de 240 m. Las bandas ISM por su ancho de banda limitado no son lo suficientemente amplias para la aparición de redes de alta velocidad (mayores de 10 Mbps) por lo que la asignación de nuevas bandas de frecuencia está bajo estudio y posiblemente serán del orden de varios GHz.

En Europa, el trabajo de estandarización se realiza por la European Telecommunications Standard Institute (ETSI) y la Conference Europene des Postes et des Telecommunications (CEPT), con el apoyo de la Comunidad Económica Europea (CEE). En Marzo de 1992, la ETSI aprobó el estándar European Cordless Telecommunications (DECT). Un nuevo estándar para redes de datos de alto-desempeño está bajo desarrollo, al cual se le ha dado el nombre de HIgh Performance European Radio LAN (HIPERLAN).

Las bandas ISM no están disponibles en todos lo países europeos por lo que la CEPT ha propuesto el uso bajo licencia de la banda 2.445-2.475 para su uso en RLDI utilizando la tecnología de EE con potencia de transmisión restringida.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) también se ha enfocado a la estandarización de las RLDI. Los estándares IEEE para RLD han sido aceptados por la Organización Internacional de Estándares (International Organization for Standarization, ISO) y la Comisión Internacional de Electrónica (International Electrotechnical Commission, ISO/IEC), y además han sido adoptados mundialmente. La familia de

estándares IEEE 802 que rigen las RLD han sido un éxito real, por que se han convertido en el estándar internacional. Dentro de esta familia de estándares un nuevo grupo de trabajo, conocido como Comité P802.11 se encuentra desarrollando un estándar para RLDI.

Bajo este estándar se prevé que las RLDI usen diferente capa física dependiendo de la tecnología que se este empleando y una subcapa MAC común para las diferentes tecnologías. Una prueba de campo de la subcapa MAC no se vislumbra hasta lo inicios de 1995 [Streeter, 1993].

En México [SCT, 1993] la banda de 890-960 MHz está siendo liberada de los sistemas de microondas que transmiten radiotelefonía multicanal de punto a punto, con el propósito de dar cabida a nuevos servicios de radio comunicaciones fijas y móviles que demanda la sociedad, tales como: radiotelefonía celular, radiotelefonía pública a bordo de aeronaves, radiolocalización móvil de personas local e internacional, sistemas personales de comunicación avanzada, radio comunicación móvil especializada de flotillas y radio transmisión de datos.

México como miembro de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), ha designado el uso de la banda 902-928 MHz con frecuencia central en 915 MHz a aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM por sus siglas en inglés). Los servicios de radio comunicaciones que funcionen en esta banda deben aceptar la interferencia perjudicial resultante de estas aplicaciones, por lo están sujetas a la utilización de la tecnología de EE .

Las RLD han sido clasificadas a partir de su topología, medio físico y protocolos de acceso al medio. A la fecha, estándares y especificaciones han sido elaborados para tal efecto como lo son la serie de especificaciones IEEE 802.XX, entre los cuales se encuentran los protocolos de acceso 802.5 para redes Token Ring , 802.4 para redes Token-Bus y 802.3 para redes tipo Ethernet. En la actualidad, el estándar 802.11 que regirá las RLDI se encuentra en proceso de elaboración y se vislumbra su conclusión para fines de 1995.

III. ESTUDIO DE LA TÉCNICA DE EE-CDMA (Code Division Multiple Access).

III.1 Sistemas de espectro esparcido.

Los sistemas de transmisión se caracterizan por la frecuencia a la cual la señal está centrada y por el ancho de banda que requieren. Literalmente, un sistema de espectro esparcido (EE) es aquel en el cual la señal transmitida se esparce sobre un ancho de banda amplio, mucho más amplio que el mínimo ancho de banda requerido para transmitir la información que está siendo enviada.

Una señal de voz (4 KHz de ancho de banda), por ejemplo, puede ser enviada en amplitud modulada en un ancho de banda de sólo dos veces el ancho de banda de ella misma. Otras formas de modulación, tales como FM con índice de modulación pequeño o AM de banda lateral única, permiten se transmita la información en un ancho de banda comparable al ancho de banda de la misma información.

Un sistema de espectro esparcido, toma una señal en banda base, por ejemplo, un canal de voz con un ancho de banda de sólo unos KHz y la distribuye sobre un ancho de banda que puede ser de varios MHz. Esto se realiza por modular la señal de información con una señal codificada de banda ancha.

Una forma de lograr una señal en espectro esparcido es la modulación de una portadora por una secuencia digital codificada cuya tasa de bit es mucho más alta que el ancho de banda de la señal de información. Tales sistemas son referidos como sistemas modulados en secuencia directa (SD). A la secuencia digital codificada se le dá los nombres de secuencia pseudo aleatoria PN, secuencia código o simplemente código.

La figura 4 muestra un espectro típico de una señal de espectro esparcido en secuencia directa.

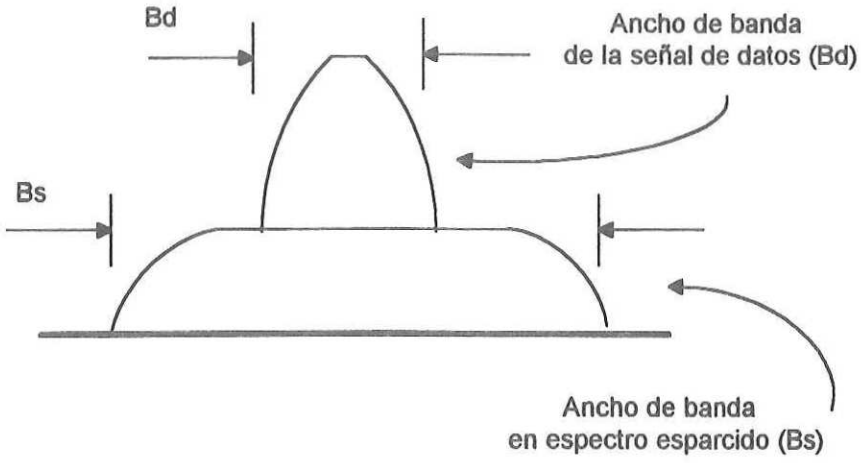


Fig. 4 Ancho de banda de la señal de datos y de la señal de espectro esparcido.

La base de la tecnología de espectro esparcido se expresa por el teorema de Shannon, en la forma de capacidad del canal:

$$C = W\log(1+\frac{S}{N}) \qquad (1)$$

Donde : C = Capacidad en bits por segundo.

W = Ancho de banda en Hertz.

N = Potencia del Ruido.

S = Potencia de la Señal.

Esta ecuación muestra la disponibilidad de un canal para transferir información libre de error, comparada con la relación señal a ruido existente en el canal y el ancho de banda usado para transmitir información.

Para una relación señal a ruido pequeña ($\frac{S}{N} \leq 0.1$), lo que se desea para que el sistema tenga buena protección contra interferencia, la ecuación [1] se puede expresar como [Dixon, 1984]:

$$\frac{N}{S} = \frac{1.44\,W}{C} \qquad (2)$$

De la ecuación [2] se obtiene que para cualquier relación señal-a-ruido se puede tener una baja velocidad en la transferencia de información libre de error al incrementar el ancho de banda utilizado para transferir dicha información. Por ejemplo, si se quiere que un sistema opere en un enlace en el cual el ruido de interferencia es 100 veces mayor que la señal y la velocidad de la información es de 3 Kbps, entonces estos 3 Kbps de información deben ser transmitidos con un ancho de banda de:

$$W = \frac{(100)(3000)}{1.44} = 2.08(10^5) \text{ Hz.}$$

Para lograr tal ancho de banda, la información debe estar embebida en la señal de espectro esparcido, esto se logra al modularla en la forma de espectro esparcido en secuencia directa, ya definida anteriormente. La información a ser transmitida debe estar en forma digital ya que la suma de una secuencia código a la información involucra una adición en módulo 2.

En esencia las comunicaciones de espectro esparcido son [Dixon, 1984]: el arte de expandir el ancho de banda de una señal, transmitir la señal esparcida y recobrar la señal deseada, por el remapeo de la señal de EE recibida dentro del ancho de banda original de la señal de información.

Remapeo es el proceso de correlación en el cual una señal deseada de EE se transforma a una señal coherente de banda angosta y las señales no deseadas son transformadas a señales de banda ancha.

El propósito de esparcir la señal de información en ancho de banda es para entregarla libre de errores en un ambiente ruidoso u hostil.

Algunas propiedades de los sistemas de espectro esparcido son:

- Capacidad de direccionamiento selectivo.
- La multicanalización por división de código (CDMA) es posible para acceso múltiple.
- Espectro de baja potencia para ocultamiento de la señal de información.

- Rechazo a la interferencia.

Estas propiedades son resultado de la forma en que se codifica la señal y el amplio ancho de banda de la señal codificada. Un receptor o grupo de receptores pueden ser direccionados por el asignamiento de un código de referencia, mientras que a otro se les puede dar otro código diferente. El direccionamiento selectivo puede ser tan simple como transmitir con un código usado en la modulación.

Tales conceptos se describen en la figura 5.

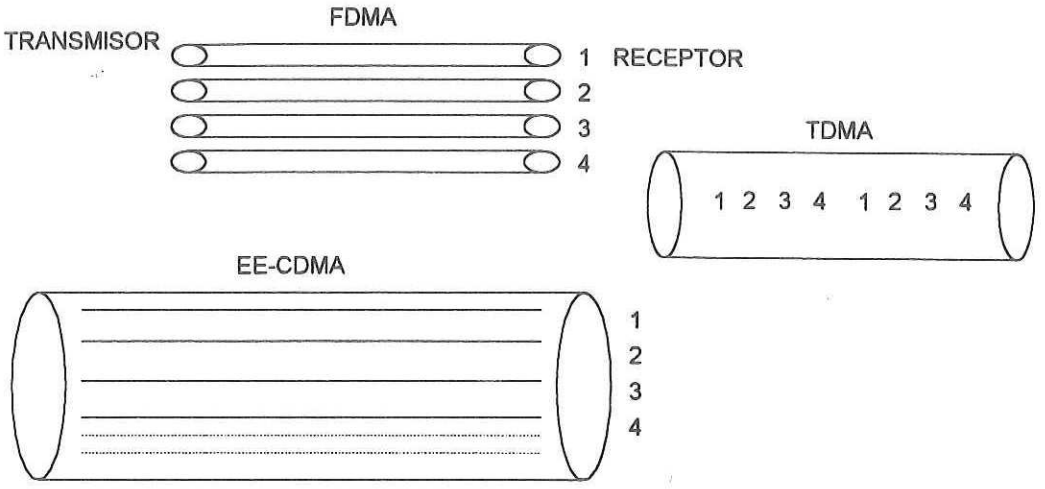


Fig. 5. Descripción de diferentes modos de acceso múltiple.

A cualquier velocidad, el espectro en potencia de una señal de espectro esparcido es menor que muchas de las señales convencionales en las cuales toda la potencia transmitida se envía en una banda de frecuencias conmensuradas con el ancho de banda de la información en banda base, como se puede ver en la figura 4.

III.1.1 Ganancia de procesamiento y margen de interferencia.

En sistemas EE en secuencia directa SD, cada bit de información se representa por un mayor número de bits codificados llamados *chips*. Por ejemplo, si la tasa de bit de la información es de 10 Kbps y si cada bit de los 10 Kbps se codifica por 100 chip (bits del código) entonces la velocidad resultante es de 1 Mbps, la cual necesita un ancho de banda en SD de 1 MHz. De esta manera el ancho de banda se esparce de 10 KHz a 1 MHz y la ganancia de proceso en secuencia directa se define por:

$$\text{Ganancia Proceso} = \text{GP} = \frac{Bs}{R_{INF}} \qquad (3)$$

Donde:

Bs = Ancho de Banda de la señal en espectro esparcido.

R_{INF} = Velocidad de los datos de información en Banda Base.

GP también puede ser expresada por:

$$GP = 10\,Log\left(\frac{Bs}{R_{INF}}\right) \quad \text{en dB.} \qquad (4)$$

El margen de interferencia se define como la capacidad del sistema para desempeñarse en medios hostiles y está dado por:

$$\text{Margen de Interferencia} = \text{GP} - \left[L_{SYS} + \left(\frac{S}{N}\right)_{SAL} \right] = Mj \quad \text{en dB.} \qquad \ldots\ldots (5)$$

Donde: L_{SYS} = Pérdidas por la implementación del sistema.

$\left(\frac{S}{N}\right)_{SAL}$ = Relación señal a ruido a la salida de la información.

Por ejemplo, un sistema con una ganancia de proceso de 30 dB, mínima $\left(\frac{S}{N}\right)$ = 10 dB y $\left(\frac{S}{N}\right)_{SAL}$ = 2 dB tendría un Mj de 18 dB. Aquí no se puede esperar que el sistema opere con más interferencia que 18 dB por encima de la señal deseada.

III.1.2 Características de las señales en secuencia directa.

La modulación en secuencia directa es la modulación de una portadora por una secuencia código o código. En el caso general puede ser cualquier forma de modulación en amplitud (AM) o angular (FM). En comunicaciones inalámbricas y en el caso particular de redes locales de datos inalámbricas se utiliza la modulación BPSK (Binary Phase Shift Keying).

Un espectro típico de esta señal se muestra en la figura 6.

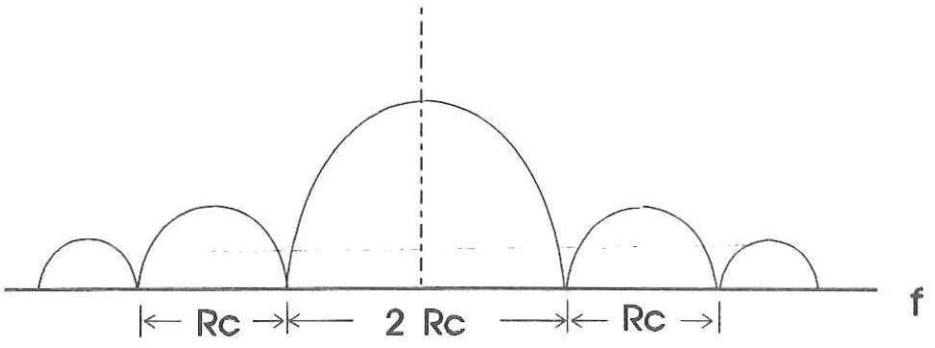


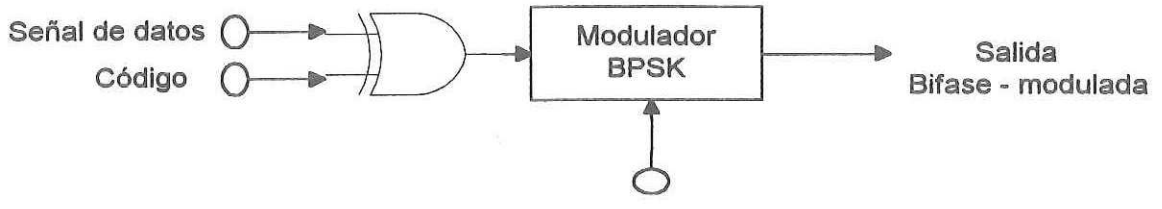
Fig. 6 Espectro en potencia de una señal BPSK, el cual tiene la forma $(\frac{\sin x}{x})^2$.

En tales señales (BPSK) el 90 % de la potencia se concentra en el lóbulo principal y el 10 % restante en los lóbulos laterales.

El ancho de banda del lóbulo principal de valle a valle es de dos veces la velocidad de bit del código usado como señal modulante. Cada uno de los lóbulos laterales tiene un ancho de banda de valle a valle igual a la velocidad de bit del código; esto es, si el código usado como una forma de onda modulante tiene una velocidad de operación de 5 Mcps (cps = chip por segundo), el ancho de banda del lóbulo principal será de 10 MHz, como en el caso de la figura 6.

Un modulador bifase típico en secuencia directa se muestra en la figura 7.

b) Modulador bifase utilizando un mezclador balanceado



a) Modulador bifase en secuencia directa usando una compuerta or exclusiva

Fig. 7 Modulador bifase típico en secuencia directa.

Un mezclador balanceado cuyas entradas son un código y una portadora en RF opera como un modulador bifase.

En el dominio del tiempo la portadora bifase modulada se muestra en la figura 8. En la figura la portadora se transmite con una fase cuando el código es un " 1 " y existe un corriento en fase de 180 grados cuando el código es un " 0 ".

Los beneficios de usar esta forma de modulación son:

- La señal con portadora suprimida es difícil de detectar (ver figura 4). Se observa que a un receptor convencional le es difícil detectar aquí la portadora a causa de que está muy por debajo del nivel de "ruido" producido por la modulación de código.
- Más potencia está disponible para enviar información útil, ya que la potencia del transmisor se usa para enviar la señal codificada que se produce.
- La señal tiene una envolvente de nivel casi constante, así que la eficiencia de la potencia transmitida se maximiza por el ancho de banda usado. En el diagrama a bloques de la figura

8 se ilustra un enlace de comunicaciones típico en secuencia directa. Este muestra que el sistema en secuencia directa es similar a un enlace convencional de AM o FM con la modulación del código que yace sobre la portadora.

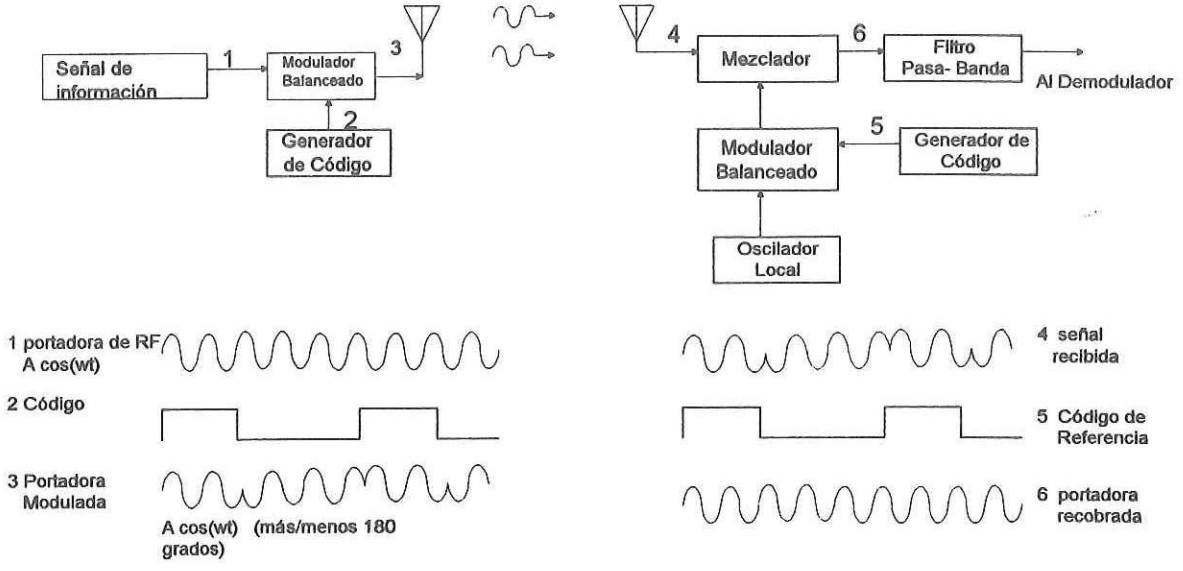


Fig. 8. Enlace en RF utilizando la técnica de EE.

En la práctica la portadora generalmente no es modulada por la información en banda base. La información en banda base se digitaliza y se agrega a la secuencia código. Después de ser amplificada, la señal de llegada se multiplica por el código de referencia y suponiendo que el código del transmisor y receptor se correlacionan, las transformaciones a la portadora transmitida son removidas y la señal original restaurada. La portadora restaurada es una señal de banda angosta que fluye a través de un filtro pasa-banda diseñado para sólo dejar pasar la portadora modulada en banda base.

