



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
"ARAGON"

"TECNICAS DE MODULACION APLICABLES
A LOS SISTEMAS DE COMUNICACION DE
ONDA PORTADORA POR SUBCONDUCTORES
AISLADOS"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N:

VICENTE GERARDO AGUILAR PAULIN

EDGAR CALVA MARTINEZ



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INTRODUCCION	vi
CAPITULO I.- LAS TELECOMUNICACIONES EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA	1
1.1 INTRODUCCION	2
1.2 INSTALACIONES QUE CONSTITUYEN UNA EMPRESA ELEC- TRICA	3
1.3 OPERACION DEL SISTEMA DE POTENCIA	5
1.4 NECESIDADES DE COMUNICACION DEL SECTOR ELECTRI- CO	7
1.5 ALTERNATIVAS DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA	13
1.6 SITUACION ACTUAL DE LAS TELECOMUNICACIONES DEN- TRO DEL SECTOR ELECTRICO EN MEXICO	22
BIBLIOGRAFIA (CAPITULO I)	25
CAPITULO II.- EL SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION	27
2.1 INTRODUCCION	28
2.2 DESCRIPCION DEL SISTEMA OPLAT	29
2.2.1 Capacitores de Acoplamiento	31
2.2.2 Trampas de Onda	38
2.2.3 Sintonizadores de Línea	48
2.2.4 Equipo Terminal	53
2.2.5 Métodos de Acoplamiento	54
2.2.6 Circuitos de Puenteo	61
2.3 CARACTERISTICAS DE LAS LINEAS DE POTENCIA	67
2.3.1 Impedancia Característica	67
2.3.2 Atenuación	71
2.3.3 Ruido	78
2.3.4 Interferencia	79

3.6	COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA OPSA EN CONDICIONES DE FALLA	159
3.7	VENTAJAS Y DESVENTAJAS QUE PRESENTA EL SISTEMA OPSA EN COMPARACION CON EL SISTEMA OPLAT	163
3.8	APLICACIONES DEL SISTEMA OPSA	168
	BIBLIOGRAFIA (CAPITULO III)	169
CAPITULO IV.-	EVALUACION Y COMPARACION DE LAS TECNICAS DE MODULACION PARA SU APLICACION EN LOS SISTEMAS OPSA	174
4.1	INTRODUCCION	175
4.2	RAZONES POR LAS CUALES SE MODULA	178
4.3	CONSIDERACIONES PARA EL USO EFICIENTE DEL ESPECTRO	180
4.3.1	Parámetros para evaluar la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicación	180
4.3.2	Técnicas para mejorar la eficiencia espectral	182
4.4	TECNICAS DE MODULACION FACTIBLES	186
4.4.1	Técnicas de modulación de onda continua	187
4.4.1.1	Modulación con Doble Banda Lateral y Portadora Suprimida	187
4.4.1.2	Modulación en Amplitud	191
4.4.1.3	Modulación de Banda Lateral Unica	195
4.4.1.4	Modulación de Banda Lateral Residual	197
4.4.1.5	Modulación Angular	198
4.4.2	Efecto del ruido en los sistemas de comunicación analógicos	204
4.4.3	Técnicas de modulación por pulsos	213
4.4.3.1	Modulación por Amplitud de Pulsos	214
4.4.3.2	Modulación por Duración de Pulsos	216
4.4.3.3	Modulación por Posición de Pulsos	216
4.4.3.4	Modulación por Codificación de Pulsos	218

4.4.3.5 Modulación Delta	224
4.4.4 Técnicas de modulación digitales	228
4.4.4.1 Modulación por Corrimiento de Amplitud	231
4.4.4.2 Modulación por Corrimiento de Frecuencia	232
4.4.4.3 Modulación por Corrimiento de Fase	233
4.5 CONSIDERACIONES PARA LA SELECCION DE LAS TECNICAS DE MODULACION	238
4.5.1 Clasificación de los mensajes en los sistemas de potencia según su trascendencia	239
4.5.2 Comparación de las técnicas de modulación de onda continua	241
4.5.3 Comparación de las técnicas de modulación digitales	241
4.6 TECNICAS DE MODULACION EN OPLAT	244
4.6.1 Características generales de un equipo de comunicaciones típico	245
BIBLIOGRAFIA (CAPITULO IV)	249
 CAPITULO V.- CONCLUSIONES	 251
 APENDICES	
APENDICE I.- IMPEDANCIA CARACTERISTICA DE UNA LINEA CON ESPACIADORES	256
APENDICE II.- RESPUESTA A LA FRECUENCIA EN AMPLITUD DEL SISTEMA OPSA	262

INTRODUCCION

INTRODUCCION

Se espera que la demanda de energía mundial en el año 2020 sea entre tres y cuatro veces el consumo actual si el desarrollo económico es similar al experimentado en el presente. Del total de la demanda de energía se estima que la electricidad como una forma de energía secundaria se incremente de un 10 a 20 % de su valor actual en el año 2020.

En lo que respecta a nuestro país, en el año de 1978, el Sector Eléctrico tuvo una generación bruta de aproximadamente 55 mil millones de KWH. Ahora bien, suponiendo una tasa de incremento para esta industria del 10% anual acumulativo, la cual es conservadora, para el año 2000 la generación será 8 veces mayor, es decir, se deberán producir cuando menos 440 mil millones de KWH al año si no se desea detener el ritmo de crecimiento de la economía del país.

Considerando que aunado al rápido crecimiento del Sector Eléctrico y por consiguiente de los sistemas involucrados en la generación, transmisión y distribución de tales volúmenes de energía, la complejidad es tal que es necesaria una extensa red de comunicaciones que sea confiable, versátil y económica para lograr una operación segura y eficiente del sistema.

El uso del Sistema de Onda Portadora por Línea de Alta Tensión (OPLAT) ha proporcionado una solución técnica y económica a las necesidades de comunicación de los sistemas de transmisión de alto voltaje en AC. Pero debido a que el espectro electromagnético disponible en este sistema es muy limitado (30 a 500 KHz) y en la actualidad el número de canales proporcionados mediante el sistema OPLAT son insuficientes, se han realizado trabajos relativamente recientes para utilizar una variante del sistema OPLAT, conocido con el nombre de Sistema de Onda Portadora por Subconductores Aislados (OPSA), el cual no

ha sido enteramente explotado; sin embargo ya se han construído líneas experimentales en algunas partes del mundo, en las que se ha observado que este sistema es superior en muchos aspectos al sistema OPLAT.

Así, el objetivo principal de este trabajo consiste en la evaluación de las técnicas de modulación aplicables al sistema OPSA, ya que ellas influyen fuertemente en la utilización eficiente del espectro disponible en este sistema.

En el primer capítulo se presenta un panorama general de lo que es una empresa eléctrica, así como los problemas que surgen en su operación; mencionándose además las características más relevantes de las diversas alternativas de comunicación posibles para la correcta operación del sistema.

Posteriormente, en el segundo capítulo se hace una descripción de uno de los sistemas de comunicación más ampliamente utilizados por el Sector Eléctrico, el sistema OPLAT. Aquí se explica la constitución y funcionamiento de cada uno de los elementos que lo integran. También se mencionan las características que presentan las líneas de transmisión tanto desde el punto de vista eléctrico como del de comunicaciones. Asimismo se tratan las aplicaciones a las que se ha destinado este sistema.

En el Capítulo III se presentan las características del Sistema OPSA mediante una descripción similar a la realizada para el sistema OPLAT.

Una vez que han quedado establecidas las necesidades de comunicación del Sector Eléctrico y descrito dos de las posibles alternativas para la solución de este problema; en el Capítulo IV se evalúan las técnicas de modulación factibles en el Sistema OPSA, con base a las características y restricciones de

éste y a los requerimientos de comunicación del Sector Eléctrico.

CAPITULO I

LAS TELECOMUNICACIONES EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA

1.1 INTRODUCCION

El objetivo principal de los Sistemas de Potencia es la entrega de la energía eléctrica requerida por los diversos centros de consumo tan económica y confiablemente como sea posible, manteniendo las características del servicio (voltaje y frecuencia) dentro de límites permisibles.

Para esto es necesario contar con una red de comunicaciones que respalde las diversas operaciones que se efectúan en los Sistemas de Potencia en los procesos de generación, transmisión y distribución de la energía.

Considerando, que antes de tratar algún sistema de comunicación en particular, es indispensable conocer los aspectos más importantes de los Sistemas de Potencia a fin de contemplar, en forma más concreta, la importancia de las telecomunicaciones dentro del Sector Eléctrico, en este capítulo se presenta, sin entrar en detalles, la forma en que están constituidos los Sistemas de Potencia, los problemas que surgen en su operación, las necesidades de comunicación dentro del Sistema; posteriormente, se comparan las diferentes alternativas de comunicación utilizadas por las empresas eléctricas, y finalmente, se muestra el estado actual de las comunicaciones en el Sector Eléctrico en México.

1.2 INSTALACIONES QUE CONSTITUYEN UNA EMPRESA ELECTRICA

El control de los Sistemas de Potencia puede considerarse como una malla cerrada cuyos nodos son las instalaciones que integran las empresas eléctricas, que son puntos desde, o hacia los cuales se transmite información para llevar a efecto la adquisición de datos y la toma de decisiones y acciones para que el suministro de energía eléctrica se realice en condiciones óptimas de seguridad, economía y calidad. Para esto, es indispensable conocer cuales son estas instalaciones y la función de cada una de ellas, a fin de determinar el sistema de transmisión de información más adecuado para satisfacer sus necesidades de comunicación particulares.

Un Sistema de Potencia está constituido principalmente por las siguientes instalaciones:

1) Estaciones Generadoras.- En ellas se obtiene la energía eléctrica mediante la transformación de otra fuente de energía, que puede ser: química, mecánica o nuclear.

2) Subestaciones.- El propósito de las subestaciones es el de conmutar y/o cambiar o regular el voltaje. Pueden ser controladas automática o manualmente, dependiendo de su tamaño y del grado de automatización de la red. Si el control es de tipo manual, éste puede efectuarse a distancia o mediante un operador local.

Las subestaciones efectúan una o más de las siguientes funciones:

a) Conmutación.- Esto es, conexión y desconexión de diferentes secciones de la red. Con esta función es posible la seccionalización del sistema, lo cual es útil para --

aíslar fallas que pudieran poner en peligro el funcionamiento de todo el sistema, y para facilitar el mantenimiento y construcción de nuevas líneas.

b) Transformación de voltaje para la transmisión y distribución económica de la energía eléctrica.

c) Regulación de voltaje.

d) Autoprotección del equipo.

3) Centros de Control.- En los centros de control se dirige y coordina la operación del Sistema Eléctrico. De acuerdo con los niveles de decisión y acción que desempeñan se clasifican en: Centro de Control Nacional (conocido en México como Centro Nacional de Control de Energía, CENACE), Centros de Control Regional (no se aplica en el caso de México) y los Centros de Control de Área.

4) Oficinas.- En las oficinas se realizan trabajos de tipo ejecutivo y/o administrativo.

5) Agencias.- Las agencias son los lugares en donde se atiende al público usuario.

6) Centros de Cómputo.- En los centros de cómputo se efectúa el procesamiento de la información recolectada en diversos puntos del sistema para propósitos de operación, planeación y administración.

7) Almacenes.- En los almacenes se dispone de equipo y refacciones tanto para la red eléctrica como para la construcción de nuevas instalaciones.

8) Instalaciones en construcción.

1.3 OPERACION DEL SISTEMA DE POTENCIA

Las funciones necesarias para la operación del sistema se pueden clasificar en tres categorías básicamente: planeación, control y administración.

1) Operaciones de Planeación.- Las operaciones de planeación consisten en la adquisición de información en forma sistemática, en varios puntos del sistema, para la realización de las siguientes tareas.

- * Administración de carga.
- * Programación de mantenimiento.
- * Determinación de las reservas de generación.
- * Planeación de asignación de generación.
- * Selección de combustible.
- * Coordinación de generación hidro-térmica.
- * Selección de los procedimientos de desconexión de cargas, en condiciones anormales de operación.
- * Evaluación de las posibles interconexiones.

2) Operaciones de Control.- Las funciones de control involucran la realización de cálculos y decisiones en tiempo real. Algunos ejemplos de las tareas aquí efectuadas son los siguientes:

- * Control de voltaje y frecuencia.
- * Equilibrio entre la generación y consumo mediante órdenes de arranque y paro a las unidades de generación.
- * Operaciones de conmutación, en caso de falla, para la protección de instalaciones y equipo asociado.
- * Verificación de las órdenes transmitidas.

3) Operaciones administrativas.- Las operaciones administrativas consisten en la recolección de datos y su análisis para

la elaboración de reportes y estados de cuenta. Esto incluye:

- * Recopilación de las estadísticas de producción del sistema y por unidad.
- * Estado de cuenta por interconexión (en caso de que estén interconectadas las redes de dos o más empresas eléctricas).
- * Evaluación del funcionamiento del sistema y por unidad.
- * Análisis de condiciones anormales.

1.4 NECESIDADES DE COMUNICACION DEL SECTOR ELECTRICO

La tendencia hacia la interconexión de redes de diversas empresas eléctricas, ha dado como resultado sistemas de mayor tamaño y por tanto más complejos.

Es por esto que la industria eléctrica ha realizado grandes esfuerzos para la aplicación de equipo automático y resolver así, gran parte de los problemas que surgen en la operación del sistema. El creciente desarrollo de la tecnología de la automatización está asociado con el uso de computadoras analógicas y digitales, equipo de captura de datos y de control supervisorio, dispositivos de comunicación y monitoreo. La estructura de los sistemas de automatización para las redes de suministro de energía eléctrica, está determinada por los siguientes factores:

- a) Organización de la empresa eléctrica.
- b) Configuración de la red.
- c) Canales de información.
- d) Confiabilidad.
- e) Eficiencia.

Las operaciones de control fueron las primeras en recibir la aplicación de equipo automático, dado que éstas se realizan en tiempo real y la velocidad en la ejecución de las diferentes acciones es de gran importancia para la seguridad del sistema. Sin embargo, el rápido desarrollo experimentado en el campo de la computación ha permitido la automatización de otras funciones del sistema eléctrico.

En un principio, los sistemas de control analógico se aplicaron en el despacho económico de carga. Posteriormente, se

hizo uso de las computadoras y sistemas analógicos para integrar sistemas de control analógico gobernados digitalmente. Más adelante se aplicaron sistemas de control completamente digitales.

Estos avances se utilizaron después en un conjunto de sistemas de potencia interconectados. Finalmente, con la llegada del control supervisorio de alta velocidad y los sistemas de telemetría para la adquisición de datos y control, es ahora posible integrar sistemas de telemetría y control supervisorio digitales para lograr la solución efectiva a los problemas relacionados con la seguridad del sistema.

En la figura 1.1 se muestran los avances experimentados en la aplicación de las computadoras a la operación de los sistemas de potencia, y con ello, la necesidad de contar con un gran número de canales de comunicación para la transmisión de grandes volúmenes de información.

Para la operación eficaz del sistema, las instalaciones de una empresa eléctrica que intervienen directamente en esta función, se encuentran jerarquizadas con base en el nivel de decisión y acción de cada una de ellas. Un ejemplo típico de esta jerarquización es el siguiente:

- 1) Centro de Control Nacional.
- 2) Centros de Control Regional.
- 3) Centros de Control de Area.
- 4) Estaciones Generadoras.
- 5) Subestaciones.

En la figura 1.2 se muestra la interconexión de estas instalaciones para el control de grandes redes. Cabe mencionar que

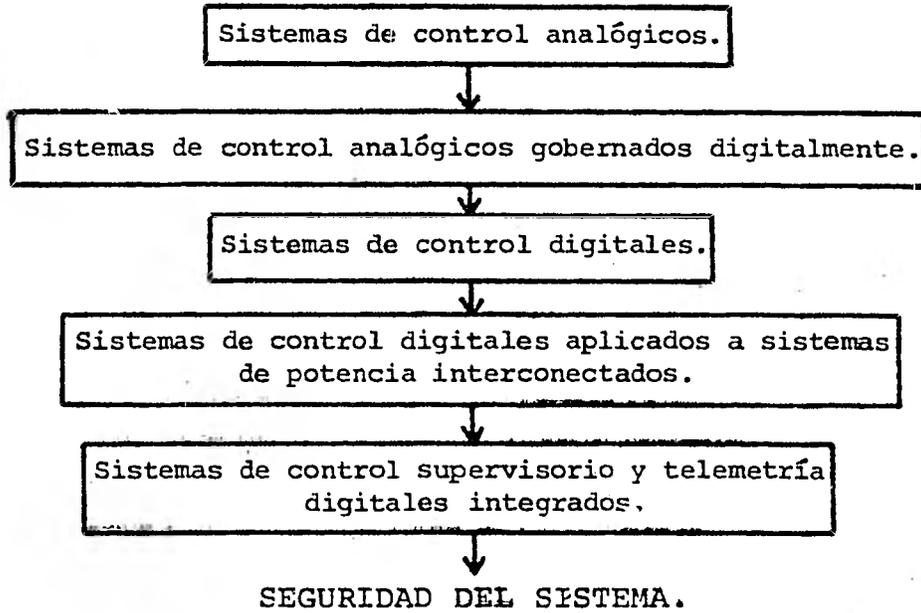


FIGURA 1.1 Etapas de desarrollo en los sistemas de control aplicados a los sistemas de potencia.

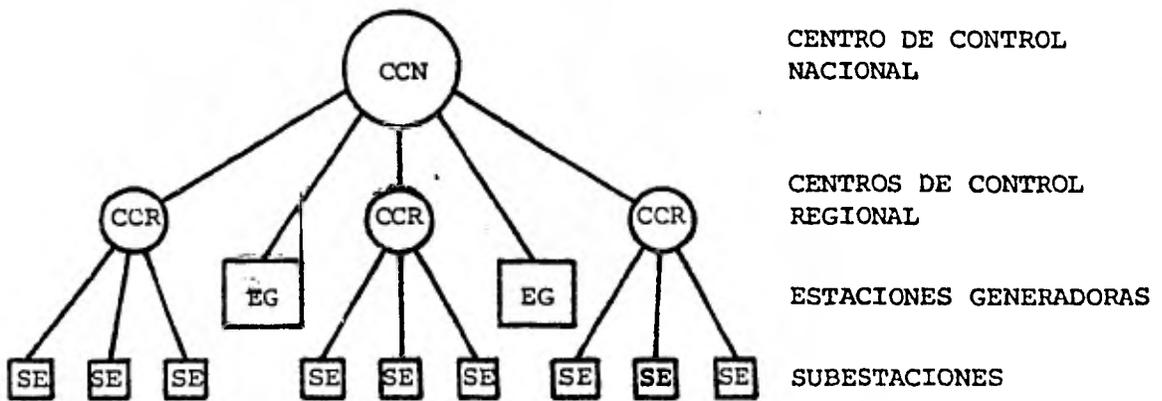


FIGURA 1.2 Configuración para el monitoreo y control de redes de gran tamaño.

la configuración adoptada por cada una de las empresas eléctricas dependerá de la naturaleza, complejidad y severidad de los problemas de operación que se tengan en ellas.

Los niveles inferiores están asociados con el control local y la adquisición de datos primarios. Los niveles medios reciben datos de los niveles inferiores, los procesan y actúan como fuentes de información de los niveles superiores. Es usual, - por razones de confiabilidad, asignar el cumplimiento de tantas funciones como sea posible a los niveles inferiores, aunque ciertas funciones tienen que delegarse a niveles de mayor jerarquía para disponer de la información requerida para su ejecución, o simplemente por razones económicas. Además, puesto que la pérdida de un enlace de comunicación puede afectar considerablemente la operación del sistema, se acostumbra utilizar canales redundantes, separados geográficamente y empleando en algunos casos diferentes medios de transmisión. Con esta medida se incrementa la disponibilidad y confiabilidad de la red de comunicaciones.

Un esquema de la organización típica de los centros de acción en un sistema de potencia es el que aparece en la figura 1.3. En ella se indican los requerimientos de comunicación para el cumplimiento de las funciones encomendadas a cada uno de ellos.

Finalmente, la tabla 1.1 nos muestra cuales son las necesidades de comunicación dentro de un sistema de potencia, y las actividades correspondientes para las cuales es útil.

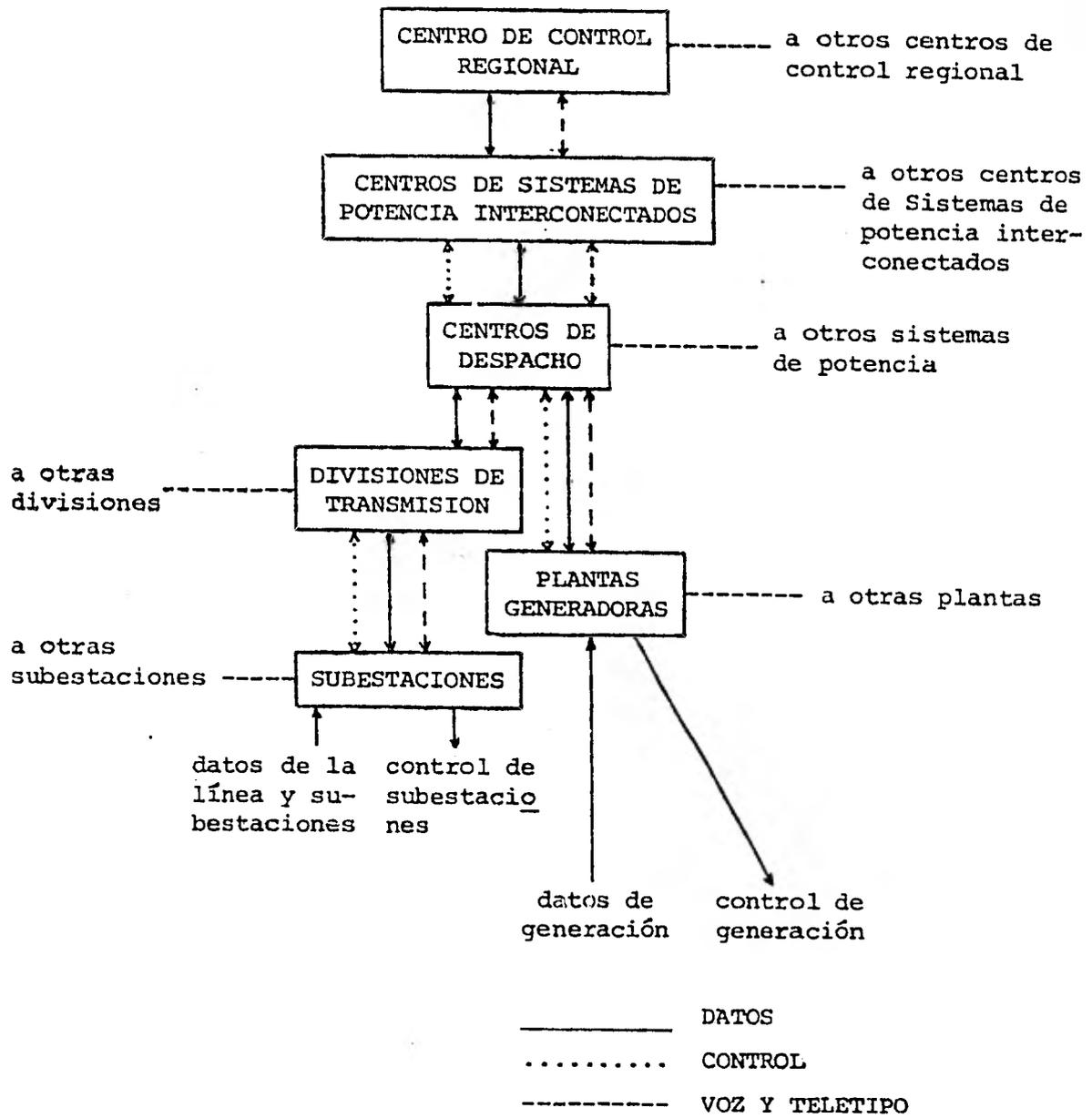


FIGURA 1.3 Jerarquía de los centros de acción.

NECESIDAD DE COMUNICACION	ACTIVIDADES PARA LAS QUE ES UTIL
Cómputo fuera de línea.	<ul style="list-style-type: none"> - Estudios de operación del sistema eléctrico. - Estudios de planeación. - Manejo de información relativa a la construcción de instalaciones.
Control supervisorio y adquisición de datos en línea	<ul style="list-style-type: none"> - Operación automática del sistema eléctrico en tiempo real. - Supervisión de la operación del sistema eléctrico.
Transmisión de facsímil, telex, impresión, telegrafía, datos de terminales de computadora.	<ul style="list-style-type: none"> - Administración. - Supervisión del funcionamiento de la organización. - Asesoría para el buen desarrollo de las diferentes actividades. - Funciones ejecutivas.
Adquisición de datos fuera de línea.	<ul style="list-style-type: none"> - Estudios de operación del sistema eléctrico.
Teleprotección.	<ul style="list-style-type: none"> - Protección de líneas de transmisión y equipos eléctricos.
Voz.	<ul style="list-style-type: none"> - Todas las actividades de la empresa.

TABLA 1.1 Necesidades de comunicación en un Sistema de Potencia.

1.5 ALTERNATIVAS DE COMUNICACION EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA

Al inicio de este trabajo se habló de la imperiosa necesidad de contar con una extensa red de comunicaciones para lograr - que las funciones que intervienen en la operación del sistema de potencia se realicen en forma correcta. Esta red de comunicaciones puede integrarse con diversos sistemas de comunicación, por lo que es necesario tomar una decisión sobre cuántos y cuáles de ellos formarán una red óptima. Los factores que deciden esta selección incluyen: la cantidad de datos a transmitir y su tiempo de distribución, las distancias involucradas y la atenuación de la línea, las razones señal a ruido y de error permisibles, velocidad de señalización, el equipo necesario, incluyendo el costo y confiabilidad del enlace de comunicación.

Hasta ahora, las necesidades del Sector Eléctrico se han venido cubriendo mediante los sistemas de comunicación listados a continuación:

- 1) Onda Portadora por Línea de Alta Tensión (OPLAT).
- 2) Hilo de Guarda Aislado (HGA).
- 3) Onda Portadora por Subconductores Aislados (OPSA).
- 4) Cable Aéreo.
- 5) Radio y Microondas.
- 6) Líneas Telefónicas y Cables Especiales.
- 7) Fibra Optica.

Enseguida se presentan las características más relevantes de estos sistemas de comunicación en relación con los sistemas de potencia.

1) Onda Portadora por Línea de Alta Tensión.- Esta técnica - que se ha empleado con éxito desde 1924, utiliza las líneas de transmisión de energía eléctrica para la propagación de se ñales de baja frecuencia (30 a 500 Khz) mediante los equipos de acoplamiento y sintonización adecuados (ver Capítulo II).

El sistema OPLAT presenta las siguientes ventajas:

- a) Es un medio económico cuando se necesitan pocos canales a través de grandes distancias.
- b) Muy alta confiabilidad, como resultado de la robustez de las líneas de transmisión.
- c) Niveles de atenuación reducidos y relativamente constantes bajo condiciones atmosféricas normales, por lo que no se necesitan repetidores para la transmisión a distancias considerables.
- d) Bajos costos de mantenimiento.
- e) La confiabilidad y eficiencia de los equipos de comunicación permite que el sistema OPLAT se destine a - aplicaciones esenciales para la transmisión de ener - gía, tal como la teleprotección de alta velocidad.
- f) Es adecuado para complementar el servicio telefónico.

Las desventajas de este sistema, que se acentúan a medida que se incrementa el tamaño y la complejidad de la red de energía son:

- a) Suceptibilidad al ruido producido por la línea de al - ta tensión. Sin embargo, si se utiliza un canal du - plex de voz en todo el espectro disponible, éste será altamente confiable.
- b) Espectro de frecuencia reducido, por lo que es necesari - o aplicar métodos de asignación de frecuencia --

refinados para evitar, en lo posible, interferencia entre sistemas OPLAT y otros servicios tales como radionavegación marítima y aeronáutica.

La gran utilización del sistema OPLAT, por las características favorables que presenta, ha hecho que diversos grupos de investigación (como el del Departamento de Comunicaciones del Instituto de Investigaciones Eléctricas) continúen sus estudios sobre este sistema de comunicación. Fruto de estas investigaciones es el desarrollo de un método para predecir el comportamiento, tanto en condiciones normales como de falla, de la línea de alta tensión, a frecuencias de comunicación. Asimismo, se han perfeccionado algunas técnicas para el uso eficiente del espectro electromagnético disponible en este sistema.

2) Hilo de Guarda Aislado (HGA).— En este sistema, se emplean los hilos de guarda de las líneas de alta tensión para la transmisión de señales de comunicación. Para evitar que la función básica (protección de la línea contra descargas atmosféricas) de los hilos de guarda sea alterada, éstos deberán aislarse en forma adecuada de sus conexiones a tierra.

El empleo del sistema HGA nos brinda las siguientes ventajas:

- a) Mayor ancho de banda que OPLAT (6 a 500 KHz). Esto se debe a que los niveles de ruido presentes en los hilos de guarda a bajas frecuencias, son menores que los correspondientes a las líneas de alta tensión.
- b) Es posible reutilizar un mayor número de veces la misma frecuencia portadora, en comparación con OPLAT, sin un serio peligro de interferencia.
- c) El equipo de acoplamiento es más económico y se simplifica su mantenimiento, ya que éste no está conectado

a la línea de alta tensión.

Sus principales desventajas, que lo hacen menos atractivo que OPLAT, son:

- a) No es adecuado para la transmisión de señales de protección, dado que la confiabilidad de este sistema es menor que la obtenida mediante OPLAT.
- b) El costo de instalación es proporcional a la longitud del enlace. A distancias superiores a 200 Kms, aproximadamente, es más costoso que OPLAT.

3) Sistema de Onda Portadora por Subconductores Aislados.-

Con el objeto de disminuir la cantidad de material necesario en los cables para la transmisión de energía eléctrica y para reducir las pérdidas corona (ver Capítulo III) a tensiones superiores a 220 Kv, se han venido construyendo líneas con múltiples conductores por fase. Esta situación ha permitido que mediante la sustitución de los espaciadores metálicos por otros de material aislante, se forme un par balanceado para la transmisión de señales, constituyéndose así el sistema OPSA, que se tratará en el Capítulo III.

Las ventajas que ofrece este sistema son superiores a las que presentan los sistemas de comunicación mencionados anteriormente:

- a) Mayor ancho de banda (1.6 Mhz aproximadamente), que posibilita el empleo de un número de canales considerable.
- b) Métodos de acoplamiento mejores y de menor costo.
- c) Es posible utilizar una misma gama de frecuencias en dos tramos adyacentes y/o en las tres fases de una línea.

- d) Menores niveles de ruido.
- e) Reducida radiación electromagnética, debido a la corta distancia entre conductores, que permite la utilización de potencias de transmisión mayores (hasta 160 Watts) para cubrir distancias más grandes, sin peligro de interferencias.
- f) Reducida susceptibilidad a la interferencia producida por fuentes externas.
- g) Puede modelarse para la predicción de respuestas mediante computadora.

Sus desventajas más importantes son:

- a) Necesidad de utilizar circuitos de acoplamiento especiales para la transmisión confiable de señales de protección.
- b) El costo de la instalación es proporcional a la longitud del enlace, debido a los dispositivos aislantes necesarios para la implantación de este sistema.

4) Cable Aéreo.- Con este nombre se conoce al sistema que emplea un cable de guarda no aislado, de construcción especial. Este cable lleva en su interior varios pares telefónicos que pueden transmitir hasta 12 canales de voz cada uno.

Ventajas:

- a) Es apropiado para zonas de alta densidad de tráfico en las que se requiera alta confiabilidad.
- b) Gran resistencia al medio ambiente.

Desventajas:

- a) Gran atenuación, que obliga a utilizar repetidoras a intervalos cortos (1.8 Kms).
- b) El costo elevado de este sistema hace que sea económicamente justificable en tramos cortos (30 Kms aproximadamente) y con alta densidad de canales.

5) Radio y Microondas.- Las bandas de radio de frecuencia Ultra Alta y Superalta (UHF y SHF), así como la tecnología de las microondas, están siendo utilizadas ampliamente por los Sistemas de Potencia de muchos países.

Ventajas:

- a) Disponibilidad de un gran número de canales de alta calidad y confiabilidad.
- b) Su funcionamiento no está sujeto ni a fallas, ni al ruido de la línea, por lo que es adecuado para la transmisión de señales de teleprotección.
- c) Alta directividad (en el caso de las microondas), que permite un excelente aprovechamiento del espectro.

Desventajas:

- a) Dependencia de una entidad ajena a la empresa eléctrica para la asignación, uso y protección de frecuencias.
- b) Probabilidad de perder, en caso de falla del sistema, gran cantidad de información. Sin embargo, el uso de equipo de respaldo de conmutación automático y la posibilidad de contar con rutas alternas, reducen este riesgo.

- c) Uso de estaciones repetidoras que reducen la confiabilidad e incrementan los problemas de mantenimiento al sistema de comunicación.

La banda de radio de frecuencia Muy Alta (VHF) se destina casi exclusivamente para la aplicación de las labores de reparación y mantenimiento. Las comunicaciones en la banda de VHF se clasifican como:

- 1) De estación base a unidad móvil.
- 2) De unidad móvil a unidad móvil.
- 3) De punto a punto (portátil).

Ventajas:

- a) Gran movilidad para establecer comunicación con puntos que no disponen de otro sistema de comunicación.
- b) Independencia de las fallas del sistema eléctrico.

Desventajas:

- a) Corto alcance.
- b) Capacidad reducida.

6) Líneas telefónicas y cables especiales.- El uso de las líneas telefónicas rentadas presenta la ventaja de contar con las facilidades que ofrecen las compañías que prestan este servicio, sin embargo, se tiene el inconveniente de depender de una entidad ajena, además de los problemas de congestión de la red que limitan la posibilidad de establecer comunicación en forma inmediata. Las elevadas tarifas aplicadas a este servicio lo hacen incosteable.

Los cables especiales pueden ser, dedicados exclusivamente para las diferentes funciones de la empresa eléctrica, o en forma compartida con otros servicios. Los costos de instalación en forma subterránea o aérea son muy elevados.

Un ejemplo de este tipo de cables es el llamado Hilo Piloto que consta de un cable multipar debidamente aislado y soportado mediante un cable mensajero. Se emplea para la transmisión de señales de voz, protección y datos. La atenuación experimentada por este sistema obliga a la utilización de amplificadores intermedios que hacen que este sistema sea económicamente atractivo para distancias reducidas (15 Kms, aproximadamente).

7) Fibras Ópticas.- La confiabilidad de las comunicaciones establecidas en el interior de las plantas generadoras y subestaciones, por sistemas convencionales, es muy reducida, debido a los intensos campos electromagnéticos presentes. Pero, gracias a los desarrollos realizados en la tecnología de las fibras ópticas, se cuenta ahora con un nuevo sistema de comunicación que es de especial interés para las empresas generadoras, debido a su inmunidad a la interferencia electromagnética y otras ventajas que se mencionarán a continuación.

Ventajas:

- a) Inmunidad a la interferencia electromagnética.
- b) Gran ancho de banda.
- c) Niveles bajos de diafonía.

Desventajas:

- a) Complejidad del equipo electrónico para procesar y detectar las señales ópticas.

- b) Se requiere de repetidores a distancias cortas (10 -- Kms, aproximadamente), debido a la dispersión del pulso óptico.
- c) Alto costo del cable de fibra óptica.
- d) Problemas en el tendido y manejo de las fibras.

Sin embargo, los resultados de investigaciones recientes sobre fibras ópticas son muy prometedores, y se espera que en un futuro próximo se reduzcan en forma sustancial los inconvenientes mencionados.

1.6 SITUACION ACTUAL DE LAS TELECOMUNICACIONES DENTRO DEL SECTOR ELECTRICO EN MEXICO

Esta sección tiene como objetivo principal el mostrar el estado actual y a futuro de las comunicaciones en el Sector Eléctrico en México. Los parámetros que se tomaron en cuenta para este fin son los siguientes:

a) Número de canales de telefonía, teleoperación y teleprotección en los sistemas de comunicación siguientes: portadora en cables aéreos y en banda base, Onda Portadora por Línea de Alta Tensión, enlaces por radio y circuitos rentados por la SCT. Así como el número de equipos de cada uno de ellos. (Tablas 1.2 y 1.3).

b) Expansión proyectada de los sistemas de comunicación de la Comisión Federal de Electricidad (CFE), única responsable del suministro de energía eléctrica en México, en el período comprendido de 1979 a 1983. (Figura 1.6.1)

c) Inversión necesaria para lograr la expansión a la que se hace alusión en el punto anterior. (Figura 1.6.2).

SISTEMA DE No. COM DE CANALES	PORTADORA EN CABLES AEREOS Y EN BANDA BASE		ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION	ENLACES POR RADIO	CIRCUITOS RENTADOS POR LA SCT	TOTAL
	FREC. DE VOZ	BANDA BASE				
TELEFO NIA	10	72	550	330	---	962
TELEO- PERA - CION	21	36	139	---	8	204
TELE - PROTEC CION	113	---	281	---	---	394

TABLA 1.2 Canales de comunicación utilizados por CFE en 1980.

SIST. DE COMUNICACION	NUMERO DE EQUIPOS
Portadora en cables aéreos y en banda ba- se	49
Onda Portadora por Línea de Alta Tensión	732
Enlaces por radio	55
Radio Móvil	4500 Est. Móviles 2000 Est. Fijas

TABLA 1.3 Equipos de comunicaciones de CFE en 1980.

% DE EXPANSION (1979-1983)

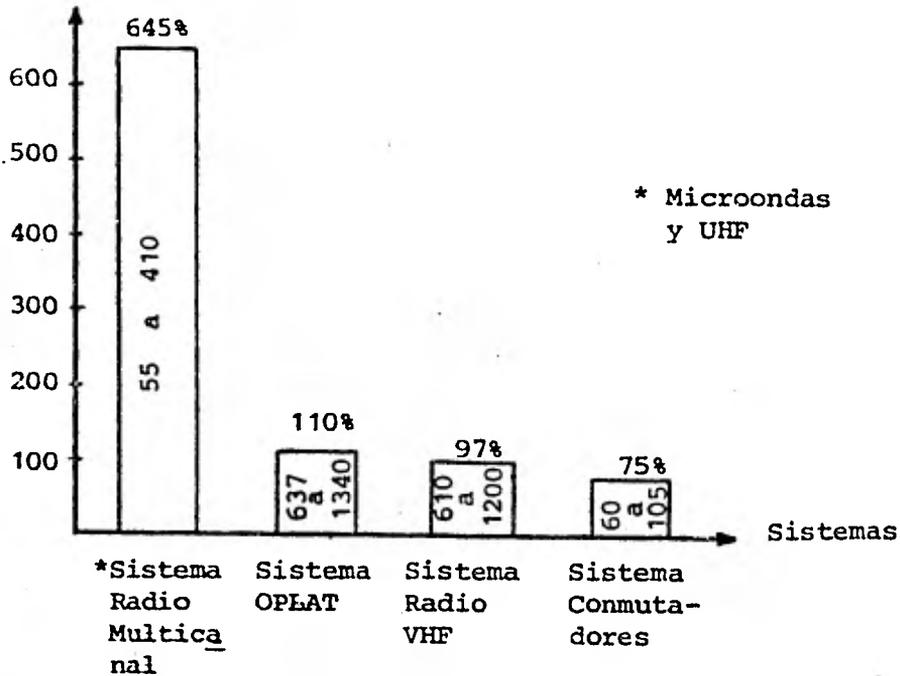


FIGURA 1.6.1 Expansión de los Sistemas de Comunicación de CFE de 1979 a 1983.

MILLONES DE PESOS (1981)

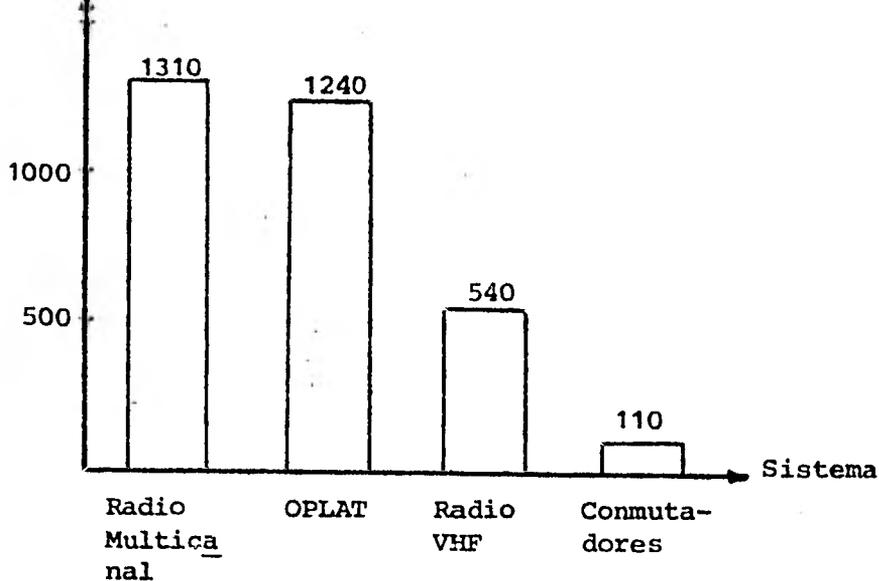


FIGURA 1.6.2 Inversión en Sistemas de Comunicación para la CFE de 1979 a 1983.

B I B L I O G R A F I A

CAPITULO I

LIBROS:

- (1) GENERAL Electric, Electric Utility Systems and Practices. New York, 1964.

ARTICULOS:

- (1) BACHER, F., An Introduction to Network Automation. Brown Boveri Review, 1972.
- (2) BARRET, J. P., Noé C., Development of Automatic Control of the Transmission System at Electricité de France. CIGRE, 1974.
- (3) DENZEL, D., Hagenmeyer, E., Automation Systems for High-Voltage Networks in the Federal - Republic of Germany. CIGRE, 1978.
- (4) DYLIACCO, T. E., An Overview of Power System - Control Centers.
- (5) ENKEGAARD, O., Data Transmission in High-Voltage Networks. Brown Boveri Review, 1974.
- (6) EPRI, The Automated Distribution System: An Assessment of Communications Alternatives. (Research Project 569), 1976.
- (7) FIEDLER, H. J., Power Line Carrier -- Its Use - in Power Systems. General Electric Co. 1976.

- (8) FIEDLER, H. J., Power Systems Communications - Needs. General Electric. 1979.
- (9) Martin, R. E., Adelantos de la Telecomunicación en la Industria del Suministro de Electricidad. CERL, 1980.
- (10) TOVAR, J. A., Las Telecomunicaciones en los Sistemas de Potencia. Boletín IIE, Vol. 5, Núm 6, Junio de 1981.

CAPITULO II

EL SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION

2.1 INTRODUCCION

Para satisfacer las diferentes necesidades de comunicación - (datos, telefonía, teleprotección, etc.), la Comisión Federal de Electricidad está constantemente ampliando y actualizando sus redes mediante el empleo de diversas técnicas de transmisión, siendo una de las más importantes, el Sistema de Onda Portadora por Línea de Alta Tensión (OPLAT), el cual se ha venido utilizando por largo tiempo y extensamente.

Las razones para esta preferencia están dadas por las excelentes cualidades de este sistema, entre las que se pueden men - cionar: su alto índice de confiabilidad (debido a la robustez de las torres y líneas de transmisión), su capacidad para cu - brir grandes distancias sin necesidad de repetidoras y sus bajos costos de operación y mantenimiento. No obstante, la gran demanda actual de canales no puede ser satisfecha con el sis - tema OPLAT debido, más que nada, a lo limitado del espectro disponible (30 a 500 Khz) y a las restricciones que se presentan para la reutilización de frecuencias.

2.2 DESCRIPCION DEL SISTEMA OPLAT

Para poder transmitir las señales de comunicación de alta frecuencia sobre las líneas de alta tensión, es necesario contar con trayectorias específicas en la red eléctrica. Para lograr esto, se utiliza el sistema OPLAT que básicamente consta de tres partes principales:

- 1.- El equipo terminal constituido por transmisores, receptores y componentes asociados.
- 2.- El equipo de acoplamiento y sintonización que provee una trayectoria adecuada para las señales de comunicación, entre la línea de transmisión de alta tensión y los equipos de comunicación, además de proteger al personal y al equipo terminal de las sobretensiones de la línea. Este equipo consta de los capacitores de acoplamiento, trampas de onda y sintonizadores de línea.
- 3.- La línea de transmisión de alta tensión que proporciona una trayectoria adecuada para el envío de señales de portadora entre transmisor y receptor.

En la figura 2.2.1 se muestra en forma esquemática el sistema OPLAT básico.

En algunos casos se presentan discontinuidades en la línea de transmisión como las presentadas por interruptores y/o transformadores, requiriéndose el uso de circuitos de puenteo para evitar que la trayectoria de la señal se interrumpa.

El diagrama a bloques del sistema OPLAT en una de estas situaciones se ilustra en la figura 2.2.2.

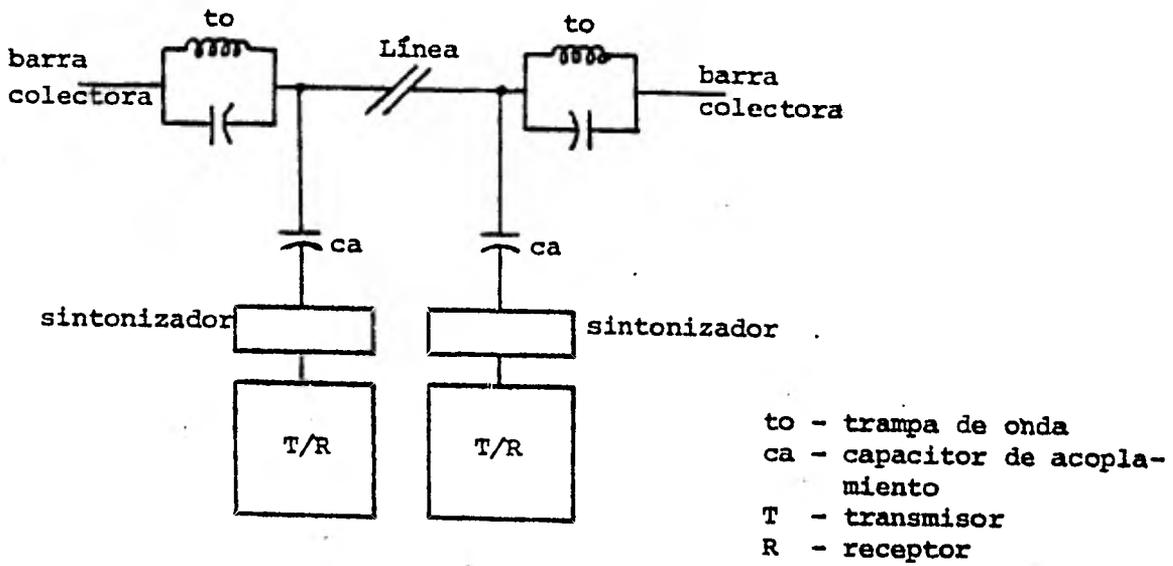


FIGURA 2.2.1 Sistema OPLAT básico.

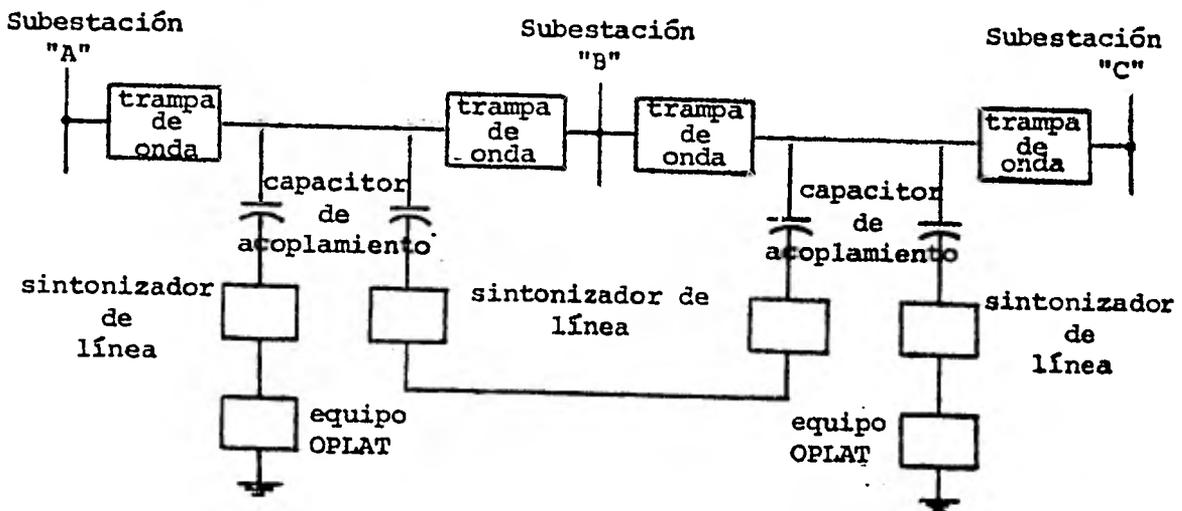


FIGURA 2.2.2 Sistema OPLAT con un circuito de puenteo.

2.2.1 Capacitores de Acoplamiento

Los capacitores de acoplamiento presentan una alta impedancia a la energía de 60 Hz y un equivalente serie resistivo de bajo valor en el rango de frecuencia utilizado por OPLAT (30 a 500 KHz) para obtener un acoplamiento con pérdidas mínimas. Estos capacitores deben diseñarse para soportar las sobretensiones que resultan de las operaciones de conmutación y las descargas eléctricas.

Generalmente los capacitores de acoplamiento se utilizan para:

- 1.- Acoplar las frecuencias de portadora desde y hacia la línea de alto voltaje.
- 2.- Actuar como un divisor de voltaje de la energía de 60 Hz para el uso de un transformador de voltaje capacitivo.

Cada capacitor de acoplamiento consiste de una armazón de porcelana llena de aceite que contiene varios capacitores conectados en serie entre las placas metálicas que cierran los extremos de la armazón. Los capacitores son del tipo de papel y aluminio, los cuales consisten de múltiples hojas delgadas de papel "Kraft" de alta calidad enrolladas con laminillas de aluminio intercaladas (figura 2.2.3). Un pistón con una cámara llena de gas Hexafloruro de Azufre (SF_6) permite la expansión y contracción del aceite. Unos anillos de acero inoxidable separan el aceite del gas para evitar que el primero modifique las características del gas.

La armazón se construye de porcelana procesada en ambiente húmedo, con una distancia de fuga necesaria para obtener las características adecuadas tanto a las frecuencias de portadora como a 60 Hz. Gracias a esta técnica se obtiene una porcelana de alta resistencia mecánica, siendo posible montar las

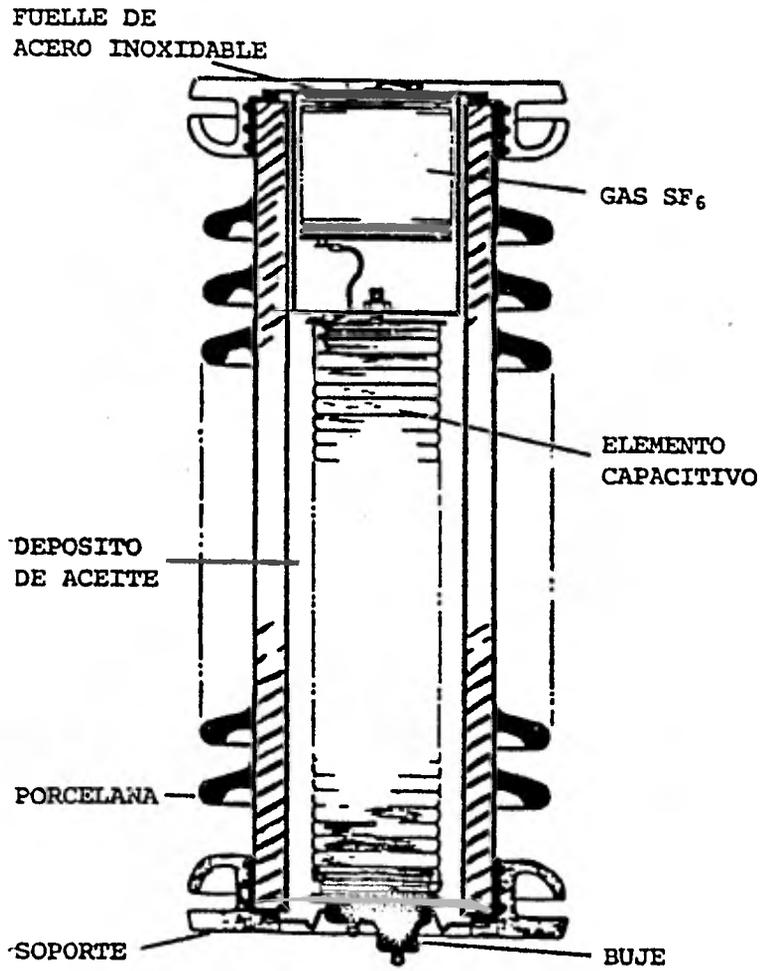


FIGURA 2.2.3 Partes componentes de un capacitor de acoplamiento.

trampas de onda en sentido vertical con una considerable reducción en los costos.