Las señales no deseadas también son tratadas en el mismo proceso de multiplicación por el código de referencia en el receptor que mapea la señal recibida en secuencia directa

dentro del ancho de banda de la portadora original. Cualquier señal de llegada no correlacionada con el código de referencia en el receptor es esparcida a un ancho de banda igual a su propio ancho de banda más el ancho banda del código de referencia; esto es la varianza de la señal de salida del multiplicador en el receptor, es la covarianza de sus señales de entrada.

A causa de que las señales de entrada no correlacionadas se mapean dentro un ancho de banda al menos tan amplio como la referencia del receptor, el filtro pasa-banda puede rechazar casi toda la potencia de una señal no deseada.

III.2. Códigos para sistemas EE en secuencia directa.

Uno de los problemas a resolver en sistemas de EE, es la selección del código de esparcimiento, ya que estos deben cumplir con las siguientes propiedades [Dixon, 1984]:

- Protección contra interferencia.
- Suministrar privacidad.
- Reducir el efecto del ruido.

Un código lineal máximo es por definición, el código más grande de longitud en número de bits que puede ser generado por un conjunto de registros de corrimiento o un elemento de retardo de cierta longitud en número de elementos de retardo.

En generadores de código con registros de corrimiento binarios, la longitud máxima del código es $2^n - 1$ chips o número de bits del código, donde n es el número de estados del registro de corrimiento. Un generador de código con registros de corrimiento consiste de dichos registros trabajando conjuntamente con la lógica apropiada, para la retroalimentación de una combinación lógica de los estados de dos o más registros .

La salida de un generador de código y el contenido de sus n estados a cualquier ciclo de reloj está en función de las salidas de los estados retroalimentados al precedente ciclo de reloj. Una configuración para generar códigos lineales máximos se muestra en la figura 9.

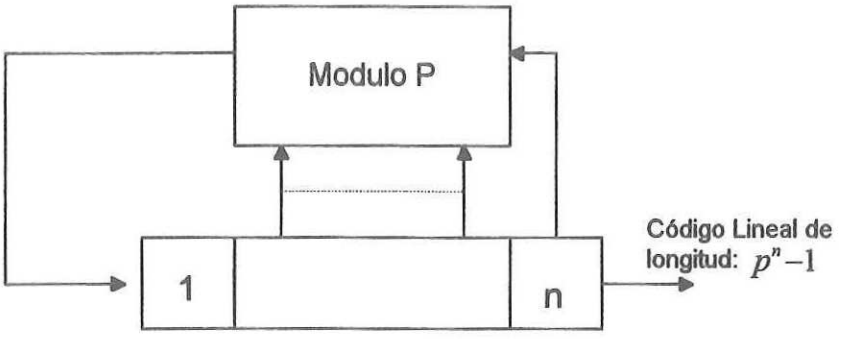


Fig. 9. Configuración para la generación de códigos lineales máximos, usando registros de corrimiento.

Los códigos lineales máximos, también llamados secuencias pseudo aleatorias (PN) mantienen las siguientes propiedades:

- El número de " unos " y " ceros " en una secuencia difieren sólo por uno.

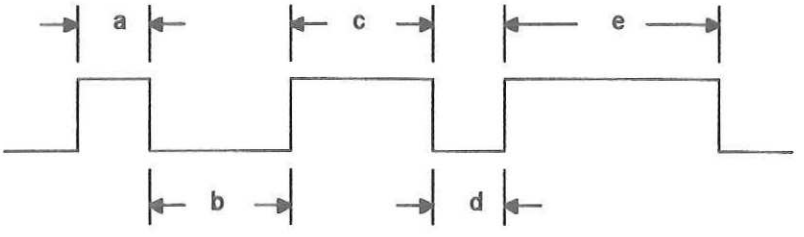
- El número de unos en cualquier código lineal máximo esta dado por: $\frac{2^n}{2}$= número de unos y el número de ceros esta dado por $\frac{2^n}{2}-1$= número de ceros.

Donde n es el número de estados del registro y la longitud es 2^n-1 bits de código.

Cuando se modula una portadora por un código, el balance de unos y ceros puede limitar el grado obtenible de supresión de la portadora debido a que la supresión de portadora es dependiente de la simetría de la señal modulable.

- La distribución estadística de unos y ceros está bien definida y siempre es la misma. Las posiciones relativas de las carreras varían de código a código, pero el número de cada longitud de carrera no. Una carrera se define como una serie de unos y ceros agrupados

consecutivamente. La figura 10 muestra una distribución de carreras para una secuencia de longitud $2^3-1=7$.



a Carrera de longitud de un bit.
b Carrera de longitud de dos ceros.
c Carrera de longitud de dos unos.
d Carrera de longitud de un cero
e Carrera de longitud de tres unos

Fig. 10 Ilustración de la distribución de carreras.

Aunque los códigos lineales máximos presentan una distribución de carreras estadísticamente independiente, son determinísticas debido a que los códigos lineales máximos se repiten a intervalos de 2^n-1 bits. Cada repetición exhibe la misma distribución de unos y ceros.

- La autocorrelación de un código lineal máximo es tal que permite que para todos los valores de corrimiento en fase, el valor de la correlación sea -1, excepto para el área de corrimiento en fase de 0 $\pm$ 1 bit, en la cual la correlación varía linealmente del valor de -1 a 2^n-1 (la longitud del código).

- La suma en módulo 2 de un código lineal máximo con una réplica de si mismo recorrido en fase resulta en otra réplica con un corrimiento en fase diferente de las dos originales.

- Cada posible estado, o n-tupla de un generador de código con n-registros existe por algún tiempo durante la generación de un ciclo completo del código. Cada estado existe para uno

y sólo un intervalo de reloj. La excepción es que el estado de puros ceros ocurriera, y no se debe permitir que ocurra [Dixon, 1984].

III.2.1 Autocorrelación.

La autocorrelación se refiere al grado de correspondencia entre un código y una réplica de si mismo recorrida en tiempo. Las gráficas de autocorrelación muestran el grado de similitud y diferencia (en número de bits) para toda la longitud de dos códigos que están siendo comparados.

La gráfica de correlación entre códigos lineales máximos presenta un pico en el punto cero de corrimiento. Esta es una propiedad invaluable ya que permite al receptor discriminar entre señales sobre la base de decisión binaria (si/no).

La correlación cruzada de dos códigos es de similar importancia y se define como el grado de diferencia (en número de bits) entre dos códigos.

Desafortunadamente la correlación cruzada no se comporta tan bien como la autocorrelación, y cuando un número muy grande de transmisores, usando diferentes códigos, comparten una banda de frecuencias, los códigos deben ser elegidos cuidadosamente para evitar interferencia entre usuarios. El efecto de un alto grado de correlación entre un código recibido no deseado y un código de referencia (en el receptor) se manifiesta como el incremento en la velocidad de falsas alarmas y bajo circunstancias extremas, falso reconocimiento de sincronía por el receptor. La figura 11 muestra gráficas de autocorrelación y de correlación cruzada.

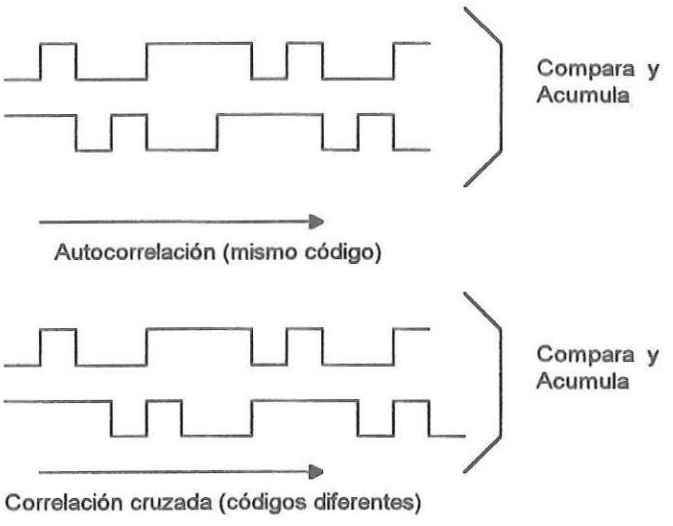


Fig. 11 Ilustración de autocorrelación y correlación cruzada de códigos binarios.

III.2.2 Propiedad de adición lineal.

Los códigos lineales máximos poseen una propiedad combinatoria que permite la generación de cualquier fase en el código que se desee. Por ejemplo, un retardo de 500 bits o cualquier otro retardo deseado de hasta 2^n-1 bits. Uno de sus usos está en la operación de múltiples correlacionadores para reducir el tiempo efectivo de sincronización.

Otra propiedad valiosa de los códigos lineales máximos es la manera en la cual dos o más se suman. Cuando dos m-secuencia de diferente longitud, por ejemplo 2^n-1 y 2^p-1 son sumadas linealmente (módulo -2), el resultado es una secuencia compuesta con longitud $(2^n-1)(2^p-1)$. Esta secuencia o código es no-máxima pero puede ser un segmento de un código lineal máximo de mayor longitud. La suma en módulo -2 de dos m-secuencias de longitud r, produce una secuencia compuesta, también de longitud r pero no-máxima.

III.2.3 Estado de agotamiento.

El número de estados posibles para un conjunto de n-elementos, cada uno capaz de r estados discernibles es r^n. Un generador de códigos con registros de corrimiento binario con conexiones de retroalimentación máximas pasará por 2^n-1 estados para generar una m-secuencia de 2^n-1 bits de código. La tabla III lista un conjunto de 15, 4-tuplas producidas por un generador con cuatro registros.

Tabla III. Conversión binaria-a-decimal de un código con n-tuplas.

Estado	4-tupla	Equivalente Base-10
1	1 1 1 1	15
2	0 1 1 1	7
3	0 0 1 1	3
4	0 0 0 1	1
5	1 0 0 0	8
6	0 1 0 0	4
7	0 0 1 0	2
8	1 0 0 1	9
9	1 1 0 0	12
10	0 1 1 0	6
11	1 0 1 1	11
12	0 1 0 1	5
13	1 0 1 0	10
14	1 1 0 1	13
15	1 1 1 0	14
1	1 1 1 1	15

Este orden pseudo aleatorio de la n-tuplas es típicos de las m-secuencias. Un orden en particular depende de las tomas de retroalimentación usadas. Ninguna n-tupla corresponde a 0. La selección de una n-tupla en particular o vector código permite monitorear el proceso de generación del código para asegurar la propia operación y para uso de una velocidad de reloj más baja o como una marca de medida en la fase del código.

III.2.4 Configuraciones para generadores de códigos lineales.

Ya que los códigos son la parte fundamental de los sistemas de espectro esparcido, la presente sección presenta una revisión de como estos pueden ser generados, mostrando las diferentes configuraciones que se pueden implementar.

Un generador de códigos lineales puede ser hecho de cualquier conjunto de elementos de retardo en conjunto con elementos combinacionales lineales en una trayectoria de retroalimentación, tal que el número de estados que el generador pueda asumir está en función de la longitud en tiempo de los elementos de retardo y de la combinación en particular de la retroalimentación. La configuración más común utiliza registros de corrimiento fabricados a partir de multivibradores biestables. La figura 12 ilustra la forma general de un generador de código lineal simple.

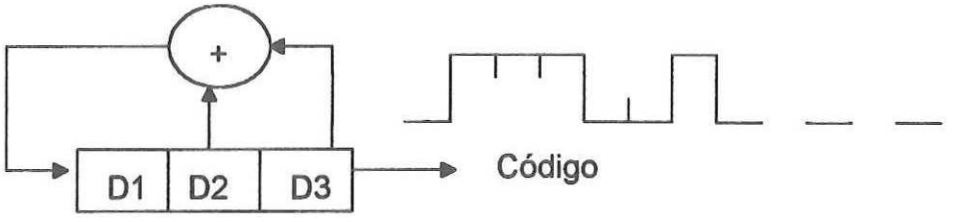


Fig. 12. Generador de código simple (SRG).

La salida del último estado Dn y un estado intermedio Dj son combinados en un sumador módulo -2 y retroalimentado a la entrada del primer elemento de retardo (multivibradores biestables).

En el caso particular de la figura 12, el código que se genera es el 1110010 y además es cíclico con un período de $2^n - 1$ veces el período de un sólo elemento de retardo. Este código es el de longitud más grande posible que puede ser generado con el generador

de la figura 12 y se le denomina lineal máximo, ya que el generador es lineal. Una configuración para un generador equivalente, y mucho más factible que el anterior coloca los sumadores de retroalimentación entre estados, como se muestra en la figura 13.

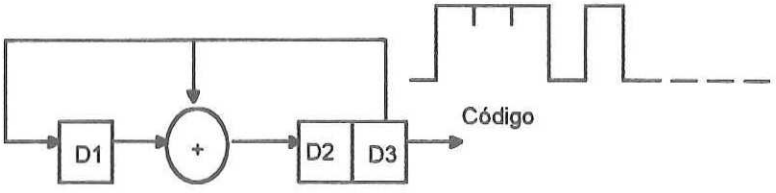


Fig. 13. Configuración alterna para generadores de códigos tipo modular.

A menudo, un número mayor de códigos se necesitan para aplicaciones de acceso múltiple por división de código (CDMA). Bajo estas condiciones, múltiples puntos de retroalimentación son necesarios, ya que el número máximo de códigos de cualquier longitud disponibles de un conjunto de multivibradores biestables usando una simple toma de retroalimentación sería de sólo n-1, o menos que el número de multivibradores biestables, desafortunadamente muchos de los n-1 códigos pueden ser de ciclos muy cortos. De acuerdo a lo anterior, utilizando todas las posibles combinaciones lineales de tomas de retroalimentación para un registro de n-estados, dada la ecuación siguiente existen:

$$[\frac{\phi(2^n-1)}{n}] \quad \text{códigos máximos que pueden ser generados.}$$

Donde $\phi(2^n-1)$, representa el números de enteros positivos incluyendo el 1 que son relativamente primos y números menores que 2^n-1. Definiendo números relativamente primos como 2 números cuyo máximo común divisor es 1 [Webster's, 1983]

Como un ejemplo de la utilización de esta fórmula, se toma un registro con cinco estados para el cual 2^n-1 es 31. Ya que 31 es primo en si mismo, todos los enteros

positivos menores que 31 son relativamente primos a él. Este registro con cinco estados produce lo siguiente:

$$[\frac{\phi(2^n - 1)}{n}] = 30 / 5 = 6 \quad \text{Códigos lineales máximos.}$$

Otra configuración alterna a la figura 12 se muestra en la figura 14, la cual muestra un generador con múltiples tomas de retroalimentación del tipo simple.

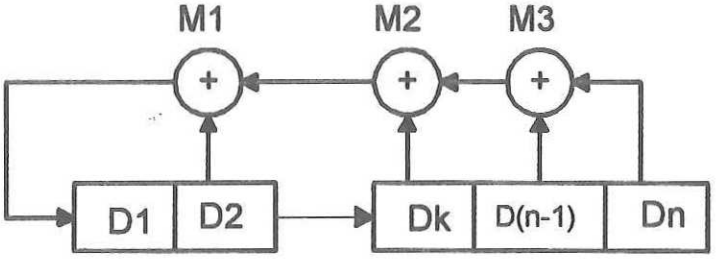


Fig. 14 Generador de Códigos con múltiples tomas de retroalimentación.

De acuerdo a la figura anterior el retardo inherente en el lazo de retroalimentación es aditivo y consiste de la suma de todos los retardos de propagación en la trayectoria del último al primer estado.

En la figura 15 se extiende la idea de la figura 13, para ilustrar un generador de código con un sumador módulo -2 entre cada multivibradores biestables y su vecino. Esta configuración reduce el retardo inherente en la trayectoria de retroalimentación de tal manera que el retardo nunca se incrementará en comparación con las características de un generador con una sola toma.

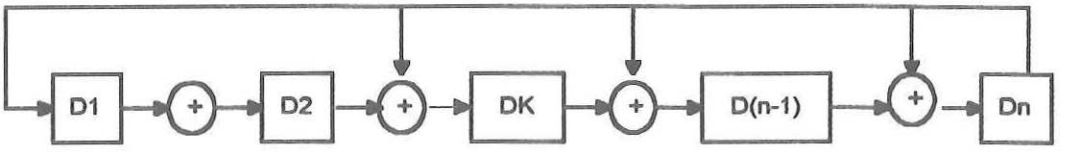


Fig. 15. Generador de Códigos multi-toma tipo modular.

Otra propiedad del generador de la figura 15 es que es de más fácil implementación y puede crecer de una manera modular, ya que es fácilmente divisible en unidades consistiendo de un multivibrador biestable y un sumador módulo -2.

Cualquier código binario puede ser representado por un polinomio, donde el grado del polinomio es igual al número de estados (# de multivibradores biestables) del registro generatriz. Los términos en el polinomio, por ejemplo X, X^2, $X^4 \ldots X^n$ representan los estados en el registro y los coeficientes que son 0 y 1, determinan cual estado esta incluido en la red de retroalimentación. El estado 1 es siempre incluido como el estado X^0, con coeficiente 1.

Como un ejemplo $1 + X + X^2 + X^4 + X^7$ es un generador de códigos de siete estados con retroalimentaciones en los estados 1, 2 , 4 , y 7.

III.2.5 Autocorrelación y correlación cruzada de códigos.

Las propiedades de correlación de los códigos usados en sistemas de comunicación EE dependen del tipo de código, longitud del código, velocidad del código (chip rate) e incluso de la estructura chip-por-chip del código en particular que está siendo usado.

La autocorrelación es una medida de la similitud entre una señal y la réplica de sí misma con un corrimiento en fase. Una función de autocorrelación es una gráfica de

autocorrelación sobre todos los corrimientos en fase de la señal. La autocorrelación es de gran interés en la elección de códigos que den la menor probabilidad de una falsa sincronización.

La correlación cruzada es de gran interés en sistemas de acceso múltiple por división de código, en los cuales el receptor no responde a cualquier señal sino al código para el que fue direccionado. La correlación cruzada es la medida de similitud entre dos diferentes códigos y para diferentes códigos puede ser tabulada por la generación de una tabla comparativa y una curva de correspondencia menos sin-correspondencia, tal como en la autocorrelación de la figura 16.

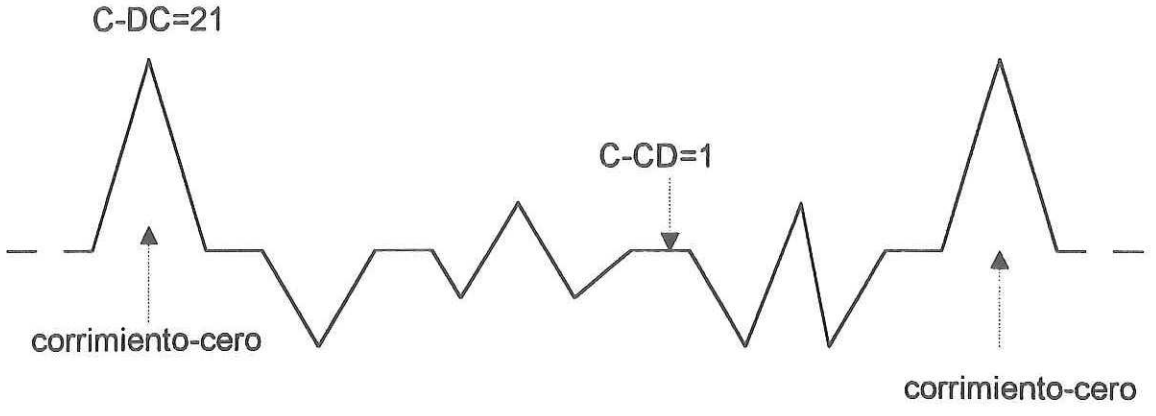


Fig. 16 Gráfica de autocorrelación para un código máximo de 21- chip.