Para la conexión de los capacitores de acoplamiento a la línea de transmisión éstos están formados por una o más unidades de capacitores sujetas con pernos en la parte superior de una base que contiene los accesorios de portadora (figura 2.2.4).

La figura 2.2.5 muestra los accesorios de portadora constituidos por un interruptor de tierra (S2), una bobina de drenaje (L1) y un cuerno de arqueo (G4), además de elementos de acoplamiento para cable de alta impedancia o cable coaxial que no se muestran en la figura.

En los modelos diseñados para utilizar un dispositivo de potencial (transformador de voltaje capacitivo) se incluyen el tap del capacitor, el cuerno de arqueo (G7) y el interruptor S3 que se muestran en la figura 2.2.5.

Debido a que la corriente de carga del capacitor de acoplamiento se incrementa con el voltaje de operación y la capacitancia de acoplamiento (figura 2.2.6), la corriente debe conducirse a tierra mediante una bobina de drenaje. Actualmente se encuentran disponibles en el mercado capacitores de hasta 4400 pf.

El interruptor de tierra permite que todo el circuito de acoplamiento se aterrice sin causar interrupción en la transmisión de la energía de 60 Hz en caso de que deba resolverse algún problema en el equipo de comunicación.

El capacitor de acoplamiento y el sintonizador de la línea forman un filtro que deja pasar una amplia banda de frecuencias.

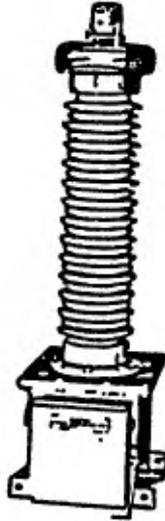


FIGURA 2.2.4 Conjunto de capacitor de acoplamiento y accesorios de portadora.

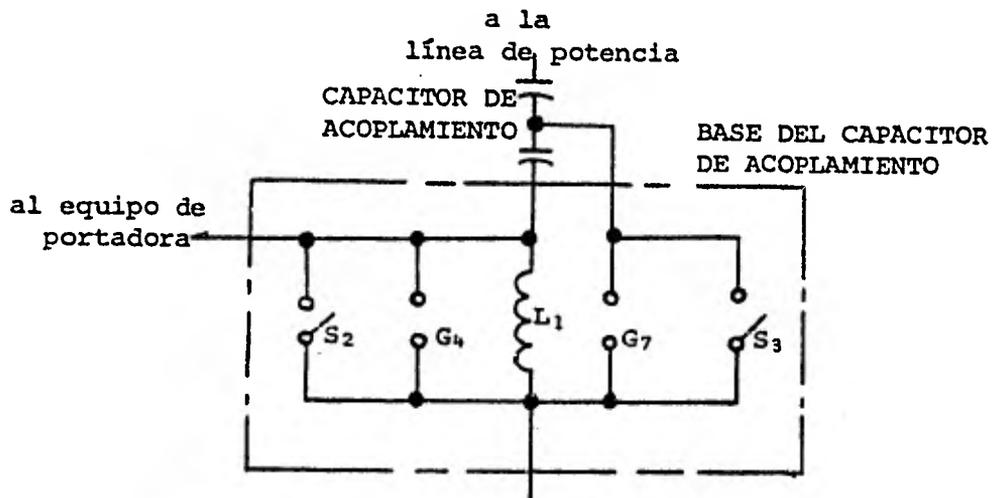


FIGURA 2.2.5 Accesorios de portadora.

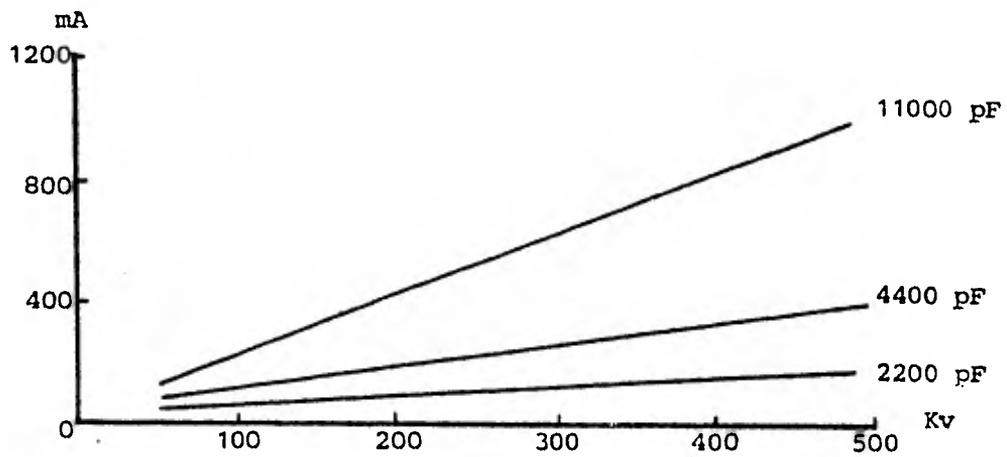


FIGURA 2.2.6 Corriente de carga de un capacitor de acoplamiento en función del voltaje de operación y capacitancia para una frecuencia de 50 Hz.

Debido a esto, pueden conectarse en paralelo terminales de portadora (transmisores y receptores) a la unidad de acoplamiento con el consiguiente ahorro en el costo.

La banda de paso de este filtro depende, además del arreglo del circuito, de la capacitancia de acoplamiento (figura 2.2.7). A medida que la capacitancia se incrementa, se puede transmitir frecuencias cada vez menores.

Transformador de Voltaje Capacitivo (TVC).- El transformador de voltaje capacitivo, conocido también como dispositivo de potencial, tiene la misma función que el capacitor de acoplamiento, pero además, proporciona una fuente de voltaje a 60 Hz para la operación de relevadores de protección, sincronoscopios, vóltmetros, lámparas indicadoras, wáttmetros e instrumentos similares que requieren de un suministro de tensión casi constante y un defasamiento despreciable con respecto al circuito de alta tensión.

Un TVC es esencialmente un divisor de voltaje capacitivo con los elementos necesarios para la obtención de la relación de transformación deseada. La magnitud y fase del voltaje en las terminales de salida del transformador auxiliar son casi independientes de la carga. Esto se logra mediante una bobina de reacción de compensación que resuena a la suma de las dos capacitancias parciales. En la figura 2.2.8 se muestra un circuito simplificado del TVC.

De acuerdo a sus aplicaciones los TVC's se pueden dividir en dos categorías generales:

a.- TVC's para medición.

b.- TVC's para protección de la línea.

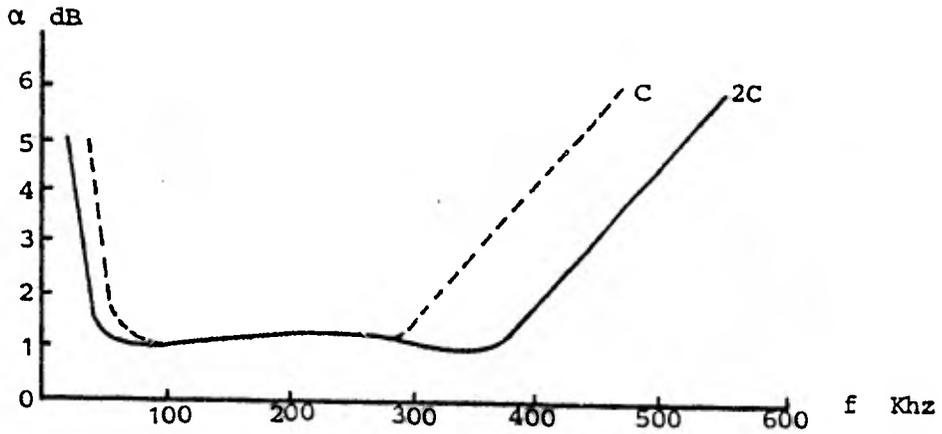


FIGURA 2.2.7 Banda de paso de un circuito de acoplamiento en función de la capacitancia de acoplamiento.

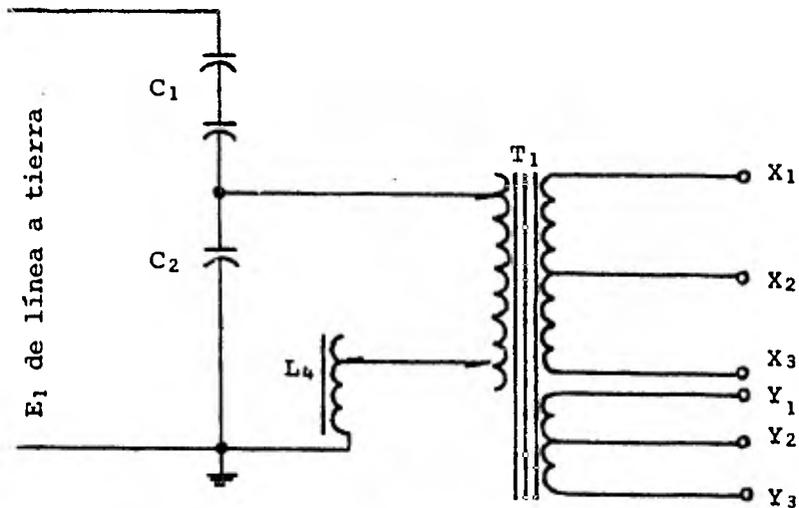


FIGURA 2.2.8 Diagrama simplificado de un transformador de voltaje capacitivo de acoplamiento.

Algunas de las aplicaciones especiales de los TVC's son:

- a.- Como parte de las subestaciones aisladas con gas SF₆.
- b.- Medición del voltaje de las armónicas.

El beneficio que se obtiene al utilizar los TVC's tanto para el acoplamiento de las señales de portadora, como para propósitos de medición, consiste esencialmente en el ahorro de capacitores de acoplamiento adicionales.

2.2.2 Trampas de Onda

Las trampas de onda son bobinas que se conectan en serie con la línea de transmisión, presentan una alta impedancia a las frecuencias de portadora y una impedancia despreciable a la frecuencia de 60 Hz, es decir, actúan como filtros paso bajas.

Una trampa de onda se especifica normalmente en términos de su inductancia y de su capacidad para soportar en forma continua la corriente a la frecuencia nominal (60 Hz). La trampa debe estar diseñada para soportar las fuerzas mecánicas creadas por las corrientes de corto circuito asociadas con el sistema de transmisión de potencia.

La capacidad de aislamiento de una trampa de onda depende de su impedancia con respecto a la impedancia de la línea. Una impedancia de bloqueo se considera apropiada si es aproximadamente igual a la impedancia de la línea. Cuando se acopla un sistema OPLAT a una línea de transmisión, la señal de portadora ve dos posibles trayectorias. Una trayectoria es hacia el equipo terminal del sistema OPLAT, mientras que la otra es hacia la barra colectora a través de la trampa.

Cabe mencionar que la impedancia que presentan las barras es variable y depende de las condiciones de conmutación.

El nivel de la señal de portadora se mejora en la sección de línea deseada, si se reduce la pérdida de señal en la barra colectora o secciones de línea adyacentes. O sea, que a medida que la impedancia de la trampa de onda sea mayor, a la frecuencia de portadora (o en la banda de OPLAT), la pérdida de la señal por acoplamiento será menor, y en consecuencia la razón señal a ruido (s/r) será mayor en el receptor asociado.

La impedancia de una trampa de onda cumple dos funciones principalmente:

La primera es reducir las pérdidas debidas a fugas de la señal de comunicación a través de trayectorias indeseables, y una medida de esto es la pérdida en paralelo; ya que compara el nivel de la señal que podría alimentarse en la sección de la línea deseada con la barra colectora en circuito abierto, es decir, impedancia infinita; contra el nivel de la señal que se obtendría si la terminal de la trampa que se conecta a la barra estuviera sólidamente aterrizada. Su expresión matemática es ⁽¹³⁾ :

$$\text{Pérdida en paralelo} = 20 \log_{10} (1 + Z_l / 2Z_t) \text{ db} \quad (2.2.1)$$

donde

Z_l = impedancia de la línea, y

Z_t = impedancia de la trampa a la frecuencia de portadora.

La segunda función principal de la impedancia de la trampa es atenuar las señales de portadora, las cuales son indeseables

dentro de la barra o en la sección de línea adyacente, reduciendo así la interferencia y permitiendo, generalmente, reutilizar la portadora en secciones adyacentes de la línea.

Una medida de esta propiedad es la atenuación por bloqueo, que es una comparación del nivel de la señal de portadora dentro de la línea adyacente sin utilizar la trampa, es decir, impedancia de bloqueo nula; contra el nivel de la señal al utilizar la trampa.

Haciendo la consideración de que la impedancia vista hacia la barra o sección de línea adyacente es la misma que la que se ve hacia la sección de línea deseada, se tiene que⁽¹³⁾:

$$\text{Atenuación por bloqueo} = 20 \log_{10} (1 + 2Z_t / 3Z_l) \text{ db} \quad (2.2.2)$$

De lo anterior se deduce que, para una aplicación de portadora en particular, es deseable cierta impedancia mínima de la trampa.

Existen varios tipos de trampas de onda, según el método de sintonización:

- a.- Sintonización a una frecuencia de resonancia.
- b.- Sintonización a dos frecuencias de resonancia.
- c.- Sintonización de banda ancha (ajustable por el usuario y calibrada en fábrica).
- d.- Sintonización de banda ancha fija.
- e.- Sin sintonización.

a) Trampas sintonizadas a una frecuencia.- La trampa de onda resonante a una frecuencia constituye un circuito resonante en paralelo (figura 2.2.9), es la más sencilla de todas las trampas disponibles y tiene un ancho de banda alrededor de un pico resonante, en el cual la impedancia de la trampa es no menor a 400 ohms. (Figura 2.2.10). El rango de bloqueo se incrementa a medida que aumenta la inductancia de la bobina.

Para aplicaciones en OPLAT, la trampa de onda resonante debe tener suficiente ancho de banda para cubrir las frecuencias en uso. El ancho de banda de este tipo de trampa está dado por⁽¹³⁾:

$$\text{Ancho de banda} = 2\pi f_0^2 L/Z \quad (2.2.3)$$

Donde Z generalmente tiene un valor de 400 ohms. f_0 es la frecuencia de resonancia y L es la inductancia de la bobina.

b) Trampas sintonizadas a dos frecuencias.- Una trampa sintonizada a dos frecuencias (ilustrada en la figura 2.2.11) es aquella que tiene dos anchos de banda alrededor de dos picos de resonancia distintos, como se muestra en la figura 2.2.12.

Para proporcionar una impedancia adecuada en cualquier ancho de banda específico, es necesario que las frecuencias de resonancia de una trampa de doble frecuencia tengan una separación de 25 Khz ó el 25% de la frecuencia superior, lo que sea mayor. El no tomar en cuenta este espaciamiento en la frecuencia, conduce a una pérdida de impedancia en la región que se encuentra entre los dos picos resonantes y distorsión en la forma de la curva.

En algunos casos es necesario bloquear frecuencias que tengan un espaciamiento mucho menor que el recomendado del 25%, en

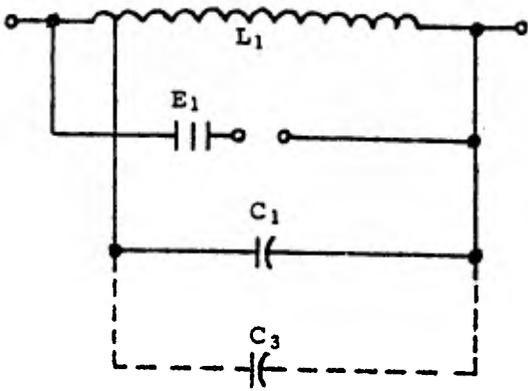


FIGURA 2.2.9 Diagrama básico de una trampa de una frecuencia

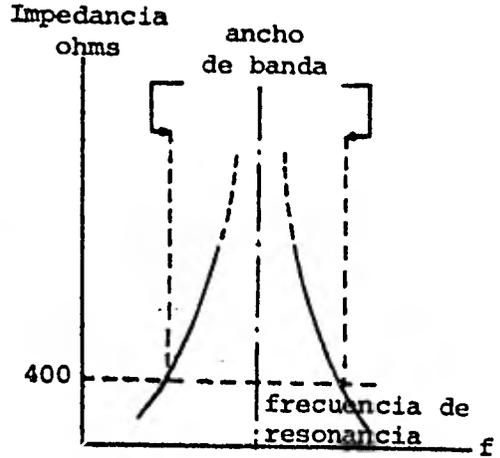


FIGURA 2.2.10 Curva de impedancia de una trampa de frecuencia única.

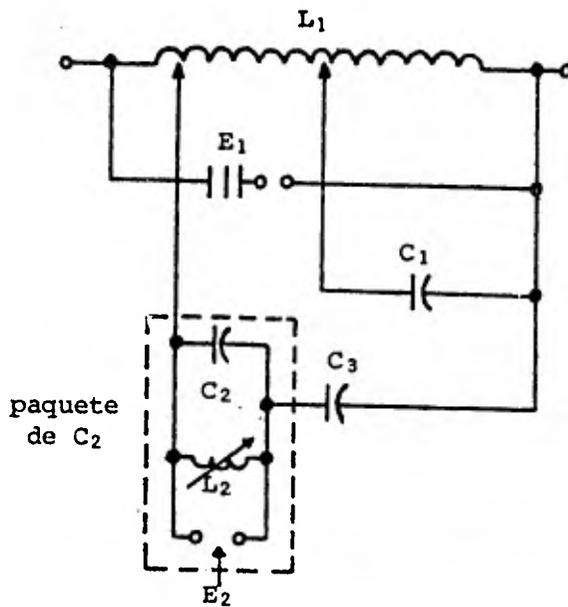


FIGURA 2.2.11 Diagrama elemental de una trampa sintonizada a dos frecuencias.

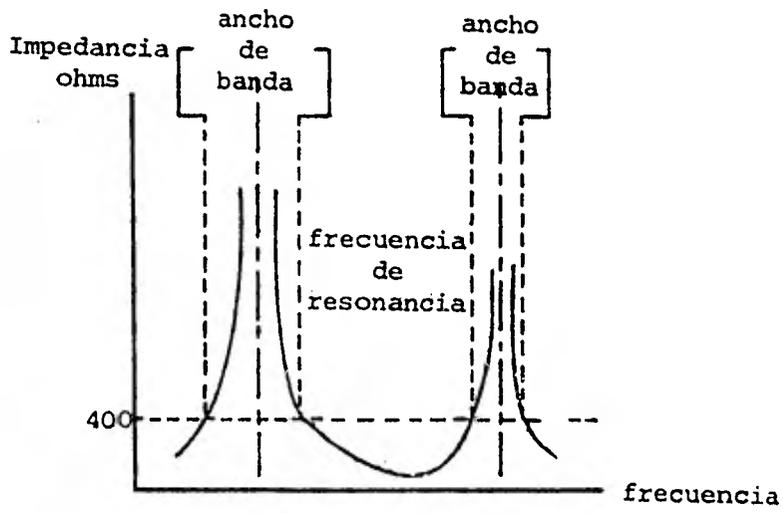


FIGURA 2.2.12 Curva de impedancia de una trampa sintonizada a dos frecuencias.

tal caso es posible lograr un bloqueo adecuado si se sintoniza una trampa de una frecuencia en el punto medio de las dos frecuencias en cuestión, o bien usando una trampa de banda ancha.

c) Trampas de banda ancha (ajustables por el usuario o calibradas en fábrica).- La trampa de onda de banda ancha (figura 2.2.13) proporciona un ancho de banda ajustable a ciertos niveles fijos de impedancia. Presentan impedancias más altas - que las trampas de banda ancha fija, a expensas del ancho de banda. El ancho de banda a diferentes impedancias depende de la inductancia de la bobina principal. En una trampa de banda ancha ajustable es aproximadamente 41% mayor que el que se obtiene en las trampas de una frecuencia.

Las trampas de banda ancha ajustables son de dos tipos generales:

1.- Las trampas de banda ancha ajustables por el usuario (generalmente no disponibles para inductancias mayores a 0.265 - mh.).

2.- Las trampas de banda ancha calibradas en la fábrica, que se presintonizan en ella y tienen los mismos anchos de banda que las anteriores para la misma frecuencia media, inductancia y capacitancia; pero son necesarios menos componentes para su sintonización. Si posteriormente se desea cambiar la impedancia de bloqueo a una banda diferente, es necesario instalar un capacitor distinto y apropiado (C1). También se puede cambiar el nivel de impedancia variando (R2) y (C2).

En la figura 2.2.14 se muestran las curvas de impedancia típicas de una trampa de onda de banda ancha de 400 ohms ajusta-ble por el usuario ó en la fábrica.

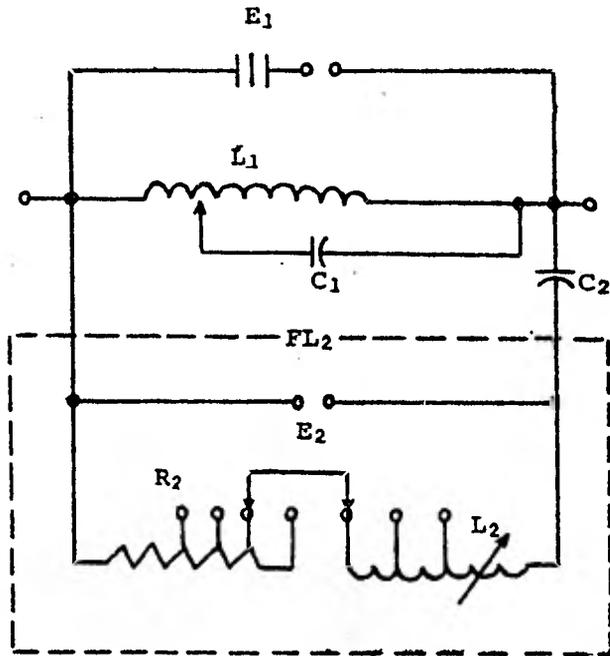


FIGURA 2.2.13 Diagrama elemental de una trampa de banda ancha ajustable por el usuario.

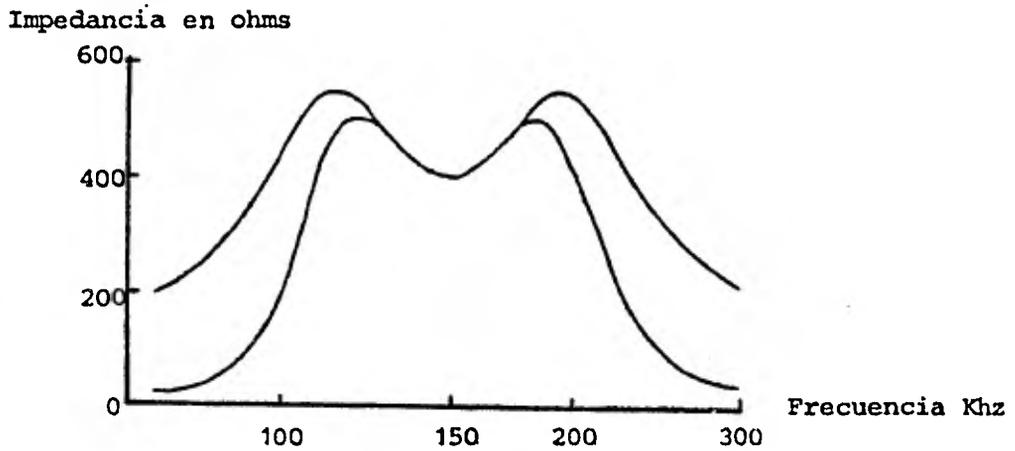


FIGURA 2.2.14 Curvas de impedancia típicas de una trampa de onda de banda ancha de 400 ohms.

d) Trampas de banda ancha fija.- En este tipo de trampa (figura 2.2.15) las características del filtro se combinan con la inductancia de la bobina para proporcionar el ancho de banda requerido. Las ventajas de estas trampas son: no requieren que el usuario las ajuste y proporcionan un ancho de banda amplio (90 a 200 Khz) con una impedancia de 400 ohms.

e) Trampas de onda no sintonizadas (inductores).- A pesar de que una trampa no sintonizada es más simple al no tener paquetes de sintonización, no se puede utilizar todo el espectro de frecuencia disponible, ya que esto redundaría en bobinas de mayor inductancia y por consiguiente más caras. Sin embargo, en algunos casos se han instalado trampas con inductan --cias superiores a 2 mH para evitar, hasta donde sea posible, el uso de capacitores de sintonización que puedan ser dañados por sobrevoltajes y condiciones climatológicas críticas.

Algunas veces la impedancia de la barra de la subestación está en paralelo con un capacitor de puenteo adicional, utilizándose entonces un inductor de línea no sintonizado para formar un filtro paso bajas. Este filtro está en paralelo con el filtro paso altas constituido por el capacitor de acoplamiento y la unidad de sintonización de la línea, formando un par de acoplamiento paso bajas-paso altas, como se muestra en la figura 2.2.16. Este tipo de arreglo tiene pocas pérdidas de aoplamiento dentro de una banda de frecuencias ancha, pero el equipo necesario es más caro que en el caso de trampas de banda ancha y unidades de sintonización de línea convencionales.

La selección de la trampa de onda depende de los requerimientos de corriente de línea, del montaje, del aislamiento, de la inductancia necesaria, así como del tipo de sintonización.

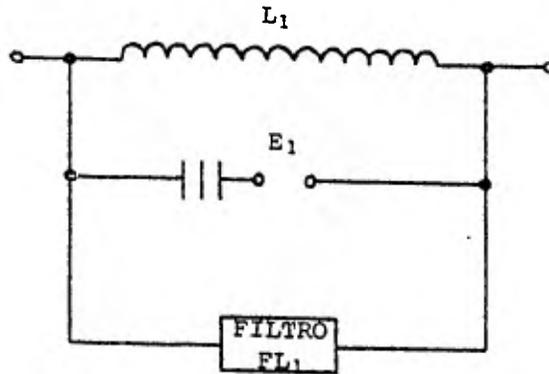


FIGURA 2.2.15 Diagrama básico de una trampa de banda ancha fija.

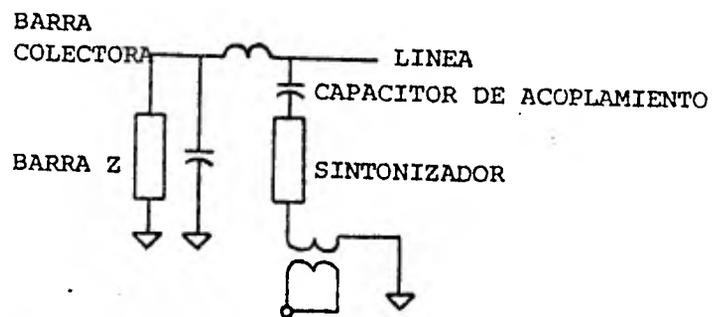


FIGURA 2.2.16 Circuito usado para un acoplamiento paso bajas-paso altas.

2.2.3 Sintonizadores de Línea

Para un acoplamiento eficiente a las frecuencias de portadora es necesario cancelar la reactancia X_c introducida por el capacitor de acoplamiento en la trayectoria de la señal. Esto se logra mediante una inductancia variable conectada en serie con el capacitor de acoplamiento, como se observa en la figura 2.2.17. Esta inductancia se sintoniza de tal forma que su reactancia inductiva (X_l) sea igual a la reactancia del capacitor de acoplamiento (X_c). Por tanto, cuando el circuito entra en resonancia las reactancias se cancelan entre sí, te -- niéndose entonces una impedancia puramente resistiva muy pe -- queña.

Los sintonizadores de línea se clasifican de acuerdo al número de frecuencias que dejan pasar, en la forma siguiente:

- a) Sintonizadores de frecuencia única.- Los cuales tienen una sola frecuencia de resonancia. Generalmente tienen un ancho de banda útil de hasta 12% de la frecuencia de resonancia. La figura 2.2.17 muestra el diagrama básico de un sintonizador de este tipo.
- b) Sintonizadores de dos frecuencias.- Tienen dos frecuencias de resonancia cuya separación es de al menos el 25% de la frecuencia de resonancia mayor.
- c) Sintonizadores de banda amplia.- Permiten el paso de un grupo de frecuencias. Su ancho de banda está determinado principalmente por el valor del capacitor de acoplamiento.
- d) Sintonizadores de puenteo resonantes.- Proporcionan una trayectoria directa a las señales de OPLAT cuando se presentan discontinuidades tales como interruptores, transformadores o líneas de diferente voltaje.

El sintonizador de frecuencia única es adecuado para el acoplamiento de una sola frecuencia. Pero para poder acoplar dos frecuencias a una misma línea, es necesario modificar el sintonizador anterior mediante la adición de un segundo circuito resonante, tal como se muestra en la figura 2.2.18. Este tipo de sintonizador consiste de dos circuitos sintonizados serie, en paralelo. Cada circuito serie se utiliza con un equipo de portadora.

Las trampas en cada rama, que son circuitos resonantes en paralelo, se sintonizan para rechazar la frecuencia de operación de la otra rama, mientras que los circuitos serie en cada rama se sintonizan para permitir el paso de su respectiva frecuencia de operación.

Cuando se necesitan más de dos frecuencias de resonancia, la complejidad del sintonizador se incrementa considerablemente, las pérdidas y los costos aumentan. Por esto, los sintonizadores de banda amplia se utilizan preferentemente siempre que se desee el paso de una banda amplia de frecuencias. Este sintonizador es ajustable, por lo que su ancho de banda no tiene necesariamente un valor fijo, sino que este depende del capacitor de acoplamiento, la trampa de onda y su propia trampa capacitiva. Un sintonizador de este tipo se muestra en la figura 2.2.19.

La selección entre un sintonizador de banda amplia o un sintonizador resonante depende de la aplicación, es decir, del ancho de banda necesario.

Las técnicas en materia de filtros eléctricos, que se aplican en este tipo de sintonizadores, hace posible la obtención de bandas de paso suficientemente amplias como para permitir el paso de frecuencias entre 50 y 200 Khz. El filtro de banda

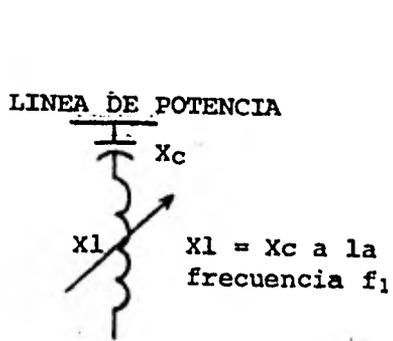


FIGURA 2.2.17 Sintonizador de frecuencia única.

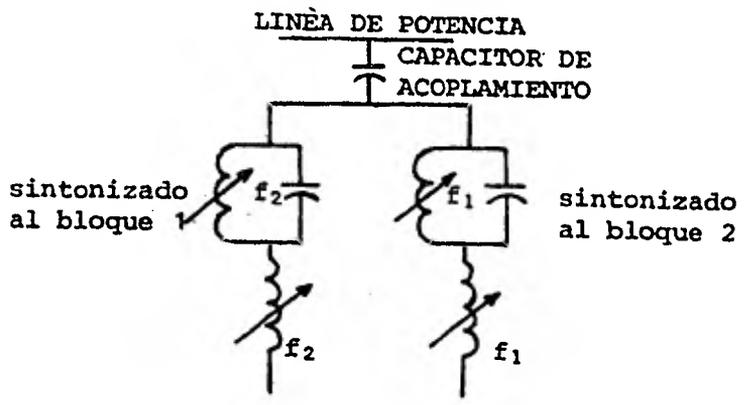


FIGURA 2.2.18 Sintonizador de dos frecuencias.

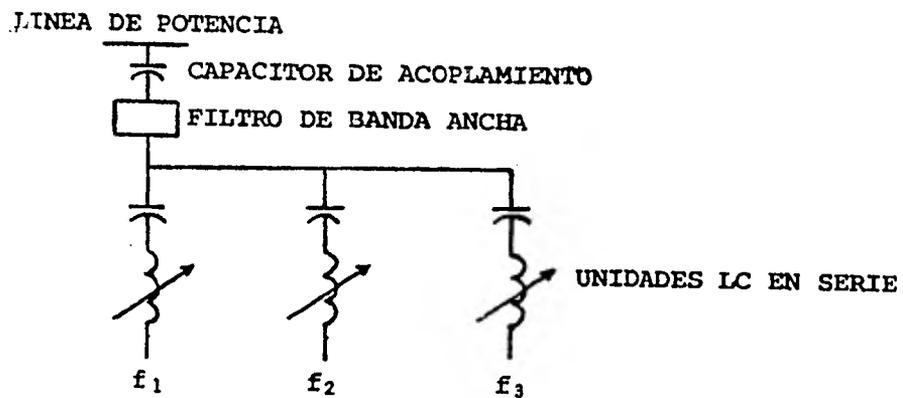


FIGURA 2.2.19 Sintonizador de banda amplia.

amplia, el cual puede verse en la figura 2.2.19, proporciona también el acoplamiento de impedancia entre la línea y el -- equipo terminal, pero no ofrece ningún medio para separar o aislar los múltiples canales que se pueden conectar a él. Esto se soluciona mediante el uso de unidades L/C serie, híbridos de RF o filtros de aislamiento.

Híbridos.- Cuando se acoplan más de dos frecuencias a una mis ma línea se presentan algunos problemas tales como productos de intermodulación que causan interferencia en receptores, y carga de transmisores en paralelo. Para reducir la magnitud de dichos problemas se utilizan sintonizadores de banda am -- plia con híbridos, que son básicamente puentes balanceados. Ver figura 2.2.20.

La sintonización de banda amplia con híbridos ofrece varias ventajas:

- 1) Impide que los transmisores interfieran con los receptores asociados, incrementándose, por tanto, la sensibilidad del re ceptor; 2) reducen los productos de intermodulación capaces de producir interferencia en los receptores, permitiéndose - así mejorar aún más la sensibilidad del receptor; 3) incremen tan la potencia entregada por el transmisor a la línea evitan do la carga de transmisores en paralelo; y 4) permiten un re chazo máximo con espaciamentos de frecuencia mínimos.

Transformadores para acoplamiento de impedancia.- Mediante es tos transformadores se acopla la baja impedancia del equipo de OPLAT (50 ohms aproximadamente) a la impedancia caracterís tica de la línea (generalmente de 400 a 500 ohms). Para este propó sito, los transformadores para acoplamiento de impedan - cía se dotan con taps, a fin de poder variar la relación de transformación.

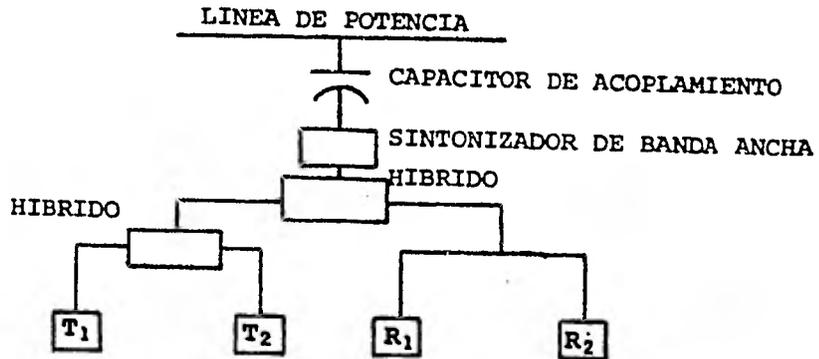


FIGURA 2.2.20a Sintonizador de banda amplia con híbridos.

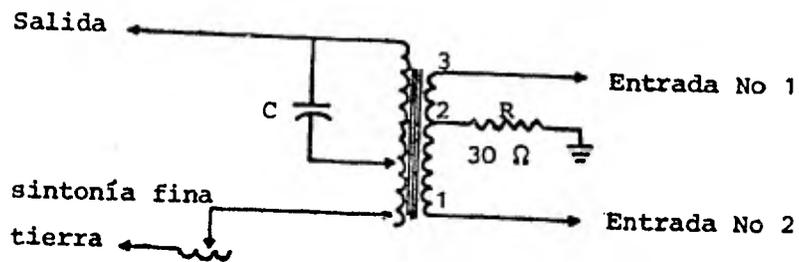


FIGURA 2.2.20b Híbrido de reactancia.

En la figura 2.2.21 se muestra la disposición del transformador en un sintonizador de línea de frecuencia única.

2.2.4 Equipo Terminal

El equipo terminal está constituido principalmente por los transmisores y receptores. La función de los transmisores es acoplar las señales de portadora al canal de comunicación (la línea de alta tensión) mediante algún proceso de modulación. Mientras que los receptores recuperan el mensaje transmitido demodulando la señal recibida. En la actualidad se dispone de transmisores que operan a potencias entre 1 y 100 watts.

Las características de este equipo están fuertemente determinadas por el tipo de aplicación. Estas incluyen voz, señalización, telecontrol, telemetría y sistemas de protección por relevoadores. Todas las cuales operan en la banda de audiofrecuencia.

La selectividad de los receptores es la característica más importante del equipo terminal, ya que la calidad de la señal depende de la relación señal a ruido (s/r) en el extremo receptor. El nivel de la señal recibida está en función de la potencia del transmisor y las pérdidas de transmisión (atenuación).

Es además esencial que tanto el equipo de OPLAT como la trayectoria de transmisión proporcionen el ancho de banda adecuado a cada aplicación en particular. En algunos casos se pueden obtener enlaces aceptables con un ancho de banda reducido pero con una inteligibilidad menor.

2.2.5 Métodos de Acoplamiento

Experiencias recientes y cálculos efectuados mediante el análisis modal ⁽¹⁵⁾, demuestran que la señal de portadora se propaga en todas las fases e hilos de guarda en una forma que varía de acuerdo al método de acoplamiento de que se trate. Por ejemplo, en líneas largas, se tienen pérdidas mínimas cuando se utiliza la fase central como parte del circuito.

Existen cinco métodos de acoplamiento básicos, los cuales se listan a continuación en base a su grado de complejidad.

- 1.- Acoplamiento fase a tierra.
- 2.- Acoplamiento doble fase a tierra.
- 3.- Acoplamiento entre fases.
- 4.- Acoplamiento entre circuitos.
- 5.- Acoplamiento a tres fases.

1.- Acoplamiento fase a tierra.- En este arreglo se conectan tanto el transmisor como el receptor entre una fase y tierra como se muestra en la figura 2.2.22.

La trayectoria de retorno está constituida más bien por las otras dos fases que por tierra. Este es el arreglo más frecuentemente usado debido a que sólo requiere de un capacitor de acoplamiento y una trampa de onda por cada terminal.

El capacitor de acoplamiento se conecta a la fase central para que las pérdidas sean mínimas. La principal desventaja está en que si la fase en operación falla (por aterrizamiento o ruptura) el nivel de la señal disminuirá a puntos críticos, -

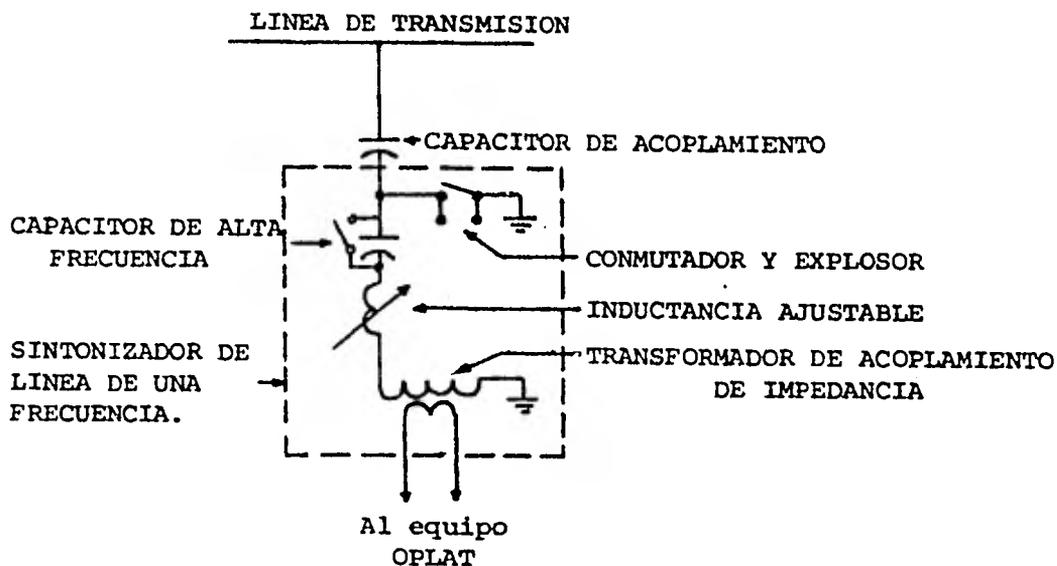


FIGURA 2.2.21 Transformador de acoplamiento de impedancia en un sintonizador de frecuencia única.

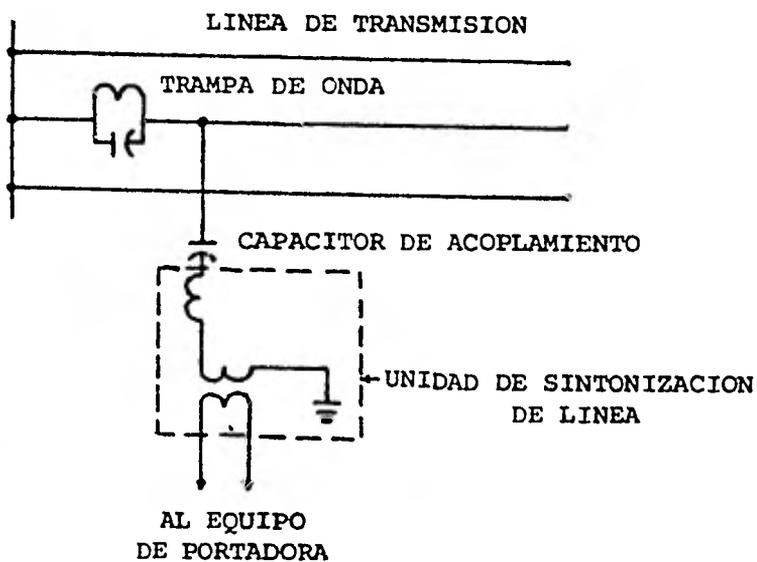


FIGURA 2.2.22 Acoplamiento fase a tierra.

por lo que se corre el riesgo de perder la información.

2.- Acoplamiento doble fase a tierra.- Para aumentar la confiabilidad del acoplamiento fase a tierra se acoplan dos fases y tierra, previendo así la posibilidad de que uno de los dos conductores acoplados sufra algún daño. Si esto sucede se tendrá un acoplamiento fase a tierra. No obstante, este tipo de acoplamiento ha caído en desuso debido a las excesivas pérdidas de acoplamiento, pero puede considerarse adecuado cuando la línea no es muy larga, opera a tensiones moderadas y el nivel de ruido inherente de la línea no es elevado. Figura - 2.2.23.

3.- Acoplamiento entre fases.- En este tipo de acoplamiento, el transmisor o receptor se conecta entre dos fases y opera fundamentalmente balanceado a tierra como se puede ver en la figura 2.2.24.

Este arreglo proporciona una alta confiabilidad debido a que si una de las fases falla, el resto seguirá funcionando como un acoplamiento fase a tierra, evitando así la pérdida total de la señal. Se obtienen niveles de atenuación mínimos cuando el acoplamiento se hace utilizando fases adyacentes.

4.- Acoplamiento entre circuitos.- En este método se utilizan dos fases, una de cada circuito, como se muestra en la figura 2.2.25.

Al igual que en el acoplamiento entre fases, cuando se presenta una falla en una de ellas, este arreglo se convertirá en un acoplamiento fase a tierra. Esta es su principal ventaja - puesto que uno de los circuitos puede estar fuera de servicio sin que afecte la trayectoria de la señal. Sin embargo esta situación produce un incremento en la atenuación del orden de 12 db. como máximo.

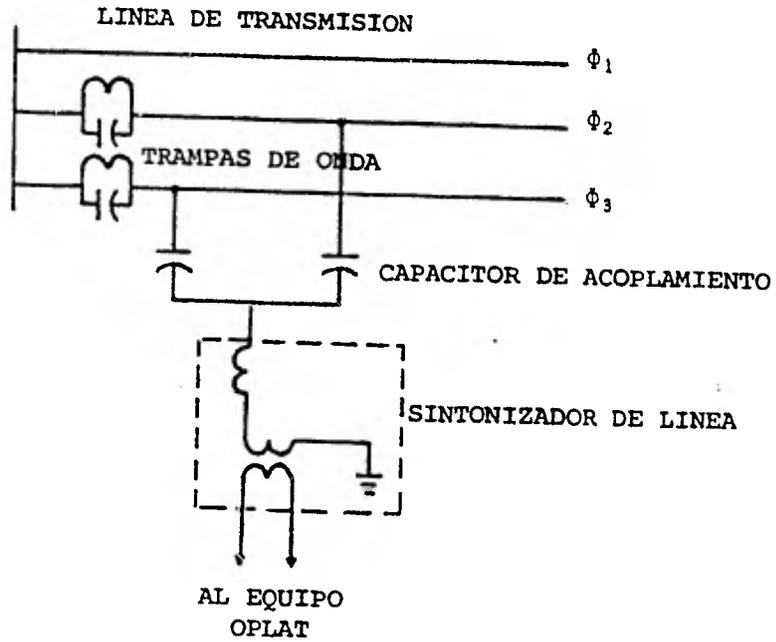


FIGURA 2.2.23 Acoplamiento doble fase a tierra.

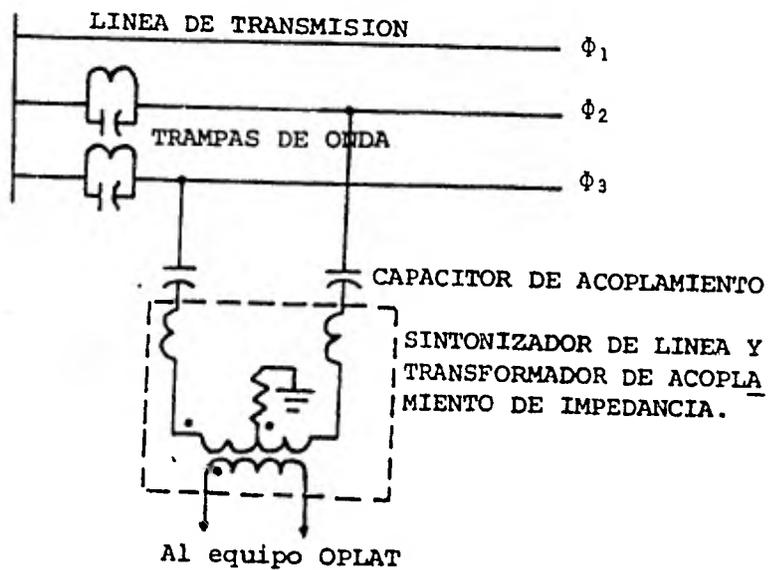


FIGURA 2.2.24 Acoplamiento entre fases.

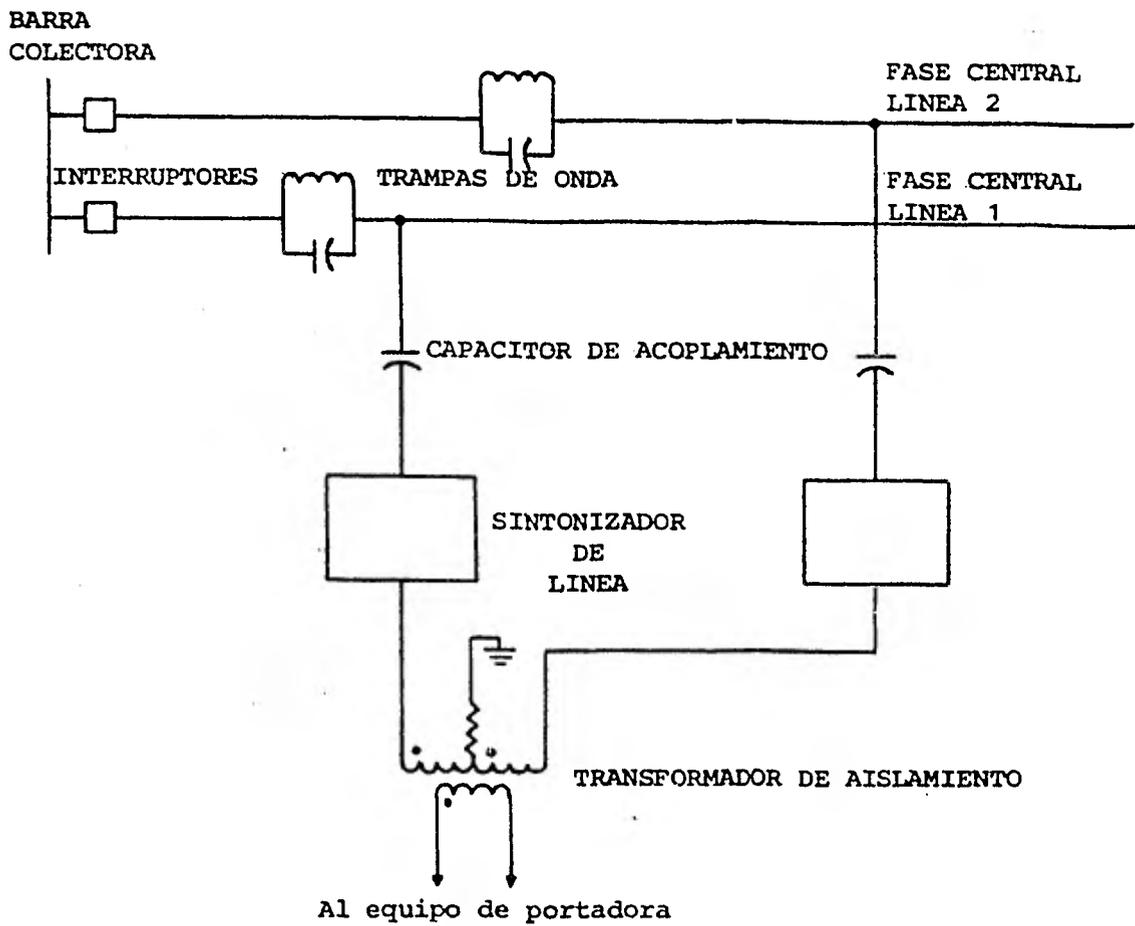


FIGURA 2.2.25 Acoplamiento entre circuitos.

Este arreglo se utiliza cuando se tienen que cubrir grandes distancias o en lugares en donde los niveles de interferencia son altos.

5.- Acoplamiento a tres fases.- Este es el método de acoplamiento con el que se logra obtener la atenuación mínima en la línea. En este caso, el transmisor o receptor se conecta entre la fase central y las dos fases exteriores, las cuales sirven como circuito de retorno. Sin embargo, el alto costo de este acoplamiento obliga a que se emplee casi exclusivamente en líneas de servicio crítico o en líneas de transmisión largas.

El acoplamiento a tres fases mostrado en la figura 2.2.26 tiene dos características ventajosas que deben señalarse:

a) El acoplamiento de impedancia se realiza en la porción del sistema de baja impedancia (un acoplamiento de impedancia apropiado se traduce en voltajes de Modo 3 adecuados) y éste se logra mediante el uso de cable coaxial estándar (RG-8U).

b) Debido a que las tres fases de la línea se utilizan para el envío de señales de portadora, existe una redundancia y, por tanto, un mejor funcionamiento del sistema en condiciones severas. Dependiendo de la ubicación de la falla el sistema funcionará con acoplamiento fase a fase o fase a tierra. Sin embargo, cuando esto suceda habrá pérdidas adicionales.

Este método de acoplamiento se recomienda en casos en que la protección del sistema sea de importancia fundamental.