El índice de discriminación (ID), se define como la habilidad del receptor para reconocer el punto de sincronización de un código, un par de códigos o un código y otra señal. También denota la diferencia en correlación entre el código completamente correlacionado (perfectamente sincronizado) y el pico de menor autocorrelación o de correlación cruzada.

Un código en particular tendrá un ID por separado para autocorrelación y correlación cruzada con señales no codificadas. Para valores más elevados de ID los códigos tienen excelentes propiedades de autocorrelación y de correlación. El siguiente ejemplo muestra la autocorrelación para todos los corrimientos de un generador con tres registros, generando una secuencia máxima de 7-chip:

Secuencia de Referencia: 1110010

Corrimiento	Secuencia	Correspondencia C	Sin-correspondencia DC	C - DC
1	0111001	3	4	-1
2	1011100	3	4	-1
3	0101110	3	4	-1
4	0010111	3	4	-1
5	1001011	3	4	-1
6	1100101	3	4	-1
0	1110010	7	0	7

Del ejemplo anterior se nota que la correlación neta C-DC es -1 para todas las comparaciones excepto para corrimiento-cero, que es donde se da la condición de sincronía y es $2^n - 1 = 7$ para la condición de corrimiento-cero. Esto es típico en todas las secuencias lineales máximas. Entre la región de cero y ± un chip de corrimiento, la correlación se incrementa linealmente, así que la función de autocorrelación para una m-secuencia es triangular como se muestra en la figura 17.

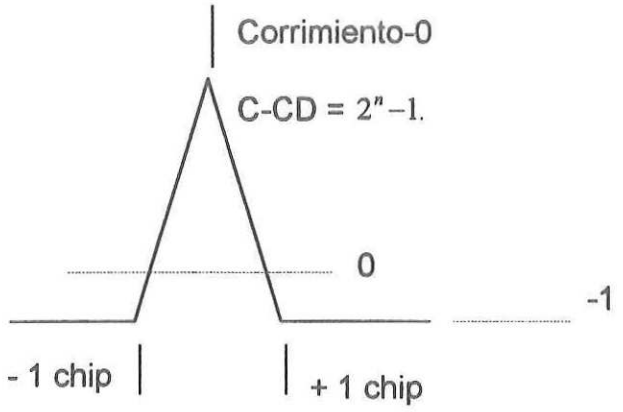


Fig. 17 Función de autocorrelación para una m-secuencia o código lineal máximo.

Esta característica en la autocorrelación se utiliza con gran ventaja en sistemas de comunicación. Dos transmisores pueden operar simultáneamente, si sus códigos están corridos por más de un bit de código. Esto se puede realizar ajustando el detector de correlación de tal manera que reconozca los niveles asociados con ± 1 chip de sincronización y no reconozca los niveles más bajos.

Cuando se utilizan códigos que no son m-secuencias en los transmisores, las propiedades de autocorrelación pueden ser marcadamente diferentes de los códigos que si son m-secuencias. La figura 18 ilustra la función de autocorrelación típica de un código no-máximo.

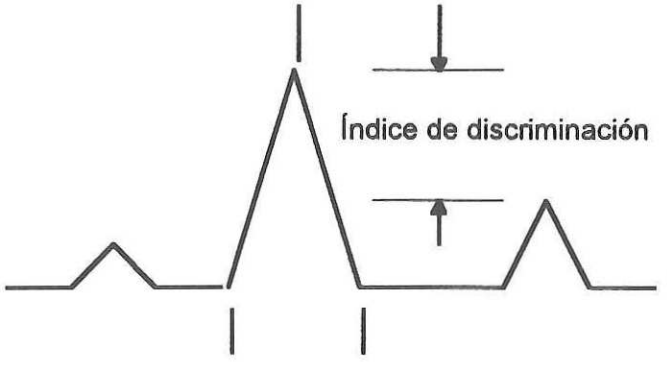


Fig. 18. Función de autocorrelación típica de un código no-máximo.

Los picos inferiores de correlación dependen del código que esta siendo usado. Estos son causados por correlaciones parciales del código y por una réplica de si mismo con un corrimiento en fase. Cuando tales picos de correlación mínima ocurren, la habilidad del receptor para sincronizarse puede verse deteriorada debido a que el receptor debe discriminar entre los picos de correlación inferiores y mayores. Además el margen de discriminación se reduce en los códigos no-máximos.

III.2.6 Códigos Gold.

Son útiles por el mayor número de códigos útiles que suministran, requieren sólo de un par de tomas de retroalimentación, y son generados por la suma modulo -2 de un par de códigos lineales máximos [Dixon, 1984] como se muestra en la figura 19.

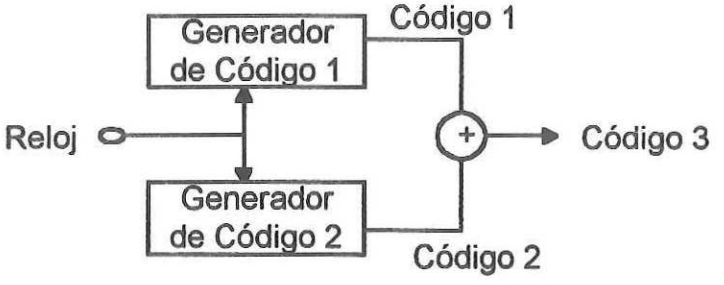


Fig. 19 Generador de Códigos Gold.

Los códigos son sumados chip-por-chip ya que se requiere que sean de la misma longitud. De esta manera los dos generadores de códigos mantienen la misma relación en fase y los códigos que se generan son de la misma longitud que los códigos base.

Los códigos generados por esta configuración (fig. 19) son no-máximos pero presentan buena correlación cruzada útil en sistemas EE-CDMA.

La propiedad de suma y corrimiento de las m-secuencia prueba que, cualquier código máximo sumado a una réplica de si mismo con un corrimiento en fase produce un corrimiento en fase diferente, que se toma como una secuencia de salida. Aquí la operación se realiza, con la nueva secuencia teniendo la misma longitud que los códigos sumados, pero es no-máxima. Adicionalmente, cada cambio en la posición de fase entre los dos generadores origina una nueva secuencia.

Cualquier generador de código tipo Gold con dos conjuntos de corrimiento (SRG) cada uno de longitud n puede generar $2^n - 1$ secuencias de longitud máxima, más las dos m-secuencias usadas en la generación. Un generador Gold puede generar $(2^n - 1)^r$ secuencias no-máximas de longitud $2^n - 1$ más r secuencias máximas de la misma longitud, donde r es el número de registros y n la longitud de los registros.

Además de su gran ventaja de generar mayor número de códigos, los códigos Gold pueden ser elegidos tal que de un conjunto de códigos disponibles de cierto generador la correlación cruzada entre los códigos sea uniforme y limitada.

III.3 Conclusiones.

Resulta conveniente enfatizar que la capacidad de acceso múltiple, permite la habilidad de operar con dos o más receptores (Rx), que reciben simultáneamente paquetes de diferente transmisores (Tx), incluso aunque los paquetes se traslapen en tiempo y sean transmitidos en la misma banda de frecuencias la única condición es que deben tener códigos diferentes y además preferiblemente deben ser m-secuencias o ser seleccionados tal que exista una mínima correlación entre los códigos empleados.

Por lo tanto se concluye que la capacidad de acceso múltiple dentro del contexto de RLDI, permitirá la convivencia entre varias sub-redes en la misma área o dentro del mismo edificio (ver figura 20).

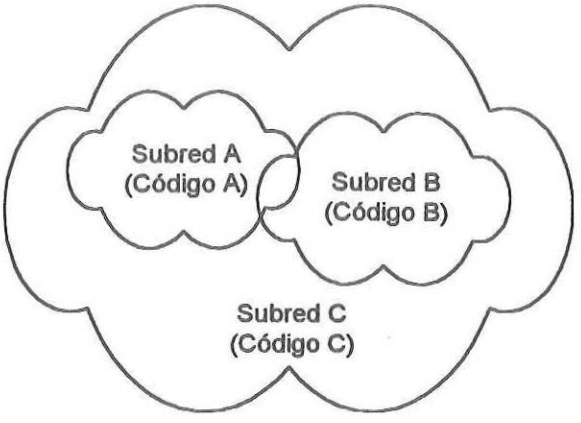


Fig. 20. Convivencia de varias sub-redes a partir de la utilización de EE.

Sin embargo, el número de subredes que pueden convivir dentro de una zona de operación, se limita a partir del número de los códigos disponibles y que además presenten una excelente correlación cruzada en el sistema. Por lo cual si se desea operar varias redes en una cierta área tal que excedan el número de códigos que pueden ser generados por la configuración SRG se puede elegir la generación de códigos tipo Golds.

IV.- PROTOCOLO CSMA/CA (ACCESO MÚLTIPLE POR SENSADO DE PORTADORA CON PREVISIÓN DE COLISIONES)

IV.1 Introducción.

En este escenario se considera un sistema consistiendo de una gran población de usuarios (terminales) comunicándose entre sí o con una estación central sobre un canal de radio limitado en ancho de banda, al cual los usuarios accesan de una manera aleatoria.

En transmisiones por radio frecuencia es posible conocer que señales (y a que frecuencia), que se traslapan en el tiempo, resultan en la destrucción de la información. En este tipo de transmisiones los errores ocurren básicamente por dos causas principales:

a) ruido aleatorio en el canal.

b) interferencia de multi-uso en la forma de paquetes traslapados.

Estos errores se ven minimizados si se utiliza la técnica de espectro esparcido. Por otra parte, un método muy confiable para asegurar la integridad de los datos transmitidos, es el uso de un código detector de error (verificación de secuencia), en conjunto con un reconocimiento positivo de cada paquete que fue recibido correctamente. En la figura 21 se muestra tal situación.

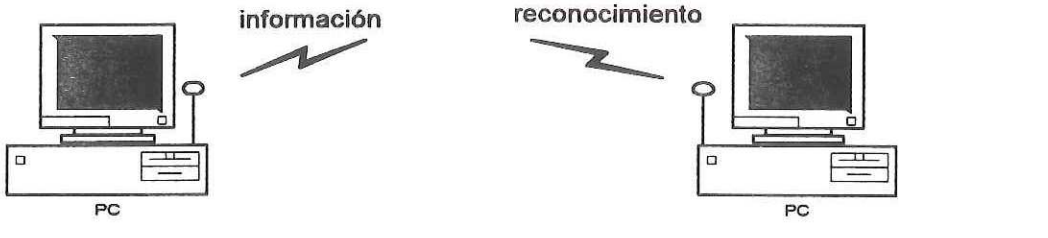


Fig. 21 Enlace típico de una RLDI utilizando el protocolo CSMA/CA.

Además para informar del éxito de su transmisión la terminal receptora transmite un paquete de reconocimiento a la terminal transmisora.

En canales de radio los esquemas de reconocimiento son necesarios ya que es muy difícil sensar los niveles de potencia debido a colisiones. Una colisión es una situación en la cual por el lado del receptor dos o más transmisiones se traslapan en tiempo total o parcialmente. En RLD tal como Ethernet se sabe de la existencia de colisiones por el incremento de voltaje en el canal, por lo que los paquetes reconocimientos son innecesarios.

En este tipo de sistemas el receptor únicamente acepta los paquetes que tengan una correcta verificación de secuencia. En tal caso la terminal receptora transmite un paquete de reconocimiento positivo a la terminal transmisora. El reconocimiento contiene entre otras cosas una identificación única de la terminal originadora junto con una verificación de secuencia para asegurar su propia integridad. En este tipo de red local de datos inalámbricas, las terminales constantemente checan todas las transmisiones para detectar aquellas dirigidas a una de ellas en particular y que contenga una correcta verificación de secuencia. Las terminales conocen de sus fallas cuando no reciben un reconocimiento positivo dentro de un período de espera, por lo que los paquetes de datos en conflicto tendrán que ser retransmitidos.

En el esquema CSMA/CA se tienen tres situaciones para manejo del tráfico de paquetes de reconocimiento:

- CSMA/CA con reconocimiento implícito.
- CSMA/CA con prioridad en el tráfico de reconocimiento y
- CSMA/CA en configuración de canal divido.

IV.2 Protocolo de acceso CSMA/CA y premisas del sistema.

En el esquema CSMA/CA se intenta evitar la colisión por escuchar (sensar) la portadora debido a la transmisión de otro usuario. Basado sobre la información del estado del canal se pueden pensar varias acciones a tomar por la terminal, por lo que estas tienen la capacidad de sensar el canal.

Sin embargo en todos los casos cuando una terminal conoce que su transmisión no fue exitosa, recalendariza la transmisión de dicho paquete de acuerdo a un retardo de retransmisión aleatoriamente distribuido para evitar conflictos repetitivos. En este nuevo tiempo, el transmisor sensa el canal y repite el algoritmo dictado por el protocolo.

Una terminal puede, en cualquier tiempo, ya sea estar transmitiendo o recibiendo pero no ambas cosas simultáneamente. El retardo incurrido para conmutar de un estado a otro se considera irrelevante, así mismo el tiempo requerido para detectar la portadora debido a la transmisión de un paquete.

Todos los paquetes son de longitud constante y son transmitidos sobre un canal que se considera sin ruido. Los errores en la recepción de un paquete causados por ruido aleatorio son relegados en comparación con errores causados por traslapes.

El retardo de propagación τ se considera constante e idéntico para cualquier par fuente-destino. Este retardo de propagación τ es el tiempo que transcurre desde el inicio de la transmisión por parte de la terminal transmisora hasta que alcanza a la terminal receptora.

La idea del protocolo CSMA/CA es limitar la interferencia entre paquetes, si siempre recalendariza un paquete, el cual encuentra el canal ocupado sobre su llegada.

Una terminal con un paquete listo para transmisión sensa el canal y opera como sigue:

1) Si el canal se sensa desocupado, la terminal transmite el paquete.

2) Si el canal se sensa ocupado, la terminal calendariza la retransmisión del paquete

algún tiempo más tarde de acuerdo al retardo de retransmisión aleatoriamente distribuido. En este nuevo punto del tiempo, se sensa el canal y se repite el algoritmo descrito.

IV.3 Modelo de tráfico: suposiciones y notación.

En la realización del modelo, fue necesario efectuar suposiciones con las cuales se pretende resolver el problema que se presenta al intentar accesar a un canal compartido por varios usuarios, entre ellas que las fuentes de tráfico consisten de un número infinito de usuarios quienes colectivamente forman una fuente independiente de Poisson, con una media ascendente en la generación de paquetes a una velocidad de λ paquetes/seg.

Esta es una aproximación a una mayor pero finita población, en la cual cada usuario genera paquetes frecuentemente y cada paquete puede ser transmitido exitosamente en un intervalo de tiempo mucho menor que el tiempo promedio entre paquetes sucesivos generados por un cierto usuario. Cada usuario en la población se supone a tener al menos un paquete requiriendo transmisión a cualquier tiempo, incluyendo los paquetes previamente bloqueados.

En resumen el tráfico se caracteriza como sigue:

- Se ha supuesto que cada paquete es de longitud constante requiriendo T segundos para transmisión, por lo que se toma $S = \lambda T$.
- S es el número promedio de paquetes generados por tiempo de transmisión y puede ser referida como *caudal eficaz del canal.* También se puede considerar como la velocidad de entrada de paquetes normalizada con respecto a T.

En el caso que fuera posible calendarizar perfectamente los paquetes dentro del espacio disponible del canal con una absoluta ausencia de traslapes o lagunas entre ellos, se puede lograr el máximo caudal eficaz (el cual tiende a 1), por lo que S también se puede definir como la utilización del canal. A causa del problema de interferencia inherente a la

naturaleza aleatoria del esquema de acceso, el caudal eficaz máximo asequible o *capacidad de canal* será menor a 1. Como se mencionó anteriormente, cuando una terminal enfrenta una colisión, cada una de las terminales involucradas en dicha situación, retarda la transmisión de dichos paquetes en conflicto por algún tiempo (retardo aleatoriamente distribuido) cuya media es $\overline{X}$ y es mayor comparada a T.

El tráfico ofrecido al canal por la colección de usuarios consiste no sólo de nuevos paquetes sino también de paquetes previamente bloqueados, por lo que esto incrementa la velocidad media de *tráfico ofrecido* la cual se denota por G, donde:

$$G \geq S.$$

Hasta aquí se han definido las siguientes variables del sistema:

S = Caudal Eficaz,

G = Velocidad de tráfico ofrecido por el canal,

T = Tiempo de transmisión del paquete,

$\overline{X}$ = Retardo promedio de retransmisión,

τ = Retardo de propagación, $\tau < T$.

Sin perdidas de generalidad se elige T=1. Esto es equivalente a expresar el tiempo en unidades de T (normalizado). Se expresa $\overline{X}$ y τ en unidades de tiempo normalizadas como:

$$\delta = \overline{X} / T \quad y \quad a = \tau / T.$$

IV.4 Análisis del caudal eficaz.

Para el análisis del caudal eficaz se tiene que encontrar la capacidad del sistema para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA, esto se logra por resolver S en términos de G y de los otros parámetros del sistema como son τ, T.

La capacidad del canal se encuentra al maximizar S con respecto a G, teniéndose que S/G es meramente la probabilidad de una transmisión exitosa y G/S es el número

promedio de veces que un paquete debe ser transmitido o recalendarizado hasta que sea exitoso.

A continuación se describen los modelos para los diferentes esquemas del protocolo CSMA/CA, ya que presentan características diferentes de caudal eficaz y posteriormente proponer el que mejor desempeño presente y pueda adaptarse a RDLI tipo Ethernet.

IV.4.1 CSMA/CA con Reconocimiento Implícito (R.I.).

En esta modalidad se considera que el tráfico de paquetes de reconocimiento se realiza por un canal separado del canal de acceso aleatorio siendo examinado, con esta suposición los paquetes de reconocimiento siempre llegan confiablemente y sin costo en ancho de banda para el canal de información. Esto significa que se suministra suficiente ancho de banda al canal de reconocimientos, así que se evitan traslapes entre tales paquetes; esto es posible ya que un paquete de reconocimiento se crea sólo cuando un paquete de información se recibe correctamente y en el canal de reconocimientos habrá a lo más uno de tales paquetes a cualquier tiempo dado del medio en cuestión. En la figura 22 se muestra el diagrama de flujo para este protocolo.

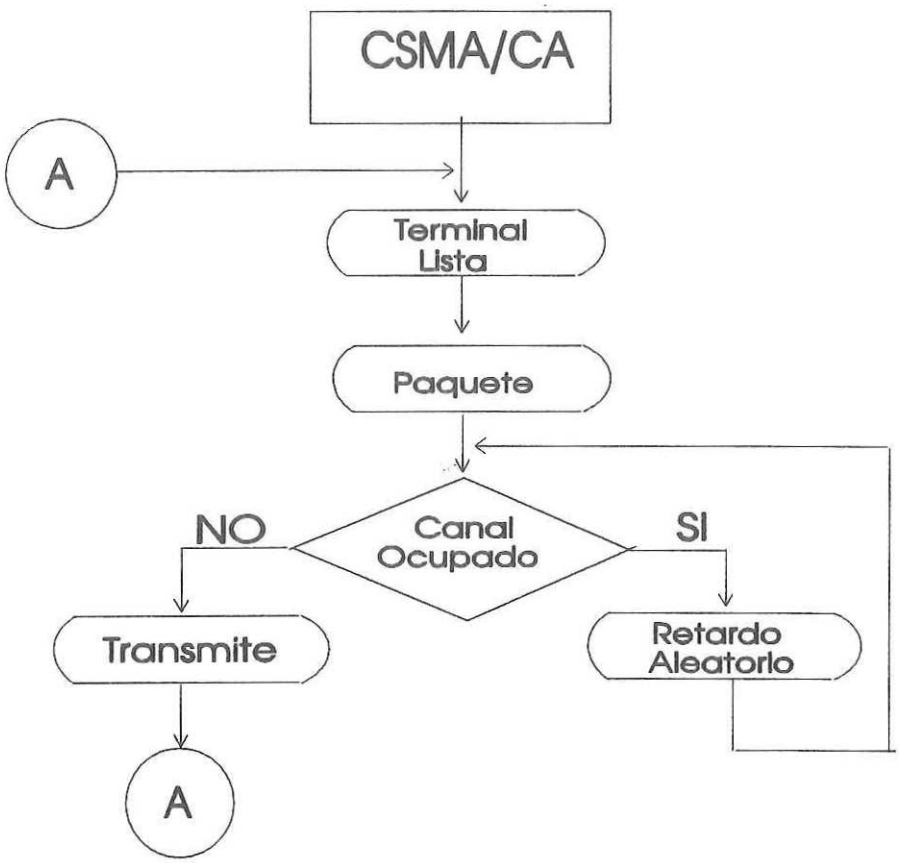


Fig. 22 Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CA en configuración de R.I.

La ecuación básica para el caudal eficaz S se expresa en términos de a y G. Siendo a la relación del retardo de propagación al tiempo de transmisión del paquete de datos y G la velocidad de tráfico ofrecido por el canal.

G denota la velocidad de llegada de paquetes nuevos y recalendarizados. Todas las llegadas, en este caso, innecesariamente resultan de transmisiones actuales ya que un paquete que encuentra el canal en estado ocupado se recalendariza sin ser transmitido.
De esta manera G constituye el tráfico ofrecido del canal y sólo una fracción de él constituye el tráfico mismo del canal.

S como función de a y G se expresa por:

$$S = \frac{G\exp(-aG)}{G(1+2a)+\exp(-aG)} \qquad (6)$$

La ecuación (6) resulta del siguiente análisis:

En primera instancia, se considera el canal ocioso y un usuario requiriendo transmisión a un tiempo t (ver fig. 23). Este usuario, sensa el canal ocioso y comienza a transmitir al tiempo t y lo hace por T segundos; una vez que inicia su transmisión le tomará τ unidades de tiempo adicionales antes que el paquete llegue a su destino. Esta transmisión causa que el canal esté ocupado por un período de $T + \tau$ segundos.

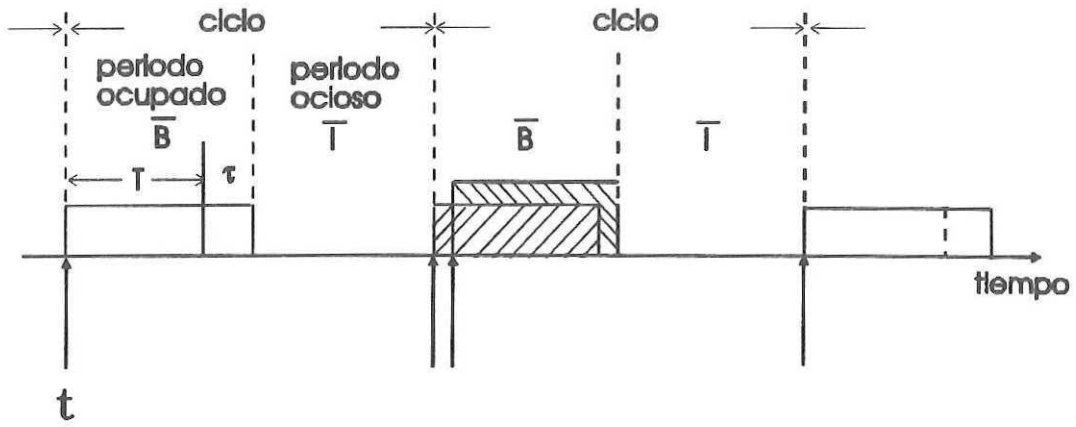


Fig. 23. Estructura de ciclos y períodos dentro del protocolo CSMA/CA R.I.

Si en el tiempo $t' > T + \tau$ otro usuario tiene un paquete requiriendo transmisión, este usuario sensará el canal ocupado y se abstendrá de transmitir.

Si, en cambio, algún otro usuario tiene un paquete listo requiriendo transmisión durante el período [t, $T + \tau$], sensará el canal ocioso, por lo que transmite su paquete, con lo cual causará que su paquete colisione con el usuario que transmitió en el tiempo t.

Por lo tanto, el período inicial de los primeros τ segundos de transmisión se nombra *período vulnerable a* (Ver fig. 24) ya que sólo durante este período un paquete puede estar sujeto a interferencia.

La figura 24 representa la situación en la cual, un usuario que inicia la transmisión de un paquete al tiempo t, es interferido por las transmisiones que otros usuarios que dichas transmisiones en el intervalo [t, T + τ].

En el caso de una colisión el canal estará ocupado por un tiempo de duración aleatoria entre T + τ y T + 2τ.

El período en el cual una transmisión tiene lugar se nombra *período de transmisión* TP, el cual coincide con el período ocupado $\overline{B}$. Habiéndose completado un período de transmisión TP el canal estará ocioso por algún tiempo hasta la siguiente transmisión.

Un *período ocioso* se define como el lapso de tiempo entre dos TPs. Un período ocupado $\overline{B}$ más el seguimiento de un período ocioso $\overline{I}$ constituyen un ciclo. Ver fig. 23.

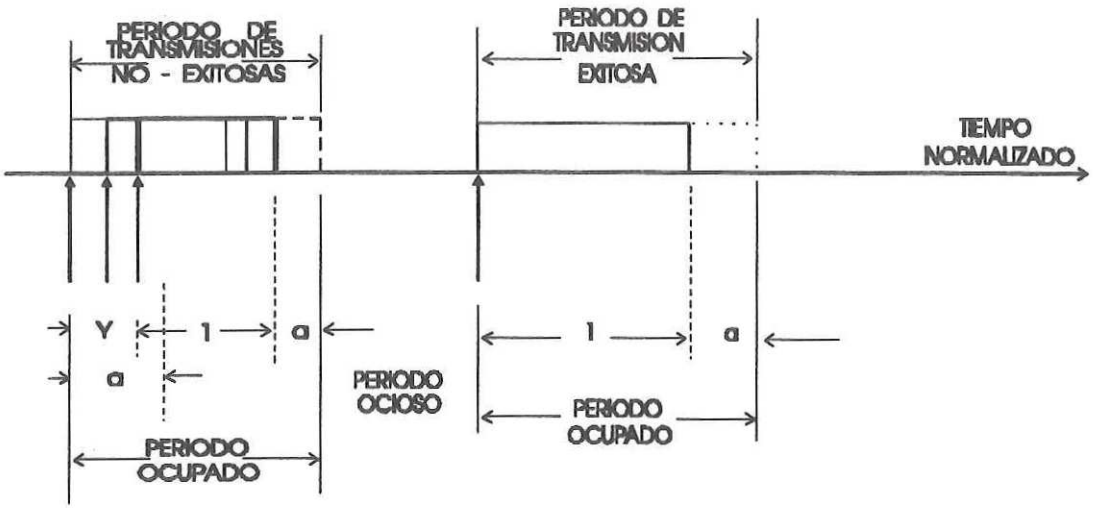


Fig. 24. Período ocupado y ocioso dentro del protocolo CSMA/CA R.I.

Considerando $\overline{B}$ como la duración de un período ocupado, $\bar{I}$ la duración esperada de un período ocioso, $\overline{B} + \bar{I}$ la longitud esperada de un ciclo e introduciendo la variable aleatoria $\overline{U}$, la cual denota el tiempo de duración de un ciclo en que el canal se usa sin conflictos, la utilización promedio del canal se expresa por [Kleinrock, 1975]:

$$S=\frac{\overline{U}}{\overline{B}+\bar{I}} \qquad (7)$$

- $\overline{U}$: definida como el tiempo de duración de un ciclo en que el canal se usa sin conflictos tiene dos posibles estados:

  a) que el canal transporte información útil con una duración de T segundos, lo cual es el tiempo que toma la transmisión de un paquete y

  b) que el canal transporte información inútil.

$$\overline{U}=\begin{cases} T & \textit{para un periodo exitoso}. \\ 0 & \textit{para un periodo no-exitoso}. \end{cases}$$

La probabilidad que un TP (período exitoso) sea exitoso es simplemente la probabilidad que ninguna terminal transmita durante el período vulnerable [t,t + τ].

El período vulnerable en unidades normalizadas respecto a T, se expresa por *a*. De aquí la probabilidad que $\overline{U}$ sea un período exitoso esta dada por [Rom, 1990]:

$\overline{U}$ = Pr{ ningún paquete requiera transmisión en el período vulnerable *a*}

$$\overline{U} = e^{-aG} \qquad (8)$$

- $\bar{I}$: es igual a la duración entre el final de la transmisión de un paquete y la llegada del siguiente paquete. Por lo que $\bar{I}$ es el inverso del tráfico ofrecido por el canal.

$$\bar{I} = \frac{1}{G} \qquad (9)$$

- $\overline{B}$: para encontrar $\overline{B}$ se introduce la variable aleatoria $\overline{Y}$ (ver fig. 24), tal que

$t + \overline{Y}$ represente el tiempo de ocurrencia del último paquete llegando en (t, $t + \overline{Y}$). En tal figura se muestra que $\overline{Y} < \tau$ para un período no-exitoso y para un período de transmisión exitosa $\overline{Y} = 0$.

Por lo que la duración de un período de ocupado es: $\overline{B} = T + \tau + \overline{Y}$ (10)

El período $\overline{B}$ se caracteriza por el hecho que ningún otro paquete se calendariza para transmisión durante el período [$t + \overline{Y}$, $t + \tau$], de lo contrario el paquete que se transmitió en $t + \overline{Y}$ no sería el último paquete que se hubiera transmitido en el intervalo $[t+\overline{Y}, t + \tau]$. De esta manera la función distribución de $\overline{Y}$ es:

$F_Y = \Pr\{Y \le y\} = \Pr\{\text{ninguna llegada ocurra en el intervalo de longitud } \tau - y\}$

$F_Y = \exp\{-G(\tau - y)\}$ *para* $(y \le \tau)$.

El período $\overline{Y}$ esta dado por:

$$\overline{Y} = \tau - \frac{1-e^{-Ga}}{G}$$

$\overline{B}$ en unidades de tiempo normalizada (T = 1, $a = \tau / T$) se expresa por:

$$1+2a-\frac{1-e^{-Ga}}{G} \qquad (11)$$

Reemplazando las ecuaciones encontradas para $\overline{B}$, $\overline{I}$, $\overline{U}$ en la ecuación (7) se tiene que:

$$S=\frac{\overline{U}}{\overline{B}+\overline{I}} = \frac{e^{-aG}}{\frac{1}{G}+(1+2a-\frac{1-e^{-aG}}{G})}$$

lo cual conduce a (6):

$$S = \frac{G\exp(-aG)}{G(1+2a)+\exp(-aG)}$$

En la figura 25 se, representa el comportamiento del caudal eficaz (S) respecto al tráfico ofrecido (G) y de la cual se observa que cuando a tiende a cero se puede lograr el máximo caudal eficaz lograble, el cual tiende a 1. También se puede deducir que para valores pequeños de a (0.001,0.0001), el Caudal Eficaz soporta más efectivamente los incrementos del tráfico ofrecido manteniéndose casi constante, lo cual produce una zona de estabilidad que decae al seguirse incrementando G.

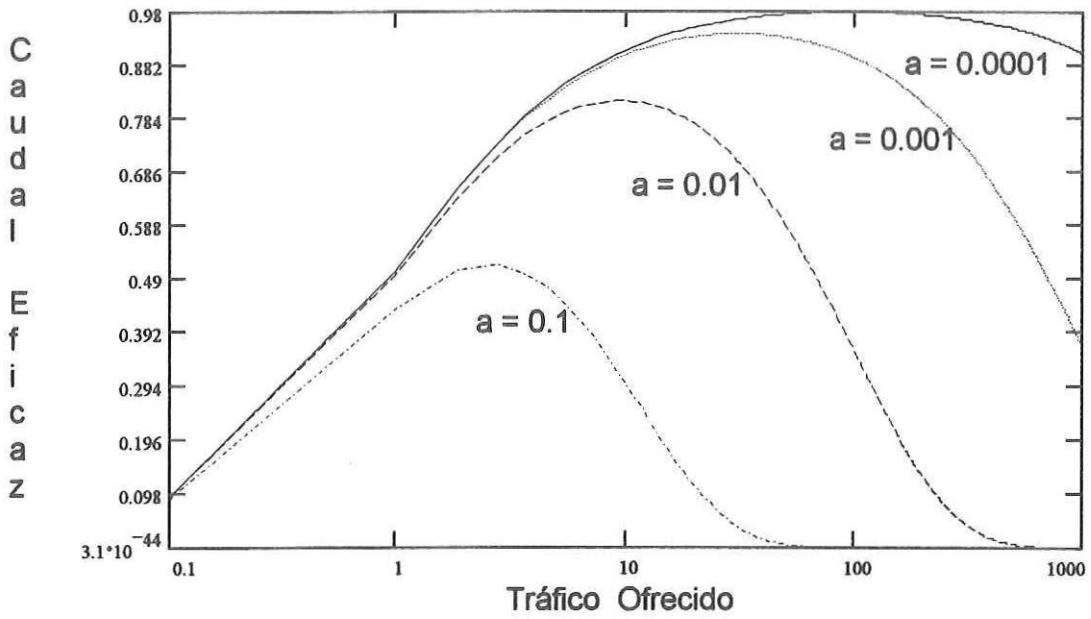


Fig. 25 Caudal eficaz (S) vs tráfico ofrecido (G) para diferentes valores de a.

De la figura 25 se ve que para valores pequeños de a se tiene una mejor utilización del canal y se soporta más tráfico. Para lograr valores pequeños de a se pueden hacer dos cosas:

a) aumentar el tamaño del paquete y/o

b) reducir el retardo de propagación τ, lo que implica distancias más cortas entre fuente-destino.

En las figuras 26, 27 y 28 se muestran como se ve afectado el caudal eficaz (S) respecto al tráfico ofrecido G, variando los parámetros distancia, tamaño de paquete, y velocidad de transmisión.

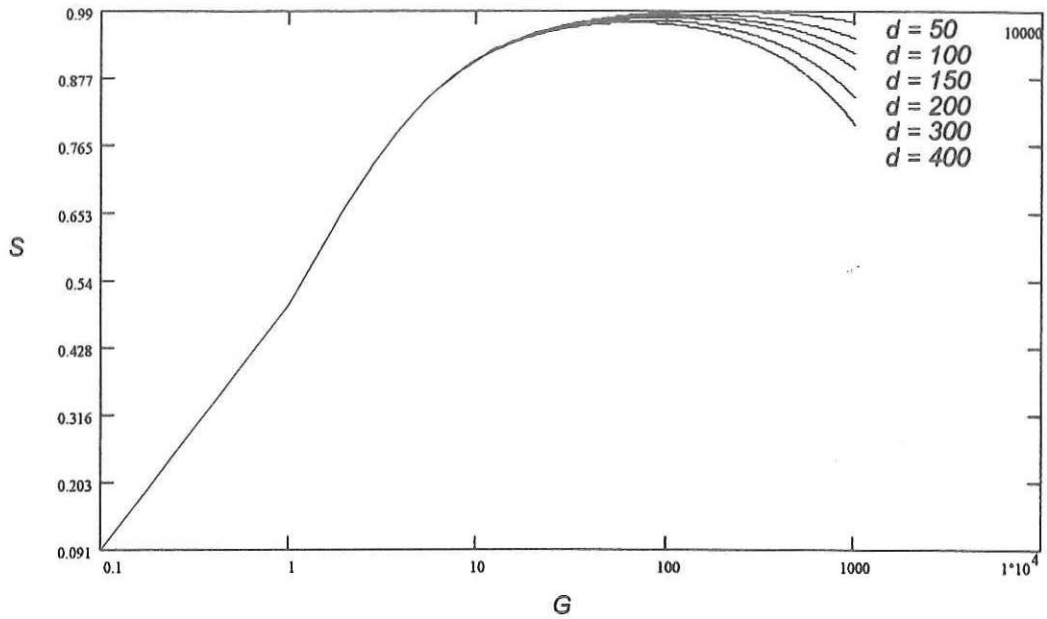


Fig. 26 Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes distancias, con un tamaño de paquete de 1,500 octetos y una velocidad de transmisión de 2 Mbps.

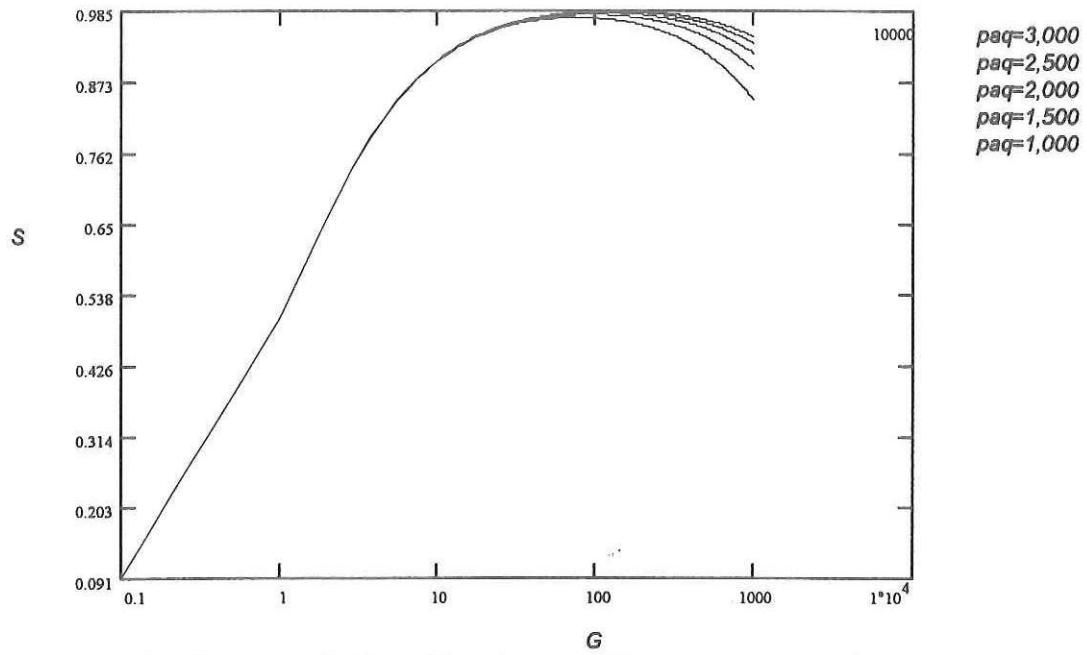


Fig. 27 Caudal Eficaz vs Tráfico Ofrecido para diferentes tamaños de paquete, con una velocidad de transmisión de 2 Mbps y una distancia entre par fuente-destino de 200 metros.