A continuación se presenta una tabla en la que se comparan los diferentes métodos de acoplamiento ya mencionados. La elección

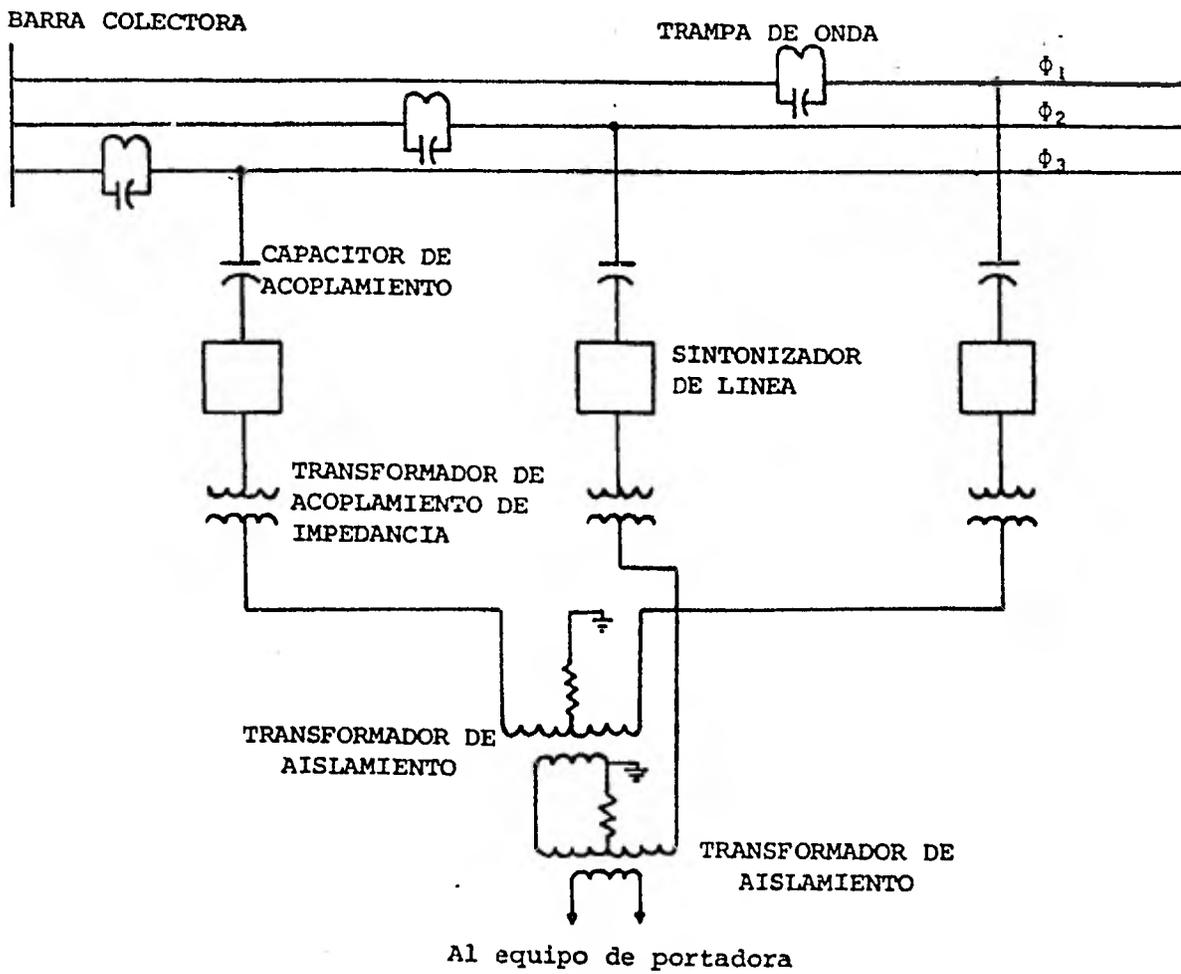


FIGURA 2.2.26 Acoplamiento a tres fases.

del método más adecuado depende de cada caso en particular.

	TIPO DE ACOPLAMIENTO	EQUIPO NECESARIO	ATENUACION	CONFIABILIDAD EN CASO DE FALLA DE ALGUN CONDUCTOR	POSIBILIDAD DE MONITORIO DE RADIO INTERFERENCIA.
a	fase a tierra	mínimo	mayor que c y d .	mínimo	mayor que c y d
b	doble fase a tierra	2xa	mayor que a	mayor que a	mayor que a
c	entre fases	2xa	mínimo	como b	mínimo
d	entre circuitos	2xa	como c	como b	como c
e	a tres fases	más que todos	más que todos	más que todos	más que todos

TABLA 2.1 Características de los diferentes Métodos de Acoplamiento.

2.2.6 Circuitos de Puenteo

Los circuitos de puenteo se utilizan para evitar que la trayectoria de la señal se interrumpa debido a discontinuidades en la línea, tales como interruptores, transformadores y líneas de diferente tensión. En la figura 2.2.27 se muestra la ubicación de un circuito de puenteo en el sistema OPLAT.

Básicamente el circuito de puenteo consiste de uno o más capacitores de acoplamiento con sus sincronizadores de línea respectivos. Estos capacitores se sintonizan para permitir el paso de las frecuencias de portadora utilizadas. Además, para evitar que haya pérdidas de la señal a través de la discontinuidad, se colocan trampas de onda a ambos lados de ésta.

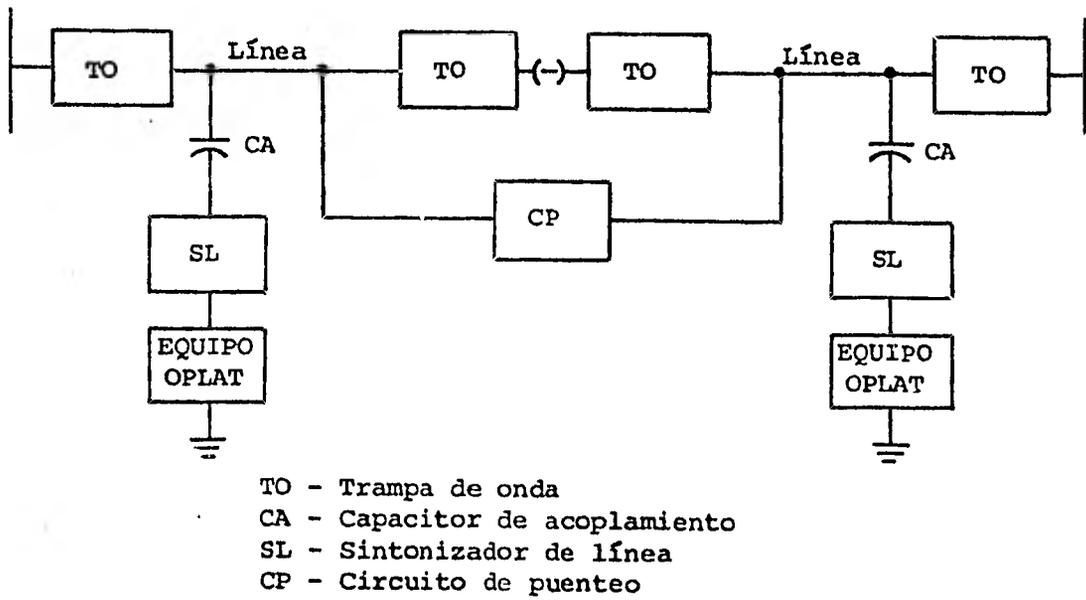


FIGURA 2.2.27 Sistema OPLAT con circuito de puenteo.

Por seguridad, es importante que los circuitos de puenteo no transfieran voltajes peligrosos desde secciones de línea energizadas a una sección desconectada. Es por esto que los puntos de separación no se pueden puentear únicamente mediante un capacitor.

Para evitar que se produzcan descargas eléctricas peligrosas en los circuitos de puenteo, se aterriza cada capacitor a través de una inductancia suficientemente grande.

Algunos tipos de circuitos de puenteo son los siguientes:

1.- Circuito de puenteo corto.- Consiste de un capacitor de acoplamiento y un sintonizador de línea (figura 2.2.28). Es adecuado para puentear transformadores y reguladores, pero no debe utilizarse cuando la discontinuidad es una cuchilla o un interruptor, o cuando las líneas a unir tienen voltajes diferentes, puesto que el capacitor no se encuentra aterrizado y existe el peligro de transferir corrientes de carga elevadas entre una sección energizada y otra que no lo está.

Un circuito de puenteo corto más adecuado que el anterior es el que se muestra en la figura 2.2.29. Se recomienda el uso de este circuito cuando la distancia entre los capacitores de acoplamiento no es mayor a 30 mts.

2.- Circuito de puenteo largo.- Este es el tipo más eficiente de entre los circuitos de puenteo más comúnmente utilizados (figura 2.2.30). Es adecuado cuando los capacitores de acoplamiento se hayan separados por algunos centenares de metros. Para disminuir las pérdidas se unen las ramas del circuito mediante cable coaxial, esto hace necesario el uso de transformadores de acoplamiento de impedancias.

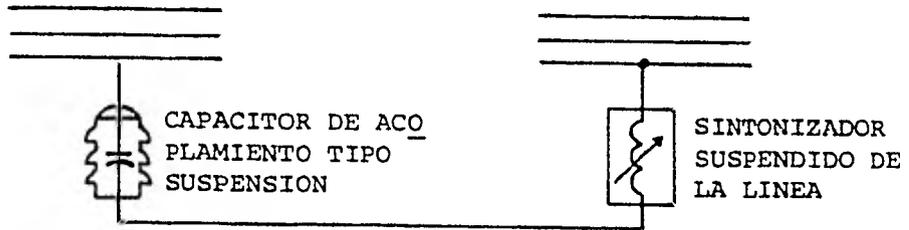


FIGURA 2.2.28 Circuito de puenteo corto.

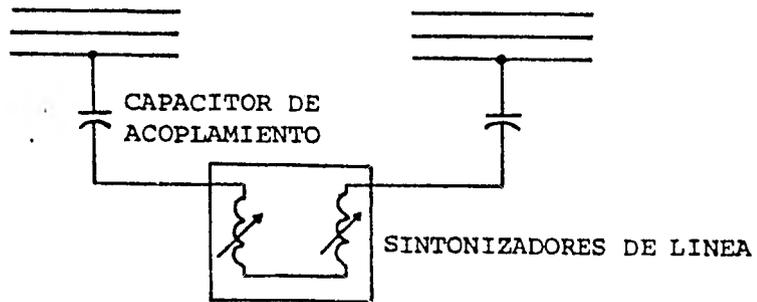


FIGURA 2.2.29 Circuito de puenteo corto con dos capacitores y dos sintonizadores.

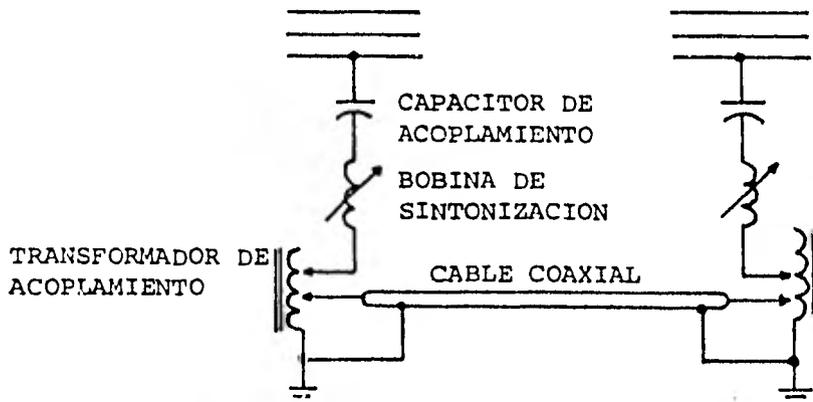


FIGURA 2.2.30 Circuito de puenteo largo.

3.- Circuito de puenteo de banda amplia.- En este circuito los capacitores de acoplamiento forman parte de los brazos de un filtro paso banda sección "T". Este arreglo se muestra en la figura 2.2.31. La banda de paso de este circuito debe de corresponder con la de los circuitos de acoplamiento.

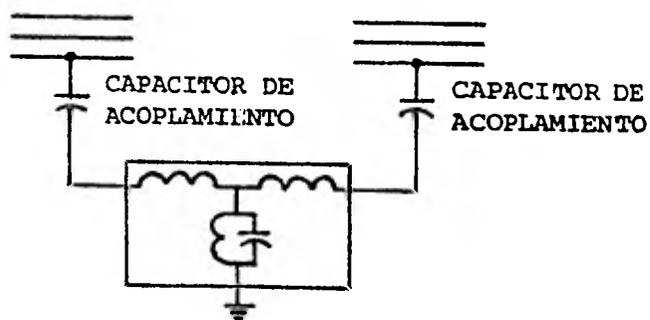


FIGURA 2.2.31 Circuito de puenteo de banda amplia.

2.3 CARACTERISTICAS DE LAS LINEAS DE POTENCIA

2.3.1 Impedancia Característica

La impedancia característica (Z_c) de una línea de transmisión se define como la relación del voltaje a la corriente de la onda viajera en una línea de longitud infinita. Esta relación es una constante en cualquier punto de la línea, es independiente de la longitud de ésta, pero es función de la resistencia serie, la inductancia serie, la capacitancia en paralelo y de la conductancia en paralelo de la línea; todas ellas expresadas en valores por unidad de longitud. Matemáticamente tenemos⁽³⁾

$$Z_c = \{(R+jwL)/(G+jwC)\}^{1/2} \quad (2.3.1)$$

donde:

R -- está en ohms por unidad de longitud.

L -- en henrys por unidad de longitud.

G -- en mhos por unidad de longitud.

C -- en farads por unidad de longitud.

w -- en radianes por segundo.

A altas frecuencias la densidad de corriente no es uniforme, y esto se traduce en un incremento en la resistencia y un decremento en la inductancia, lo que ocasiona el fenómeno conocido como efecto "piel":

La conductancia en paralelo puede ser el resultado combinado de los efectos de las corrientes de fuga, pérdidas dieléctricas y corona. La conductancia en paralelo de la línea de potencia es muy pequeña, excepto cuando se excede el voltaje corona crítico.

La inductancia serie por unidad de longitud depende del material o materiales del conductor, del tamaño y forma de éste, y en menor grado de la frecuencia y magnitud de la corriente.

La capacitancia por unidad de longitud depende de la geometría de la sección transversal de la línea y de la permeabilidad del dieléctrico entre conductores.

En la práctica, a altas frecuencias, como las usadas en OPLAT $j\omega L$ y $j\omega C$ son mucho mayores en comparación con R y G , de tal manera que éstas últimas son despreciables y la impedancia característica se reduce a:

$$Z_c = (L/C)^{1/2} \quad (2.3.2)$$

Aplicando fórmulas convencionales⁽³⁾ para L y C se llega a:

$$Z_c = 276 \log_{10} (2D/d) \quad (2.3.3)$$

Donde D es la distancia entre conductores y d su diámetro. La ecuación anterior es la impedancia característica entre dos cables aéreos. Para un solo conductor aéreo con una altura h sobre tierra y radio r , la impedancia característica esta dada por:

$$Z_c = 138 \log_{10} (2h/r) \quad (2.3.4)$$

Para el caso de una línea de transmisión trifásica, el cálculo de Z_c es más complicado, y más aún cuando se usan múltiples conductores por fase.

Se requiere de una red de seis impedancias para terminar una línea trifásica en su impedancia característica, como se muestra en la figura 2.3.1.

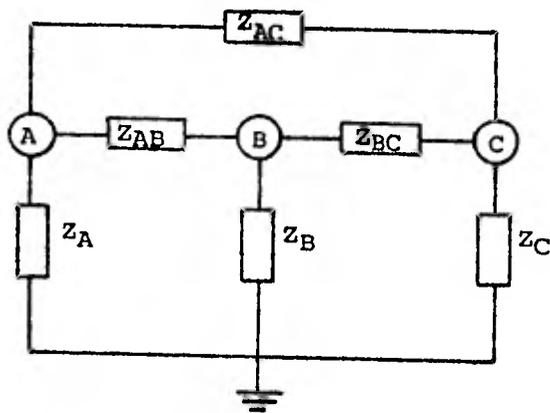


FIGURA 2.3.1 Red terminal para una línea trifásica.

Si una línea de transmisión está terminada en su impedancia característica, no habrá reflexión de energía, entonces, puede considerarse que la línea es infinitamente larga.

Debido a que la línea de transmisión rara vez, o nunca, está terminada en su red de impedancia característica; la impedancia vista por el equipo de acoplamiento conectado a la línea de transmisión, ya sea fase a fase o fase a tierra se afectará por la energía reflejada de las fases no acopladas.

Otro valor más práctico de Z_c es aquel al cual el equipo de acoplamiento de portadora está ajustado a fin de obtener el mínimo desacoplamiento, y lograr así la máxima transferencia de energía. Este valor de impedancia se ve afectado por la impedancia terminal de la(s) fase(s) no usada(s) en el circuito de acoplamiento. Mediciones hechas⁽¹⁷⁾, indican que para el acoplamiento fase a fase, Z_c no depende mucho de la impedancia terminal de la fase no acoplada. Sin embargo, ocurren grandes diferencias en el acoplamiento fase a tierra a medida que la impedancia terminal de las fases no acopladas varía de cero (corto circuito) a infinito (circuito abierto).

En las líneas de transmisión de extra alto voltaje (EHV), Z_c es menor debido a que se usan múltiples conductores por fase para incrementar el voltaje corona crítico, reducir la reactancia de la línea e incrementar la susceptancia, mejorando así la estabilidad.

La tabla 2.2 muestra el rango de valores de Z_c esperados en diversas líneas.

Los valores de Z_c en los cables de potencia varían apreciablemente de aquellos obtenidos para líneas aéreas, y existe también una gran variación entre diferentes tipos de cables.

Casi no existen datos de Z_c de cables de potencia a altas frecuencias, requiriéndose, la mayoría de las veces, efectuar mediciones en el cable usado para un circuito en particular. Generalmente, la Z_c de un cable de potencia está en el rango de 20 a 60 ohms.

CONDUCTORES POR FASE.	IMPEDANCIA CARACTERISTICA (OHMS)	
	FASE A TIERRA	(FASE A FASE)
Un conductor	350 a 500	650 a 800
Dos conductores	250 a 400	500 a 600
Cuatro conductores	200 a 350	420 a 500

TABLA 2.2 Rango de impedancias características para OPLAT.

2.3.2 Atenuación

Puesto que la calidad del canal de portadora depende esencialmente de la relación señal a ruido en el extremo receptor, la atenuación de la señal y el nivel de ruido son factores importantes en los sistemas de comunicación por medio de OPLAT.

La atenuación de un canal de portadora se define como la razón de la potencia entregada por el transmisor, terminado con su impedancia interna; a la potencia medida en la entrada del receptor. La atenuación involucra la pérdida de potencia de la señal de comunicación entre dos puntos del sistema. Generalmente se expresa en decibeles y puede calcularse como sigue:

$$\alpha = 10 \log_{10} (P_t/P_r) \text{ db} \quad (2.3.2)$$

donde P_t y P_r se refieren a la potencia transmitida y recibida respectivamente.

Las pérdidas más importantes en el sistema OPLAT son las siguientes:

- 1.- Pérdidas en la línea de transmisión.
- 2.- Pérdidas en el equipo de acoplamiento y sintonización.
- 3.- Pérdidas en los circuitos de puenteo.
- 4.- Pérdidas en las discontinuidades de la línea de transmisión.
- 5.- Pérdidas en el cable coaxial.
- 6.- Pérdidas en el cable de potencia.

1.- Pérdidas en la línea de transmisión.- Fundamentalmente, las pérdidas en la línea están en función de los parámetros que se mencionan a continuación:

- a) Frecuencia de la señal de portadora.
- b) Tipo de construcción de la línea.
- c) Geometría de la línea.
- d) Diámetro de los conductores, material, condición superficial de éstos, etc.
- e) Diámetro, material, ubicación del hilo de guarda.
- f) Tipo de acoplamiento.
- g) tipo y lugar de las transposiciones.
- h) Condiciones climatológicas.
- i) Conductividad de tierra.

j) Fugas en aisladores.

Las pérdidas en la línea se incrementan al aumentar la frecuencia debido a que crecen las pérdidas por radiación, pérdidas en conductores, pérdidas en dieléctricos y pérdidas por acoplamientos diversos (al hilo de guarda, a tierra y a la estructura de la torre). Estas pérdidas pueden reducirse mediante espaciamientos mayores entre fases, entre fase y tierra; y construcción de conductores con materiales de mayor conductividad. Sin embargo, estas medidas se encuentran restringidas por limitaciones económicas.

Las condiciones climatológicas adversas introducen pérdidas significativas, principalmente cuando hay formación de hielo en las líneas. La lluvia puede duplicar la atenuación de la línea, particularmente si se incrementa la conductividad de contaminantes en la superficie de aisladores, dando lugar a pérdidas por fuga a través de éstos. Esto constituye un problema principalmente en líneas de baja tensión. En cambio, las líneas de alta tensión cuentan con aisladores de mayor tamaño por lo que no se ven afectados por este problema tan fácilmente.

Entre los factores que intervienen en la atenuación por pérdidas en la línea, está su geometría. Esto puede verse en la figura 2.3.2, en la que se muestra una gráfica frecuencia vs. atenuación para diferentes valores de d/h . Esta gráfica es representativa para líneas que operan con tensiones entre 60 y 400 Kv y con condiciones climatológicas favorables. La separación d entre conductores es un valor medio que toma en cuenta cualquier transposición de las líneas. En el caso de acoplamiento fase a tierra, (d) se considera como el espaciamiento medio entre el conductor acoplado y los dos conductores adyacentes. La (h) representa la altura media a tierra de los conductores.

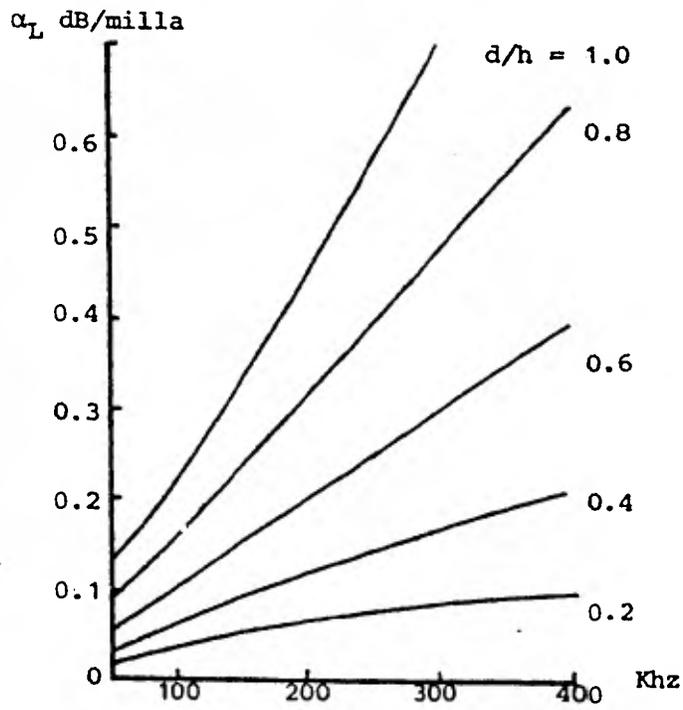


FIGURA 2.3.2 Atenuación de líneas de 60 a 400 Kv en función de la frecuencia y la razón d/h .

En la tabla 2.3 se muestran los niveles de atenuación para diversas líneas.

VOLTAJE DE LA LINEA	ATENUACION APROXIMADA EN dB POR KILOMETRO							
	ACOPAMIENTO FASE A FASE				ACOPAMIENTO FASE A TIERRA			
	50 Khz	100 Khz	150 Khz	300 Khz	50 Khz	100 Khz	150 Khz	300 Khz
230 Kv	0.031	0.047	0.067	0.124	0.039	0.058	0.081	0.155
115 Kv	0.047	0.063	0.084	0.168	0.058	0.081	0.099	0.211

TABLA 2.3 Atenuación a las frecuencias de portadora en líneas aéreas.

2.- Pérdidas en el equipo de acoplamiento y sintonización.- La atenuación de un sintonizador de línea sencillo y un capacitor de acoplamiento conectados a una línea de impedancia característica Z_c está dada por⁽⁶⁾:

$$\alpha = 10 \log_{10} \{Z_c + R_c (1 + Q_c / Q_l)\} / Z_c \quad \text{dB} \quad (2.3.3)$$

donde:

Q_c y Q_l son los factores de calidad del capacitor de acoplamiento y el sintonizador, respectivamente.

R_c es la componente resistiva de la impedancia (Z_c) del capacitor de acoplamiento a la frecuencia considerada.

Por otra parte, los transmisores y/o receptores en un circuito común de acoplamiento requieren de elementos de separación o aislamiento para evitar fugas de señales, interferencia e intermodulación. Estos elementos de separación (híbridos, --trampas, circuitos serie L/C, filtros paso altas y paso bajas) atenúan la señal. La magnitud de estas pérdidas varía ampliamente dependiendo del tipo, características y combinación de los elementos de separación.

3.- Pérdidas en los circuitos de puenteo.- Estas pérdidas pueden ser de al menos el doble de las que se tienen en el equipo de acoplamiento debido a que se utiliza un par de capacitores de acoplamiento y otro de sintonizadores. En el caso de los circuitos de puenteo largo, deben considerarse las pérdidas en el cable coaxial que une a los dos sintonizadores.

4.- Pérdidas en las discontinuidades de la línea de transmisión.- Para corregir el factor de potencia se emplean capacitores que se conectan en paralelo. También, aunque en menor escala, se utilizan capacitores en serie con la línea para -- compensar la reactancia serie inductiva. Lo anterior da por resultado la presencia de impedancias serie y/o paralelo en determinados puntos de la línea, que ocasionan que la impedancia vista en ésta adelante del punto en cuestión, sea diferente a la impedancia característica de la línea, a tal grado que puede constituir una discontinuidad. Debido a estas discontinuidades se presentan reflexiones y ondas estacionarias que incrementan las pérdidas en la señal de comunicación. Además, el dispositivo que constituye la discontinuidad puede debilitar aún más dicha señal.

Las pérdidas causadas por una discontinuidad serie se calculan mediante ⁽⁶⁾:

$$\alpha = 20 \log \left\{ \frac{\sqrt{(2Z_c + R_d)^2 + X_d^2}}{2Z_c} \right\} \text{ dB} \quad (2.3.4)$$

y para una discontinuidad en paralelo ⁽⁶⁾:

$$\alpha = 20 \log \left\{ \frac{\sqrt{(Z_c + 2R_d)^2 + 4X_d^2}}{2\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \right\} \quad (2.3.5)$$

Rd y Xd son las componentes resistiva y reactiva de la impedancia de la discontinuidad.

5.- Pérdidas en el cable coaxial.- El cable coaxial que se utiliza entre el sintonizador de la línea y el equipo terminal es el causante de este tipo de pérdidas. En la tabla 2.4 se muestran las pérdidas en un cable coaxial típico en función de la frecuencia y con un acoplamiento de impedancias adecuado.

FRECUENCIA (Khz)	PERDIDA (dB por Km)
20	0.66
50	1.05
100	1.64
150	1.97
300	2.95

TABLA 2.4 Pérdidas en cable coaxial.

6.- Pérdidas en el cable de potencia.- Las pérdidas de propagación de las señales de portadora en el cable de potencia, generalmente empleado a la entrada de las subestaciones, son sustancialmente mayores que las experimentadas en las líneas aéreas. Estas pérdidas dependen de la constitución del cable y del tipo de acoplamiento.

La falta de un acoplamiento adecuado entre la línea aérea y el cable de potencia, al ser unidos, da lugar a pérdidas que se pueden calcular mediante la ecuación⁽⁵⁾:

$$\alpha = 20 \log \left\{ \frac{Z_1 + Z_2}{2 \sqrt{Z_1 * Z_2}} \right\} \quad (2.3.6)$$

donde:

Z1 es la impedancia de la línea.

Z2 es la impedancia del cable de potencia.

2.3.3 Ruido

Cuando se diseña un sistema OPLAT debe considerarse el voltaje de ruido en la banda de portadora, a fin de lograr el grado de confiabilidad requerido. Entendiéndose por confiabilidad, una medida del grado de certeza con que el sistema operará correctamente en presencia de ruido, ya que, muchas características de los servicios suministrados por el sistema -- OPLAT, como: inteligibilidad en circuitos telefónicos, razón de error en circuitos de datos, confiabilidad en los circuitos de relevadores de protección, calidad de reproducción en circuitos de facsímil; dependen en gran medida de la razón señal a ruido.

El ruido en las líneas de potencia generalmente se divide en dos categorías: ruido aleatorio y ruido impulsivo.

El ruido aleatorio tiene un espectro en frecuencia continuo y posee todas las frecuencias en igual cantidad, algunas veces se le llama ruido blanco. Puede ser causado por agitación térmica en los conductores de la línea, ciertas descargas atmosféricas y estáticas. Las descargas pequeñas en muchos puntos diferentes, aunque son individualmente impulsivos, se suman al ruido aleatorio.

Debido a su alta frecuencia de repetición, muchas fuentes de impulsos periódicos crean ruido que es esencialmente continuo en tiempo y frecuencia. Como ejemplos de este tipo de ruido se pueden citar: máquinas rotatorias, rectificadores de potencia y descargas corona de alto nivel que se producen frecuentemente durante lluvias intensas.

El ruido corona generado en la superficie de los conductores de la línea es la fuente predominante de ruido aleatorio, especialmente en líneas de extra alto voltaje. Un ruido corona severo puede ser de hasta 30 dB arriba de los niveles de ruido existentes durante condiciones climatológicas normales.

A la salida de los receptores, el ruido aleatorio produce un siseo continuo, cuya amplitud rms es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda del receptor.

El ruido impulsivo consiste de impulsos discretos y bien separados, producidos por descargas eléctricas específicas. Si los pulsos son irregulares, el espectro en frecuencia es continuo y depende ligeramente de la frecuencia. Si los impulsos son uniformes y regularmente espaciados, el espectro contiene componentes de frecuencia discretos.

Los relámpagos, fallas en la línea, operación de interruptores y muchos otros transitorios menores producidos dentro de una subestación, son ejemplos de ruido impulsivo de corta duración y bastante separado; que no ocurre a intervalos periódicos.

En las líneas de potencia el ruido es predominantemente del tipo impulsivo, en el cual los picos de los pulsos son mucho mayores que el nivel promedio y el espacio entre ellos está ocupado por ruido aleatorio.

2.3.4 Interferencia

Un sistema OPLAT puede, en principio, sufrir interferencia de otros sistemas OPLAT, debido a las fugas a través de las trampas de onda, que nunca proporcionan un bloqueo perfecto, y por el acoplamiento inductivo y capacitivo de los conductores

no acoplados. Este problema es más severo en un sistema interconectado, pero se presenta también entre redes con niveles de voltaje diferentes, donde existen acoplamientos mutuos debido al paralelismo de las líneas. La posibilidad de tal interferencia limita el grado de reutilización de frecuencias en la red.

El problema normalmente puede evitarse si se realiza una asignación de frecuencias apropiada, pero se requiere una vigilancia continua del plan de asignación de frecuencias adoptado, ya que la mayoría de las redes de potencia a menudo sufren cambios en su configuración.

El grado de interferencia en cualquier sistema OPLAT depende del método de acoplamiento utilizado. Evidentemente los más susceptibles son aquellos que utilizan el cable de tierra como parte del acoplamiento. Los sistemas con acoplamiento entre fases con una disposición de conductores vertical, son menos susceptibles a la interferencia. Aquellos con conductores dispuestos en forma horizontal tienen un efecto aún menor. Y el sistema más inmune a la interferencia es el sistema de Onda Portadora por Subconductores Aislados (ver Capítulo III).

Otra causa de interferencia puede ser la captación de señales de radio y de ruido producido por descargas atmosféricas, por los receptores de OPLAT. En el caso de una línea dispuesta verticalmente con acoplamiento fase a fase, la diferencia en las longitudes de los cables de bajada (down-droppers) ocasiona que actúen como antenas⁽¹⁶⁾. Aún en líneas dispuestas en forma horizontal, los desequilibrios dan lugar a señales indeseables fase a tierra. Cualquier discontinuidad en la línea, como la causada por transposiciones, vueltas repentinas, etc., dan lugar a un efecto de antena local y por tanto a un incremento en la susceptibilidad a la interferencia en ese punto.

También los sistemas OPLAT pueden interferir con otros servicios que operan en las mismas bandas. Los servicios que pueden afectarse incluyen: servicios suministrados por medio de pares telefónicos, transmisiones de radio en las bandas de media y baja frecuencias (MF y LF respectivamente), servicios de radionavegación marítima y aeronáutica.

Se han reportado pocos casos de interferencia con sistemas de portadora a través del par telefónico. La interferencia con radio de uso privado y comercial, se presenta únicamente en las cercanías de las líneas de transmisión y en áreas en donde la intensidad de la señal de radio es débil.

En los sistemas OPLAT no se deben utilizar frecuencias en la banda de 490 a 510 Khz para evitar cualquier riesgo de interferencia con servicios de radiotelegrafía internacional y señales de desastre.

A pesar de lo anterior, se debe enfatizar, que excepto en casos aislados de interferencia causados ya sea al sistema -- OPLAT o por el sistema OPLAT, ésta no es muy frecuente.

2.4 CARACTERISTICAS DE LOS CANALES EN EL SISTEMA OPLAT

2.4.1 Administración del ancho de banda

El rango de frecuencias apropiado para la transmisión de señales por medio de OPLAT se extiende desde 30 Khz hasta 500 Khz; el límite inferior lo fijan las consideraciones técnicas y económicas del equipo de acoplamiento y el límite superior está determinado por la atenuación de la línea. El límite inferior se puede ampliar hasta cerca de 5 Khz, mediante la transmisión de señales a través del cable de tierra aislado; y el límite superior se puede incrementar hasta 2 Mhz (teóricamente), por medio del sistema de Onda Portadora por Subconductores Aislados. (Ver Capítulo III).

Debido a lo limitado del espectro disponible, es importante realizar un uso eficiente de éste; evitando la interferencia entre diferentes sistemas OPLAT e interferencia con otros sistemas de comunicación. Es conveniente, además, escoger un sistema que requiera un espaciamiento mínimo de frecuencia entre canales.

La separación requerida entre canales de portadora en un sistema de potencia es función de varios factores, tales como: la selectividad de los receptores empleados, las intensidades relativas de las señales deseadas y las señales de interferencia en el punto receptor, el tipo de modulación usado y los propósitos de aplicación del canal. El último factor determina aproximadamente la relación señal a interferencia que puede tolerarse. Por estas razones, no se pueden dar normas generales para las separaciones requeridas.

Existen dos esquemas diferentes para la asignación de frecuencias en el sistema OPLAT: puede estar dividido en canales de

2.5 ó 4 Khz. Estos sistemas difieren respecto de la calidad del canal de voz y del número de canales de información disponibles.

No es aconsejable mezclar los dos tipos de sistemas, ya que esto resulta en una pobre utilización del espectro.

Algunos factores que deben considerarse al hacer la selección del esquema de asignación de frecuencias son⁽⁸⁾:

a) Estimar la capacidad total de transmisión de la red para un período futuro de al menos 10 a 15 años. Especificar, para cada sección de la red, el número y clase de canales; es decir: número de canales de voz, de teleprotección, de señalización, etc.

b) No se pueden usar fácilmente modems normales para canales de transmisión de datos en un sistema de 2.5 Khz, ya que a menudo usan como frecuencia central de 1700 a 1800 Khz, la cual está fuera del ancho de banda de OPLAT.

c) Respecto al espaciamiento en frecuencia entre las dos direcciones, en canales bidireccionales; es ventajoso usar bandas adyacentes, debido a que es más fácil la planeación de frecuencias y las trampas de onda son más eficaces y más baratas. En algunos casos (cuando se transmite con una potencia alta), puede ser necesario tener uno, dos, o múltiplos de dos canales de separación entre las frecuencias asignadas a las dos direcciones.

d) Desde el punto de vista económico, puede ser atractivo usar equipo con una selectividad pobre. Esto es posible en una red pequeña; pero el uso ineficiente del espectro resulta en un incremento de las dificultades a futuro, cuando la red crezca y se requieran más canales de comunicación.

e) Para reducir la diafonía en circuitos de voz que empleen la misma frecuencia de portadora (fp), en secciones adyacentes de la línea, éstas deben estar espaciadas geográficamente una distancia que asegure una diferencia de 60 dB, entre el nivel de la señal útil y la señal indeseable, es decir, una atenuación de diafonía de 60 dB. En aplicaciones de telecontrol es suficiente una relación s/r de 40 dB. Para cumplir con estos requerimientos, es necesario conocer el grado de atenuación que sufre la señal fp, debido a diafonía a través de una subestación. Desafortunadamente, no es posible establecer valores generales para la atenuación debida a la subestación, puesto que ésta depende de la frecuencia, tipo de acoplamiento, impedancia de las trampas de onda, etc. Sin embargo, la experiencia práctica indica los siguientes valores mínimos de atenuación en subestaciones sin interposición de transformadores de potencia y en el rango de 50 a 100 Khz.

Con acoplamiento fase a tierra: de 10 a 15 dB.

Con acoplamiento fase a fase: de 15 a 20 dB.

Como regla general, se deben interponer 2 secciones de línea (3 subestaciones) entre dos sistemas OPLAT que operen con la misma frecuencia.

En estaciones equipadas con transformadores entre dos redes y con barras colectoras para ambas, la atenuación puede ser de más de 60 dB, así que, para este caso en especial, es posible utilizar la misma frecuencia portadora en ambas secciones de la línea. Es necesario, sin embargo, conocer la atenuación debida a la subestación para todas las condiciones de conmutación.

2.4.2 Potencia de transmisión

No obstante que el incremento en la potencia de transmisión se traduce en una relación señal a ruido mayor, ésta se halla limitada por dos razones principalmente:

- 1) Evitar la interferencia con radio receptores de uso privado y comercial.
- 2) Mantener los costos del equipo de transmisión dentro de niveles convenientes.

A la potencia de transmisión P_t referida a una potencia estándar $P_0 = 1 \text{ mW}$, se le llama nivel de transmisión p_t , y está dado por:

$$p_t = 10 \log P_t / P_0 \quad \text{dBm} \quad (2.4.1)$$

En la figura 2.4.1 se muestra una gráfica nivel de transmisión vs potencia de transmisión en la que se observa que la variación en la potencia de transmisión, dentro de ciertos límites, no ocasiona cambios apreciables en el nivel de transmisión. Una potencia de transmisión de 10 Watts se considera generalmente como un valor estándar, el cual es independiente del ancho de banda utilizado. Sin embargo, es necesario utilizar valores mayores cuando los niveles de ruido e interferencia también lo sean.

En realidad, el nivel de transmisión no está determinado únicamente por la potencia de salida del transmisor, sino también por la técnica de modulación utilizada.

Para calcular la potencia de transmisión es necesario conocer los niveles relativos de la señal multiplexada, el nivel del

tono de prueba y los parámetros de la línea.

El nivel mínimo de transmisión p_t de un canal está dado por:

$$p_t = a_{lm\acute{a}x} + p_{cor} + S/N_{min} + a \text{ dBm} \quad (2.4.2)$$

donde:

$a_{lm\acute{a}x}$ es la pérdida de la línea máxima, bajo condiciones climatológicas adversas.

p_{cor} es el nivel del ruido corona dentro del ancho de banda del canal.

S/N_{min} Es la mínima relación S/N aceptable.

a es la pérdida de acoplamiento en un extremo de la línea.

En el caso de equipos multicanales la potencia de salida está determinada por:

$$P_s = P_a / N^2$$

donde:

P_a es la potencia del amplificador.

N es el número de canales.

2.4.3 Radiación

La transmisión de energía eléctrica por una línea de potencia va acompañada de un campo magnético y un campo eléctrico. En el caso de una línea de dos conductores, el campo magnético se presenta alrededor de éstos, y el campo eléctrico entre ellos. (Ver figura 2.4.2). La energía se propaga perpendicularmente a estos campos, por el dieléctrico existente entre el conductor de ida y el de retorno.

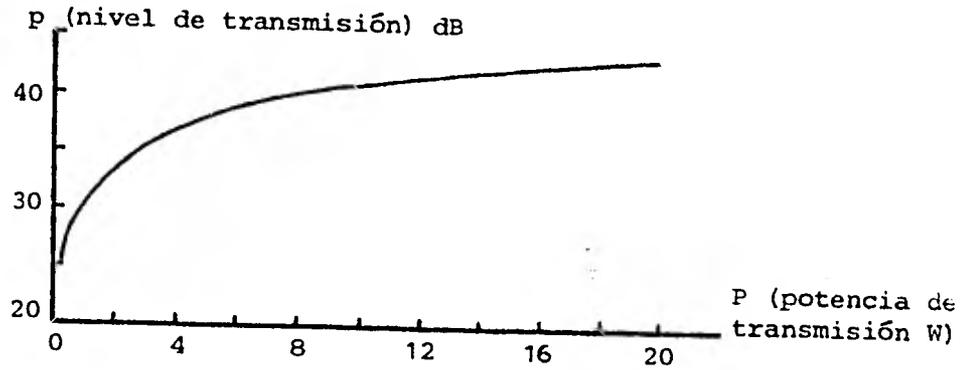


FIGURA 2.4.1 Nivel de transmisión contra potencia de transmisión.

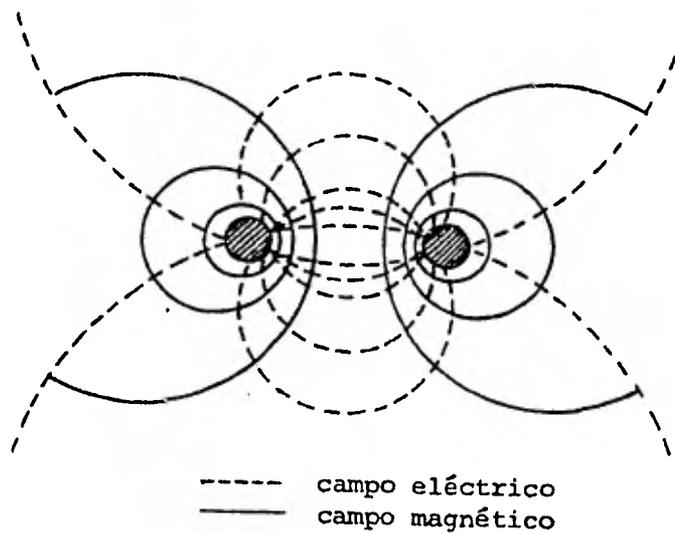


FIGURA 2.4.2 Vista transversal de una línea de transmisión mostrando la configuración de los campos eléctrico y magnético.

La cantidad de energía radiada por la línea depende, en primer lugar, de la potencia de salida del transmisor, y en segundo lugar, del tipo de acoplamiento.

Si la línea es infinitamente larga, homogénea y sin pérdidas, no hay radiación de energía en dirección perpendicular a la línea. Esta radiación está limitada al campo de la línea, y decrece a medida que la distancia entre conductores disminuye.

Sin embargo, en una línea de transmisión real, debido a la curvatura presentada por la línea y a las torres de transposición, se tienen componentes radiales verticales.

El nivel de energía de portadora radiada por la línea es mas bien bajo, esto es debido a que la separación entre conductores es pequeña en relación con las longitudes usadas para comunicación de portadora.

Propagación.- El voltaje y la corriente transmitidos por dos fases de una línea trifásica con transposiciones (para disminuir el efecto del tercer conductor), están dados por⁽²⁾:

$$E_t = \{(E_r + I_r Z_c)/2\} \exp(\alpha + j\beta)\Delta l + \{(E_r - I_r Z_c)/2\} \exp(-(\alpha + j\beta)\Delta l) \quad (2.4.3)$$

$$I_t = \{(I_r + E_r/Z_c)/2\} \exp(\alpha + j\beta)\Delta l + \{(I_r - E_r/Z_c)/2\} \exp(-(\alpha + j\beta)\Delta l) \quad (2.4.4)$$

en donde

E_t e I_t son el voltaje y la corriente transmitidos.

E_r e I_r son el voltaje y la corriente recibidos.

Z_c es la impedancia característica.

l distancia entre transmisor y receptor.

De las ecuaciones 2.4.3 y 2.4.4 se observa también que la magnitud y fase del voltaje y la corriente dirigidos hacia el extremo receptor, varían a medida que progresan a lo largo de la línea, y están dados por:

$$E^+ = E_1^+ \exp(\alpha + j\beta)\Delta l \quad (2.4.5)$$

$$I^+ = I_1^+ \exp(\alpha + j\beta)\Delta l \quad (2.4.6)$$

donde E_1^+ e I_1^+ son valores en un punto intermedio de la línea, a una distancia Δl del extremo transmisor.

Similarmente:

$$E^- = E_1^- \exp-(\alpha + j\beta)\Delta l \quad (2.4.7)$$

$$I^- = I_1^- \exp-(\alpha + j\beta)\Delta l \quad (2.4.8)$$

El exponente $\alpha + j\beta$ es la constante de propagación y de la línea, y puede expresarse como:

$$\alpha + j\beta = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.4.9)$$

donde α es la constante de atenuación y β es la constante de propagación. Sus valores están dados por:

$$\alpha \approx 1/2(R/2Z_c + GZ_c) \quad \text{Nepers/unidad de longitud} \quad (2.4.10)$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC} \quad \text{Radianes/unidad de longitud} \quad (2.4.11)$$

Hasta este punto, se ha tratado el caso de una línea de dos conductores. Pero, cuando se aplica una señal a un conductor de una línea polifásica, la propagación de esta señal no cumple con las ecuaciones anteriormente dadas. Esto se debe a

que la propagación en la línea depende del número de conductores de ésta, y del acoplamiento existente entre ellos.

El análisis modal de una línea polifásica, demuestra que se presentan simultáneamente varios modos de propagación. El número de modos naturales de propagación es igual al número de conductores de la línea.

El análisis de una línea de este tipo, se efectúa mediante el empleo de la siguiente ecuación matricial⁽¹⁸⁾.

$$[V] = [V_s] \exp - [\gamma(m)] x \quad (2.4.12)$$

donde m es una cantidad entera arbitraria, para identificar los modos. La solución de esta ecuación proporciona la relación del voltaje y la corriente de los modos. Cada modo tiene su propia constante de propagación e impedancia característica, y se propaga independientemente de los otros modos. El voltaje y la corriente en cualquier punto, de cualquier conductor, se obtienen mediante la suma vectorial de los diferentes voltajes y corrientes modales que existen en dicho conductor, a una distancia x del transmisor.

Debido a que el análisis riguroso de la propagación resulta extremadamente complicado, éste se realiza bajo ciertas suposiciones que lo simplifican, y son:

- 1) La línea está dispuesta en forma horizontal.
- 2) Los hilos de guarda están aterrizados en cada torre y tienen un potencial constante en toda su longitud.
- 3) La composición de los modos de corriente básicos es independiente de la frecuencia.
- 4) Las impedancias características para las fases y modos son las mismas.

- 5) Las corrientes instantáneas en las fases están en fase o 180° fuera de fase.

Así, en una línea trifásica, se presentan tres modos naturales de propagación:

- a) Modo 1.- La energía se propaga por las tres fases y se utiliza la tierra como retorno. Este modo presenta una alta atenuación, de tal manera que puede despreciarse a distancias cortas (aproximadamente 16 Kms) del transmisor.
- b) Modo 2.- Se utilizan las dos fases exteriores como trayectoria de ida y de retorno. En la fase central no existe corriente de Modo 2. Las pérdidas son mayores que las experimentadas por el Modo 3 y son mucho más dependientes de la frecuencia.
- c) Modo 3.- Es el Modo que presenta la menor atenuación. Generalmente se transmite por las fases exteriores y se recibe por la fase central. La atenuación en este modo depende muy poco de la frecuencia.

En la figura 2.4.3 se muestran los tres modos naturales de propagación. En donde las flechas representan el sentido de la corriente de portadora en un cierto instante. Las flechas que se encuentran apuntando en sentidos opuestos indican que las corrientes en cuestión están defasadas 180° .

Con ayuda de la figura 2.4.4 se ilustra el método empleado para determinar el contenido modal de la distribución de corriente específica.

En donde:

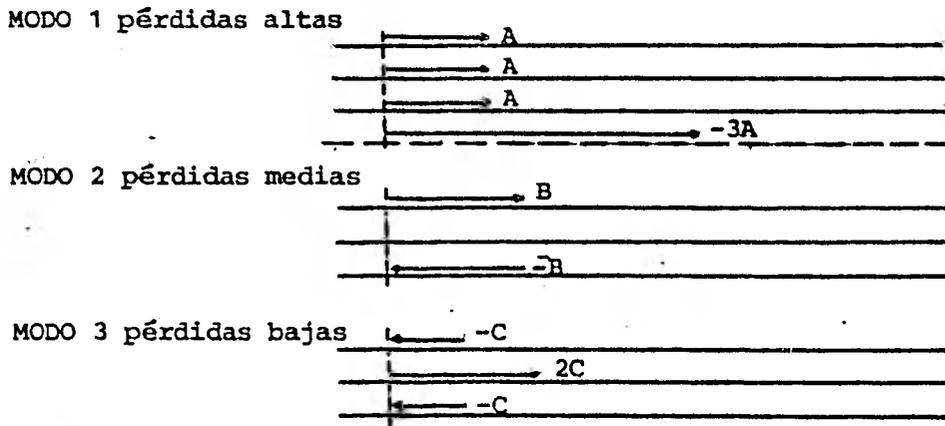


FIGURA 2.4.3 Modos básicos de propagación de una línea trifásica.

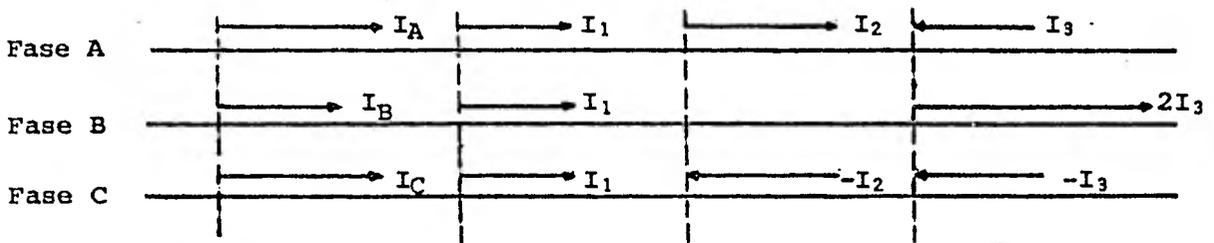


FIGURA 2.4.4 Contenido modal de una distribución de corriente.

$$I_a = I_1 + I_2 - I_3 \quad (2.4.13)$$

$$I_b = I_1 + 2I_3 \quad (2.4.14)$$

$$I_c = I_1 - I_2 - I_3 \quad (2.4.15)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior, se tiene que las corrientes modales están dadas por:

$$I_1 = 1/3(I_a + I_b + I_c) \quad (2.4.16)$$

$$I_2 = 1/2(I_a - I_c) \quad (2.4.17)$$

$$I_3 = 1/6(2I_b - I_a - I_c) \quad (2.4.18)$$

Para determinar la potencia de la señal de portadora, se suman las potencias de cada uno de los modos, es decir, la suma de los cuadrados de las corrientes modales multiplicadas por la impedancia característica.

En la figura 2.4.5 se muestra una gráfica frecuencia vs atenuación para los tres modos, en una línea de 345 Kv. Se puede calcular también la atenuación de otras líneas de voltaje diferente, haciendo uso de la gráfica y los factores correspondientes que aparecen en la tabla 2.5.

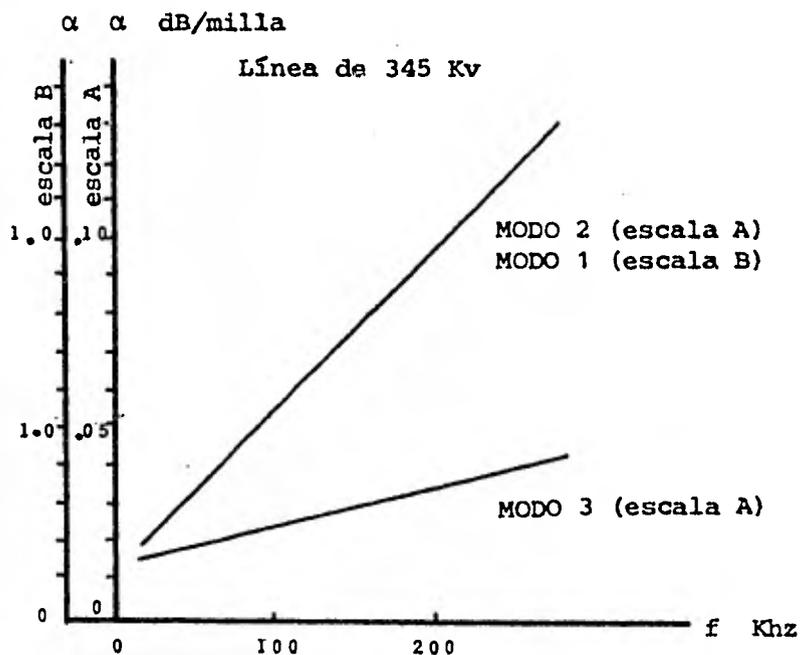


FIGURA 2.4.5 Atenuación modal en una línea de 345 Kv.