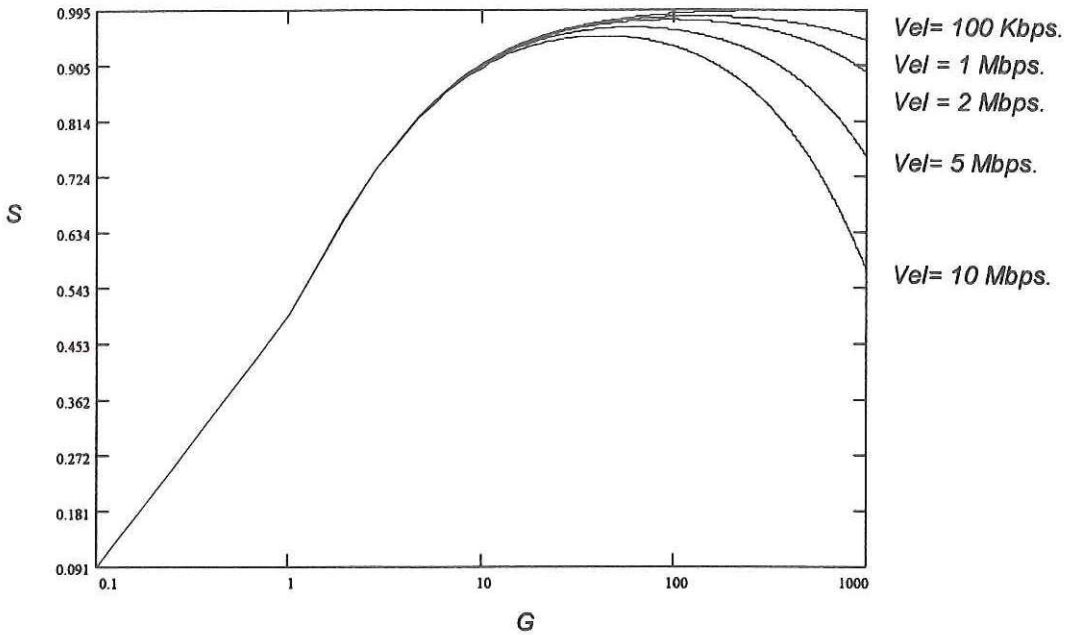


Fig. 28 Caudal eficaz (S) vs tráfico ofrecido (G) para diferentes velocidades de transmisión con un tamaño de paquete de 1,500 octetos y una distancia de 200 metros entre par fuente-destino.

IV.4.2 CSMA / CA con Prioridad en el Tráfico de Reconocimientos.

En el esquema CSMA con reconocimiento implícito, se supuso que el tráfico de reconocimiento se realizaba por un canal separado, que se suposo disponible del canal de acceso aleatorio bajo examen; con esa suposición, los paquetes de reconocimiento siempre llegan confiablemente y sin costo en ancho de banda para el canal de información.

Esto significa, que se suministra suficiente ancho de banda al canal de reconocimientos; asi que se evitan traslapes entre dichos paquetes. Esto es posible ya que un reconocimiento positivo se crea sólo cuando un paquete se recibe correctamente, y ahí habrá a lo más uno de tales paquetes a cualquier tiempo.

En este caso, el tiempo para recibir un paquete de reconocimiento es simplemente su tiempo de transmisión más el retardo de propagación involucrado.

Es evidente que en sistemas de radio, no siempre se dispone de ancho de banda adicional y los reconocimientos usarán parte del ancho de banda total disponible, que es un recurso limitado.

Cuando el ancho de banda disponible se suministra como un sólo canal para ser compartido por los paquetes de reconocimiento y de información, el funcionamiento del canal sufrirá de interferencia adicional entre paquetes de información y de reconocimiento, al menos que se suministre una clase de prioridad.

IV.4.2.1 Notación y suposiciones del sistema.

Se supone que la población de terminales colectivamente forman una fuente independiente de Poisson con una velocidad media de generación de paquetes λ paquetes/seg. Bajo las condiciones de estado de equilibrio, λ es tambien el caudal eficaz del canal.

Haciendo que W denote el total del ancho de banda disponible; se denota *bm* y *ba* como el número de bits para paquetes de información y de reconocimiento respectivamente; τ denota el tiempo de propagación entre pares fuente y destino y *a* es la relación del tiempo de propagación al tiempo de transmisión del paquetes, $a = \tau W/bm$ (el ancho de banda se supone a ser modulado a 1 bit / Hz/seg). w es la relación del paquete de reconocimiento a la longitud del paquete de información, $w = ba / bm$.

La máxima velocidad de generación de paquetes que el total de ancho de banda W puede siempre manejar es W / bm .

El caudal eficaz normalizado (número promedio de paquetes por tiempo de transmisión de un paquete sobre el total ancho de banda) se denota por S y se expresa como: $S = \lambda\, bm / W$ (12)

Aqui el máximo caudal eficaz lograble se nombra la *capacidad de canal* y se denota por C. Se mantiene que el tráfico ofrecido es igual o mayor que el caudal efucaz ($G \geq S$).

IV.4.2.2 Análisis de Caudal Eficaz.

Para dar prioridad al tráfico de reconocimiento, el sistema debe operar como sigue:

(i) Si una terminal, con un paquete listo para transmitir, sensa el canal y sí está ocioso, la terminal transmite su paquete τ segundos después si y sólo si se sensa aún ocioso.

(ii) Si una terminal sensa el canal ocupado, entonces esta sigue el protocolo en cuestión, repitiendo el paso (i) cada vez que el canal se sensa ocioso.

(iii) Todos los paquetes de reconocimiento son transmitidos inmediatamente, sin incurrir en τ segundos de retardo.

El diagrama de flujo para este protocolo se muestra en la figura 29.

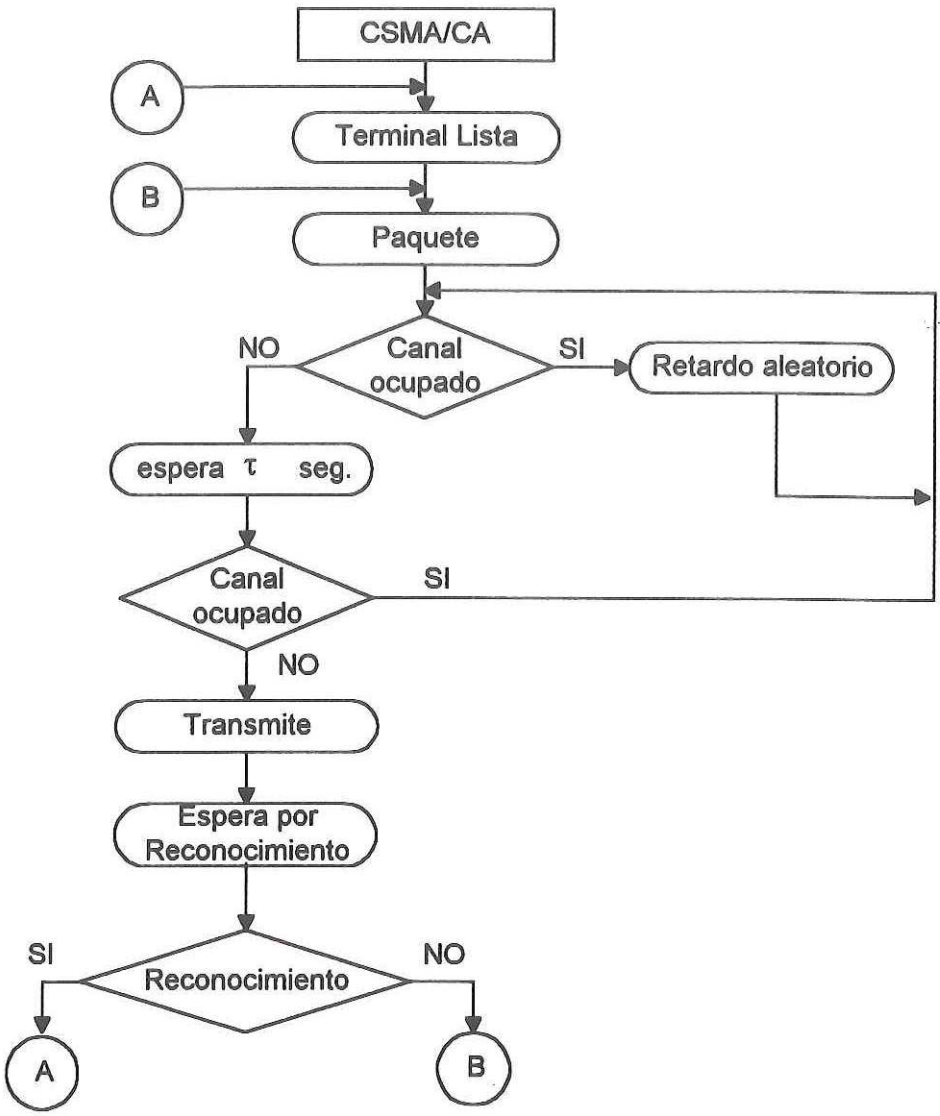


Fig. 29 Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CA con Prioridad en el Tráfico de Reconocimiento.

La relación (S,G) para este esquema está dada en términos de a y w por :

$$S=\frac{Ge^{-aG}}{G(1+3a)+[1+G(w+a)]e^{-aG}} \qquad (13)$$

La ecuación (11) resulta del siguiente análisis:

- Se define un período de transmisión TP como el período requerido para transmisión y recepción de un paquete y sus (posibles) paquetes de traslape. El diagrama de tiempos para este protocolo se muestra en la figura 30.

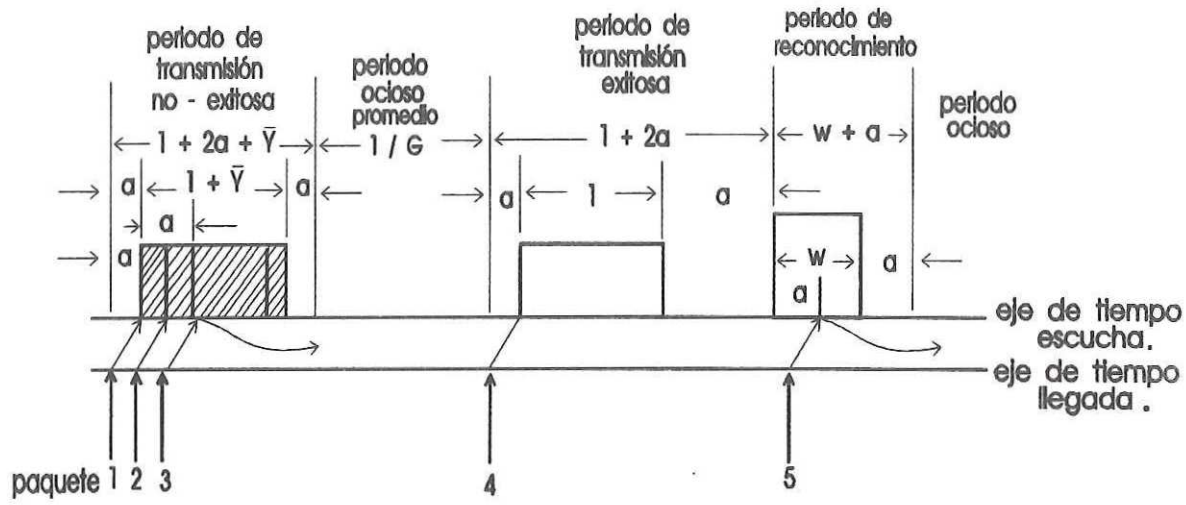


Fig. 30 Diagrama de tiempos y períodos del protocolo CSMA/CA con Prioridad en el Tráfico de Reconocimiento.

Un período de transmisión es exitoso si y sólo si, un paquete se transmitió; en este caso su longitud es igual a 1+2a. El término 2a cuenta por :

(i) los τ segundos iniciales de retardo introducidos por el esquema de prioridad.

(ii) el retardo de propagación incurrido por el paquete (incluido en el TP, ya que es sólo τ segundos después de completada la transmisión que el canal se sensa ocioso).

Si un período de transmisión no es exitoso debido a un paquete traslapado, su longitud es igual a 1+2a+Y, donde Y es el término que separa las llegadas del primer y último paquete en el período de transmisión. La función distribución para Y esta dada por :

$$F_Y(y) = \Pr\{Y \le y\} = \Pr\{\text{ninguna llegada ocurra en un intervalo de longitud a - y}\}$$
$$= \exp\{-G(a-y)\}$$

y su promedio esta dado por: $\overline{Y} = a - (1/G)(1 - e^{-aG})$

Un *período de reconocimiento* es simplemente el tiempo requerido para transmisión y recepción de un paquete de reconocimiento; su longitud es igual a (w + a).

Un *período ocioso* se denota por I y su promedio esta dado por :

$$\bar{I} = 1/G \qquad (14)$$

Un *ciclo* se define como el tiempo que separa los puntos de inicio de dos períodos consecutivos de transmisión.

Haciendo que U denote el tiempo que dura un ciclo que el canal se usa sin conflictos. Se tiene que:

$$\overline{U} = e^{-aG} \qquad (15)$$

Un ciclo es exitoso si ningún paquete llega durante su primer a segundos (con probabilidad e^{-aG}); en este caso su longitud es igual a (1 + 2a + w + a + I). De este modo el tiempo promedio de un ciclo es igual a:

$$\overline{c} = 1 + 2a + \overline{Y} + (w+a)e^{-aG} + 1/G \qquad (16)$$

Aplicando la ecuación (7) la cual establece que la utilización del canal es simplemente la relación del tiempo que el canal se usa sin conflictos $\overline{U}$ a la longitud promedio de un ciclo $\overline{B}+\overline{I}$, y sustituyendo las expresiones encontradas para $\overline{U}$, $\overline{B}$, $\overline{I}$ en dicha ecuación se llega a ecuación (13):

$$S=\frac{Ge^{-aG}}{G(1+3a)+[1+G(w+a)]e^{-aG}}$$

La figura 31 muestra el comportamiento del Caudal Eficaz contra Tráfico Ofrecido.

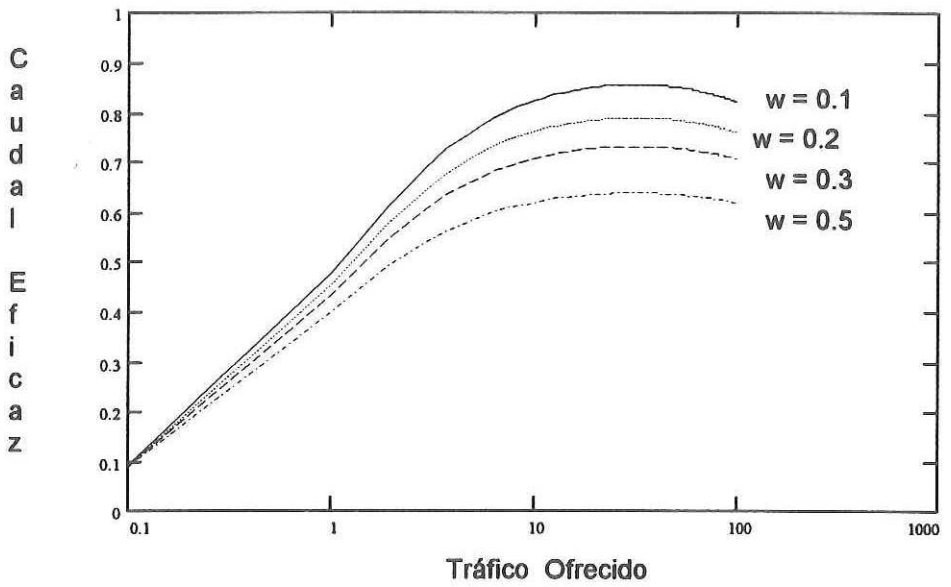


Fig. 31 Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes valores de w, con a = 0.001.

La figura 32 muestra el comportamiento de la capacidad del canal contra las variaciones de w (ba/bm).

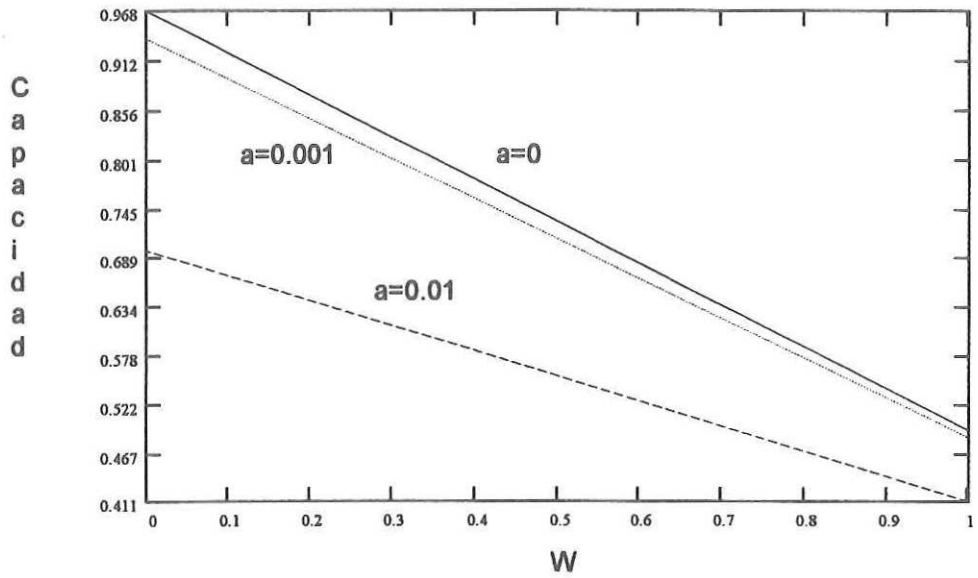


Fig. 32 Capacidad vs w para diferentes valores de *a*.

De las figura 31 y 32 se observa que la capacidad debe ser y es una función decreciente de w. El efecto que w tiene sobre la capacidad es más notable con valores más pequeños de *a* y la velocidad de degradación es más importante en el rango de valores más pequeños de w; esto puede simplemente ser explicado por el hecho que al más *a* pequeño es más alto el caudal eficaz lograble, y por lo tanto es más alta la velocidad de transmisión de paquetes de reconocimiento.

IV.4.3 CSMA/CA en configuración de canal dividido.

En configuraciones de canal dividido, el ancho de banda se divide en dos canales separados, un canal de información y un canal de reconocimiento. El diagrama flujo para el presente protocolo queda de la siguiente manera:

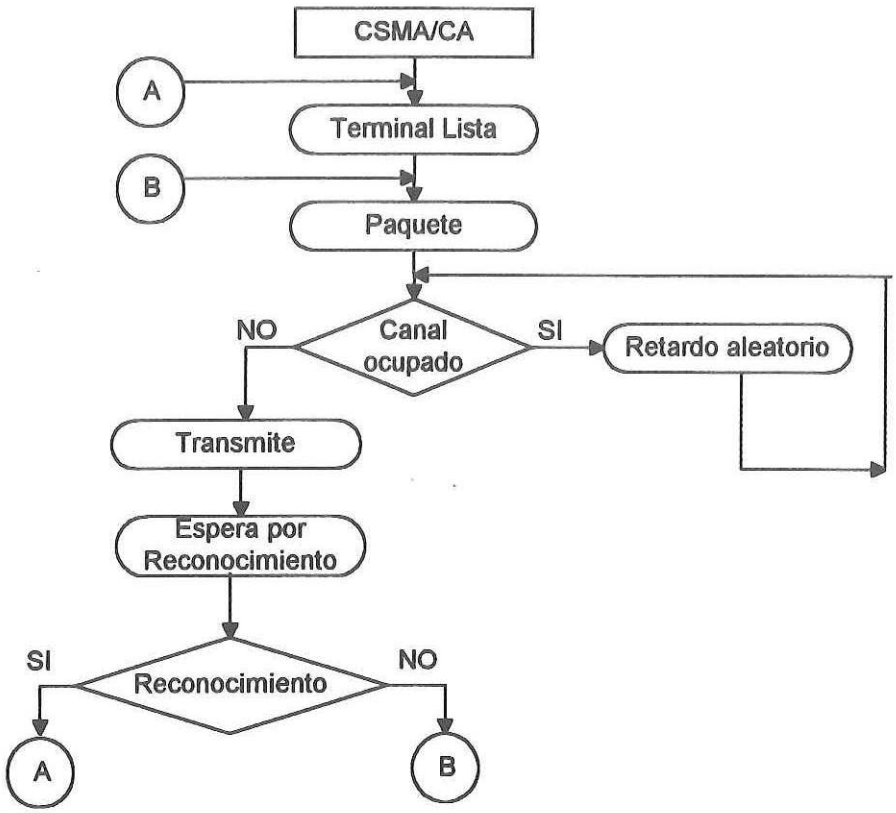


Fig. 33 Diagrama de Flujo del protocolo CSMA/CA en configuración de Canal Divídido.

Se considera que el receptor transmite el paquete de reconocimiento sobre el canal de reconocimiento sin retardo.

Bajo la suposición que el tiempo necesario para la prueba de error y generar el reconocimiento es cero, la transmisión del paquete de reconocimiento inmediatamente sigue a una transmisión exitosa.

Para garantizar el éxito de los reconocimientos, se suministra un ancho de banda suficiente para el canal de reconocimiento, así que se eviten traslapes entre dos paquetes de reconocimiento consecutivo.

En esta modalidad necesita más ancho de banda, ya que desperdicia algo de capacidad debido a períodos ociosos sobre el canal de reconocimientos.

Si bien, haciendo que Wm y Wa denoten el ancho de banda asignados al canal de información y al canal de reconocimiento respectivamente. Se tiene que: W = Wm + Wa.

Donde adecuando que sea θ = Wm / W y definiendo que a_m es la relación del retardo de propagación al tiempo de transmisión del paquete sobre el canal de información, se tiene:

$$a_m = \tau \, Wm / bm \qquad (17)$$

Por lo tanto, considerando que Sm sea el caudal eficaz normalizado sobre el canal de información, resultando lo siguiente: Sm = λbm / Wm = S/ θ (18)

IV.4.3.1 Análisis de Caudal Eficaz y Capacidad de Canal.

En estudios de métodos de acceso al canal se tiene como principal importancia analizar y definir la capacidad de canal normalizada en el sistema, esta se define como el maximo caudal eficaz lograble, con relación a bm/W (normalizado).

En el protocolo CSMA/CA la capacidad, es una función decreciente de a_m. Se denota esta función por $C_{CSMA}(a_m)$.

La capacidad es obtenida mediante la maximización del parámetro S (caudal eficaz) con relación al parámetro G (tráfico ofrecido) en la ecuación (6). Para lograr esto, se requiere θ = 1 / (1+w), a partir de Wa=wWm. Por lo tanto, la capacidad del sistema esta dada por:

$$C_{CD} = C_{CSMA}(a) \cdot \theta \quad \text{por lo que} \quad C_{CD} = C_{CSMA}(a) \cdot \frac{1}{1+W} \qquad \ldots. (19)$$

En la figura 34 se muestra el comportamiento del caudal eficaz contra el tráfico ofrecido y posteriormente en la figura 35 la Capacidad contra las variaciones de w.

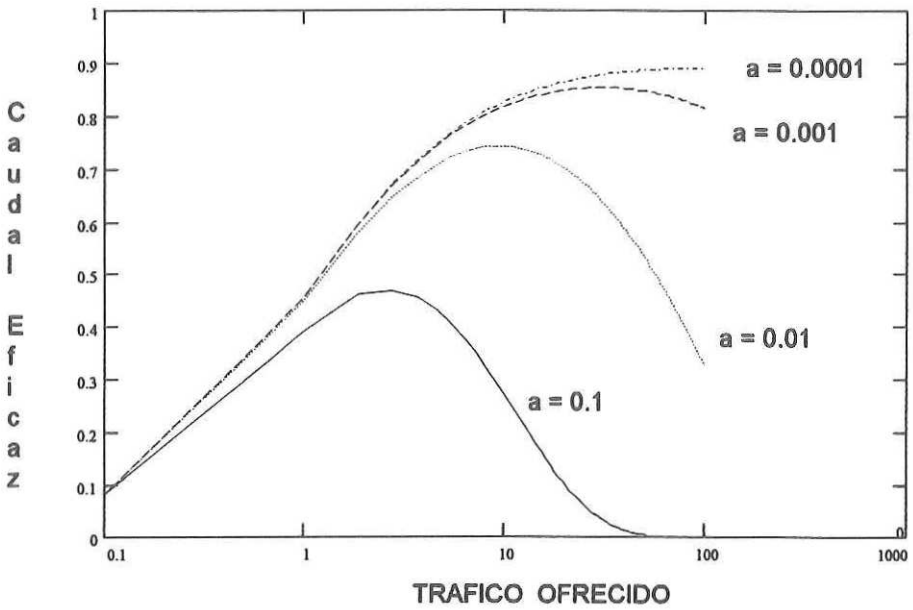


Fig. 34 Caudal Eficaz vs tráfico ofrecido para diferentes valores de *a* con w = 0.1.

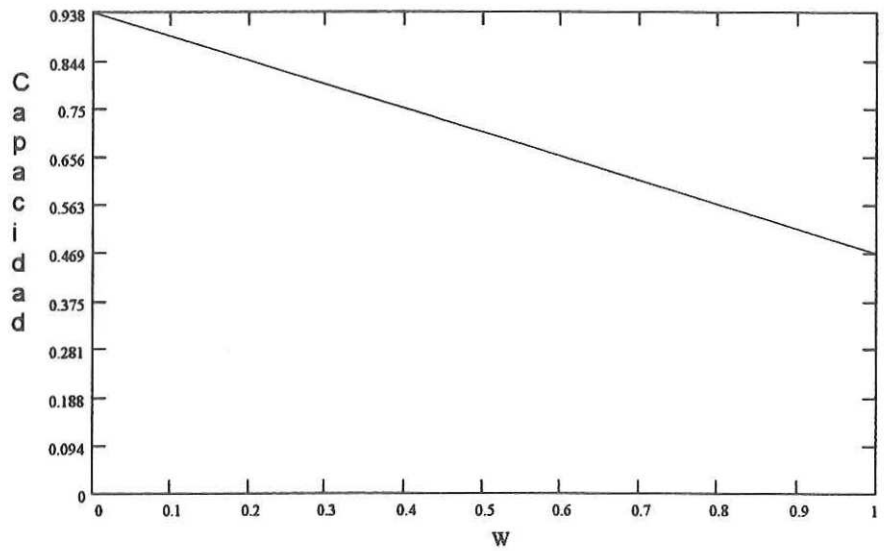


Fig. 35 Capacidad vs w, con a = 0.001.

IV.5 Consideraciones de retardo.

El retardo esperado D se define como el tiempo promedio desde que un paquete se genera hasta que este se recibe exitosamente. El interés principal es investigar el compromiso entre el retardo esperado D y el caudal eficaz S.

Como se ha establecido, para la correcta operación del sistema, es necesario un esquema de reconocimiento positivo.

Si un reconocimiento no es recibido por el transmisor de un paquete dentro de un tiempo límite específico, entonces el paquete se retransmite; tal retransmisión implica que se incurra en el retardo aleatorio de retransmisión $\overline{X}$, introducido para evitar conflictos repetitivos.

Para el análisis del retardo esperado se supone lo siguiente:

- Los paquetes de reconocimiento son recibidos siempre correctamente con probabilidad uno.

La manera más simple para lograr esto es crear un canal separado tal como la configuración de canal dividido o dar prioridad al tráfico de reconocimientos por el mismo canal como en la configuración con prioridad en el tráfico de reconocimientos, analizadas previamente.

La suposición anterior se justifica por el hecho de que un paquete de reconocimiento se genera únicamente cuando un paquete de datos se recibe correctamente y habrá a lo más uno de tales paquetes en cualquier tiempo dado.

El tiempo límite para recibir un paquete es por lo tanto:

$$T + \tau + Ta + \tau = T + Ta + 2\tau \qquad (20)$$

donde Ta denota el *tiempo de transmisión del paquete de reconocimiento.*

Implícitamente, se tiene que la probabilidad de éxito de un paquete de datos es la misma si él paquete es nuevo o de retransmisión. Tal probabilidad es dada por la ecuación del caudal eficaz como: $P(\text{éxito}) = \frac{S}{G}$ (21)

Definiendo R, como el retardo promedio entre dos transmisiones consecutivas de un paquete de datos. R consiste del tiempo de transmisión de un paquete, el tiempo de transmisión de un paquete de reconocimiento, el retardo de propagación (viaje de ida y vuelta) y el retardo promedio de retransmisión, lo anterior produce:

$R = T + Ta + 2\tau + \overline{X}$. Si el paquete se transmite y (22)

$R = \delta$. Si el paquete se bloquea.

Utilizando unidades de tiempo normalizadas: $R = 1 + 2a + \alpha + \delta$. (23)

Donde $\alpha = Ta/T$ y $\delta = \overline{X}/T$.

Anteriormente se definió que G/S representa el número promedio de intentos de transmisión requeridos para que una transmisión sea exitosa por lo que, [(G/S)-1] representa el número de retransmisiones requeridas.

Tal planteamiento produce que el retardo promedio sea expresado por:

$$D=[(G/S)-1]R + T + \tau \qquad (24)$$

donde el término [(G/S)-1]R cuenta por el número de retransmisiones y el retardo incurrido en tales retransmisiones. $T + \tau$ es el tiempo de una transmisión exitosa.

El retardo esperado D en unidades de tiempo normalizadas se expresa por:

$$D=[(G/S)-1]R + 1 + a \qquad (25)$$

Las figuras 36 y 37 muestran G/S vs S y D vs S para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA.

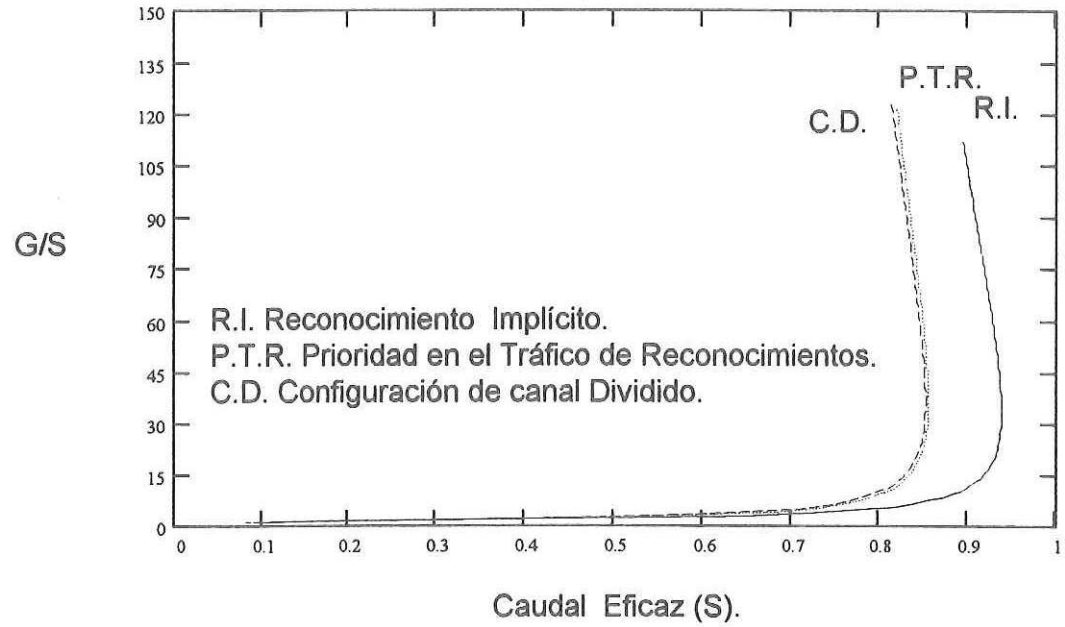


Fig. 36 Promedio de intentos (G/S) vs caudal eficaz (S), para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA, con a = 0.001 y w = 0.1.

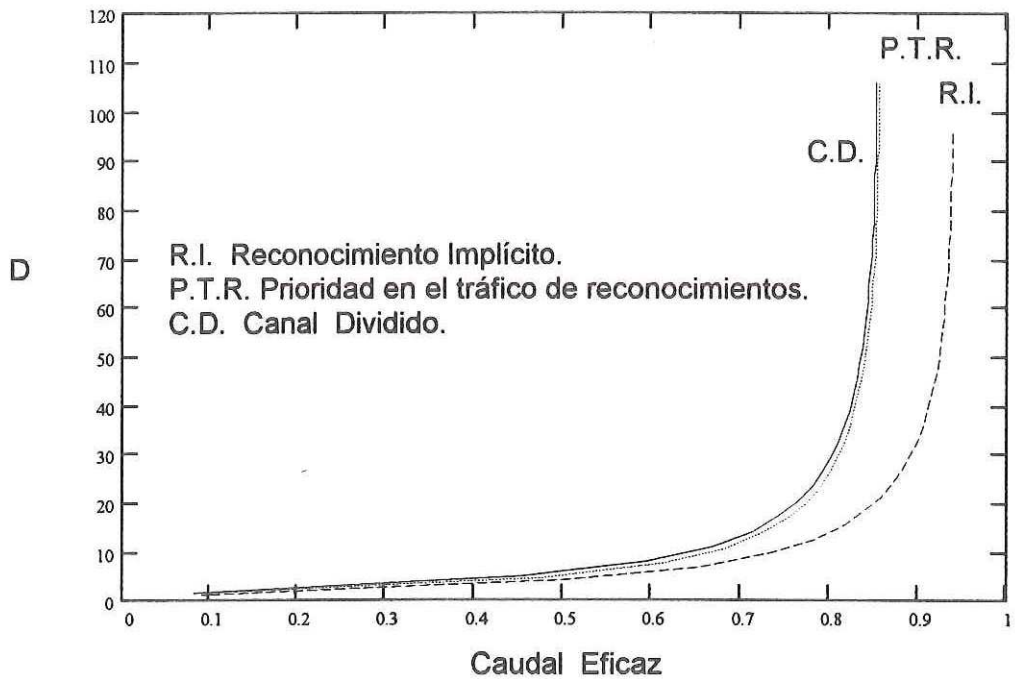


Fig. 37 Retardo normalizado (D) vs. caudal eficaz, para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA, con $\delta = 2$ y $\alpha = 0.1$.

IV.6 Conclusiones.

El protocolo CSMA/CA logra un mejor caudal eficaz para valores pequeños de "a" que es la razón del retardo de propagación τ al tiempo de transmisión del paquete de datos T; también "a" puede ser referida como el período vulnerable. Para obtener un valor bajo de a se tienen tres opciones:

a) aumentar el tamaño del paquete.

b) reducir el retardo de propagación τ, lo cual conlleva a reducir la distancia entre los pares fuente-destino y/o

c) reducir la velocidad de transmisión, lo cual produce que se incremente el tiempo de transmisión del paquete de datos T.

De lo anterior se concluye que el caudal eficaz para las diferentes configuraciones del protocolo CSMA/CA es proporcional al tamaño del paquete e inverso a la distancia.

También se concluye que el parámetro w en las configuraciones de canal dividido y prioridad en el tráfico de reconocimiento, que es la longitud del paquete de reconocimiento a la longitud del paquete de información, es de gran importancia, ya que afecta de una manera considerable la capacidad canal y el caudal eficaz, por lo que su valor en lo posible, debe ser mantenido lo más bajo.

La figura 38 muestra el caudal eficaz vs tráfico ofrecido para las diferentes modalidades del CSMA/CA. En dicha figura se observa que las configuraciones P.T.R. y C.D. se comportan casi igual, teniendo la primera un poco más de caudal eficaz. La modalidad que presenta mayor caudal eficaz es la de R.I.. Para las tres configuraciones el tráfico ofrecido esta en el intervalo de 10 a 100, al exceder este valor (100 paquetes ofrecidos) el caudal eficaz comienza a caer para las tres configuraciones.

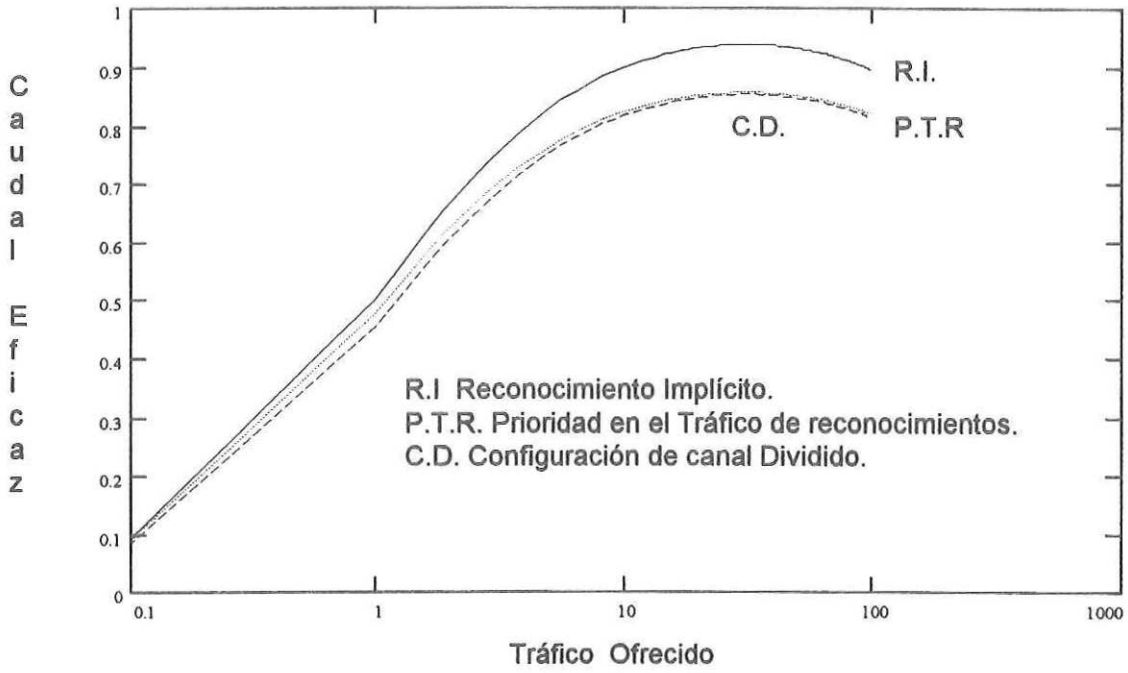


Fig. 38 Caudal eficaz vs tráfico ofrecido para las diferentes modalidades del CSMA/CA.

En cuanto a capacidad de canal la tabla IV muestra la capacidad de canal para las diferentes modalidades del CSMA/CA.

Tabla IV. Capacidad de Canal, con a = 0.001 y w = 0.1.

Configuración.	Capacidad	Tráfico Ofrecido.
Canal Dividido	0.853	30
Prioridad Tráfico de Reconocimiento	0.856	35
Reconocimiento Implícito	0.937	39

En cuanto al retardo esperado D, definido como el tiempo que transcurre hasta que un paquete de información en su transmisión es exitosa, se observa de la fig. 37 que las configuraciones de P.T.R. y C.D. se comportan muy similares teniendo la última un mayor retardo ya que también su valor de caudal eficaz es menor. La que presenta menor retardo es la configuración R.I. puesto que su caudal eficaz también es mayor. Por lo anterior se puede decir que el retardo esperado D es inversamente proporcional al caudal eficaz y esto es lógico, ya que al tener un mayor caudal eficaz se soporta más tráfico como lo muestra la tabla IV.

De los resultados presentados en cuanto caudal eficaz, capacidad de canal, tráfico ofrecido y retardo esperado se propone el uso en RLDI tipo Ethernet del protocolo CSMA/CA en configuración con prioridad en el tráfico de reconocimiento. Con la opción de usar un código para el transporte de la formación y un código diferente para el transporte de los paquetes de reconocimiento, con lo cual ambos canales harán uso del total ancho de banda de una manera alternada ya que no se pueden transmitir simultáneamente ambos paquetes.

V .- PERDIDAS POR PROPAGACIÓN.

V.1 Aspectos de Propagación.