VOLTAJE DE LINEA Kv	MULTIPLICADORES PARA LOS VALORES DE LA LINEA DE 345 Kv		
	MODO 1	MODO 2	MODO 3
230	1.3	1.2	1.1
345	1.0	1.0	1.0
500	1.0	1.0	0.8

TABLA 2.5 Factores de conversión que se aplican a los valores de la línea de -- 345 Kv de la figura 2.4.5

2.5 APLICACIONES DEL SISTEMA OPLAT

Los sistemas OPLAT se utilizan para la transmisión de:

- 1) Información analógica para telefonía.
- 2) Información digital o analógica para telegrafía, telemetría, telecontrol, etc.

A continuación se presenta una breve descripción de cada una de estas aplicaciones:

2.5.1 Telefonía

No obstante que el canal estándar de audio ocupa el rango de 300 a 3400 Hz, puede obtenerse un canal de voz de buena calidad con un ancho de banda de 2 KHz. Esto representa una ventaja, ya que el canal más usual de OPLAT tiene un ancho de banda de 4 KHz, por lo que además del canal de voz, éste puede contener información de otro tipo a frecuencias superiores a 2 KHz. A esta técnica se le conoce como "speech-plus".

Casi todos los circuitos de voz convergen en redes telefónicas automáticas privadas, las cuales están equipadas en algunos casos, con facilidades de prioridad para proporcionar servicio a abonados importantes.

Se encuentra disponible equipo para servicio telefónico en operación simplex o duplex, en frecuencia modulada, amplitud modulada o banda lateral única.

2.5.2 Telegrafía

Esta aplicación incluye también la transmisión de facsímil.

Las velocidades empleadas generalmente van de 50 a 75 Bd, dependiendo de los teleimpresores utilizados, pero pueden usarse velocidades mayores para facsímil.

2.5.3 Telemetría

Los sistemas de telemetría tienen como función la transmisión de la magnitud de una cantidad medida hacia un lugar distante, en donde se despliega y/o utiliza para fines de control.

Entre las variables telemedidas más frecuentemente están el voltaje, la corriente, la potencia, la posición de las compuertas de las plantas hidroeléctricas, etc., las cuales se miden desde estaciones controladas supervisorariamente hasta la estación maestra correspondiente, en donde pueden registrarse o desplegarse en una pantalla.

Los sistemas de telemetría se dividen en analógicos y digitales. En los primeros, la medición que se va a transmitir se convierte en una señal eléctrica analógica adecuada para su transmisión. En el receptor se efectúa el proceso contrario, recuperándose así la magnitud de la cantidad medida.

En los sistemas de telemetría digital, la cantidad medida se digitaliza y se envía en forma binaria. En el receptor, ésta puede desplegarse digitalmente o utilizarse directamente para control.

Hay cinco tipos básicos de telemetría analógica: 1) radio, 2) voltaje, 3) corriente, 4) frecuencia y 5) pulso. Los dos últimos son los que generalmente se utilizan en los sistemas de portadora.

Los sistemas de telemetría tipo frecuencia emplean la

--

frecuencia de una señal eléctrica recurrente como medio de información. En los sistemas de uso común las magnitudes de las mediciones se representan mediante la variación de frecuencia entre los límites de: 6 a 27, 10 a 30, 18 a 30, 15 a 35, 20 a 25 ó 80 a 100 Hz. En los sistemas tipo pulso la representación se hace mediante la duración de un pulso.

La telemetría digital utiliza alguna de las técnicas de codificación por pulsos para representar numéricamente la cantidad medida. Estos sistemas tienen un alto grado de confiabilidad que los hace capaces de mayor precisión que los sistemas analógicos.

2.5.4 Telecontrol

El telecontrol consiste en el monitoreo, en varios puntos, del estado de la planta de potencia. La información resultante se procesa y se toman las decisiones correspondientes.

En caso de ser necesario, se envían órdenes para modificar el estado de la planta en cuestión.

La función de monitoreo comprende la transmisión de información de cantidades analógicas tales como voltaje, corriente y potencia, así como la información relacionada con los mecanismos de los interruptores y el estado de los aisladores.

La función de mando consiste en la operación remota de interruptores, la regulación de plantas generadoras, etc. En la actualidad, se acostumbra integrar la función de monitoreo y la de mando en un sistema.

Los sistemas de telecontrol requieren de un alto grado de confiabilidad para evitar acciones erróneas o la pérdida de

información.

En los sistemas sencillos, la velocidad de información puede ser tan baja como 50 Bd o más.

2.5.5 Teleprotección

Para poder contar con una adecuada confiabilidad en el suministro de energía, y evitar daños tanto al sistema eléctrico como al personal, los sistemas de potencia deben estar protegidos contra fallas.

La protección en el caso de cortos circuitos (fallas de la línea) consiste en la desenergización de la sección de línea afectada, mediante la acción de los interruptores pertinentes, bajo el control de un dispositivo de medición (generalmente llamados relevadores de protección). Estas acciones deben efectuarse con tiempos de retraso en la propagación del orden de 10 a 50 ms.

Los sistemas de protección se dividen en dos categorías:

- 1) Los que comprenden la transmisión de órdenes binarias (para la acción de interruptores).
- 2) La transmisión de valores analógicos (fase, corriente, etc.) para propósitos de comparación (protección diferencial, protección por comparación de fase, etc.).

B I B L I O G R A F I A

CAPITULO II

LIBROS:

- (1) GENERAL Electric, Electric Utility Systems - and Practices. New York, 1964.
- (2) HAMSHER, Donald H., Communication System Engineering Handbook. Chapter 14, Power Line Carrier Systems, Mc. Graw-Hill, 1967.
- (3) JOHNSON, Walter C., Transmission Lines and -- Networks. Mc. Graw-Hill, 1950.
- (4) PODSZECK, Heinrich-Karl, Carrier Communica -- tion over Power Lines. Springer Verlag - Berlin. Heidelberg. New York, 1972.
- (5) TERMAN, F. E., Radio Engineers Handbook. Mc. Graw-Hill.
- (6) WESTINGHOUSE, Electrical Transmission and Dis -- tribution Reference book. Central Station Engineers of the Westinghouse Co., 1964.

ARTICULOS:

- (7) BARTLEY, W. P., Simplified Modal Analysis. Ge -- neral Electric Company, 1973.
- (8) C.I.G.R.E., Guide on Power Line Carrier. Stud -- y Comitte, 1978.

- (9) C.I.G.R.E., Memorandum on Power Line Carrier Systems. Study Comitee No. 35, 1973.
- (10) FIEDLER, H. J., Power Line Carrier-Its use - in Power Systems. General Electric Company, 1976.
- (11) GENERAL Electric, PLC Application Guide-Coupling Capacitors. General Electric Co. 1972.
- (12) GENERAL Electric, PLC Application Guide-Coupling Capacitors Voltage Transformers. - General Electric Co., 1976.
- (13) GENERAL Electric, PLC Application Guide-line traps. General Electric Co.
- (14) GENERAL Electric, PLC Application Guide-power line noise.
- (15) GENERAL Electric, PLC Application Guide. Vol 1: Systems and Voice Channel. General Electric Co.
- (16) HOOPER, J. H., Radiation from the down-droppers of a Power Line Carrier installation. Trans. IEEE Vol. PAS-94, No. 2, - March/April 1975.
- (17) IEEE, Guide for Power Line Carrier applications. Trans. IEEE Vol. PAS-99, No. 6, - Nov/Dec 1980.

- (18) RAY, Roger, Modal Analysis. IEEE, Guide for Power Line Carrier Applications.
- (19) RFL, The PLC Handbook. RFL Industries Inc. - May 1979.

CAPITULO III

EL SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR SUBCONDUCTORES AISLADOS

3.1 SISTEMA DE TRANSMISION DE ENERGIA CON SUBCONDUCTORES

La transmisión de grandes volúmenes de energía eléctrica requiere del empleo de tensiones tan altas como sea posible, para evitar que las corrientes resultantes tomen valores críticos y, por tanto, se incrementen las pérdidas de energía. Una solución sería utilizar conductores de mayor sección para reducir su resistencia. Evidentemente, esta alternativa es a todas luces inconveniente dado que los costos se incrementarían considerablemente, además de que los niveles de interferencia provocados por la línea aumentarían al tenerse campos de radiación más intensos.

Generalmente, los voltajes de transmisión utilizados están en el rango de 115 kv a 765 kv. A los voltajes superiores a 230 kv se les conoce como Extra Alta Tensión (EAT), y a los mayores de 800 kv como Ultra Alta Tensión (UAT).

Debido a las múltiples ventajas que se tienen al operar con voltajes superiores a los utilizados hoy en día, se han venido realizando investigaciones exhaustivas (tales como el Project UHV en los EUA)³, para determinar el nivel de tensión apropiado desde el punto de vista económico, el cual está supeditado al desarrollo de la tecnología eléctrica y a parámetros tales como: ruido a frecuencias audibles y a altas frecuencias, pérdidas corona, vibración de los conductores, formación de arcos eléctricos en aisladores y cuernos de arqueo (provocada por las sobretensiones debidas a las operaciones de conmutación), falla de aisladores por contaminación, consideraciones de seguridad, etc.

Usualmente, la transmisión de energía a voltajes superiores a 230 kv se realiza mediante dos o más conductores por fase, -

separados por una distancia relativamente pequeña en comparación con el espaciamiento entre fases (en México, para una línea de 400 kv se utilizan usualmente distancias de 0.45 y 11 mts., respectivamente), y suspendidos por una misma cadena de aisladores. A los conductores así dispuestos se les llama conductores en haz, y a cada uno de ellos, subconductores.

Para impedir que los subconductores se golpeen por la acción del viento y por las fuerzas que se presentan cuando falla la línea (cortos circuitos), éstos se encuentran separados por espaciadores, evitándose así el daño tanto a los conductores como a la cadena de aisladores.

La utilización de los conductores en haz presenta ventajas -- muy significativas con respecto al sistema tradicional, las cuales son:

- * Incremento en el voltaje corona crítico.
- * Mayor estabilidad debido a la reducción de la reactancia de la línea.

Entre las principales desventajas se encuentran:

- * Uso de torres más robustas que soporten el aumento en la carga mecánica sobre los conductores por efectos -- del viento y la nieve.
- * Mayor complejidad del sistema, y por tanto, costos superiores.
- * Incremento en el claro de fase a tierra.

Para minimizar los inconvenientes mencionados, es necesario --

optimizar el diseño de las líneas de EAT mediante la obtención de los valores más adecuados de parámetros tales como⁽⁷⁾: número, sección y espaciamiento de los subconductores.

3.2 USO DE SUBCONDUCTORES AISLADOS COMO MEDIO DE COMUNICACION

No obstante que durante muchos años el sistema OPLAT ha demostrado ser un medio de comunicación confiable, ha sido necesario desarrollar una variante de este sistema, para cubrir la demanda de canales de comunicación que el Sector Eléctrico requiere. Esta variante se conoce como: Onda Portadora por Subconductores Aislados (OPSA).

Con el sistema OPSA se superan los grandes inconvenientes que presenta el sistema OPLAT, como el ancho de banda tan reducido (30 a 500 khz) y la imposibilidad de reutilizar las mismas frecuencias en secciones adyacentes de la línea. Además, constituye una solución técnica a un costo razonable si se consideran las ventajas que se obtienen con su uso, siempre y cuando se acondicionen las líneas desde su construcción.

Este sistema fué propuesto en la URSS por N. A. Ulyanovski y K. V. Shumiatsky en 1951, pero no fué sino hasta 1956 cuando E. Schulz y W. Vogl lo patentaron. En 1960, se realizaron mediciones sobre una línea experimental de 1 km. de longitud. Posteriormente, en 1964, Fleishhauer, Podszeck y Vogl publicaron diversos artículos de gran importancia para el desarrollo de este método de comunicación. Recientemente, en 1978, Lautensach, Martin, Nocker y Shumm, presentaron en la sesión del CIGRE (Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques a Haute Tension) un artículo en el que se detalla la implantación del sistema OPSA en una línea de 380 kv y una longitud de 31 kms. En 1979, U. H. Ishkin presentó ante el mismo organismo, los trabajos realizados en la URSS para la implantación de este método en los hilos de guarda dobles de una línea de 1150 kv.

Actualmente, este sistema se encuentra en operación en Alemania y en la URSS, y a nivel experimental en Noruega y Sudáfrica.

No obstante que se han obtenido resultados altamente satisfactorios, la potencialidad máxima del sistema OPSA no se ha determinado experimentalmente.

3.3 DESCRIPCION DEL SISTEMA DE ONDA PORTADORA POR SUBCONDUCTORES AISLADOS

El sistema OPSA utiliza como medio de transmisión, los subconductores de una misma fase debidamente aislados entre sí (mediante el uso de espaciadores aislantes), formando de esta manera, un par balanceado desde el punto de vista de comunicaciones.

La figura 3.3.1 muestra los elementos que constituyen el sistema OPSA:

- 1) Equipo terminal.
- 2) Trampas de onda.
- 3) Capacitores de acoplamiento.
- 4) Sintonizadores de línea.
- 5) Espaciadores aislantes.
- 6) Ensamblajes de suspensión.

Los primeros cuatro elementos son comunes a ambos sistemas -- (OPLAT y OPSA), con la salvedad de que en el caso de las trampas de onda se pueden utilizar otros tipos diferentes al convencional. Por esto, únicamente se describirán en esta sección -- las características de las trampas de onda no convencionales (que no se trataron en el capítulo anterior), los espaciadores aislantes y los ensamblajes de suspensión.

3.3.1 Espaciadores aislantes

Uno de los problemas en las líneas de múltiples conductores por fase es el de prevenir el contacto entre los subconductores de cada fase, a fin de evitar la abrasión y deformación de éstos. Para este propósito, se requiere de espaciadores a intervalos apropiados.

hacia la barra
colectora

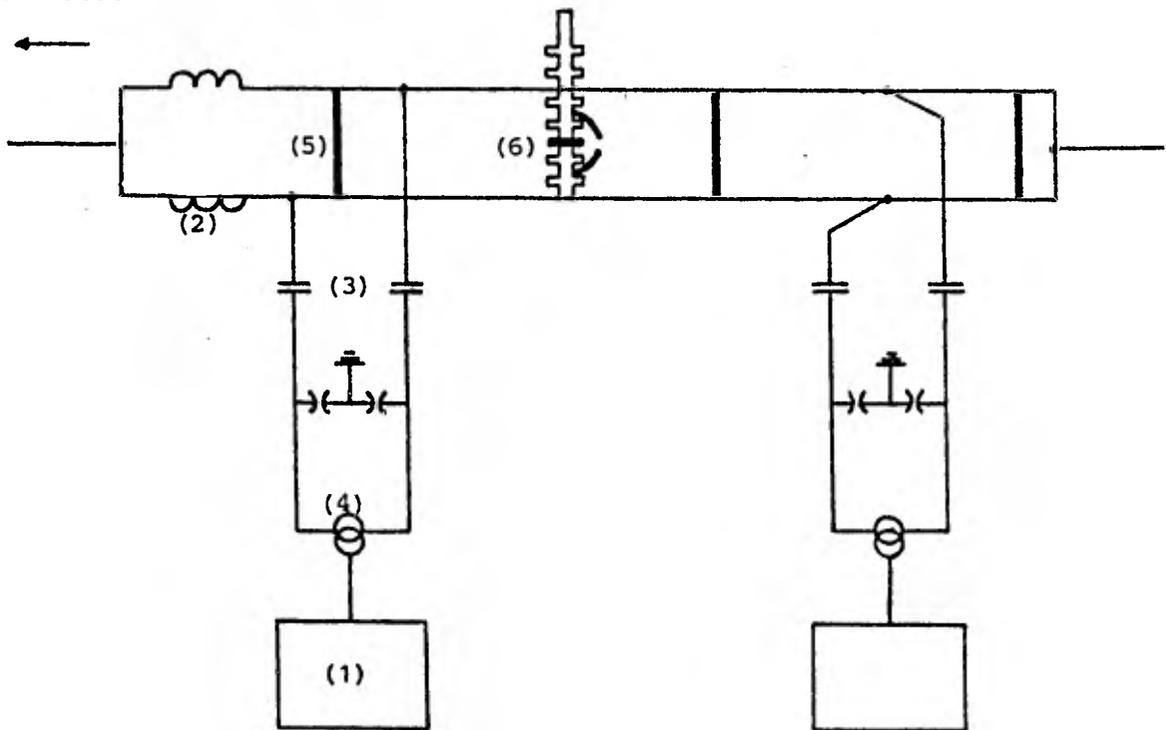


FIGURA 3.3.1 Configuración básica del sistema OPSA.

Así, el objetivo principal de los espaciadores es el de manter, dentro de límites aceptables y bajo todas las condicio - nes normales de operación, el espaciamiento de diseño entre los subconductores de cada fase.

Además, los espaciadores deben cumplir con ciertos requisitos básicos de ingeniería, tales como:

- a) Tener una rigidez suficiente para resistir, sin sufrir daños o deformaciones permanentes, las fuerzas causadas por: el viento y nieve, movimientos diferenciales entre subconducto - res, combadura (flecha) diferencial de los subconductores, corrientes de corto circuito, vibraciones causadas por el vien - to o presencia de hielo en los conductores y descargas corona.
- b) Estar articulados de tal manera que los movimientos rela - tivos entre subconductores, no ocasionen daños permanentes en éstos.
- c) Evitar el movimiento relativo entre partes de metal u o - tros materiales, que pudieran, con el tiempo, resultar en desgaste y producir radiointerferencia debido al desajuste entre ellos.
- d) Utilizar el menor número posible de componentes en los espacadores.
- e) Eléctricamente, los espaciadores deben diseñarse para soportar un gradiente de voltaje de cuando menos 5% mayor que el voltaje de operación de la línea, evitando así la radioin - terferencia.
- f) El diseño de espaciadores, su número y localización en cada claro será tal que, en el caso de climas fríos y cuando - los subconductores estén cargados de hielo, se restablezca el

par producido entre dos o más subconductores de una fase, -- cuando el hielo se derrita.

g) Finalmente, los espaciadores tendrán una vida útil comparable a la de la línea.

Ahora bien, debido a que el sistema OPSA involucra, entre -- otras cosas, el aislamiento de uno o más subconductores de un haz con respecto al resto de ellos, excepto en la conexión só lida entre todos los subconductores de cada fase en las termi naciones de la línea, es necesario que los espaciadores sean aislantes y se diseñen de tal manera que:

a) No se sacrifiquen los parámetros requeridos para el propósito principal de los espaciadores.

b) El costo sea razonable en relación al beneficio que se obtiene.

c) Tengan un valor de capacitancia menor a 5 pf⁽²⁵⁾ y una re sistencia mayor a 10^7 ohms⁽¹⁶⁾, para minimizar su influencia en las características de la línea a las frecuencias de comu nicación.

Existen diversos tipos de espaciadores aislantes (figura 3.3.2) para dos y cuatro subconductores por fase, construidos con - aislantes de resina epóxica, fibra de vidrio o porcelana; pro vistos, algunos de ellos, con una cubierta de neopreno conduc tor en las secciones de unión con la línea, para prevenir ruí do corona adicional. En áreas en donde la contaminación es - excesiva, la superficie de la parte aislante es acanalada, a fin de minimizar las pérdidas resistivas causadas por espacia dores sucios.

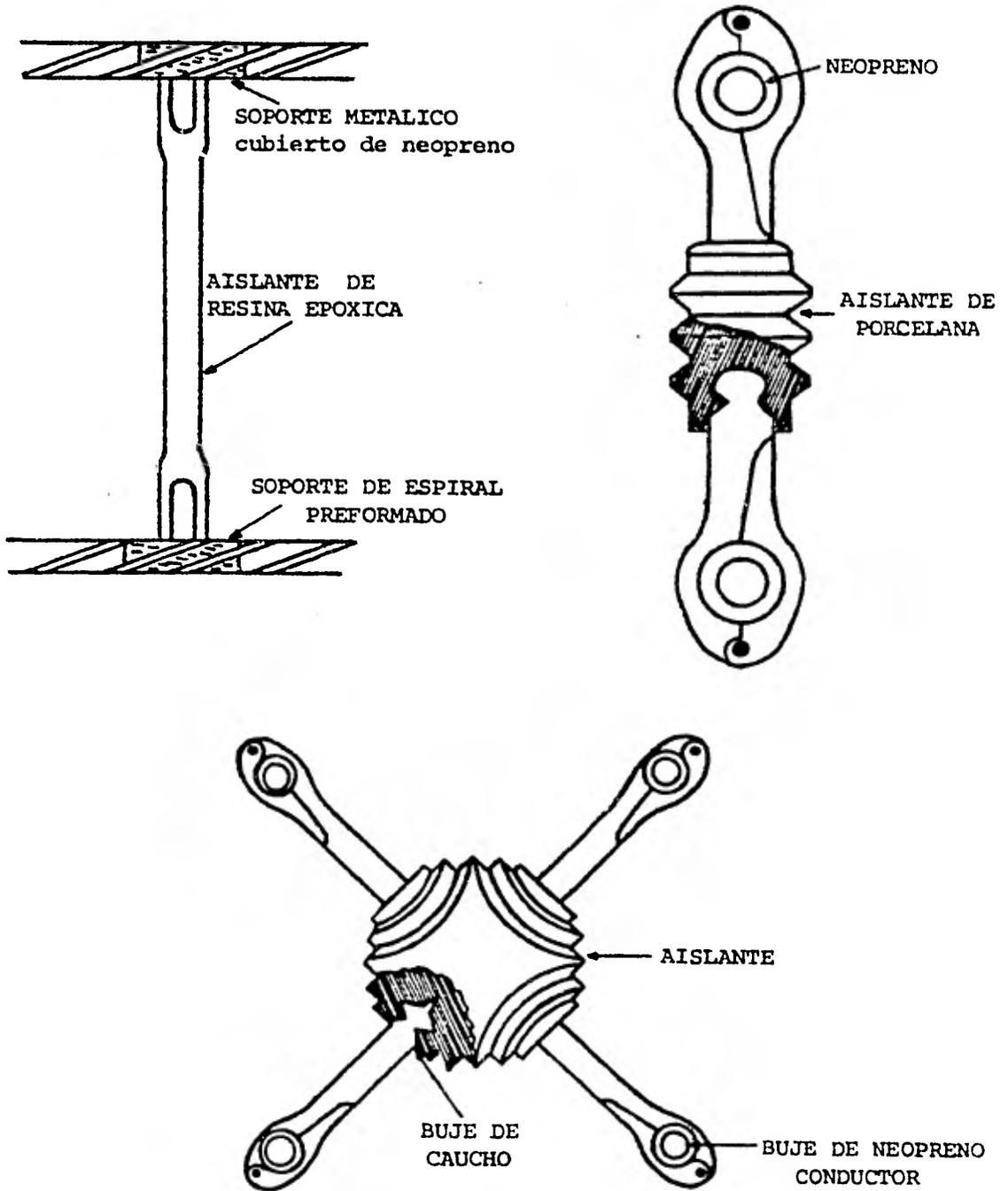


FIGURA 3.3.2 Espaciadores aislantes para dos y cuatro subconductores por fase.

3.3.2 Herrajes de suspensión aislantes

La función principal de los herrajes de suspensión es la de sujetar los subconductores de cada fase de la línea a las cadenas de aisladores de las torres. Además, para su empleo en el sistema OPSA, deben proporcionar el aislamiento apropiado entre los subconductores.

Al igual que los espaciadores aislantes, el diseño de los herrajes de suspensión debe efectuarse de manera que éstos cuen ten con las características eléctricas y mecánicas para su funcionamiento adecuado bajo cualquier situación, tanto en la transmisión de energía eléctrica, como en la de las señales de comunicación.

Para que los herrajes soporten con menor dificultad las fuerzas producidas por el movimiento del haz de subconductores en forma axial y transversal, deben estar provistos de articulaciones para permitir su movimiento relativo respecto del eje que pasa por las cadenas de aisladores que los soportan.

También, para la protección de los espaciadores aislantes contra sobrevoltajes, los herrajes se equipan con cuernos de arqueo.

En la tabla 3.1 se presentan algunas de las especificaciones propuestas para los herrajes de suspensión ⁽¹⁴⁾

Es importante mencionar que una reducción en la resistencia entre las mordazas del herraje, de 10^7 a 10^6 ohms, introducirá una atenuación adicional de 0.03 dB/Km, y que un incremento en la capacitancia resultará en una relación de onda estacionaria mayor.

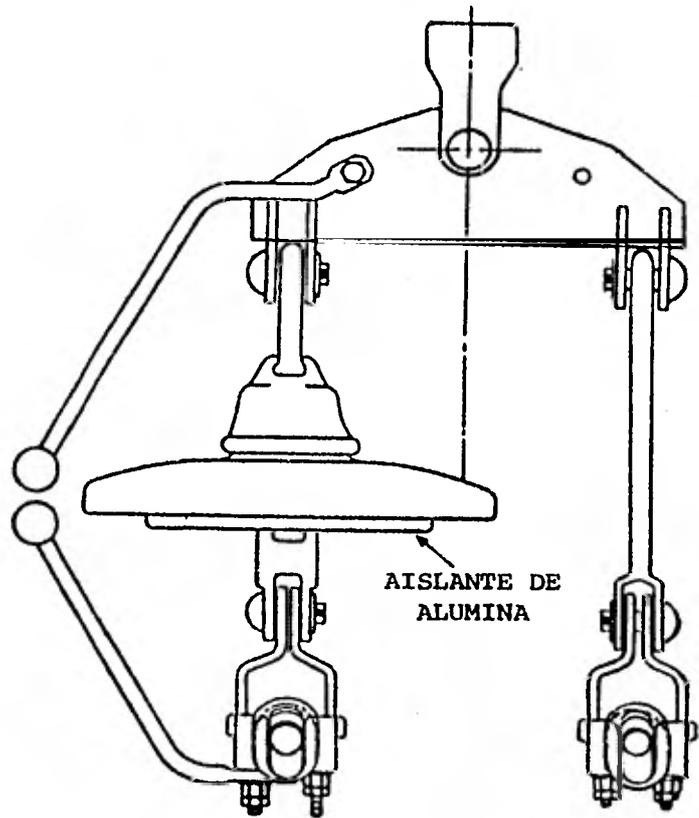
PARAMETRO	VALOR
Resistencia entre abrazaderas (para herrajes limpios y secos).	$>10^7$ ohms.
Capacitancia entre abrazaderas.	<5 pF
Voltaje máximo sin cuerno de arqueo.	>100 Kv pico
Voltaje de ruptura del cuerno de arqueo.	10-20 Kv pico

TABLA 3.1 Especificaciones propuestas para los herrajes de suspensión.

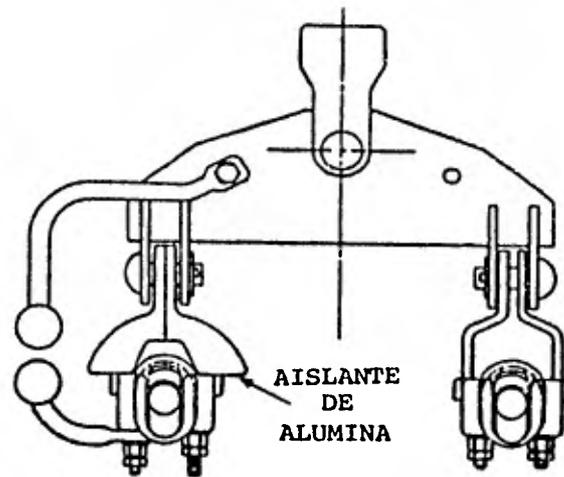
En un principio, se utilizó el herraje de suspensión convencional (herraje metálico) con aislador de campana en líneas con dos subconductores por fase (figura 3.3.3.a), pero el diámetro excesivo del aislador de campana imposibilitó su uso en líneas con 4 subconductores, ya que es necesaria una unión que pase por el centro del herraje, para sujetar el par de subconductores inferior. Además con este tipo de herrajes se reduce el claro a tierra (debido a las dimensiones del aislador), lo cual constituye una desventaja.

Con los herrajes de alúmina, como el que se muestra en la figura 3.3.3.b, se superan estos problemas, pero se incrementan los costos.

El herraje propuesto por Hasler⁽¹⁵⁾ (figura 3.3.4) utiliza la resina como material aislante, la cual está protegida por una coraza de metal que realiza las funciones de cuerno de arqueo y aro de control de esfuerzos. Este tipo de herraje presenta la ventaja de no permitir que el subconductor se desprenda aunque la resina falle. Además, puede construirse de acuerdo a las dimensiones de los herrajes convencionales.



(a)



(b)

FIGURA 3.3.3 (a) Herraje de suspensión convencional con aislador de campana.
(b) Herraje de suspensión con aislador de alúmina.

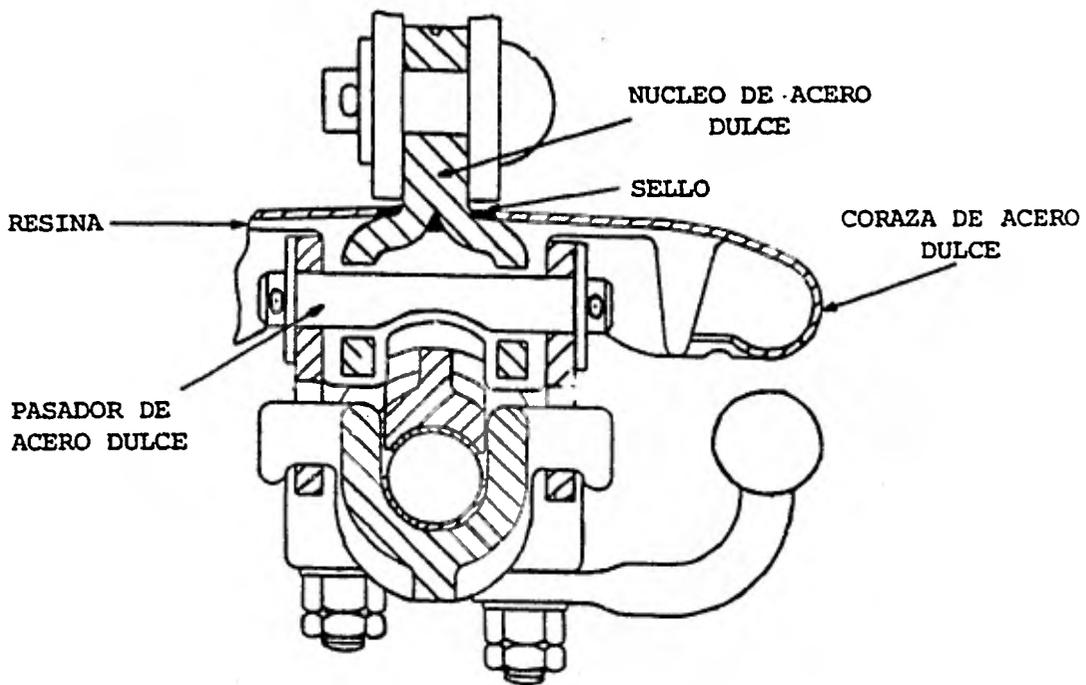


FIGURA 3.3.4 Herraje de suspensión de resina
(propuesto por HASLER).

3.3.3 Trampas de onda

Para bloquear la energía de radiofrecuencia, en el sistema OPSA se pueden emplear, en lugar de las trampas de onda convencionales utilizadas en OPLAT, otros dos tipos: trampas de onda con tap central y trampas de $1/4$ de longitud de onda.

Trampas de onda convencionales.- El empleo de trampas de onda convencionales en OPSA presenta dos desventajas, principalmente: su gran tamaño y su costo elevado. Esto obedece al hecho de que todos los subconductores de la fase acoplada deben estar provistos de una de estas trampas, diseñadas para resistir las corrientes de corto circuito. (figura 3.3.5).

Trampas de onda con tap central.- Con las trampas de onda con tap central (figura 3.3.6) se sustituye a dos del tipo convencional. De esta manera, las corrientes de 60 Hz entran a la trampa por las dos ramas de ésta en direcciones opuestas y, por tanto, los flujos magnéticos producidos por ambas corrientes se contrarrestan en mayor o menor grado, dependiendo de la posición de los devanados. Esto da por resultado que la impedancia de la trampa a 60 Hz disminuya, lográndose que las pérdidas de energía decrezcan hasta en un 75%, en relación a las obtenidas con las trampas de onda convencionales.

Trampas de $1/4$ de longitud de onda.- Con las trampas de $1/4$ de longitud de onda se elimina la necesidad de utilizar trampas comunes, lo cual contribuye a disminuir los costos del sistema, si consideramos que gran parte del costo total del sistema OPLAT corresponde al equipo de acoplamiento. Además, las trampas comunes no son muy eficaces en el bloqueo, ya que permiten que parte de la energía de portadora se fugue a otras líneas, lo cual provoca un problema de asignación de frecuencias para eliminar la interferencia entre sistemas OPLAT adyacentes.

La utilización de este método de acoplamiento alternativo supera las dificultades técnicas, puesto que las trampas comunes se sustituyen por un tramo de línea de transmisión terminada en corto circuito, conectado entre los subconductores del haz, que es mucho más eficaz y considerablemente menos caro.

El principio de operación de estas trampas se basa en el hecho de que una línea de transmisión de longitud igual a un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) con un extremo en corto circuito, se comporta, visto desde el otro extremo, como un circuito abierto.

La impedancia de una línea de transmisión de longitud l , terminada en corto circuito es ⁽²⁶⁾:

$$Z_i = jZ_0 \tan \beta l \quad (3.3.1)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea, y

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (3.3.2)$$

Ahora, si $l = \lambda/4$ de las ecuaciones (3.3.1) y (3.3.2) se tiene que:

$$Z_i = jZ_0 \tan \pi/2 = \infty$$

A la frecuencia a la cual ocurre que $Z_i = \infty$ se le llama frecuencia central (f_0).

La impedancia de entrada (Z_{in}) en los puntos de acoplamiento, como se observa en la figura (3.3.7), es el paralelo de la línea de transmisión en corto circuito (Z_i), con la impedancia característica de la línea (Z_0). Esto es:

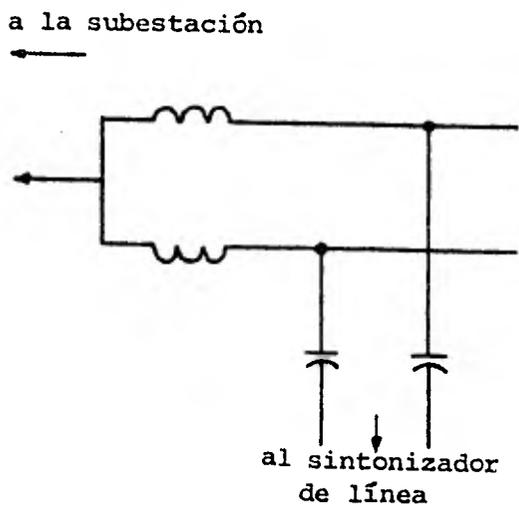


FIGURA 3.3.5 Sistema OPSA con trampas de onda convencionales.

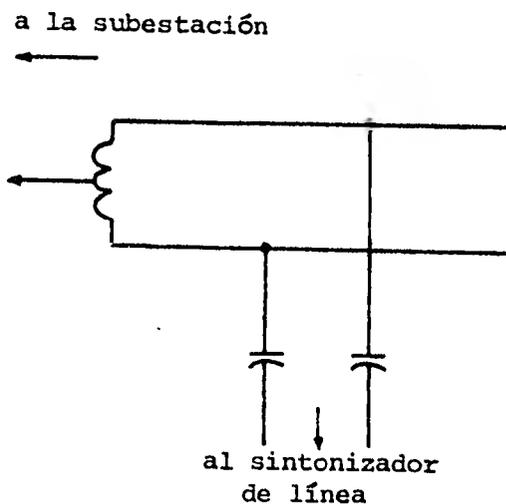


FIGURA 3.3.6 Trampa de onda con tap central.

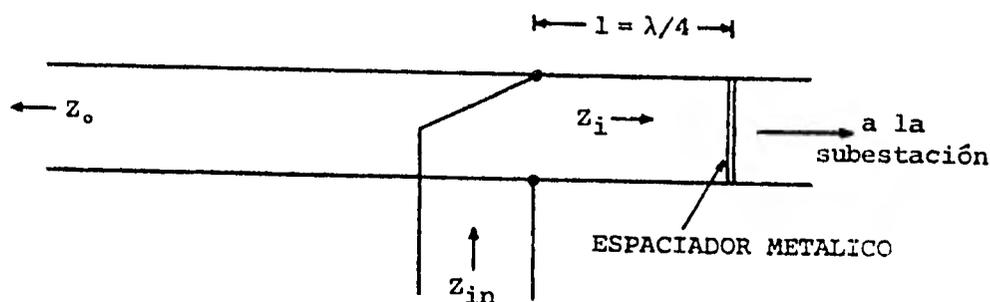


FIGURA 3.3.7 Arreglo con trampa de 1/4 de longitud de onda.

$$Z_{in} = \{Z_o \tan(\beta l) * \tan(\beta l + j)\} / (1 + \tan^2 \beta l)$$

Cuando la longitud (l) está dentro del intervalo $\lambda/8 < l < 3\lambda/8$, la impedancia presentada por la trampa en el punto de inyección de la señal, es igual o mayor que la impedancia de la línea.

Del circuito equivalente de la figura 3.3.7 (figura 3.3.8) se tiene que la corriente en la línea de transmisión está dada por:

$$I_2 = V_{in} Z_i / (Z_{int} Z_i + Z_{int} Z_o + Z_i Z_o) \quad (3.3.3)$$

en donde:

V_{in} es el voltaje proporcionado por el transmisor.

Z_{int} es la impedancia interna del transmisor.

Para una transferencia de energía máxima se debe cumplir que $Z_{int} = Z_o$, por lo que la ecuación (3.3.3) queda:

$$I_2 = V_{in} Z_i / (Z_o^2 + 2Z_i Z_o) \quad (3.3.4)$$

La potencia promedio entregada por la línea está dada por:

$$P = 1/2 |I_2|^2 Z_o \quad \text{para } f \neq f_o \quad (3.3.5)$$

En donde $|I_2|$ se obtiene sustituyendo el valor de Z_i en la ecuación (3.3.4) y tomando su magnitud se tiene que:

$$\begin{aligned} |I_2| &= \{(V_{in} Z_o^3 \tan \beta l) / (Z_o^4 + 4Z_o^4 \tan^2 \beta l)\} (4 \tan^2 \beta l + 1)^{1/2} = \\ &= V_{in} \tan \beta l / Z_o (4 \tan^2 \beta l + 1)^{1/2} \end{aligned}$$

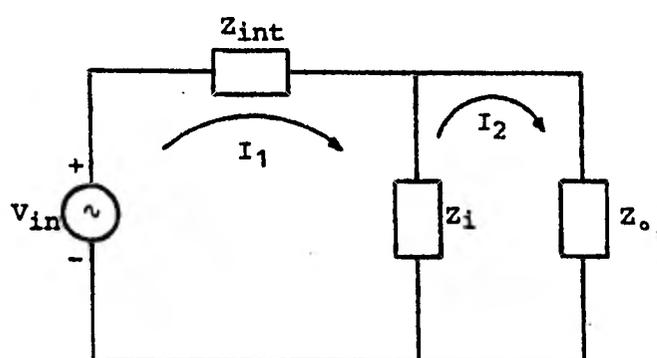


FIGURA 3.3.8 Circuito equivalente del arreglo con trampa de $\lambda/4$.

Por otra parte, se tiene que la potencia máxima en la línea - de transmisión se presenta cuando $Z_i = \infty$, y está dada por:

$$P_{\text{máx}} = \frac{1}{2} V_{\text{in}}^2 / 4Z_0 \quad (3.3.6)$$

Por lo que la razón entre P y $P_{\text{máx}}$ es:

$$P/P_{\text{máx}} = 4/(4 + \cot^2 \beta l) \quad (3.3.7)$$

Para que exista una atenuación de 3 dB (es decir $P/P_{\text{máx}} = 1/2$), es necesario que:

$$\cot \beta l = \pm 2$$

de donde:

$$\beta l = \pm 0.4636$$

$$\lambda = 2\pi l / 0.4636$$

Si consideramos que $l = 50$ mts ($f_0 = 1.5$ Mhz),

$$\lambda = 677.65 \text{ mts}$$

que corresponde a la frecuencia de corte inferior,

$$f_1 = 442.71 \text{ Khz}$$

siendo la superior:

$$f_2 = 1.5 \times 10^6 + (1.5 \times 10^6 - 442.71 \times 10^3) = 2.56 \text{ Mhz}$$

por tanto, el ancho de banda de la trampa es:

$$f_2 - f_1 = 2.11 \text{ Mhz}$$

lo cual representa, aproximadamente, un ancho de banda igual a $1.4f_0$.

3.4 CARACTERISTICAS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISION CON MULTIPLES CONDUCTORES POR FASE

En una línea de múltiples conductores por fase, los subconductores de cada una de ellas se encuentran separados una distancia pequeña entre sí (aproximadamente 45 cms) en comparación con la distancia entre fases (9 a 11 mts); de aquí que, en lo que concierne al acoplamiento de un haz, se puede ignorar completamente la influencia de las otras fases; es decir, únicamente se toma en cuenta la fase en estudio, con todos los subconductores aislados entre sí, y se considera a ésta como una línea con pérdidas pequeñas, debidas principalmente al efecto "piel", resistencia del conductor y defectos en el aislamiento de los espaciadores y ensambles de suspensión; y además, aislada de tierra.

3.4.1 Impedancia característica

Una de las propiedades importantes de la línea de transmisión a las frecuencias de comunicación es la impedancia característica.

A causa de lo mencionado líneas arriba, la impedancia característica (Z_0) para una línea de dos conductores por fase (figura 3.4.1), está dada por la fórmula de Z_0 para un par de conductores aislados. Como muestran las siguientes ecuaciones.

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \text{ ohms} \quad (3.4.1)$$

o bien

$$Z_0 = 120 \ln(2D/d) \text{ ohms} \quad (3.4.2)$$

donde L y C son la inductancia y capacitancia por unidad de

longitud de los dos conductores.

Las fórmulas anteriores se aplican también cuando el arreglo de los dos subconductores es vertical.

Este valor de Z_0 es del orden de 400 ohms. Por ejemplo, para los conductores tipo Lynx y Zebra, Z_0 es de 413 y 367 ohms, respectivamente; los cuales son menores a los valores presentados por las líneas de un conductor por fase, en las que opera el sistema OPLAT.

Para las líneas de cuatro conductores por fase (figura 3.4.2), la impedancia característica depende de las interconexiones entre los subconductores.

En la tabla 2.2 se encuentran tabulados los valores de Z_0 , para los diferentes arreglos posibles entre subconductores de una fase⁽¹⁰⁾.

ARREGLO DE CONDUCTORES	IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA.
1 y 4 en paralelo; 2 y 3 en paralelo.	$Z_0 = 60 \ln(2\sqrt{2} D/d)$
1 y 2 en paralelo; 3 y 4 en paralelo.	$Z_0 = 60 \ln(2\sqrt{2} D/d)$
1 y 3 en paralelo; 2 y 4 en paralelo.	$Z_0 = 60 \ln(\sqrt{2} D/d)$

TABLA 3.2 Impedancia característica para una línea de 4 conductores por fase.

Para el caso de una línea de 4 conductores por fase Z_0 es del orden de 200 ohms.

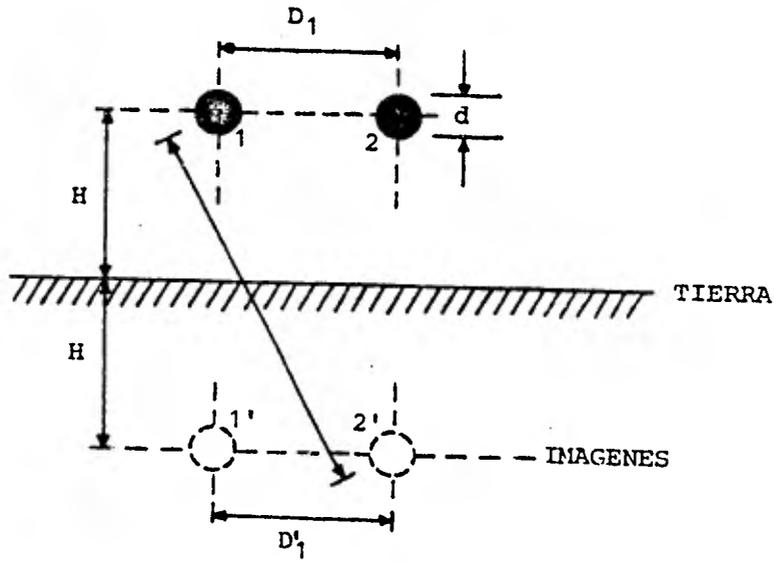


FIGURA 3.4.1 Haz de una línea de dos conductores por fase.

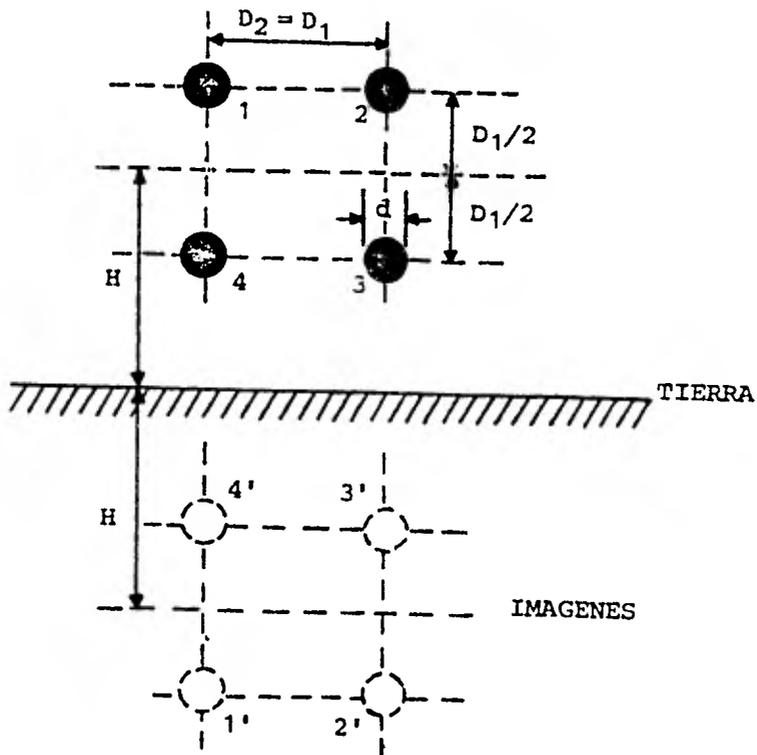


FIGURA 3.4.2 Haz de una línea de cuatro conductores por fase.

3.4.2 Atenuación

Debido a la gran sección transversal de los conductores de las líneas de transmisión de energía eléctrica, los niveles de atenuación son mucho menores a los obtenidos con cualquier otro medio de comunicación.

La atenuación experimentada por las señales de comunicación en el sistema OPSA se debe principalmente a dos causas: pérdidas por efecto piel y pérdidas por corrientes de fuga en los espaciadores y herrajes de suspensión.

Puesto que cualquier haz con dos subconductores puede considerarse, desde el punto de vista de comunicaciones, como una línea de transmisión de dos conductores, la atenuación está dada por:

$$\alpha = R_c/2Z_o + GZ_o/2 \quad (\text{Nepers/m}) \quad (3.4.3)$$

En donde el primer término representa la atenuación causada por las pérdidas de energía en los conductores debidas al efecto piel, y el segundo, las pérdidas de energía en el aislamiento entre conductores (aire).

En la ecuación anterior se tiene que ⁽²⁵⁾.

$$R_c = \{1.43/r(n+2)\} \sqrt{\omega\mu/2\sigma} \quad (\text{Ohms/m}) \quad (3.4.4)$$

Z_o - impedancia característica (ohms).

n - número de hilos exteriores del conductor.

r - radio de los hilos exteriores (mts).

σ - conductividad (mhos/m).

μ - permeabilidad (henrys/m).

ω - frecuencia angular (rad/seg).

G - conductancia de la línea por metro (mhos/m).

La atenuación ocasionada por las pérdidas en los espaciadores y herrajes, considerando que éstos se hallan distribuidos uniformemente a lo largo de la línea, puede calcularse mediante ⁽⁹⁾ :

$$\Delta\alpha = (R_c/2Z_o) (C_s/2L_sC + C_{in}/2LC) + (Z_o/2) (1/R_sL_s + 1/R_{in}L) \frac{Np}{m} \quad (3.4.5)$$

donde:

R_s, C_s - resistencia y capacitancia de fuga de un espaciador; (ohms y farads, respectivamente).

L_s - distancia entre espaciadores en metros.

R_{in}, C_{in} - resistencia y capacitancia de fuga en los herrajes de suspensión (ohms y farads, respectivamente).

L - distancia entre herrajes de suspensión (metros).

C - capacitancia por metro en una línea de dos conductores (farads/m).

Tomando en consideración que el segundo término de la ecuación (3.4.4) es despreciable, se tiene que la atenuación total del sistema está dada por:

$$\alpha = R_c/2Z_o + \Delta\alpha \quad (\text{Nepers/m}) \quad (3.4.6)$$

En la tabla 3.3 puede observarse la diferencia en las magnitudes de las pérdidas por efecto piel y las pérdidas en los espaciadores, para dos tipos de conductores. Los cálculos se hicieron considerando que la resistencia de fuga de los espaciadores era igual a $1 \text{ M}\Omega$, y la distancia entre espaciadores de 60 mts ⁽²⁵⁾.

La figura 3.4.3 muestra los factores de atenuación calculados y medidos en una línea de la URSS ⁽⁹⁾, utilizando la fase central y la exterior. En los cálculos se tomó en cuenta la ---

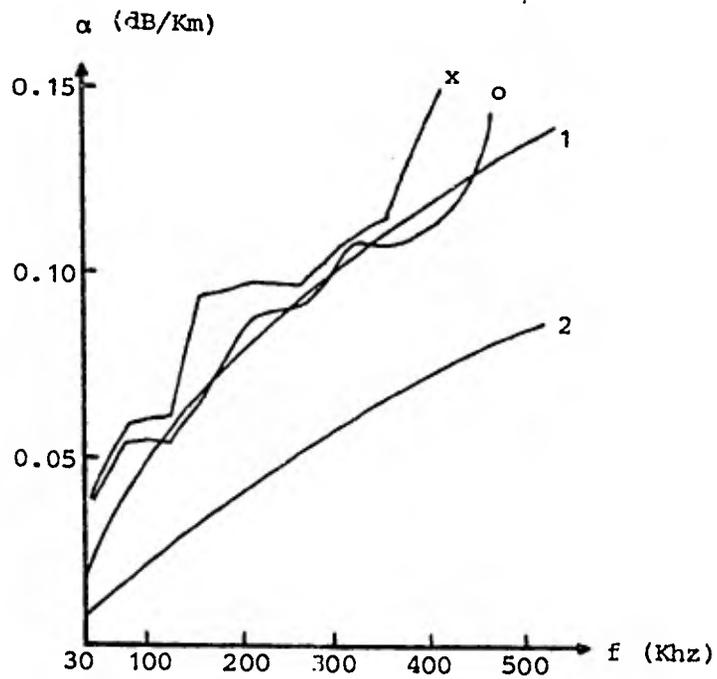


FIGURA 3.4.3 Valores medidos y calculados del factor de atenuación en OPSA.
 (1) α calculada para OPSA.
 (2) α calculada para OPLAT con acoplamiento fase central-fases externas.
 (o) α medida para OPSA, utilizando una fase externa.
 (x) α medida en OPSA, utilizando la fase central.

resistencia y capacitancia de fuga en los espaciadores y herrajes de suspensión.

TIPO DE CONDUCTOR	PERDIDAS DEBIDAS AL EFECTO PIEL (dB/Km)	PERDIDAS EN LOS ESPACIADORES (dB/Km)	PERDIDAS TOTALES (dB/Km)	Z _o ohms
Iynx	0.181	0.03	0.211	413
Zebra	0.138	0.027	0.165	367

TABLA 3.3 Características de un haz de dos conductores a 1 Mhz.

Las características de la línea trifásica utilizada son las siguientes:

Tensión	-----	330 Kv
Disposición de las fases	-----	horizontal (sin transposiciones).
Longitud	-----	61.4 Kms.
Número de circuitos	-----	1 (con dos hilos de guarda).
No. de Conductores/fase	-----	2
Disposición de los subconductores	-----	horizontal (sin transposiciones).
Distancia entre fases	-----	9.5 mts.
Distancia entre subconductores	-----	0.4 mts.
Altura de las fases	-----	21.8 mts.
Catenaria	-----	14 mts.
Distancia media entre torres	-----	310 mts.
Tipo de conductor	-----	2xASO-300 ACSR.
Diámetro total del subconductor	-----	2.35 cms.
Material del espaciador	-----	vidrio plástico (glass plastic).

Características eléctricas

cas de los espaciadores	-----	Cs= 5 pF, Rs= 40 a 25 MΩ (espaciadores secos), Rs= 24 a 4 MΩ (espaciadores húmedos y contaminados).
Tipo de hilos de guarda	-----	5-70 de acero.
Diámetro de los hilos de guarda	-----	9.4 mm.
Altura de los hilos de guarda	-----	30 mts.
Distancia entre hilos de guarda	-----	12.2 mts.
Catenaria de los hilos de guarda	-----	5 mts.
Resistividad de tierra	-----	100 a 300 Ω·m

La atenuación debida a la acumulación de nieve en los conductores es mucho mayor en el sistema OPSA, que en OPLAT, dado que la distancia entre conductores es menor; lo cual ocasiona conductancias (G) mayores, y por tanto, corrientes de fuga de más intensidad.

En condiciones climatológicas normales, la atenuación en el sistema OPLAT está entre 0.02 y 0.3 dB/Km (CIGRE 1968). Valores similares entre 0.15 y 0.21 dB/Km se presentan en OPSA, dependiendo del haz y modo de transmisión de la señal ⁽²⁵⁾.

En el año de 1977 los Central Electricity Research Laboratories (CERL) de Inglaterra, elaboraron un programa de computadora llamado TRANSM, que simula el comportamiento de un tramo de una línea de transmisión con haces de dos subconductores. Este programa calcula la atenuación, en magnitud y fase, de señales de comunicación hasta para 400 frecuencias discretas, realizando la gráfica de atenuación vs. frecuencia correspondiente.

En la figura 3.4.4 se muestra la característica de atenuación total para una línea de 380 Kv, 31 Km de longitud, haces de dos conductores y una trampa de $\lambda/4$ de 217 mts de largo⁽²¹⁾. El rango de frecuencias útil, con una atenuación de 7 dB, se encuentra entre 130 y 500 Khz. La máxima atenuación se presenta en 700 Khz debido a que la longitud de la trampa es igual a $\lambda/2$, y como la impedancia de una línea de transmisión en corto circuito está dada por:

$$Z_i = jZ_0 \tan(\beta l) \rightarrow Z_i = 0$$

Los picos de atenuación que aparecen en la figura con un espaciamiento de 4.8 Khz, corresponden a $\lambda/2 \approx 31$ Kms, que es -- aproximadamente la longitud de la línea. También, el espaciamiento regular de las torres produce pequeñas reflexiones que ocasionan un incremento en la atenuación (aproximadamente de 2 dB). Estos picos se repiten a múltiplos de la frecuencia a la cual la distancia media entre torres es igual a $\lambda/2$ -- (483.87 Khz).

La figura 3.4.5 muestra el gran parecido entre la curva de atenuación medida, y la calculada mediante el programa TRANSM. La diferencia existente, de aproximadamente 1 dB, se debe -- principalmente a las pérdidas en los espaciadores (no considerados en el programa, dado que su capacitancia es muy pequeña, $C = 0.2$ pf).

3.4.3 Ruido

La interferencia electromagnética, que es un tipo de ruido; -- puede ocurrir como una consecuencia de descargas internas o externas.

Las descargas internas son las que ocurren en las subestaciones (dentro de los transformadores, interruptores, etc.).

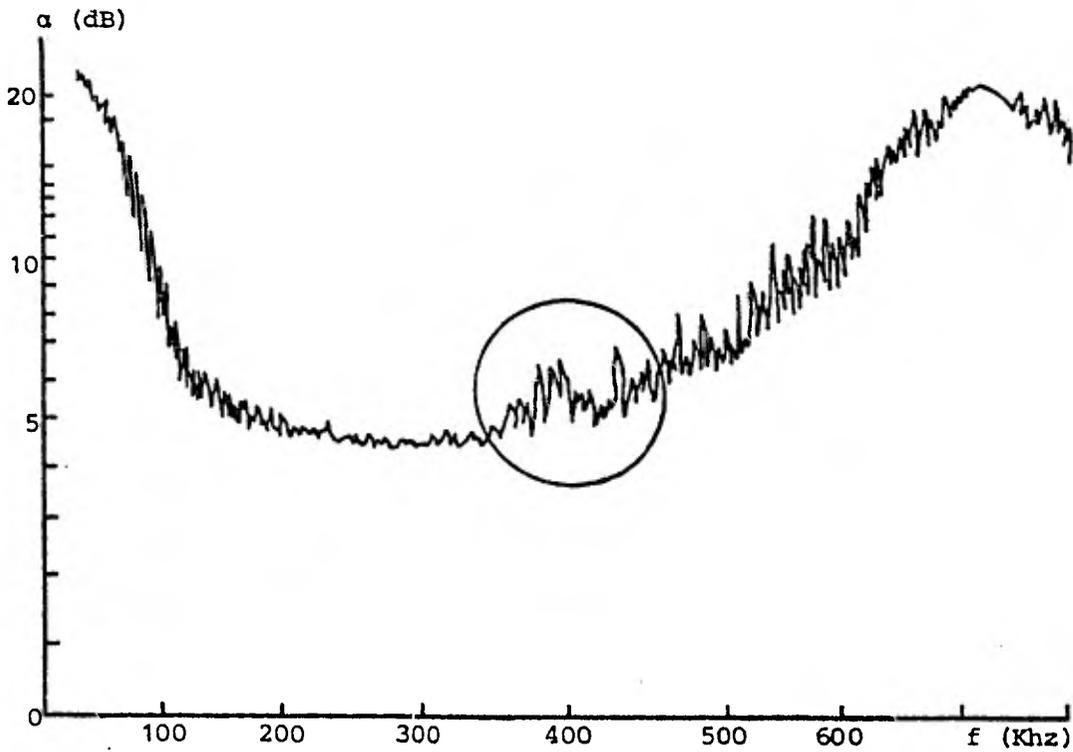


FIGURA 3.4.4 Atenuación total medida para $\lambda/4 = 217$ mts.

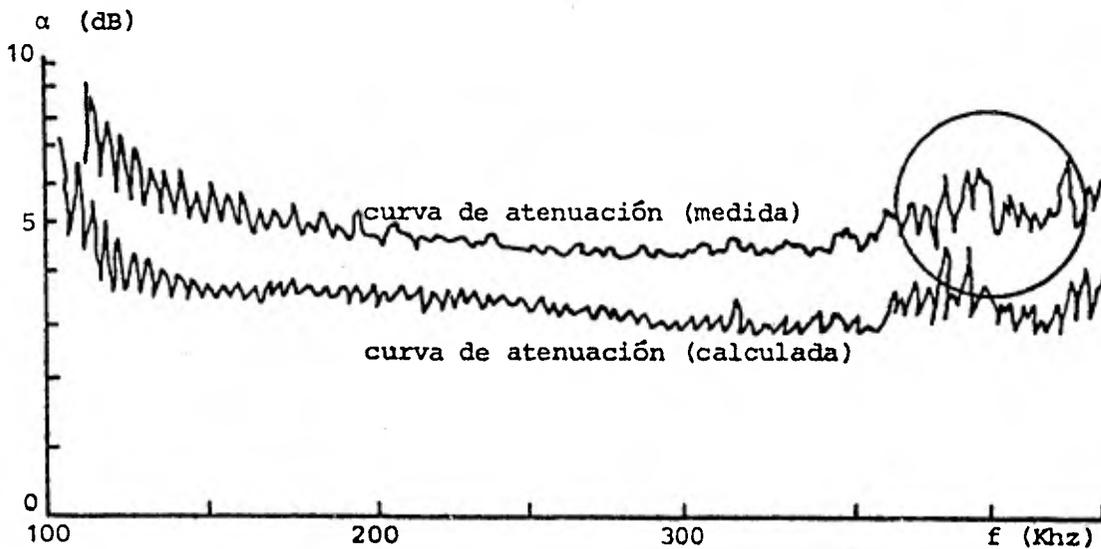


FIGURA 3.4.5 Atenuación total medida y calculada para $\lambda/4 = 217$ mts.

Estas fuentes de ruido se presentan principalmente entre la barra colectora y tierra; de aquí que, el voltaje de interferencia tiene la misma polaridad y amplitud en todos los subconductores y se cancela casi totalmente en el circuito de acoplamiento.

Las descargas externas se manifiestan como una ionización y ruptura parcial (descargas corona) o completa (descargas por arqueo) de la rigidez dieléctrica del aire. En los dos casos el resultado es una radiación electromagnética con características diferentes. Esta radiación interfiere con la operación de radio, televisión y otros sistemas de comunicación que operan en las frecuencias cubiertas por el espectro del ruido corona o ruido por arqueo.

El diseño de las líneas de potencia y equipo asociado es tal, que no es posible la ruptura completa de la rigidez dieléctrica del aire, bajo condiciones normales de operación. Sin embargo, ésta puede ocurrir cuando existe un voltaje excesivo entre dos superficies metálicas o no-metálicas, separadas una distancia pequeña entre sí, y que normalmente operan al mismo o casi al mismo potencial.

El efecto corona es un tipo de ruido blanco producido por la ionización de la atmósfera y por descargas a través de aisladores sucios o defectuosos. La ionización del aire en la vecindad de los conductores de una línea ocurre cuando el gradiente de potencial alrededor de éstos excede un valor crítico, el cual es función de las condiciones atmosféricas (densidad del aire y precipitaciones en forma de lluvia o nieve, entre otras), diámetro, geometría y condiciones superficiales (grado de contaminación) de los conductores.

La característica espectral del ruido corona en magnitud es casi plana desde cero hasta aproximadamente 1 Mhz; a muy -

altas frecuencias (UHF) es importante cuando existe hielo o nieve sobre los conductores de la línea.

Estudios de ruido de HF realizados en un sistema OPSA (8, 17, 18, 22), demostraron que la intensidad y características del ruido corona en este tipo de acoplamiento difieren del que se presenta en el acoplamiento fase a tierra del sistema OPLAT. Por ejemplo, en el acoplamiento fase a tierra se presentan tres picos de voltaje de ruido durante un ciclo de 60 Hz, uno que pertenece a la formación de corona en la fase acoplada y los otros dos correspondientes a corona generado en las dos fases restantes. En cambio, en el acoplamiento existente en OPSA se presenta únicamente un pico durante un ciclo de 60 Hz, y éste ocurre cerca de la cresta positiva de la señal de potencia de la fase acoplada (ver figura 3.4.6).

Los resultados de nivel de ruido, calculados de acuerdo a (22) demostraron que para una línea con características similares a las presentadas en la sección 3.4.2, la magnitud de los pulsos de ruido corona en la fase acoplada es aproximadamente dos veces mayor que para el acoplamiento fase a tierra en OPLAT. Sin embargo, el nivel de ruido promedio para los dos tipos de acoplamiento es aproximadamente el mismo, puesto que en el acoplamiento fase a tierra influyen las otras dos fases en la formación de corona.

De la figura 3.4.6 se observa que, conociendo el momento en que ocurre el pico de ruido dentro del ciclo de 60 Hz, en el sistema OPSA; es posible incrementar de manera considerable la razón s/r de los canales de comunicación al transmitir información en forma discreta, utilizando una fase; o información en forma continua, utilizando dos canales, cada uno en fases diferentes.

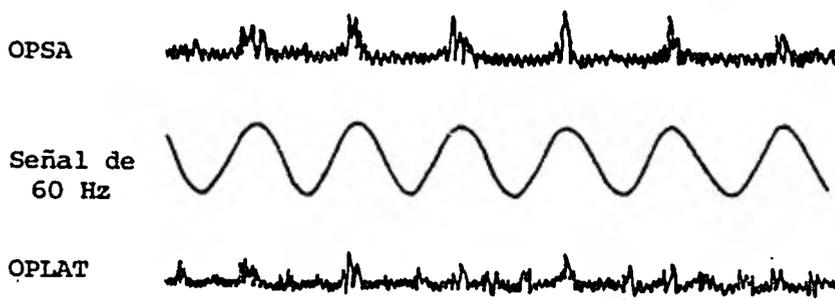


FIGURA 3.4.6 Oscilogramas de los voltajes de ruido en OPSA y en un acoplamiento fase a tierra en OPLAT.

3.5 CARACTERISTICAS DE LOS CANALES DE COMUNICACION

3.5.1 Ancho de banda

El ancho de banda del sistema OPSA se halla limitado, principalmente, por el efecto de resonancia que se presenta cuando la distancia media entre espaciadores equivale a $\lambda/2$.

Se ha considerado conveniente por razones mecánicas y económicas⁽²⁷⁾, colocar los espaciadores cada 60 mts., por lo que la máxima frecuencia utilizable sería 2.5 Mhz para valores pequeños de capacitancia de fuga en los espaciadores.

En el apéndice I se presenta el procedimiento para demostrar lo dicho en los párrafos anteriores. En este desarrollo se concluye que la impedancia característica Z_c de la línea de transmisión es:

$$Z_c = Z_o \cdot \sinh(\gamma l) / \sinh(\gamma l + \phi) \quad (\text{ohms}) \quad (3.5.1)$$

donde:

Z_c - impedancia característica de la línea con espaciadores, (ohms).

Z_o - impedancia característica de la línea sin espaciadores, (ohms).

γ - coeficiente de propagación sin espaciadores.

ϕ - $\phi = Y_s / 2Y_o$, para $Y_s \ll Y_o$, coeficiente de propagación adicional por la inclusión de los espaciadores.

$$Y_s = 1/R_s + j\omega C_s,$$

donde: R_s y C_s son la resistencia y capacitancia en paralelo de los espaciadores.

En las figuras 3.5.1.a y 3.5.1.b se muestran las gráficas,

parte real y parte imaginaria, de Z_c/Z_o vs. frecuencia, calculadas con base en la ecuación (3.5.1). En la realización de estas gráficas se consideró que $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ y $C_s = 5$ y 50 pf . En ellas se observa que el efecto de resonancia se presenta a 2.5 Mhz para $C_s = 5 \text{ pf}$, frecuencia a la que Z_c y Z_o son muy diferentes. Es por esto, que se considera que la máxima frecuencia utilizable en OPSA es 2.5 Mhz (teóricamente), ya que a esta frecuencia los niveles de atenuación son excesivos, debido al desacoplamiento de impedancias. Afortunadamente, Z_c y Z_o son aproximadamente iguales en casi todo el rango de frecuencias útil.

Sin embargo, a pesar de que el límite superior teórico del ancho de banda en OPSA es de 2.5 Mhz ; para evitar interferencia con la banda de emergencia internacional de radionavegación en $2.182 \text{ Mhz} \pm 12 \text{ Khz}$, es aconsejable que se restrinja a 2.14 Mhz . En forma similar, el límite inferior es de 540 Khz por la presencia de la banda internacional de desastre en $500 \pm 10 \text{ Khz}$. Por consiguiente, el ancho de banda queda reducido a 1.6 Mhz , que representa 3.4 veces el ancho de banda correspondiente a OPLAT (30 a 500 Khz).

Para hacer uso del ancho de banda mencionado, es necesario considerar que el ancho de banda de la trampa de $\lambda/4$ ($1.4f_o$) sea igual a 1.6 Mhz .

El ancho de banda de OPSA es apropiado para comunicaciones y transmisión de datos en banda amplia a alta velocidad, sistemas PCM de 24 canales o para enlaces en FDM de 180 canales⁽¹⁶⁾.

En la figura 3.5.2 se comparan las capacidades de información en los sistemas OPLAT y OPSA. Evidentemente, OPSA es muy superior en este aspecto.

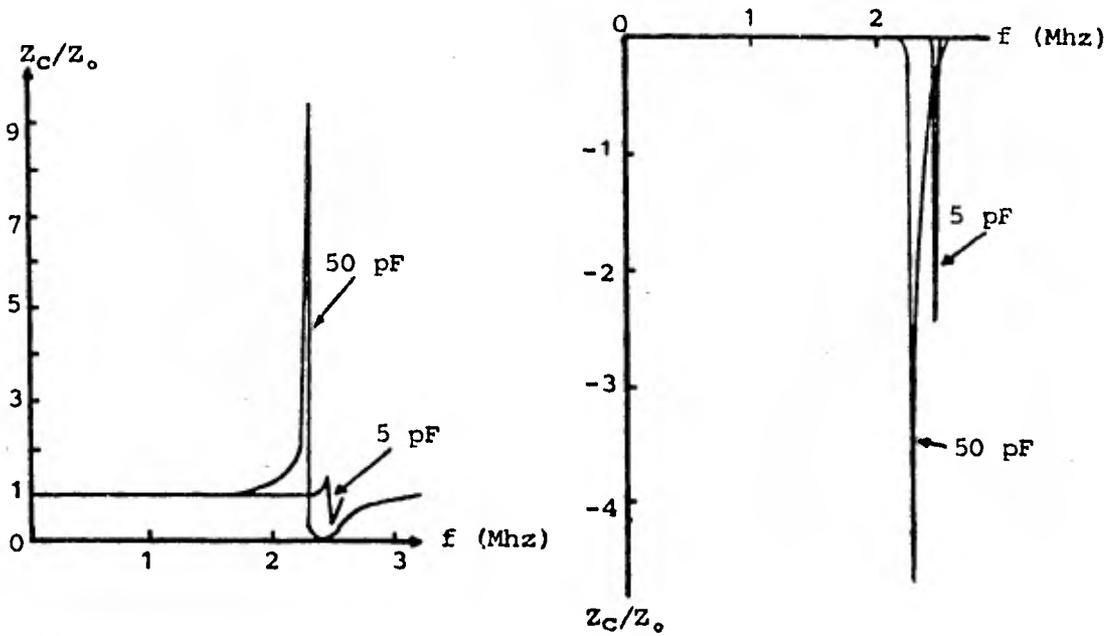


FIGURA 3.5.1 Parte real e imaginaria de Z_c/Z_o .

canales OPLAT
(4 Khz por canal). Únicamente se puede habilitar una fase de la línea.

BANDAS INTERNACIONALES DE DESASTRE

UN CANAL MEDIANTE EL SISTEMA OPSA. (Se puede utilizar la misma banda en todas las fases).

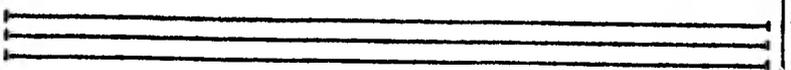


FIGURA 3.5.2 Capacidades de información en OPLAT y OPSA.

3.5.2 Diafonía

Una de las características que hacen atractivo al sistema -- OPSA es su bajo nivel de diafonía (crosstalk), que es un tipo de interferencia causada principalmente por el acoplamiento electromagnético existente entre fases, y se define como el disturbio creado en un circuito de comunicación, debido a las señales de otro circuito de comunicación.

Este tipo de interferencia puede ser inteligible o no-inteligible. Por ejemplo, en canales analógicos diferentes, la diafonía es generalmente del tipo no-inteligible, debido a la inversión de frecuencia, desplazamiento de frecuencia, o bien, a la codificación digital (si se trata de un sistema digital). En el caso de transmisión de datos, inteligible implica que la interferencia es del mismo tipo que la señal deseada; y no inteligible significa que la interferencia existente se debe a sistemas de diferente tipo.

Esencialmente son tres las causas de la diafonía.

- 1) Funcionamiento no lineal en sistemas de multiplexaje analógico (FDM).
- 2) Control deficiente de la respuesta en frecuencia del sistema. Por ejemplo, en el diseño de un equipo de FDM; si los filtros no rechazan adecuadamente los productos indeseables de los moduladores, se presenta la llamada diafonía por transmitancia debido a un control inadecuado de la característica de transferencia o transmitancia de las redes.

Otra forma de diafonía por transmitancia ocurre en los sistemas TDM, cuando cada muestra no está confinada en su intervalo de tiempo asignado; presentándose lo que comunmente se --

llama interferencia entre símbolos. Esta clase de interferencia es causada por un ancho de banda insuficiente de la trayectoria de comunicación.

3) Acoplamiento electromagnético entre circuitos físicamente aislados. Se debe principalmente a los efectos del campo cercano o de inducción.

Una medida cuantitativa de la pérdida por acoplamiento entre circuitos es la llamada pérdida por acoplamiento a un mismo nivel (ELCL, por sus siglas en inglés).

La ELCL en algún punto de la línea se define como la razón de potencia P_1 en el circuito perturbante a la potencia inducida $P_2 = kP_1$ en el circuito perturbado, en el mismo punto, o sea P_1/P_2 . Ver figura 3.5.3.

Ahora bien, dependiendo de las direcciones relativas de las señales en cada uno de los circuitos, pueden ocurrir principalmente dos fenómenos de diafonía diferentes.

1) Diafonía por terminal lejana (Far End Crosstalk).- Si consideramos dos pares de cables con señales que viajan en la misma dirección (figura 3.5.4.a); debido a la interferencia a lo largo de la línea, se transferirá parte de la potencia del par A al par B y viceversa; esto trae como resultado que al final de la sección en el lado receptor exista una potencia perturbante P_2 .

A esta interferencia entre señales que viajan en la misma dirección y que aparecen en la terminal lejana de una sección se le llama diafonía por terminal lejana (FEXT).

La figura 3.5.4.b muestra la forma de medición de FEXT.

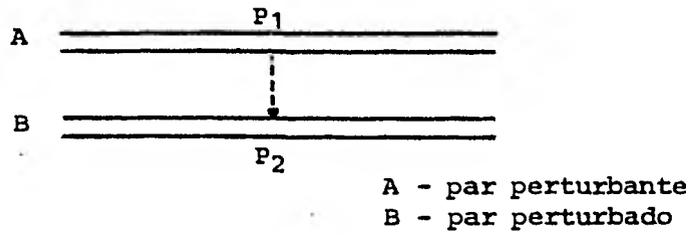


FIGURA 3.5.3 Pérdida por acoplamiento entre circuitos.

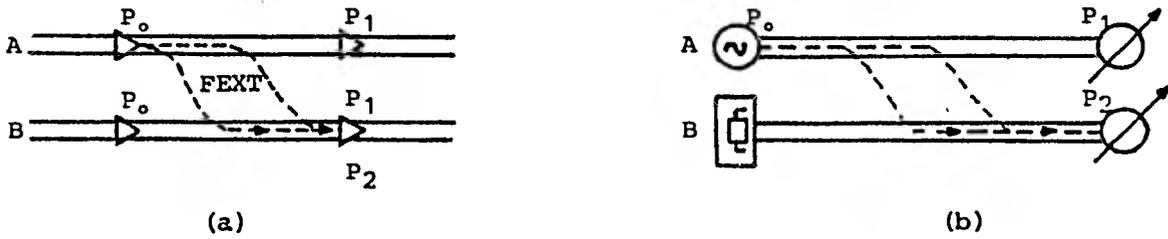


FIGURA 3.5.4 a) FEXT entre dos circuitos.
b) Forma de medición de FEXT.

dos pares de cables, mediante la transmisión de una señal de prueba de potencia P_0 (en el par A, por ejemplo) y la medición de las potencias en ambos pares en el lado receptor. El par B en el lado transmisor se encuentra acoplado con la impedancia correcta.

El FEXT de A a B está dado directamente por la razón de estas dos lecturas.

$$\begin{aligned} \text{FEXT} &= P_1/P_2, \text{ o bien en decibeles} \\ \text{FEXT} &= 10\log_{10}(P_1/P_2) \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

Es obvio que la potencia perturbante P_2 depende de la longitud de la sección.

2) Diafonía por terminal cercana (Near End Crosstalk).- Es la diafonía existente entre pares de cables con señales que viajan en direcciones opuestas (figura 3.5.5.a). Este tipo de diafonía se mide como se muestra en la figura 3.5.5.b. Puesto que las mediciones se hacen al final de la transmisión de la señal de prueba en el circuito perturbado, se le conoce comúnmente como diafonía por terminal cercana (NEXT).

Si la potencia perturbante que se induce en el circuito B en el punto 1 a lo largo de la línea debida a P_0 es P_2 (figura 3.5.5.a), la razón s/r debida a NEXT es:

$$\begin{aligned} s/r &= P_1/P_2 \text{ o bien} \\ s/r &= 10\log_{10}(P_1/P_2) \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

Si definimos a L como la atenuación del cable:

$$L = 10\log_{10}P_0/P_1$$

consecuentemente, se tiene que:

$$s/r = 10\log_{10}(P_0/P_2) - L = \text{NEXT} - L \quad (3.5.3.a)$$

Una solución para reducir la diafonía debida a NEXT es usar diferentes bandas de frecuencia para cada uno de los dos circuitos.

Ambos tipos de diafonía se pueden reducir, si se disminuye la máxima frecuencia de trabajo.

En el caso de las líneas de transmisión en las cuales se emplea el sistema OPSA, se han realizado mediciones de atenuación de diafonía debida a la interacción electromagnética entre fases^(9, 19). Dichas mediciones se realizaron en la línea descrita en la sección 3.4.2; obteniéndose los siguientes resultados:

La atenuación promedio debida a NEXT fué de 60 dB y 40 dB entre dos sistemas OPSA, y entre un sistema OPSA y un acoplamiento fase a tierra, respectivamente.

Los valores medidos para FEXT se muestran en la figura 3.5.6; de donde se observa que la atenuación debida a FEXT entre dos sistemas OPSA es de 20 a 30 dB mayor que la obtenida entre un sistema OPSA y un acoplamiento fase a tierra.

Cabe mencionar que esta atenuación puede disminuir a causa de disimetrías en las trampas de onda, equipo de acoplamiento y además, a causa de irregularidades accidentales a lo largo de la línea.

Así, podemos concluir que, debido a los bajos niveles de interferencia por diafonía entre fases, es posible implementar un sistema OPSA en cada una de las fases de una línea.

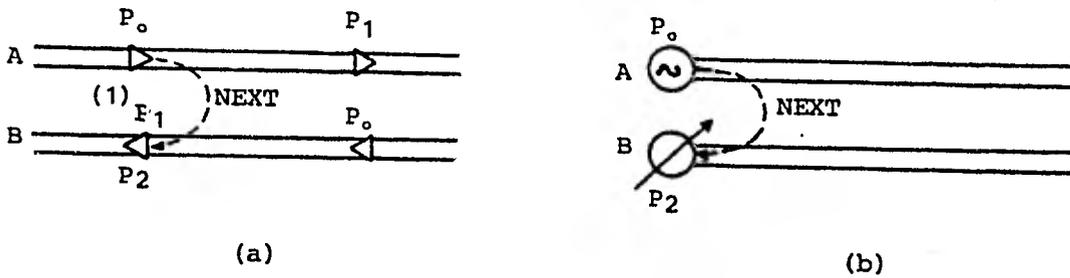


FIGURA 3.5.5 a) NEXT entre dos circuitos.
b) Medición de NEXT.

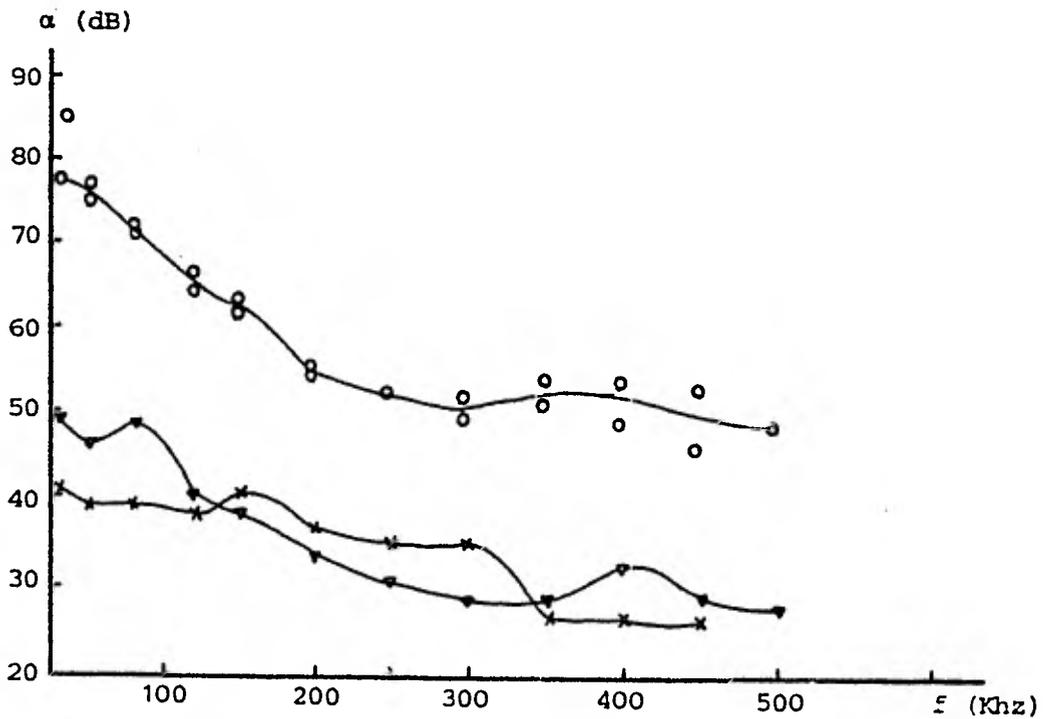


FIGURA 3.5.6 Mediciones de atenuación debidas a FEXT.
 (°) α entre 2 sistemas OPSA en las fases A y B.
 (x) α entre un sistema OPSA en la fase B y un a coplamiento fase a tierra en la fase C.
 (Δ) α entre un sistema OPSA en la fase A y un a coplamiento fase a tierra en la fase C.

3.5.3 Radiación

La transmisión de señales de comunicación a través de las líneas de alta tensión produce campos electromagnéticos alrededor de los conductores.

Estos campos electromagnéticos pueden provocar interferencia con otros sistemas de comunicación; el grado de interferencia depende de la magnitud de los campos y de la distancia a la que se encuentren operando los sistemas. Es por esto, que es importante obtener las ecuaciones que determinan su comportamiento con la distancia, a fin de determinar la máxima potencia de transmisión permisible, para evitar la interferencia con otros canales de comunicación que, por su aplicación, pueden ser de vital importancia.

El modo de propagación predominante en un medio formado por conductores paralelos, como es el caso de OPLAT y OPSA, es el denominado Modo Principal en el cual los campos eléctricos y magnéticos son perpendiculares a la dirección de propagación. A las ondas viajeras así constituidas se les conoce como Ondas Transversales Electromagnéticas (ondas TEM), siendo este el único tipo que puede existir en una línea de transmisión a bajas frecuencias. Si en cambio, la frecuencia es tan alta que la longitud de onda de la señal es comparable con la distancia entre conductores, se presentarán otros modos que, por lo general, son indeseables.

No obstante que el cálculo formal del patrón de radiación completo de una línea de transmisión formada por dos cables es extremadamente complicado, la división del campo electromagnético en dos componentes (campos de inducción y de radiación) hace posible su determinación en forma aproximada. El primero de estos campos predomina a distancias cercanas a los ---

conductores, y el segundo a grandes distancias.

En primer lugar, se considera una línea sin pérdidas y de gran longitud a lo largo del eje Z de un sistema coordinado, como se muestra en la figura 3.5.7. La corriente en cualquier punto de la línea está dada por:

$$I = I_0 e^{-j\beta z} \quad (\text{A}) \quad (3.5.4)$$

en donde:

I_0 = magnitud de la corriente en Ampers.

β = constante de fase en radianes.

Por lo que la intensidad del campo magnético en el punto P, - tomando en consideración el efecto de retardo que resulta de la velocidad de propagación finita, es de acuerdo a (20):

$$H_\phi = I_0 e^{-j\beta s} (1 + \cos\theta) / 4\pi s \cdot \text{sen}\theta \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.5)$$

De las ecuaciones de Maxwell puede calcularse el campo eléctrico mediante:

$$E_\theta = \eta H_\phi \quad (\text{V/m}) \quad (3.5.6)$$

donde η es la impedancia intrínseca del medio, que para el espacio libre es de $120\pi \Omega$.

Si el punto P está cerca de la línea, pero lejos del origen, la ecuación 3.5.5 se reduce a:

$$H_\phi = I_0 e^{-j\beta z_0} / 2\pi r \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.7)$$

en donde:

$$z_0 \approx s \quad \text{para } \theta \approx 0$$

$$r = s \cdot \text{sen}\theta$$

H_ϕ es el campo de inducción producido por una línea de gran longitud, cuya magnitud es:

$$|H_\phi| = I_0 / 2\pi r \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.7.a)$$

A continuación se presentarán las expresiones para el campo magnético de inducción y radiación en el sistema OPLAT, con las fases dispuestas en forma vertical y horizontal, y el sistema OPSA; para estar en posibilidad de establecer comparaciones entre ellos en este aspecto.

Campos magnéticos de inducción

a) OPLAT con disposición vertical

Si la señal de portadora se inyecta en las fases media y superior, figura 3.5.8, y se considera que las corrientes de portadora en las fases no acopladas son despreciables y la conductividad de tierra es infinita; se tiene que las componentes del campo magnético de inducción en X y Y están dadas -- por ⁽²⁴⁾:

$$|H_x| = (2I_0 r^2 \text{sen}\phi \text{cos}\phi / \pi) (h_1/m_1 - h_2/m_2) \quad (3.5.8)$$

$$|H_y| = \frac{I_0}{\pi} \left[\frac{h_1(r^2 + h_1^2 - 2r^2 \text{cos}^2\phi)}{m_1} - \frac{h_2(r^2 + h_2^2 - 2r^2 \text{cos}^2\phi)}{m_2} \right] \quad (3.5.9)$$

en donde:

$$m_1 = (r^2 + h_1^2)^2 - 4h_1^2 r^2 \text{cos}^2\phi$$

$$m_2 = (r^2 + h_2^2)^2 - 4h_2^2 r^2 \text{cos}^2\phi$$

Si se supone que $h_1 \ll r$ y $h_2 \ll r$, la magnitud del campo magnético en el punto P estará determinada por:

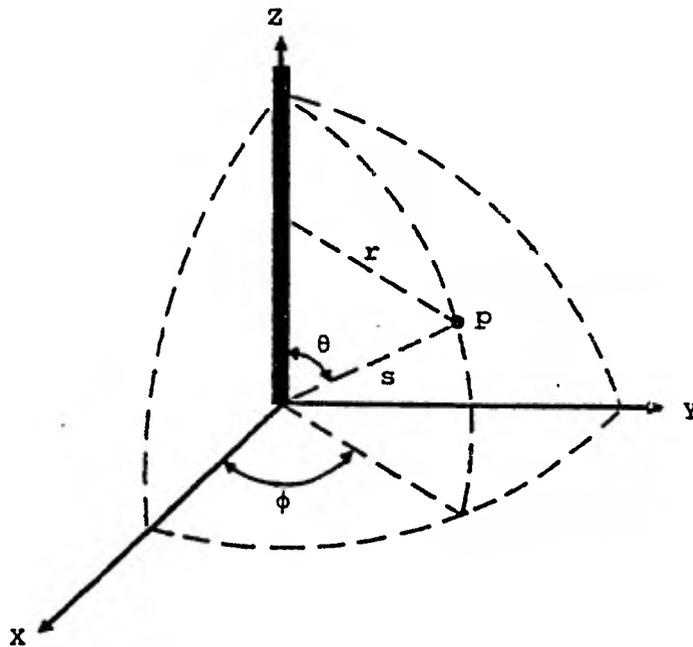


FIGURA 3.5.7 Línea de transmisión de un conductor.

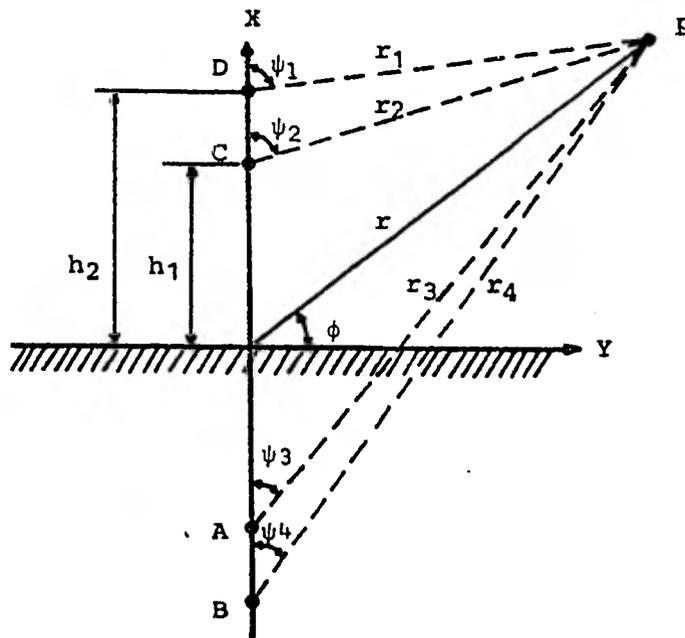


FIGURA 3.5.8 Sistema OPLAT con disposición vertical.

$$|H_I| = I_0(h_2 - h_1)/\pi r^2 \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.10)$$

En la ecuación anterior se observa que la magnitud decrece con el cuadrado de la distancia a partir del eje Z y es independiente de ϕ .

b) OPLAT con disposición horizontal

En la sección 2.4.3 del capítulo anterior se dijo que el número de modos naturales de propagación es igual al número de conductores de la línea. Es por esto que en una línea trifásica, con los conductores dispuestos horizontalmente (figura 3.5.9), aparecen los modos de propagación que se dan en la tabla siguiente:

CORRIENTE RELATIVA EN LAS FASES			
MODO	A	B	C
1	1	1	1
2	1	0	-1
3	1	-(2+ ϵ)	1

TABLA 3.4 Modos de propagación en una línea trifásica.

Si en la figura 3.5.9, $r \gg h$ y $r \gg f$, los campos magnéticos totales para cada uno de los modos de propagación son los siguientes ⁽²⁴⁾:

$$|H_I| = 3I_0 h / \pi r^2 \quad (\text{A/m}) \quad \text{para el modo 1} \quad (3.5.11)$$

$$|H_I| = 4I_0 h f / \pi r^3 \quad (\text{A/m}) \quad \text{para el modo 2} \quad (3.5.12)$$

$$|H_I| = I_0 h \epsilon / \pi r^2 \quad (\text{A/m}) \quad \text{para el modo 3} \quad (3.5.13)$$

En la figura 3.5.11 se grafica el comportamiento de las ---

magnitudes de los campos magnéticos con la distancia. En ella se observa que la mayor rapidez en el desvanecimiento de éstos corresponde al Modo 3, ya que como se vió en la sección 2.4.3, es el que experimenta la menor atenuación.

En cambio, a pesar de que la magnitud del campo magnético en el Modo 2 varía en función de $1/r^3$, su mayor atenuación lo coloca en una posición desfavorable en comparación con el Modo 3.

El Modo 1, por ser el de mayor atenuación, tiene un campo magnético que se manifiesta a mayores distancias.

c) OPSA

En una línea trifásica con dos subconductores por fase y dispuestos horizontalmente, el grado de acoplamiento entre la fase acoplada y las que no lo están es considerablemente pequeño, por lo que únicamente se considera la fase a la que se le inyecta la señal de comunicación.

De acuerdo a la figura 3.5.10, las componentes del campo magnético en X y Y están dadas por:

$$|H_x| = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{\sin\psi_1}{r_1} - \frac{\sin\psi_2}{r_2} - \frac{\sin\psi_3}{r_3} - \frac{\sin\psi_4}{r_4} \right] \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.14)$$

$$|H_y| = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{\cos\psi_2}{r_2} - \frac{\cos\psi_1}{r_1} - \frac{\cos\psi_4}{r_4} + \frac{\cos\psi_3}{r_3} \right] \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.15)$$

Pero si consideramos que $r \gg h$ y $r \gg f$, entonces la magnitud del campo magnético total será:

$$|H_I| = 4I_0 hf / \pi r^3 \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.16)$$

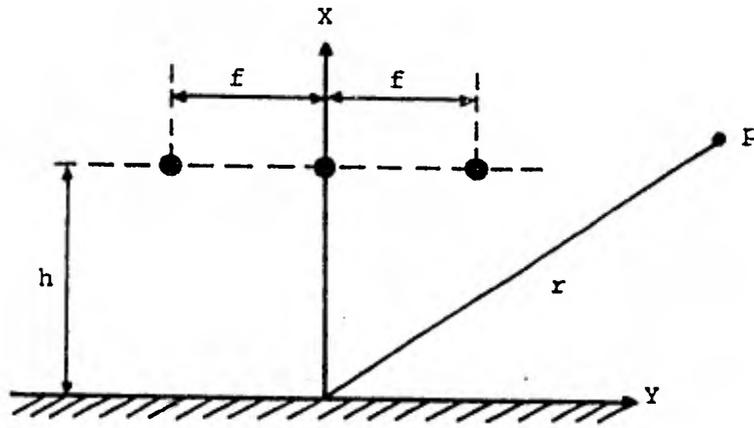


FIGURA 3.5.9 Sistema OPLAT en una línea trifásica con disposición horizontal.

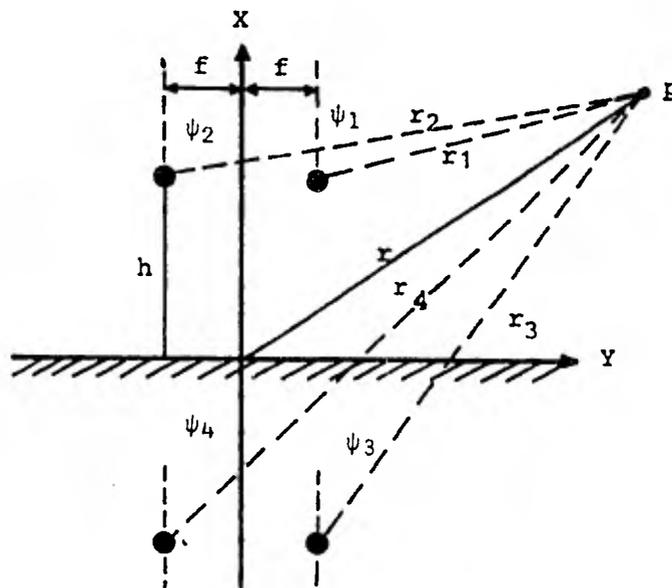


FIGURA 3.5.10 Línea con dos subconductores por fase.

Lo anterior nos indica que el campo magnético en OPSA disminuye a razón de $1/r^3$. Es por esto que puede decirse que los campos electromagnéticos están "fuertemente ligados" a los conductores.

En la figura 3.5.11 se grafican los campos de inducción de los sistemas considerados. De ella se concluye que el sistema OPSA es el que presenta el campo de inducción con menor intensidad.

Ahora, si comparamos las magnitudes del campo magnético de inducción en OPSA y OPLAT vertical, se tiene que:

$$M = |H_I|_{\text{OPSA}} / |H_I|_{\text{OPLAT-V}} = 4hf / (h_1 - h_2)r \quad (3.5.17)$$

en donde si: $h_1 - h_2 = 8$ mts, $h = 15$ mts, $f = 0.1524$ mts, $r = 1$ Km; M será equivalente a -58 dB, es decir, habrá una relación de 1/800 aproximadamente.

Campos magnéticos de radiación⁽²⁴⁾.

Aquí se presentarán las expresiones del campo magnético de radiación asociadas con OPLAT y OPSA, a partir de las cuales se determinará cual de ellos provoca el menor nivel de interferencia con otros sistemas de comunicación ubicados a distancias considerables.

En el cálculo del campo de radiación de un número de conductores cualquiera, se hacen las siguientes suposiciones dadas por Schelkunoff:

1) Las diferencias en los radio-vectores a partir del inicio de cada línea al punto de interés no son de importancia.

2) Las diferencias en la dirección de los radio-vectores son despreciables.

3) Las diferencias en los radio-vectores tienen efecto únicamente en la fase acoplada.

a) OPLAT con disposición vertical

Considerando que $s \gg h_1$ y $s \gg h_2$ en la figura 3.5.12 y aplicando las suposiciones anteriores, se tiene que:

$$H_R = \frac{I_o e^{-j\beta s} \text{sen } \theta}{2\pi s (1 - \cos \theta)} |\text{sen}(\gamma h_1) - \text{sen}(\gamma h_2)| \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.18)$$

donde:

$$\gamma = 2\pi \text{sen} \theta \cos \theta / \lambda$$

Pero si además $\lambda \gg h_1$ y $\lambda \gg h_2$, entonces se tendrá que:

$$|H_R| = I_o (1 + \cos \theta) (h_1 - h_2) \cos \phi / s \lambda \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.19)$$

por lo que el patrón de radiación máximo se tiene en el plano vertical que contiene a los conductores ($\phi = 0$), y es cero en el plano de tierra ($\phi = \pm \pi/2$).

b) OPLAT con disposición vertical

Las magnitudes de los campos de radiación para los tres modos de propagación son los siguientes:

$$|H_R|_1 = 3I_o h (1 + \cos \theta) \cos \phi / s \lambda \quad \text{Modo 1} \quad (3.5.20)$$

$$|H_R|_2 = 4\pi I_o f h (1 + \cos \theta) \text{sen} \theta \text{sen} 2\phi / s \lambda^2 \quad \text{Modo 2} \quad (3.5.21)$$

$$|H_R|_3 = I_0 \epsilon h (1 + \cos \theta) \cos \phi / s \lambda \quad \text{Modo 3} \quad (3.5.22)$$

c) OPSA

Haciendo uso de la ecuación 3.5.5, las suposiciones de Schelkunoff y la figura 3.5.13, se tiene que:

$$|H_R| = 2\pi I_0 f h (1 + \cos \theta) \sin \theta \sin 2\phi / s \lambda^2 \quad (\text{A/m}) \quad (3.5.23)$$

De los resultados anteriores puede verse que para todas las configuraciones consideradas hay dos tipos de patrón de radiación. Un tipo se relaciona con el sistema OPLAT dispuesto verticalmente y los Modos 1 y 3 del sistema OPLAT dispuesto horizontalmente, y el otro tipo se asocia con OPSA y el Modo 2.

Ahora, relacionando la magnitud del campo de radiación de OPSA con la de OPLAT dispuesto verticalmente, se tiene que:

$$J = \frac{|H_R|_{\text{OPSA}}}{|H_R|_{\text{OPLAT-V}}} = 4\pi f h \sin \theta \sin \phi / \lambda (h_1 - h_2) \quad (3.5.24)$$

cuyo valor máximo será:

$$J = 4\pi f h / \lambda (h_1 - h_2) \quad (3.5.25)$$

Si consideramos que $f = 0.152$ mts, $h = 8$ mts, $h_1 - h_2 = 8$ mts y $\lambda = 300$ mts ($f = 1$ Mhz), entonces:

$J_{\text{máx}} = -44$ dB o sea, una relación de 1:157 aproximadamente.

En resumen, puesto que el sistema OPSA tiene un campo magnético cuya magnitud, en comparación con las configuraciones consideradas, es sensiblemente menor a cualquier distancia que

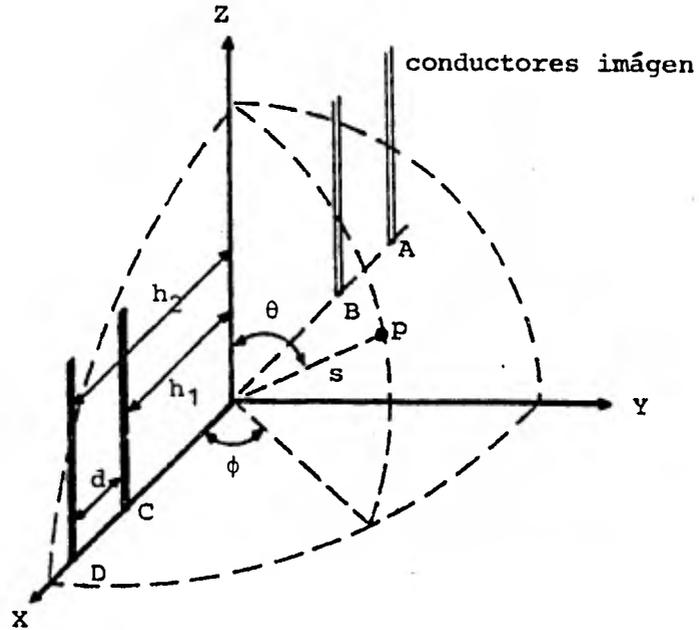


FIGURA 3.5.12 Sistema OPLAT con disposición vertical.

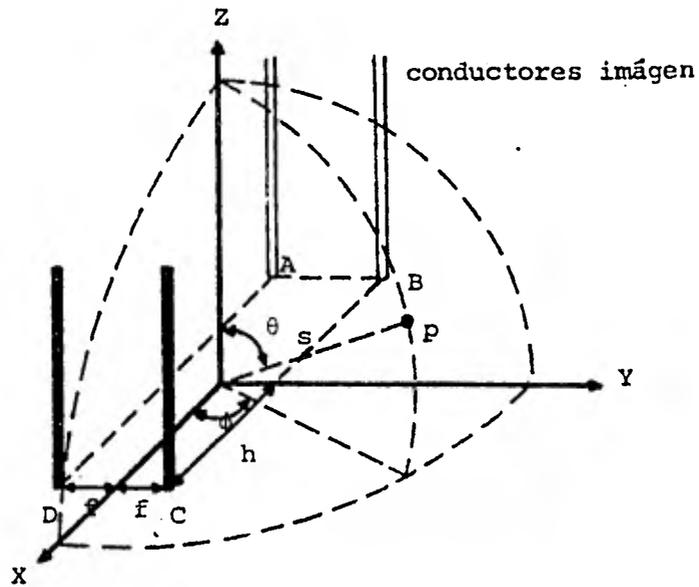


FIGURA 3.5.13 Sistema OPSA.

se considere, los niveles de interferencia con otros sistemas de comunicación serán mínimos. Esta ventaja se debe, además del reducido espaciamiento entre subconductores, a su disposición horizontal, al balance de las corrientes y a la pureza del modo de transmisión.

Además, por reciprocidad, el sistema OPSA será menos afectado por fuentes externas de interferencia.

3.6 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA OPSA EN CONDICIONES DE FALLA

El estudio del sistema OPSA no estaría completo si no se considerara su comportamiento en condiciones de operación anormales, tales como fallas de corto circuito o sobretensiones. - Por otra parte, es de suma importancia el determinar la confiabilidad de este sistema en situaciones críticas, principalmente si entre sus aplicaciones se incluye la de proteger al sistema contra este tipo de fallas.

Las fallas en las líneas de transmisión son ocasionadas por diversos factores, entre los que destacan las descargas atmosféricas y los desperfectos en el equipo eléctrico.

La posibilidad de que una descarga atmosférica incida sobre una de las fases de una línea de transmisión es muy pequeña, debido a la protección que brindan los hilos de guarda. Pero, si esto llegara a ocurrir, habría una diferencia de potencial muy pequeña entre los subconductores de la fase afectada, dado que el espaciamiento entre ellos es muy reducido (generalmente 0.3 mts), por lo que los espaciadores aislantes no resultarían afectados. Sin embargo, la trayectoria de comunicación se interrumpirá hasta que los arcos producidos en los explosores desaparezcan (los explosores o cuernos de arqueo se instalan en los ensambles de suspensión para la protección de los espaciadores aislantes contra las sobretensiones).

Las fuerzas de origen eléctrico que se presentan en los espaciadores, en condiciones normales de operación, son las siguientes:

- 1) Una fuerza electrostática de repulsión proporcional al cuadrado del voltaje fase a tierra e inversamente proporcional al espaciamiento de los subconductores.

2) Una fuerza electromagnética de atracción proporcional al cuadrado de la corriente de la línea e inversamente proporcional al espaciamento entre subconductores.