En un sistema de comunicaciones móvil, como en cualquier sistema de comunicación, se pueden identificar tres principales componentes: el transmisor (Tx), canal y receptor (Rx). Por el lado del Tx, debe estar acondicionado de tal manera que se sobreponga a las perturbaciones que serán introducidas por el canal. Esta tarea involucra codificación, forma del pulso y modulación. Por lo que se requiere un conocimiento *a priori* del canal. La tarea del Rx es extraer la señal recibida por la realización de las técnicas disponibles como son demodulación, detección y corrección de errores y decodificación, lo cual requiere un completo conocimiento del canal móvil. En un sistema móvil, el Rx recibirá señales de un canal que cambia continuamente. Este canal variable es una función del tiempo y de la localización del móvil, en nuestro caso los nodos de la RLDI.

En un radio canal móvil las ondas de radio transmitidas son esparcidas, desviadas y atenuadas. Las componentes que se esparcen constituyen campos con distribución irregular, por lo que del lado del Rx la señal recibida esta atenuada y distorsionada. La severidad de esta perturbación depende de las propiedades físicas del medio o de los obstáculos que desvían la señal.

La propagación de ondas electromagnéticas ya sea dentro así como fuera de edificios esta sujeta a desviaciones, esparcimiento, reflexión y absorción, por lo que la señal transmitida originalmente se divide en varias componentes que presentan diferente grado de atenuación y retardo respecto a una señal que llega de manera más directa al Rx. Este fenómeno se conoce como propagación multitrayectoria. Como un resultado de la propagación multitrayectoria, la señal recibida presenta fluctuaciones rápidas que están caracterizadas como desvanecimiento rápido o desvanecimiento Rayleigh. Los valores medio de potencia en la señal recibida también fluctúan debido a variaciones a lo largo de la

trayectoria. Cuando la señal recibida también incluye una componente en línea de vista, la envolvente se asume a ser una distribución de Rice [Santamaría, 1993].

Del lado del Rx la señal de información por los fenómenos presentados anteriormente se compone de una componente directa y componentes retardados. Debido a la propagación multitrayectorias, la señal recibida llegará al receptor de diferentes direcciones y con diferentes tiempos de llegada, a tal situación se le da el nombre de retardo por esparcimiento (del inglés delay spread). Otra manera de visualizar el retardo por esparcimiento es cuando se transmite un impulso, después de cierto tiempo este impulso llegará al receptor pero este impulso que llega es un impulso más amplio que el original; este esparcimiento del impulso original es una restricción a la velocidad de transmisión de una señal digital en un medio intramuros.

V.2 Parámetros del Canal.

Los parámetros del canal móvil, que son requeridos para el desarrollo del modelo de propagación son:

1) Pérdidas por trayectoria.

2) Desvanecimiento de la señal (rápido y lento).

3) Velocidad del desvanecimiento y profundidad.

4) Respuesta al impulso:

- Retardo Promedio (Mean Delay).
- Retardo por Esparcimiento (Delay Spread).
- Ventana de Retardo (Delay Window).
- Ruido del medio e
- Interferencia.

Este trabajo se enfoca principalmente a la subcapa MAC (del inglés Medium Access Control) de las especificaciones IEEE 802.X y abordamos el papel que la tecnología de Espectro Esparcido juega en RLDI (capa física) por lo que nuestro modelaje únicamente se enfocará al punto 1) ya que los niveles de potencia en el Rx, los nodos en nuestro caso, tienen una gran importancia en la estrategia del sensado de portadora usada por el protocolo CSMA/CA. Por otra parte, se tiene que la capa física y subcapa Mac se enlazan por medio del parámetro τ (retardo de propagación), el cual define implícitamente la distancia de operación de los nodos y esta distancia indica las pérdidas adicionales por trayectoria que sufrirá el enlace, de aquí su inclusión en este trabajo. Los puntos restantes se dejan para trabajos futuros.

V.3 Pérdidas por trayectorias.

La propagación dentro de edificios es un medio muy complejo y difícil para las señales de radio a causa de que la trayectoria directa más corta entre las posiciones del transmisor y el receptor generalmente se encuentra bloqueada por paredes, techos u otros objetos. Los resultados de las mediciones indican que las variaciones de la señal dentro de edificios se aproxima a una distribución Rayleigh para los casos de no-linea-de-vista (NLOS), mientras que una distribución de Rice es una buena aproximación para los casos de línea de vista (LOS) .

Por lo tanto los parámetros que deben ser considerados en el modelaje de radio propagación dentro de edificios son:

1) Materiales de la construcción: concreto reforzado, ladrillo, metal, vidrio, madera y plástico.

2) Tipos de interiores: cuartos con ventanas, cuartos sin ventanas, pasillos con puertas, pasillos sin puertas, pasillos largos o áreas abiertas, corredores con esquinas y corredores curvados.

3) Localización dentro del edificio: planta baja, enésimo piso y sótano o garaje.

4) Localización de las antenas del Tx y del Rx: antenas del Tx y Rx en el mismo piso y antenas del Tx y Rx en el mismo edificio pero en diferente piso.

Situaciones generales, de las diferentes posiciones que pueden guardar el Tx y Rx se muestran en las figuras 39 y 40.

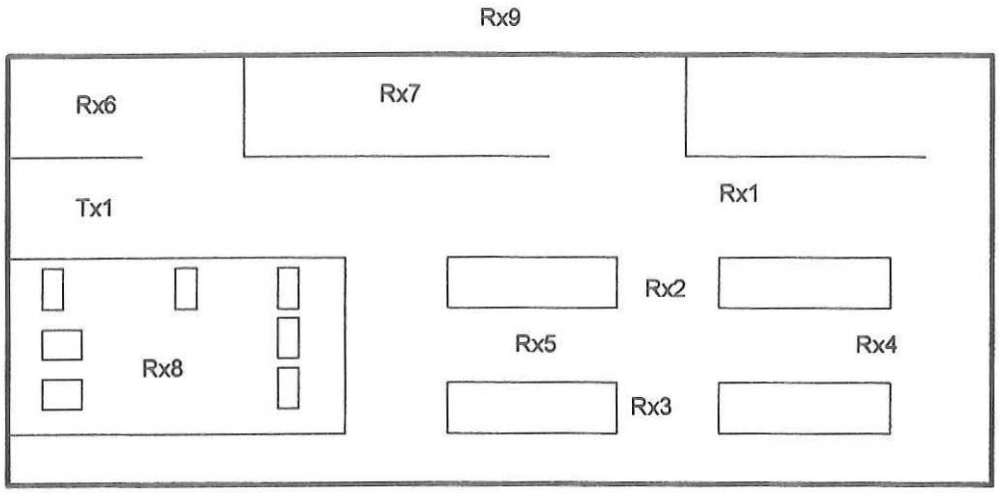


Fig. 39 Ambiente de propagación intramuros.

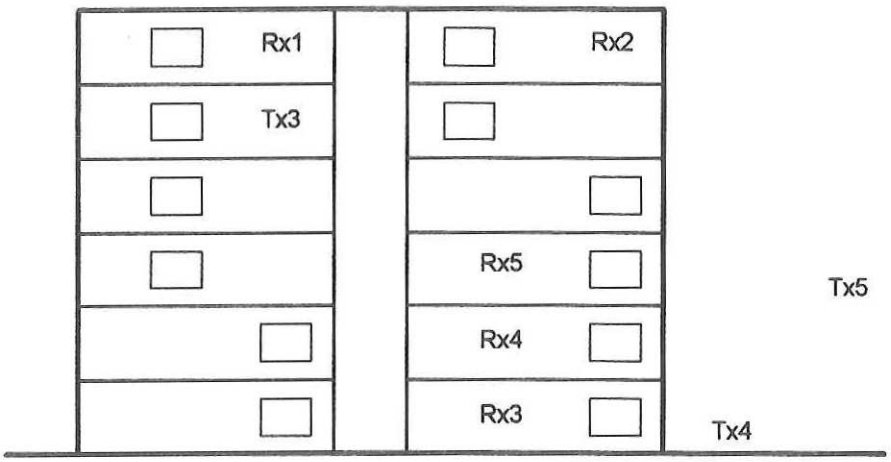


Fig. 40 Tx y Rx en diferentes pisos. Tx3 dentro del edificio. Tx4 fuera del edificio, a nivel de calle. Tx5 fuera del edificio, por encima del nivel de calle.

V.4 Tx y Rx localizados en el mismo piso.

- Caso 1: Tx1 a Rx1 (fig. 39). Dentro de un salón, una área amplia o pasillo, las pérdidas por trayectoria están dadas [Santamaría, 1993] por:

$$P = S + 10n\log(d) \qquad \text{en dB} \qquad (26)$$

S se toma como un punto de referencia y representa las pérdidas a 1 m. Se calcula suponiendo pérdidas por trayectorias en el espacio libre para lo cual n = 2, por medio de la siguiente ecuación :

$$S = 10n\log(\frac{4\pi f}{c}) \quad \text{en} \quad \text{dB.} \qquad (27)$$

En la banda de 902 a 928 MHz, con frecuencia central en 915 MHz, S = 31.6 dB. El término n depende del medio de propagación y para los casos donde n < 2 se tiene el efecto de guía de onda [Cox, 1984]. El valor de n para el caso de propagación intramuros se encuentra en el rango de 2 a 6 y mediciones [Santamaría, 1993] dan un valor de n = 2.9 para este caso. La distancia entre el Tx y Rx se denota por d y tiene unidades en metros. Se ha reportado por [Lafortune, 1990] que cuando una onda de radio encuentra un obstáculo, habrá reflexiones que pueden ser guiadas por ciertas configuraciones de paredes en las cuales las pérdidas son congruentes con el caso de pérdidas por propagación en el espacio libre, por lo que se obtendrán los más altos niveles de potencia. Este puede ser el caso de corredores y amplios salones. Mediciones realizadas [Santamaría, 1993] en tres diferentes medios intramuros concluyen que las pérdidas por trayectorias dependientes de la distancia en el caso donde se cumplen las condiciones de línea de vista se dan por:

$$P(d) = 10(2.9)\log(d) \qquad \text{en} \quad \text{dB} \qquad (28)$$

donde d es la distancia en metros entre el punto de referencia S y el Rx.

- Caso 2: Tx1 a Rx7, Rx8 y Tx9 (fig. 39). Si existe una pared o paredes entre el Tx y Rx y la única trayectoria de la señal atraviesa una pared o varias paredes, sin el efecto de

canalización alrededor de las esquinas de las paredes entre el Tx y Rx, las pérdidas por trayectoria están dadas [Santamaría, 1993] por:

$$P = S + 10n\log(d_1) + \Sigma Lw \qquad \text{en dB.} \qquad \ldots\ldots (29)$$

En la ecuación (29) n se define de la misma manera que en el caso 1, d_1 es la distancia entre el Tx y la superficie externa de la pared y Lw son las pérdidas por penetración debido a las paredes.

El parámetro Lw depende del tipo de construcción de las paredes y el ángulo de incidencia de la onda transmitida. Se requiere un análisis detallado para calcular el total de pérdidas ΣLw, para el caso donde existe más de una pared entre el Tx y el Rx, así como también depende de los materiales de cada una de las paredes.

V.5 Tx y Rx en diferentes pisos en el mismo edificio.

- Caso 3: Tx a Rx6 y Rx2 (fig. 40). En este caso las pérdidas por trayectorias se dan por:

$$P = S + 10n\log(d_1) + kF + 10n'\log(d / d_1) \qquad \text{en dB.} \qquad (30)$$

donde: d = la distancia, entre el Tx y Rx sin ningún obstáculo.

d_1= distancia al techo.

F= factor de atenuación debido al piso, el cual dependen del tipo de materiales y la construcción del techo.

k = Número de pisos entre el Tx y Rx.

n = variable que depende del medio en el primer piso.

n' = variable que depende del medio en el segundo piso.

Generalizando la ecuación (30) para k pisos se tiene:

$$P = S + \Sigma F_k + 10\Sigma n_k \log(d_k) \qquad \text{en dB.} \qquad (31)$$

donde n_k es una variable que está en función del medio para el piso k.

- Caso 4. Tx_4 a nivel de la calle y Tx_5 sobre una plataforma a Rx3, Rx4 y Rx5 (fig. 40). En este caso donde el Tx esta localizado fuera del edificio y el Rx dentro del edificio, en diferentes pisos, las pérdidas por propagación están dadas por [Santamaría, 1993]:

$$P = S + 10n_0 \log(d_1) + Lw + 10n_4 \log(\frac{d}{d_1}) + kM \qquad \text{en dB.} \qquad (32)$$

donde S = 31.6 dB para 915 MHz.

n_0 = variable que depende del medio fuera del edificio.

n_4 = variable que depende del medio dentro del edificio.

Lw = pérdidas por penetración debido a paredes externas.

d_1 = distancia entre Tx y la pared externa del edificio.

d = distancia entre Tx y Rx.

M = factor que depende de la construcción del piso y

k = número de pisos entre Tx y Rx.

Las pérdidas por penetración debido a las paredes internas, se calculan igual qué en el caso 2. La ecuación (32) se puede generalizar para las bandas de 1,700 MHz y de 900 MHz por medio de la siguiente ecuación :

$$P = C + 10n\log(r) + kF \qquad \text{en dB.} \qquad (33)$$

donde C representa las pérdidas de potencia a 1 metro, n es una variable que presenta el índice de decremento de la señal, r es la distancia horizontal entre Tx y Rx, k es el número de pisos entre Tx y Rx y F es el factor de pérdidas de los pisos en forma individual. El índice de decremento de la señal n se toma como 3.5 para la bandas de 1,700 MHz y 900 MHz. Las pérdidas debido al piso F es de 12 dB a 900 MHz y de 14.8 dB a 1,700 MHz. C se aproxima a 29 dB a 1,700 MHz y a 44 dB a 900 MHz. En general, pérdidas por paredes a 1.7 GHz son de 3 a 4 dB para paredes de yeso y de 7 a 9 dB para paredes de bloques o ladrillos.

Uno de los modelos [Motley, 1988] que puede ser usado con el fin de describir las pérdidas por trayectorias como una función de la distancia entre Tx y Rx esta dado por:

$$P = S + 10n\log(d) + kF \qquad \text{en dB} \qquad (34)$$

donde: P = pérdidas por trayectoria incluyendo el factor de pérdidas debidas al piso.

S = pérdidas por trayectoria en 1 metro en dB.

n = variable que depende del medio.

d = distancia entre Tx y Rx.

k = número de pisos atravesados.

F = atenuación de la señal por cada piso.

con F = 10, n = 3.5 y S = 31.6 para la banda de 900 MHz. Estos datos fueron el resultado que arrojaron las mediciones realizadas en una oficina dentro de un edificio de construcción típica con estructuras de metal, paredes externas de bloques y paredes internas de yeso. Para las mediciones se usó un transmisor portátil que se coloco en diferentes oficinas, mientras el Rx permaneció en la misma posición al centro de un bloque de oficinas.

Experimentos realizados con un transmisor localizado fuera del edificio y a una altura de 6 metros [Santamaría, 1993], resultaron en el siguiente modelo:

$$P = L'(v) + 10n'\log(d) + kF' + pWi' + We \qquad \text{en dB} \qquad (35)$$

donde: L(v) = media de una distribución normal logarítmica con varianza v (dB).

k = número de pisos que separan al Tx y Rx.

F = factor de pérdidas debidas al piso.

p = número de paredes externas que separan al Tx y Rx.

Wi = factor de pérdidas debido a las paredes internas ($0.4 < Wi < 8$).

We = factor de pérdidas debido a las paredes externas ($3.8 < We < 10.5$).

n = variable que dependen del medio.

' = indica que la variable depende de la frecuencia.

La tabla V muestra los valores de atenuación en la banda de 900 MHz para diferentes tipos de materiales usados en la construcción de paredes internas [IEEE VT, 1988].

Tabla V. Valores de atenuacuón en la banda de 900 MHz.

Material	Atenuación (dB)	Desviación Estándar
Concreto de 45 cm. de espesor	7	1
Madera y Ladrillo	3	0.5
Aluminio	2	0.5
Paredes de metal	12	4
Atenuación debido a muebles de oficina	1	0.3

V.6 Análisis de resultados.

Los canales de radio intramuros, se caracterizan por su dispersión aleatoria tanto en tiempo como en frecuencia. Las señales transmitidas son esparcidas, difractadas y atenuadas debido a obstáculos encontrados en su trayectoria. Del lado del Rx la señal recibida por los fenómenos mencionados, se presenta atenuada y distorsionada. La severidad de la distorsión depende de las propiedades físicas del medio y de la distribución arquitectónica en que operan el Tx y Rx; en una RLDI cualquier nodo es Tx y Rx.

Para caracterizar un canal de radio se requiere un conocimiento completo de los parámetros de propagación del medio donde el sistema operará. Realizar mediciones para obtener dichos parámetros para todos los medios posibles (distribución de oficinas) es una tarea imposible y para configuraciones específicas es un ejercicio que consume demasiado tiempo. Por lo tanto los modelos para presupuestar las pérdidas por propagación se utilizan

para predecir el desempeño de un sistema de comunicación intramuros. Estos mod... pueden ser tanto hipotéticos como empíricos o una combinación de ambos. Los modelos empíricos se derivan de mediciones y observaciones, además ofrecen la ventaja de que las características del medio están implícitas en los resultados obtenidos.

Los modelos presentados son del tipo $y = a + b\log x$ y su inclusión en este trabajo, es mostrar los alcances en distancias de las RLDI que operan en la banda de 900 MHz, ya que ésta influye en el retardo de propagación τ.

Los modelos analizados para mostrar las pérdidas por propagación incluyendo factores de pisos y número de paredes para las bandas de 900 MHz. y de 1,700 MHz [Santamaría, 1993] se muestran en la tabla VI.

Tabla VI. Comparación de modelos.

	BANDA	MODELO
* de ecuación (33):		
Modelo 1	1,700 MHz.	P(dB) = 29 + 35 log(d) + 14.8k
Modelo 2	900 MHz.	P(dB) = 23 + 35 log(d) + 12k
* de ecuación (34):		
Modelo 3	1,700 MHz.	P(dB) = 21 + 35 log(d) + 16k
Modelo 4	900 MHz.	P(dB) = 16 + 40 log(d) + 10k
* de ecuación (35):		
Modelo 5	1,700 MHz.	P(dB) = 50.2 + 41 log(d) + 11k + 0.7p + 7.5
Modelo 6	900 MHz.	P(dB) = 39.6 + 41 log(d) + 8k + 0.4p + 3.8

Las figuras 41, 42, 43 y 44 muestran los resultados arrojados por los diferentes modelos.

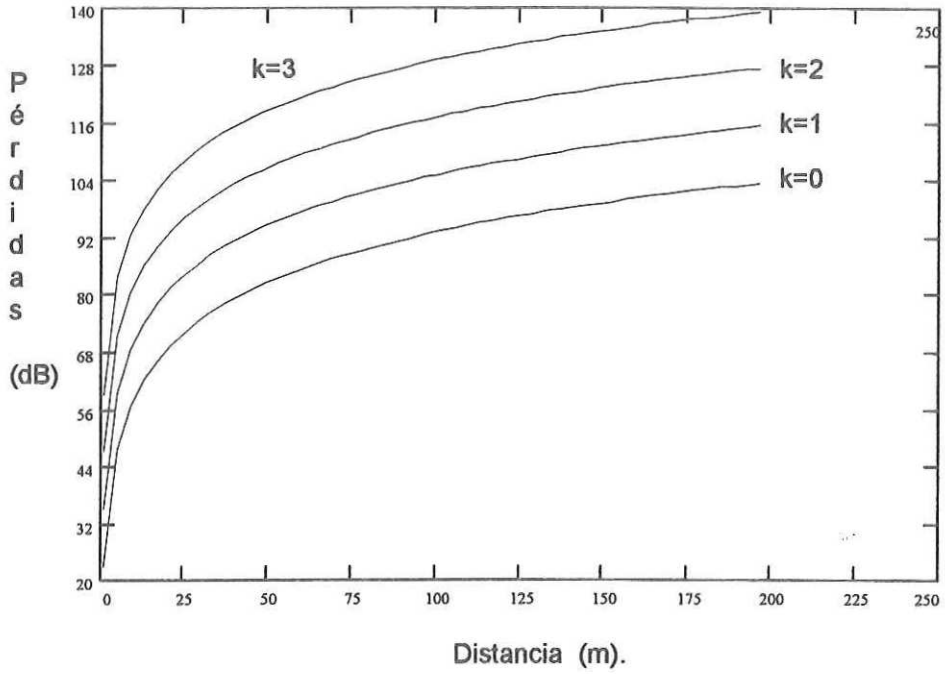


Fig. 41. Modelo 2. pérdidas vs distancia, k = No. de pisos entre Tx y Rx.