En condiciones normales, estas fuerzas, de magnitud reducida, tienden a cancelarse. Sin embargo, durante un corto circuito, puesto que el voltaje de línea tiende a cero y la corriente se incrementa notablemente, existirá una gran fuerza de atracción entre los conductores que provocará que estos se toquen; interrumpiéndose así la transmisión de información hasta que la falla desaparezca.

Las pruebas de corto circuito efectuadas en una línea con subconductores aislados (dos por fase), de 340/30 Al/St, con una distancia entre torres de 150 mts., habiéndose colocado los espaciadores cada 37 mts para una corriente de 30 KA, y 50 mts para 53 KA; arrojaron los resultados que se incluyen en la tabla siguiente ⁽²¹⁾.

CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO (KA)	FUERZA DE COMPRESION (Kp)	FUERZA DE TENSION (Kp)	TIEMPO NECESARIO PARA QUE LOS CONDUCTORES SE TOQUEN (ms)
10	—	—	120
30	750	220	30
53	1300	460	10

TABLA 3.4 Resultados de la prueba de corto circuito.

En ella se observa que en condiciones de falla, los espaciadores aislantes se someten a grandes esfuerzos de compresión que resultan de la atracción electromagnética experimentada por los subconductores. Es por esto que, como se mencionó en la sección 3.3.1, los espaciadores aislantes deberán diseñarse con la resistencia mecánica necesaria para evitar que -

sufran daños o deformaciones permanentes, y cumplan al mismo tiempo con las características eléctricas apropiadas para su uso a las frecuencias de comunicación. Es además indispensable que los espaciadores aislantes y los herrajes de suspensión no causen daños a los conductores.

Otro parámetro importante de las líneas de transmisión que utilizan el sistema OPSA, es el tiempo necesario para que los conductores se pongan en contacto, es decir, el tiempo para que se interrumpa la comunicación; ya que la señal de protección debe enviarse antes de que esto suceda. De la tabla anterior se observa que este tiempo es proporcional a la magnitud de la corriente de corto circuito. A corrientes superiores a 30 KA no puede asegurarse la teleprotección mediante el empleo de una sola fase, por lo que deberán utilizarse al menos dos fases. Esto es posible gracias a que el bajo nivel de diafonía del sistema OPSA permite la transmisión de la misma información en fases diferentes de la misma línea, para evitar que ésta se pierda cuando alguna de las fase falle. El grado de confiabilidad que se obtiene con esta técnica es elevado, dado que es improbable que las 3 fases sean afectadas simultáneamente.

Otra alternativa, para superar el inconveniente del sistema OPSA en caso de falla, es utilizar el arreglo fantasma en el que la señalización de protección se realiza mediante el sistema OPLAT con un acoplamiento fase a tierra; así, la función de protección no se verá afectada cuando los subconductores se toquen por la presencia de un corto circuito. No obstante, considerando que la fase que se está empleando para esta tarea puede resultar afectada, se prefiere el método de acoplamiento fase a fase mostrado en la figura 3.6.1.

hacia la
subestación

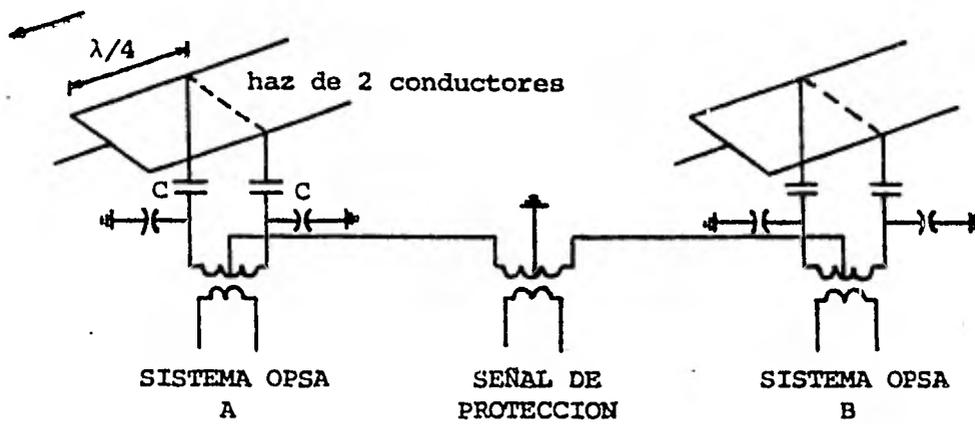


FIGURA 3.6.1 Arreglo fantasma para conmutación de protección.

3.7 VENTAJAS Y DESVENTAJAS QUE PRESENTA EL SISTEMA OPSA EN COMPARACION CON EL SISTEMA OPLAT

De acuerdo a lo expuesto en este capítulo y en el anterior, podemos concluir que el sistema OPSA es, por muchas razones, una forma de comunicación muy superior al sistema OPLAT. A continuación se presentan las principales ventajas y desventajas que se tienen al utilizar el primer sistema, en lugar del segundo.

Ventajas:

- a) Disponibilidad de un mayor ancho de banda que, permite contar con un mayor número de canales, mayores velocidades de información y el empleo de técnicas de modulación más confiables y de menor costo.
- b) El uso de trampas de un cuarto de longitud de onda proporciona un acoplamiento de banda ancha altamente eficiente a precios relativamente bajos.
- c) Posibilidad de reutilizar la misma gama de frecuencias en tramos y fases adyacentes debido a su gran atenuación de diafonía.
- d) Menor nivel de radiación, que se traduce en baja interferencia con otros sistemas de comunicación y menores pérdidas por radiación. Esta característica permite utilizar mayores potencias de transmisión, lo cual facilita el empleo del sistema OPSA en líneas de gran longitud o con niveles de atenuación elevados.
- e) Es menos susceptible a la interferencia provocada por fuentes externas.

f) Puesto que la fase formada por subconductores aislados puede considerarse, para propósitos de comunicación, como un par balanceado; su modelado puede efectuarse con relativa sencillez. Esta ventaja se aprovechó en el programa de computadora TRANSM (ver sección 3.4.2), para simular el comportamiento del medio de transmisión.

Desventajas:

a) Requerimientos especiales de acoplamiento para la transmisión confiable de señales de protección.

b) El costo de la instalación es proporcional a la longitud del enlace, pero el costo por canal es significativamente menor.

c) Dispositivos aislantes (espaciadores y herrajes de suspensión) más complejos que los usados en el sistema OPLAT.

Por considerarlo de importancia, se presentan los resultados de la evaluación económica para ambos sistemas⁽²⁹⁾. En este estudio se hicieron las siguientes consideraciones:

1) Los sistemas se implementaron en una línea por construirse y con características similares.

2) Por lo supuesto en el punto anterior, los costos de mano de obra son aproximadamente iguales y, por tanto, no se considerarán.

3) Por simplicidad, se estima que los costos de mantenimiento son similares, por lo que tampoco intervienen.

4) Para el sistema OPLAT se supone un acoplamiento de dos fases.

5) Capacidad de cuatro canales, que implica el uso de equipos de comunicación idénticos.

6) Los costos corresponden al año de 1980.

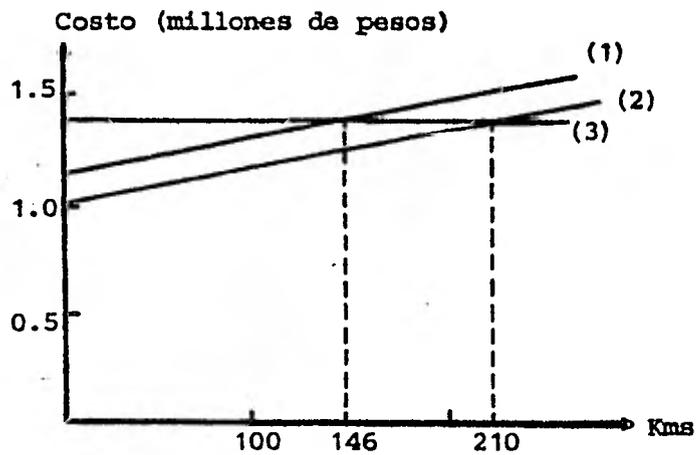
Tomando en cuenta las consideraciones antes mencionadas, en la tabla 3.5 se presentan los costos del sistema OPLAT y del sistema OPSA con trampa de tap central y $\lambda/4$, en relación a la longitud del enlace.

SIS DIS TAN CIA	TEMA OPLAT	OPSA Trampa tap	OPSA Trampa $\lambda/4$	RELACION DE COSTO OPSA/OPLAT	
				Trampa tap	Trampa $\lambda/4$
25	1150	972	880	0.85	0.77
50	1150	1004	916	0.87	0.80
100	1150	1081	989	0.94	0.86
125	1150	1117	1025	0.97	0.89
150	1150	1153	1061	1.00	0.92
175	1150	1190	1097	1.03	0.95
200	1150	1262	1170	1.10	0.99
225	1150	1262	1170	1.10	1.02

TABLA 3.5 Evaluación económica de OPLAT y OPSA.
(Costos en miles de pesos y distancias en metros).

Con los resultados de la tabla anterior se elaboró una gráfica, que se muestra en la figura 3.7.1 y representa el comportamiento del costo por canal con la distancia.

De la figura anterior se observa que el sistema OPSA es más económico (dependiendo de si se utilizan trampas con tap central o de $\lambda/4$), para distancias menores a 146 y 210 Kms, respectivamente.



- (1) Sistema OPSA con trampa de onda con tap
- (2) Sistema OPSA con trampa de $\lambda/4$
- (3) Sistema OPLAT.

FIGURA 3.7.1 Costo por canal para los sistemas OPLAT y OPSA.

Pero, si se toma en cuenta la superioridad del sistema OPSA en cuanto al ancho de banda, el costo disminuirá notablemente, lo cual hace que este sistema sea definitivamente más conveniente, aún sin considerar las ventajas adicionales mencionadas anteriormente.

3.8 APLICACIONES DEL SISTEMA OPSA

El sistema OPSA ofrece ventajas considerables, con respecto al sistema OPLAT, debido a las características superiores que como medio de comunicación presenta. (Ver sección anterior).

Al igual que OPLAT, como se mencionó en la Sección 2.5, puede utilizarse para la transmisión de información relacionada con telefonía, telegrafía, telecontrol, teleprotección, télex, -- facsímil y transmisión de datos (asociada con las funciones de administración, investigación y desarrollo de las empresas eléctricas). Cabe mencionar que para la transmisión confiable de señales de teleprotección, es necesario utilizar esquemas de acoplamiento especiales, como los mencionados en la sección 3.6.

Pero además, debido al mayor ancho de banda disponible, es posible elegir la técnica de modulación que más se adapte a las necesidades y aplicaciones, para obtener la combinación: número de canales, velocidad de transmisión, potencia de transmisión y relación señal a ruido, que más convenga.

BIBLIOGRAFIA

CAPITULO III

LIBROS:

- (1) BELL Telephone Laboratories, Transmission - Systems for Communications. Capítulo II.
- (2) DESOER, Charles A., Basic Circuit Theory. Mc Graw-Hill, 1969.
- (3) GENERAL Electric, Electric Utility Systems - and Practices. General Electric, 1974.
- (4) JOHNSON, Walter C., Transmission Lines and - Networks. Mc. Graw-Hill, 1950.
- (5) JORDAN, Edwards C., Electromagnetic Waves -- and Radiating Systems. Prentice Hall Inc 1968.
- (6) STEVENSON, William D., Elements of Power System Analysis. Mc. Graw-Hill, 1975.

ARTICULOS:

- (7) ALEXANDROV, George N., Theory of Bundle Conductors. Trans IEEE Vol. PAS-88, No. 6 June 1969.
- (8) BRESTKINA, E. E., A study of H. F. Noise on the Insulated Subconductors of Phase-Bundles on an Experimental Line. Methods - and Means for Automatic Monitoring and - Control, Nauka Publishing House, 1969.

- (9) BRESTKINA, E. E., Measurement and calculation of intrabundle HF-communication paths. CIGRE, Paper 35-03, 1974.
- (10) DEWSNAP, G. C., Intrabundle Propagation. C.E.R.L., 1977.
- (11) EDWARDS, A. T., Bundle-Conductor-Spacer design Requirements and Development of "Spacer-Vibration Damper". Trans. IEEE Vol. PAS-84, No. 1, October 1965.
- (12) FLEISCHHAUER, Podszcek, Multichannel Carrier Transmission over HT Bundle Conductors. Siemens Review, Vol. XXXI-1964.
- (13) HASLER, E. F., Communication Systems using Bundle Conductors overhead Power Lines. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, No. 2, March/April 1975.
- (14) HASLER, E. F., The Design and Predicted Performance of Intrabundle Insulation. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, No. 2, March/April 1975.
- (15) HASLER, E. F., The Insulation of Subconductors for Intrabundle Communication. C.E.R.L., Note RD/L/N 235/71, 1971.
- (16) HASLER and Pullen, Intrabundle Communication on Supergrid Transmission Lines. C.E.R.L. Note RD/L/R 1767, November 1971.

- (17) KAGAN, V. G., Measuring High-Frequency Noise on a 330 kv Transmission Line with Insulated Subconductors in its Phase-bundles *Elektricheskiye Stantsii*, 1973.
- (18) KOSTENKO, M. V., Determining the Current in the Conductors of a Multiconductor Line that Arise During Corona Discharge -- Surges at the Surface of one of the conductors. *Izvestiya USSR Ac. Sci., Energetica i Transport*, No. 5, 1966.
- (19) KOSTENKO, M. V., Calculating the Parameters of Communication Paths Over Transmission Lines. *Izvestiya USSR Ac. Sci., Energetica i Transport*, No. 1, 1967.
- (20) MANNEBACK, C., Radiation for Transmission -- Lines. *AIEE*, 1923.
- (21) MARTIN, R. E., Intrabundle Carrier Communication using the Insulated Bundle Conductors of a Power Line. *CIGRE*, 1978.
- (22) PERELMAN, L. S., A Method for Calculating Corona Noise in Communication Channels -- Over long Distance Transmission Lines. - *Automatic Control of Electric Power Systems and Plants*, Nauka Publishing House, 1968.
- (23) PHILIPS, Pair selection in voice frequency -- cable for application of 30-channel -- pulse code modulation systems. *Philips telecommunications*.

- (24) PULLEN, F. D., The calculated electromagnetic fields surrounding conductors of conventional Power Line Carrier and Intra-Bundle Communications Systems. C.E.R.L. Note RD/L/N 239/71, December 1971.
- (25) PULLEN, F. D., The calculated high frequency characteristics of an Intrabundle Communication System. C.E.R.L. Note RD/L/N -- 237/71, 1971.
- (26) PULLEN, F. D., Signal Coupling System for -- Intra-bundle Communication. C.E.R.L. -- Note RD/L/N 236/71, 1971.
- (27) PULLEN, F. D., Wide bandwidth capabilities - of Intrabundle Communication on High -- Voltage Lines. Summer Power Meeting, -- 1974.
- (28) RETALLACK, R. L., Fault and Load Current -- Testing of a Bundle Conductor Spacer. -- AIEE, October 1963.
- (29) RIOS Vázquez, Romero Polanco, Evaluación Técnico-económica de Subconductores Aislados como medio de comunicación. Tesis -- 1981.
- (30) TOVAR, José Angel, Las Telecomunicaciones en los Sistemas de Potencia. Boletín IIE, - Vol. 5, Núm. 6, Junio de 1981.

- (31) WASLEY, R. G., Intrabundle and Power-Line -
Carrier loss characteristics including -
effects of ice. Proc. IEEE, Vol. 121, --
No. 6, June 1974.

CAPITULO IV

EVALUACION Y COMPARACION DE LAS TECNICAS DE MODULACION
PARA SU APLICACION EN LOS SISTEMAS OPSA

4.1 INTRODUCCION

El objetivo principal de este capítulo es la determinación de las técnicas de modulación más adecuadas para la utilización del espectro de frecuencias disponible en el sistema OPSA tratado en el capítulo anterior. Para esto se consideran las técnicas de modulación factibles y se presentan los parámetros que caracterizan la calidad de funcionamiento de cada una de ellas, tales como: ancho de banda de transmisión, relación señal a ruido, probabilidad de error, requerimientos de potencia, complejidad, etc. Dichos parámetros se presentan en forma de tablas a fin de efectuar la comparación de las técnicas en una forma rápida y sencilla.

La selección de las técnicas de modulación más adecuadas se hace tomando en consideración la naturaleza del medio de propagación y los requerimientos de comunicación del Sector Eléctrico.

Así, dado que el objeto de estudio es un sistema de comunicación, es de fundamental importancia el conocer las partes que lo constituyen, su función y los problemas que lo caracterizan. En la figura 4.1.1 se presenta el diagrama a bloques funcional de un sistema de comunicación. También se muestran los elementos inevitables de todo sistema de comunicación, tales como: ruido, interferencia y distorsión.

De la figura 4.1.1 se observa que las partes principales de todo sistema de comunicación son:

- 1) Transmisor.- El transmisor acopla la señal de entrada al canal de transmisión. Aunque algunas veces puede ser posible el acoplar la señal proveniente del transductor de entrada al canal directamente, es a menudo necesario procesar y modificar

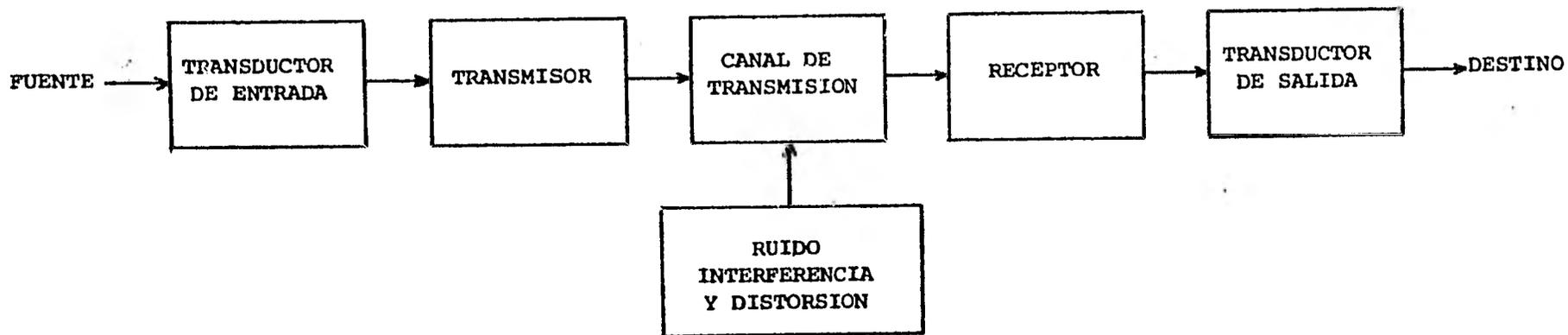


FIGURA 4.1.1 Modelo de un sistema de comunicación eléctrico.

esta señal para lograr una transmisión eficiente. Las operaciones de procesamiento de la señal efectuadas por el transmisor incluyen amplificación, filtrado y modulación. De todas ellas la más importante es la modulación, proceso encaminado al acoplamiento de la señal a las propiedades del canal.

2) Canal de transmisión.- El canal o medio de transmisión es la conexión eléctrica entre el transmisor y el receptor. Puede estar constituido por un par de alambres, un cable coaxial, una guía de onda, una fibra óptica o el espacio libre. Aunque la señal puede degradarse en cualquier punto del sistema de comunicación, este efecto es más acentuado en el canal de transmisión. Esta degradación es provocada por el ruido, la interferencia y la distorsión.

3) Receptor.- El objetivo del receptor es el de recuperar la señal mensaje a partir de la señal recibida y entregarla al transductor de salida. Puesto que todos los canales atenúan a la señal en mayor o menor grado, el receptor puede contar con varias etapas de amplificación. Sin embargo, la operación esencial efectuada por el receptor es la demodulación o detección, proceso inverso al realizado en el transmisor, y encaminado a convertir a la señal en su forma original.

4.2 RAZONES POR LAS CUALES SE MODULA

La modulación, proceso que consiste en la variación sistemática de alguno de los atributos de una señal portadora, tales como amplitud, fase o frecuencia, de acuerdo al mensaje; es una de las herramientas más poderosas con que cuentan los diseñadores de sistemas de comunicación. Esto se debe a las ventajas tan importantes que se obtienen de su empleo, tales como:

- a) Posibilidad de radiación.- La modulación permite la utilización de antenas de tamaño práctico (al menos $1/10$ de la longitud de onda de la señal a transmitir) para la radiación electromagnética eficiente. La reducción del elemento radiador es posible gracias a la propiedad de translación del espectro de la señal original a una frecuencia mayor (frecuencia de la señal portadora).
- b) Reducción del ruido e interferencia.- No obstante que la eliminación del ruido en los sistemas de comunicación es imposible; y la supresión de la interferencia es posible, pero algunas veces impráctica; la modulación tiene la propiedad de reducir sus efectos nocivos. Sin embargo, esta reducción requiere del empleo de anchos de banda de transmisión mucho mayores que el ancho de banda de la señal original, de aquí que exista un compromiso entre ancho de banda y relación s/r.
- c) Factibilidad de asignación de frecuencias.- La recepción de una señal proveniente de una estación transmisora determinada es posible debido a que mediante la modulación se asignan diferentes frecuencias de portadora a cada una de las estaciones que comparten el mismo medio de transmisión.
- d) Uso eficiente de los canales de comunicación.- En muchos

casos se requiere la transmisión de información, en forma simultánea, de señales procedentes de un gran número de fuentes ubicadas en un punto común, utilizando el mismo canal de comunicación. Esto se lleva a efecto utilizando técnicas de multicanalización, que son formas inherentes de modulación.

e) Disminución de las limitaciones impuestas por el equipo de comunicaciones.- Para lograr que las restricciones en cuanto a equipo sean mínimas, la modulación se utiliza para situar la señal a transmitir en la porción del espectro de frecuencia en donde los requerimientos de diseño sean más fáciles de cumplir.

4.3 CONSIDERACIONES PARA EL USO EFICIENTE DEL ESPECTRO

El acelerado crecimiento en la demanda de canales de comunicación para las más diversas aplicaciones ha conducido a la saturación del espectro en la mayor parte de sus bandas. En el Sector Eléctrico, este problema se presenta especialmente en los sistemas de comunicación que cuentan con un ancho de banda muy limitado, como es el caso de OPLAT y OPSA. Para reducir la gravedad de este fenómeno es necesario considerar las posibles medidas tendientes a la utilización eficiente del espectro disponible.

La eficiencia en el uso del espectro puede definirse como:

$$\text{EFICIENCIA DEL ESPECTRO} = \frac{\text{Información entregada}}{\text{Espacio del espectro utilizado.}} \quad (4.3.1)$$

la cual depende de la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicación utilizados.

4.3.1 Parámetros utilizados para evaluar la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicación

La calidad de funcionamiento de un sistema depende de sus características y del medio electromagnético en el cual opera; y puede evaluarse con base en los siguientes parámetros:

- a) Velocidad de información (R).
- b) Ancho de banda (B_T).
- c) Potencia de la señal (s) y potencia del ruido (r).
- d) Probabilidad de error (P_e).
- e) Tiempo de retraso (t_r).
- f) Consideraciones externas.

- a) La velocidad de información es la rapidez con que el sistema transmite información y generalmente está en bits/seg.
- b) El ancho de banda es el rango de frecuencias dentro del cual opera el sistema.
- c) (s) y (r) representan las potencias de la señal transmitida y del ruido presente en el canal, respectivamente. El cociente s/r se define como la relación señal a ruido, y se emplea como una medida de la calidad de funcionamiento en los sistemas de comunicación analógicos. Siempre es deseable que la relación s/r sea lo suficientemente grande para superar los efectos nocivos del ruido e interferencia; esto se logra aumentando la potencia del transmisor hasta un punto en el que no se interfiera con otros servicios de comunicación.
- d) La probabilidad de error es una medida de la confiabilidad de los sistemas de comunicación digitales. La P_e es un parámetro de suma importancia en algunas aplicaciones, tales como la teleprotección de los sistemas de potencia. Su valor depende de la potencia de la señal y de la densidad espectral de potencia del ruido, a la entrada del receptor; velocidad de señalización y características del receptor.
- e) El tiempo de retraso es ocasionado por la característica fase-frecuencia del canal y por el proceso de codificación (utilizado para aumentar la confiabilidad del sistema). t_r no es un problema en la transmisión de voz porque el oído humano no es muy sensible a las variaciones fase frecuencia. Pero en el caso de datos, tales variaciones limitan la velocidad de transmisión y reducen el margen de error.

f) Deben tomarse en cuenta factores tales como: propósito y costo de implantación de los sistemas.

Los parámetros mencionados no pueden tomar valores arbitrarios puesto que algunos conjuntos de valores serán incompatibles.

4.3.2 Técnicas para mejorar la eficiencia espectral

De acuerdo con la ecuación 4.3.1, es deseable que los sistemas transmitan a la mayor velocidad posible ocupando el menor ancho de banda, aumentándose así la eficiencia del canal (R/B) y con ello la eficiencia espectral. Sin embargo, la fórmula para determinar la capacidad de un canal, desarrollada por Shannon establece que⁽⁹⁾: Un canal con un ancho de banda B y en presencia de ruido aditivo blanco gaussiano limitado en banda, tiene una capacidad que está dada por:

$$C = B \log_2(1 + s/r) \quad (\text{bits/seg}) \quad (4.3.2)$$

en donde s y r son la potencia promedio de la señal y el ruido, respectivamente; a la salida del canal.

El teorema de Shannon-Hartley es de fundamental importancia en la teoría de las comunicaciones por dos razones:

- a) Establece el límite superior que puede alcanzarse en la velocidad de transmisión de información en forma confiable (sin errores) sobre canales gaussianos discretos o continuos; y
- b) Presenta la posibilidad de manejar diferentes combinaciones de valores de ancho de banda y relación señal a ruido a fin de obtener una velocidad de transmisión determinada.

Es importante mencionar que la ecuación 4.3.2 está basada en las siguientes suposiciones:

- a) La señal transmitida y el ruido son blancos y limitados en banda a B Hz.
- b) La señal transmitida y el ruido son estadísticamente independientes y se suman linealmente a la señal.
- c) La señal recibida tiene una potencia promedio finita.

Una vez que se ha establecido la restricción impuesta por la ley de Shannon-Hartley (ec. 4.3.2) para maximizar la eficiencia del canal de comunicación, a continuación se presentan algunas de las alternativas para mejorar la eficiencia en el uso del espectro:

- a) Perfeccionamiento de las técnicas de codificación.
- b) Intercambio ancho de banda-relación s/r que presentan algunos sistemas.
- c) Modelado matemático de sistemas y componentes.
- d) Técnicas de modulación.

a) Perfeccionamiento de las técnicas de codificación.- Mediante la codificación se logran dos objetivos importantes.

- 1) Acoplar la fuente de información al canal con el propósito de reducir la redundancia que pudiera existir en la fuente. A los códigos que cumplen con este propósito se les conoce como códigos de mínima redundancia; se aplican en el caso de canales discretos sin ruido (calificativo válido cuando se tiene una relación s/r muy alta, tal que la probabilidad de error es despreciable).

2) Combatir los efectos del ruido en canales discretos con una P_e despreciable, lo cual se logra mediante la introducción de redundancia. Los llamados códigos correctores de error cumplen con este propósito.

b) Intercambio ancho de banda - relación s/r que presentan algunos sistemas .- Del teorema de Shannon-Hartley (ec. 4.3.2) se observa que es posible intercambiar ancho de banda por relación s/r y viceversa, para mantener una capacidad del canal determinada. No obstante que este teorema sólo es válido para sistemas de comunicación ideales que cumplen con las suposiciones anteriormente mencionadas (sec. 4.3.2), el empleo de técnicas de modulación no lineales, tales como: FM, PM y PCM permiten realizar este intercambio en mayor o menor grado. Esta característica es de gran utilidad debido a que:

1) Se puede reducir el ancho de banda mediante un incremento de la potencia de la señal, en canales con niveles de ruido moderados.

2) Se puede disminuir la potencia de la señal aumentando el ancho de banda, en canales ruidosos.

c) Modelado matemático de sistemas y componentes.- Mediante el modelado matemático de los sistemas de comunicación y sus componentes se pretende optimizar aquellos parámetros que influyen en la eficiente utilización del espectro tales como: ancho de banda, sensibilidad del receptor, ganancia de las antenas, atenuación de propagación, etc.

d) Técnicas de modulación.- La modulación es una de las herramientas más poderosas con que cuentan los diseñadores de sistemas de comunicación. Puede ser eficazmente usada para: minimizar los efectos del ruido del canal, acoplar la señal transmitida a las características del canal, multicanalizar varias

señales y para superar las limitaciones del equipo.

De las técnicas mencionadas, únicamente se tratarán las relacionadas con las técnicas de modulación (alternativas b y e) en vista de que las restantes están fuera del alcance y objetivos de este trabajo.

4.4 TÉCNICAS DE MODULACION FACTIBLES

De acuerdo al tipo de onda portadora utilizado, las técnicas de modulación se clasifican en tres tipos básicos: 1) técnicas de modulación de onda continua, en las que la portadora es una señal sinusoidal, 2) técnicas de modulación por pulsos, las cuales emplean como portadora un tren de pulsos periódico, y 3) técnicas de modulación digitales, en las que la portadora es una señal sinusoidal, pero la señal modulante es digital. En la tabla 4.1 se presentan las técnicas más comunes que pertenecen a los tres tipos mencionados.

Técnicas de modulación de onda continua.	modulación lineal	AM (Modulación en Amplitud) DSB (Doble Banda Lateral) SSB (Banda Lateral Unica) VSB (Banda Lateral Residual)
	modulación angular	FM (Modulación en Frecuencia) PM (Modulación en Fase)
Técnicas de modulación por pulsos.	no codificadas	PAM (Modulación por Amplitud de Pulsos) PPM (Modulación por Posición de Pulsos) PDM (Modulación por Duración de Pulsos)
	codificadas.	PCM (Modulación por Codificación de Pulsos) DM (Modulación Delta)
Técnicas de modulación digitales		ASK (Modulación por Corrimiento de Amplitud) FSK (Modulación por Corrimiento de Frecuencia) PSK (Modulación por Corrimiento de Fase)

TABLA 4.1 Clasificación de las técnicas de modulación.

En esta sección se describen brevemente las técnicas de modulación citadas, poniendo énfasis en las características espectrales (ancho de banda) de cada una de ellas. La razón de este enfoque estriba en el hecho de que el ancho de banda del sistema OPSA es relativamente reducido. No obstante, se considerarán aspectos como complejidad, eficiencia y aplicaciones típicas.

4.4.1 Técnicas de modulación de onda continua

Modulación Lineal.- En los esquemas de modulación lineal, se realiza una translación del espectro del mensaje (señal modulante) a una frecuencia superior, utilizando una portadora sinusoidal. La portadora modulada en forma lineal se representa mediante.

$$X_p(t) = A(t) \cos \omega_p t \quad (4.4.1)$$

en donde la amplitud de la portadora, $A(t)$, está relacionada linealmente con la señal mensaje.

Ahora bien, dependiendo de la relación espectral entre $x(t)$ (mensaje) y $A(t)$ (amplitud de la portadora) se tendrán varios tipos de modulación lineal (ver TABLA 4.1).

4.4.1.1 Modulación con Doble Banda Lateral y Portadora Suprimida

La multiplicación de la señal mensaje $x(t)$ por la señal portadora $A_p \cos \omega_p t$, da por resultado la translación del espectro del mensaje a las frecuencias $\pm f_p$.

Así, la salida de un modulador de DSB puede representarse como:

$$X_{\text{DSB}} = A_p x(t) \cos \omega_p t = A(t) \cos \omega_p t \quad (4.4.2)$$

donde $\omega_p = 2\pi f_p$

En la ecuación anterior se observa que la amplitud instantánea de la portadora $A(t)$ es proporcional a la señal mensaje $x(t)$.

Por el teorema de la modulación, se tiene que el espectro de una señal de DSB está dado por:

$$X_{\text{DSB}} = \frac{1}{2} A_p [X(f + f_p) + X(f - f_p)] \quad (4.4.3)$$

En la figura 4.4.1 se muestran las formas de onda y espectros correspondientes de las señales relacionadas con DSB. De esta figura se observa que para transmitir un mensaje con ancho de banda f_x , mediante DSB, es necesario un ancho de banda B_t igual a:

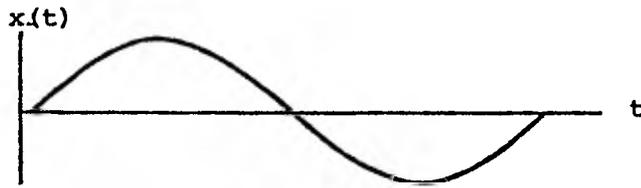
$$B_t = 2f_x \quad (4.4.4)$$

Si $x(t)$ es una señal de potencia, la potencia promedio está dada por:

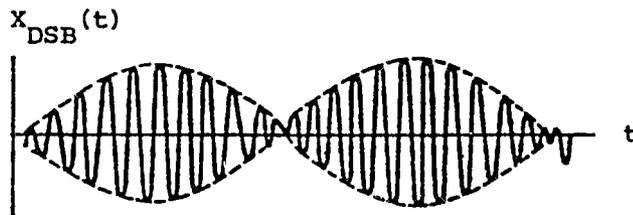
$$S_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [x(t)]^2 dt \quad (4.4.5)$$

sustituyendo $x(t)$ en la ecuación anterior por $X_{\text{DSB}}(t)$, se obtendrá la potencia promedio transmitida. Entonces:

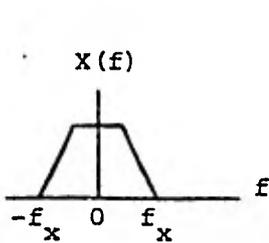
$$S_T = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} A_p^2 x^2(t) \cos^2(\omega_p t) dt =$$



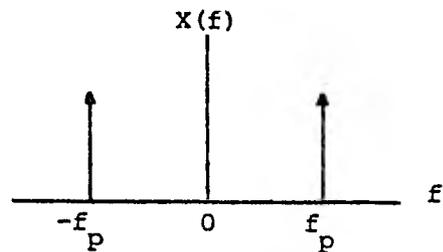
a) Señal mensaje.



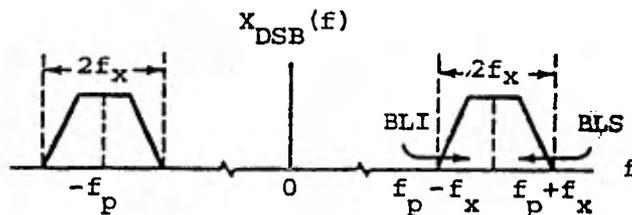
b) Señal portadora modulada.



c) Espectro de un mensaje $x(t)$ arbitrario.



d) Espectro de la portadora sin modular.



e) Espectro de la portadora modulada.

FIGURA 4.4.1 Formas de onda y espectros correspondientes de señales relacionadas con DSB.

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \frac{A_p^2}{2} x^2(t) dt + \int_{-T/2}^{T/2} \frac{A_p^2}{2} x^2(t) \cos 2\omega_p t dt \right] \quad (4.4.6)$$

y tomando en consideración que: la segunda integral es igual a cero, la ecuación 4.4.5 y que la potencia promedio de la portadora es:

$$S_p = A_p^2/2 \quad (4.4.7)$$

se tiene que:

$$S_T = S_p S_x \quad (4.4.8)$$

Para poder recuperar la señal original, en el extremo receptor, es necesario retransladar el espectro a su posición inicial, esto se lleva a cabo mediante la multiplicación de la señal modulada por $\cos \omega_p t$.

Así, si se considera que el canal es ideal, entonces la señal recibida $x_r(t)$ tendrá la misma forma que $X_{DSB}(t)$. Esto es:

$$x_r(t) = a_p x(t) \cos \omega_p t \quad (4.4.9)$$

donde a_p/A_p es la atenuación del canal.

Por lo que la salida del multiplicador es:

$$\begin{aligned} z(t) &= [a_p x(t) \cos \omega_p t] 2 \cos \omega_p t = \\ &= a_p x(t) + a_p x(t) \cos 2\omega_p t \end{aligned} \quad (4.4.10)$$

y su espectro está dado por:

$$Z(f) = a_p X(f) + \frac{1}{2} a_p [X(f - 2f_p) + X(f + 2f_p)] \quad (4.4.11)$$

El espectro de la señal anterior se muestra en la figura -- 4.4.2. En ella se observa que la señal puede recuperarse mediante el empleo de un filtro paso bajas con una frecuencia de corte B, para obtener una señal a la salida

$$y(t) = a_p x(t) \quad (4.4.12)$$

que es una réplica de la señal mensaje transmitida.

Teóricamente el proceso de demodulación es muy sencillo. Sin embargo, la necesidad de emplear una portadora, en el proceso de demodulación, con la misma frecuencia y fase que la portadora original constituye el problema principal en el uso de DSB. Esto es debido a que los circuitos utilizados para el control de la frecuencia y la fase son muy complicados y costosos.

A este tipo de demodulación se le llama coherente o síncrona ya que requiere, en el receptor, de un oscilador local que produzca una señal que esté en sincronía con la señal portadora usada para modular al mensaje.

4.4.1.2 Modulación en Amplitud

Una señal modulada en amplitud se obtiene mediante la adición de una portadora a la señal DSB. Así, para AM se tiene:

$$x_{AM}(t) = A_p [1 + x(t)] \cos \omega_p t = A(t) \cos \omega_p t \quad (4.4.13)$$

donde $A(t)$ es la envolvente de la portadora modulada.

El espectro de la señal de AM está dado por:

$$x_{AM}(f) = \frac{1}{2} A_p [X(f - f_p) + X(f + f_p)] + \frac{1}{2} A_p [\delta(f - f_p) + \delta(f + f_p)] \quad (4.4.14)$$

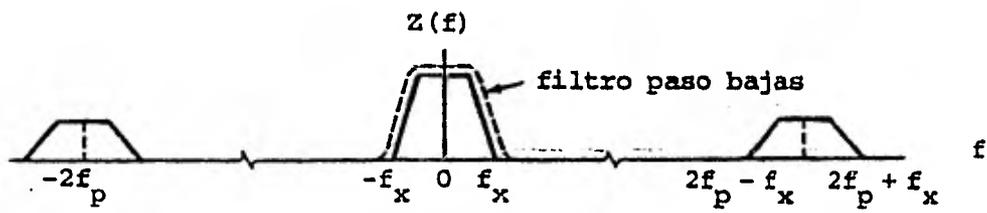


FIGURA 4.4.2 Espectro de $x_T(t) 2 \cos \omega_p t$.

En la figura 4.4.3 se muestran ejemplos de señales de AM en el dominio del tiempo y la frecuencia.

De las figuras 4.4.3.a y 4.4.3.b se observa que la envolvente $A(t)$ de la portadora modulada tiene la misma forma que el mensaje $x(t)$, siempre que $A(t) = A_p [1 + x(t)]$ no sea negativa. Además, el espectro de la señal modulada contiene una componente a la frecuencia de la portadora. Estas dos características - permiten que el proceso de demodulación, conocido como detección de envolvente, sea considerablemente más simple.

Al igual que DSB, el ancho de banda de la señal AM es:

$$B_T = 2f_x \quad (4.4.15)$$

Suponiendo que la señal transmitida $x(t)$ es una señal de potencia, la potencia promedio transmitida estará dada por:

$$\begin{aligned} S_T &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} A_p^2 [1 + x(t)]^2 \cos^2 \omega_p t \, dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{A_p^2}{2} [1 + x^2(t) + 2x(t)] [1 + \cos 2\omega_p t] \, dt \end{aligned} \quad (4.4.16)$$

y de las ecuaciones 4.4.5 y 4.4.7, se tiene que:

$$S_T = S_p + S_p S_x \quad (4.4.17)$$

Ahora bien, puesto que la portadora sin modular de la ecuación 4.4.13 no contiene información, una parte de la potencia transmitida se 'desperdicia' en la portadora, como puede verse en la ecuación 4.4.17. Pero por otra parte, la simplicidad, eficiencia y bajo costo de los demoduladores de AM dependen de

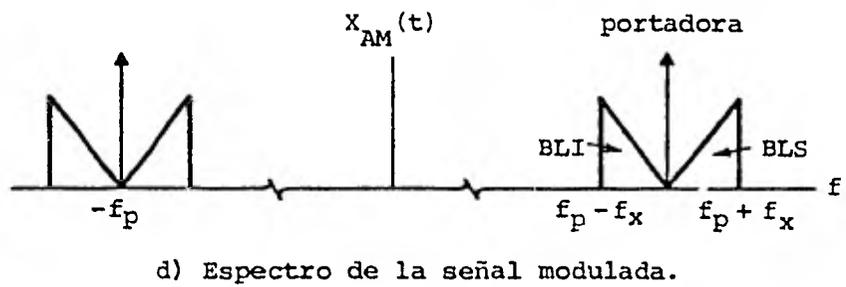
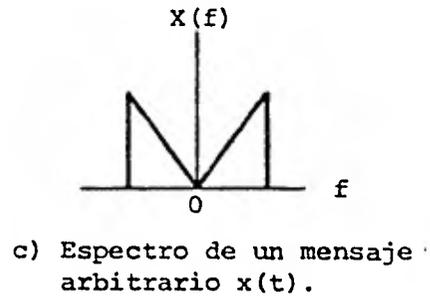
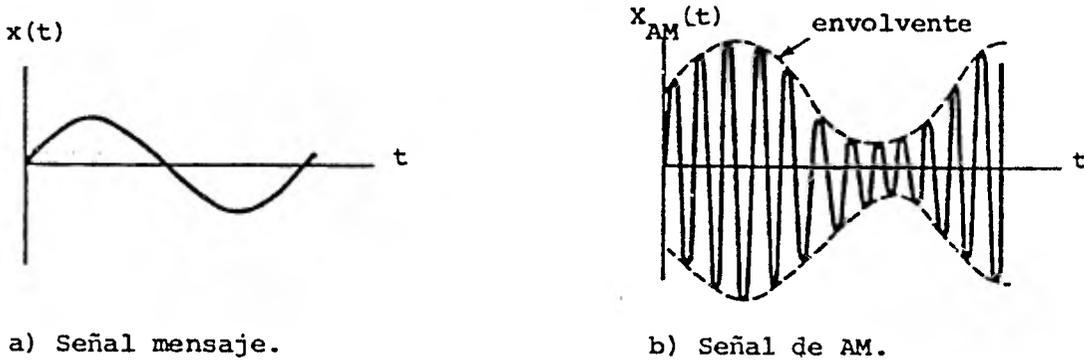


FIGURA 4.4.3 Formas de onda y espectros correspondientes de señales relacionadas con AM.

esta potencia adicional.

4.4.1.3 Modulación de Banda Lateral Unica

Debido a la simetría que presentan los espectros en amplitud y fase (par e impar respectivamente) a la frecuencia de la portadora, como se observa en la figura 4.4.4.c, no es necesario transmitir las dos bandas laterales puesto que ambas contienen la misma información. Este hecho permite la eliminación de una de las bandas laterales, antes de la transmisión, reduciéndose así el ancho de banda de $2f_x$ a f_x . Sin embargo, este ahorro en el ancho de banda se traduce en un incremento considerable de la complejidad del equipo.

La generación de una señal SSB mediante el filtrado de una de las bandas laterales se ilustra en la figura 4.4.4. De ella se observa que el ancho de banda de la señal SSB es:

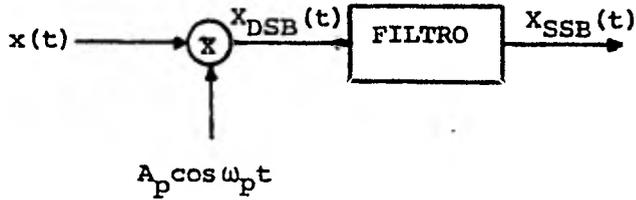
$$B_T = f_x \quad (4.4.18)$$

y la potencia promedio es

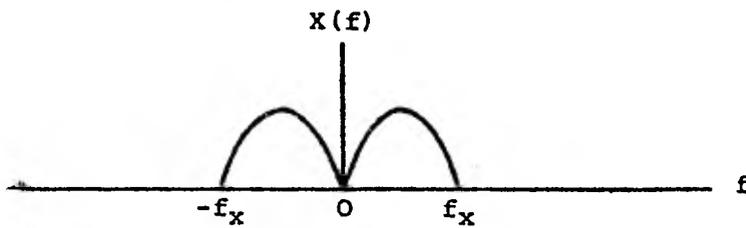
$$S_T = \frac{1}{2} S_p S_x \quad (4.4.19)$$

Las operaciones de modulación y demodulación en SSB presentan dos dificultades prácticas. El modulador requiere de un filtro con una característica de corte casi ideal y la demodulación debe ser síncrona.

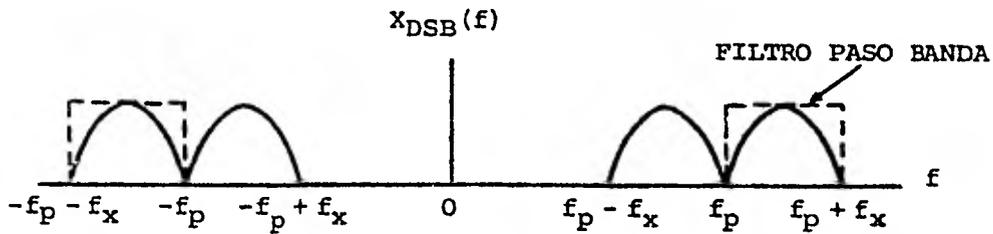
Afortunadamente, muchas señales, por ejemplo voz y música, tienen un contenido de bajas frecuencias reducido o nulo, lo que disminuye las exigencias en la característica de corte del filtro.



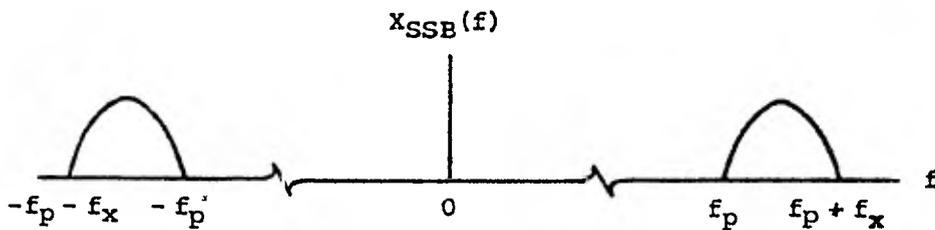
a) Modulador SSB



b) Espectro de la señal mensaje



c) Espectro de la señal DSB



d) Espectro de la señal SSB (banda lateral superior)

FIGURA 4.4.4 Generación de una señal SSB.

Además del procedimiento mencionado, existe otro método más práctico para generar una señal SSB, conocido como método por corrimiento de fase⁽¹¹⁾.

4.4.1.4 Modulación de Banda Lateral Residual

Mediante esta técnica se transmite una banda lateral completa y una parte de la otra, con lo cual se superan dos de las dificultades exhibidas por SSB:

- a) El diseño del filtro paso banda se simplifica debido a que la restricción de corte agudo a f_p ya no existe.
- b) Se mejora la respuesta a bajas frecuencias, lo cual es conveniente para la transmisión de señales de televisión, facsímil y datos de alta velocidad, que tienen un ancho de banda considerable.

Así, este tipo de modulación ofrece el mejor compromiso entre ancho de banda, respuesta a bajas frecuencias y potencia transmitida.

Los límites entre los cuales puede variar la potencia de transmisión están dados por⁽⁸⁾:

$$S_p + \frac{1}{2} S_p S_x \leq S_T \leq S_p S_x + S_p \quad (4.4.20)$$

La demodulación en VSB puede efectuarse mediante un demodulador síncrono, o bien utilizando un detector de envolvente en caso de que se agregue a la señal VSB una componente de portadora de gran valor.

4.4.1.5 Modulación Angular

La modulación angular o exponencial es un proceso no lineal en el que las componentes espectrales de la señal modulada no se relacionan de manera tan simple con el espectro del mensaje a comunicar. Además, el ancho de banda de la señal modulada angularmente es usualmente mucho mayor que el doble del ancho de banda del mensaje. El incremento en ancho de banda y complejidad del sistema se compensa, debido a que se mejora la relación s/r a la salida del receptor sin necesidad de incrementar la potencia de transmisión.

A pesar de que existen muchas formas de modulación angular, se ha demostrado que únicamente dos son prácticas (Modulación en Fase (PM) y Modulación en Frecuencia, FM). Enseguida consideraremos estos métodos, prestando particular atención al espectro, potencia y ancho de banda de la señal modulada.

Las señales moduladas angularmente tienen la forma siguiente⁽⁸⁾:

$$X_{PM}(t) = A_p \cos [\omega_p t + K_p x(t)] \quad \text{para el caso de PM} \quad (4.4.21)$$

$$X_{FM}(t) = A_p \cos \left[\omega_p t + K_f \int_{-\infty}^t x(t) dt \right] \quad \text{para FM} \quad (4.4.22)$$

donde:

K_p es la constante de desviación de fase en rad/volt.

K_f es la constante de desviación de frecuencia en (rad/seg)/volt.

$x(t)$ es la señal modulante.

En el caso de PM, la desviación de fase instantánea de la portadora es proporcional a la señal modulante y en FM, la

desviación en frecuencia de la portadora es proporcional a la señal modulante.

En la figura 4.4.5 se muestran las señales de FM y PM para dos tipos de mensajes.

La similitud entre las señales de FM y PM nos permite presentar un análisis unificado para ambos sistemas.

Espectros de señales moduladas angularmente.- Puesto que la modulación angular es un proceso no lineal, es difícil describir exactamente el espectro de una señal modulada de esta manera. Sin embargo, si $x(t)$ es una senoide, entonces la desviación de fase instantánea $\phi(t)$ es una senoide y se puede obtener su espectro fácilmente. por tanto, en lugar de examinar los espectros de FM y PM para una $x(t)$ arbitraria, lo haremos para una señal modulante sinusoidal. Aún cuando este es un caso especial, los resultados que se obtienen pueden generalizarse.

Considerando que $x(t)$ es una senoide (un tono),

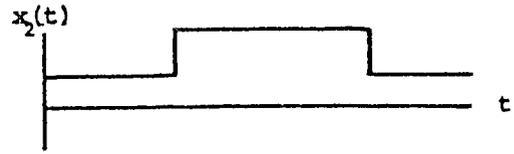
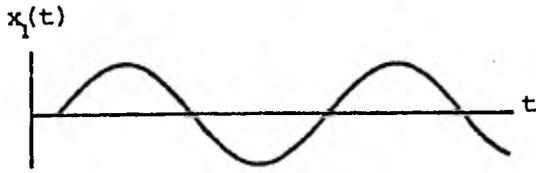
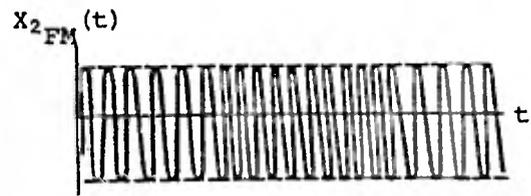
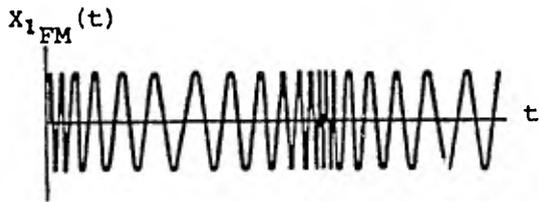
$$x(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (4.4.23)$$

la señal modulada para el caso de FM, está dada por:

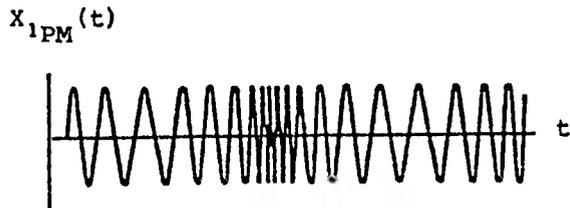
$$x_{FM}(t) = A_p \cos (\omega_p t + \beta \text{sen} \omega_m t) \quad (4.4.24)$$

donde β es el índice de modulación definido como:

$$\beta = \frac{K_f A_m}{\omega_m} \quad \text{para FM y,} \quad (4.4.25.a)$$

a) Señales mensaje $x(t)$.

b) Señales moduladas en FM.



c) Señales moduladas en PM.

FIGURA 4.4.5 Señales de FM y PM para dos tipos de mensajes $x(t)$.

$$\beta = K_p A_m \quad \text{para PM} \quad (4.4.25.b)$$

El parámetro β está definido únicamente cuando la señal moduladora es un tono y representa la máxima desviación de fase producida por dicho tono.

$X_{FM}(t)$ puede representarse también de la siguiente manera:

$$X_{FM}(t) = A_p \operatorname{Re} \left[\exp(j\omega_p t) \exp(j\beta \sin \omega_m t) \right] \quad (4.4.26)$$

Cuya representación en serie de Fourier tiene la forma:

$$X_{FM}(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos \left[(\omega_p + n\omega_m)t \right] \quad (4.4.27)$$

donde $J_n(\beta)$ son las funciones de Bessel de la primera clase.

El espectro de $X_{FM}(t)$ se obtiene fácilmente de la expresión anterior, figura 4.4.6, donde se observa que el espectro de una señal de FM tiene varias propiedades importantes:

1) Consiste de una componente a la frecuencia portadora más un número infinito de bandas laterales a las frecuencias $f_p \pm n f_m$ ($n=1, 2, 3, \dots$). En comparación, el espectro de una señal de AM con moduladora sinusoidal tiene únicamente tres componentes espectrales (a las frecuencias f_p , $f_p + f_m$ y $f_p - f_m$).

2) La amplitud relativa de las componentes espectrales depende de los valores de $J_n(\beta)$. La amplitud relativa de la portadora está en función de $J_0(\beta)$ y su valor depende de la señal modulante (a diferencia de la modulación lineal, en la que la amplitud de la portadora no

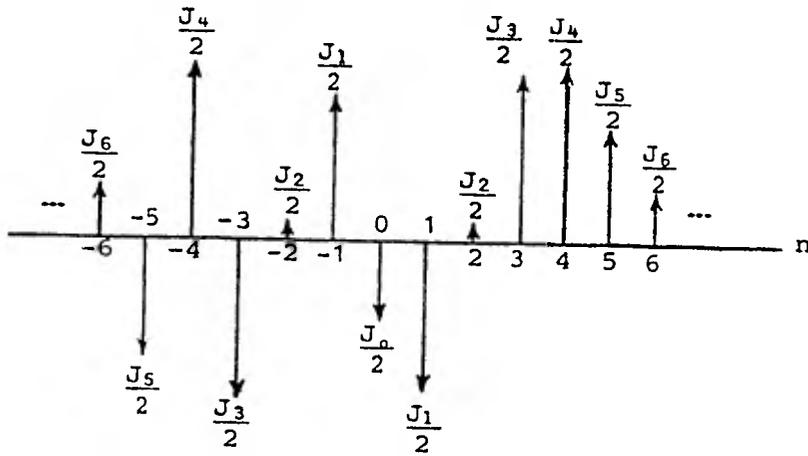


FIGURA 4.4.6 Espectro de una señal -
FM, $\beta = 5$, $A_p = 1$, $f_p \gg f_m$

está relacionada con el valor de la señal modulante).

3) El número de componentes espectrales significativas, y por tanto el ancho de banda, es una función de β . Cuando $\beta \ll 1$, únicamente J_0 y J_1 son significativas, así que el espectro consistirá de una componente a la frecuencia de portadora y dos bandas laterales, como en el caso del espectro de una señal de AM, con excepción de la inversión de fase de la banda lateral inferior presentada por la señal de FM.

Las observaciones anteriores también se aplican a las señales moduladas en fase.

Potencia y ancho de banda de las señales de FM.- El ancho de banda de una señal de FM se calcula usando la regla de Carson que dice que el ancho de banda de transmisión (B_T) de una señal modulada angularmente es aproximadamente igual a la suma de dos veces la desviación de frecuencia pico más dos veces el ancho de banda del mensaje, esto es ⁽¹⁾ :

$$B_T = 2(D + 1)f_x = 2(f_\Delta + f_x) \quad (4.4.28)$$

donde D es la razón de desviación para un mensaje arbitrario limitado en banda a f_x , esto es:

$$D = K_{f_{\text{máx}}} |x(t)| / 2\pi f_x = f_\Delta / f_x \quad \text{y}$$

$f_\Delta = Df_x$ es la desviación de frecuencia máxima.

Dependiendo del valor de D las señales se clasifican en:

a) Señales de FM de banda angosta, en las que $D \ll 1$ y el ancho de banda de la señal es igual a $2f_x$, que es el mismo que tiene una señal DSB.

b) Señales de FM de banda ancha, en las que $D \gg 1$ y el ancho de banda es aproximadamente igual a $2f_{\Delta}$.

Lo anterior nos lleva a que las señales de FM de banda angosta no tienen ventajas inherentes sobre la modulación lineal y rara vez se usan para propósitos de transmisión excepto a las frecuencias de UHF en donde estas señales son más fáciles de generar que las señales de AM. La FM de banda angosta también se usa como un paso intermedio para la generación de señales de FM de banda ancha.

La potencia promedio de una señal FM es igual a la suma de las potencias promedio de las componentes individuales.

$$S_T = \frac{A_p^2}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k^2(\beta) \quad (4.4.29)$$

Puede demostrarse que la suma del segundo miembro es 1 para todos los valores de $m_f^{(1)}$. Por tanto,

$$S_T = A_p^2/2 \quad (4.4.30)$$

lo cual es igual a la potencia de la portadora sin modular.

4.4.2 Efecto del ruido en los Sistemas de Comunicación Analógicos ⁽¹¹⁾

El ruido está presente en los sistemas de comunicación en diversas proporciones, limitando la habilidad de los receptores para identificar correctamente la señal transmitida.

De acuerdo con lo tratado en las secciones 2.3.3 y 3.4.3 puede afirmarse que el ruido en los sistemas de comunicación que emplean a las líneas de transmisión de alta tensión como medio

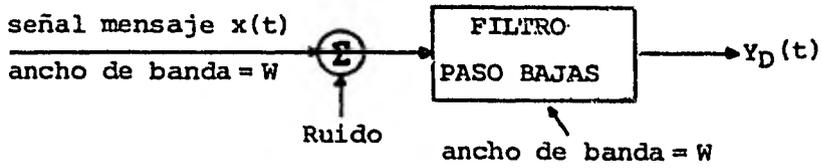
de transmisión (como es el caso de OPLAT y OPSA), es muy complejo debido a las diversas fuentes que lo producen, sus variadas características espectrales y la duración de sus efectos. Por tal motivo, la CFE encomendó al IIE el desarrollo del proyecto titulado 'Análisis del ruido en las Líneas de Alta Tensión y Subestaciones de 400 Kv', cuyo objetivo es medir y analizar la distribución del ruido en una línea de 400 Kv, así como proponer medidas y recomendaciones para reducir los efectos nocivos del ruido en los sistemas de comunicación.

Los efectos provocados por algunas fuentes de ruido pueden reducirse o eliminarse perfeccionando las técnicas de diseño de dichas fuentes. Sin embargo, existen otras fuentes de ruido que son inevitables, aunque es posible disminuir sus efectos mediante la selección adecuada de las técnicas de modulación que mejor se adapten a las características del medio de transmisión (ancho de banda, atenuación, densidad espectral de potencia del ruido, distorsión, interferencia, etc.), y a las aplicaciones a las que se destinen los sistemas de comunicación. Por otra parte, el uso de los códigos de control de error incrementa la inmunidad al ruido de las señales de comunicación.

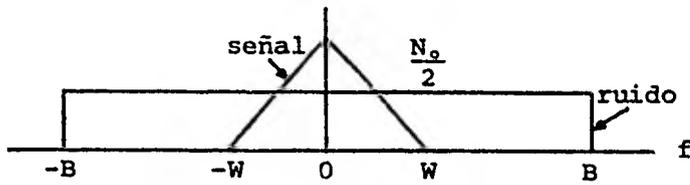
Así, esta sección se dedica a la determinación de las relaciones señal a ruido de las técnicas de modulación analógicas para poder evaluar su calidad de funcionamiento.

En primer lugar, se obtiene la relación señal a ruido a la salida de un sistema en banda base (esto es, un sistema que no involucra procesos de modulación), a fin de contar con una referencia para propósitos de comparación. El diagrama a bloques de este sistema se presenta en la figura 4.4.7.

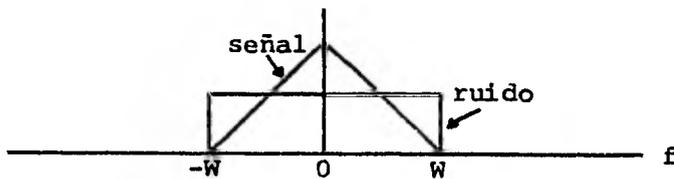
Supóngase que la señal $x(t)$ tiene una potencia finita igual a



(a)



(b)



(c)

FIGURA 4.4.7 Sistema en banda base. a) Diagrama. b) Espectro a la entrada del filtro. c) Espectro a la salida del filtro.

P_T Watts, y que el ruido adicionado a la señal tiene una densidad espectral de potencia de $\frac{1}{2} N_0$ Watts/Hz en un ancho de banda B que es mayor que el ancho de banda (W) de la señal. Ver figura 4.4.7.b.

Si se asume que la señal $x(t)$ está limitada en banda, entonces mediante el uso de un filtro paso bajas con frecuencia de corte W se mejora la relación s/r. En este caso, la potencia del ruido de salida está dada por:

$$\int_{-W}^W \frac{1}{2} N_0 df = N_0 W \quad (\text{Watts}) \quad (4.4.31)$$

y la potencia de la señal a la salida sigue siendo P_T puesto que ésta pasa en su totalidad a través del filtro paso bajas.

Así, la s/r a la salida del filtro es:

$$(s/r)_o = P_T / N_0 W \quad (4.4.32)$$

Si no se hubiera utilizado el filtro dicha relación sería:

$$(s/r)_o \text{ SIN FILTRO} = P_T / N_0 B \quad (4.4.33)$$

que es B/W veces menor que $(s/r)_o$.

Doble Banda Lateral.- La figura 4.4.8 muestra un demodulador de DSB coherente precedido por un filtro de predetección, que en la mayoría de los casos es un filtro de frecuencia intermedia (F.I.). La señal que se aplica a este filtro consiste en la señal modulada en DSB, más ruido blanco gaussiano con una densidad espectral de potencia de $\frac{1}{2} N_0$ Watts/Hz. La señal recibida $x_r(t)$ puede expresarse como:

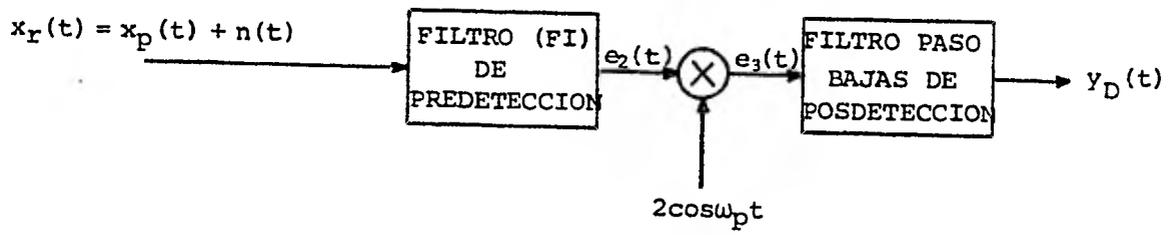


FIGURA 4.4.8 Demodulador DSB.

$$x_r(t) = A_p x(t) \cos \omega_p t + n(t) \quad (4.4.34)$$

donde $x(t)$ es la señal mensaje.

Considerando que el filtro de predetección tiene un ancho de banda de $2W$, la señal $x_r(t)$ pasa totalmente. Expandiendo el ruido $n(t)$ en sus componentes directa y en cuadratura, la ecuación anterior puede escribirse como⁽¹¹⁾:

$$e_2(t) = A_p x(t) \cos \omega_p t + n_c(t) \cos \omega_p t - n_s(t) \sin \omega_p t \quad (4.4.35)$$

donde la potencia total del ruido es, en función de estas componentes, igual a $\frac{1}{2} \overline{n_c^2(t)} + \frac{1}{2} \overline{n_s^2(t)}$, o bien, $2N_o W$. La potencia de la señal es $\frac{1}{2} A_p^2 \overline{x^2}$. Entonces, la s/r de predetección, $(s/r)_T$, está dada por:

$$(s/r)_T = A_p^2 \overline{x^2} / 4WN_o \quad (4.4.36)$$

Para calcular la relación s/r de posdetección, $(s/r)_D$, se tiene que la señal $e_3(t)$ a la entrada del filtro de posdetección es:

$$\begin{aligned} e_3(t) = & A_p x(t) + A_p x(t) \cos 2\omega_p t + n_c(t) + n_c(t) \cos 2\omega_p t - \\ & - n_s(t) \sin 2\omega_p t \end{aligned} \quad (4.4.37)$$

y a la salida de éste es:

$$y_D(t) = A_p x(t) + n_c(t) \quad (4.4.38)$$

La potencia de la señal de postdetección es $A_p^2 \overline{x^2}$, y la del ruido de postdetección es $\overline{n_c^2(t)}$ ó $2N_o W$. Por lo que la relación s/r de postdetección es:

$$(s/r)_D = \frac{\overline{A_p^2 x^2}}{2N_o W} \quad (4.4.39)$$

La relación de $(s/r)_D$ a $(s/r)_T$ se conoce como ganancia de detección, y se utiliza a menudo como una figura de mérito de los demoduladores. Así, para el demodulador de DSB coherente, la ganancia de detección es:

$$\frac{(s/r)_D}{(s/r)_T} = \frac{\overline{A_p^2 x^2}}{2N_o W} \cdot \frac{4N_o W}{\overline{A_p^2 x^2}} = 2 \quad (4.4.40)$$

Este resultado es únicamente cierto para el demodulador. Ya que si se compara W del sistema en banda base con el ancho de banda en DSB, éste es 2 veces mayor; por lo que la potencia del ruido que se introduce al demodulador es también dos veces superior. Para corroborar esta afirmación, se tiene que en la ecuación 4.4.36 el término $\frac{1}{2} \overline{A_p^2 x^2}$ representa la potencia transmitida, P_T . Entonces

$$(s/r)_D = P_T/N_o W \quad (4.4.41)$$

que es igual a la relación s/r de salida del sistema en banda base, por lo que no se ha ganado nada, en lo concerniente a la s/r a la salida del sistema al usar modulación.

El cálculo de la ganancia de detección para técnicas más complejas que DSB es muy laborioso; por tal motivo, únicamente se presentan los resultados, en la Tabla 4.2, para las demás técnicas de modulación analógicas⁽⁸⁾. Además, en ella se incluyen los requerimientos de ancho de banda de transmisión, grado de complejidad del equipo, aplicaciones típicas y respuesta a C.D.; con lo cual quedan definidas las características de funcionamiento más importantes de cada una de las técnicas de modulación. En la figura 4.4.9 se presenta una gráfica de

$(s/r)_D$ vs. $(s/r)_T$ en la que se ilustra el comportamiento de las técnicas de modulación en presencia de ruido.

TIPO	ANCHO DE BANDA DE TRANSMISION	$\frac{1}{\alpha} \left(\frac{s}{r}\right)_D$	RESPUESTA A DC	COMPLEJIDAD DEL EQUIPO	APLICACIONES
DSB	$B_T = 2f_x$	1	sí	Moderada; se requiere demodulación coherente. A menudo se transmite una pequeña portadora piloto junto con la señal DSB.	Datos analógicos. Multicanalización de señales con ancho de banda reducido.
AM	$B_T = 2f_x$	1/3	no	Menor; se usa detección de envolvente. La modulación es sencilla. Se requiere de aislamiento de DC en el receptor.	Radiodifusión.
ESB	$B_T = f_x$	1	no	Mayor; se requiere demodulación coherente. Los moduladores son muy complejos.	Comunicaciones de voz punto a punto. (Banda Civil CB).
VSB	$f_x < B_T < 2f_x$	1	sí	Mayor; es necesaria demodulación coherente. Los moduladores requieren de filtros simétricos.	Datos digitales y otras aplicaciones de banda ancha.
VSB+C	mismo que VSB	1/3	sí	Moderada; se usa detección de envolvente. Se requiere de filtros simétricos. Es necesaria regeneración de DC.	Señales de video de TV y otras señales con gran ancho de banda.
FM	$B_T = 2f_\Delta + 2f_x$	$\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{f_\Delta}{f_x}\right)^2$	sí	Moderada; la modulación es algo complicada. Demodulación es simple si se usa un discriminador o PLL.	Radiodifusión. Retransmisión de microondas.
PM	$B_T = 2(K_p + 1)f_x$	$K_p^2/2$	sí	Moderada; misma que FM	Transmisión de datos; transmisión de voz multicanalizada.
Banda base	$B_T = f_x$	1	sí	Menor; (no hay modulación)	Comunicaciones punto a punto de corta distancia.

TABLA 4.2 Comparación de los tipos de modulación de onda continua.

f_x - ancho de banda del mensaje.

f_Δ - desviación de frecuencia máxima.

K_p - sensibilidad del modulador de fase. $K_p \leq \pi$

$(s/r)_D$ - razón señal a ruido de posdetección.

$$\alpha = S_T / \eta f_x$$

Se considera que $E\{x^2(t)\}$ es 1/2, además se asume que el índice de modulación para AM y VSB+C es del 100%.

S_T - potencia promedio recibida.

$\eta/2$ densidad espectral de potencia de ruido blanco gaussiano estacionario y limitado en banda.

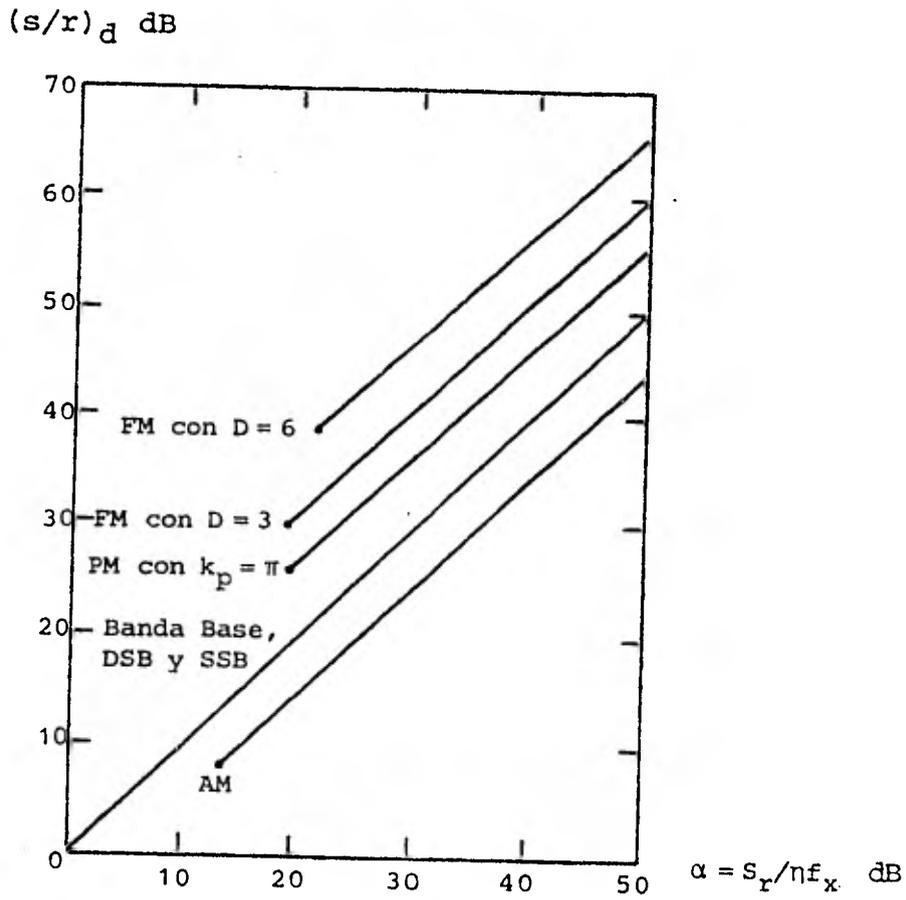


FIGURA 4.4.9 $(s/r)_d$ para los esquemas de modulación analógicos.

4.4.3 Técnicas de modulación por pulsos

Las bases teóricas para las técnicas de modulación por pulsos están contenidas en la teoría de muestreo⁽¹¹⁾. Uno de sus teoremas, el teorema de muestreo uniforme, establece que: una señal limitada en banda, que no contiene componentes espectrales mayores que la frecuencia f_m Hz, está determinada en forma única por sus valores a intervalos uniformes menores de $1/2f_m$ segundos. Esto, en otras palabras, quiere decir que sólo es necesario transmitir los valores muestrales de la señal en lugar de enviarla continuamente. Las técnicas de modulación por pulsos hacen uso de esta propiedad, la cual les confiere dos ventajas sobre las técnicas de modulación de onda continua; en primer lugar, la potencia transmitida es menor; y en segundo, los intervalos entre muestras de una señal determinada pueden ser ocupados por muestras correspondientes a otros mensajes, haciendo posible la transmisión de varios de ellos por el mismo canal. (Figura 4.4.10).

Existen dos tipos básicos de modulación por pulsos.

1) Modulación por pulsos analógica.- En este esquema de modulación se varía alguna de las características de un pulso (amplitud, ancho o posición) de acuerdo con la señal mensaje. Así, en este caso existen tres tipos de modulación: Modulación por Amplitud de Pulsos (PAM), Modulación por Duración de Pulsos (PDM) y Modulación por Posición de Pulsos (PPM).

2) Modulación por pulsos codificada o digital.- Este tipo de modulación incluye aquellas técnicas en las que las muestras a transmitir toman valores discretos y se codifican mediante una secuencia de símbolos binarios; tal es el caso de la Modulación por Codificación de Pulsos (PCM) y la Modulación Delta (DM).

En la figura 4.4.11 se muestran las formas de onda de algunas de las técnicas de modulación por pulsos. Estas técnicas pueden emplearse para la transmisión de información analógica o digital sobre canales de banda base (canales con buena respuesta a las frecuencias bajas).

Cabe mencionar que para transmitir información digital a través de canales paso-banda, mediante las técnicas de modulación codificadas, es necesario además, hacer uso de algún esquema de modulación digital (Ver Sec. 4.4.4).

4.4.3.1 Modulación por Amplitud de Pulsos

Una señal PAM (Fig. 4.4.12) consiste de una secuencia de pulsos regulares cuya amplitud corresponde al valor de la señal mensaje $x(t)$ al inicio de cada pulso. Esta señal puede representarse como ⁽¹¹⁾:

$$x_{\text{PAM}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \Pi\{|t - (nT_s + \tau/2)|/\tau\} \quad (4.4.42)$$

donde τ es la duración del pulso y T_s es el período de muestreo. La función pulso $\Pi|\cdot|$ está definida por:

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & |t| < 1/2 \\ 0, & \text{en cualquier otro caso.} \end{cases}$$

PAM es la técnica de modulación por pulsos no codificada más popular debido a que su implantación es sencilla y es la más eficiente en cuanto a requerimientos de potencia y utilización de ancho de banda. Su inconveniente principal radica en su elevada susceptibilidad al ruido. Esto es debido a que la información está contenida en la amplitud de los pulsos y, una pequeña cantidad de ruido puede modificar la amplitud de ellos

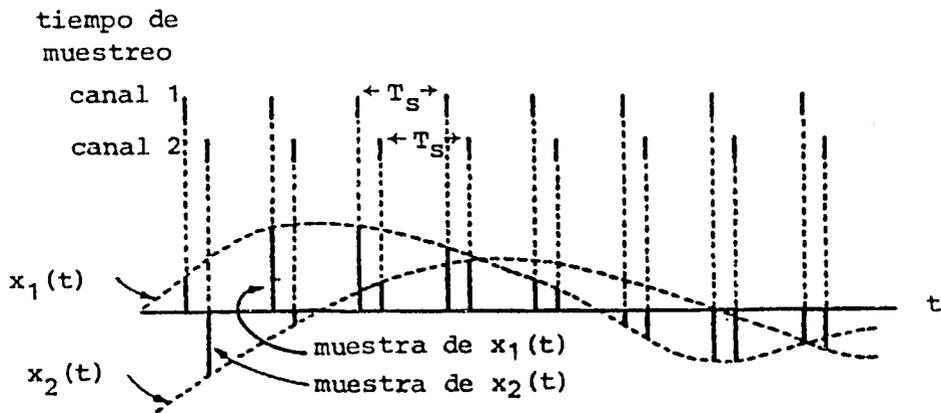


FIGURA 4.4.10 Intercalamiento de muestras de dos señales.

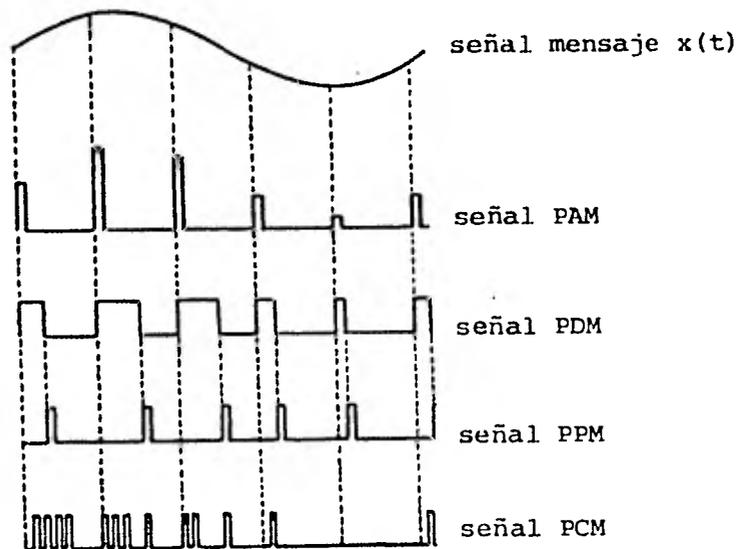


FIGURA 4.4.11 Esquemas de modulación por pulsos.

haciendo la señal ininteligible.

4.4.3.2 Modulación por Duración de Pulsos

En PDM el valor de la enésima muestra está contenido en la duración del enésimo pulso, figura 4.4.13. Matemáticamente⁽¹¹⁾:

$$\tau(n) = \tau_0 \cdot x(nT_s) \quad (4.4.43)$$

donde τ_0 es la duración del pulso sin modular. Así,

$$X_{\text{PDM}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left\{ \left| t - (nT_s + \tau(n)/2) \right| / \tau(n) \right\} \quad (4.4.44)$$

En los sistemas PDM la señal se recupera con base en la forma de los pulsos recibidos, así que cualquier distorsión en su forma repercutirá en la distorsión de la señal. Este problema se reduce incrementando el ancho de banda de transmisión. Debido a este intercambio ancho de banda—distorsión de los pulsos, PDM es menos susceptible al ruido que PAM.

4.4.3.3 Modulación por Posición de Pulsos

Una señal PPM consiste de pulsos cuyo desplazamiento, tomando como base el instante de muestreo, es proporcional a los valores de las muestras de la señal mensaje (Fig. 4.4.14). Así, el inicio de cada pulso se verifica en un tiempo igual a:

$$t_n = nT_s + t_0 \cdot x(nT_s) + \tau/2 \quad (4.4.45)$$

por tanto, una señal PPM puede representarse como⁽¹¹⁾:

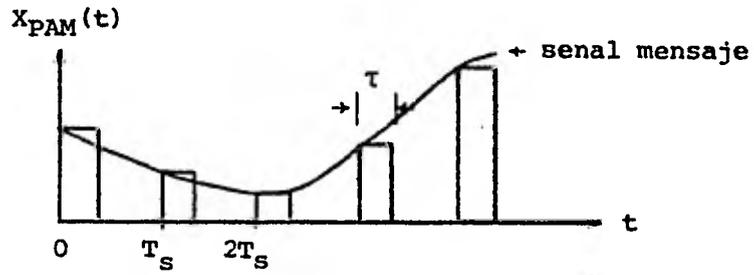


FIGURA 4.4.12 Señal PAM.

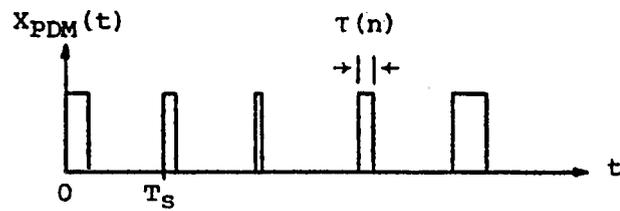


FIGURA 4.4.13 Señal PDM.

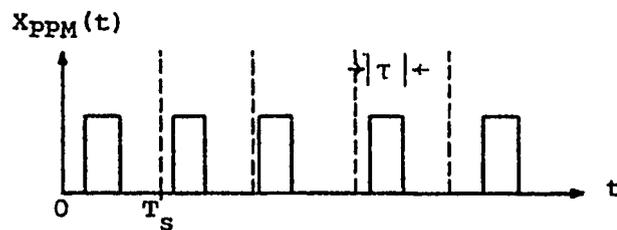


FIGURA 4.4.14 Señal PPM.

$$X_{\text{PPM}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left\{\frac{|t - (nT_s + t_0 x(nT_s)) + \tau/2|}{\tau}\right\} \quad (4.4.46)$$

Las señales PPM pueden generarse a partir de las de PDM, de hecho este es el uso principal de las señales PDM⁽¹¹⁾.

PPM es considerablemente superior a PDM, en cuanto a requerimientos de potencia, ya que en este caso la información no está contenida en el tiempo de transmisión dedicado a cada pulso.

4.4.3.4 Modulación por Codificación de Pulsos

La Modulación por Codificación de Pulsos es una técnica ampliamente utilizada para la transmisión de señales analógicas mediante señales digitales. Actualmente PCM es de uso común en enlaces telefónicos de corta longitud (16 a 80 Kms), siendo la Bell Systems quien lo introdujo a principios de los 60's. Su sistema, conocido como T1, ha tenido gran aceptación en los Estados Unidos, Canadá y Japón. Este sistema proporciona 24 canales telefónicos a una velocidad de 1.544 Mbits/seg.

Con base a las experiencias obtenidas con el Sistema T1, algunos años después, la CCITT recomendó un sistema de 30 canales a 2.048 Mbits/seg que se ha implantado en muchas partes del mundo⁽¹⁰⁾. Otro campo de aplicación del sistema PCM es en aquellas áreas en las que se requiere la telemedición de datos, éstas incluyen la telemedición para propósitos de control de procesos, monitoreo automático de plantas generadoras de energía eléctrica, etc.

No obstante que las aplicaciones mencionadas son unas de las más importantes, PCM puede destinarse a la transmisión de señales de cualquier tipo, sean analógicas o digitales con una

elevada confiabilidad y costos reducidos.

En el diagrama a bloques del sistema PCM de la figura 4.4.15, se indican los tres procesos necesarios para la generación de una señal PCM, los cuales son: muestreo, cuantización y codificación. A la combinación del cuantizador y codificador se le conoce como convertidor analógico-digital (A/D) cuya función es discretizar a la señal en magnitud y asignar un código a cada una de estas magnitudes. De esta manera, la señal analógica original se reemplaza por una secuencia de pulsos que podrán tomar dos o más valores (sistemas binarios o M-arios, respectivamente). La realización de los tres procesos mencionados se ilustra en la figura 4.4.16.

Una vez que la señal ha sido codificada, ésta se transmite por el canal hacia el receptor, cuya primera tarea es separar la señal mensaje del ruido introducido durante la transmisión, mediante el empleo de un filtro acoplado que determinará si se ha recibido un '1' o un '0' (en el caso de sistemas binarios).

Después de que se ha recibido el grupo de bits correspondiente a una de las muestras cuantizadas, el receptor le asigna la magnitud que representa (al bloque que efectúa esta tarea se le conoce como convertidor digital-analógico, D/A). Posteriormente la secuencia de niveles que aparece a la salida del convertidor D/A es filtrada para rechazar las componentes de frecuencia que estén fuera de la banda base de la señal transmitida.

La señal obtenida a la salida del sistema es idéntica a la señal de entrada, excepto por el ruido de cuantización (originado por el proceso de cuantización al aproximar las amplitudes de las muestras al nivel de cuantización más próximo) y por los errores en la decodificación (provocados por el ruido del

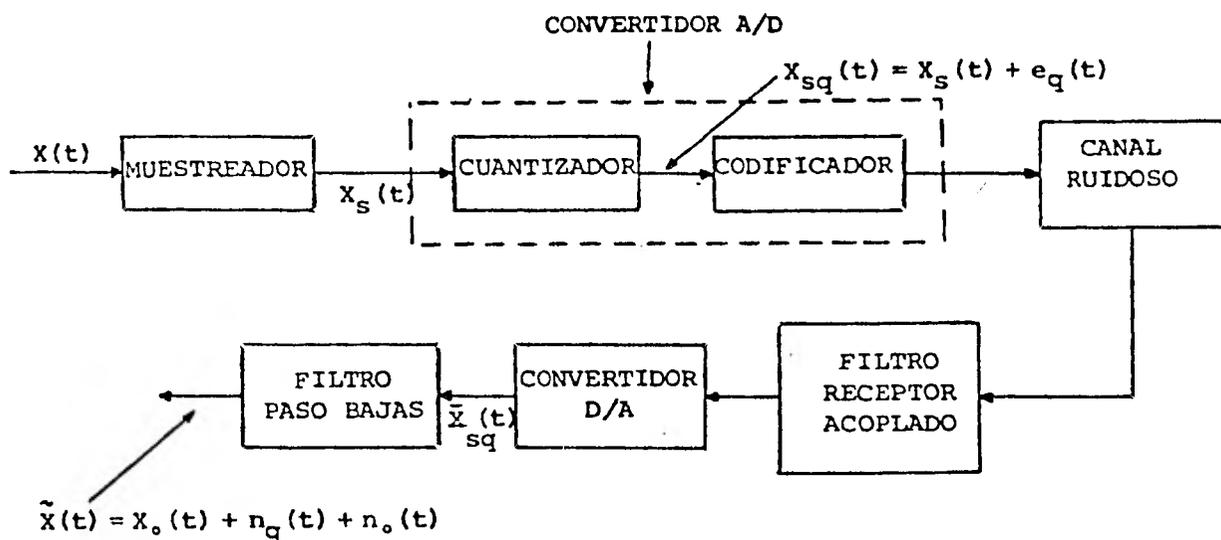


FIGURA 4.4.15 Diagrama a bloques de un sistema PCM. $n_q(t)$ es el ruido debido al proceso de cuantización y $n_o(t)$ es el ruido debido a los bits erróneos causados por el canal ruidoso.

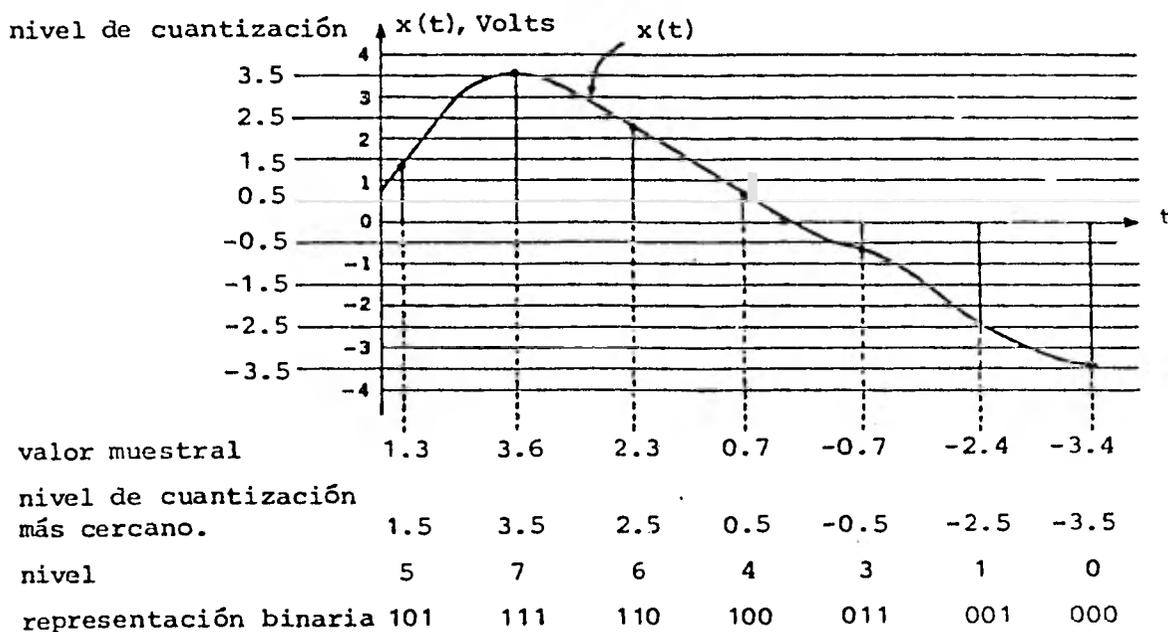


FIGURA 4.4.16 Señal mensaje muestreada regularmente. Se indican los niveles de cuantización. Para cada muestra se indican los valores de cuantización y su representación binaria.

canal).

El primer tipo de ruido puede reducirse utilizando más niveles de cuantización a costa de un mayor ancho de banda, y el segundo mediante el empleo de repetidores-regeneradores de la señal, ubicados a intervalos regulares entre el transmisor y receptor. El número de repetidores y el espaciamiento entre ellos depende del tipo de medio de transmisión utilizado, su atenuación y distorsión de fase por unidad de longitud, longitud total del enlace y frecuencia de la portadora utilizada (si se transmite a través de un canal paso banda).

PCM es superior a las técnicas de modulación por pulsos no codificadas debido a su gran inmunidad al ruido y a la distorsión, siempre y cuando los repetidores-regeneradores tengan el espaciamiento adecuado. Esta característica se debe a que en PCM se transmite la información mediante una secuencia de pulsos que pueden tener un número de amplitudes finito (lo cual no sucede con PAM) haciéndose más confiable el proceso de decisión que se realiza en el receptor. El razonamiento es también aplicable a PDM y PPM. El precio que hay que pagar por esta superioridad es un notable incremento en el ancho de banda utilizado.

Requerimientos de ancho de banda para PCM.- Puesto que la representación de cada una de las muestras cuantizadas requiere de varios dígitos (7 de información y 1 para propósitos de señalización en el Sistema T1), el ancho de banda de PCM es mucho mayor que el ancho de banda del mensaje.

El ancho de banda para transmitir una señal PCM está dado por (8) :

$$B_{PCM} \geq f_x \log_M (Q) \quad (4.4.47)$$

donde:

f_x es el ancho de banda del mensaje.

Q es el número de niveles de cuantización.

M es el número de niveles que pueden tomar los pulsos.

Así, por ejemplo, para transmisión de voz con buena calidad, considerando que $f_x = 4000$ Hz, $M = 2$ (sistema binario) y $Q = 256$, se tiene que $B_{PCM} \geq 32$ KHz, lo cual representa cuando menos 8 veces el ancho de banda del mismo mensaje transmitido por SSB.

No obstante lo afirmado por (16) en la Sección 3.5.1, este requerimiento de un mayor ancho de banda constituye un impedimento para su uso en OPSA, debido no solamente a lo restringido de su ancho de banda, sino también a su nula respuesta a frecuencias cercanas a 0 Hz.

Relación señal a ruido de salida en los sistemas PCM⁽⁸⁾.

De acuerdo al diagrama a bloques del sistema PCM (Fig. 4.4.15), la señal de salida de éste puede escribirse como:

$$\bar{x}(t) = X_o(t) + n_q(t) + n_p(t) \quad (4.4.48)$$

donde:

$X_o(t) = Kx(t)$ es la componente de la señal a la salida del sistema.

$n_q(t) = Q^2$ es el ruido de cuantización.

$n_p(t)$ es el ruido del canal que se ha sumado a la señal.

Por lo que la relación s/r a la salida del receptor PCM, utilizada como una medida de la calidad de la señal, está determinada por:

$$\left(\frac{S}{r}\right)_o = \frac{E\{[x_o(t)]^2\}}{E\{[n_q(t)]^2\} + E\{[n_o(t)]^2\}} \quad (4.4.49)$$

en la que:

$$E\{[x_o(t)]^2\} = \frac{Q^2}{T_s^2} \left(\frac{\Delta^2}{12}\right) \quad \text{potencia promedio de la señal} \quad (4.4.50)$$

$$E\{n_q^2(t)\} = \frac{1}{T_s^2} \left(\frac{\Delta^2}{12}\right) \quad \text{potencia promedio del ruido de cuantización.} \quad (4.4.51)$$

$$E\{[n_o(t)]^2\} = 2^{2N} \Delta^2 P_e / 3T_s^2 \quad \text{potencia promedio del ruido del canal presente en la señal.} \quad (4.4.52)$$

T_s es el período de muestreo, Δ es el tamaño del pulso, N es el número de bits por palabra del código y, P_e es la probabilidad de error.

Sustituyendo las ecuaciones 4.4.50, 4.4.51 y 4.4.52 en la 4.4.49, y sabiendo que $Q = 2^N$ se tiene que:

$$\left(\frac{S}{r}\right)_o = 2^{2N} / (1 + 4P_e^{2N}) \quad (4.4.53)$$

En el caso de que se utilice un canal paso banda como medio de comunicación, la probabilidad de error dependerá del esquema de señalización utilizado (ASK, FSK, o PSK). Por ejemplo, si se transmite mediante PSK⁽⁸⁾:

$$P_e = Q(\sqrt{S_{av} / \eta f_x N}) \quad (4.4.54)$$

donde:

S_{av} es la potencia promedio de la señal y $Q(x)$ es la función de probabilidad Gaussiana.

Si se transmite PCM en banda base, la P_e estará dada por ⁽⁸⁾:

$$P_e = Q(\sqrt{2S_{av} T_b / \eta}) \quad (4.4.55)$$

4.4.3.5 Modulación Delta.

La modulación Delta, al igual que PCM, es una técnica mediante la cual una señal analógica puede ser codificada en dígitos binarios.

DM presenta la ventaja de que la circuitería requerida tanto en el transmisor como en el receptor, particularmente en este último, es sustancialmente menos compleja que en PCM.

En la figura 4.4.17 se muestra el diagrama a bloques de un sistema de modulación Delta. El generador de pulsos proporciona un tren de pulsos $P_i(t)$ con una amplitud y polaridad fijas (por facilidad en la explicación se supone que los pulsos son arbitrariamente angostos, es decir, impulsos). Este tren de pulsos se alimenta al modulador junto con la señal $\Delta(t)$, obteniéndose a la salida una señal $P_o(t)$ que consiste de un tren de pulsos $P_i(t)$ multiplicado por +1 ó -1 (dependiendo de la polaridad de $\Delta(t)$). Así, si $\Delta(t)$ es positiva cuando $P_i(t)$ ocurre, la multiplicación es por +1, y si $\Delta(t)$ es negativa, por -1.

Posteriormente la señal $P_o(t)$ se aplica al integrador, cuya salida se designa como $\tilde{x}(t)$ (se observará después, que $\tilde{x}(t)$ es una aproximación de la señal de entrada al sistema, $x(t)$). Las señales $x(t)$ y $\tilde{x}(t)$ se comparan en un amplificador diferencial, por lo que la salida del amplificador es: $\Delta(t) = x(t) - \tilde{x}(t)$.

La operación del modulador Delta puede visualizarse mediante

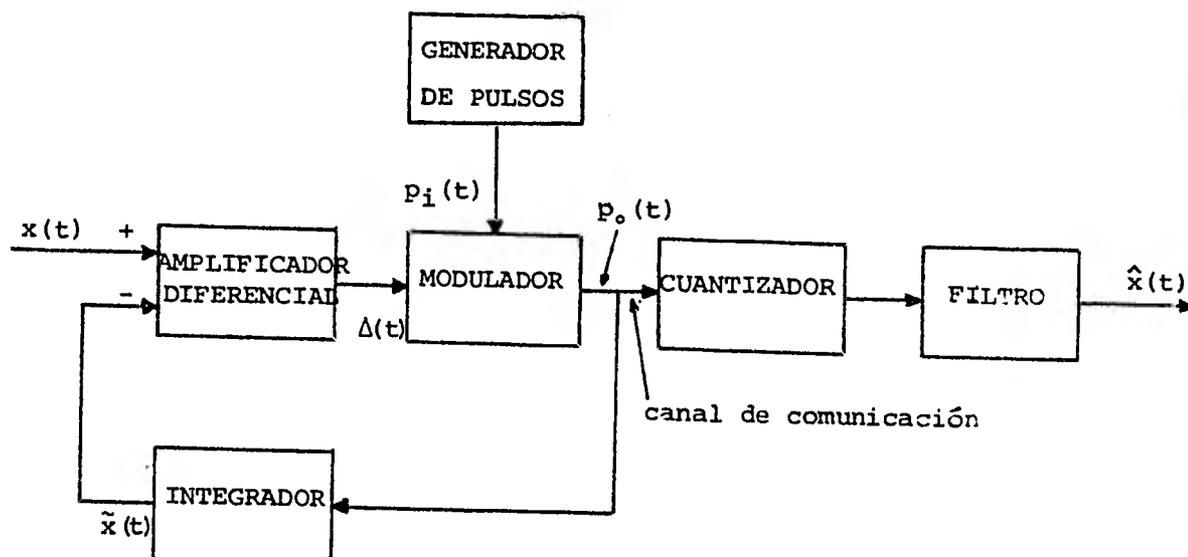


FIGURA 4.4.17 Sistema de comunicación de modulación Delta.

las formas de onda de la figura 4.4.18. En esta figura, los valores iniciales de $x(t)$ y $\tilde{x}(t)$ se han seleccionado en forma arbitraria. Cuando $t = t_1$, se tiene que $x(t)$ es mayor que $\tilde{x}(t)$, por lo que el pulso a la salida del modulador es positivo y la respuesta del integrador a este pulso (impulso) es un escalón positivo. En el tiempo t_2 , $\Delta(t) = x(t) - \tilde{x}(t)$ es aún positiva lo cual resultará en otro escalón positivo. Este proceso continua hasta $t = t_3$, donde $\tilde{x}(t)$ es mayor que $x(t)$. Por tanto, inmediatamente después del cuarto pulso, $\Delta(t)$ es negativa, y el siguiente pulso a la salida del modulador es de polaridad negativa. Se observa en la figura 4.4.18 que $\tilde{x}(t)$ es una -- aproximación de $x(t)$.

En el receptor la señal se recupera integrando $P_o(t)$, y filtrándola mediante un filtro paso bajas para suprimir los saltos de $\tilde{x}(t)$.

El principal problema de DM se presenta cuando $x(t)$ tiene una pendiente mayor que la que puede lograr $\tilde{x}(t)$, por lo que $\tilde{x}(t)$ es una aproximación burda de $x(t)$. A este fenómeno se le llama sobrecarga de pendiente, figura 4.4.19. Este problema puede ser aliviado filtrando la señal para limitar su máxima razón de cambio, o bien, incrementando el tamaño del escalón -- y/o la velocidad de muestreo.

El filtrado de la señal y la utilización de escalones de mayor tamaño da por resultado una resolución de la señal pobre, y el incremento en la velocidad de muestreo, se traduce en la necesidad de un mayor ancho de banda.

Una mejor alternativa para evitar la sobrecarga de pendiente consiste en la variación del tamaño del pulso cuando este fenómeno sea detectado. A los sistemas que hacen uso de esta -- técnica se les conoce como sistemas de modulación Delta Adaptivo (ADM)⁽⁶⁾.

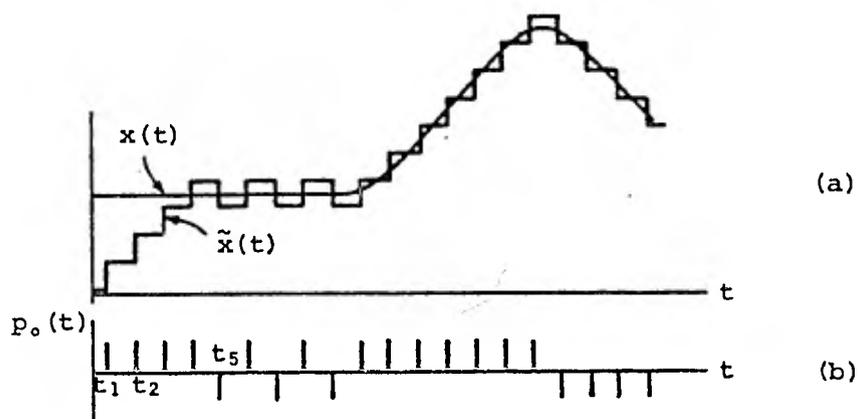


FIGURA 4.4.18 Formas de onda del sistema de modulación Delta de la figura 4.4.17. (a) Señal $x(t)$ y su aproximación $\tilde{x}(t)$. (b) Tren de pulsos transmitido.

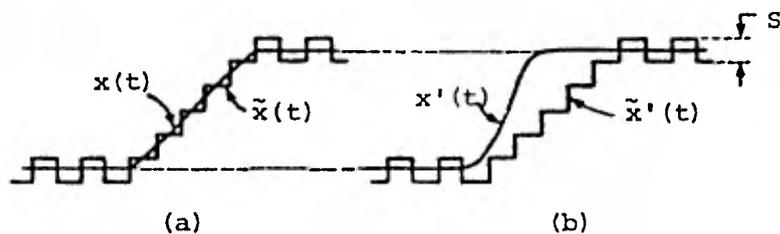


FIGURA 4.4.19 Fenómeno de sobrecarga de pendiente en la modulación Delta. Las señales $x(t)$ y $x'(t)$ en (a) y (b) tienen la misma amplitud, pero debido a la mayor pendiente de levantamiento en (b), la aproximación $\tilde{x}'(t)$ no puede seguir a la señal $x'(t)$.

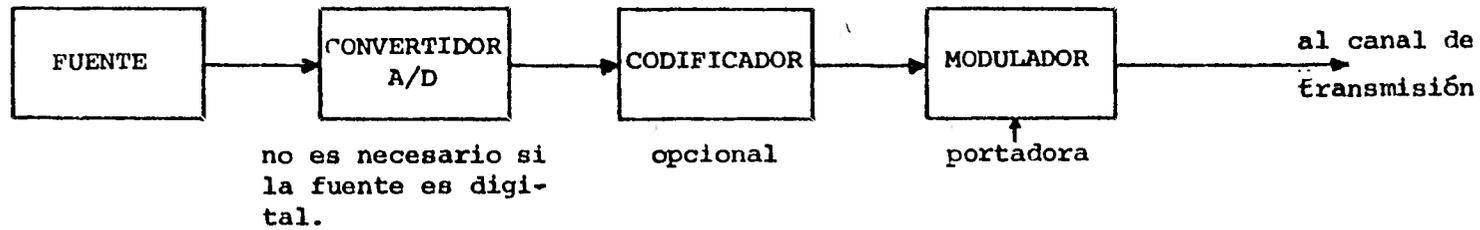
El ancho de banda requerido por ADM es similar al de PCM para transmisión de señales analógicas, por lo que por las mismas razones mencionadas en el caso de PCM, se excluye su uso en OPSA.

4.4.4 Técnicas de modulación digitales

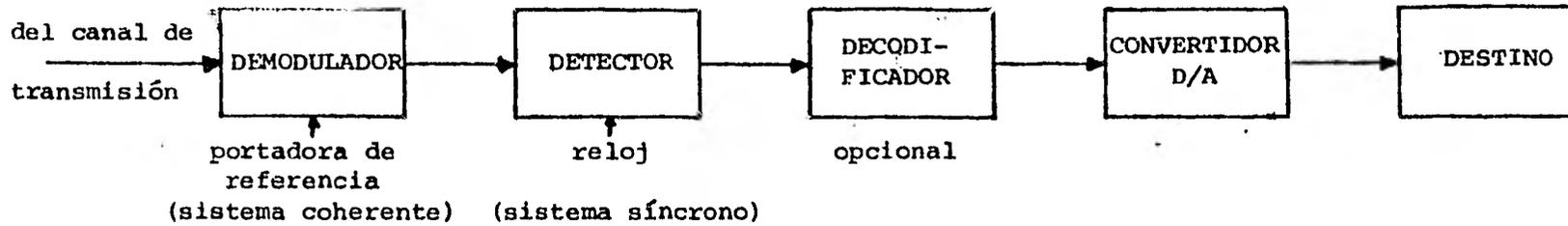
Las técnicas de modulación por pulsos descritas en la sección anterior, son apropiadas para transmitir información analógica y/o digital a través de canales en banda base. Sin embargo, la mayoría de los canales de comunicación tienen una respuesta a las bajas frecuencias muy pobre, por lo que se consideran como canales paso banda. Es por esta razón que, para transmitir información digital (como la producida por computadoras, teleimpresores, sistemas de telemetría y telecontrol, etc.), así como señales PCM o DM sobre este tipo de canales, es necesario transferir la información a una frecuencia adecuada mediante algún esquema de modulación digital (figura 4.4.20). Los más frecuentemente utilizados son aquellos en los que la información digital modifica la amplitud, la frecuencia o la fase de la portadora, como se observa en la figura 4.4.21. Así, se tienen tres tipos básicos de modulación digital:

- 1) Modulación por Corrimiento de Amplitud (ASK).
- 2) Modulación por Corrimiento de Frecuencia (FSK).
- 3) Modulación por Corrimiento de Fase (PSK).