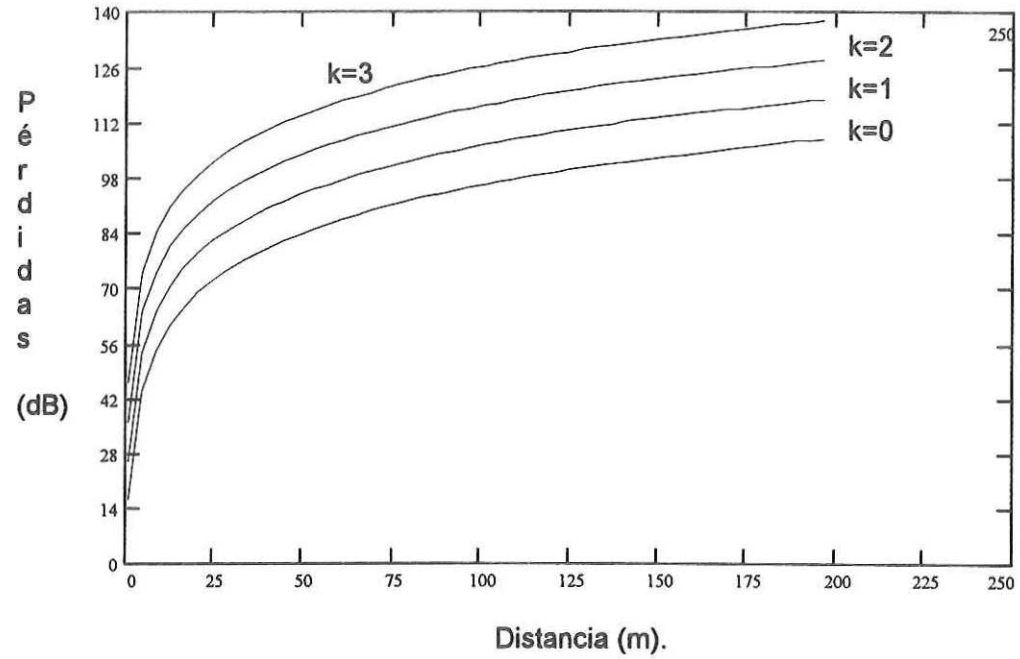


Fig. 42 Pérdidas vs distancia, modelo 4.

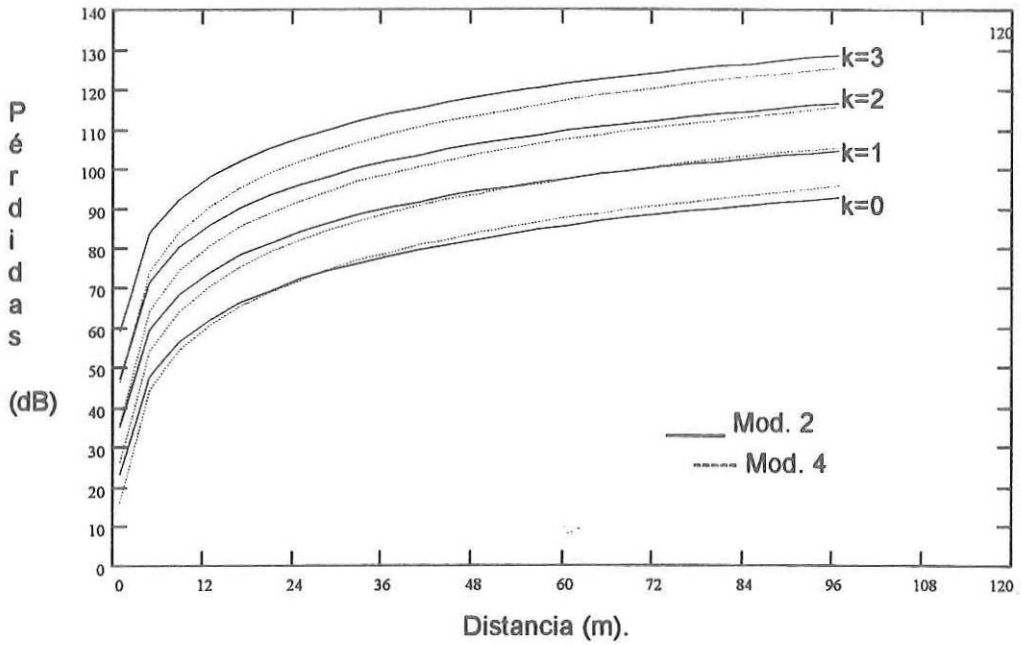


Fig. 43 Pérdidas vs distancia, comparación de modelos.

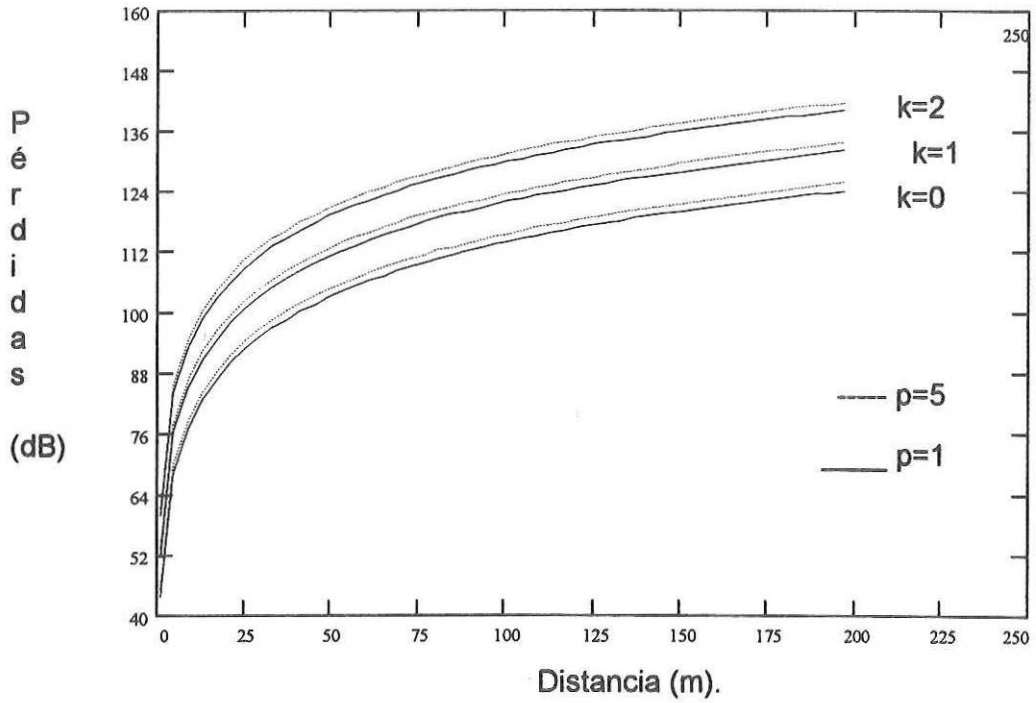


Fig. 44 Pérdidas vs distancia, k = No. de pisos y p = No. de paredes.

De los resultados arrojados por los modelos, se aprecia que la área de cobertura está limitada por las pérdidas por propagación ya que para lograr una área mayor se requiere de más sensibilidad del lado del receptor y que tales pérdidas son menores en el plano horizontal que en el plano vertical, ya que por cada piso que atraviesa la señal de información se agregan alrededor de 10 dB de pérdidas. También de las figuras anteriores k = 0 significa que el Tx y Rx se encuentran en el mismo piso. En los modelos presentados únicamente se toman en cuenta como obstáculos para la señal de información las paredes y techos, no se consideran los muebles de oficina y los movimientos de la gente porque las antenas del Tx y Rx se encuentran localizadas a una altura promedio de 1.7 metros además algunos los fabricantes proporcionan extensión en el cable de la antena, para tratar de obtener mejor recepción.

VI. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

VI.1 Conclusiones.

Todos los esquemas de acceso múltiple por sensado de portadora (CSMA) comparten la misma filosofía: cuando un usuario genera un paquete, el canal se sensa y sí se encuentra ocioso transmite su paquete de una manera aleatorio y sin previa reservación. Cuando una colisión toma lugar los usuarios involucrados en tal situación recalendarizan la retransmisión de tales paquete en un tiempo futuro elegido de una manera aleatoria para evitar conflictos repetitivos.

De lo anterior se desprende que uno de los problemas a resolver es la mejor utilización del canal de comunicación. Este trabajo se enfocó al estudio y modelaje del protocolo CSMA/CA en el cual varios factores influyen en la medición de la utilización o eficiencia del canal, como son, la totalidad de transmisiones enviadas (tráfico ofrecido) y de éstas aquellas que llegan a su destino exitosamente (caudal eficaz), así como tratar de resolver la problemática que se enfrenta cuando se presentan colisiones.

Cada usuario de la población genera paquetes de longitud fija que requieren transmisión inmediata, que consumen un tiempo de transmisión T de la utilización del canal y para el éxito de tal transmisión se requiere que no exista en el medio más de una transmisión en ese tiempo. Esto conlleva a que el canal no se aproveche al 100 % ya que no puede manejar la totalidad del tráfico ofrecido por los usuarios. Se concluyó que alguno de los factores que influyen en el aumento de paquetes colisionados es el retardo de propagación τ definido como el tiempo total transcurrido desde que un paquete entra al canal hasta que esté alcanza su destino, ya que es sólo τ unidades de tiempo después del inicio de la transmisión que el paquete es reconocido por las terminales. Por anterior τ también puede ser definido como el período vulnerable, ya que es sólo en este lapso de tiempo que un paquete esta sujeto a interferencia, siguiendo la política de sensar antes de transmitir.

Para las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA la utilización promedio o caudal eficaz del canal, se da por la relación que el canal se usa sin conflictos (transportando información útil) al tiempo que el canal transporta información mutilada debido a colisiones, se pueden lograr mayores valores de caudal eficaz para las tres modalidades del protocolo CSMA/CA analizadas (reconocimiento implícito, prioridad en el tráfico de reconocimiento, canal dividido), aumentando el tiempo que el canal transporta información útil y esto se obtiene por:

a) aumentar el tamaño del paquete, lo cual hace el tiempo de transmisión T mayor, asegurando el transporte de información útil.

b) reducir la distancia entre pares fuente-destino, lo cual produce que el retardo de propagación τ disminuya, lo que significa que el periodo vulnerable también se reduzca.

c) reducir la velocidad de transmisión, pero manteniéndola en un nivel atractivo, lo cual produce que se incremente el tiempo de transmisión del paquete de datos. Esta es un factor importante que debe ser explotado por las RLDI comerciales que utilizan este protocolo ya que se encuentran en desventaja en cuanto a velocidad con las redes cableadas.

El modelaje en tiempo por computadora de las diferentes modalidades del protocolo CSMA/CA arrojó resultados numéricos favorables en cuanto a que es posible establecer los parámetros temporales adecuados para la obtención del mejor valor de caudal eficaz y en consecuencia obtener un mejor retardo esperado, estableciendo que para un retardo de propagación normalizado de 0.001 se alcanza capacidades mayores al 0.85 para un tráfico ofrecido en el rango de 30-40 (paquetes).

Los resultados obtenidos fueron validados por un modelo de referencia [Kleinrock y Tobagi, 1978] el cual se modificó para obtener información del comportamiento del caudal eficaz, introduciendo los parámetros de:

- distancia entre par-fuente destino.
- velocidad de transmisión y

- tamaño del paquete de información.

En cuanto al papel que la técnica de espectro esparcido desempeñará en una red de radio paquetes, se describió su teoría de operación y la forma en la cual esta tecnología puede aumentar el desempeño de la red, ya que permite la convivencia de redes individuales en la misma área haciendo uso de la misma banda de frecuencia. Esta es una característica importante ya que en la práctica se tienen más de una red en una corporación o edificio y el espectro de frecuencias en RF es un recurso limitado, además de congestionado.

La desventaja observada en cuanto a velocidad, en las RLDI que utilizan la tecnología de EE es compensada con una mayor utilización del canal debido al uso del protocolo CSMA/CA.

VI.2 Aportaciones.

En este trabajo se analizaron los diferentes factores involucrados en el protocolo CSMA/CA en sus diferentes configuraciones, mediante la simulación de un modelo en tiempo para la obtención de los valores numéricos que presentan el compromiso entre los parámetros involucrados.

Se puede decir, que las principales aportaciones de este trabajo, entre otras son:

a) Presentación de un análisis detallado del modelo en tiempo del protocolo CSMA/CA en las configuraciones de R.I., P.T.R. y C.D.

b) Se desarrolló un modelaje del protocolo CSMA/CA en sus diferentes configuraciones presentadas, del cual se obtuvieron resultados numéricos en cuanto a caudal Eficaz, capacidad de canal y retardo esperado.

c) Para la obtención de los resultados numéricos en cuanto a caudal eficaz, capacidad de canal y retardo esperado, se introdujeron parámetros como:

- velocidad de transmisión, variándola de 100 Kbps a 10 Mbps.
- distancia entre pares fuente-destino, en el rango de 50 a 400 metros y

- tamaño del paquete desde 1,000 a 3,000 octetos.

parámetros no considerados en trabajos anteriores de una forma conjunta.

d) Con los resultados obtenidos en cuanto al valor numérico del caudal eficaz, fue posible obtener valores de retardo esperado para las configuraciones de P.T.R. y C.D., tampoco presentados en trabajos anteriores.

e) Se presentó la teoría de operación de EE y su función en las RLDI que utilizan esta tecnología, haciendo énfasis en la selección de los códigos de esparcimiento.

VI.3 Recomendaciones.

El trabajo realizado se enfocó a las funciones que realiza la subcapa MAC (Control de Acceso al Medio) de las especificaciones IEEE 802.X, cuya función es proporcionar acceso a los puertos físicos (entidades) de la red, así como detectar errores en los paquetes recibidos (verificación de secuencia) y empaquetar o desempacar los paquetes de información [Preciado y Covarrubias, 1993]. Se abordan de igual forma algunos aspectos de la capa física, mediante el uso de la tecnología de EE, por lo que se recomienda realizar un trabajo que abarque los parámetros de la capa física, en este caso el radio canal, que entre otras cosas son:

- Desvanecimiento de la señal (rápido y lento)
- Velocidad del desvanecimiento y profundidad.
- Respuesta al impulso.

Una de las consecuencias de utilizar EE es la capacidad de direccionamiento selectivo o usar un código para lograr un canal por lo que también se recomienda realizar estudios de factibilidad del uso del protocolo CSMA/CA pero multicanal. Este podría funcionar de la siguiente manera: se sensa el canal A con un código específico y sí este canal está ocupado se sigue con el sensado del canal B que tiene asignado un código diferente al A, de esta manera la contienda no es por un sólo canal sino que puede ser por más de uno,

lo cual debe aumentar la probabilidad de éxito de la transmisión y en consecuencia soportar más tráfico ofrecido.

Por último se recomienda hacer un modelaje espacio-tiempo del protocolo CSMA/CA considerando la posición de las entidades, lo cual conlleva a la dispersión del retardo de propagación τ.

LITERATURA CITADA

Black, Uyless, 1987." Redes de Computadoras Protocolos, Normas e Interfaces". Macrobit.

Barry, John R. 1991. " High-Speed Nondirective Optical Communication for Wireless Networks ". IEEE Network Magazine, November 1991.

Buchholz Dale,1991. " Wireless In-Building Network Architecture and Protocols ". IEEE Network Magazine, November 1991.

Bergljung, C, " Micro-cell Radio Channel " Preliminary report on Indoor Field- Stregth. Measurement at 900 and 1700 Mhz., RMTP/RB/J031.

Callahan, 1991. " NCR WaveLAN ". DATAPR0. August 1991.

Cox, D.C., R.R. Murray and A.W. Norris, 1984 . "800-Mhz Attenuation Measured in and around Suburban Houses." AT&T B.L.T.J., Vol. 63, No. 6 July-August 1984.

Craig, J. Mathias. "Wireless LANs: the next wave". Data communications, March 21, 1992. Pág. 88.

Dixon, Robert C., 1984. " Spread Spectrum System " Jonh Wiley & Sons.

Gallant, John 1993. "Digital wireless networks". EDN March 4, 1993. Pág 78.

Kleinrock, Leonard and Fouad A. Tobagi. 1975. "Packet Switching in Radio Channels: Part I - Carrier Sense Multiple Access Modes and their Troughput- Delay Characteristics." IEEE T.C. Vol. Com-23. No. 12 December 1975. Pag. 1400-1415.

Kleinrock and F.A. Tobagi, 1978. " The Efect of Acknowledgement on the Capacity of Packet Switched Radio Channels" IEEE. T.C. Vol. COM-26. June 1978. Pag. 815-826.

Lafortune, J.F., and M. Lecours, 1990. " Measurement and Modeling of Propagation Loses in a Building at 900 MHz". IEEE Tran. on Veh. Tech., Vol. 39, No. 2, May 1990.

Motley, A.J. and J.M.P. Keenan. " Personal Communications Radio Coverage in Building at 900 Mhz and 1700 MHz ". Electronics Letters, Vol. 24, No. 12, June 9th, 1988.

LITERATURA CITADA (Continuación)

Milt, Leonard, 1992. "Vendors and regulatory bodies confront limited-bandwidth and interference problems". Electronic design. March 19, 1992. Pág. 51.

Precidado y Covarrubias, 1993. " Redes de Comunicaciones" . Curso primavera 1993, Cicese.

Rom, Raphael and Moshe Sid, 1990. "Multiple Access Protocols. Performance and Analysis."Springer-Verlay. 1990. Pag. 80-83.

Santamaría A.,1993. "Wireless LAN Systems." Artech House 1993.

Streeter, 1993. " Key Milestone Reached in the Wireless Standards Batlle. LAN TIMES, December 20, 1993.

SCT, 1993. " Cuadro de atribución nacional de frecuencia de México." Uso del espectro radioelectrico para los servicios de radio comunicación.

GLOSARIO

AM Amplitud Modulada.

BPSK Técnica de modulación digital por corrimiento de fase.

C.D. Canal Dividido.

CDMA Acceso Múltiple por División de Código.

CSMA/CA Acceso Múltiple por Sensado de Portadora con Previsión de Colisiones.

CSMA Acceso Múltiple por Sensado de Portadora.

EE Espectro Esparcido.

FCC Federal Communications Commision.

FDMA Acceso Múltiple por División de Frecuencia.

FM Frecuencia Modulada.

MC Módulo de Control.

MU Módulo de Usuario.

PN Secuencia Pseudo Aleatoria.

P.T.R. Prioridad en el Tráfico de Reconocimientos.

RLD Red Local de Datos

RLDs Redes Locales de Datos.

RLDI Red Local de Datos Inalámbrica.

R.I. Reconocimiento Implícito.

RF Radio Frecuencia.

SCT Secretaria de Comunicaciones y Transportes.

SD Secuencia Directa.

TDMA Acceso Múltiple por División de Tiempo.

TP Período de Transmisión.

Tx Transmisor.

Rx Receptor.