En la técnica de ASK, la amplitud de la portadora se conmuta entre dos valores para representar un '0' y un '1' binarios. En el caso de FSK, es la frecuencia de la portadora la que se varía de acuerdo a la información binaria que se va a transmitir. En el tercer método de modulación, PSK, la fase de la portadora se corre a un valor distinto cuando hay un cambio (0 a 1 ó 1 a 0) en la información.



a) Transmisor



b) Receptor

FIGURA 4.4.20 Diagrama a bloques de un sistema de comunicación digital.

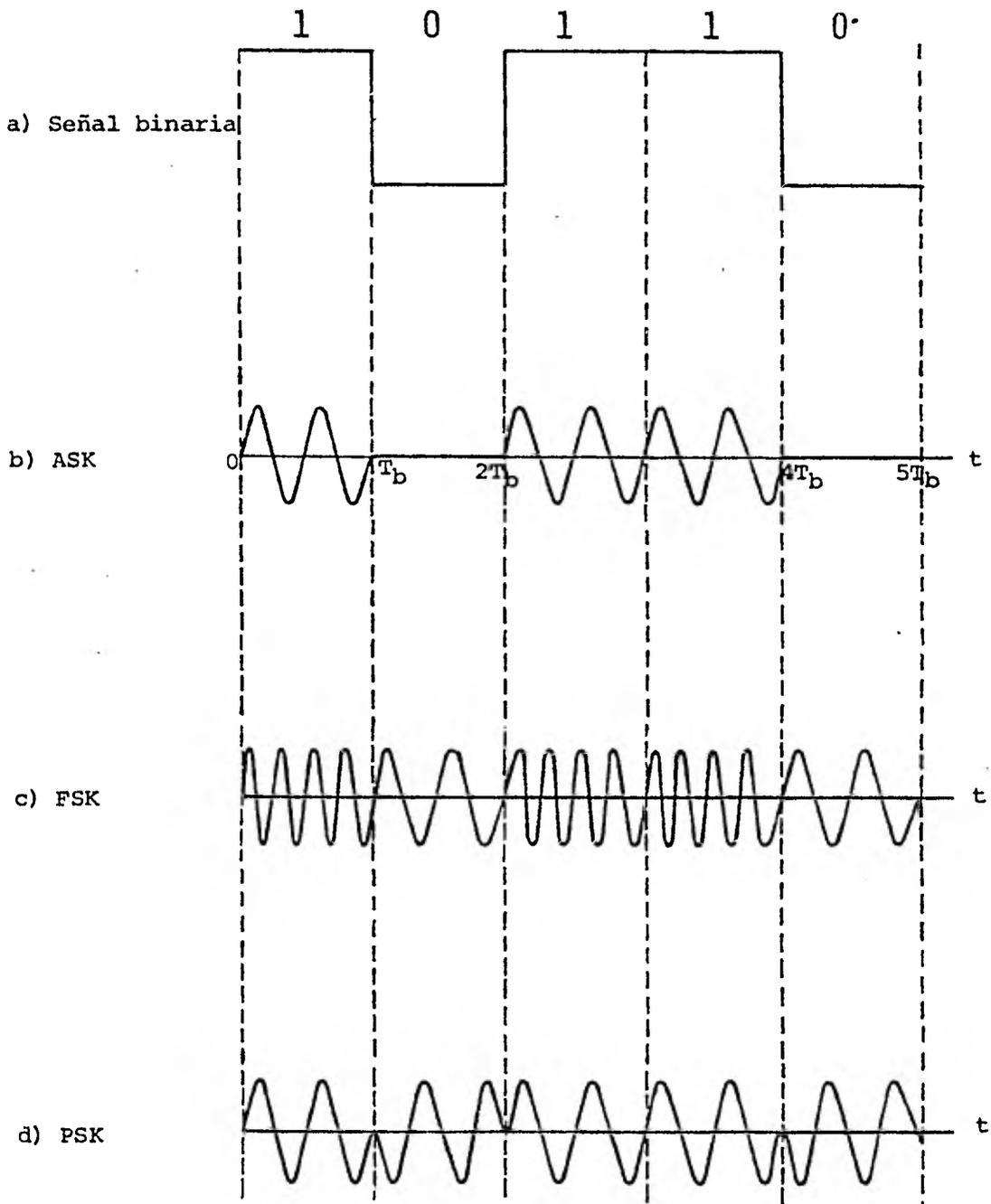


FIGURA 4.4.21 Formas de onda correspondientes a las diferentes técnicas de modulación digitales.

El sistema digital es coherente si en el receptor se cuenta con una señal (utilizada para efectuar la demodulación), que está en fase con la portadora transmitida. En caso contrario el sistema es no coherente.

El sistema es síncrono si en el receptor se dispone de una señal periódica (conocida como reloj) que está en sincronía con la secuencia de señales digitales transmitida.

Si el sistema emplea una técnica de señalización en la que el reloj es innecesario, se le llama asíncrono.

La complejidad del equipo utilizado en los esquemas de modulación digital es relativamente sencilla, en comparación con el equipo empleado en los esquemas de modulación analógicos. El precio que se paga por esta simplicidad es un incremento en el ancho de banda y en algunos casos un aumento en la potencia de transmisión.

4.4.4.1 Modulación por Corrimiento de Amplitud

Como se observa en la figura 4.4,21.b, la portadora de amplitud A únicamente esta presente cuando el estado del bit es '1'. Así, si se define a la señal binaria (secuencia de 1's y 0's) como $f(t)$, entonces la señal de ASK se representa como:

$$f_{\text{ASK}}(t) = Af(t) \cos \omega_p t \quad (4.4.56)$$

donde $f(t) = 1$ ó 0 con duración de T_b segundos.

y su espectro correspondiente está dado por:

$$F_{\text{ASK}}(\omega) = \frac{A}{2} \left[F(\omega - \omega_p) + F(\omega + \omega_p) \right] \quad (4.4.57)$$

Se observa que este espectro es similar al de una señal DSB, ver sección 4.4.1.1. La única diferencia estriba en que en este caso la señal moduladora es digital.

Si se considera que la señal binaria consiste de un tren de pulsos periódico, el espectro de esta señal será el espectro de un pulso de ancho T con un período de $2T$ trasladado a la frecuencia f_p , como se muestra en la figura 4.4.22. Tomando en cuenta que el mayor contenido de energía de esta señal se encuentra ubicado en las frecuencias cercanas a f_p , puede decirse que el ancho de banda necesario para transmitir una señal ASK es aproximadamente igual a $2/T$ Hz, o también, $2r_b$ bits/seg.

4.4.4.2 Modulación por Corrimiento de Frecuencia

Una señal FSK puede representarse como:

$$\begin{aligned} f_{\text{FSK}}(t) &= A \cos \omega_1 t \\ \delta \quad & \quad \quad \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad \quad \quad (4.4.58) \\ f_{\text{FSK}}(t) &= A \cos \omega_2 t \end{aligned}$$

La frecuencia es f_1 cuando el bit que modula la portadora es '1', y f_2 cuando es '0'. Ahora bien, si $f_1 = f_p - \Delta f$ y $f_2 = f_p + \Delta f$, entonces:

$$f_{\text{FSK}}(t) = A \cos(\omega_p \pm \Delta\omega)t \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (4.4.59)$$

Suponiendo que el mensaje binario consiste de una secuencia de 1's y 0's, la señal FSK resultante puede considerarse como si estuviera compuesta por dos señales ASK, una de ellas retrasada T segundos con respecto a la otra. Por tanto el espectro de una señal FSK consiste de la superposición lineal de

dos espectros como el de la figura 4.4.23, para el caso especial de $f \ll 1/T$; en ella se observa que el ancho de banda para esta señal FSK periódica es $2\Delta f + 2B$, donde B es el ancho de la señal en banda base. Este ancho de banda es un valor - aproximado para señales FSK más complejas.

Al igual que FM con respecto a AM (Sec. 4.4.1.5), los sistemas FSK tienen un comportamiento mejor en un ambiente ruidoso en comparación con los sistemas ASK, a costa de un mayor ancho de banda.

4.4.4.3 Modulación por Corrimiento de Fase

Una señal PSK está dada por:

$$f_{\text{PSK}}(t) = \pm \cos \omega_p t \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (4.4.60)$$

donde el signo positivo corresponde a un '1' en la señal binaria, y el signo negativo a un '0'. La forma de onda de esta señal se muestra en la figura 4.4.21.d.

El espectro de PSK es similar al de ASK y en consecuencia el ancho de banda necesario (aproximadamente $2r_b$) para transmitir una señal PSK también lo es. La única diferencia está en el hecho de que el espectro de PSK no contiene el impulso a la frecuencia de la portadora.

PSK presenta características superiores con respecto a ASK y FSK, operando con la misma potencia de la señal y niveles de ruido similares, como puede observarse en la Tabla 4.3.

Tomando en consideración que el desarrollo matemático para la obtención de las expresiones para evaluar la probabilidad de error es muy extenso, únicamente se presenta una tabla en la

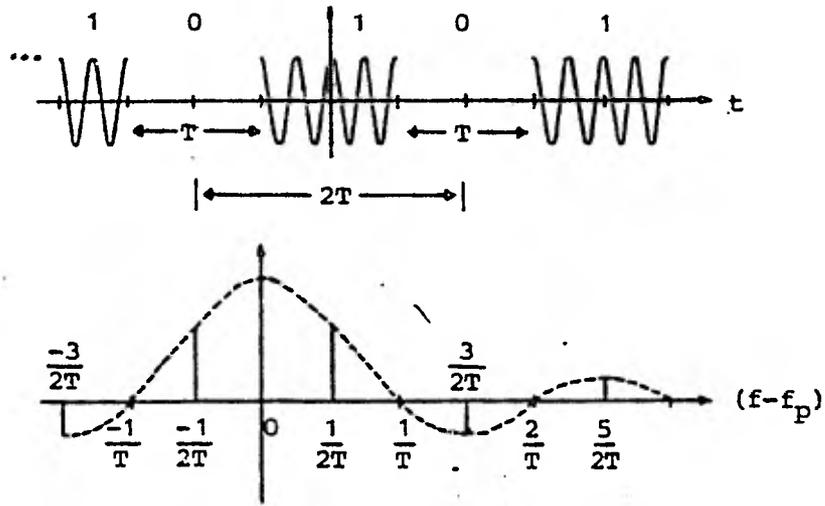


FIGURA 4.4.22 Espectro de una señal ASK periódica. a) Señal ASK periódica. b) Espectro correspondiente.

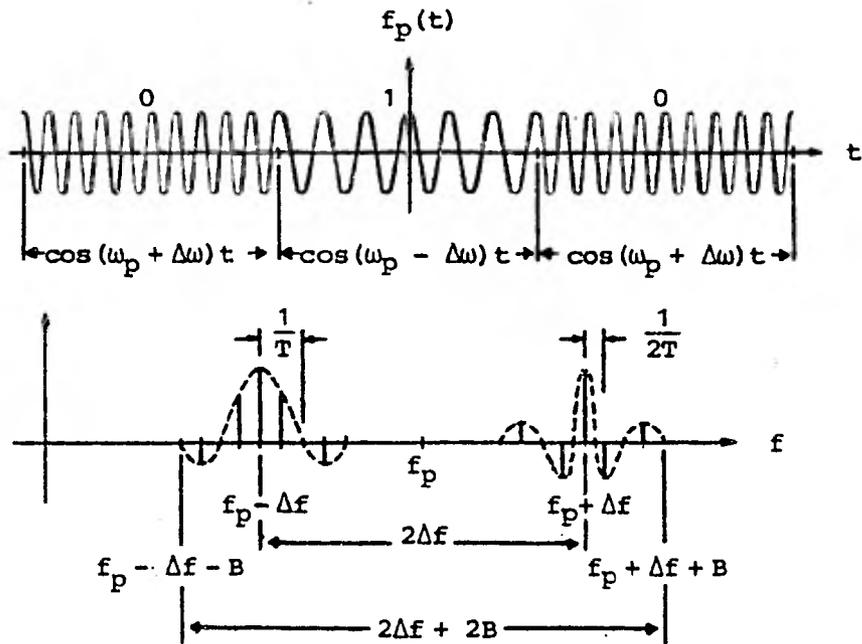


FIGURA 4.4.23 Espectro de una señal FSK periódica. a) Señal FSK periódica. b) Espectro correspondiente.

que se resumen las características más relevantes de las técnicas de modulación consideradas, Tabla 4.3.

En la Tabla 4.3 se incluyen los parámetros necesarios para determinar la calidad de funcionamiento de los diversos sistemas digitales, tales como: probabilidad de error, ancho de banda requerido, relación señal a ruido necesaria para obtener una P_e igual a 10^{-4} (límite inferior permisible, en la mayoría de los sistemas de comunicación digitales), complejidad de los equipos y algunos comentarios relacionados con sus aplicaciones.

TIPO	$s_1(t), s_2(t)$	B_T	P_e	S/R PARA $P_e = 10^{-4}$ (db)	COMPLEJIDAD DEL EQUIPO	COMENTARIOS
ASK coherente	$s_1(t) = A \cos \omega_p t$ $s_2(t) = 0$ $\omega_p = k2\pi r_b$ K- entero	$= 2r_b$	$Q(\sqrt{\lambda^2 r_b / 4\eta})$	14.45	moderada	Raramente usada. $T_e^0 = \lambda^2 r_b / 4$
ASK no coherente	Igual que en el caso anterior.	$= 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\lambda^2 r_b}{16\eta}\right]$	18.33	menor	$T_e^0 = A/2$ $P_{e0} = P_{e1}$
FSK coherente	$s_1(t) = A \cos(\omega_p - \omega_d)t$ $s_2(t) = A \cos(\omega_p + \omega_d)t$ $2\omega_d = 1.5\pi r_b$	$> 2r_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{0.61\lambda^2 r_b}{\eta}}\right)$	10.6	mayor	Raramente usada; su calidad de funcionamiento no justifica la complejidad. $T_e^0 = 0$
FSK no coherente	Igual que en el caso anterior. $2\omega_d = (k2\pi)r_b$	$> 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\lambda^2 r_b}{8\eta}\right]$	15.33	menor	Usada para transmisión de datos de baja velocidad; pobre utilización de la potencia y ancho de banda. $T_e^0 = 0$
PSK coherente	$s_1(t) = A \cos \omega_p t$ $s_2(t) = -A \cos \omega_p t$ $\omega_p = k2\pi r_b$	$= 2r_b$	$Q(\sqrt{\lambda^2 r_b / \eta})$	8.45	mayor	Usada para transmitir datos de alta velocidad. $T_e^0 = 0$; presenta la mejor calidad de funcionamiento, pero el equipo necesario es complejo.
DPSK	Igual que en el caso anterior, pero con codificación diferencial.	$= 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\lambda^2 r_b}{2\eta}\right]$	9.30	moderada	Es la más comúnmente usada en transmisión de datos de media velocidad. $T_e^0 = 0$; los errores tienden a ocurrir en pares.

TABLA 4.3 Comparación de las técnicas de modulación digitales.

- P_e - Probabilidad de error.
 A - Amplitud de la portadora a la entrada del receptor.
 $\eta/2$ Densidad espectral de potencia del ruido.
 T_b - Duración del bit.
 r_b - Velocidad en bits/seg.
 $f_p = \omega_p/2\pi$ frecuencia de la portadora.
 T_d^* - Punto de decisión.
 $s/r = A^2/2\eta r_b$.
 $P_{e0} = P(\text{error/se envió un } 0)$.
 $P_{e1} = P(\text{error/se envió un } 1)$.

En la figura 4.4.24 se muestra la gráfica P_e vs. s/r a la entrada del demodulador.

Esta figura y la tabla anterior se utilizarán para efectuar las comparaciones y elegir la que más se adapte a las características y aplicaciones del sistema OPSA.

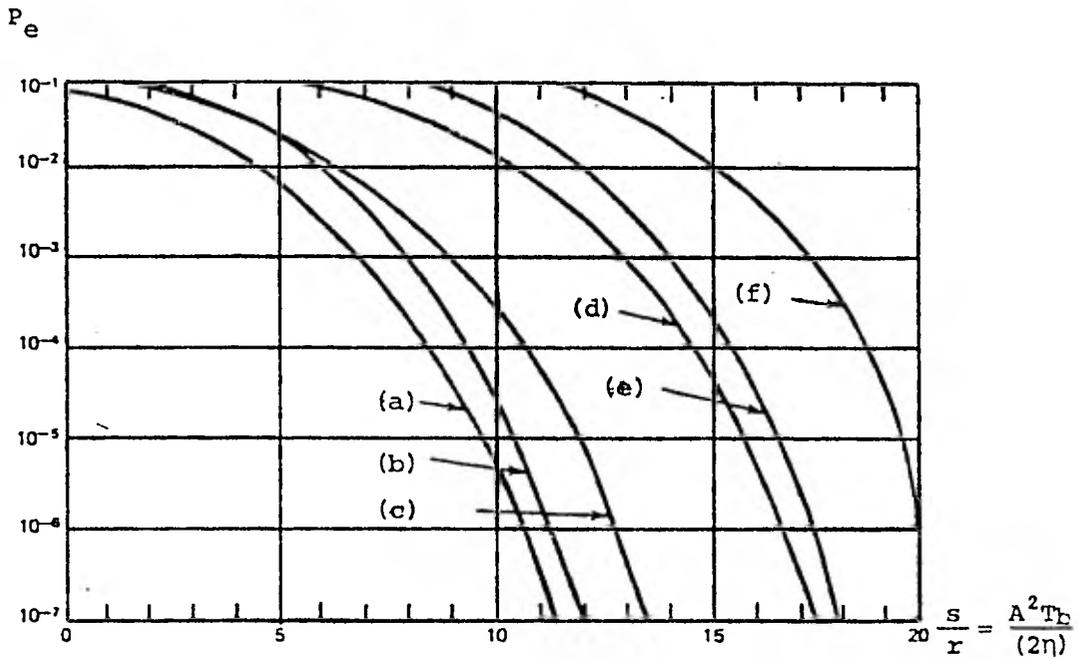


FIGURA 4.4.24 Probabilidad de error de esquemas de modulación digitales binarios. (a) PSK coherente. (b) DPSK. (c) FSK coherente. (d) ASK coherente. (e) FSK no-coherente. (f) ASK no-coherente.

4.5 CONSIDERACIONES PARA LA SELECCION DE LAS TECNICAS DE MODULACION

Una vez que se han presentado las características más importantes de las técnicas de modulación, se procederá a la selección de las que más se adecuen a las características del sistema OPSA y a las necesidades de comunicación del Sector Eléctrico. Para esto, es necesario establecer las siguientes consideraciones:

- 1) El ancho de banda del sistema OPSA es reducido (teóricamente, la máxima frecuencia utilizable es de 2.5 MHz, Sección 3.5.1), por lo que puede considerarse como un canal limitado en banda.
- 2) Para utilizar a las líneas de transmisión de energía eléctrica de 60 Hz como medio de comunicación, el sistema OPSA hace uso de elementos de acoplamiento, por lo que su respuesta a las frecuencias cercanas a cero es nula (Sección 3.3). Es por esta razón que OPSA se clasifica como un canal paso banda.
- 3) El empleo de subconductores en OPSA implica líneas de transmisión que operan con voltajes superiores a 230 Kv (Sección 3.1). Este hecho da lugar a niveles de ruido elevados y de naturaleza compleja (Secciones 2.3.3 y 3.4.3). Por ejemplo, para una línea de 380 Kv bajo condiciones climáticas adversas el nivel de ruido esperado es de -8 dbm en un ancho de banda de 2.5 KHz.
- 4) El sistema OPSA se utilizará para el envío de señales de voz, datos y teleprotección.
- 5) Se requiere de grados de confiabilidad variables, que dependen de la trascendencia de las aplicaciones en particular.

(Sección 4.5.1).

6) El empleo de repetidores requiere del uso de trampas de onda adicionales y circuitos de puenteo, que pueden incrementar el costo del sistema en forma considerable (Sección 2.2.6).

7) La complejidad de los equipos de comunicación no se considera como un factor determinante ya que se trata de un sistema de comunicación punto a punto. Además, puesto que a menudo las técnicas de modulación que mejores características de funcionamiento presentan requieren de equipos de complejidad elevada, este factor es secundario.

8) La respuesta a la frecuencia del sistema OPSA es de suma importancia para la transmisión de datos. Idealmente, las curvas de atenuación-frecuencia y fase-frecuencia deberán ser planas dentro del rango de frecuencias a utilizar. Sin embargo, de acuerdo con la respuesta en amplitud del sistema OPSA, incluida en el Apéndice II, se observa que esto no sucede en la práctica. Debido a esto, es a menudo necesario incluir circuitos de compensación (igualadores) para hacer más uniformes dichas respuestas, principalmente en la transmisión de datos de alta velocidad. Porque de no ser así, se tendrían niveles de distorsión por amplitud y retraso que perjudicarían considerablemente la confiabilidad del enlace.

4.5.1 Clasificación de los mensajes en los sistemas de potencia según su trascendencia

Uno de los parámetros que deberá de considerarse para decidir cuales son las técnicas de modulación más convenientes, es el que se refiere a la confiabilidad requerida en cada una de las aplicaciones a las que se destinarán los sistemas de comunicación elegidos. Es por esta razón, por lo que a --

continuación se presentan, de acuerdo a su trascendencia, los diferentes tipos de mensajes a transmitir en los sistemas de potencia.

a) Mensajes que no afectan directamente a la operación del Sistema Eléctrico.- Son aquellos mensajes que en caso de ser recibidos incorrectamente no provocarán la realización de acciones que pudieran repercutir en la operación del Sistema, debido a que el error es evidente y puede ser detectado. Por ejemplo: indicaciones mediante lámparas o mediciones leídas en instrumentos.

b) Mensajes que afectan la operación de la planta.- Aquí se incluyen los mensajes que pueden poner en peligro al equipo u ocasionar disturbios en la operación del Sistema. Por ejemplo, señales que representan valores telemedidos y que servirán de entrada de algún dispositivo de control, o que serán desplegadas en instrumentos cuya indicación errónea no puede percibirse fácilmente.

c) Mensajes vitales para la seguridad y operación de la planta.- La recepción errónea de este tipo de mensajes puede costar vidas humanas o el daño excesivo del Sistema, ya que esto provocará que se efectúen acciones peligrosas o dejen de efectuarse aquellas que son adecuadas. Es evidente que la transmisión de estas señales debe ser extremadamente confiable. Ejemplo: señales para el control de interruptores de alta tensión, señales de entrada o salida del equipo de teleprotección del sistema, etc.

La frecuencia de errores permisible en la recepción de las señales anteriores es variable, desde unas cuantas veces al día para las señales del tipo a), hasta cero para las del tipo c).

4.5.2 Comparación de las técnicas de modulación de onda continua

La comparación se basa en las características de funcionamiento de las técnicas de modulación de onda continua presentadas en la Tabla 4.2 y en las consideraciones mencionadas en la Sección 4.5.

Entre las técnicas de modulación lineal (AM, DSB, SSB, VSB), SSB y VSB son las más atractivas debido a la economía que presentan tanto en el ancho de banda como en la potencia de transmisión, aunque la complejidad del equipo requerido es elevada. Hoy en día, la mayor parte de los equipos en OPLAT utilizan SSB para telefonía, transmisión de datos a baja velocidad (desde 50 a 600 bauds) y señales de protección (Sección 4.6). Este hecho era de esperarse, ya que SSB está de acuerdo con las consideraciones 1, 2, 3, 4 y 7 de la Sección 4.5. Por otra parte, VSB es adecuada para la transmisión de datos de media y alta velocidad por su buena respuesta a las bajas frecuencias.

A diferencia de las técnicas de modulación lineal, las que pertenecen a la modulación angular, tales como FM y PM, permiten el mejoramiento de la calidad de la señal a expensas de un mayor ancho de banda. Sin embargo, debido al considerable incremento en el ancho de banda de transmisión de estas técnicas respecto de SSB, su uso no se justifica, ya que no se ajustan a la consideración 1, Sec. 4.5.

4.5.3 Comparación de las técnicas de modulación digitales

En la comparación de las técnicas de modulación digitales se supone que todas ellas operan con la misma velocidad de información, probabilidad de error y ruido.

Sus características de funcionamiento se encuentran contenidas en la Tabla 4.3.

Estas técnicas se emplean para la transmisión de datos y señales PCM sobre canales paso banda. Sin embargo, si se quiere transmitir datos a alta velocidad en un canal ruidoso como es el caso de OPSA y con la restricción del ancho de banda, entonces, la mejor elección para este propósito es VSB. Pero, si se necesita transmitir datos de baja, media y alta velocidad con una confiabilidad elevada; las técnicas de modulación digitales son las más indicadas, ya que presentan un excelente comportamiento aunado a una complejidad del equipo mínima, y un buen grado de inmunidad a ciertos defectos del canal, tales como no linealidad en amplitud y desvanecimiento (variaciones aleatorias lentas de las características del canal) del canal de comunicación. El precio que hay que pagar por esto es un mayor ancho de banda de transmisión (aproximadamente el doble del utilizado por SSB para ASK y PSK, y mayor para FSK).

De acuerdo a la Tabla 4.3 las técnicas digitales más convenientes para transmitir datos son: PSK para alta velocidad, DPSK para media velocidad y FSK no coherente para baja velocidad.

En la figura 4.4.24 se muestran los requerimientos de potencia para las distintas técnicas de modulación; considerando que la probabilidad de error está entre 10^{-7} y 10^{-4} , se tiene que PSK es la técnica que requiere de la menor cantidad de potencia y que FSK no coherente requiere de 7 db más de potencia para conseguir la misma P_e . Sin embargo, puesto que la atenuación en OPSA es muy pequeña (0.15 db/Km, aproximadamente) ésta no es una restricción decisiva.

Una característica muy importante de estas técnicas, es que

pueden utilizar los códigos de control de error lográndose con ésto, enlaces sumamente confiables.

Cabe mencionar que además de las técnicas de modulación digitales mencionadas existen otras que transmiten información mediante el cambio de amplitud, fase o frecuencia en M pasos discretos. A éstas técnicas se les conoce como M -arias. Así, tenemos: ASK, PSK y FSK M -arias⁽¹¹⁾. Estas técnicas se prefieren en lugar de las binarias, en las que $M=2$, a fin de reducir el ancho de banda necesario (a expensas de una mayor potencia de transmisión). Las técnicas M -arias se utilizan también para incrementar la inmunidad de las señales al ruido mediante el uso de un mayor ancho de banda, o bien para disminuir la potencia de transmisión manteniendo la misma calidad de la señal.

No obstante que es deseable el empleo de las técnicas M -arias en OPSA, debido principalmente a lo restringido del ancho de banda de este sistema, éstas serían más sensibles al ruido del canal que las binarias. Además, la distorsión por interferencia entre símbolos se agudiza con su uso⁽⁶⁾. Por tanto, de acuerdo a la consideración 3 de la Sección 4.5, no es recomendable el uso de las técnicas M -arias en OPSA.

4.6 TECNICAS DE MODULACION EN OPLAT

A lo largo de su desarrollo OPLAT ha empleado varias técnicas de modulación, algunas de las cuales se han desechado debido a que no eran las más adecuadas para enfrentar a dos de los principales problemas de este sistema: niveles de ruido elevados y ancho de banda limitado.

Las técnicas de modulación que se han utilizado son las siguientes:

- 1) Modulación en Amplitud.- Hasta mediados de los 40's, la mayor parte del equipo telefónico en OPLAT trabajaba con AM. Actualmente, esta técnica ya no se utiliza debido a que entre las técnicas de modulación lineal, es la más susceptible al ruido y la que ocupa el mayor ancho de banda (tabla 4.2).
- 2) Modulación en Frecuencia.- No obstante que con FM es posible mejorar la relación s/r a expensas de un mayor ancho de banda, su uso no es muy frecuente, por esta misma razón. Sección 4.4.1.5.
- 3) Banda Lateral Unica.- Esta es la técnica de modulación más ampliamente utilizada hoy en día para la transmisión de señales de voz, datos y teleprotección, debido a su eficiente uso del espectro y de la potencia de transmisión, y una relación s/r mayor que AM. (tabla 4.2).
- 4) Modulación por Corrimiento de Frecuencia.- FSK se emplea para la transmisión de datos de baja velocidad, como son los relacionados con teleprotección, control de generación automático, telemetría, etc. (Tabla 4.3).
- 6) Modulación por Corrimiento de Amplitud.- ASK se utiliza para la transmisión de señales de teleprotección que requieren

del envío de la portadora únicamente durante cortos períodos de tiempo, con el consiguiente ahorro de potencia. Sin embargo, FSK es más inmune al ruido y a la interferencia, más confiable y puede operar con niveles de atenuación mayores. Por estas razones el uso de ASK no es muy frecuente.

4.6.1 Características generales de un equipo de comunicaciones típico

Actualmente la mayor parte de los equipos de comunicaciones para OPLAT trabajan exclusivamente con SSB, debido a las atractivas características que tiene esta técnica de modulación (Sección 4.4.1.3). Sin embargo, en enlaces con poca densidad de tráfico se prefieren equipos DSB, que son menos complejos, aún cuando ocupan el doble del ancho de banda de una señal - SSB.

Los equipos pueden ser monocanales o multicanales (hasta 6 canales duplex). Cuando se requieren más de 2 canales, es recomendable usar equipos multicanales, en lugar de varios equipos monocanales; particularmente en enlaces cortos. Con esta medida se reducen los costos por canal y la separación entre ellos.

Se encuentran disponibles en el mercado equipos con amplificadores desde 10 Watts hasta 160 Watts, para ser utilizados en enlaces de diversas longitudes.

Uno de los equipos más modernos es el ESB 500 de Siemens, cuyas características principales son las siguientes:

* Aplicaciones

Transmisión de voz, señales de telecontrol, teleprotección y datos dentro del rango de frecuencias de 35 a

500 Khz.

* Medios de transmisión

Líneas de transmisión o cables de potencia de medio, alto y extra alto voltaje, líneas de transmisión con subconductores, hilos de guarda aislados.

* Técnicas de modulación

Banda Lateral Unica (SSB).

* Canales de Transmisión

Canales con un ancho de banda de 2.5 Khz ó 4 Khz para cada dirección de transmisión.

Equipos monocanales con operación simplex o duplex. En operación duplex se requieren bandas de guarda entre canales.

Equipos multicanales de 2 a 6 canales con operación duplex, y bandas de guarda.

* Potencia de salida del transmisor

Potencia del amplificador.	Potencia de salida del transmisor.
20 Watts	$\geq + 40$ dbm
80 Watts	$\geq + 46$ dbm
160 Watts (2x80 W)	$\geq + 49$ dbm

* Impedancia de salida

Impedancias de 60, 75, 125 ó 250 ohms.

* Transmisión de voz

Uso opcional de compandores.

* Selección de frecuencias

La portadora puede ajustarse a cualquier frecuencia dentro del rango de 35 a 500 Khz en pasos de 2.5 a 4 Khz

con una precisión de 5×10^{-7} Hz.

* Alimentación.

+ 48 V	}	+ 20%
+ 60 V		
220 V, 50 Hz		

* Asignación de bandas en el canal de transmisión

ANCHO DE BANDA DEL CANAL	TELEFONIA	TRANSMISION DE DATOS O TELECONTROL	MAXIMO NUMERO DE CANALES DE DATOS				
			50 Bd	100 Bd	200 Bd	600 Bd	\leq 9600 Bd
2.5	0.3 a 2.0	2.18 a 2.49	3	1	-	-	-
	0.3 a 2.4	-	-	-	-	-	-
	-	0.3 a 2.4	17	8	4	1	-
	-	0.3 a 2.62	19	9	4	1	-
	-	0.38 a 2.7	18	8	5	1	-
-	0.71 a 3.03	-	-	-	-	-	
4.0	0.3 a 2.0	2.1 a 3.6	12	5	2	1	-
	0.3 a 2.4	2.67 a 3.7	9	4	2	-	-
	0.3 a 3.6	-	-	-	-	-	-
	-	0.3 a 3.6	27	13	6	2	1

Para la transmisión de datos se emplean modems como los utilizados en las líneas telefónicas. Los modems disponibles trabajan con diversas técnicas de modulación y velocidades de transmisión.

Los equipos necesarios para la transmisión de señales de teleprotección (como el SWT 400f6) se conectan a entradas y salidas especiales. En este caso se transmite con toda la potencia una de cuatro posibles frecuencias (equipo F6 de un solo servicio), obteniéndose así, comunicaciones de muy largo alcance.

En enlaces con poca atenuación pueden emplearse los equipos telefónicos para transmitir alternativamente señales telefónicas y de protección de la red (servicio alternado). En estos equipos, la potencia total de transmisión se utiliza, en operación en estado normal, para la transmisión de voz. Si hay que transmitir una señal de protección (lo cual sólo suele suceder algunas veces al año), se interrumpe brevemente la transmisión de telefonía, de manera que la señal de protección se envía con toda la potencia disponible. La interrupción de la comunicación telefónica dura menos de 100 mseg, por lo que es casi imperceptible al oído humano.

Puede concluirse que el ESB 500 es un equipo de gran versatilidad, ya que se adapta a las necesidades de comunicación particulares de cada enlace. Esta característica se deriva de las diversas alternativas para la asignación de bandas y anchura de éstas, en cada aplicación (telefonía, telefonía con canales superpuestos de datos, telecontrol y transmisión de datos).

B I B L I O G R A F I A.

CAPITULO IV

LIBROS:

- (1) CARLSON, Bruce A., Communications Systems (An Introduction to Signal and Noise in Electrical Communication). Mc. Graw-Hill, 1975.
- (2) GTE, The Lenkurt Demodulator (Selected Articles) VOLUME 2. GTE Lenkurt, 1970.
- (3) HAMSHER, Donald H., Communication System Engineering Handbook. Mc. Graw-Hill, 1967.
- (4) LATHI, B. P., Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación. LIMUSA, 1978.
- (5) MARTIN, James, Future Developments in Telecommunications. Prentice Hall, 1977.
- (6) SCHILLING, Donald L., Taub, Principles of Communications Systems. Mc. Graw-Hill, 1971.
- (7) SCHWARTZ, M., Information Transmission, Modulation, and Noise. Mc Graw-Hill, 1980.
- (8) SHANMUGAM, K. S., Digital and Analog Communication Systems. John Wiley & Sons, 1979.
- (9) SHANNON, Claude E., Warren W., The Mathematical Theory of Communication. The University of Illinois Press. Urbana, 1964.

- (10) SIEMENS, Telcom Report, Digital Transmission-
Volume 2. Siemens, 1979.
- (11) ZIEMER, R. E., Tranter W. H., Principles of
Communications. Systems, Modulation and
Noise. Houghton Mifflin Co., 1976.

ARTICULOS:

- (12) TOU C. P., Roy, On Efficient Spectrum Utiliza-
tion from the Standpoint of Communication
Theory. Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 12,
December 1980.
- (13) BEVERLE, D. R., Fiedler H. J., SSB Carrier for
Utility Control and Communication. General
Electric Co.
- (14) PODSZECK, H. K., Performance of Power Systems
Telecommunications in the presence of -
Noise. CIGRE 1970.
- (15) BEDROSIAN E., Spectrum Conservation by Effi -
cient Channel Utilization. IEEE Communica-
tions Society Magazine, March 1977.

CAPITULO V

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

- * El Sector Eléctrico requiere de una red de comunicaciones que sea confiable, versátil y económica para la realización adecuada de las diversas operaciones efectuadas en él.
- * La red de comunicaciones puede integrarse con diversos sistemas de comunicación.
- * La decisión a tomar sobre cuales y cuantos sistemas de comunicación formarán una red óptima depende de varios factores, tales como: volumen de datos a manejar, longitudes de los enlaces, atenuación de los medios de transmisión, relación señal a ruido y probabilidad de error permisibles para las diversas aplicaciones, velocidad de señalización, costo del equipo, etc.
- * Entre las alternativas de comunicación se encuentran el Sistema de Onda Portadora por Línea de Alta Tensión y el Sistema de Onda Portadora por Subconductores Aislados. El primero de ellos ha sido utilizado extensamente y durante muchos años debido principalmente a su alta confiabilidad derivada de la robustez de las líneas de transmisión, capacidad para cubrir grandes distancias sin necesidad de repetidores y bajos costos de operación y mantenimiento. Sin embargo, este sistema presenta serias desventajas, como son: un espectro de frecuencias reducido, susceptibilidad a la interferencia e imposibilidad de reutilizar la misma frecuencia en tramos adyacentes de la línea, por lo que el número de canales disponibles es pequeño.
- * El Sistema OPSA ofrece una serie de ventajas sobre el Sistema OPLAT que lo hacen definitivamente superior. Entre ellas están: un mayor ancho de banda, reducida susceptibilidad a

la interferencia, etc. Sus principales inconvenientes radican en la necesidad de utilizar circuitos de acoplamiento especiales para la transmisión confiable de señales de protección y el costo elevado de su implantación en líneas ya construidas.

- * Entre las medidas tendientes a la utilización eficiente del espectro electromagnético disponible está la selección adecuada de las técnicas de modulación a utilizar en los sistemas de comunicación elegidos. Esta selección depende de la naturaleza del medio de propagación de las señales de información y las aplicaciones de los sistemas de comunicación en particular.
- * Mediante las técnicas de modulación, cuyo objetivo principal es acoplar la señal transmitida a las características del canal, es posible reducir los efectos del ruido del canal, - multicanalizar varias señales y reducir las restricciones en el diseño del equipo de comunicaciones involucrado.
- * De la comparación de las técnicas de modulación consideradas se concluye que únicamente cinco de ellas son las que presentan las características más adecuadas para acoplar las diversas señales al canal de comunicación OPSA, con las mayores ventajas.
- * En la Tabla 1 se incluyen las técnicas seleccionadas y su aplicación. En la Tabla 1 no se encuentran PCM y DM ya que, no obstante que ofrecen considerables ventajas sobre las técnicas de modulación analógicas, no es posible su aplicación en OPSA puesto que para la transmisión de estas señales es necesario utilizar técnicas digitales, lo cual daría por resultado anchos de banda excesivos.

TECNICA DE MODULACION		APLICACION
Analógica	SSB	Voz, datos de baja velocidad y señales de protección.
	VSB	Datos de media y alta velocidad.
Digital	FSK no coherente	Datos de baja velocidad
	DPSK*	Datos de media velocidad
	PSK*	Datos de alta velocidad

* Mayor confiabilidad que VSB debido a la posibilidad de usar códigos detectores y correctores de error.

TABLA 1 Técnicas de modulación seleccionadas y su aplicación.

- * Para la comprobación de los resultados teóricos obtenidos se sugiere la habilitación de una línea de transmisión experimental.
- * Para que el sistema OPSA sea económicamente conveniente se recomienda implantarlo en líneas por construir.
- * El costo del equipo de comunicaciones requerido y las bandas de guarda entre canales pueden reducirse considerablemente si se diseñan equipos con mayor número de canales, ya que los que actualmente se utilizan cuentan como máximo con seis canales.

A P E N D I C E S

APENDICE I ⁽¹⁾

IMPEDANCIA CARACTERISTICA DE UNA LINEA CON ESPACIADORES.

Considerando a la línea de transmisión como un conjunto de secciones idénticas conectadas en cascada, como se ve en la figura 1 se facilita el análisis del efecto causado por la adición de espaciadores de admitancia Y_S .

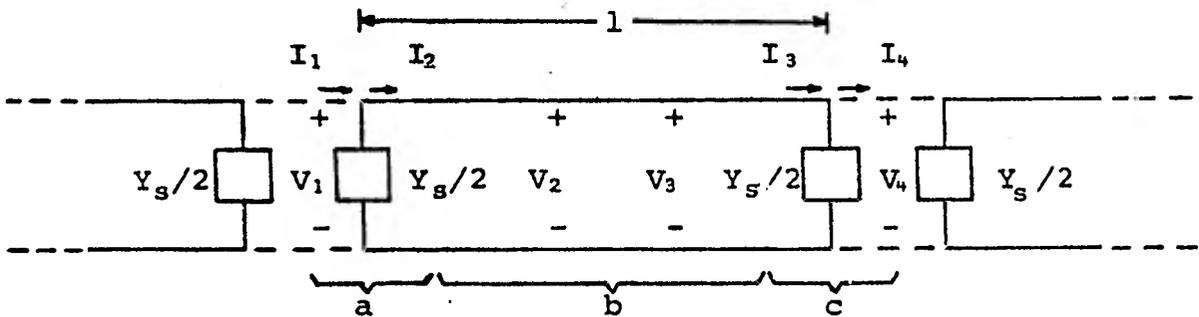


FIGURA 1 Representación de una línea de transmisión con espaciadores.

La matriz de transmisión A de una de las secciones está dada, de acuerdo a la figura 1, por:

$$[A] = [a][b][c] \quad (1)$$

donde las matrices $[a]$, $[b]$ y $[c]$ son las matrices de transmisión de cada una de las sub-secciones.

De la sub-sección 'a' se tiene que:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

por lo que:

$$[a] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

De la misma manera de la sub-sección 'c' se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

por lo que:

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ahora, para la sub-sección 'b', de las soluciones a las ecuaciones de una línea de transmisión, se tiene*:

$$V_2 = V_3 \left(\cosh \gamma l + \frac{Y_S}{2Y_0} \sinh \gamma l \right) \quad (4)$$

$$I_2 = I_3 \left(\cosh \gamma l + \frac{2Y_0}{Y_S} \sinh \gamma l \right) \quad (5)$$

Z_0 impedancia característica de la línea sin espaciadores.

* Johnson; Transmission Lines and Networks. Mc Graw-Hill 1950.

y como $V_3 = 2I_3/Y_S$

de las ecuaciones (4) y (5) se tiene:

$$V_2 = V_3 \cosh \gamma l + I_3 Z_o \sinh \gamma l$$

$$I_2 = V_3 Y_o \sinh \gamma l + I_3 \cosh \gamma l$$

poniendo las ecuaciones anteriores en forma matricial,

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ Y_o \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

por lo que:

$$[b] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ Y_o \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (6)$$

Sustituyendo (2), (3) y (6) en (1),

$$\begin{aligned} [A] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ Y_o \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S/2 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cosh \gamma l + Y_S/2 Y_o \sinh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ Y_S \cosh \gamma l + Y_o [1 + (Y_S/2 Y_o)^2] \sinh \gamma l & \cosh \gamma l + Y_S/2 Y_o \sinh \gamma l \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

donde γ es el coeficiente de propagación de la línea sin espaciadores y l es la distancia entre espaciadores.

Los eigenvalores (η) de la matriz de transferencia son los coeficientes de propagación de la red, que están dados por*:

$$\begin{vmatrix} a_{11} - \eta & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} - \eta \end{vmatrix} = a_{11}^2 - 2a_{11}\eta + \eta^2 - a_{12}a_{21}$$

$$\eta = a_{11} \pm \sqrt{a_{12}a_{21}} \quad (7)$$

y como de la matriz de transmisión se tiene que:

$$a_{11}^2 - a_{12}a_{21} = 1 \quad (8)$$

la ecuación (7) se puede expresar como:

$$\eta = a_{11} \pm \sqrt{a_{11}^2 - 1} \quad (9)$$

donde:

$$a_{11} = \cosh \gamma l + (Y_S/2Y_0) \sinh \gamma l$$

lo cual se puede expresar como:

$$a_{11} = R \cosh(\gamma l + \phi) \quad (10)$$

en donde:

$$R = \sqrt{1 - (Y_S/2Y_0)^2}$$

*Ver Reynolds, J. F., The Application of Eigen Theory Filter Networks, The Radio and Electronic Engineer (I.E.R.E.), Julio 1965, pp 19-20.

$$y \quad \tan\phi = Y_S/2Y_0.$$

Puesto que $Y_S \ll Y_0$, entonces:

$$R \approx 1$$

$$Y_S/2Y_0 \approx \phi \quad (11)$$

por lo que los eigenvalores (coeficientes de propagación) de la ecuación (9) se expresan como:

$$\eta = \exp[\pm(\gamma l + \phi)] \quad (12)$$

En la ecuación anterior se observa que ϕ es el coeficiente de propagación ocasionado por la introducción de los espaciadores. Cuyo valor, de acuerdo a la ecuación (11), está dado por

$$\phi = Z_0/2Z_S = Z_0/2R_S + j\omega C_S Z_0/2$$

donde:

$$Z_S = R_S/(1+j\omega R_S C_S) \text{ es el paralelo de } R_S \text{ y } C_S$$

Por tanto, el coeficiente de atenuación debido a los espaciadores es:

$$\alpha_S = mZ_0/2R_S \text{ Nepers/m}$$

donde m es el número de espaciadores por metro.

Para la obtención de la impedancia característica total (Z_C) se emplean las ecuaciones siguientes:

$$V_1 = a_{11}V_4 + a_{12}I_4$$

$$I_1 = a_{21} V_4 + a_{22} I_4$$

y considerando que $V_4 = Z_C I_4$, $V_1 = Z_C I_1$ y $a_{11} = a_{22}$

se tiene que:

$$Z_C = \sqrt{a_{12}/a_{21}} \tag{13}$$

De las ecuaciones (8) y (13),

$$Z_C = a_{12} / \sqrt{a_{11}^2 - 1}$$

Finalmente, del valor de a_{11} , en la ecuación (10), y a_{12} se obtiene que:

$$Z_C = Z_0 \cdot \sinh(\gamma l) / \sinh(\gamma l + \phi)$$

ANEXO II⁽²⁾

RESPUESTA A LA FRECUENCIA EN AMPLITUD DEL SISTEMA OPSA.

Las características principales del enlace Temascal-Puebla II simulado mediante el programa TRANSM (Ver Sec. 3.4.2) se muestran en la tabla siguiente:

Nombre del enlace	Temascal - Puebla II
Longitud (km)	225.6
Transposiciones	3
Tipo de conductor (MCM)	1113
Distancia entre subconductores (cm)	45
Distancia entre fases (m)	11
Altura promedio de subconductores (m)	15
Número de torres de tensión	36
Número de torres de suspensión	449
Trampas de onda (mH)	1
Capacitores de acoplamiento (pF)	4400

TABLA II.1 Características del enlace Temascal-Puebla II

Los valores de capacitancia y resistencia eléctrica de los accesorios aislantes que componen la línea simulada se incluyen a continuación.

	Capacitancia (nF)	Resistencia (M Ω)
Torres de tensión	2	10
Torres de suspensión	37	0.35
Espaciadores	15	0.30

TABLA II.2 Parámetros eléctricos de los elementos aislantes

La curva pérdida de inserción-frecuencia obtenida, y su tabla correspondiente se incluyen en la Fig. II.1 y la Tabla II.3, respectivamente.

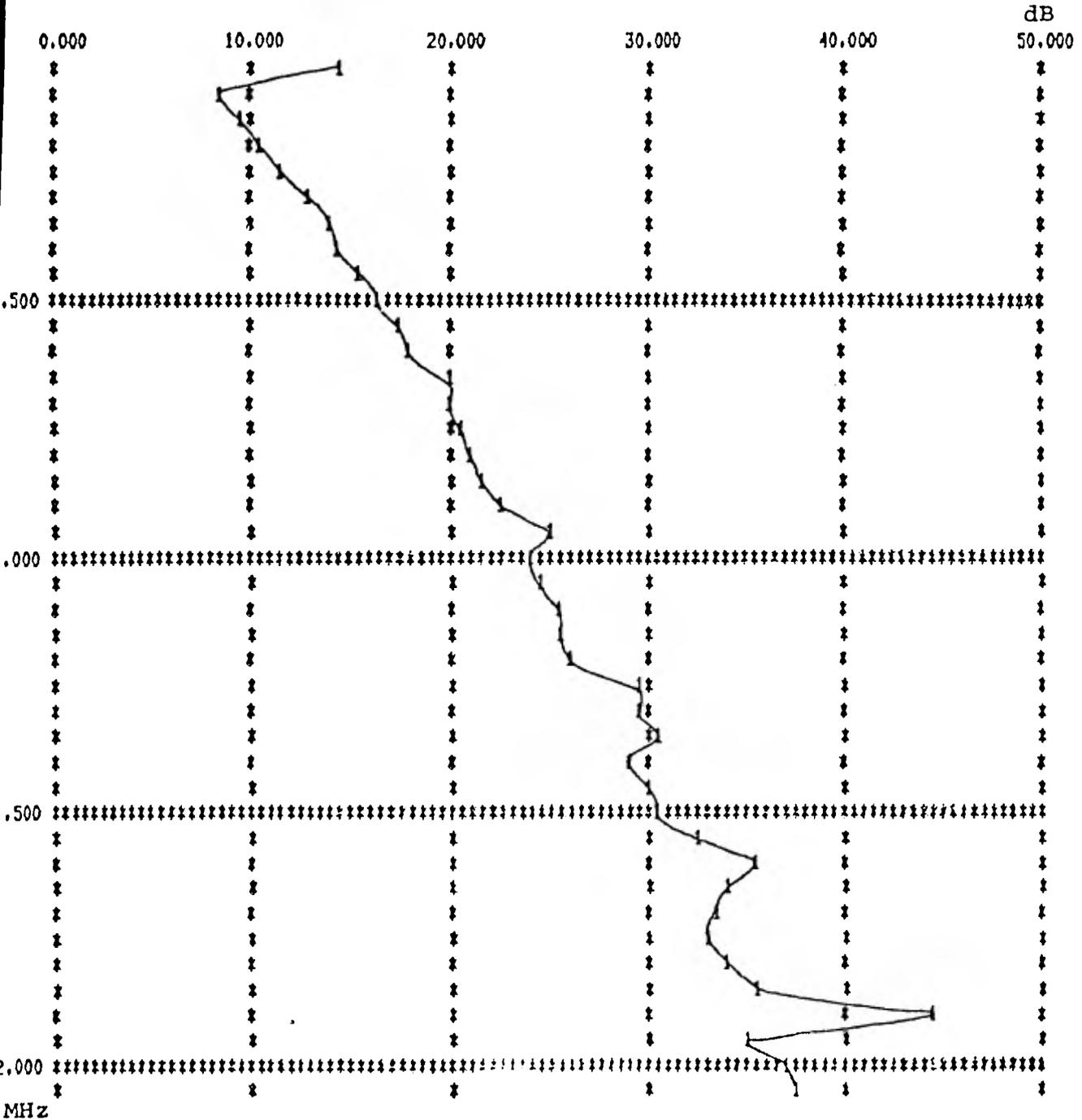


FIGURA II.1 Gráfica de pérdida de inserción vs. frecuencia del enlace Temascal-Puebla II

FRECUENCIA (MHZ)	PERDIDA DE INSERION (DB)
0.0500	14.27
0.1000	8.39
0.1500	9.33
0.2000	10.58
0.2500	11.68
0.3000	12.93
0.3500	14.03
0.4000	14.71
0.4500	15.63
0.5000	16.45
0.5500	17.26
0.6000	18.15
0.6500	20.16
0.7000	19.91
0.7500	20.27
0.8000	21.12
0.8500	21.53
0.9000	22.60
0.9500	24.94
1.0000	23.99
1.0500	24.51
1.1000	25.28
1.1500	25.51
1.2000	26.00
1.2500	29.45
1.3000	29.65
1.3500	30.25
1.4000	29.22
1.4500	30.20
1.5000	30.30
1.5500	32.28
1.6000	35.39
1.6500	33.98
1.7000	33.47
1.7500	33.04
1.8000	34.18
1.8500	35.53
1.9000	44.65
1.9500	35.07
2.0000	37.05
2.0500	37.26

TABLA II.3 Tabla correspondiente a la Figura II.1

B I B L I O G R A F I A.

APENDICES

- (1) PULLEN, F. D., Wide Bandwidth Capabilities of Intrabundle Communication on High Voltage Lines. IEEE, PAS-94, no. 2, March/April 1975.
- (2) IIE, Estudio Técnico Económico del uso de Subconductores de una misma Fase como medio de Comunicación, 2º Reporte de Avance del Proyecto 1625. IIE Depto Comunicaciones. Abril 1982.